

**manuel technique
du
magnétophone**



R. Masscho



éditions radio

MANUEL TECHNIQUE

DU MAGNÉTOPHONE

A MA FEMME MARIE-ROSE

R. MASSCHO



MANUEL TECHNIQUE DU MAGNÉTOPHONE

**FONCTIONNEMENT
PERFECTIONNEMENTS
SCHÉMAS DIVERS
MAINTENANCE**



ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob — PARIS - 6^e

© by Editions Radio, 1966
Tous droits de reproduction
et d'adaptation réservés pour tous pays

Imprimé en France
Imprimerie de Châtelaudren

Dépôt légal : 4^e trimestre 1966
Editeur n° 422 - Imprimeur n° 2209

AVANT - PROPOS

L'enregistrement magnétique connaît actuellement une diffusion croissante aussi bien dans son application la plus connue qui est l'enregistrement du son, que dans les applications spéciales telles que l'enregistrement des images, les mémoires à disques, la commande des machines-outils. A cette variété d'applications correspond un grand nombre de types d'appareils et de types de support : rubans, fils, disques magnétiques, feuilles, etc.

Dans ce livre, nous nous limiterons à l'enregistrement du son. Le ruban ayant détrôné le fil, nous nous intéresserons uniquement à l'enregistreur du son ayant le ruban pour support.

Vu l'intérêt accru manifesté par le grand public à l'égard de cet appareil et la multitude des possibilités offertes par les appareils actuels, il nous est apparu qu'un livre consacré surtout au côté pratique de la question pourrait être de quelque utilité.

Il n'est pas nécessaire de posséder un bagage scientifique important pour tirer profit de la lecture de cet ouvrage. Il est, cependant, supposé que le lecteur a des connaissances préalables en électricité et en magnétisme, en basse fréquence et en électronique en général.

Notre but ne sera pas d'exposer de savants calculs à l'usage de quelques initiés seulement, mais plutôt de donner à nos lecteurs des idées claires sur la théorie du fonctionnement, assorties de renseignements pratiques immédiatement utilisables.

Notons également que la théorie exposée ici ne prétend pas être une théorie d'une extrême rigueur, mais plutôt une théorie approchée, moins exacte peut-être, mais très suffisante pour la pratique courante. Nous avons voulu avant tout un ouvrage descriptif, destiné à documenter tous ceux qui s'intéressent à l'enregistrement et qui désirent connaître les avantages et les inconvénients des possibilités offertes, quelles performances on peut en attendre, comment les mesurer et éventuellement les améliorer.

Nous croyons ainsi venir en aide, d'une part, à tous les techniciens professionnellement amenés à s'intéresser aux enregistreurs et, d'autre part, aux innombrables amateurs qui désirent acheter et utiliser cet appareil en connaissance de cause, à tous ceux qui ont construit ou acquis un enregistreur et qui désirent en tirer parti au maximum, aussi à ceux qui veulent en construire un. Cependant, nous ne conseillons pas la construction complète d'un enregistreur, bien que le lecteur trouve nombre d'indications utiles à ce sujet (la partie mécanique n'est pas à la portée de l'amateur, car elle demande un outillage que bien peu sont susceptibles de posséder). En revanche, un amateur s'étant procuré la partie mécanique pourra réaliser la partie électronique avec succès. La transformation électronique d'un appareil pour l'adapter aux besoins de chacun est généralement faisable.

*

**

Nous tenons à exprimer toute notre gratitude à notre ami, M. José Thibaut, dont les vastes connaissances et la grande expérience en enregistrement magnétique nous ont été extrêmement précieuses. En outre, M. Thibaut a bien voulu relire notre texte et nous conseiller de judicieuses corrections et améliorations. N'oublions pas M^{me} Thibaut, qui a dactylographié notre manuscrit avec célérité et souci de la perfection, sans se laisser décourager par les grimoires que nous lui remettions.

Nous tenons également à manifester notre reconnaissance aux firmes suivantes qui ont bien voulu mettre une documentation à notre disposition. (Nous avons écrit en capitales le nom des firmes dont la contribution s'est révélée particulièrement importante, avec, entre parenthèses, la marque représentée lorsque la firme citée est simplement l'importatrice.)

A.C.E.C., BLOMHOF (TANDBERG), Delgay (G.b.g. S.a.r.e.g.), FONIOR (LOEWE-OPTA), GECOBOIS (DUAL), Gaillard, GINT (GRUNDIG), Leeuwin (National), Matelectric (Ferroglyph, Garrard) MINIFLUX, Prévost (Gélos), Prova (Mémocord), Philips, P.m.f., SONOCOLOR, Scotch, TELEFUNKEN, WOLEC (Butoba, BOGEN, Harting, HIS MASTER'S VOICE, Phonorex, Stellavox, Vollmer).

ÉTUDE SOMMAIRE DU FONCTIONNEMENT

Avant d'analyser en détail la théorie du fonctionnement et les caractéristiques des éléments constituant un enregistreur, nous allons exposer les grandes lignes du procédé employé et les principaux composants de cet appareil. La compréhension des chapitres suivants en sera facilitée car le rôle exigé de chaque élément sera connu, ainsi que sa situation dans l'ensemble.

L'enregistrement.

L'application normale de l'enregistreur sur ruban est l'enregistrement des sons. On commence par traduire le son en signal électrique puis on enregistre ce signal. Le procédé employé est celui de l'enregistrement magnétique.

L'enregistrement magnétique utilise la propriété de certains matériaux magnétiques de garder une aimantation durable après avoir été soumis à un flux. Cette aimantation est dite « aimantation rémanente ». Dans le cas de l'enregistrement sur ruban, le matériau magnétique est déposé sous forme de pellicule sur un ruban servant de support.

L'enregistrement se réalise en faisant défiler le ruban devant un dispositif appelé « tête d'enregistrement ». Son rôle est de créer un flux proportionnel au signal variable à enregistrer et de le communiquer au ruban. Au cours de son passage, chaque point de la couche sensible primitivement neutre acquiert et conserve un degré d'aimantation proportionnel à la valeur instantanée du flux (et donc du signal variable) au moment où le point considéré se trouve devant le dispositif. La succession des points du ruban assure l'enregistrement de toutes les valeurs instantanées et donc du signal complet.

En d'autres termes, l'aimantation rémanente au long du ruban est proportionnelle au signal à mémoriser.

Composition élémentaire d'un système d'enregistrement.

La figure 1 représente le schéma-bloc d'un tel système.

Le premier élément de la chaîne est le microphone, chargé de la transformation des ondes sonores en signal électrique.

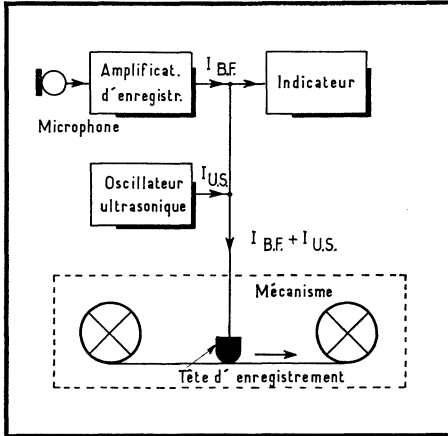


Fig. 1. — Schéma-bloc d'un système d'enregistrement sur ruban.

Le signal issu du microphone est trop faible pour attaquer directement la tête d'enregistrement. On doit donc intercaler un amplificateur, appelé amplificateur d'enregistrement, entre le microphone et la tête d'enregistrement. Cet amplificateur fait circuler dans la tête d'enregistrement un courant basse fréquence proportionnel au signal capté par le microphone.

La tête d'enregistrement est conçue comme un minuscule électro-aimant dont le circuit magnétique présente un entrefer disposé de façon à être fermé

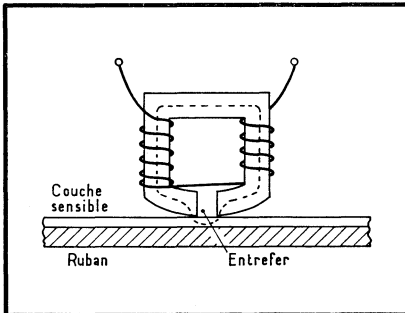


Fig. 2. — La tête d'enregistrement ressemble à un minuscule électro-aimant. Le circuit magnétique est fermé par la couche sensible du ruban.

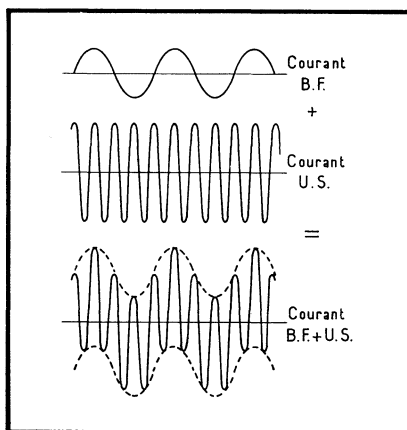
extérieurement par le matériau magnétique du ruban (fig. 2). Le bobinage de cet électro-aimant reçoit la somme de deux courants :

- 1° Le courant basse fréquence venant de l'amplificateur, en abrégé I_{BF} ;
- 2° Un courant d'amplitude nettement plus élevée fourni par un oscillateur dont la fréquence est de l'ordre de 40 à 100 kHz. Vu la fréquence élevée de ce courant, nous l'appellerons courant ultra-sonique ou I_{US} .

Nous examinerons en détail les effets du courant ultra-sonique dans les chapitres suivants. Pour l'instant, nous nous bornerons à dire qu'un tel

courant ajouté au courant basse fréquence tend à rendre linéaire la relation entre ce dernier et l'aimantation rémanente inscrite sur le ruban, autrement dit, diminue la distorsion. Attention à la façon dont agit ce courant : il ne s'agit pas d'une modulation comme en radio, mais d'une simple superposition, ainsi que le montre la figure 3.

Fig. 3. — Pour diminuer la distorsion, un courant ultrasonique U.S. est superposé au courant B.F. envoyé à la tête d'enregistrement.



Le courant basse fréquence arrivant à la tête ne pouvant être quelconque, on trouve encore un indicateur chargé de mesurer ce courant.

Enfin, un mécanisme assure le défilement du ruban. On peut y voir deux bobines. Le ruban, qui est emmagasiné sur la première, passe devant les têtes et vient s'enrouler sur la seconde.

La reproduction.

La reproduction est fondée sur le principe de l'induction, c'est-à-dire l'apparition d'une tension aux bornes d'un enroulement soumis à un flux variable. Cette tension est amplifiée. La sortie de l'amplificateur alimente un haut-parleur qui restitue le son enregistré.

Voici une façon moins schématique d'expliquer la reproduction. Le ruban défile devant un circuit magnétique portant un bobinage. Ce dispositif est appelé « tête de reproduction ». L'aimantation rémanente du ruban fait circuler un flux dans le circuit magnétique. La valeur de ce flux est liée à la valeur de l'aimantation du point en contact avec le circuit magnétique à cet instant. Par suite du mouvement, tous les points du ruban sont successivement en contact avec le dispositif. Tous n'ayant pas reçu la même aimantation, le flux dans le circuit est variable, d'où induction d'une tension dans le bobinage.

On remarquera que le principe utilisé fait appel aux variations du flux, or c'est la valeur du flux qui représente le signal enregistré et non ses variations. Nous verrons que ceci est sans conséquence sur la forme de la tension obtenue qui est bien celle du signal enregistré mais que, en revanche, l'amplitude de cette tension dépend de la fréquence enregistrée. Cet inconvénient sera corrigé par une courbe de réponse en fréquence appropriée des amplificateurs. (A noter que ce procédé, valable pour le type de signal auquel nous avons affaire ici, n'est pas nécessairement valable pour d'autres types de signaux.)

Composition élémentaire d'un système de reproduction.

La figure 4 représente le schéma-bloc d'un tel système. Le premier élément est la tête de reproduction. La conception de cet élément est visible sur la

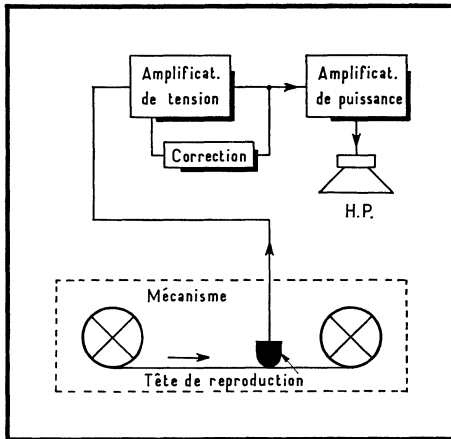


Fig. 5. — La tête de reproduction ferme le circuit magnétique de l'aimant miniature constitué par chaque point du ruban.

Fig. 4. — Schéma-bloc du système utilisé pour la reproduction du signal enregistré.

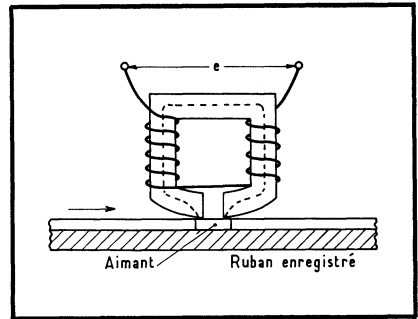


figure 5. Comme on peut s'en rendre compte en comparant les figures 2 et 5, la tête de reproduction est d'apparence semblable à la tête d'enregistrement, mais le principe de fonctionnement est inversé : cette fois, c'est le circuit magnétique de la tête qui vient fermer le circuit magnétique de l'aimant miniature inséré entre les pièces polaires.

La tête attaque un amplificateur-correcteur chargé non seulement d'amplifier la tension induite mais aussi de corriger son amplitude variable suivant la fréquence du signal enregistré. Cela est obtenu à l'aide d'un circuit de correction que nous avons représenté comme extérieur à l'amplificateur. Un amplificateur de puissance amène ensuite le signal à la puissance nécessaire pour l'attaque d'un haut-parleur chargé de la transformation du signal électrique en ondes sonores.

Enfin, et tout comme pour l'enregistrement, il existe un mécanisme chargé d'assurer le défilement du ruban.

L'effacement.

Un ruban peut être utilisé presque indéfiniment à condition d'éliminer chaque fois l'enregistrement précédent, d'où l'intérêt d'un dispositif assurant cette opération appelée « effacement ».

L'effacement s'obtient en faisant passer le ruban devant une tête dite « tête d'effacement ». Cette tête détruit les aimants que l'enregistrement avait

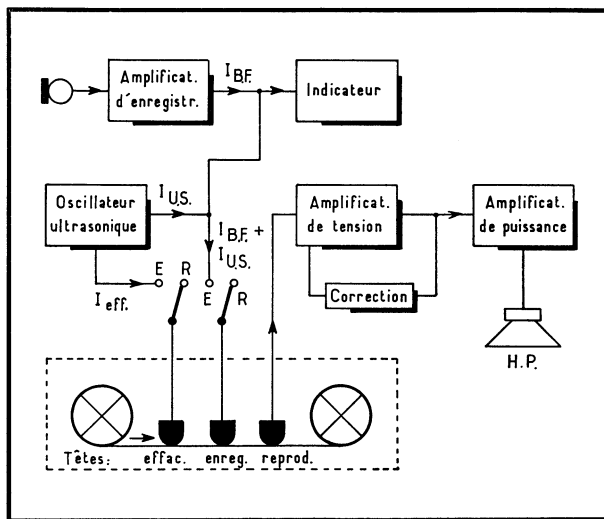
formés sur le ruban. La couche sensible revient ainsi à l'état neutre et est alors apte à recevoir un nouvel enregistrement.

La tête d'effacement est aussi conçue comme un électro-aimant. Elle doit être alimentée par un courant dont la fréquence est de quelques dizaines de kilohertz. Ce courant est fourni par un oscillateur qui peut être celui déjà utilisé pour fournir le courant ultra-sonique nécessaire pour l'enregistrement.

Composition élémentaire d'un appareil complet.

Un appareil complet réunit les trois fonctions : enregistrement, effacement, reproduction. Pour obtenir la composition élémentaire de cet appareil, il suffit de juxtaposer les deux schémas blocs vus précédemment et d'y ajouter le dispositif d'effacement (fig. 6).

Fig. 6. — Schéma-bloc d'un enregistreur complet utilisant des éléments différents pour l'enregistrement et la reproduction.



Le mécanisme devient commun aux trois fonctions. Le ruban en mouvement passe devant trois têtes placées en ordre logique : d'abord la tête d'effacement qui fait place nette sur le ruban, ensuite la tête d'enregistrement qui réalise l'enregistrement, et enfin la tête de reproduction qui vérifie l'enregistrement en cours de réalisation. On note également la présence d'un commutateur sélectionnant la fonction voulue : enregistrement ou reproduction. Il est indispensable, en effet, de mettre les têtes d'effacement et d'enregistrement hors service quand on effectue la lecture d'un ruban qu'on ne désire pas effacer.

Le recours à des éléments séparés, qui est le propre du schéma de la figure 6, permet d'obtenir un résultat optimal vu la spécialisation de chaque élément dans un rôle bien défini. Une telle solution est idéale mais assez coûteuse, à cause du nombre d'éléments utilisés. C'est pourquoi on la réserve aux appareils pour lesquels la qualité l'emporte sur les considérations de prix, par exemple les appareils utilisés à des fins professionnelles.

Une réduction du nombre d'éléments est possible si on utilise certains composants aussi bien pour l'enregistrement que pour la reproduction, à condition de renoncer à la reproduction pendant l'enregistrement et vice-versa. C'est la solution employée sur la majorité des appareils. Elle permet d'obtenir un résultat presque équivalent pour un prix moindre.

Un exemple est donné par le schéma-bloc de la figure 7, qu'on peut considérer comme celui de l'enregistreur-type. La même tête est utilisée pour l'enregistrement et la reproduction. De même, l'amplificateur de tension est commun aux deux fonctions. Une commutation assez complexe modifie l'interconnexion des divers éléments de façon à obtenir la fonction voulue. Faute de pouvoir contrôler directement l'enregistrement réalisé par reproduction simultanée, on écoute le signal envoyé à la tête d'enregistrement. C'est pourquoi l'amplificateur de puissance reste branché en permanence à la sortie de l'amplificateur de tension.

Le mécanisme.

Le mécanisme doit assurer les divers mouvements du ruban.

Il s'agit en premier lieu du déplacement devant les têtes pendant l'enregistrement et la reproduction, déplacement essentiel dans le processus. Ce premier mouvement qui se fait à vitesse constante est appelé « marche normale ».

Une disposition courante pour réaliser ce mouvement est celle de la figure 8. Un moteur à vitesse constante entraîne un volant. Ce volant est solidaire d'un axe rectifié, dit « aiguille ». Le ruban pressé contre l'aiguille par un galet A (monté sur un levier tiré par un ressort) ne peut patiner et est entraîné à une vitesse périphérique égale (à peu de chose près) à celle de l'aiguille, soit une vitesse constante si celle de l'aiguille l'est. L'ensemble aiguille-volant s'appelle « cabestan ». Le ruban, tiré par le cabestan, quitte la bobine B₁, est amené par un guide devant les têtes sur lesquelles il est appliqué par des presseurs, puis arrive à la bobine B₂. Via un dispositif approprié, B₂ reçoit un léger couple qui lui permet d'enrouler le ruban au fur et à mesure qu'il est débité par le cabestan.

Diverses vitesses sont utilisées pour le défilement normal, car la vitesse est déterminante pour la qualité de l'enregistrement réalisé. Les vitesses courantes exactes sont 19,05 cm/s, 9,525 cm/s et 4,76 cm/s; pour simplifier nous écrirons plutôt 19 cm/s, 9,5 cm/s, 4,7 cm/s, sauf là où le sujet abordé justifie une plus grande rigueur.

Pour reproduire un enregistrement, il faut d'abord faire défiler le ruban en marche arrière de façon à ramener le début de l'enregistrement en face de la tête de reproduction. Il est intéressant, pour diminuer le temps nécessaire, d'effectuer ce retour à vitesse élevée. Ce second mouvement est la grande vitesse arrière.

De même pendant l'enregistrement ou la reproduction, on peut souhaiter disposer d'une vitesse plus élevée pour sauter une portion du ruban. Ce troisième mouvement, en sens normal cette fois, est la grande vitesse avant.

Ces deux mouvements sont obtenus grâce à un système d'embrayage (non représenté) permettant d'attaquer directement soit B₁ soit B₂.

Enfin, on peut souhaiter arrêter provisoirement le ruban sans couper le moteur. C'est la quatrième possibilité que doit offrir un mécanisme.

Un sélecteur de mouvement permet de choisir la possibilité voulue.

Enregistreurs multipistes.

La partie effectivement occupée sur la largeur d'un ruban par un enregistrement est appelée « piste ». On peut disposer sur un ruban plusieurs pistes étroites plutôt qu'une seule, large.

Cela permet d'obtenir d'une longueur donnée de ruban un temps d'écoute plus élevé, rendant l'utilisation plus économique.

Les enregistreurs actuels sont presque toujours multipistes.

Fig. 7. — Grâce à une commutation, on peut utiliser certains éléments tant pour l'enregistrement que pour la reproduction.

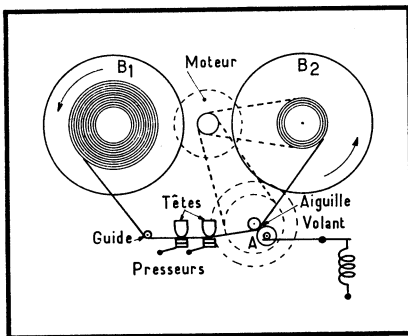
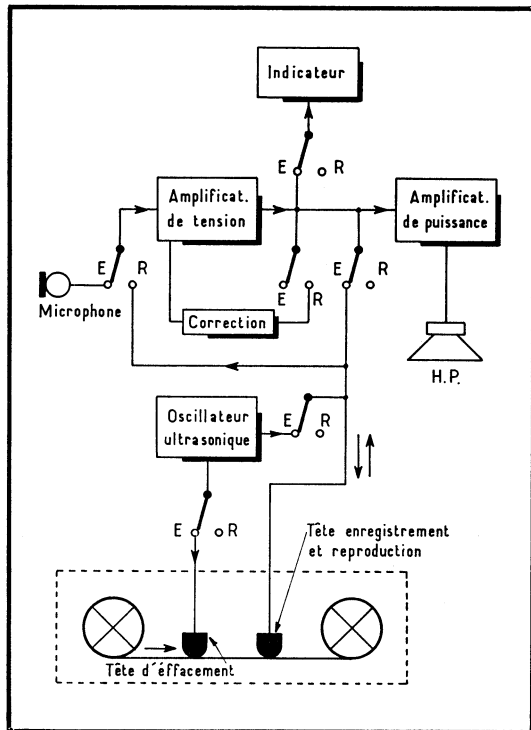


Fig. 8. — Dispositif mécanique assurant le défilement du ruban.

Problèmes généraux.

Il existe deux problèmes généraux dans un enregistreur : le rapport signal/bruit et la chaleur. Il est bon de les évoquer dès à présent car ils ont une influence prépondérante dans la conception de beaucoup d'éléments de l'appareil.

La tension de sortie d'une tête est très faible et on ne peut guère l'augmenter sans affecter les autres performances. Pour obtenir un rapport signal/bruit favorable, la conception de l'appareil doit tendre à amener le niveau de bruit à une valeur minimale.

Dans un enregistreur il existe nombre d'éléments qui dégagent de la

chaleur : tubes, transformateurs, moteurs, résistances... Comme l'appareil doit être transportable, on loge tout ce matériel dans une valise dont, pour des raisons d'encombrement, les dimensions sont restreintes au maximum. Cette valise est pourvue de quelques rares orifices d'aération. Il y a donc une quantité élevée de chaleur produite dans un espace exigu et presque clos, conditions propices à l'établissement d'une température élevée à l'intérieur de l'appareil. Cette température influence défavorablement la durée de vie de nombreux composants électriques (transistors, bobinages, condensateurs électrolytiques...) et mécaniques (courroies, pièces en plastique, galets caoutchoutés...).

Dans la limite du possible, il faudra combattre l'élévation de la température et ses effets, d'une part, en limitant autant que possible la chaleur dégagée, et d'autre part, par une conception appropriée de la valise et de la disposition des éléments.

Conclusion.

Nous connaissons maintenant, en gros, le fonctionnement de l'appareil. Les prochains chapitres vont étoffer nos connaissances, d'abord par l'étude détaillée des principes et ensuite par l'étude des composants et de leur réalisation.

NOTIONS DE MAGNÉTISME ET D'ÉLECTROMAGNÉTISME

L'enregistrement, la reproduction, l'effacement sont fondés sur des phénomènes relevant du magnétisme et de l'électromagnétisme. L'étude de ces fonctions réclame donc la connaissance de quelques notions de magnétisme et d'électromagnétisme. Le but de ce chapitre est de préciser ces notions.

Afin de ne pas introduire de coupures dans le déroulement normal de l'exposé des phénomènes étudiés, nous avons jugé utile de limiter les explications concernant leurs causes physiques, étant bien entendu que nous reviendrons par la suite sur ces explications, mais dans la seule mesure où elles nous intéressent pour l'application envisagée.

Magnétisme.

On appelle *magnétisme* la branche de l'électricité consacrée à l'étude des aimants.

Aimants, corps magnétiques, pôles.

Un *aimant* est un corps qui possède quelques propriétés remarquables dont la plus évidente est d'exercer une force d'attraction sur d'autres corps, notamment le fer. Quelques corps seulement sont sensibles à l'attraction de l'aimant. Ces corps sont dits *corps magnétiques*. L'aimant existe tel quel dans la nature, sous forme d'une variété de minerai de fer (aimant naturel). Il est plus souvent créé artificiellement : on peut par exemple frotter un barreau d'acier trempé contre un aimant naturel. Après cette opération, le barreau est lui-même devenu un aimant.

Plongeons un barreau aimanté dans la limaille de fer et retirons-le. Nous pourrions constater que le barreau retient à ses extrémités de fortes quantités de limaille sous forme de houppes plus ou moins copieuses. Nous constatons également que la quantité de limaille adhérant au barreau se réduit d'autant plus qu'on s'éloigne des extrémités en progressant vers le centre, la quantité de limaille au centre étant pratiquement nulle. Les extrémités du barreau possèdent donc des propriétés magnétiques plus accentuées que le corps. Ces extrémités sont appelées *pôles*.

Loi de Coulomb du magnétisme.

Si on présente successivement les deux pôles d'un barreau aimanté A devant un second barreau B, on constate qu'une extrémité de A est repoussée tandis que l'autre est attirée. Il existe donc deux sortes de pôles. Soit P le pôle attiré. Répétons l'essai avec un troisième barreau C. Nous obtenons un résultat identique, l'extrémité attirée étant cette fois repérée P'. P et P' sont des pôles de même sorte (on dit de même nom) puisque produisant des effets identiques sur un même troisième. Si on met P et P' face à face, on constate qu'il y a répulsion entre ces pôles. Si on retourne l'un des barreaux, il y a attraction. On en tire la conclusion suivante : deux pôles de même nom se repoussent et deux pôles de nom contraire s'attirent.

On constate de plus que la force attractive ou répulsive entre deux pôles d'aimants est inversement proportionnelle au carré de leur distance et proportionnelle à leur masse magnétique.

Ces deux conclusions constituent la loi de Coulomb du magnétisme.

Masse magnétique.

La *masse magnétique* mesure « la quantité d'aimantation » d'un aimant. Elle se mesure par ses effets.

On appelle *masse magnétique unitaire* une masse magnétique telle que, placée à 1 cm d'une masse magnétique identique, elle produise une force répulsive égale à l'unité de force, soit une dyne (dans le système C.G.S. que nous utiliserons dans ce livre).

Pôle Nord, Pôle Sud.

Suspendons librement par son milieu un barreau aimanté. On observe que ce barreau s'oriente de façon à se trouver dans une direction voisine de la direction géographique Nord-Sud. On remarque, de plus, que c'est toujours le même pôle qui est dirigé vers le Nord. On donne à ce pôle le nom de pôle Nord, l'autre étant alors le pôle Sud.

En vertu de ces constatations et de la loi de Coulomb vue plus haut, nous pouvons conclure que la terre constitue un aimant de grandes dimensions dont les pôles correspondent approximativement aux pôles géographiques, et aussi que le pôle géographique Nord est un pôle magnétique Sud.

Origine moléculaire de l'aimantation.

En brisant en deux un barreau aimanté, on obtient non pas un pôle Nord et un pôle Sud, mais bien deux aimants complets possédant chacun leur pôle Nord et leur pôle Sud. En rompant l'un des fragments on forme à nouveau deux aimants complets. En poussant la division à l'extrême on obtiendrait des molécules de fer et on constaterait que chacune de celles-ci possède encore les caractéristiques d'un aimant (1).

Partant de cette constatation, on peut formuler les hypothèses suivantes qui justifient jusqu'à un certain point les phénomènes constatés :

1. Toutes les molécules d'un corps magnétique aimanté ou non forment autant d'aimants miniatures. (Nous expliquerons l'origine de ces aimants élémentaires dans le prochain chapitre.)

(1) On appelle molécule la plus petite partie d'un corps pouvant exister à l'état libre en présentant encore toutes les caractéristiques chimiques de ce corps.

2. Normalement, ces aimants sont placés en ordre dispersé. Vu leur très grand nombre, on peut admettre qu'il y en a, en moyenne, autant dans chaque direction; la résultante de toutes les aimantations est nulle.

3. Si on approche un aimant d'un corps, certains aimants élémentaires du corps soumis à l'expérience s'orientent dans une même direction (en vertu des lois d'attraction et de répulsion vues plus haut); le magnétisme résultant n'est plus nul et le corps magnétique devient lui-même un aimant.

4. Selon la structure moléculaire du corps considéré, l'orientation des aimants est plus ou moins aisée et plus ou moins durable. Dans le fer doux, l'orientation des aimants élémentaires est très aisée mais cesse dès que la cause orientante a disparu. Dans l'acier trempé, l'orientation des aimants est malaisée mais subsiste même si la cause de l'orientation a disparu. C'est cette propriété que nous avons utilisée pour obtenir un barreau d'acier aimanté à partir d'un aimant naturel.

Champ magnétique — Lignes de force.

On appelle *champ magnétique* d'un aimant l'ensemble des points de l'espace où les effets de cet aimant peuvent être décelés. En chacun de ces points, l'aimant exercerait, sur une masse magnétique qui y serait placée, une force ayant une intensité, une direction et un sens déterminés, dépendant d'ailleurs de la position que le point occupe dans le champ de l'aimant.

Les limites du champ et la direction de la force que l'aimant exerce en chaque point peuvent être mis en évidence grâce à l'expérience suivante : un carton est placé sur un barreau aimanté et ensuite saupoudré de limaille de fer; on donne de petits chocs au carton et on constate que les grains de limaille s'orientent selon leur plus grande dimension pour se placer bout à bout et dessiner des lignes incurvées. Ces lignes deviennent de moins en moins serrées au fur et à mesure qu'on s'éloigne de l'aimant pour devenir inexistantes à quelque distance de celui-ci, distance qui représente la limite du champ de l'aimant. La direction de la force magnétique est, en chaque point, la tangente à la ligne qui passe en ce point.

Cela se comprend aisément. Considérons un grain de limaille. Sous l'influence du champ du barreau les aimants élémentaires contenus dans le grain s'orientent, le grain devient lui-même un petit aimant avec un pôle Nord et un pôle Sud. Les forces d'attraction et de répulsion jouent vis-à-vis du pôle Nord et du pôle Sud du barreau, d'où le grain s'oriente dans la direction de la force subie.

Les lignes obtenues sont appelées « lignes de la direction de la force magnétique » résumées dans l'expression : *lignes de force*.

Circuit magnétique — Entrefer.

On observe que les lignes de force vont d'un pôle vers l'autre. Conventionnellement on admet que les lignes de force ont un sens de parcours : elles sortent du pôle Nord et rentrent dans le pôle Sud. Le trajet s'achève à l'intérieur de l'aimant. L'ensemble du circuit suivi par les lignes de force s'appelle *circuit magnétique*. La portion d'espace parcourue par les lignes de force pour se rendre d'un pôle à l'autre s'appelle *entrefer*.

Direction et sens d'un champ magnétique.

On appelle direction et sens d'un champ magnétique à un endroit déterminé la direction et le sens des lignes de force à cet endroit.

Intensité de champ, champ unitaire, œrsted.

Une masse magnétique unitaire placée dans un champ va subir une force d'autant plus élevée que le champ est élevé. Autrement dit, l'intensité de la force subie par une masse unitaire définit l'intensité du champ.

Si l'intensité du champ magnétique est telle que la force subie par une masse magnétique unitaire présentant une section également unitaire, soit 1 cm², est égale à l'unité de force, soit 1 dyne, on déclare que le champ a également la valeur unitaire. Le symbole de l'intensité du champ magnétique est H . Son unité est l'*œrsted*.

Champ uniforme.

Soit une particule de fer placée dans un champ. Si l'intensité, la direction et le sens de la force subie par la particule sont identiques quel que soit le point de l'espace où on place la particule, le champ est dit *uniforme*.

Par exemple, dans l'entrefer de l'aimant dessiné à la figure 9, il existe un champ magnétique uniforme que l'on peut aisément mettre en évidence en répétant avec cet aimant l'expérience de la limaille de fer. Les lignes dessinées par la limaille sont parallèles, mis à part une certaine tendance à s'écarter les unes des autres par répulsion mutuelle.

Intensité totale d'un champ — Flux — Maxwell.

Nous avons défini l'intensité du champ subi par une surface unitaire. Pour connaître l'intensité du champ magnétique qui agit sur une surface plus grande, il faut calculer la résultante de la force qui agit sur tous les points de cette surface. On peut supposer que la surface totale est composée de surfaces unitaires (1 cm²).

Dans ces conditions l'intensité totale du champ subi par la surface, intensité qu'on appelle *flux*, vaudra, si le champ est uniforme, l'intensité unitaire H multipliée par la surface S . Le symbole du flux est Φ et son unité *maxwell*.

$$\Phi = H \times S$$

Si $H = 1$ œrsted et $S = 1$ cm², $\Phi = 1$ maxwell.

Induction magnétique — Gauss.

Force magnétisante.

Reprenons l'expérience de la limaille de fer de la figure 9, mais cette fois en plaçant un petit barreau de fer doux dans l'entrefer. Nous obtenons le dessin de la figure 10 où, pour plus de clarté, nous n'avons dessiné que la partie intéressante. Si nous comparons les dessins formés par la limaille aux figures 9 et 10, nous pourrions constater que le nombre de lignes de force est bien plus élevé dans le deuxième cas. Le flux est donc plus élevé quand un morceau de fer est placé dans l'entrefer. Soit Φ_1 le flux qui existe quand rien n'est placé dans l'entrefer et Φ_2 ce même flux quand une substance magnétique y est introduite. Φ_2 est beaucoup plus intense que Φ_1 .

Un flux tel que Φ_2 s'appelle *flux d'induction*. On appelle *force magnétisante* l'intensité H du champ magnétique qui donne naissance au flux d'induction.

La théorie des aimants élémentaires explique aisément l'augmentation du flux. Placés dans le champ magnétique de l'aimant, une partie des aimants

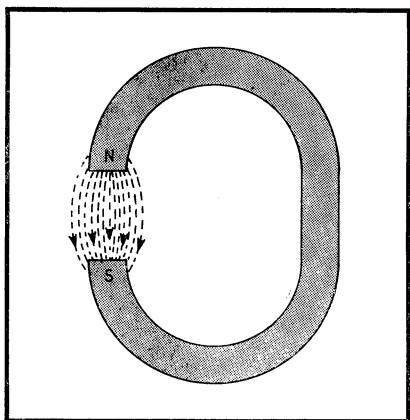


Fig. 9. — Dans l'entrefer de cet aimant existe un champ magnétique uniforme. Les lignes de force sont parallèles et réparties de façon uniforme.

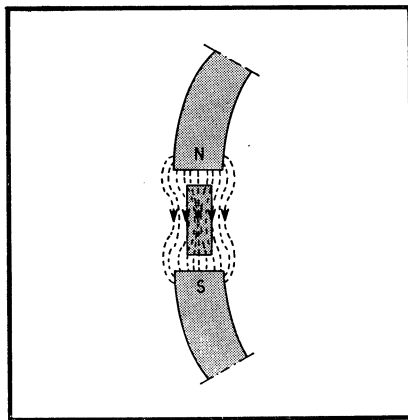


Fig. 10. — Un barreau de fer doux placé dans l'entrefer d'un aimant concentre mais aussi accroît le nombre de lignes de force.

élémentaires du fer s'orientent, l'intensité de leur champ magnétique résultant n'est plus nulle, le morceau de fer doux devient lui-même un aimant. L'intensité du champ du premier aimant et celle de l'aimant ainsi formé s'ajoutent, l'intensité totale est renforcée, le flux augmente. Le champ du premier aimant « induit » un flux dans le bloc de fer, d'où le nom de flux d'induction donné au flux résultant.

Le nombre de lignes de force par unité de surface définit la densité du flux d'induction, c'est-à-dire l'induction magnétique, nom qui est donné à cette densité. On l'obtient en divisant le flux par la section. Elle a B pour symbole et pour unité le *gauss*. Si Φ est en maxwells et S en centimètres carrés, B s'obtient en gauss :

$$B = \Phi/S \quad (1)$$

$$\text{de } \Phi = H \times S, \text{ on déduit : } H = \Phi/S \quad (2)$$

Ces deux expressions sont analogues, mais, par suite de la présence d'une masse métallique, Φ dans (1) est plus grand que Φ dans (2), toutes autres conditions étant par ailleurs les mêmes, notamment la section S . D'où B et H sont, entre eux, dans le rapport de Φ dans (1) à Φ dans (2).

Coefficient de perméabilité.

Si on appelle μ le nombre qui exprime le rapport de Φ dans (1) à Φ dans (2) (c'est-à-dire le nombre par lequel le flux dans l'air est multiplié en présence du fer), le rapport entre B et H est aussi égal à μ :

$$B/H = \mu$$

Tout se passe comme si H avait été multiplié par μ .

$$B = \mu H$$

μ s'appelle *coefficient de perméabilité*. C'est en effet comme si le fer était μ fois plus perméable que l'air aux lignes de force. Le coefficient de perméabilité μ est variable. Il dépend en particulier de l'intensité du

champ H , force magnétisante, de la matière utilisée et de l'état magnétique initial de cette matière. Il s'ensuit que la relation entre B et H est variable et s'exprime par une courbe semblable à celle donnée à la figure 11, courbe où nous pouvons en gros distinguer trois zones :

— zone 1 : l'intensité du champ magnétique n'est pas suffisamment forte pour faire pivoter beaucoup les aimants élémentaires. Le flux d'induction est faible;

— zone 2 : les aimants pivotent de plus en plus. Le flux d'induction augmente;

— zone 3 : la plupart des aimants sont orientés. Le flux d'induction n'augmente presque plus.

Aimantation et induction rémanente.

Base de l'enregistrement magnétique.

Nous avons déjà signalé que l'orientation des aimants élémentaires était plus ou moins aisée et plus ou moins durable, selon les caractéristiques du matériau utilisé. Pour certains matériaux (fer doux) les aimants élémentaires reprennent leur place primitive dès que la force magnétisante, le champ H , a disparu. Le matériau a pratiquement perdu toute aimantation. Pour d'autres (acier trempé), une partie des aimants élémentaires restent orientés, leur résultante conserve une valeur, ce qui fait que ces matériaux restent aimantés.

Cette aimantation, qui persiste après que la force magnétique H ait disparu, s'appelle *aimantation rémanente*. Elle fait circuler un flux auquel correspond une densité par unité de surface dans une section du matériau, c'est-à-dire une induction qu'on appellera tout naturellement *induction rémanente*. Elle a B_r pour symbole. Elle dépend de la nature du matériau mais aussi du champ magnétique primitif H .

C'est l'existence de B_r et sa dépendance au champ H qui lui a donné naissance qui sont à la base de l'enregistrement magnétique.

Electromagnétisme.

On appelle *électromagnétisme* la branche de l'électricité qui analyse les relations entre courant et aimant ou corps magnétique et réciproquement.

Champ créé par un courant.

Un conducteur parcouru par un courant est capable de créer un champ magnétique. Ce champ magnétique est mis en évidence, soit à l'aide d'une aiguille aimantée (boussole), soit avec l'expérience de la limaille de fer (les lignes de force dessinées par la limaille se disposent en cercles concentriques).

Spire — Bobine — Champ donné par une bobine.

Si nous appliquons un courant à un conducteur enroulé en forme de *spire*, nous constatons que tous les points du conducteur créent un champ magnétique dirigé dans le même sens à l'intérieur de la spire (fig. 12).

Si plusieurs spires sont disposées en série et côte à côte, on obtient un *solénoïde* que nous appellerons plus simplement *bobine*. Toutes les spires créent un champ magnétique dirigé dans le même sens, d'où résulte un champ total renforcé.

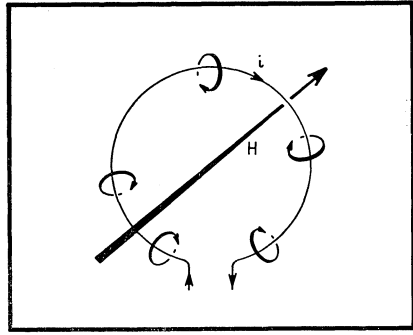
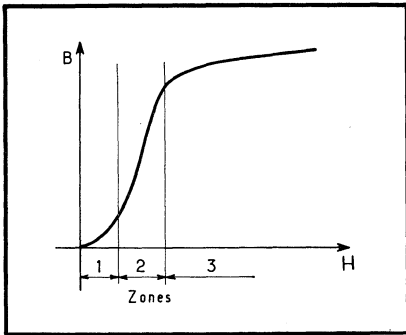


Fig. 11 (à gauche). — La relation entre le champ magnétique et l'induction n'est pas linéaire. Fig. 12 (à droite). — Un conducteur est enroulé pour former une spire. Tous les points du conducteur créent un champ magnétique de même sens à l'intérieur de la spire. Il en résulte un champ magnétique renforcé.

Intensité du champ magnétique créé par une bobine. Ampères-tours.

L'intensité du champ magnétique H à l'intérieur de la bobine est proportionnelle au courant, I , et au nombre de spires, N , de la bobine, donc au produit NI qu'on appelle *ampères-tours*. Le champ magnétique est inversement proportionnel à la longueur l de la bobine selon cette formule :

$$H = \frac{1,257 NI}{l} . \quad (1)$$

Si I est en ampères,

si N est le nombre total de spires,

si l est la longueur de la bobine en centimètres,

H est donné en œersteds.

Le flux est donné par $H \times S$, avec $S =$ section de la bobine (en centimètres carrés).

Electro-aimants.

Lorsqu'on glisse un barreau de fer doux à l'intérieur d'une bobine, le flux initial est fortement multiplié, tout à fait comme dans le cas (vu précédemment) d'un morceau de fer doux placé dans l'entrefer d'un aimant et pour la même cause : les aimants élémentaires du fer s'orientent, d'où il résulte que le barreau crée un champ magnétique qui s'ajoute au champ magnétique initial. Par conséquent, le flux qui valait HS est multiplié par μ et devient :

$$\Phi = \mu HS \quad \text{et comme } \mu H = B \quad \Phi = BS.$$

La force magnétisante qui a sollicité l'orientation des aimants élémentaires est ici l'intensité H du champ de la bobine.

Tant qu'un courant circule dans la bobine, le fer doux se comporte exactement comme un aimant et est capable d'attirer un autre morceau de fer. L'attraction cesse dès que le courant est coupé. Ce dispositif a reçu le nom d'*électro-aimant*.

(1) On démontre que $H = 4\pi NI/l$. Or la valeur de I (en unités C.G.S.) = $I/10$, d'où l'origine du coefficient 1,257.

Etude élémentaire du circuit magnétique.

On appelle *circuit magnétique ouvert* (fig. 13, a), un circuit magnétique où une partie du trajet des lignes de force s'effectue dans le fer et le reste obligatoirement dans l'air (entrefer). C'est le cas d'une tête d'enregistreur.

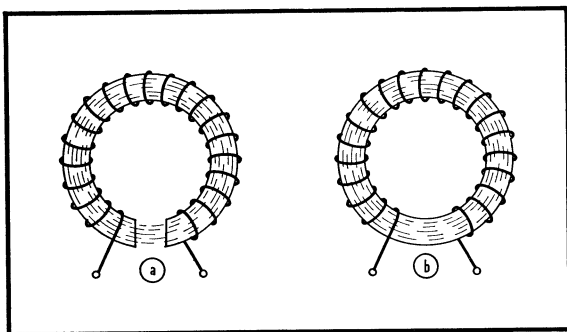


Fig. 13. — a) Circuit magnétique ouvert : le parcours du flux comprend obligatoirement un trajet dans l'air; b) circuit magnétique fermé : tout le trajet flux peut s'effectuer dans le fer.

On appelle *circuit magnétique fermé*, un circuit magnétique où le parcours complet des lignes de force peut s'effectuer dans le fer (fig. 13, b).

Calculons le flux dans ce dernier circuit :

$$\Phi = BS = \mu HS = \mu \frac{1,257 NI}{l} S$$

μ , l , S sont des caractéristiques du circuit magnétique. Groupons-les ensemble :

$$\Phi = 1,257 NI \frac{\mu S}{l} \text{ ou } \frac{1,257 NI}{\frac{l}{\mu S}}$$

Φ est donné en maxwells si I est en ampères, l en centimètres; N est le nombre de spires de la bobine, S est exprimée en centimètres carrés.

Si on pose : $1,257 NI = F$

$$l/\mu S = R$$

$$\Phi = F/R.$$

On peut établir une analogie entre cette dernière expression et la loi d'Ohm d'un circuit électrique.

1. Le flux qui parcourt le circuit magnétique est comparable au courant qui circule dans le circuit électrique.

2. Le produit $1,257 NI$ qui est à la base de cette circulation est comparable à la force électromotrice. De là le nom donné à F : *force magnétomotrice*; F s'exprime en gilberts.

3. Le terme $R = l/\mu S$ qui freine la circulation de Φ sous l'effet de F est la résistance, on dit la *réductance* de ce circuit (aucun nom n'a été donné à l'unité de réductance).

La formule donnant la réductance est d'ailleurs assez semblable à celle donnant la résistance : $R = \rho L/S$. Il existe cependant une différence importante entre les deux expressions. Le coefficient ρ qui fait intervenir la nature du matériau dans le calcul de la résistance est constant pour un matériau donné (abstraction faite de la température) et ne dépend pas du courant qui parcourt le matériau; au contraire μ est un coefficient variable en fonction non seulement de la nature du matériau, mais aussi en fonction de son état

d'aimantation ou induction B (courbe de la fig. 11), ou encore du flux qui vaut $B \times S$ (constante) $= B \times$ constante.

En résumé, si la résistance ne dépend pas de l'intensité du courant, la réluctance est directement fonction du flux. Il s'ensuit que la loi $\Phi = F/R$ n'est valable que là où μ est constant (partie linéaire de la courbe de la fig. 11).

Calculons maintenant le flux dans un circuit magnétique ouvert. On peut y distinguer un trajet dans le fer, de réluctance R' , et un trajet dans l'air, de réluctance R'' . La réluctance totale R placée sur le trajet du flux $R' + R''$ (les réluctances se groupent en série ou en parallèle exactement comme les résistances du circuit électrique).

$$D'où : \Phi = \frac{F}{R' + R''} = \frac{1,257 \text{ N I}}{\frac{1}{\mu S} + \frac{1'}{S}} \quad (\mu \text{ vaut } 1 \text{ pour l'air})$$

F doit vaincre deux réluctances; on peut calculer quelle est la part de force magnétomotrice requise par chaque réluctance. Le trajet dans l'air requiert, à longueur égale, une force magnétomotrice beaucoup plus élevée, puisque la réluctance de l'air est μ fois plus forte que celle du fer. F correspond en définitive à des ampères-tours N I. Pour épargner les ampères-tours, il faudra donc éviter les entrefers inutiles, même très petits. Un exemple va nous permettre de fixer les idées.

PROBLEME.

Un circuit magnétique ouvert présente les caractéristiques suivantes : longueur 5 cm, section 0,5 cm², longueur de l'entrefer 0,1 mm. On possède la courbe $B-H$ du matériau utilisé. On désire obtenir une induction de 10 000 G dans l'entrefer. Quel est le nombre de spires N à prévoir si on veut utiliser un courant de 1 A pour alimenter la bobine?

Le nombre de tours à prévoir est en relation directe avec la force magnétomotrice nécessaire :

$$F = 1,257 \text{ N I}$$

F doit compenser les « chutes de tension magnétiques » du circuit.

$$F = \Phi R_{\text{fer}} + \Phi R_{\text{air}}$$

$$\Phi = B \times S = 10\,000 \text{ G} \times 0,5 \text{ cm}^2 = 5000 \text{ Mx}$$

$R_{\text{fer}} =$ réluctance du trajet fer $= 1/\mu S = 5/(2000 \times 0,5) = 0,005$.

($\mu = 2000$ est déduit de la courbe $B-H$ du matériau; pour $B = 10.000 \text{ G}$ on trouve $H = 5$ œersteds, d'où $\mu = B/H = 10\,000/5 = 2000$).

$R_{\text{air}} =$ réluctance du trajet air $= 1/\mu S = 0,01/(1 \times 0,5) = 0,02$ ($\mu = 1$ pour l'air).

$F = 5000 \times 0,005 + 5000 \times 0,02 = 25 \text{ gilberts} + 100 \text{ gilberts} = 125 \text{ gilberts}$,

ce qui prouve bien que la force magnétomotrice requise par le trajet dans l'air est beaucoup plus élevée que celle pour le trajet dans le fer, beaucoup plus long pourtant.

Enfin : $F = 125 \text{ gilberts} = 1,257 \text{ N I}$,
d'où $N = 125/(1,257 \times 1) = 100$ spires.

ENREGISTREMENT

Nous avons déjà mentionné le principe de l'enregistrement d'un signal. On peut y distinguer deux phases : il faut d'une part que la tête soumette le ruban à un champ proportionnel à tout instant au signal; d'autre part, il s'agit que ce même champ, H , laisse sur le ruban une induction rémanente locale, Br , proportionnelle à la valeur instantanée de H à laquelle l'endroit considéré du ruban a été soumis lors de son passage devant la tête.

C'est par l'analyse de cette seconde phase et des réalités physiques sur lesquelles l'enregistrement est basé que nous allons débiter. Il nous faut donc d'abord revenir aux aimants élémentaires et à leur comportement.

Aimants élémentaires.

On conçoit l'existence de ces aimants de la façon suivante. Un courant étant capable de créer un champ, et un courant étant un déplacement de charges électriques, un déplacement de charges est capable de créer un champ. Un tel déplacement de charges existe à l'intérieur de la molécule qui est composée d'atomes, à leur tour formés d'un noyau et d'électrons. Les électrons, charges électriques négatives, gravitent autour du noyau tout en tournant très rapidement sur eux-mêmes. Il y a donc un déplacement de charges, d'où création d'un champ.

Le champ de la molécule, aimant élémentaire, est la résultante du champ de ses électrons.

Structure magnétique d'un ruban moderne.

Nous allons étudier le comportement des aimants élémentaires sous l'influence d'un champ à l'aide d'un matériau qui nous intéresse en premier chef : celui qui est utilisé pour constituer la couche sensible du ruban, support de l'enregistrement. Cette couche est formée d'un très grand nombre de particules extrêmement petites d'oxyde de fer (Fe_2O_3) réparties de la façon la plus uniforme possible dans un liant et appliquées sur le support.

La structure cristalline de la molécule de fer est du type dit « cubique ». La direction du champ émis par un aimant élémentaire de ce type peut

occuper 14 directions favorisées correspondant à 14 positions préférées de la résultante du champ des électrons (fig. 14). Cette structure fut utilisée pour les premiers rubans.

Fig. 14. — Le champ élémentaire d'un cristal est la somme des champs de ses électrons. Dans la structure cubique, la résultante peut occuper 14 positions différentes.

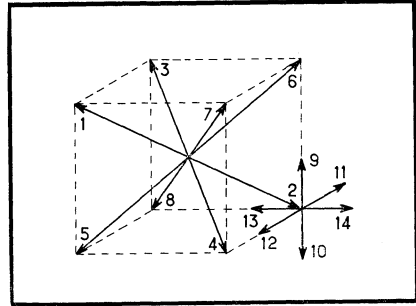


Fig. 15. — La couche sensible des rubans modernes est formée de cristaux en forme de barreaux. La résultante du champ des électrons ne peut occuper que deux positions opposées.

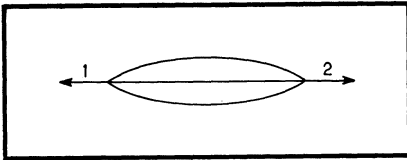
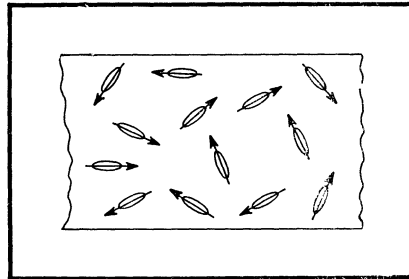


Fig. 16. — Aspect d'une courte longueur de ruban. Les cristaux sont répartis au hasard dans toutes les directions. La flèche au centre est un vecteur qui représente l'intensité, la direction et le sens du champ.



Actuellement, on est parvenu à fabriquer des cristaux en forme de barreaux dont la longueur est nettement plus grande que la largeur. Ces cristaux extrêmement petits (environ 0,001 mm) ne peuvent être aimantés que dans les deux sens opposés d'une même direction parallèle au grand axe (fig. 15). Lors de la fabrication du ruban, on veille à ce que la répartition des cristaux par unité de surface soit la plus uniforme possible. Attention! Répartition uniforme ne veut pas dire orientation uniforme. On va donc trouver des cristaux orientés dans toutes les directions. Représentons l'aimantation de chaque cristal par un vecteur (1); dans ces conditions la figure 16 donne une idée de l'aspect magnétique d'une courte longueur de ruban, étant entendu qu'il y a en réalité un nombre bien plus grand de cristaux. C'est à partir d'un ruban de ce genre que nous expliquerons le processus d'enregistrement.

(1) Un vecteur est une droite représentant de façon graphique une grandeur quelconque. La direction et le sens du vecteur correspondent à ceux de la grandeur représentée (direction et sens du champ élémentaire de chaque cristal), tandis que la longueur du vecteur représente la grandeur, à une échelle quelconque (intensité du champ).

Aspect magnétique d'un ruban à l'état neutre.

La couche sensible du ruban est composée de cristaux élémentaires orientés dans toutes les directions. Vu le très grand nombre de ces cristaux (1), pour chaque cristal ayant un vecteur dirigé dans un sens, on peut admettre qu'il existe dans les environs un autre cristal parallèle au premier, mais dont le vecteur est de sens opposé (fig. 17). Les deux aimantations se neutralisent

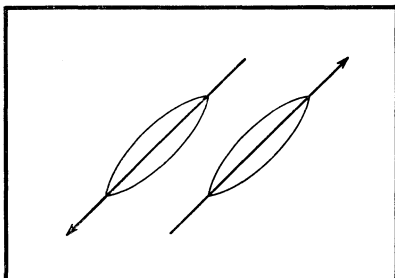


Fig. 17. — Vu le très grand nombre de cristaux, on peut admettre que pour chaque cristal dirigé dans un sens, il existe un autre cristal dont le vecteur est en sens opposé du premier. Les cristaux se neutralisent. Le ruban est à l'état neutre.

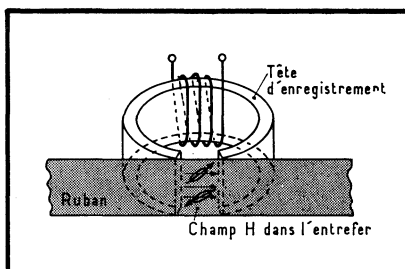


Fig. 18. — Principe de l'enregistrement. En passant devant l'entrefer, les cristaux sont soumis au champ créé par la tête. Ce champ modifie l'orientation des vecteurs des cristaux.

mutuellement. De la même façon, tous les vecteurs présents dans la couche sensible du ruban peuvent être groupés en paires. Les vecteurs de chaque paire s'annulent ainsi deux à deux et l'aimantation totale résultante est nulle, d'où l'induction. Le ruban est à l'état neutre.

Orientation réversible et irréversible des champs élémentaires.

Regardons la figure 18 qui représente une tête d'enregistrement et un ruban. Si la tête est parcourue par un courant, elle crée un champ dans son entrefer, champ qui a la direction mentionnée et dont on peut commander l'intensité et le sens en agissant sur le courant qui traverse la bobine. Les

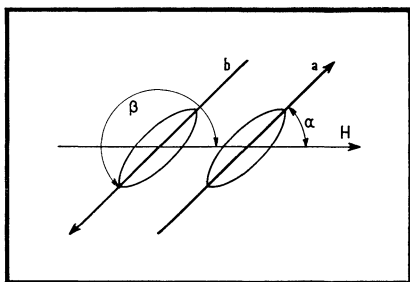


Fig. 19. — Les vecteurs a et b forment des angles différents, α et β , par rapport à H . Leur comportement ne sera pas le même.

cristaux qui se trouvent dans l'entrefer sont soumis au champ, H , créé par la tête. H va modifier l'orientation de leurs vecteurs.

(1) Environ 10^9 cristaux par centimètre pour un ruban de 6,25 mm de largeur et une couche sensible de 0,015 mm.

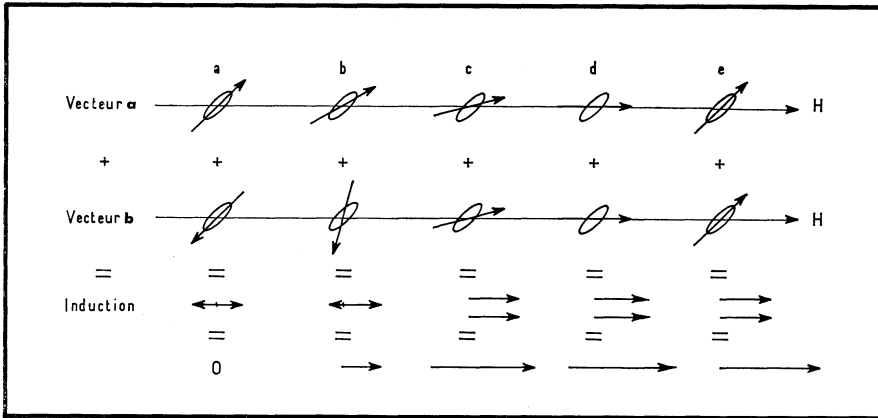


Fig. 20. — Etapes de l'aimantation d'une paire de vecteurs. La somme de a et b est nulle au départ. Après avoir été soumis à un champ suffisant, b est arrivé à l'opposé de sa position de départ. Les vecteurs s'ajoutent. La paire est aimantée.

Reprenons la paire de vecteurs de la figure 17. Examinons isolément le comportement de ces vecteurs soumis au champ H . Soit a le vecteur qui forme un angle α avec la direction de H , et b le vecteur qui forme un angle β avec cette même direction (fig. 19). Au départ, c'est-à-dire quand $H = 0$, les deux vecteurs sont exactement dans l'axe de leur cristal respectif (fig. 20, a); pour une valeur faible de H , les vecteurs tournent d'autant plus que H augmente (fig. 20, b). Pour une valeur critique de H , b bascule soudainement et vient occuper une position plus proche de H (fig. 20, c). Enfin, pour une valeur suffisante de H , les vecteurs sont exactement parallèles à la direction de H (fig. 20, d).

Quand H disparaît, les vecteurs reviennent sur leur position stable la plus proche (fig. 20, e). Pour le vecteur a c'est la direction de départ; a a donc subi une orientation réversible. Pour le vecteur b , c'est la position b' exactement opposée; ce vecteur a basculé, il a subi une orientation irréversible.

Induction et rémanence.

A partir du comportement de la paire de vecteurs a et b , il est possible d'expliquer de façon simple l'induction et la rémanence.

L'induction correspond à l'apparition d'une résultante du champ des aimants élémentaires dirigée dans le sens de H . Quand $H = 0$, les aimants élémentaires sont en opposition. La résultante est nulle (fig. 20, a, en dessous). Si H devient supérieur à 0, une résultante apparaît : l'induction prend une valeur (fig. 20, b). Cette valeur augmente soudainement si H atteint la valeur critique, car alors b bascule (fig. 20, c); enfin, quand les vecteurs sont parallèles à H , l'induction est maximale (fig. 20, d) et ne varie plus même si H augmente fortement : c'est la saturation.

Quand H s'annule, b , qui a subi une orientation irréversible, arrive sur une position opposée, la résultante conserve une valeur : c'est l'induction rémanente (fig. 20, e).

Examinons de plus près les phénomènes d'induction et de rémanence. Voyons d'abord comment augmente l'induction B , en fonction de H .

INDUCTION.

Reprenons l'explication qui précède au moment où H est légèrement supérieur à 0. Les vecteurs a et b ont légèrement tourné, B n'est plus nulle. Pour une valeur un peu supérieure de H , les vecteurs s'orientent un peu plus, B augmente légèrement, etc. C'est la zone 1 de la figure 20 bis : B y augmente lentement. Elle se prolonge jusqu'au moment où le vecteur b atteint la position critique. Pour H_1 , b bascule et arrive soudainement sur une direction proche de celle de H , pour laquelle la résultante est nettement plus élevée : l'induction fait un saut brusque. C'est la zone 2, zone très étroite. Si H augmente encore, b commence à se rapprocher de H , mais lentement, d'autant plus que b est le seul à avoir encore un effet, a s'étant aligné. C'est la zone 3. Enfin, pour une valeur H_2 suffisante de H , l'alignement est parfait, la résultante n'augmente plus quel que soit H : c'est la saturation.

Le comportement que nous venons de voir pour la paire de vecteurs a et b est également celui de toutes les paires qu'on peut considérer sur le ruban. L'induction acquise par une zone déterminée du ruban est la somme des inductions partielles en provenance de toutes les paires qui se trouvent dans la zone observée. Cependant, comme l'orientation des paires est quelconque et que, d'autre part, les propriétés de chaque cristal sont légèrement différentes, les phases successives de l'alignement, tout en s'effectuant de la même façon, vont se produire à des niveaux H différents, notamment les basculements de vecteurs.

De ce fait, les coudes de la caractéristique vont s'arrondir et la caractéristique réelle d'induction aura l'allure représentée à la figure 20 ter (1).

Dans la zone 1, les deux vecteurs de toutes les paires s'alignent régulièrement. A partir de H_1 les basculements commencent. L'induction augmente plus vite et proportionnellement à H : plus ce dernier augmente et plus de nouvelles paires arrivent au seuil de basculement et basculent. C'est la zone 2. Un agrandissement de la caractéristique dans cette zone montre de petits paliers (« irrégularités de Barkhausen ») et correspondant au basculement des vecteurs. Enfin, dans la zone 3, tous les vecteurs ont basculé et s'alignent lentement, comme au début. C'est la zone de saturation. Celle-ci est atteinte en S : l'alignement des vecteurs est optimum et ne change plus quel que soit H (zone 4).

RÉMANENCE.

Reprenons la paire de vecteurs arrivée au point de saturation H_2 (fig. 20, d , et 20 bis). Les deux vecteurs sont alignés. Que se passe-t-il quand H passe progressivement de H_2 à 0 ?

Dès que H diminue, b commence à regagner une position stable : l'axe du cristal ; quand H aura diminué suffisamment, ce sera a (a qui s'est aligné pour une plus faible valeur que b doit attendre que H ait diminué jusqu'à cette valeur avant de pouvoir commencer à se rapprocher de l'axe de son cristal). D'où, au début, B va décroître lentement en repassant par les mêmes points qu'à l'aller (zone 3 de la fig. 20 bis).

En H_1 , le vecteur b est arrivé dans l'axe de son cristal, position stable qui va donc être gardée immuablement, même quand H sera retombé à 0. Comme la nouvelle position de b est à 180° de sa position initiale, les vecteurs a et b conservent le même sens (revoir fig. 20, e), B reste élevée et la caractéristique « retour » va décoller de la caractéristique « aller » au point Q de la figure 20 bis.

(1) Nous avons déjà rencontré cette caractéristique au chapitre *Notions de magnétisme et d'électromagnétisme* (fig. 11).

Elle ne se maintiendra cependant pas à la valeur Q , car il faut tenir compte de la perte d'alignement du vecteur a qui est encore occupé à regagner son axe stable, position qu'il atteindra lorsque H se sera complètement annulé. De H_1 à 0, l'induction va donc diminuer quelque peu (zone 5

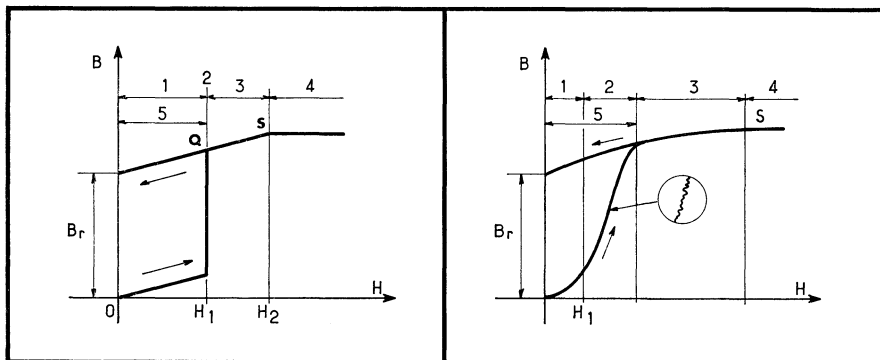


Fig. 20 bis. — Caractéristique de l'état d'aimantation (induction B) d'une paire de vecteurs en fonction du champ qui lui est appliqué. Quand H revient à 0, B conserve une valeur B_r .

Fig. 20 ter. — La caractéristique réelle B - H s'arrondit par suite de l'orientation différente des divers cristaux, de leur compositions légèrement disparates, etc.

de la fig. 20 bis). Finalement, quand $H = 0$, B a conservé la valeur B_r , ou induction rémanente.

Si on considère toutes les paires, l'évolution constatée reste entièrement vraie, mais la caractéristique va s'arrondir, pour les mêmes raisons que pour l'induction : différence d'orientation et de structure entre paires. La courbe « retour » réelle de l'induction aura donc l'allure représentée à la figure 20 ter (zone 5).

Relation entre le champ et l'induction rémanente.

Nous avons observé la rémanence B_r quand H retombe à 0 après avoir atteint la valeur de saturation. Que vaut B_r quand H disparaît après avoir atteint des valeurs plus faibles?

Reprenons notre malheureuse paire de cristaux a et b . Hors de l'action de H , cette paire ne peut avoir que deux états d'aimantation :

état 1 : elle n'est pas aimantée; les vecteurs sont de sens opposés et s'annulent;

état 2 : elle est aimantée; les deux vecteurs ont le même sens et s'ajoutent.

Les deux seules valeurs possibles pour l'induction rémanente de la paire sont donc B_r et 0. En conséquence, dans le cas d'une paire, l'évolution de B_r en fonction de H sera simple. Pour les valeurs de H comprises entre 0 et la valeur de basculement H_1 , les orientations produites ont été réversibles : la paire revient à l'état de départ, l'état 1 pour lequel $B_r = 0$. Des valeurs de H égales ou supérieures à H_1 vont produire le basculement irréversible du vecteur b ; après avoir été soumise à de telles valeurs, la paire revient à l'état 2. La situation est résumée par la figure 21, a , qui montre l'évolution de B_r en fonction de H .

Pour une autre paire quelconque, la caractéristique B_r - H est analogue (fig. 21, b), mais le seuil critique H_1 s'est déplacé en H'_1 , le niveau B_r peut également être différent (B_r'). Le niveau B_r et le seuil H_1 dépendent en effet

de l'orientation de la paire par rapport à H (n'oublions pas qu'il y a des paires dans toutes les directions), ainsi que de la composition exacte du cristal qui peut être un peu différente d'un cristal à l'autre.

Pour une autre paire, le seuil critique serait encore différent, etc. Si on considère toutes les paires qui composent une zone limitée du ruban, les différentes valeurs critiques vont s'échelonner entre une valeur minimale H'_1 et une valeur maximale H'_2 (fig. 21, c). Or l'induction rémanente de la zone considérée correspond à la somme de l'induction de chaque paire. Pour simplifier, nous admettons que toutes les paires peuvent atteindre un niveau Br identique. Faisons l'addition des inductions rémanentes en fonction du champ :

— De 0 à H'_1 aucune paire ne dépasse le seuil critique : Br vaut 0 (fig. 21, d).

— En H'_1 une première paire bascule, Br prend une valeur faible, Br_1 (fig. 21, d).

— A partir de H'_1 , de nouvelles paires basculent, au fur et à mesure que H dépasse H'_1 . D'où, entre H'_1 et H'_2 , Br augmente régulièrement, proportionnellement à la quantité dont H a dépassé H'_1 . Vu le très grand nombre de paires considéré, les escaliers qui correspondent à l'ajout de chaque

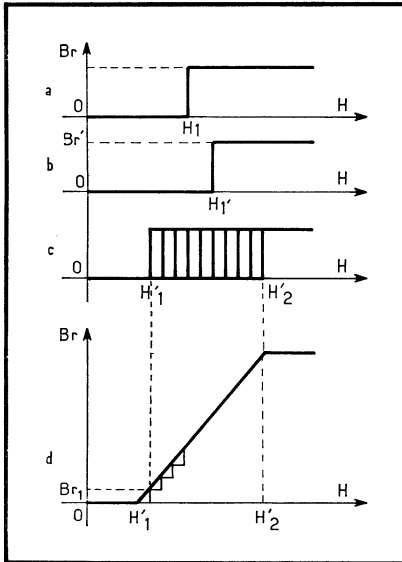


Fig. 21. — Etude de l'induction rémanente, Br , en fonction de H . Dans une zone H'_1 H'_2 l'aimantation rémanente du ruban, égale à la somme de l'induction rémanente des paires, est une droite.

paire sont pratiquement invisibles. La relation $Br-H$ dans cette zone est donc une droite.

— Enfin, en H'_2 , toutes les paires ont basculé. Br est maximum et ne sait plus augmenter. H'_2 est le niveau de saturation.

Caractéristique schématisée d'enregistrement.

Portant cette évolution en diagramme, nous obtenons la partie de droite de la figure 22. En répétant tout ce qui vient d'être fait précédemment mais avec un champ de sens opposé, on obtiendrait évidemment la même évolution mais en signe contraire. Il y correspond la partie de gauche de la figure 22. L'ensemble constitue la « caractéristique schématisée d'enregistrement ». C'est la relation entre le champ émis par la tête et l'induction rémanente sur le

Fig. 22. — Caractéristique schématisée d'enregistrement. La relation $Br-H$ n'est linéaire que dans deux zones : de H'_1 à H'_2 et de H''_1 à H''_2 . En pointillé : relation réelle $Br-H$.

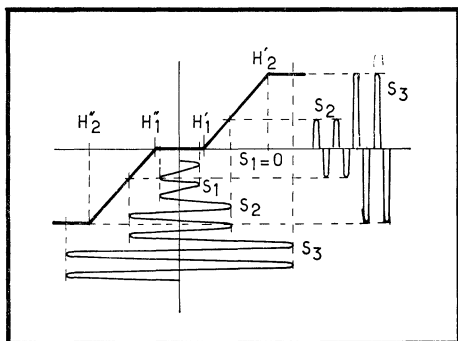
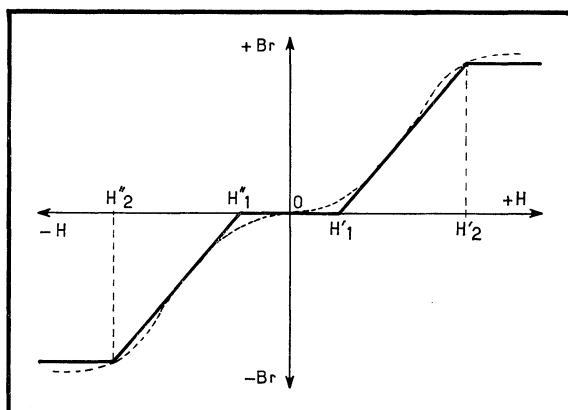


Fig. 23. — La caractéristique d'enregistrement permet de voir quelle est l'induction rémanente laissée sur le ruban pour divers niveaux d'un signal à enregistrer. Par suite de l'existence de régions à pente nulle la relation proportionnelle $Br-H$ ne peut être respectée, d'où distorsion.

ruban. Bien entendu, et pour les raisons exposées à propos de la courbe d'induction, la caractéristique réelle ne présente pas des zones aussi nettement définies et correspond plutôt à la caractéristique en pointillé de la figure 22. Nous nous en tiendrons provisoirement à la caractéristique schématisée.

Nécessité d'user d'un artifice.

Supposons que nous voulions enregistrer un signal alternatif et que la tête d'enregistrement soumette le ruban en mouvement à un champ proportionnel à ce signal. Grâce à la caractéristique schématisée d'enregistrement nous pouvons aisément tracer la relation entre le signal et l'induction rémanente laissée en chaque point du ruban primitivement neutre (fig. 23). La construction graphique révèle qu'on est loin de la relation proportionnelle demandée au début de ce chapitre. Les signaux faibles, S_1 , pour lesquels H'_1 et H''_1 ne sont pas atteints, ne laissent aucune trace sur le ruban. Les signaux moyens, S_2 , sont amputés du bas. Les signaux forts, S_3 , qui dépassent H'_2 et H''_2 , sont « charcutés » à la fois en haut et en bas. Conclusion peu réjouissante : les faibles et les fortes valeurs de signal seront fortement déformées.

Utilisée telle quelle pour l'enregistrement d'un signal musical, la caractéristique schématisée de la figure 22 donnerait ainsi des résultats désastreux et absolument inacceptables. Il va donc falloir user d'un artifice.

La caractéristique d'un tube électronique non plus n'est pas entièrement linéaire; dans ce cas, la solution consiste à superposer au signal une tension de polarisation qui amène le point de fonctionnement dans une partie

linéaire. Le système que nous allons appliquer à la caractéristique d'enregistrement présente quelque ressemblance avec la polarisation du tube électronique et, pour cette raison, est dit « polarisation ». Au courant à enregistrer, on va en effet en superposer un autre que l'on appellera tout naturellement « courant de polarisation ».

Principe de la polarisation par courant continu.

Nous ne ferons qu'esquisser ce système qui n'est pratiquement plus employé à l'heure actuelle.

On fait circuler dans la tête d'enregistrement un courant continu tel que le champ qu'il crée coupe la caractéristique théorique d'enregistrement vers le milieu d'une partie droite. On ajoute alors le courant B.F. à enregistrer, dont l'amplitude est réglée pour que l'excursion du champ variable qui résulte de l'addition des deux courants ne dépasse pas la partie droite de la caractéristique. On obtient ainsi la relation linéaire demandée entre le courant à enregistrer et l'induction rémanente.

La polarisation par courant continu présente deux inconvénients :

1) la caractéristique d'enregistrement est mal exploitée puisqu'on n'utilise qu'une branche de la caractéristique;

2) la reproduction est accompagnée d'un bruit de fond important.

La cause de ce bruit doit être cherchée dans la structure de la couche magnétique du ruban. Les particules n'y sont jamais réparties de façon parfaitement régulière, comme nous l'avons supposé, mais y sont plus ou moins agglomérées en paquets. L'épaisseur de la couche sensible n'est pas rigoureusement constante non plus : elle peut varier brusquement ou progressivement. Il en résulte que l'induction rémanente gardée par le ruban soumis à la composante continue du champ engendré par la tête d'enregistrement est variable. Ce sont ces variations (dues aux imperfections du ruban et mises en lumière par la composante continue) qui vont provoquer l'apparition d'une tension indésirable aux bornes de la tête de reproduction.

Ces ennuis ont été éliminés avec la polarisation par un courant alternatif de fréquence ultra-sonique.

Principe de la polarisation par un courant alternatif*.

Un ruban en mouvement est mis en contact avec la tête d'enregistrement. Lançons dans la tête un courant alternatif dont la fréquence est de l'ordre de 40 à 100 kHz. L'amplitude de ce courant est choisie telle que les valeurs maximales du champ de même fréquence qu'il crée tombent vers le milieu des zones rectilignes de la caractéristique (fig. 24).

Ajoutons le courant B.F. à enregistrer. A ce courant correspond un champ B.F. (indiqué en pointillé sur la fig. 24). En réalité, il n'existe qu'un seul champ, somme des deux précédents. Les maximums de ce champ total évoluent tant du côté positif que du côté négatif selon une disposition qui est l'image du champ B.F.

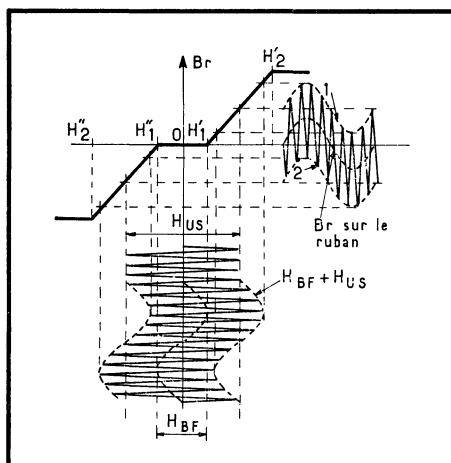
En nous basant sur la caractéristique *Br-H*, nous pouvons déterminer l'induction rémanente qui doit correspondre, en principe, à chaque valeur du champ total. Les diverses valeurs de pointe de l'induction rémanente

* Il existe de nombreuses théories pour essayer d'expliquer les heureux effets de la polarisation par un courant alternatif. Ces théories sont très complexes et... controversées. Dans un ouvrage axé sur l'aspect pratique, nous n'aurons garde de prendre position. L'exposé de la polarisation, tel qu'il est fait dans ce paragraphe, ne doit pas être pris à la lettre, mais doit être considéré comme une simple interprétation des faits, sans prétention à la rigueur scientifique.

ainsi obtenue peuvent être reliées par deux courbes-enveloppes. On s'aperçoit que ces courbes reproduisent fidèlement l'évolution des maximums du champ total (la courbe 1 correspondant aux valeurs maximales positives du champ total et la courbe 2 aux valeurs maximales négatives); ceci est tout à fait normal puisque les valeurs maximales du champ total évoluent d'un côté comme de l'autre entièrement à l'intérieur des parties droites. Comme l'évolution des maximums du champ total est elle-même, en définitive, l'image du champ B.F., les courbes-enveloppes sont également l'image de celui-ci.

L'induction rémanente inscrite sur le ruban n'est pourtant pas celle purement et simplement déduite de la courbe $Br-H$. En effet, la fréquence du champ total est, comme nous l'avons dit, de l'ordre de 40 à 100 kHz. Aux vitesses usuelles de défilement, la longueur du ruban qui a pu défilier pendant une demi-alternance est extrêmement courte. La tête d'enregistrement est incapable d'inscrire des détails d'une telle finesse : il existe toujours une zone de transition entre le moment où le ruban est sous l'influence du champ émis par la tête et le moment où il y échappe totalement. Les détails sont confondus, le résultat pratique est que la tête se contente d'inscrire la

Fig. 24. — Principe de la polarisation par un champ alternatif. Ce champ s'ajoute au champ B.F. Les maxima du champ total reproduisent le champ B.F. et de plus restent inclus dans les parties rectilignes de la caractéristique. De ce fait, les courbes enveloppes 1 et 2, de l'induction rémanente théorique, sont l'image, sans distorsion, du champ B.F. En réalité, la tête d'enregistrement inscrit sur le ruban la moyenne de ces deux courbes, qui est aussi l'image de $H_{B.F.}$. Br sur le ruban reproduit donc fidèlement le champ B.F., ce à quoi nous voulions arriver.



moyenne entre les inductions rémanentes positives et négatives, soit donc la moyenne des courbes-enveloppes 1 et 2. (Ceci n'est cependant vrai que si la fréquence du courant alternatif de polarisation est suffisamment élevée, c'est-à-dire plusieurs fois la plus haute fréquence à enregistrer, ce qui explique le choix d'une fréquence de l'ordre de 40 à 100 kHz.) Comme ces deux courbes sont l'image du champ B.F., leur moyenne est évidemment aussi l'image de celui-ci. En définitive, l'induction rémanente va correspondre au champ B.F., lui-même proportionnel au signal B.F. à enregistrer.

Il sera encore souvent question du courant alternatif qui donne naissance au champ de polarisation. Nous reprenons désormais pour le désigner l'appellation « courant ultra-son » ou, en abrégé, $I_{U.S.}$ (1) déjà employée dans le chapitre consacré à l'étude sommaire du fonctionnement (nous préférons la

(1) Nous verrons plus tard que la tête est une impédance complexe, dans laquelle seule une fraction du courant absorbé produit le champ ultra-son. C'est cette fraction que nous appelons $I_{U.S.}$, dans toute cette première partie. Partout ailleurs, sauf spécification contraire, l'appellation $I_{U.S.}$ désignera le courant total, donc fraction utile plus fraction non utile.

désignation « courant ultra-son », à celle, souvent utilisée, de courant haute fréquence, car il ne s'agit pas vraiment d'une fréquence élevée). Par U.S. nous désignons dorénavant ce qui se rapporte au signal ultra-sonore.

Nous remarquons que, grâce à la polarisation en courant alternatif, les deux inconvénients de la polarisation en continu sont éliminés :

1) en l'absence de signal B.F., l'induction rémanente est nulle. Le bruit de fond dû au ruban n'est donc pas augmenté. Nous verrons même, par la suite, que le bruit de fond d'un ruban qui a été soumis à la polarisation ultra-son est plus faible que celui d'un ruban vierge;

2) les deux parties linéaires de la courbe sont utilisées. Le courant B.F. à inscrire sera traduit par une variation plus grande de l'induction rémanente, condition souhaitable pour obtenir un bon rapport signal/bruit.

La relation linéaire obtenue grâce à l'artifice de la polarisation U.S. entre le courant B.F. à enregistrer et l'induction rémanente au long du ruban ne reste telle que pour autant que les valeurs maximales du champ produit par le courant d'enregistrement restent comprises entre les valeurs H'_1 , H'_2 côté positif, et H''_1 , H''_2 côté négatif.

Il faudra donc veiller à limiter le courant B.F., $I_{B.F.}$ à la valeur correspondante appelée courant de saturation. Comme le montre la figure 25, au-

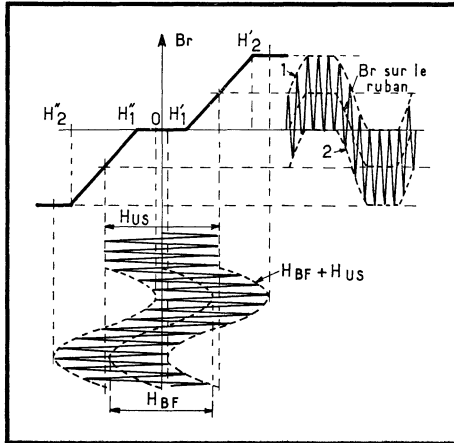


Fig. 25. — La relation linéaire, obtenue grâce à la polarisation en alternatif, entre le courant B.F. à enregistrer et l'induction rémanente au long du ruban, ne reste telle que pour autant que les valeurs maximales du champ produit par le courant d'enregistrement restent comprises entre les valeurs H'_1 , H'_2 côté positif et H''_1 , H''_2 côté négatif. Il faudra donc veiller à limiter $I_{B.F.}$ à la valeur correspondante appelée courant de saturation. Comme le montre la figure, au-delà de cette valeur tout se passe comme si $I_{B.F.}$ était écrêté, d'où une forte distorsion.

delà de cette valeur, l'induction rémanente inscrite sur le ruban n'augmente plus, tout se passe comme si $I_{B.F.}$ était écrêté, d'où une forte distorsion.

Les choses ne sont pourtant pas tout à fait aussi simples. La caractéristique réelle ne présente pas des zones aussi bien définies que sur notre dessin théorique. Il faudra en tenir compte pour déterminer la valeur à donner en pratique au courant U.S. et au courant B.F. Cette question, très importante, fait l'objet du chapitre suivant.

Obtention d'un champ proportionnel basse fréquence dans la tête d'enregistrement.

Le champ émis par la tête est en rapport avec le flux qui traverse le circuit magnétique formé par la tête et le ruban (circuit que nous avons vu à la fig. 2). Le flux est donné par la « loi d'Ohm » du circuit magnétique : $\Phi = F/R$. Si R est constante, Φ est proportionnel à F , donc au courant I qui parcourt la bobine de la tête ($F = 1,257 \text{ NI}$). Le problème est donc que la réluctance reste constante. R est formée de deux réluctances en série : celle

de la tête, celle du ruban qui ferme l'entrefer, toutes deux de la forme $l/\mu S$. Il faut donc que μ ne varie pas, ce qui a lieu dans la partie droite de la courbe $B-H$. Grâce à la polarisation, c'est effectivement dans cette zone qu'on travaille pour le courant B.F. aussi bien pour le matériau de la tête que pour le ruban. En pratique, le champ B.F. superposé au champ U.S. sera donc bien proportionnel au courant B.F. lancé dans la tête.

Résumé des phénomènes magnétiques utilisés à l'enregistrement.

Le ruban est formé de petits aimants. Ces aimants s'annulent deux à deux. Normalement, l'aimantation de la paire est nulle, donc celle du ruban.

Quand un champ H suffisant est appliqué, un des aimants de la paire pivote. Les deux aimants ajoutent leur orientation. La paire est aimantée et le reste quand H disparaît.

Pour que cette orientation se produise, il faut, pour la plupart des paires, que H atteigne une valeur minimum H'_1 . A partir de cette valeur, le nombre de paires qui vont s'aimanter, et donc l'induction rémanente Br qui y est liée, vont être proportionnels à l'augmentation de H . A partir de H'_1 , la relation $Br-H$ est linéaire. Pour une valeur H'_2 de H , toutes les paires sont aimantées. Br ne peut plus augmenter et reste constante. La même chose se produit quand H est de sens opposé. La caractéristique obtenue est tracée à la figure 22 (« caractéristique schématique d'enregistrement », la caractéristique réelle ne présente pas des zones aussi nettes mais nous n'en tenons pas compte pour l'instant).

Elle n'est linéaire qu'à partir d'une valeur minimum du champ. Pour y remédier, on ajoute au champ B.F. un champ alternatif de fréquence ultrasonique. Il est créé par un courant alternatif qui circule dans la tête en même temps que le courant basse fréquence, $I_{B.F.}$, Br est alors proportionnel au champ B.F. émis par la tête d'enregistrement. Comme ce champ est lui-même proportionnel à $I_{B.F.}$, en fin de compte la relation linéaire entre $I_{B.F.}$ et Br est obtenue. Il ne faut pourtant pas dépasser une valeur maximum pour $H_{B.F.}$. La valeur correspondante de $I_{B.F.}$ est le courant de saturation. Au-delà de cette valeur, Br n'augmente plus. Tout se passe comme si $I_{B.F.}$ était écrêté, d'où résulte une forte distorsion.

Le processus d'enregistrement tel qu'il se déroule pratiquement.

Le ruban en mouvement passe devant l'entrefer de la tête d'enregistrement. On peut se représenter les paires de cristaux comme disposées en lignes successives parallèles à l'entrefer. En passant devant l'entrefer, ces lignes vont subir l'action du champ créé par la tête. Abandonnant l'entrefer, chaque ligne va garder une induction rémanente proportionnelle au champ qui existe au moment où elle quitte l'entrefer, induction qui, nous l'avons vu, est en définitive et grâce à la polarisation, proportionnelle à la valeur instantanée du courant B.F. En d'autres termes, chaque ligne qui quitte la tête garde une induction déterminée en rapport avec la dernière influence de champ subie devant l'entrefer (1).

(1) Etant entendu qu'entre le moment où la ligne est sous l'influence de ce champ et le moment où elle échappe à cette influence, $H_{B.F.}$ n'a pas eu le temps de varier, ce qu'on peut admettre si la tête d'enregistrement est correctement établie et la vitesse du ruban suffisante.

Si H varie sinusoïdalement, l'induction correcte reçue par les lignes successives aura également une allure sinusoïdale (fig. 26). L'induction cor-

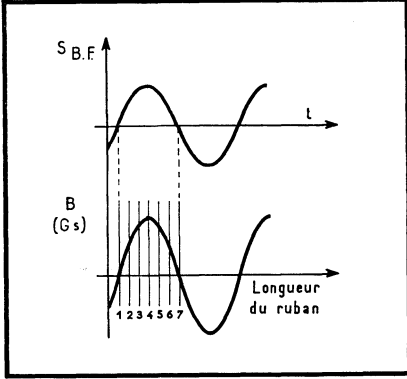
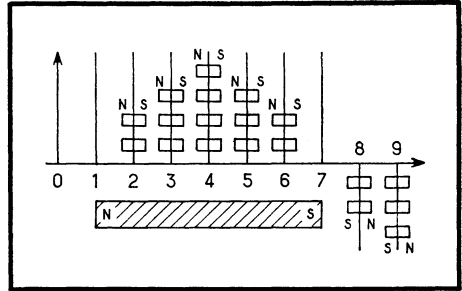


Fig. 27. — L'enregistrement forme tout au long du ruban de véritables aimants miniatures de longueur égale à l'espace occupé sur le ruban par une demi-période du signal enregistré.

Fig. 26. — Si le courant B.F. lancé dans la tête d'enregistrement varie sinusoïdalement, l'induction rémanente correcte au long du ruban est également sinusoïdale.



respond pour chaque ligne au nombre de paires qui se sont aimantées. On peut imaginer que chaque ligne correspond à un empilage de petits barreaux aimantés; sur le dessin de la figure 27, chaque barreau dessiné est équivalent à l'induction concentrée de quelques paires de cristaux aimantés disséminées sur toute la hauteur de la ligne. Plus l'induction est élevée et plus le nombre de ces « unités induction » est élevé. Regardons particulièrement les lignes de 1 à 7. On voit que l'enregistrement d'un courant sinusoïdal correspond à un arrangement sinusoïdal du nombre d'« unités induction » au long du ruban. Tous les éléments ayant un flux dirigé dans le même sens, on peut considérer l'ensemble comme un seul barreau aimanté. C'est en somme, à l'envers, l'expérience de l'aimant brisé. L'enregistrement forme ainsi, tout au long du ruban, de véritables aimants miniatures de longueur égale à l'espace occupé par une demi-période du signal enregistré. Le sens de l'aimantation est en rapport avec le sens de l'alternance. On appelle *longueur d'onde*, la distance qui correspond sur le ruban à l'enregistrement d'une onde entière, soit à la longueur de ruban qui a pu défilier pendant une période. Cette longueur est donc d'autant plus courte que la fréquence est élevée ou la vitesse réduite.

De manière à donner une idée plus parlante de ce qui précède, nous avons représenté de façon graphique, à la figure 28, l'induction subie par un ruban enregistré, en fonction du signal.

L'induction est censée correspondre à des tons dégradés allant du blanc (inductions nulles) au noir parfait (inductions maximales) en passant par tous les gris (inductions intermédiaires). Nous avons représenté, fortement élargies, trois portions de ruban se rapportant chacune à un enregistrement d'une durée de $1/100^{\circ}$ de seconde. Le premier enregistrement a été réalisé avec une fréquence de 10 000 Hz, le second à 1000 Hz et le dernier à 250 Hz. La moitié de chaque portion correspond à un signal B.F. d'amplitude maximale permise, tandis que la seconde moitié correspond à un courant plus faible. Les sinusoïdes dessinées au-dessus de chaque enregistrement sont tout à la fois l'image du signal enregistré et de l'induction rémanente représentée de façon classique.

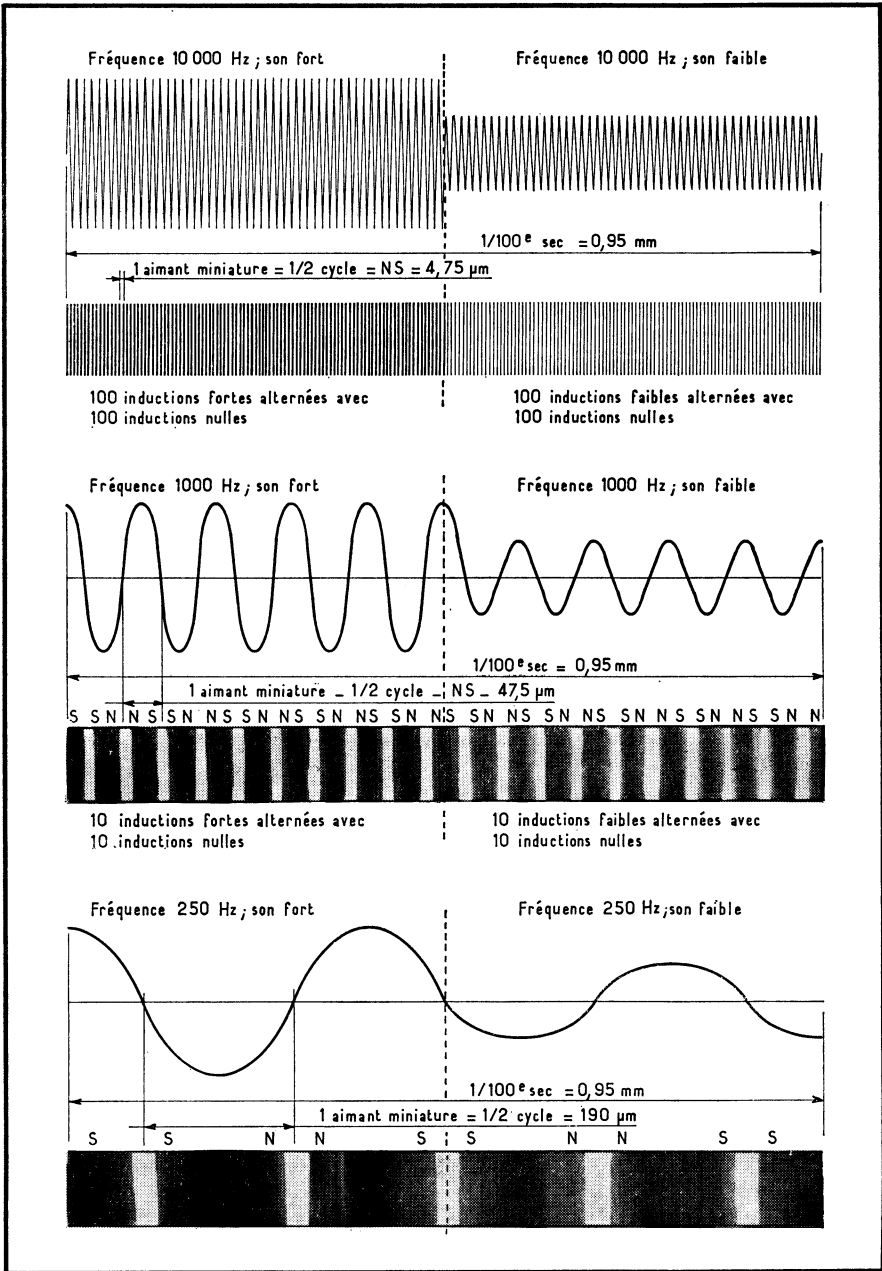


Fig. 28. — Représentation graphique des aimants formés sur une même longueur de ruban. Plus la fréquence est élevée, plus l'aimant est court (dimensions de la figure valables pour la vitesse de 9,5 cm/s) (grossissement environ 100 fois).

On distingue, sur chaque enregistrement, les aimants miniatures formés par l'enregistrement et leur correspondance avec les alternances. La polarité de l'aimantation a été indiquée. (Pour la fréquence 10 000 Hz, cette polarité n'est pas donnée, uniquement en raison des dimensions trop restreintes sur le papier, de même d'ailleurs que l'induction n'a pu être représentée que dans ses valeurs extrêmes.) On s'aperçoit, de plus, que ces aimants miniatures sont d'autant plus courts que la fréquence est élevée, ce qui est logique, car plus la fréquence est élevée et plus la longueur de ruban qui a pu défilé entre deux alternances est courte. Les dimensions données, valables pour la vitesse de 9,5 cm/s à laquelle ces enregistrements sont censés avoir été réalisés, suggèrent combien petits deviennent les aimants miniatures pour les fréquences élevées.

Aspects particuliers de l'enregistrement.

1. EFFET D'EMPREINTE OU D'ECHO.

Regardons la figure 29. Par suite de l'enroulement, les spires telles S1 et S3 de la bobine sont en contact avec une autre, S2 qui porte un enregis-

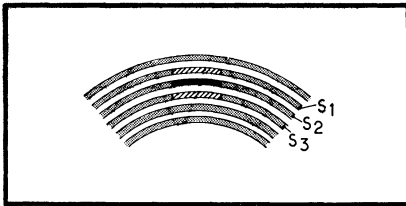


Fig. 29. — Effet d'empreinte. Le champ rémanent à fort niveau porté par la spire S2 provoque l'apparition d'une faible induction rémanente sur les spires voisines, spécialement les plus proches S1 et S3.

trement à niveau élevé. Après déroulement on constate que l'enregistrement porté par S2 existe maintenant sur S1, mais à un niveau nettement plus faible. C'est « l'effet d'empreinte ». Il existe également pour les spires suivant S1 et S3, mais il va en décroissant au fur et à mesure que l'on s'éloigne de S2.

Cet effet est dû principalement à l'agitation thermique. On admet en effet que les vecteurs oscillent tant soit peu sous l'influence de la chaleur.

Nous avons exposé que le basculement des vecteurs se faisait sous l'influence d'un champ extérieur. Il peut cependant être provoqué également par l'agitation thermique. Si le champ faible d'une spire est soumis à l'influence du champ intense d'une spire voisine, il y aura dans le champ faible une rotation de vecteurs dont il ne résultera pas encore une orientation irréversible. Cependant un apport supplémentaire d'énergie par l'agitation thermique peut donner lieu au basculement de certains vecteurs. Après déroulement de la bande, ces vecteurs vont conserver l'influence du champ de la spire voisine : c'est là l'origine de l'effet d'empreinte.

Acoustiquement, on a l'impression d'entendre, avant et après le signal intense, une série d'« échos » de ce dernier, d'où le nom d'« effet d'écho » qui lui est parfois donné. L'intensité du phénomène dépend, non seulement de la température, mais aussi d'une manière logarithmique du temps de contact des spires. Avec les rubans modernes, le signal d'empreinte après 24 heures de conservation à 20 °C, mesuré immédiatement après déroulement, est inférieur d'environ 55 dB au niveau maximal du signal enregistré (soit 0,2 % de ce dernier). L'effet d'empreinte est lié à la longueur des aimants formés sur le ruban par l'enregistrement (les aimants de la fig. 28), donc à la vitesse du ruban et à la fréquence, dont cette longueur dépend directement. A 38,1 cm/s, le maximum est voisin de 1100 Hz, à 19 de 550, à 9,5 de 275.

à 4,7 de 140. Comme l'oreille présente le maximum de sensibilité entre 1000 et 5000 Hz, l'effet d'empreinte sera moins perceptible aux basses vitesses. (C'est d'ailleurs bien la seule fois que nous aurons l'occasion de louer les faibles vitesses, au point de vue de la qualité de reproduction!) En pratique, aux vitesses usuelles et avec les rubans modernes, l'effet d'empreinte est virtuellement indiscernable du bruit de fond et n'est donc guère gênant.

Des champs alternatifs extérieurs à la bobine de ruban et auxquels celle-ci pourrait être accidentellement soumise, peuvent produire un effet d'empreinte plus accusé. Cela se comprend aisément : le champ alternatif joue le rôle du champ de polarisation, celui porté par le ruban servant de champ B.F. On a pu mettre cette propriété à profit pour réaliser des copies à partir d'un ruban original, par simple mise en contact des deux rubans dans un champ ultra-son. Les deux rubans doivent cependant avoir des propriétés différentes : niveau de basculement des vecteurs faibles pour le ruban vierge (distance $0-H'_1$ de la figure 22 faible, soit une aimantation aisée des paires), niveau de basculement élevé (distance $0-H'_1$ grande) pour le ruban original (pour éviter que le champ ultra-son y perturbe l'arrangement des vecteurs).

2. BRUITS.

On fait passer un ruban vierge et un ruban enregistré devant la tête de reproduction. Dans les deux cas on constate que le passage du ruban est accompagné d'un bruit de fond et, en outre, dans le cas du ruban enregistré, que le bruit est en corrélation avec l'enregistrement porté par le ruban, soit un bruit de modulation.

a) *Bruit de bande vierge.*

Nous savons que le ruban est formé d'un très grand nombre de cristaux orientés dans toutes les directions. Le ruban n'ayant jamais été soumis à un champ extérieur notoire, les vecteurs de tous les cristaux sont orientés de façon à neutraliser réciproquement leur champ magnétique. Cette compensation ne peut être parfaite dans tous les plans à la fois, ce qui veut dire que l'aimantation n'est nulle qu'en moyenne et que, localement, et spécialement à la surface du ruban, on peut trouver de très faibles aimantations, réparties de façon hétéroclite au long du ruban. Ces aimantations vont soumettre la tête de reproduction à un faible champ variable, d'où résulte le bruit de fond constaté avec une bande vierge.

Signalons l'heureux effet du champ ultra-son émis par la tête d'effacement et la tête d'enregistrement sur le bruit de ruban vierge. Si un tel ruban a passé devant ces deux têtes (en l'absence de tout signal B.F.), on constate que le bruit de fond est nettement diminué : en passant dans le champ des deux têtes les vecteurs ont subi des basculements qui ont eu pour effet d'améliorer leur distribution dans toutes les directions et par conséquent d'obtenir une meilleure annulation mutuelle de leur aimantation, d'où va résulter un bruit de fond moins élevé.

b) *Bruit de modulation.*

Il se manifeste quand on pourvoit le ruban d'un enregistrement. C'est un bruit qui accompagne la modulation et qui semble proportionnel au niveau de celle-ci. On l'entend comme une sorte de crissement.

Lors de l'étude de la polarisation par un courant continu, nous avons signalé que le champ continu utilisé donnait lieu à l'apparition d'un bruit de fond à la reproduction. Nous avons expliqué que ce bruit avait pour origine la non-uniformité de la répartition des cristaux au long du ruban, et que de ce fait, l'induction rémanente variait comme le nombre de cristaux.

On constate de plus que le bruit est lié à la valeur du champ continu. Le même phénomène va se produire avec le champ correspondant à la modulation (fig. 30). Une courte portion peut être assimilée à un champ continu.

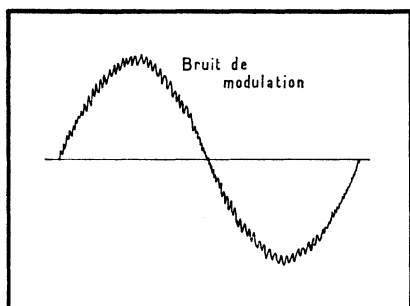


Fig. 30. — Variation du bruit de modulation en fonction du signal. Signal maximum, bruit maximum. Signal nul, bruit nul.

L'induction rémanente correspondante au lieu de rester constante varie légèrement. Il en va de même pour toutes les portions successives, sauf là où la modulation s'est annulée, donc là où il n'y a pas eu de champ pour mettre la non-uniformité en évidence. Il n'y a rien d'autre à faire contre ce bruit que de choisir un bon ruban.

Le rapport signal/bruit de modulation est normalement d'environ 50 dB. On le mesure, en pratique, en superposant au courant U.S. normal non pas un courant B.F. mais un courant continu égal à la valeur de crête du courant B.F. maximum autorisé.

Il peut arriver que le circuit magnétique d'une tête prenne une aimantation rémanente, par exemple à la suite d'un contact avec un tournevis aimanté. Il en résulte un champ continu. Ce champ va exercer son influence sur le ruban et donner naissance à un surcroît de bruit. Ce sujet sera repris dans le chapitre consacré aux têtes magnétiques.

COURANT B.F.

ET COURANT U.S.

Les résultats que l'on peut attendre d'un enregistreur sont étroitement liés aux caractéristiques des courants $I_{B.F.}$ et $I_{U.S.}$ dont la somme forme le courant qui circule dans la tête d'enregistrement. C'est pourquoi nous consacrons un chapitre à l'étude de ces courants.

Le niveau maximum admis pour $I_{B.F.}$ et la valeur choisie pour $I_{U.S.}$ affectent directement le rapport signal/bruit, la distorsion et la courbe de réponse. C'est ce que nous verrons en premier lieu. Nous étudierons ensuite quelles doivent être les autres conditions à remplir par $I_{U.S.}$.

A. — NIVEAU DU COURANT B. F.

a) Action sur la distorsion.

Nous avons montré, dans le chapitre précédent, que le courant d'enregistrement devait absolument être limité à une valeur maximale, dite « courant de saturation ». Au-delà de cette valeur, les excursions à B.F. du champ total, provoquées par le champ B.F. correspondant à $I_{B.F.}$, sortent des limites des parties rectilignes de la caractéristique, d'où une forte distorsion par écrêtage.

Cependant la relation réelle entre Br et H n'est pas la relation schématique utilisée à la figure 24, mais bien la relation dessinée en tirets à la figure 22. On constate que seules de courtes portions de cette caractéristique peuvent être considérées comme rectilignes, contrairement à la caractéristique schématique (en traits pleins sur la même figure). Il en résulte que la distorsion commence pour des valeurs de $I_{B.F.}$ inférieures au courant de saturation. Plus $I_{B.F.}$ est grand et plus longue est la zone explorée; plus celle-ci est longue et plus la distorsion est sévère. Il faudra donc limiter $I_{B.F.}$ à une valeur compatible avec la distorsion tolérable.

b) Action sur le rapport signal/bruit.

Au chapitre « Reproduction », nous verrons que le rapport signal/bruit est d'autant meilleur que la tension produite dans la tête de reproduction par le passage du ruban est élevée; nous verrons également que cette tension

est d'autant plus importante que les variations de l'induction rémanente au long du ruban atteignent une amplitude élevée. Il est évident, d'après la figure 24, que celle-ci dépend de l'amplitude du courant B.F. lancé dans la tête d'enregistrement. Il y a donc intérêt, à ce point de vue, à prendre un courant B.F. le plus élevé possible.

c) Courant B. F. nominal d'enregistrement.

Le rapport signal/bruit et la distorsion ont donc des exigences contradictoires en ce qui concerne le niveau de $I_{B.F.}$. En pratique, il faudra choisir un courant B.F. réalisant un compromis honorable, acceptable aux deux points de vue. (Le courant adopté sera en tout cas inférieur à la valeur provoquant l'écrêtage du signal enregistré sur le ruban, ou courant de saturation.) Le courant B.F. de compromis adopté est le courant B.F. nominal d'enregistrement ($I_{B.F.n.}$ en abrégé).

d) Valeurs habituelles de $I_{B.F.n.}$

Il est assez difficile de citer un ordre de grandeur précis pour $I_{B.F.n.}$, car ce qui compte en fait pour l'enregistrement, c'est le champ produit par la tête. Or un même champ peut être obtenu pour des valeurs de $I_{B.F.n.}$ très différentes selon la conception de la tête, notamment son nombre de spires. Indiquons néanmoins que la valeur de $I_{B.F.n.}$ peut s'échelonner, selon le cas, entre 30 et 1000 μA (1) (encore que ce dernier chiffre ne soit pas limitatif).

e) Augmentation du niveau admissible pour $I_{B.F.}$ aux courtes longueurs d'onde.

L'expérience montre que, pour une même distorsion du signal produit, le courant B.F. d'enregistrement peut être un peu plus grand aux fréquences élevées. (Par fréquences élevées, il faut entendre des fréquences qui, à la vitesse utilisée, correspondent à une courte longueur d'onde). C'est ainsi qu'à 9,5 cm/s, le courant B.F. qui correspond à une distorsion donnée est quasi constant jusque 1000 Hz, ensuite il augmente lentement avec l'accroissement de la fréquence, l'augmentation constatée atteignant environ 6 dB à 10 kHz.

Cela est dû à la forme particulière de la courbe de réponse de la tête de reproduction, plus exactement à la chute rapide des aiguës qui se produit après que la réponse soit passée par un maximum. En effet, en augmentant le niveau d'enregistrement, on déforme le signal inscrit sur le ruban; ce signal déformé est équivalent à un fondamental et à des harmoniques. Pour les fréquences élevées, par suite de la chute rapide de la courbe, les harmoniques sont lus à un niveau plus faible que le fondamental; le pourcentage d'harmoniques présents dans le signal lu est plus faible, ce qui revient à dire que la distorsion est diminuée.

On peut donc se permettre d'augmenter $I_{B.F.}$ jusqu'au moment où la distorsion du signal inscrit est devenue telle que, même en tenant compte de l'atténuation introduite à la reproduction, elle corresponde au taux d'harmonique équivalent à la distorsion admise.

C'est en partie par suite de l'augmentation admissible de $I_{B.F.n.}$ aux fréquences élevées, qu'on peut compenser les pertes en aiguës, en accentuant ces fréquences à l'enregistrement.

(1) Voir également à ce sujet la cinquième partie : *Mesures*, p. 288.

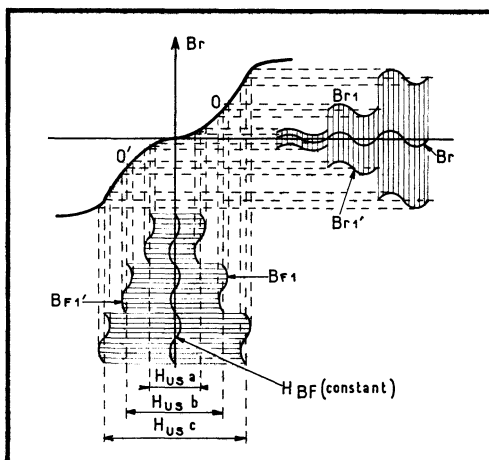
B. — NIVEAU DU COURANT U.S.

a) Action sur la distorsion.

A niveau $I_{B.F.}$ constant, la distorsion du signal enregistré est fonction du niveau de $I_{U.S.}$.

Nous avons repris à la figure 31 le principe de la polarisation en alternatif déjà vu à la figure 24, mais en utilisant la caractéristique réelle en lieu

Fig. 31. — Influence de l'amplitude de $I_{U.S.}$ (ou $H_{U.S.}$) sur les performances. L'amplitude de $H_{U.S.}$ définit l'emplacement des zones symétriques explorées par les variations B.F. La linéarité et la pente de ces zones sont fonction de leur emplacement sur la caractéristique réelle $Br-H$. Il s'ensuit que, pour un niveau B.F. identique, la distorsion et l'amplitude du signal enregistré sont fonctions du niveau de $I_{U.S.}$.



et place de la caractéristique schématique. Comme le champ B.F. est en quelque sorte porté sur les valeurs maximums du champ U.S., nous n'avons représenté de façon précise que les seules variations à basse fréquence $B.F._1$ et $B.F._1'$, du champ total.

Nous voyons que ces variations explorent des portions relativement restreintes de la caractéristique, ce qui est le cas réel, car $I_{B.F.}$ est, en général, choisi une dizaine de fois plus petit que $I_{U.S.}$. En changeant la valeur du champ U.S., donc de $I_{U.S.}$, nous pouvons déplacer à volonté les zones explorées par $B.F._1$ et $B.F._1'$, or l'induction rémanente sur le ruban, Br , est la moyenne des deux courbes Br_1 et Br_1' ; il s'ensuit que la linéarité de la relation entre $I_{B.F.}$ et Br dépend de la linéarité de la relation entre Br_1 et $B.F._1$ d'une part et Br_1' et $B.F._1'$ d'autre part. En modifiant $I_{U.S.}$ on agit sur cette linéarité puisqu'on amène les points de fonctionnement O et O' dans des portions plus ou moins linéaires de la caractéristique.

A la figure 32, nous avons représenté l'évolution de la distorsion en fonction de $I_{U.S.}$ et cela pour trois valeurs décroissantes a, b, c , du courant B.F. Il est évident que l'amplitude de $I_{B.F.}$ intervient puisque la longueur des zones respectivement explorées par $B.F._1$ et $B.F._1'$ (fig. 31) dépendent de ce courant. Comme on s'efforce d'obtenir la plus grande valeur de Br sur le ruban (pour le rapport signal/bruit), la seule courbe à considérer en pratique est la courbe a . Il semble, à première vue, que la zone 1 de cette courbe soit la plus intéressante. Cependant, dans la zone 1, la distorsion est fortement affectée par une variation minime de $I_{U.S.}$. Le réglage est critique et il est à craindre qu'il ne soit pas stable dans le temps. C'est pourquoi on préfère

normalement travailler dans la zone 2 qui, bien que donnant une distorsion plus forte, conduit à un fonctionnement plus sûr. Dans cette zone la distorsion est minimum pour un courant voisin de $I_{U.S.1}$.

b) Action sur le rapport signal/bruit.

Reprenons la figure 31. Selon le niveau U.S. choisi, les variations vont s'effectuer sur des portions dont la pente est différente, si bien que, comme le montre notre exemple, on obtiendra, pour un même niveau du courant B.F., des valeurs non identiques pour Br . La tension aux bornes de la tête de reproduction va être changée; comme le rapport signal/bruit est proportionnel à cette tension, la figure 33, courbe *a*, qui donne l'évolution de la

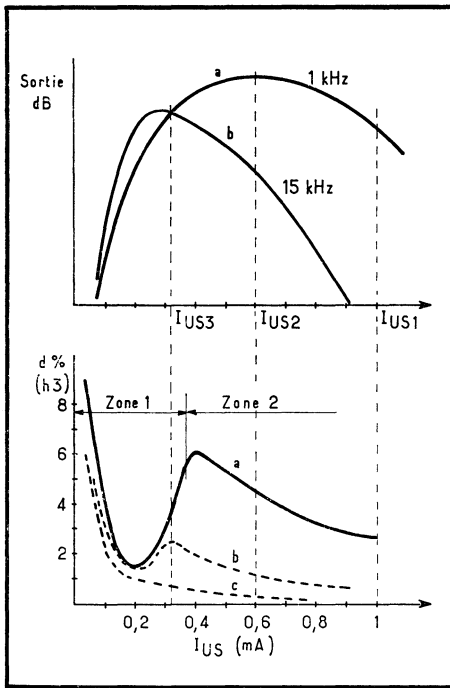


Fig. 32 (ci-contre, en bas). — Allure de la distorsion en fonction de $I_{U.S.}$ pour trois niveaux B.F. différents. Noter la rapide variation dans la zone 1.

Fig. 33 (ci-contre en haut). — Niveau de sortie en fonction de $I_{U.S.}$. Les courbes sont données pour les fréquences 1000 Hz et 15 kHz à la vitesse de 19,05 cm/s. Les niveaux relatifs sont fonction de $I_{U.S.}$. On en déduit une action de ce dernier sur la courbe de réponse.

Les valeurs en mA indiquées pour $I_{U.S.}$ ne sont données qu'à titre d'exemple puisque, en réalité, c'est l'amplitude du champ produit par ce courant qui compte et que, suivant la conception de la tête d'enregistrement, un même courant peut correspondre à des amplitudes de champ différentes.

tension aux bornes de la tête de reproduction en fonction de $I_{U.S.}$ est en même temps une mesure du rapport signal/bruit.

Le meilleur résultat au point de vue signal/bruit est obtenu pour un courant U.S. dont la valeur est voisine ou mieux égale à $I_{U.S.2}$.

c) Action sur la courbe de réponse.

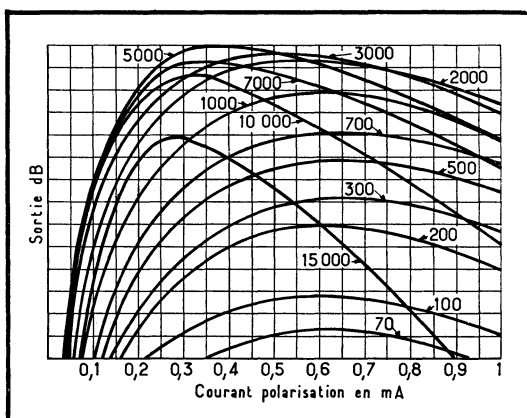
La relation entre la tension aux bornes de la tête de reproduction et $I_{U.S.}$ est donc donnée par la courbe *a* de la figure 33. Cette courbe est valable pour l'enregistrement d'un signal de moyenne longueur d'onde, soit par exemple 1000 Hz à 19 cm/s; si on enregistre un signal B.F. de même amplitude, mais à courte longueur d'onde, 15 000 Hz par exemple (toujours à 19 cm/s), on

constate que la relation obtenue prend l'allure de la courbe *b* (fig. 33).

On s'aperçoit que le maximum de la courbe *b* (15 000 Hz) est plus petit que celui de la courbe *a* (1000 Hz) : nous verrons, au chapitre « Reproduction », qu'il y a de nombreuses causes qui tendent à faire tomber la tension de sortie aux fréquences élevées, or la fréquence choisie ici est suffisante pour que ce soit le cas. On s'aperçoit également que le maximum n'a pas lieu pour le même courant U.S.; de ce fait le niveau du courant U.S. va intervenir dans la courbe de réponse : puisque les courbes *a* et *b* représentent les niveaux de sortie respectifs des fréquences considérées, l'amplitude relative à ces niveaux pour un courant U.S. quelconque se retrouve dans la courbe de réponse; or on voit que les niveaux relatifs sont fonction de $I_{U.S.}$, donc la courbe de réponse.

Fig. 34. — Niveau de sortie en fonction de $I_{U.S.}$ pour différentes fréquences. Les courbes données sont valables pour la vitesse de 19,05 cm/s.

Les valeurs en mA indiquées pour $I_{U.S.}$ ne sont données qu'à titre d'exemple puisque, en réalité, c'est l'amplitude du champ produit par ce courant qui compte et que, suivant la conception de la tête d'enregistrement, un même courant peut correspondre à des amplitudes de champ différentes.



Le champ U.S. de la tête d'enregistrement se comporte un peu comme le champ U.S. de la tête d'effacement : il a tendance à effacer le ruban. Or l'effacement des fréquences élevées est plus facile, car l'enregistrement de ces fréquences n'atteint pas les couches profondes (1) et reste uniquement en surface du ruban, les rendant ainsi plus vulnérables. Le champ U.S. va donc effacer quelque peu ces fréquences et ce d'autant plus que la fréquence enregistrée ou le champ U.S. sont élevés, ceci explique l'atténuation du niveau de sortie des fréquences élevées en fonction de l'augmentation de $I_{U.S.}$.

A la figure 34 nous donnons, pour toute une série de fréquences, l'évolution du niveau de sortie en fonction de $I_{U.S.}$. Aux fréquences basses, 100 Hz par exemple, on constate que le maximum de la courbe est aussi plus petit qu'à 1000 Hz mais qu'ici l'allure de la courbe est la même, notamment que le maximum ne se déplace guère. Quel que soit le niveau de $I_{U.S.}$, il n'y a pas modification des niveaux relatifs des tensions de sortie donc pas d'action de $I_{U.S.}$ sur la courbe de réponse; autrement dit $I_{U.S.}$ n'a d'influence sur la réponse qu'aux seules fréquences élevées. (Cette influence peut être déduite de l'écart entre les courbes *a* et *b* de la figure 33.)

Le meilleur résultat, au point de vue courbe de réponse, est obtenu pour un courant U.S. dont la valeur est voisine de $I_{U.S.}$ (fig.33) : le niveau de sortie est identique à 1000 Hz et 15 kHz.

(1) Contrairement aux fréquences basses et moyennes, pour lesquelles l'enregistrement pénètre toute la hauteur de la couche sensible du ruban.

d) Choix du courant U.S. de polarisation.

Les courbes des figures 32 et 33 sont tracées à la même échelle pour le courant U.S.; on remarque qu'il n'existe pas de valeur de $I_{U.S.}$ assurant à la fois des performances élevées aux trois points de vue examinés plus haut. Il faudra donc se résigner (comme toujours...) à chercher un compromis.

Nous avons vu que la réduction de la distorsion n'est guère stable dans la zone 1 de la figure 32. Dans la plupart des enregistreurs, le courant d'enregistrement sera donc toujours réglé en dehors de cette zone. Dans la gamme des courants qui restent possibles, on peut décrire l'action du courant U.S. de la façon suivante : pour $I_{U.S.2}$, le rapport signal/bruit (défini par le niveau aux moyennes longueurs d'onde, 1000 Hz dans notre exemple) est maximum, la distorsion est moyenne, l'atténuation des fréquences élevées est assez forte; si $I_{U.S.}$ est choisi plus élevé que $I_{U.S.2}$, la distorsion diminue, mais le rapport signal/bruit devient moins bon et l'atténuation des fréquences élevées augmente. Si $I_{U.S.}$ est choisi plus faible que $I_{U.S.2}$ la distorsion est plus élevée, le rapport signal/bruit se détériore de nouveau, mais la réponse aux fréquences élevées s'améliore nettement.

En résumé, si, partant de $I_{U.S.2}$, on augmente le niveau U.S., la distorsion diminue, mais la réponse aux fréquences élevées se détériore; si on diminue $I_{U.S.}$, c'est l'inverse; dans les deux cas, le rapport signal/bruit est diminué.

Nous avons exposé les données du problème et montré combien crucial était le choix de $I_{U.S.}$; nous ne pouvons malheureusement faire plus, car il n'existe pas de règle précise permettant de choisir le meilleur $I_{U.S.}$. Chaque cas est un cas particulier : il y a d'abord les caractéristiques propres de l'appareil à régler, ensuite celle du ruban que l'on compte employer (il existe divers types de rubans; leurs propriétés sont différentes; elles varient d'ailleurs aussi selon la marque), finalement, il y a les goûts de l'utilisateur. Le choix d'un courant U.S. sera donc déterminé en fonction du facteur jugé le plus important.

En l'absence de règle précise, le mieux est encore de tâtonner un peu. On mesure la distorsion, le rapport signal/bruit, la courbe de réponse, pour toute une série de niveaux U.S. et B.F. (La façon d'effectuer ces mesures est exposée dans la sixième partie : *Mesures.*) On choisit ensuite les niveaux définitifs de $I_{U.S.}$ et $I_{B.F.}$ en fonction des résultats obtenus.

On trouvera ci-dessous quelques indications sur ce qui se fait généralement en pratique.

Cas des appareils utilisés à des fins professionnelles.

Le courant U.S. adopté est généralement pris égal à 1,2 fois $I_{U.S.2}$, soit donc un courant relativement élevé. La distorsion est sensiblement diminuée, au prix apparent toutefois d'une légère diminution du niveau de sortie et d'un accroissement des pertes aux fréquences élevées. Nous disons « apparent », car ces deux types de pertes peuvent être ramenés à une valeur acceptable en augmentant la vitesse de défilement (ce qu'on n'hésite pas à faire sur ce type d'appareils où la qualité l'emporte sur les questions d'économie). En effet, le niveau de sortie est, entre autres, lié à la variation de flux subie par la tête de reproduction; pour augmenter cette variation, il suffit d'élargir l'entrefer; toute la courbe a de la figure 33 se décale alors vers le haut et le niveau de sortie correspondant au courant U.S. adopté acquiert une valeur compatible avec l'obtention d'un bon rapport

signal/bruit; mais en élargissant l'entrefer, on a encore accentué les pertes aux fréquences élevées; pour diminuer ces dernières, il n'y a plus qu'un seul recours, augmenter la vitesse de défilement.

Cas des appareils d'amateurs.

On adopte souvent un courant égal à $I_{U.S.2}$. On souhaite ici pouvoir utiliser des vitesses aussi basses que possible. Pour maintenir une bonne reproduction des fréquences élevées, il faut nécessairement un entrefer étroit et une valeur pas trop élevée de $I_{U.S.}$. Un entrefer étroit tend à donner un rapport signal/bruit plus faible, il faut donc ramener ce dernier à une valeur acceptable en choisissant la valeur de $I_{U.S.}$ qui assure le niveau de sortie le plus élevé possible, quitte à sacrifier un peu la distorsion. (Cette façon de faire permet souvent, en raison du signal plus élevé, de simplifier la réalisation de l'appareil et donc de restreindre le prix de revient, élément primordial pour cette catégorie d'appareils.)

e) Valeurs habituelles de $I_{U.S.}$

Il est difficile de citer un ordre de grandeur précis pour le courant U.S., et cela pour les mêmes raisons que pour le courant B.F. Indiquons néanmoins qu'on rencontre en pratique des courants compris entre 100 μ A et 10 mA (1) (courant total, ou apparent), encore que ceci n'ait rien de limitatif.

f) Remarque.

Il convient de remarquer ici que les propriétés du ruban utilisé interviennent dans le choix des courants U.S. et B.F. Par conséquent :

— Pour obtenir les meilleurs résultats d'un enregistreur, il est conseillé d'utiliser le ruban préconisé par le constructeur, à fortiori s'il s'agit de vérifier si un appareil tient les prouesses annoncées dans sa notice : $I_{U.S.}$ a été réglé pour ce type de ruban et il n'est pas du tout certain que la valeur adoptée convienne pour un autre type de ruban;

— Pour obtenir les résultats optima d'un ruban déterminé, il est nécessaire de rechercher la meilleure valeur de $I_{U.S.}$ et $I_{B.F.n.}$ pour ce ruban. La comparaison de divers types de rubans entre eux, en vue de sélectionner le ruban donnant le meilleur résultat, est donc assez délicate, car, pour qu'elle soit valable, il faut adopter chaque fois les courants U.S. et B.F._{n.} convenant au ruban essayé. C'est ainsi que si, par exemple, on compare, avec les mêmes courants U.S. et B.F._{n.} deux rubans A et B et que l'on constate que A donne de meilleurs résultats que B, il faut se garder de conclure trop hâtivement que A est meilleur que B : le courant U.S. de l'appareil d'essai convient peut-être à A et pas à B; il faut donc répéter la comparaison pour diverses valeurs de $I_{U.S.}$ et $I_{B.F.n.}$;

— Pour comparer entre eux des enregistreurs différents, il faut utiliser le ruban conseillé pour chacun ou, à défaut, régler les courants U.S. et $I_{B.F.n.}$ de chacun en fonction du ruban d'essai. C'est seulement alors qu'on pourra comparer.

(1) Voir également à ce sujet la cinquième partie : *Mesures*, mesure de $I_{U.S.}$, résultats.

C. — AUTRES CARACTÉRISTIQUES DU COURANT U.S.

a) Fréquence.

La fréquence du courant de polarisation n'a absolument rien de critique : il suffit simplement qu'elle soit au moins cinq fois plus élevée que la fréquence la plus élevée du signal que l'on compte enregistrer; ceci a pour but d'éviter des battements audibles entre $I_{U.S.}$ et les harmoniques de $I_{B.F.}$.

Toutefois, quand on choisit la fréquence du courant U.S., il faut penser aux besoins de l'effacement. En effet, nous avons vu au chapitre *Etude sommaire du fonctionnement* que le courant U.S. était fourni par un oscillateur et que, généralement, cet oscillateur fournissait en même temps le courant nécessaire à la tête d'effacement dont les besoins, au point de vue fréquence, sont quelque peu différents. La fréquence adoptée, de l'ordre de 40 à 100 kHz, fait l'objet d'un compromis entre les deux fonctions. Le choix de la fréquence U.S. est discuté de façon plus approfondie au paragraphe *Fréquence* du chapitre *Oscillateur*.

b) Forme d'onde.

Il est nécessaire que le courant U.S. soit aussi sinusoïdal que possible, car toute détérioration de la forme de $I_{U.S.}$ correspond à l'apparition de fréquences harmoniques. Or, il se produit une augmentation du bruit de fond si le courant U.S. comporte des fréquences harmoniques, surtout les harmoniques pairs et tout spécialement l'harmonique 2 qui est le plus à craindre à cet égard.

En effet, en présence d'harmoniques pairs, la forme d'onde n'est plus symétrique, ce qui équivaut à la présence d'une composante continue; cette composante circule dans la tête d'enregistrement en produisant un champ continu qui se superpose au champ alternatif, et nous savons qu'un champ continu a la fâcheuse conséquence de produire un bruit de fond.

Nous ne discuterons pas ici ce que nous entendons par « forme aussi sinusoïdale que possible » de $I_{U.S.}$. La question n'est pas aussi simple qu'il y paraît : il faut tenir compte des conditions de la mesure. Nous préférons donc reporter cette discussion à la cinquième partie, *Mesures*, page 289.

Résumé.

Pour un résultat optimal, l'amplitude de $I_{B.F.}$ et celle de $I_{U.S.}$ doivent être soigneusement choisies.

L'amplitude de $I_{B.F.}$ affecte le rapport signal/bruit et la distorsion. L'augmentation de $I_{B.F.}$ a un effet favorable sur le rapport signal/bruit, défavorable sur la distorsion. (En particulier, pour une valeur trop élevée de $I_{B.F.}$, le signal enregistré est comme écrêté, la distorsion augmente brutalement, c'est le courant de saturation.) Il importe donc de trouver un compromis entre distorsion et rapport signal/bruit. Le courant de compromis choisi est le courant B.F. nominal d'enregistrement ($I_{B.F.n.}$). Pour une même distorsion, $I_{B.F.n.}$ peut être légèrement plus important aux fréquences élevées de la gamme à enregistrer.

L'amplitude du courant U.S. affecte le rapport signal/bruit, la distorsion et la courbe de réponse. Cette action, qui s'exerce en bien ou en mal, est

traduite par les courbes des figures 32 et 33. Il n'existe pas de valeur de $I_{U.S.}$ assurant des performances élevées dans les trois cas à la fois. Le courant adopté est donc la conséquence d'un compromis. Pour obtenir des résultats stables, ce courant sera choisi dans la zone 2 de la figure 32. Dans cette zone, si partant de $I_{U.S.2}$, on augmente $I_{U.S.}$, la distorsion diminue et la réponse aux fréquences élevées se détériore. En diminuant $I_{U.S.}$, c'est l'inverse. Dans les deux cas, le rapport signal/bruit est diminué. Il faut choisir le compromis en fonction de l'appareil utilisé, du ruban employé, des résultats à obtenir.

Répetons (sans que ceci doive influencer en aucune façon le choix définitif, soit de $I_{U.S.}$, soit de $I_{B.F.n.}$) que, en pratique, $I_{U.S.}$ est presque toujours environ une dizaine de fois plus grand que $I_{B.F.n.}$.

La fréquence de $I_{U.S.}$ est sans grande importance. Elle sera prise égale ou supérieure à cinq fois la plus haute fréquence à enregistrer, soit de l'ordre de 40 à 100 kHz.

$I_{U.S.}$ doit être aussi sinusoïdal que possible, sous peine d'augmenter le bruit de fond et la distorsion.

REPRODUCTION

A la base de la reproduction, il y a l'apparition d'une tension aux bornes d'un bobinage soumis à un flux variable. C'est le principe de l'induction électromagnétique. (Ne pas confondre induction magnétique, ou densité du flux, et l'induction électromagnétique, création d'une tension.) La tension créée est la tension induite.

Induction électromagnétique et valeur de la tension induite.

Prenons une bobine de quelques spires, reliée à un millivoltmètre. Plongeons un barreau aimanté à l'intérieur de la bobine. Retirons-le, puis replongeons-le, retirons-le de nouveau, etc... Le millivoltmètre révèle qu'une tension apparaît à chaque déplacement du barreau. Cette tension est en revanche inexistante quand le barreau reste immobile. C'est, par conséquent, la variation de flux, et non sa simple existence à l'intérieur de la bobine, qui crée la tension induite.

En utilisant un barreau aimanté qui possède un flux plus grand ou en déplaçant plus rapidement le barreau, nous constatons que l'impulsion de tension est plus élevée.

La tension induite est proportionnelle à l'importance de la variation de flux et inversement proportionnelle au temps mis pour effectuer cette variation. La tension induite a, de plus, un sens tel qu'elle tend à s'opposer à la cause qui la produit : la variation de flux (loi de Lenz). La tension tend à pousser dans le circuit un courant tel qu'il crée un champ qui repousse l'aimant que l'on enfonce dans la bobine. On exprime cette opposition en donnant le signe « — » à la tension induite.

La tension induite est donc de la forme : $-e = \Delta \Phi / \Delta t$.

Quand $\Delta \Phi$ est exprimé en maxwells et Δt en secondes, la tension induite dans une spire est donnée en volts par la formule :

$$-e = \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \times 10^{-8}$$

Le coefficient 10^{-8} provient des unités employés.

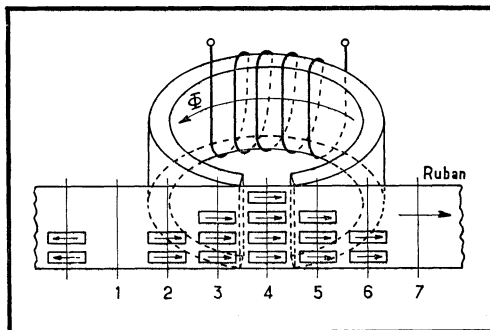
Pour n spires :

$$-e = n \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \times 10^{-8}$$

Création d'une tension par la tête de reproduction.

Le ruban enregistré défile devant la tête de reproduction (fig. 35). Les diverses lignes d'induction rémanente que l'on peut considérer sur le ruban passent à tour de rôle dans l'entrefer de la tête.

Fig. 35. — La tête est soumise par le ruban à un flux proportionnel à l'induction rémanente de la portion de ruban qui se trouve dans l'entrefer.



Le circuit magnétique de la tête vient fermer le trajet magnétique de tous les petits barreaux aimantés qui se trouvent dans l'entrefer. Un flux va circuler dans la tête. Ce flux est proportionnel au nombre de barreaux compris dans l'entrefer, donc à l'induction rémanente de la ligne qui s'y trouve. Le flux ainsi capté par la tête correspond successivement à l'induction rémanente des lignes amenées dans l'entrefer par le mouvement du ruban. Le flux dans la tête varie comme varie l'induction rémanente au long du ruban. Le bobinage de la tête est soumis à un flux variable : une tension apparaît à ses bornes.

Forme de la tension créée par la tête.

Il y a quelque chose d'inquiétant, du moins en apparence, dans le principe de la reproduction énoncé plus haut : la tension créée est proportionnelle à la variation de flux par unité de temps, ce qui revient à dire qu'elle est basée sur les variations de l'induction rémanente au long du ruban. Or c'est la valeur de l'induction rémanente et non ses variations par rapport au temps qui, sur le ruban, est proportionnelle au signal. Dans ces conditions, la tension créée sera-t-elle l'image du signal enregistré ?

Soit un ruban sur lequel un signal sinusoïdal (1) a été enregistré. L'induction rémanente au long du ruban est sinusoïdale. Le flux capté par la tête au fil du temps est donc également sinusoïdal. Sur la figure 35 bis nous analysons les variations de ce flux par rapport à des intervalles Δt égaux. Comme la tension induite vaut $\Delta \Phi / \Delta t$ si Δt est constant, la tension est uniquement proportionnelle à $\Delta \Phi$.

Au début de l'intervalle Δt_1 , Φ est maximum et ne varie pratiquement pas; $\Delta \Phi$ est nul, d'où la tension induite. A la fin de l'intervalle Δt_1 , Φ diminue quelque peu, $\Delta \Phi$ prend une valeur : une faible tension apparaît.

Pendant l'intervalle Δt_2 , Φ varie un peu plus; la variation $\Delta \Phi_2$ est plus élevée, d'où la tension. Elle est encore plus élevée pour Δt_3 . On analyse de même tous les intervalles...

On trouve, en fin de compte, que la tension induite est sinusoïdale, mais décalée de 90° sur le flux qui lui donne naissance. Ce déphasage n'a strictement aucune importance. La tension reproduite est bien l'image du signal originel. Le système présente cependant un inconvénient réel : nous montrerons que l'amplitude de la tension obtenue est liée à la fréquence du signal enregistré. Il faut y remédier par une correction appropriée dans l'amplificateur de reproduction.

Notons en passant que le principe utilisé, s'il peut convenir pour un signal sonore, est inutilisable tel quel pour nombre de signaux. Si on a affaire, par exemple, à de longues impulsions continues, ces impulsions pourront être enregistrées sur le ruban mais, à la reproduction, il n'y aura des variations de flux dans la tête qu'au début et à la fin de chaque impulsion, le flux restant constant (= variation nulle) pendant toute la durée de l'impulsion. Les impulsions originelles seront donc traduites par deux brèves impulsions à la reproduction (fig. 35 ter). La forme n'est pas respectée.

Distorsion après enregistrement et reproduction.

La distorsion qui apparaît dans le signal de reproduction fourni par la tête est dite « distorsion ruban ». Elle ne dépend guère du processus de reproduction, mais presque uniquement de la façon dont l'enregistrement a été réalisé. Cette question a donc été traitée dans le chapitre consacré aux courants de polarisation et B.F. d'enregistrement. (Voir aussi la cinquième partie : *Mesures*, p. 308.)

Courbe de réponse type.

Nous allons établir ci-après comment l'amplitude du signal recueilli après enregistrement et reproduction se modifie selon la fréquence du signal traité.

1) ENREGISTREMENT A COURANT CONSTANT.

Pour cela, on réalise ce qu'on appelle un enregistrement à courant constant, c'est-à-dire qu'on enregistre une série de fréquences en maintenant le courant B.F. d'enregistrement constant. Dans ces conditions, l'amplitude maximale instantanée atteinte par l'induction rémanente est, en principe, constante puisque l'induction rémanente est proportionnelle au courant B.F.

(1) Un signal sonore, si complexe soit-il, peut toujours être considéré comme équivalent à une série de signaux sinusoïdaux purs dont l'amplitude, la fréquence et le nombre sont tels que leur somme reconstitue le signal complexe. En prenant un signal sinusoïdal comme exemple, on explore donc en fait tout le problème.

Fig. 35 bis. — Si le flux capté par la tête évolue sinusoidalement, la tension créée aux bornes de la tête de reproduction est également sinusoidale.

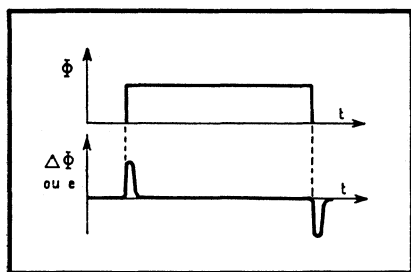
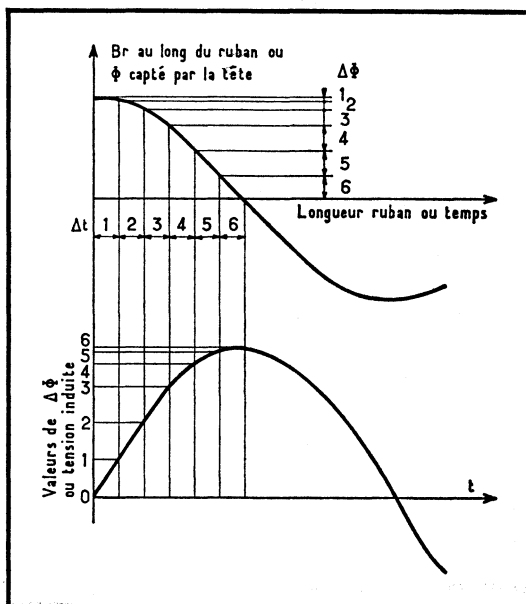


Fig. 35 ter. — De par son principe, la tête de reproduction convient pour un signal continuellement variable (signal sonore) mais non pour un signal (d'où un flux) qui conserve longtemps la même valeur (longues impulsions continues).

2) COURBE DE REPONSE TYPE OBTENUE AVEC UN ENREGISTREMENT A COURANT CONSTANT.

On fait défiler cet enregistrement devant la tête de reproduction et on contrôle la tension de sortie correspondant à l'enregistrement de chaque fréquence. Le résultat est une courbe analogue à celle présentée à la figure 36.

La réponse s'affaiblit de part et d'autre d'une fréquence maximale, d'une façon régulière du côté des basses et d'une façon de plus en plus rapide côté des aiguës.

Regardons de plus près les causes de ces variations de la réponse.

3) CAUSES DE LA CHUTE DES BASSES (ZONE 1).

Dans la partie gauche de la courbe, le niveau de sortie augmente au fur et à mesure que la fréquence s'élève; le niveau de sortie double chaque fois que la fréquence double; en d'autres mots, dans cette zone, la pente est de 6 dB par octave (1).

(1) On appelle octave une bande de fréquences dans laquelle existe un rapport de deux, ou 6 dB, entre la fréquence supérieure et la fréquence inférieure.

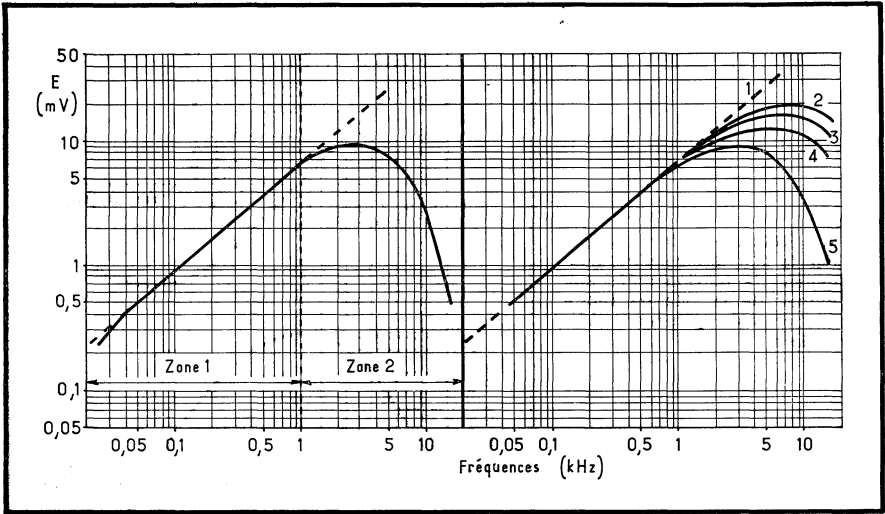


Fig. 36 (à gauche). — Courbe de réponse type d'un enregistrement effectué avec un courant constant dans la tête d'enregistrement.

Fig. 37 (à droite). — La tension de sortie donnée par un enregistrement à courant constant commence par augmenter régulièrement avec la fréquence, mais les diverses pertes qui se manifestent font retomber la courbe respectivement suivant les courbes 2, 3, 4, 5.

Cela s'explique si l'on considère que la tension aux bornes de la tête de reproduction répond à la loi de l'induction — $e = \Delta \Phi / \Delta t$, égalité dans laquelle :

a) $\Delta \Phi$ est constant. — Le flux dans la tête varie comme l'induction rémanente au long du ruban, Br . Br évolue de Br maximale-positives à Br maximale-négatives. D'où Φ passe de $\Phi_{\max. \text{ pos.}}$ à $\Phi_{\max. \text{ neg.}}$; la variation vaut donc $2 \Phi_{\max.}$.

Or nous savons que la valeur de $Br_{\max.}$ sur le ruban est constante quelle que soit la fréquence, puisque l'enregistrement a été fait à courant constant. D'où la variation de Br en fonction de la fréquence est constante, et donc celle de $\Delta \Phi$ qui en dépend directement.

b) Δt est inversement proportionnel à la fréquence. — La grandeur Δt est le temps qui s'écoule pendant la variation de Φ , ou encore pendant que Φ passe de $\Phi_{\max. \text{ pos.}}$ à $\Phi_{\max. \text{ neg.}}$. C'est donc le temps nécessaire pour faire défiler une portion de ruban correspondant à la distance qui sépare sur la bande l'endroit où Br est maximale-positives de l'endroit où Br est maximale-négatives. Cette portion correspond évidemment à la longueur du ruban qui a eu le temps de défiler à l'enregistrement pendant que le courant B.F. dans la tête passait de $I_{\max. \text{ pos.}}$ à $I_{\max. \text{ neg.}}$, soit une demi-période; comme la vitesse est restée la même à l'enregistrement et à la reproduction, le temps de la variation est resté égal à $1/2$ période. Or $T = 1/f$ d'où $\Delta t = 1/(2f)$.

Par conséquent, la tension aux bornes de la tête vaut dans la zone 1 :

$$-e = \frac{2 \Phi_{\max.} \text{ constante}}{1/(2f)} = \frac{\text{constante}}{1/(2f)} = \text{constante} \times f.$$

La tension est donc directement proportionnelle à la fréquence.

4) CAUSES DE LA CHUTE DES AIGUES (ZONE 2).

L'augmentation de la tension induite dans la tête devrait théoriquement continuer selon la droite 1 de la figure 37. Cependant la relation $e = \text{cons-}$

tante $\times f$ sur laquelle cette droite est basée s'appuie sur le fait que la variation de flux, $\Delta \Phi$, est constante. Or ce n'est plus le cas ici : le Φ_{\max} . capté par la tête aux fréquences de la zone 2 diminue (d'où $\Delta \Phi$ diminue) en raison :

- a) de la désaimantation spontanée du ruban,
- b) de l'influence de la largeur de l'entrefer,
- c) du contact tête-ruban plus critique.

La tension induite augmente donc moins vite que la droite 1 et retombe ainsi suivant la courbe 2.

En outre, la tension utile disponible aux bornes de la tête est plus faible que la tension induite, car il se produit diverses pertes dont les effets cumulés conduisent à une chute rapide de la tension de sortie :

- d) les capacités parasites à l'intérieur de la tête et dans les circuits de couplage à l'amplificateur (courbe 3),
- e) les pertes magnétiques par hystérésis et courant de Foucault qui augmentent rapidement avec la fréquence (courbe 4),
- f) l'influence du courant U.S. dont le réglage modifie la courbe de réponse (courbe 5).

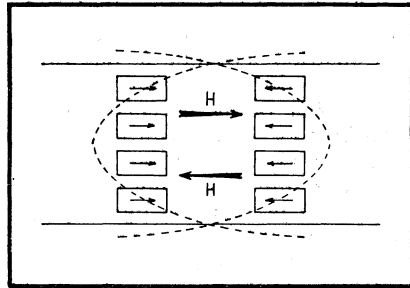
Voici quelques explications supplémentaires concernant les pertes énumérées ci-dessus.

a) Pertes par désaimantation spontanée.

Un ruban enregistré se présente sous l'aspect d'une succession de courtes zones ayant reçu des aimantations opposées (revoir la fig. 28). On va trouver, à peu de distance, des lignes où les paires de vecteurs sont aimantées dans un sens et des lignes où elles sont aimantées dans l'autre sens.

Considérons une ligne de chaque sorte (fig. 38). Chaque ligne soumet

Fig. 38. — Démagnétisation spontanée. Des lignes fortement aimantées et très proches se soumettent à leurs H respectifs d'où tendance au retournement de certains vecteurs, d'où une **démagnétisation partielle**.



l'autre à son propre champ. Si le champ ainsi reçu par chaque ligne est suffisant, il va se produire quelques rotations irréversibles de vecteurs. Des paires reviennent ainsi à l'état neutre. L'induction rémanente portée par ces lignes diminue et donc le flux qui circulera quand ces lignes passeront devant la tête de reproduction.

Le champ reçu est effectivement suffisant pour produire cet effet quand la distance entre des lignes portant des aimantations élevées et opposées est extrêmement petite. C'est le cas aux fréquences élevées où la longueur d'onde est courte. Les pertes se produisent donc d'autant plus que la longueur d'onde est courte, donc que la fréquence est élevée.

Pour diminuer ces pertes, il faut augmenter la longueur d'onde en augmentant la vitesse; le ruban doit présenter la plus grande résistance possible à la démagnétisation, cette résistance s'exprime par la notion de champ coercitif, que nous précisons dans le chapitre *Effacement*. Plus le champ coercitif du ruban est important et plus est élevée la fréquence maximum que l'on peut inscrire sur le ruban pour une vitesse déterminée.

b) *Influence de la longueur de l'entrefer.*

Considérons la variation de l'induction rémanente au long d'un ruban défilant à vitesse constante et sur lequel on enregistre successivement une fréquence de 100 Hz, une fréquence de 1000 Hz et une de 10 kHz. Si le ruban défile à 9,5 cm/s :

- une période à 100 Hz correspond à 950 μm (fig. 39),
- une période à 1000 Hz correspond à 95 μm (fig. 39),
- une période à 10 kHz correspond à 9,5 μm (fig. 40).

Or l'entrefer d'une tête de reproduction a pour ordre de grandeur de 3 à 10 μm , soit par exemple 5 μm . Il en résulte que :

a) Le flux capté par la tête est le même pour les fréquences basses et moyennes. En effet, le flux capté par la tête est maximum quand l'entrefer se trouve en contact avec les lignes à induction maximum. Pour le signal 1 à 1000 Hz cela correspond à la position *a* (fig. 39). Dans nos explications précédentes, nous avons supposé, pour simplifier, qu'il n'y avait qu'une ligne dans l'entrefer. En réalité, le nombre de lignes qu'on pourrait distinguer sur le ruban est extrêmement élevé, si bien que, malgré la petitesse de l'entrefer, il y aura toujours plusieurs lignes à la fois. Dans ces conditions, le flux qui circule dans la tête correspond à la somme de l'induction rémanente de toutes ces lignes. Toujours en regardant la figure 39, on s'aperçoit que toutes les lignes comprises dans l'entrefer ont pratiquement la même induction rémanente. Le flux correspondra donc à la surface *S1* : la hauteur de *S1* est proportionnelle à l'induction rémanente d'une ligne et sa largeur au nombre de lignes.

Pour le signal 2, à fréquence plus basse, le flux maximal est inchangé car, si le nombre de lignes à induction maximale est plus élevé sur le ruban, leur nombre utile dans l'entrefer reste inchangé.

β) Aux fréquences élevées, le flux capté par la tête diminue. Pour le signal 3, à 10 kHz (fig. 40), le flux est maximal quand le ruban est arrivé dans une position telle que *b*, par rapport à l'entrefer. Quelques lignes seulement ont une induction rémanente maximale, les autres ont une induction rémanente plus faible et certaines, nulle. La quantité de flux dans l'entrefer à 10 kHz est donc réduite et correspond à la surface *S2* (fig. 41, *b*) au lieu de *S1* (fig. 41, *a*) pour 1000 Hz.

Pour une fréquence encore plus élevée, 15 kHz, par exemple, il y aura toujours à la fois des lignes positives et négatives dans l'entrefer. Dans ce cas, le flux utile a pour valeur la différence des deux actions soit $S3 - S4 = 1/2 S3$ (fig. 41, *c*). On aurait donc intérêt, pour cette fréquence, à capter seulement le flux représenté par *S3*, donc à diminuer l'entrefer à la largeur de *S3*.

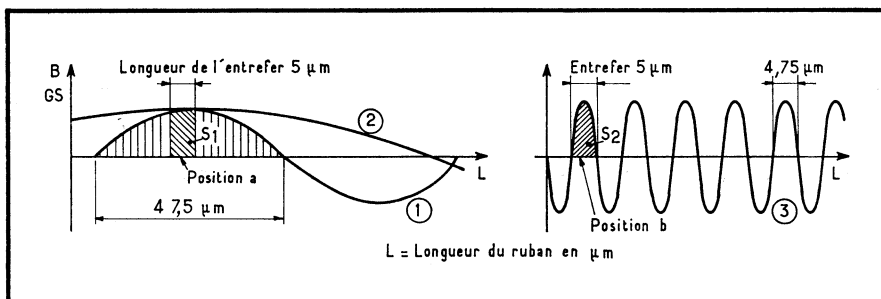


Fig 39 et 40. — Aux fréquences élevées, la longueur de l'entrefer influence de façon non négligeable le flux capté par la tête.

Fig. 41. — Valeurs relatives des flux captés par la tête par rapport à la surface de l'entrefer pour trois valeurs de la fréquence.

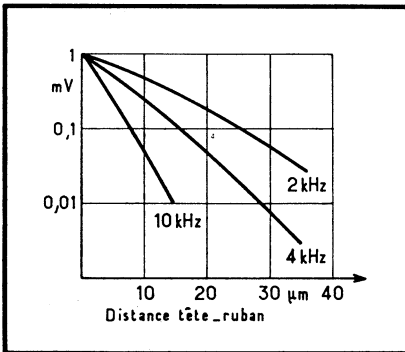
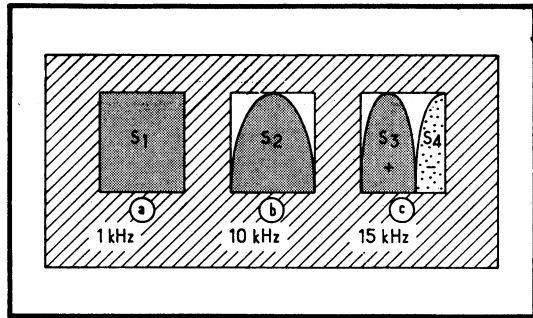


Fig. 42. — La tension induite dans la tête diminue quand la distance tête-ruban augmente, spécialement aux fréquences élevées.

La longueur de l'entrefer joue donc un rôle déterminant sur le flux capté quand la longueur d'onde diminue.

On peut se demander, peut-être, comment des signaux plus étroits que l'entrefer ont pu être inscrits sur le ruban. Le fait est dû à la façon dont l'enregistrement s'effectue : chaque ligne conserve la trace de la dernière influence subie en quittant l'entrefer. Tant qu'elle se trouve dans l'entrefer, son aimantation suit la variation du flux. Elle peut donc changer plusieurs fois de valeur. A l'instant précis où elle quitte l'entrefer, elle échappe à son influence et conserve la dernière aimantation subie, ce qui se fait sur une longueur nettement plus faible que l'entrefer.

c) Contact tête-ruban plus critique.

La figure 42 montre la relation entre la tension aux bornes de la tête de reproduction et la distance entre la tête et le ruban. Ces caractéristiques, relevées pour trois fréquences différentes, indiquent à suffisance combien le contact tête-ruban est important pour les fréquences élevées. Une expérience éloquent à ce sujet consiste à écarter le balai presseur de la tête de reproduction pendant l'écoute d'un enregistrement riche en notes élevées. Ces pertes s'expliquent si on considère qu'un contact moins franc entre tête et ruban correspond en fait à une augmentation de la longueur effective de l'entrefer, longueur dont nous avons montré l'influence au paragraphe précédent.

La qualité du contact est liée à plusieurs facteurs, notamment la qualité du poli des surfaces en présence : poli de la surface de la tête en contact avec le ruban, poli de la surface de la couche sensible de ce dernier ; elle dépend également de la façon dont le ruban est mis en contact avec la tête : utili-

sation d'un presseur, etc. (Pour plus amples renseignements au sujet des procédés tendant à améliorer le contact tête-ruban, voir le chapitre *Têtes*, p. 104.)

d) *Capacités parasites à l'intérieur de la tête et dans les circuits de couplage à l'amplificateur.*

Pour les fréquences élevées, ces diverses capacités commencent à jouer le rôle de véritables courts-circuits pour le signal capté.

e) *Pertes par hystérésis - pertes par courant de Foucault.*

Le métal doux qui constitue le noyau magnétique de la tête est par définition soumis à un flux variable. Au sein de ce métal vont se produire des alignements et désalignements rapides des aimantations élémentaires. Comme il y a une sorte de « friction » qui s'oppose à tout déplacement de l'aimantation, il faut dépenser une énergie pour la vaincre. Cette énergie, convertie en chaleur, est une source de pertes : les *pertes par hystérésis*. Ces pertes sont d'autant plus élevées que le nombre d'orientations par unité de temps est conséquent. Elles augmentent donc quand la fréquence s'élève.

Les pertes par *courants de Foucault* ont une origine différente. Le flux variable induit une tension, non seulement dans les spires du bobinage, mais aussi dans les spires virtuelles que l'on peut supposer exister à l'intérieur du métal (fig. 43). Ces tensions vont provoquer la circulation de courants (dits

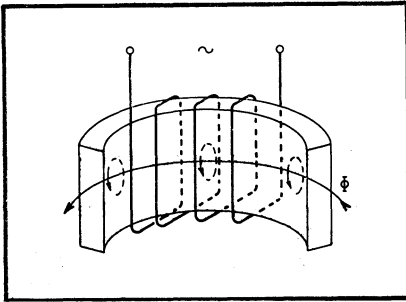
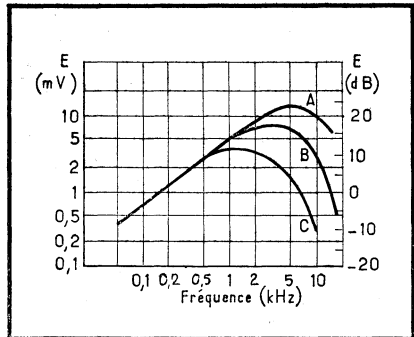


Fig. 44. — Tension de sortie réelle d'une tête commerciale de marque « Miniflux » attaquée par une tension à courant constant $I_{B.F.H.}/2 = 35 \mu A$, et ce à trois vitesses de défilement : 19 cm/s (A) ; 9,5 cm/s (B) ; 4,75 cm/s (C). A remarquer le déplacement de la fréquence du maximum.

Fig. 43. — Le flux variable induit des tensions dans les spires fictives de la masse magnétique, provoquant la circulation de courants, dits courants de Foucault.



courants de Foucault) puisque les spires sont fermées, d'où dissipation d'une énergie en chaleur. Comme la tension à l'intérieur de chaque spire croît avec la fréquence, les pertes croissent aux fréquences élevées.

Les pertes par hystérésis et courants de Foucault ne peuvent être diminuées que par une conception appropriée du noyau de la tête. Cette question sera vue dans le chapitre *Têtes*.

f) *Influence du courant U.S.*

Nous ne reviendrons pas sur cette question qui a été traitée au chapitre précédent.

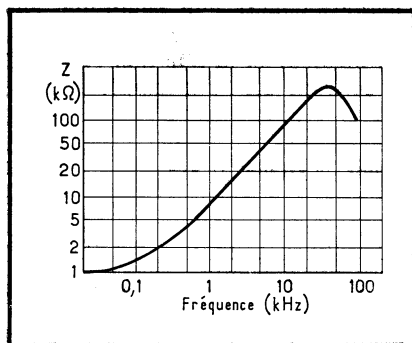


Fig. 45. — L'impédance de la tête d'enregistrement varie en fonction de la fréquence.

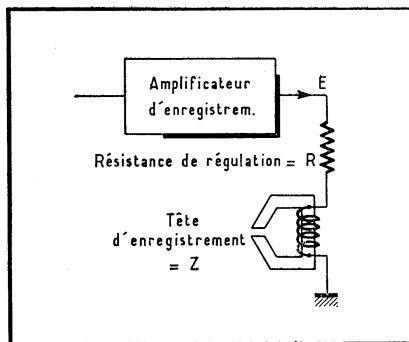


Fig. 46. — Il faut toujours intercaler une résistance telle que R entre l'amplificateur d'enregistrement et la tête. Le courant qui circule dans l'ensemble devient indépendant de la fréquence (enregistrement à courant constant).

5) INFLUENCE DE LA VITESSE UTILISEE SUR LA COURBE DE REPONSE.

La figure 44 montre la tension de sortie réelle d'une tête que l'on peut trouver dans le commerce sous la marque *Miniflux*. Elle est attaquée par un enregistrement réalisé avec un courant B.F. constant (et égal à la moitié de $I_{B.F.}$ nominal d'enregistrement, soit $35 \mu A$). La tension de sortie est donnée pour trois vitesses de défilement. Les trois courbes sont similaires, mais on observe que la fréquence correspondant au maximum de tension de sortie est différente selon la vitesse. Certaines des pertes d'aiguës énumérées ci-dessus dépendent, en effet, de la vitesse utilisée. Il s'agit des pertes *a, b, c*. Ces pertes sont directement liées à la distance occupée sur le ruban par une période du signal ou longueur d'onde. Quand on modifie la vitesse, on modifie cette distance. Les pertes arrivent plus tôt ou plus tard, la distance à laquelle elles commencent étant atteinte plus tôt ou plus tard.

On touche ici du doigt la nécessité d'employer une vitesse d'autant plus élevée que l'on désire reproduire les fréquences hautes.

6) INFLUENCE DE LA VARIATION D'IMPEDANCE DE LA TETE D'ENREGISTREMENT.

La courbe type de la figure 36 est valable avec un courant B.F. constant dans la tête d'enregistrement. Or la tête doit être attaquée par une tension en provenance de l'amplificateur d'enregistrement. Il ne suffit pas que l'amplificateur délivre une tension constante aux bornes de la tête pour obtenir un courant constant. La tête est une self-induction dont l'impédance varie avec la fréquence. La figure 45 donne, à titre d'exemple, la courbe de variation d'impédance d'une tête du type haute impédance. L'impédance, qui est de 1000Ω à 50 Hz , passe à $70 \text{ k}\Omega$ à 10 kHz . Il résulterait de l'attaque directe par l'amplificateur que le courant B.F. dans la tête diminuerait avec la fréquence, donc l'induction rémanente sur le ruban, donc le flux capté par la tête de reproduction et finalement la tension recueillie à la reproduction. Pour pallier cet inconvénient, il faut donc nécessairement travailler à courant constant et non à tension constante.

Il est heureusement très facile de s'arranger pour que l'amplificateur débite un courant constant dans la tête. Plaçons une résistance assez élevée, 200 k Ω par exemple, entre la sortie de l'amplificateur et la tête (fig. 46). Si E est la tension délivrée par l'amplificateur, le courant dans l'ensemble et donc dans la tête vaut :

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + Z^2}} ; R^2 = 200\,000^2 = 40\,000 \times 10^6$$

$$\text{soit à } 50 \text{ Hz } (Z = 1 \text{ k}\Omega) : I = \frac{E}{\sqrt{1 \cdot 10^6 + 40\,000 \cdot 10^6}} \approx \frac{E}{10^3 \cdot 200}$$

$$\text{soit à } 10 \text{ kHz } (Z = 70 \text{ k}\Omega) : I = \frac{E}{\sqrt{4900 \cdot 10^6 + 40\,000 \cdot 10^6}} \approx \frac{E}{10^3 \cdot 212}$$

I est ainsi approximativement constant. En pratique, on fera donc toujours précéder la tête d'une résistance telle que R. Nous l'appellerons « résistance de régulation ».

Les corrections.

Les courbes de la figure 44 ont une allure de catastrophe. Heureusement, l'application de corrections judicieuses permet d'arriver à des résultats plus intéressants.

1) SOLUTION DE PRINCIPE.

La correction s'effectue en deux temps :

— On compense les pertes aux fréquences élevées par une préaccentuation de ces fréquences à l'enregistrement. L'amplificateur d'enregistrement aura donc une caractéristique de gain semblable à celle présentée à la figure 47;

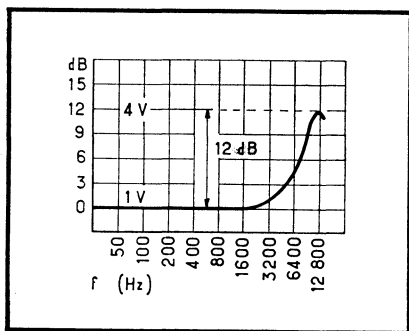


Fig. 47. — En principe, la compensation des pertes aux fréquences élevées est réalisée à l'enregistrement par un amplificateur présentant une caractéristique de gain similaire à celle donnée sur ce dessin.

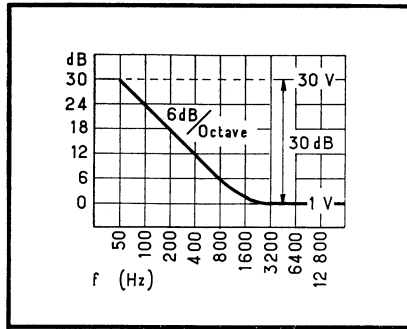
— On corrige la chute des basses à la reproduction. L'amplificateur de reproduction utilisé présente une caractéristique de gain telle qu'il accentue les seules fréquences basses d'une quantité égale à la perte subie. La caractéristique de gain correspondante est présentée à la figure 48.

Cette façon de procéder découle des considérations suivantes :

a) Fréquences élevées.

Les fréquences élevées du spectre de fréquences de la parole ou de la musique sont généralement des harmoniques d'amplitude nettement plus

Fig. 48. — ... tandis que la correction des fréquences basses nécessite un amplificateur de reproduction ayant une caractéristique de gain similaire à celle donnée ici.



faible que celle de la fondamentale. Elles sont donc en quelque sorte « physiquement désaccentuées » dans le spectre sonore à enregistrer.

L'accentuation « électrique » hausse le niveau des fréquences élevées par rapport aux autres fréquences mais, vu les niveaux de départ, le niveau d'enregistrement de ces fréquences est simplement ramené au niveau de celui des fréquences moyennes et basses. De plus, nous avons vu que le niveau d'enregistrement pouvait être quelque peu plus important pour les fréquences élevées. Il n'y a donc aucun risque de saturation du ruban. A la reproduction, l'intervention des différentes pertes rétablit l'écart physique initial. C'est de cette façon que l'on obtient la tension de sortie la plus élevée aux bornes de la tête, ce qui est intéressant pour le rapport signal/bruit à la reproduction. Si, par contre, l'accentuation se faisait à la reproduction, on partirait d'un niveau de sortie plus faible; or, comme l'accentuation remonte à la fois le signal utile et les fréquences parasites élevées (souffle), on obtiendrait un mauvais rapport signal/bruit.

A noter qu'il ne faut cependant pas trop demander à la correction avant l'enregistrement et ne pas espérer sortir par exemple 16 000 Hz à 4,7 cm/s...! De par le principe utilisé on ne peut guère préaccentuer plus que de la quantité correspondant à la « désaccentuation physique ». En fait, tout ce qui, sur la figure 44, chute de plus de 12 à 15 dB, doit être considéré comme perdu.

b) Fréquences basses.

Le niveau d'enregistrement maximal est défini par le ruban. Préaccentuer les fréquences basses à l'enregistrement signifierait que seule la fréquence la plus basse est fixée à ce niveau, les autres fréquences devant être affaiblies sous peine de saturation. Le ruban serait donc mal exploité, puisque le niveau maximal n'est atteint que pour une seule fréquence, d'où un niveau de sortie moyen faible et un mauvais rapport signal/bruit à la reproduction. On est donc contraint d'effectuer la compensation à la reproduction.

Bien entendu, cette accentuation remonte aussi bien les fréquences parasites basses (ronflements) que le signal utile. Vu la faiblesse de celui-ci à ces fréquences, le rapport signal/bruit n'est pas fameux. Heureusement, dans le cas de l'accentuation des basses, les fréquences composant le bruit accentué en même temps que le signal utile sont surtout des fréquences basses provenant de causes extérieures au système et que l'on peut éliminer, du moins en partie, en prenant les précautions voulues pour qu'elles ne puissent s'y introduire. Ce n'était pas le cas des fréquences parasites élevées : certaines d'entre elles sont indissociables du signal utile (bruit de fond dû au ruban, par exemple).

Telles sont donc les raisons physiques qui imposent la façon mentionnée

de réaliser les corrections. Partant de cette base, il existe néanmoins nombre de façons de procéder.

Il est à noter que les corrections utilisées, tant à l'enregistrement qu'à la reproduction, dépendent de la courbe de réponse à courant constant, laquelle est sous la sujétion de la vitesse utilisée. Sur les appareils à plusieurs vitesses, il sera donc nécessaire d'établir des corrections différentes pour chaque vitesse et de prévoir une commutation.

2) COURBES NORMALISEES.

Les courbes de gain des amplificateurs de reproduction et d'enregistrement doivent, en principe, correspondre à la tête utilisée. Toutefois, afin de permettre l'échange de rubans entre appareils de marques diverses, on a établi des courbes de reproduction et d'enregistrement standard. Ces courbes et la façon pratique d'y arriver seront données dans le chapitre consacré aux amplificateurs.

3) SOLUTIONS ECONOMIQUES.

Nous savons que le plus souvent on n'utilise qu'un seul amplificateur pour l'enregistrement et la reproduction, les deux fonctions étant obtenues par des commutations appropriées. Pour réduire le nombre de ces commutations et le nombre d'éléments employés, on peut utiliser le même circuit correcteur à l'enregistrement et à la reproduction. On compense à la fois les basses et les aiguës, moitié à l'enregistrement et moitié à la reproduction. Cette solution coûte moins cher, est plus simple, mais est techniquement moins intéressante, car nous avons établi que la remontée des basses à l'enregistrement conduit à un rapport signal/bruit plus faible.

Pour les appareils à plusieurs vitesses, on utilise parfois les mêmes circuits correcteurs pour toutes les vitesses. On peut prendre une correction intermédiaire entre les valeurs nécessitées par chaque vitesse. On peut également établir la correction exacte pour une des vitesses (les autres étant sacrifiées). Dans tous les cas « on perd des plumes » dans la courbe de réponse.

Le rapport signal/bruit.

Nous allons discuter les facteurs qui interviennent dans l'obtention d'un bon rapport signal/bruit à la sortie de la tête de reproduction.

1) LE SIGNAL.

On a tout intérêt à obtenir un signal le plus élevé possible. Le signal capté par la tête est extrêmement faible, quelques millivolts, ainsi qu'on peut s'en rendre compte sur la figure 44. Pour une même fréquence située dans la zone à 6 dB/octave, le signal obtenu est directement proportionnel à la grandeur de la variation de flux, soit 2Φ si Φ est le flux maximum capté par la tête. Le flux capté par la tête est d'autant plus important que la surface S_1 de la figure 39 est grande.

1) La hauteur de S_1 est proportionnelle à l'induction rémanente sur le ruban, mais aussi, bien que cela n'apparaisse pas sur le dessin, à la largeur de la piste. (Plus la piste est large et plus le nombre de paires aimantées peut être élevé.)

En augmentant l'induction rémanente, on augmente donc la tension de sortie; malheureusement, cette augmentation est limitée sous peine de distorsion. En adoptant une largeur de piste plus grande, on augmente le signal mais aussi la consommation de ruban. On est donc également limité.

2) La largeur de S1 est proportionnelle à la longueur de l'entrefer. En augmentant la longueur de l'entrefer, on augmente la tension de sortie, mais on diminue la réponse aux fréquences élevées. En pratique, lors du choix d'une longueur d'entrefer, il y aura donc lieu de faire un compromis entre le rapport signal/bruit et la bande passante.

2) LES BRUITS.

On désigne sous ce nom tous les signaux parasites qui, en pratique, vont accompagner le signal utile (1). On doit s'efforcer de les diminuer. On distingue, selon leurs caractéristiques :

a) *Les bruits graves ou ronflements* (fréquences réseau et harmoniques). Ces bruits ont pour principale origine la tête de reproduction elle-même. La tête est, par définition, sensible à un faible flux magnétique variable. Elle ne fait évidemment aucune distinction entre le flux utile, engendré par le ruban, et le flux nuisible, émanant du ou des moteurs, du transformateur d'alimentation, etc. Les remèdes seront indiqués dans la deuxième partie, chapitre *Précautions de réalisation*;

b) *Bruits à fréquence élevée ou souffle*. Le souffle est ce que l'on appelle un « bruit blanc », c'est-à-dire un signal dans lequel toutes les fréquences sont représentées avec une même amplitude. Comme il y a plus de fréquences dans les octaves supérieures du spectre audible que dans les premières octaves (plus de fréquences par exemple de 10 000 à 20 000 Hz que de 50 à 100 Hz), il y a plus d'énergie dans les dernières octaves; ces bruits apparaissent donc surtout composés d'aiguës et s'entendent sous forme de souffle.

Le bruit de fond du ruban appartient à cette catégorie. Ce bruit diminue, relativement au nombre de cristaux, quand on augmente le nombre de cristaux élémentaires qui défilent dans l'entrefer par unité de temps. Plus exactement il est proportionnel à la racine carrée du nombre de ces cristaux. Comme le signal (c'est-à-dire la tension induite) est proportionnel au nombre de cristaux (le nombre de petits barreaux aimantés possibles sur chaque ligne est plus grand), pour diminuer, relativement au signal, le souffle, dû au ruban, il faut donc multiplier le nombre de cristaux en augmentant la vitesse ou la largeur de piste, ce qui n'est malheureusement guère rentable puisque la diminution du bruit obtenue n'est que la racine carrée de l'augmentation du nombre de cristaux alors que la consommation de ruban, elle, lui est directement proportionnelle...

On peut aussi penser à un ruban où le nombre de cristaux par unité de surface est plus élevé, mais on modifie alors défavorablement d'autres propriétés du ruban.

Nous avons vu que le champ U.S. des têtes d'effacement et d'enregistrement a une influence bénéfique sur l'orientation moyenne des cristaux et donc sur le bruit, tandis qu'un champ continu a l'effet inverse. Il faut donc éviter, comme la peste, tout champ continu dans les têtes. Ce champ peut être produit soit par une composante continue dans le courant U.S. ou B.F. qui traverse les têtes, soit par une aimantation rémanente de celles-ci.

Résumé du processus de reproduction.

Le ruban défile devant la tête. Celle-ci est soumise à un flux qui suit l'évolution variable de l'induction rémanente au long du ruban. Soumise à

(1) Nous supposons que le signal enregistré sur le ruban était parfaitement pur, c'est-à-dire qu'il n'était lui-même accompagné d'aucun bruit.

ce flux variable, la tête crée une tension. Celle-ci est proportionnelle à la variation de flux par unité de temps. Dans le cas d'un signal B.F. cette tension reproduit au long du temps l'induction rémanente portée au long du ruban, donc le signal enregistré. La réponse en fréquence du dispositif diminue de part et d'autre d'une fréquence privilégiée, linéairement du côté des basses, de façon plus rapide du côté des aiguës. Le point de transition entre ces deux zones est situé à une fréquence d'autant plus élevée que la vitesse de défilement est élevée.

On compense ces chutes de la réponse, côté aiguës, par une préaccentuation à l'enregistrement, côté basses, en augmentant complémentirement le gain de l'amplificateur de reproduction.

Pour ne pas introduire une cause supplémentaire de détérioration de la réponse dans l'aigu, il faut alimenter la tête par un courant constant en fonction de la fréquence, ceci est obtenu très aisément en alimentant la tête d'enregistrement par une résistance suffisante.

EFFACEMENT

L'effacement consiste à faire disparaître le signal enregistré sur le ruban. Ce signal y est représenté par l'induction rémanente, Br , différente portée par les lignes successives de cristaux. Pour effacer le ruban, on amène Br de toutes les lignes à une valeur uniforme. Cette valeur uniforme peut être soit Br nulle, soit Br maximum. Seule la première façon conduit à des résultats satisfaisants à tous points de vue.

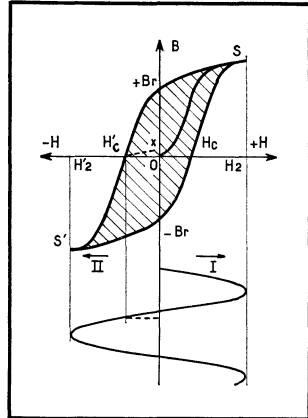
Effacement par champ alternatif.

Il permet d'obtenir une induction rémanente nulle. Voici comment on peut y arriver :

1) CYCLE D'HYSTERESIS.

Nous avons étudié comment variait l'induction B d'un matériau soumis à un champ croissant de 0 à la valeur de saturation, puis retombant à 0.

Fig. 49. — Cycle d'hystérésis. Si un matériau magnétique est soumis à un champ alternatif, l'induction de ce matériau évolue, à chaque alternance, selon un trajet fermé SS' appelé cycle d'hystérésis. La partie OS n'est décrite qu'à la première demi-alternance.



Cette évolution est reprise à la figure 49 où B croît selon OS , la saturation étant atteinte en H_2 , et B décroissant ensuite selon $S + Br$. Pour $H = 0$, B a gardé la valeur Br .

Examinons ce qui se passe quand H ne se contente pas de retomber à 0 mais change de sens (H négatif), atteint une valeur égale mais opposée à H_2 , soit H'_2 , revient à 0, augmente, atteint H_2 , revient à 0, réaugmente négativement, etc., soit, en bref, ce qui se passe quand un matériau est soumis à un champ alternatif d'amplitude $H_2 H'_2$.

Après la première alternance, H passe par 0, B a la valeur Br . Cela veut dire qu'en moyenne les vecteurs sont orientés dans le sens de la flèche I.

Dès que H croît en sens contraire, ces vecteurs sont sollicités de prendre la position opposée à celle qu'ils occupent. B décroît. Au début, il ne se produit que des orientations réversibles. Quand H a augmenté suffisamment dans le sens négatif, des retournements de vecteurs commencent à se produire, B décroît plus vite. Pour $-H'_0$, B est nulle (ce qui ne veut pas dire que si on ramenait H à 0 à cet endroit, B serait nulle; B correspond en effet à l'alignement des vecteurs dans le sens de H , et si B est nulle en H'_0 cela veut dire qu'il y a autant de vecteurs alignés dans un sens plutôt que dans l'autre; or une part de cet alignement est obtenue par orientation réversible; si H retournait vers 0, ces orientations se déferaient, d'où pour $H = 0$ l'équilibre obtenu en H'_0 n'existerait plus : B décroîtrait selon H'_0x et B garderait la valeur $0x$ pour $H = 0$.)

Quand H va dépasser H'_0 , B changera de sens : il y a plus de vecteurs dans un sens que dans l'autre. Petit à petit, tous les vecteurs primitivement opposés à $-H$ ont basculé; B augmente donc moins vite : il reste juste le dernier alignement réversible des vecteurs basculés. Enfin, en S' l'alignement est parfait, c'est la saturation. Elle est atteinte pour un champ égal mais opposé à H_2 , H'_2 . Les vecteurs ont en moyenne la direction indiquée par la flèche II.

H commence alors à décroître et retourne vers 0. Pour $H = 0$, B conserve une valeur égale à $-Br$. L'évolution qui se produit dans cette zone est exactement la même que celle qui s'est produite lorsque H passant de H_2 à 0, Br a décréu de S à $+Br$.

Quand H va réaugmenter positivement de 0 à H_2 , B évolue de $-Br$ à S . Cette évolution est équivalente à celle qui s'est produite de $+Br$ à S' .

Quand H diminue de nouveau, on décrit S , $Br...$ puis Br , $S'...$, etc.

L'induction atteinte par un matériau soumis à un champ alternatif décrit donc à chaque période un cycle fermé S , $+Br$, S' , $-Br$, S . La partie initiale $0S$ n'est décrite que pour un matériau à l'état neutre et pour la première croissance de H . A aucun endroit des cycles ultérieurs, B ne passe par 0. On remarque que, quand H est croissant, pour une valeur quelconque de H , la valeur correspondante de B est toujours plus faible que la valeur correspondante pour la première induction, tout se passe au cours du cycle comme si B était en retard sur H , d'où le nom de *cycle d'hystérésis* qui lui est donné (hystérésis = retard).

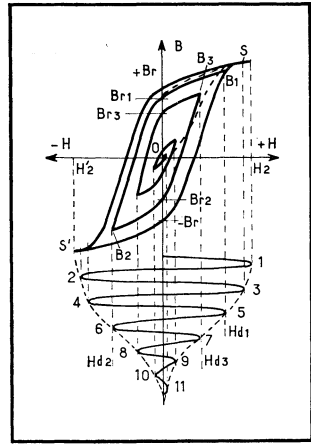
Les alignements et désalignements de vecteurs qui se produisent pendant le cycle correspondent à une dépense d'énergie. (Nous avons déjà rencontré cette dépense d'énergie au chapitre *Reproduction*, pertes par hystérésis dans la tête.) On peut démontrer que cette dépense d'énergie est proportionnelle à la surface du cycle décrit et au volume du matériau qui y est soumis.

2) CYCLES D'HYSTERESIS DECROISSANTS.

Le matériau examiné est soumis à un champ alternatif d'abord égal ou supérieur au champ de saturation mais qui décroît ensuite petit à petit (fig. 50).

Quel que soit l'état initial du matériau, l'alternance 1 va amener B à la valeur de saturation. (Cela se fera selon le trajet $0S$ si le matériau est neutre,

Fig. 50. — Principe permettant de ramener un matériau à l'état neutre. Si un matériau est soumis à un champ alternatif d'amplitude décroissante, son induction évolue selon des cycles d'hystérésis de plus en plus restreints. A chaque cycle, l'induction rémanente diminue. Quand l'amplitude du champ alternatif atteint 0, l'induction rémanente est nulle : le matériau est revenu à l'état neutre.



selon Br , S si Br était maximum positif, selon $-Br$, S si Br était maximum négatif, ou selon une courbe intermédiaire si l'aimantation était comprise entre $+Br$ et $-Br$, Br_1 , S par exemple.)

Au cours des alternances 2, 3, 4, il n'y a rien à signaler. B suit le cycle, sauf qu'on entre moins dans la saturation puisque H diminue. A la fin de l'alternance 4, H diminue, passe par 0, s'inverse. Pendant ce temps, B décroît, d'abord par orientation réversible, ensuite par basculements, tout comme au cours des cycles précédents. Mais, quand H atteint son maximum, H_{d1} , à l'alternance 5, tous les basculements possibles n'ont pas eu lieu. B atteindra donc seulement la valeur Br_1 .

H retourne vers 0, les orientations réversibles s'annulent, les basculements restent. Quand H va passer par 0, B aura la valeur Br_1 . Br_1 est plus faible que Br , puisque le nombre de basculements qui ont eu lieu était plus petit et donc le nombre d'orientations favorables qui subsistent.

H augmente de nouveau négativement et, à l'alternance 6, atteint H_{d2} . B évolue de Br_1 à B_2 . Comme à l'alternance précédente, cela se fait par orientations réversibles suivies de basculements; le nombre de ceux-ci est encore plus faible, si bien que, quand H_{d2} est retombé à 0, B vaut seulement $-Br_2$.

H retourne vers les valeurs positives, atteint H_{d3} , B vaut B_3 . Pour $H = 0$, B vaut Br_3 , etc...

Après être passé par le maximum S , B va donc suivre les trajets successifs S , Br , S' , $-Br$, B_1 , Br_1 , B_2 , $-Br_2$, B_3 , etc. On constate qu'au fur et à mesure des passages de H par 0, Br diminue de plus en plus, si bien qu'après un nombre suffisant d'alternances décroissantes, Br va retomber à 0.

Pour ramener une ligne du ruban à une induction rémanente nulle, on va donc la soumettre à une succession de cycles d'hystérésis d'amplitude régulièrement décroissante.

3) REALISATION DE L'EFFACEMENT PROPREMENT DIT.

Le ruban à effacer défile devant la tête d'effacement. Cette tête est conçue de façon telle qu'en la supposant alimentée par un courant continu, l'intensité du champ créé devant son entrefer ne soit pas uniforme mais se présente selon la figure 51 : maximale en face de l'entrefer, l'intensité de H décroît progressivement de part et d'autre pour tomber à une valeur nulle à quelque distance de celui-ci. (La longueur l est l'« entrefer effectif ». Dans

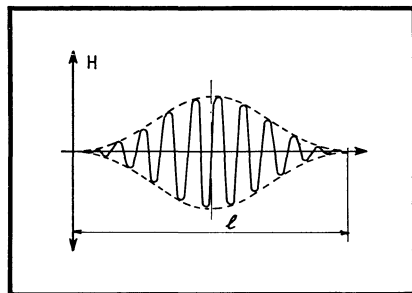
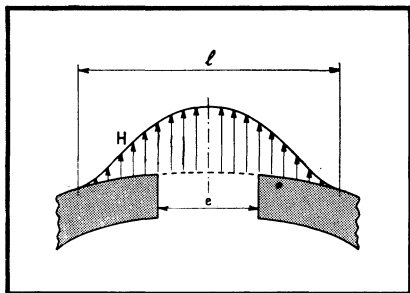


Fig. 51 (à gauche). — Diagramme donnant l'évolution de l'intensité du champ H créé par la tête d'effacement ; H est maximum au milieu de l'entrefer e et décroît progressivement jusqu'à 0 ; cette évolution s'effectue sur une longueur l qui est l'entrefer effectif.

Fig. 52 (à droite). — Si la tête d'effacement est alimentée par un courant alternatif, chaque ligne du ruban qui traverse l'entrefer effectif l est soumise à un champ alternatif. L'induction de la ligne atteint un maximum vers le milieu de l'entrefer ; plongée dans le champ décroissant, elle évolue ensuite exactement comme à la figure 50 si bien qu'elle quitte l'entrefer à l'état neutre.

ce paragraphe, lorsque nous parlerons d'entrefer, c'est de l'entrefer effectif qu'il s'agira.)

En réalité, c'est un courant alternatif qui alimente la bobine de la tête. Le champ créé est donc un champ alternatif. Tout comme pour le champ continu, l'intensité de ce champ est différente selon l'endroit où l'on se trouve dans l'entrefer. La figure 51 est donc également valable pour ce champ. Or la fréquence du courant alternatif est telle qu'au moins une vingtaine d'alternances ont lieu sur le temps mis par une ligne quelconque du ruban pour franchir l'entrefer. Dans ces conditions, chaque ligne du ruban va être soumise, au cours de son passage, à un champ analogue à celui présenté à la figure 52 (où, pour simplifier, il n'a été dessiné que dix alternances). Vers le milieu de l'entrefer, la ligne considérée est soumise à un champ maximal, son induction est portée à saturation (le courant dans la tête doit être assez intense pour cela). Ensuite, le champ décroît progressivement et l'induction diminue en décrivant des cycles d'hystérésis régulièrement décroissants, si bien qu'en quittant l'entrefer, cette ligne est revenue à l'état neutre. Il en est de même pour toutes les lignes qui passent devant la tête. Après passage devant la tête d'effacement, le ruban est donc effacé et ramené à l'état neutre. Le bruit de fond du ruban ainsi effacé est minimum.

4) FREQUENCE UTILISEE POUR L'EFFACEMENT.

Comme nous l'avons signalé, cette fréquence doit être suffisante pour obtenir au moins une vingtaine d'alternances sur le temps de transit du ruban dans l'entrefer. Il faut, de plus, que cette fréquence soit assez élevée pour éviter que la tête d'effacement n'agisse quelque peu comme une tête d'enregistrement inscrivant la fréquence d'effacement au long du ruban.

La fréquence qui satisfait à ces deux conditions est du même ordre de grandeur que la fréquence nécessitée par la polarisation U.S. On adopte donc généralement une fréquence identique pour l'effacement et la polarisation, de façon à n'avoir besoin que d'un seul oscillateur. La fréquence adoptée, de l'ordre de 40 à 100 kHz, fait l'objet d'un compromis entre les deux fonctions. Cette question sera discutée dans le paragraphe *Fréquence* du chapitre *Oscillateurs*.

5) PUISSANCE DEMANDEE PAR L'EFFACEMENT.

L'opération effacement nécessite une puissance. Cette puissance sert surtout à compenser les pertes qui se produisent dans la tête d'effacement.

Le circuit magnétique de cette tête est parcouru par un flux alternatif. Son induction décrit des cycles d'hystérésis, ce qui, nous l'avons vu, correspond à la perte d'une énergie : pertes par hystérésis. Ce même flux alternatif produit des pertes supplémentaires par courants de Foucault induits dans le circuit magnétique. La fréquence de ce flux est élevée et l'induction à laquelle il soumet le circuit magnétique est importante (par suite de la nécessité de saturer le ruban). Ces deux circonstances aggravent les pertes mentionnées, de sorte que la puissance ainsi dépensée n'est pas négligeable.

Grâce aux progrès réalisés dans la construction des têtes d'effacement, on est néanmoins parvenu à réduire les pertes, si bien qu'actuellement, la puissance réclamée par l'effacement est au grand maximum de 3 W.

Notons en passant que l'énergie réellement réclamée par l'effacement du ruban est très faible par rapport aux pertes dans la tête. C'est en effet l'énergie dépensée dans la matière magnétique du ruban au cours des cycles qu'elle décrit pour revenir à l'état neutre. L'énergie dépensée est à chaque instant beaucoup plus petite que celle dépensée dans la tête elle-même, puisque les pertes par hystérésis sont liées au volume du matériau qui décrit le cycle, or le volume du matériau à démagnétiser présent dans l'entrefer est vraiment petit par rapport au volume constitué par la tête. C'est donc la tête qui absorbe la presque totalité de l'énergie dépensée à l'effacement.

Effacement par champ continu.

Le ruban défile devant un champ continu suffisant pour porter à saturation l'induction de toutes les lignes qui y sont soumises. Après passage dans ce champ, toutes les lignes vont garder une induction rémanente maximale.

De ce fait, aucun signal ne peut plus apparaître à la reproduction, le flux capté par la tête de reproduction étant devenu constant, du moins en principe. Le contenu du ruban est effacé mais le ruban n'est pas démagnétisé, au contraire : son induction rémanente est maximale. Il en résulte que la reproduction est affligée d'un bruit de fond beaucoup plus important qu'avec l'effacement en alternatif. L'apparition de ce bruit n'a rien pour nous étonner : nous savons, en effet, qu'un ruban qui a subi un champ continu donne lieu à un bruit de fond d'autant plus important que le champ subi était intense, donc aussi l'induction rémanente qui subsiste (revoir le chapitre *Enregistrement, bruit de modulation*).

L'existence de ce bruit de fond empêche de réemployer le ruban effacé, à moins de se contenter d'une qualité très médiocre. Pour cette raison, ce système n'est pratiquement jamais utilisé, sauf pour des appareils où le prix de revient et la simplicité priment toutes autres considérations. Le champ continu peut en effet être réalisé par un simple aimant devant lequel le ruban défile. Quand on désire cesser l'effacement, il suffit d'écartier l'aimant du ruban.

Un perfectionnement consiste à faire passer le ruban dans deux champs continus successifs : le premier porte le ruban à saturation, soit à la valeur S de la figure 49; le signal a disparu et l'induction rémanente vaut Br ; le second, réglé à la valeur $-H'_c$ amène l'induction rémanente à la valeur $0x$. La rémanence est plus faible, donc aussi le bruit de fond.

On peut ainsi multiplier le nombre de champs continus successifs et amener la rémanence à des valeurs de plus en plus réduites, avec diminution correspondante du bruit de fond. Le réglage des champs est délicat et n'est, de plus, valable que pour un seul type de ruban. Ajoutons que des expériences ont montré que même en employant cinq champs continus successifs,

on pouvait arriver, tout au plus, à des résultats comparables à ceux que donnerait un système d'effacement en alternatif mal conçu. C'est donc surtout à titre documentaire que nous avons exposé les principes de l'effacement en continu.

Effacement en volume.

Il ne s'agit pas d'un troisième principe d'effacement, mais d'une simple application un peu spéciale de l'effacement par un champ alternatif. Pour cette raison, la description de ce procédé est reportée à la quatrième partie, page 272.

Résistance à la démagnétisation.

Champ coercitif.

On applique à un matériau dont l'induction rémanente est maximum et vaut $+Br$ par exemple (fig. 49), un champ tel que l'induction prenne une valeur nulle, soit donc $-H_c$. Quand $-H_c$ s'annule, l'induction rémanente n'a plus que la valeur $0x$. Le matériau est quasi démagnétisé. Le champ qu'il faut appliquer pour obtenir cet effet est le *champ coercitif*. Ce champ est une mesure de la résistance à la démagnétisation du matériau considéré. Plus le champ coercitif est grand et plus l'aimantation est stable.

Il faut bien comprendre la notion de champ coercitif. On notera :

1) qu'il ne suffit pas d'appliquer un tel champ à un matériau pour qu'il revienne définitivement à l'état neutre,

2) que ce n'est pas non plus le niveau de sécurité en dessous duquel ne se produit aucune démagnétisation.

Résumé.

L'effacement par champ alternatif est le seul qui permet à la fois d'obtenir la disparition du signal enregistré et un bruit de fond réduit.

Il s'obtient en faisant passer le ruban devant une tête alimentée par un courant alternatif dont la fréquence est de 40 à 100 kHz. Ce courant est généralement produit par l'oscillateur déjà nécessaire pour la polarisation U.S. La tête engendre donc un champ alternatif. D'abord porté à saturation juste devant la tête, le ruban est soumis à un champ qui décroît au fur et à mesure qu'il s'en éloigne. A chaque alternance, son induction passe par toute une série de valeurs selon un cycle fermé : le cycle d'hystérésis. Ce cycle devient de plus en plus petit au fur et à mesure que le champ décroît. L'induction rémanente gardée par le ruban diminue en même temps que le cycle et finalement le ruban quitte la tête effacé et à l'état neutre.

La résistance à l'effacement se mesure par le champ coercitif; c'est le champ qu'il faut appliquer en sens opposé à un matériau pour que son induction soit momentanément nulle. L'induction rémanente qu'il conserve après l'application de ce champ est très faible.

RUBAN

Le ruban, support de l'enregistrement, est un élément de première importance dans le processus d'enregistrement-reproduction.

Un ruban moderne est formé d'un support en plastique sur lequel on a déposé une couche d'un matériau magnétique. Il est à peine nécessaire de dire que la qualité des résultats obtenus est étroitement liée aussi bien aux propriétés du support qu'à celles de la couche magnétique. C'est pourquoi il est nécessaire d'étudier le support et la couche magnétique (1).

A. — LE SUPPORT

Produits utilisés comme supports.

Trois produits sont actuellement utilisés comme supports : l'acétate de cellulose, le chlorure de vinyle et le polyester. Il est bon d'avoir une idée de la nature de chacun de ces matériaux et de la façon dont on en fait un ruban.

1) ACETATE DE CELLULOSE.

Le terme « acétate » désigne indifféremment aussi bien le « diacétate de cellulose » que le « triacétate de cellulose », tous deux étant obtenus par l'acétylation de la cellulose. (La cellulose provient des fibrilles qui enrobent les graines de cotonniers.) Pour en faire un ruban, on dissout l'acétate dans

(1) Le ruban magnétique n'a pas toujours été composé de deux couches. Il y a eu, à l'origine, des rubans dits homogènes (dont le ruban d'acier était le type même) et par la suite des rubans composés de matériau magnétique pulvérisé mélangé à un plastique (le P.V.C., que nous étudions plus loin). Pour des raisons de solidité mécanique, le pourcentage de matériau magnétique devait rester assez faible (40 %); il en résultait, comparativement au ruban à deux couches, un bruit de fond plus élevé et une faible sensibilité. A notre connaissance, ces rubans, trop désavantageux, ne sont plus fabriqués.

un solvant (acétone ou chlorure de méthylène), puis on l'étend en une couche mince qu'on fait chauffer; les solvants s'évaporent et il subsiste un film d'acétate, d'environ un mètre de large. Ce film est enroulé au fur et à mesure de sa production, les diverses opérations se succédant en pratique selon un cycle continu, ce qui permet d'arriver aux longueurs de ruban nécessaires.

2) CHLORURE DE POLYVINYLE.

Le chlorure de polyvinyle est souvent désigné par les initiales P.V.C. C'est ce que nous ferons également. Le P.V.C. est un produit purement synthétique, un polymère de chlorure de vinyle. La matière première, le chlorure de vinyle, est une substance blanchâtre, ressemblant à du gros sable. Cette masse est moulée à chaud, en plaques. (Le P.V.C. est thermoplastique, c'est-à-dire qu'il ramollit à chaud.) Ces plaques sont alors calandrées, ce qui signifie qu'après chauffage, elles passent dans une série de rouleaux disposés de façon à provoquer à la fois un laminage et un étirage qui a pour but de conférer au produit des meilleures propriétés mécaniques. Le résultat est un film de vinyle refroidi de l'épaisseur désirée.

3) LE POLYESTER OU « MYLAR ».

« Mylar » est synonyme de polyester, mylar étant tout simplement la marque déposée adoptée par le fabricant américain *Du Pont* pour ses fabrications de polyester. Le polyester, plus simplement désigné par les initiales P.E., est également un produit synthétique résultant de la polycondensation de l'acide téréphtalique et de l'éthylèneglycol. Pour le transformer en film, on emploie le procédé de l'extrusion. On fait fondre les grains de P.E. qui sont ensuite poussés sous forte pression à travers un orifice en forme de fente. Le film obtenu est alors étiré aussi bien dans la direction transversale que dans la direction longitudinale, afin de lui octroyer la résistance mécanique nécessaire. (Sans cette précaution, le support s'étirera hors des limites tolérables sous l'action d'une traction lors de l'emploi.) C'est ce qu'on appelle le « polyester pré-étiré ». Tous les rubans actuels en P.E. sont du type pré-étiré, le P.E. ordinaire n'étant plus employé en tant que support de ruban magnétique (à de rares exceptions près (1)).

Avant de terminer cette énumération, accordons une citation à titre posthume au support en papier qui fut le premier support utilisé pour la fabrication du ruban à deux couches, mais qui est universellement abandonné depuis l'apparition des supports cités plus haut.

Qualités demandées au support.

Avant de comparer les mérites respectifs des trois produits utilisables comme support, il nous faut posséder quelques notions des qualités réclamées par cet usage et du degré auquel chacun d'eux y satisfait.

RESISTANCE MECANIQUE.

Les nécessités de l'utilisation d'un enregistreur soumettent le ruban à des forces tendant à le rompre ou à l'allonger (démarrages, bobinages à grande vitesse, arrêts brusques...). Il faut donc que la résistance mécanique du ruban, ou plutôt celle du support (qui est évidemment la seule à considérer), soit suffisamment élevée.

Les trois éléments qui interviennent dans la résistance mécanique sont la force de rupture, la limite d'élasticité et la résistance aux chocs.

(1) Rubans de fortes sections pour usages spéciaux.

La force de rupture est la force qu'il faut appliquer pour rompre le support. Le P.E. a une force de rupture environ deux fois plus élevée que celle du P.V.C., ou de l'acétate, qui sont équivalents sous ce rapport.

La limite d'élasticité est la force à partir de laquelle le matériau subit un allongement permanent. Ici aussi le P.E. se comporte à peu près deux fois mieux que ses rivaux.

La résistance aux chocs est le nombre de kilogrammes-mètre qu'il faut appliquer brusquement pour casser le support. Elle est moins simple à commenter, car elle fait intervenir à la fois la force de rupture et l'allongement permanent que le matériau est capable de subir avant rupture. L'acétate ne s'allonge pas beaucoup avant rupture, tandis que le P.V.C. et le P.E. s'étirent considérablement plus. Il en résulte que l'acétate a une moins bonne résistance aux chocs que le P.V.C. qui a pourtant à peu près même force de rupture et limite d'élasticité, et a fortiori que le P.E. qui a une force de rupture double. En d'autres termes, un choc de violence donnée peut briser le support d'acétate alors que le P.V.C. résiste au même choc, mais s'allonge, tandis que le P.E. n'est pas affecté. Si le choc est plus violent, le P.V.C. s'étire davantage et se rompt, alors que le P.E. commence à s'allonger et ne se rompt que pour un choc encore plus fort.

RESISTANCE A LA TEMPERATURE.

Les supports examinés sont tous thermoplastiques et deviennent donc moins résistants lorsque la température augmente. Le degré de thermoplasticité diffère cependant beaucoup selon la sorte de support. Le P.V.C. est très thermoplastique, l'acétate l'est un peu et le P.E. très peu.

RESISTANCE A LA DECHIRURE.

Quand un ruban magnétique casse, cela ne signifie pas obligatoirement que la force de rupture, ou la résistance aux chocs, a été atteinte : il est possible que le ruban présentait une petite amorce de déchirure; il a suffi alors d'un effort restreint pour que cette amorce s'étende jusqu'à la rupture complète du ruban. La résistance à la déchirure d'un support est la force nécessaire à la propagation d'une incision existante. La résistance à la déchirure peut différer notablement selon que la déchirure a lieu dans le sens longitudinal ou le sens transversal du ruban. Vu les conditions d'emploi du support, seule importe la résistance transversale. Le P.E. et le P.V.C., égaux en ce domaine, offrent une résistance à la déchirure nettement meilleure que l'acétate.

STABILITE DIMENSIONNELLE.

Les trois supports sont plus ou moins hygroscopiques, c'est-à-dire que, placés dans une atmosphère humide, ils absorbent une certaine quantité d'humidité qui entraîne une augmentation de volume et donc nécessairement un allongement du ruban. Le processus est réversible, c'est-à-dire que, si le ruban est replacé dans une atmosphère sèche, l'humidité s'évapore, le volume décroît et il s'ensuit un raccourcissement du ruban.

Ce phénomène est fâcheux pour deux raisons : tout d'abord le fait que la longueur du ruban dépend de l'état d'humidité de l'air est gênant lorsqu'on veut, par exemple, synchroniser l'image d'un film cinématographique avec un commentaire enregistré sur ruban, ensuite parce qu'il peut se produire que la bande perde sa planéité. En effet, lorsque le ruban est enroulé, l'air n'entre pas en contact de la même façon avec tous les points du ruban. Les bords du ruban, notamment, seront plus vite en équilibre avec les nouvelles conditions atmosphériques que le reste du ruban. Si l'humidité varie

de façon soudaine, les variations de longueurs ne seront pas identiques à chaque endroit de la largeur du ruban, ce qui se traduira par une ondulation des bords du ruban. Normalement, la bande devrait reprendre sa planéité lorsque toute la bande sera en équilibre avec le nouvel état d'humidité; il est possible cependant que des tensions supérieures à la limite d'élasticité aient été engendrées dans le support (car, par suite de l'enroulement, des variations normales de longueur n'ont pu avoir lieu), ce qui aura pour conséquence que les déformations seront permanentes. Un ruban dont les bords sont ondulés n'assure plus un bon contact avec les têtes, contact qui est capital pour le bon fonctionnement.

La stabilité dimensionnelle se mesure par le « coefficient de dilatation linéaire », qui n'est autre que le facteur par lequel il faut multiplier la longueur du ruban pour obtenir la quantité dont le ruban s'allonge lorsque l'humidité relative augmente de 1 %. Ce coefficient vaut $5 \cdot 10^{-5}$ pour le triacétate, $0,5 \cdot 10^{-5}$ pour le P.V.C., $0,1 \cdot 10^{-5}$ pour le P.E.

Il faut noter que les variations de température peuvent également provoquer des fluctuations de longueur du ruban. Toutefois, dans les conditions courantes d'emploi, ces variations sont négligeables vis-à-vis de celles dues à l'état hygrosopique de l'ambiance.

Comparaison des trois supports.

Après avoir établi les qualités requises du support et à quel degré elles étaient possédées par chacun d'eux, il nous reste à tirer les conclusions. A cet effet, nous avons récapitulé la situation dans le tableau ci-dessous.

SUPPORTS →	Acétate	P.V.C.	P.E.
QUALITÉS ↓			
Limite d'élasticité	moyenne	moyenne	TRÈS ÉLEVÉE
Allongement avant rupture	NÉGLIGEABLE	grand	grand
Résistance aux chocs	faible	moyenne	ÉLEVÉE
Résistance à la déchirure	petite	PLUS GRANDE	grande
Résistance à la température	peu thermoplastique	très thermoplastique	TRÈS PEU THERMOPLASTIQUE
Stabilité dimensionnelle	petite	petite *	GRANDE

Le P.E. réunissant plus d'avantages que les autres supports, il constitue le support idéal dans la plupart des cas. Il ne faut pas en conclure pour autant que l'acétate ou le P.V.C. soient à dédaigner, car, malheureusement, le P.E. est plus coûteux. En réalité, comme nous le montrons ci-après, chaque sup-

* Dans ce tableau, nous avons inscrit « petite » pour la stabilité dimensionnelle du P.V.C., alors que le P.V.C. semble bien se comporter. Cela tient à ce que, s'il est vrai que le P.V.C. a un coefficient de dilatation linéaire inférieur à celui de l'acétate, le risque d'ondulation reste le même par suite de la très grande thermoplasticité du P.V.C.

port a son champ d'application propre, dépendant de l'emploi envisagé et un peu des goûts de l'utilisateur.

Pour les emplois professionnels, on préfère, très souvent, le support en acétate. Le fait que le support d'acétate casse au lieu de s'allonger est un avantage certain; en effet, une cassure ne saurait passer inaperçue, ce qui n'est pas toujours le cas pour un allongement (cet allongement aura pour effet qu'à la reproduction on constatera un abaissement de la hauteur des sons enregistrés à cet endroit). De plus, une cassure se répare, tandis qu'un allongement est irrémédiable... Le danger de rupture est très petit, car, d'une part, les professionnels s'en tiennent au ruban « standard » (nous verrons plus loin qu'il y a diverses épaisseurs de rubans et que le « standard » est le plus épais) plus solide, d'autre part parce que la mécanique des enregistreurs professionnels est très soignée. Vu l'épaisseur du ruban « standard », le risque d'ondulation des bords du ruban est réduit et tombe à presque rien si on évite de conserver le ruban sous des conditions extrêmes d'humidité et si on prend soin de ne pas enrouler la bande sous une trop forte traction.

Dans le cas des usages amateurs, il arrive fréquemment que les appareils utilisés freinent brusquement ou irrégulièrement; le bobinage à grande vitesse n'est pas non plus toujours des plus réguliers, si bien que le rouleau formé sur la bobine réceptrice présente des spires dépassantes; il arrive aussi que l'utilisateur soumette le ruban à des manipulations maladroités, si bien que le péril de rupture par déchirure du ruban est réel, surtout qu'il s'agit le plus souvent de rubans plus minces; le P.V.C. est alors tout indiqué. Le P.E. est presque aussi bon à ce point de vue, s'allonge moins en cas de choc, mais est plus coûteux.

Alors que les appareils professionnels enregistrent généralement une seule piste occupant presque toute la largeur du ruban, les enregistreurs destinés aux amateurs permettent jusqu'à quatre pistes qui en deviennent forcément plus étroites. Le contact tête-ruban sur ces pistes étroites est capital et la flexibilité du support joue un rôle important. Les rubans les plus minces sont toujours conseillés pour les appareils à quatre pistes; la résistance aux chocs serait vraiment trop faible si, pour ces rubans très minces, on employait l'acétate ou même le P.V.C. Le P.E. seul offre la résistance voulue, avec cet avantage supplémentaire que son emploi atténue presque complètement les risques d'ondulation des bords du ruban, même dans des conditions climatologiques sévères.

Cette absence d'ondulation des bords fera que souvent, quand le ruban est effectivement soumis à ces conditions très sévères, le P.E. sera préféré à tout autre support, nonobstant les autres circonstances d'emploi.

En résumé : usages professionnels, acétates; usages amateurs, P.V.C. ou P.E., avec une large préférence à ce dernier pour les rubans très minces.

B. — LA COUCHE MAGNÉTIQUE

Nature.

La couche magnétique est essentiellement formée de grains d'oxyde de fer agglomérés dans un liant.

1) L'OXYDE DE FER.

Nous faisons grâce à nos lecteurs de toutes les étapes chimiques grâce auxquelles on obtient l'oxyde de fer. Qu'il nous suffise de connaître qu'on part de sulfate ou d'oxalate de fer, qu'on fait réagir avec une solution alcaline. Après de très nombreuses opérations chimiques, on obtient une

poudre formée de cristaux d'oxyde de fer. D'après les matériaux de départ et la façon dont les opérations sont conduites, on obtient des cristaux du type cubique ou des cristaux en forme d'aiguilles.

Les cristaux cubiques offrent une très bonne rémanence par suite de leurs nombreuses directions d'aimantation préférentielles (fig. 14). Ils présentent en outre l'avantage de provoquer moins de distorsion, mais ont l'inconvénient de rendre instable l'enregistrement des courtes longueurs d'onde. Cette instabilité apparaîtra surtout à la suite de variations de température ou encore lorsque la couche magnétique est soumise à des contraintes mécaniques.

On préfère donc les cristaux en forme d'aiguilles (fig. 15), qui, eux, ne présentent pas ces inconvénients. Ces cristaux n'ayant qu'une direction d'aimantation préférentielle, on peut s'attendre à ce que, en moyenne, seulement la moitié d'entre eux soit orientée dans la bonne direction, l'induction rémanente maximale sera donc moins élevée. Cependant, on peut y remédier en appliquant un champ magnétique au moment où on dépose la couche magnétique sur le support; le liant n'étant pas encore solidifié, la plupart des cristaux s'orientent dans la bonne direction et on parvient ainsi à obtenir une aussi bonne rémanence.

Rappelons que la taille de ces aiguilles est d'environ $0,001 \text{ mm} \times 0,0001 \text{ mm}$.

2) LE LIANT.

Le liant est nécessaire du fait que les cristaux d'oxyde de fer se présentent sous forme de poudre. Le liant assume un double rôle : agglomérer les cristaux en une couche et fixer celle-ci au support. Le choix du liant est un des problèmes les plus ardues que pose la réalisation d'un bon ruban magnétique. Le liant ne peut être ni poisseux, ni rugueux, ni friable, ni provoquer de charges statiques... On a le plus souvent recours à des résines synthétiques.

Qualités demandées à la couche magnétique.

Ces qualités dépendent, non seulement de l'oxyde et du liant, mais aussi du support. Pour cette raison, nous reportons l'étude de ces qualités à l'étude générale des qualités demandées au ruban.

C. — FABRICATION DU RUBAN

Après avoir traité du support, de l'oxyde de fer et du liant, il nous reste à voir comment, partant de ces trois éléments, on arrive au ruban tel que nous le connaissons.

L'oxyde de fer doit d'abord être mélangé au liant. Cette opération s'accomplit dans un tambour tournant contenant une grande quantité de billes d'acier dont les mouvements à travers la masse aident à obtenir un mélange parfait. Le malaxage, qui dure plusieurs jours, a pour but de recouvrir les minuscules particules d'oxyde de fer d'une très fine couche de vernis. Après le malaxage, le mélange est finement tamisé pour en retirer les grumeaux d'oxyde plus gros.

Le dépôt de la couche d'oxyde sur le support se fait par coulée continue, dans un local dont l'atmosphère est soigneusement dépoussiérée. La machine à couler reçoit, d'une part, le support (sous forme de rouleaux de 0,2 à 1 m de large sur une très grande longueur, jusqu'à 1200 m), et, d'autre part, le mélange destiné à former la couche magnétique (lequel est contenu dans

un réservoir placé au-dessus de la machine). Le mélange s'écoule de façon permanente alors que la feuille progresse dans la machine. Des instruments précis indiquent l'épaisseur de la couche immédiatement après la coulée, de sorte qu'il est possible de faire immédiatement les corrections nécessaires à l'obtention de l'épaisseur requise, la machine étant munie des moyens de réglage voulus. La feuille enduite est soumise à l'action d'un champ magnétique qui, comme nous l'avons signalé plus haut, a pour effet d'orienter les cristaux dans le sens voulu, passe ensuite dans un séchoir pour libérer les composants volatils du liant, sort par un sas, est de nouveau séchée, aplanie, polie et enfin enroulée.

Le rouleau de ruban magnétique est installé sur la machine à découper qui le transforme en bandes de la largeur voulue qui viennent s'enrouler sur des noyaux.

On procède ensuite au contrôle de la régularité de la couche magnétique en faisant passer chaque rouleau de ruban entre une source lumineuse intense et une cellule photo-électrique. Si la couche de couverture est trop mince, ou manque totalement à un endroit, la cellule reçoit de la lumière et met en branle un dispositif qui arrête le ruban, ce qui permet d'enlever l'endroit défectueux.

Les rouleaux passent enfin au conditionnement, ce qui signifie que les bandes sont coupées à longueur voulue.

D. — QUALITÉS DEMANDÉES AU RUBAN MAGNÉTIQUE

Les qualités demandées au ruban étant extrêmement nombreuses, nous nous en tiendrons aux principales.

a) Qualités magnétiques.

Il est nécessaire que le ruban possède :

— *UNE GRANDE REMANENCE MAXIMALE.*

Plus la rémanence maximale est grande et plus la sensibilité est élevée, plus importante sera la tension qu'on peut récolter sur la tête de reproduction. La rémanence dépend notamment de la concentration d'oxyde de fer qu'on exprime par le « coefficient de remplissage » qui n'est autre que le rapport entre le volume d'oxyde de fer et le volume total de la couche magnétique. L'augmentation de ce coefficient est cependant limitée par la nécessité de conserver un volume de liant suffisant pour que les cristaux adhèrent bien entre eux et au support, sans quoi, les cristaux se détachent et viennent encrasser les organes de l'enregistreur. C'est ce qu'on appelle le « poudrage ».

Le cycle d'hystérésis d'un ruban de caractéristiques moyennes est tracé à la figure 53. On voit que l'induction rémanente maximum est de l'ordre de 700 G. A remarquer la valeur élevée de l'induction rémanente maximale par rapport à l'induction de saturation.

— *UN GRAND CHAMP COERCITIF.*

Le champ coercitif est une mesure de la résistance à la démagnétisation, entre autres à la démagnétisation spontanée qui se produit aux courtes longueurs d'onde. Autrement dit, plus le champ coercitif du ruban est

important et plus est élevée la fréquence maximale que l'on peut inscrire sur le ruban pour une vitesse déterminée. Ce champ coercitif vaut 265 œersteds pour le ruban qui possède le cycle d'hystérésis de la figure 53.

- *UNE SENSIBILITE DE SORTIE UNIFORME,*
- *UNE ABSENCE DE « DROP-OUTS »,*
- *UN BRUIT DE FOND MINIME.*

Toutes ces qualités ont ceci en commun : elles dépendent toutes trois de la répartition de l'oxyde sur le support.

Il existe une relation déterminée entre la sensibilité de sortie (c'est-à-dire le niveau de sortie pour un niveau d'enregistrement déterminé) et l'épaisseur de la couche magnétique. Dans une certaine mesure, plus la couche est épaisse et plus la bande est sensible. Si donc l'épaisseur de la couche magnétique varie, la sensibilité fait de même. Or, par suite du processus de dépôt de l'enduit, lorsque le support varie d'épaisseur, l'épaisseur de la couche magnétique en est affectée. C'est donc une qualité du support que de posséder une épaisseur constante et par là de permettre d'obtenir un ruban dont la sensibilité de sortie est uniforme. Il faut que la sensibilité de sortie reste à peu près la même sur toute la longueur d'un ruban et entre bobines différentes d'un type identique de ruban. Pour un bon ruban, l'écart sur la sensibilité de sortie, entre début et fin de bobine, ne doit pas excéder 1 à 2 dB, tandis qu'entre bobines différentes, l'écart doit se tenir entre — 1 et + 2 dB.

Le paragraphe ci-dessus concerne les variations lentes de la sensibilité, mais il peut aussi se produire des variations très brèves de la sensibilité (niveau) de sortie sur une longueur très courte du ruban. On dit qu'il y a un « drop out » à un certain endroit du ruban, lorsque, à cet endroit, on constate une chute brutale du niveau de sortie. Le « drop-out » peut être causé, soit par une concentration insuffisante de l'oxyde à l'endroit incriminé, soit encore par une poussière enrobée dans le liant et qui, lors de son passage devant les têtes, supprime localement le contact entre tête et ruban. (Les « drop-outs » sont particulièrement mis en évidence par les appareils multipistes.) Sur les bons rubans, le nombre de « drop-outs » est très réduit.

Le bruit de fond résulte de la répartition irrégulière des cristaux et de leurs vecteurs magnétiques à la surface du ruban (revoir p. 39). Pour que le bruit de fond soit faible, il faut d'abord que les grains d'oxyde soient petits; il faut de plus que la couche magnétique soit très lisse, ce qui s'obtient, d'une part, par le polissage de la couche, et, d'autre part, en utilisant un support dont la surface est très unie, toute irrégularité de cette surface étant cause d'une irrégularité de la couche magnétique. Les bons rubans ont un niveau de bruit bas et constant.

- *UN EFFET D'EMPREINTE MINIME.*

Nous avons analysé l'effet d'empreinte dans le chapitre *Enregistrement*. Il est évident que le ruban doit présenter le moins possible d'effet d'empreinte. Reprenant notre conclusion, il nous suffira de dire ici que, en pratique, aux vitesses usuelles et avec les rubans modernes, l'effet d'empreinte est virtuellement indiscernable du bruit de fond.

Il nous faut néanmoins signaler que pour les usages professionnels, on fabrique des rubans dits « à faible effet d'empreinte » ou « low-print ».

b) Qualités mécaniques.

Nous avons déjà rencontré, lors de l'étude du support, quelques-unes des qualités mécaniques que doit présenter le ruban. On lui demande de plus :

— UNE SURFACE UNIE.

Une surface unie est indispensable, d'abord pour obtenir un bruit de fond réduit, comme nous l'avons signalé plus haut, et ensuite parce que, avec une telle surface, les variations de la distance entre la couche magnétique et la tête sont minimales; autrement dit, on améliore le contact tête-ruban.

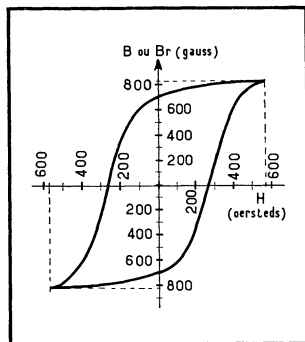


Fig. 53. — Cycle d'hystérésis d'un ruban de qualité courante. A remarquer la valeur élevée de l'induction rémanente maximum (700 gauss) par rapport à l'induction de saturation (820 gauss) et aussi la valeur du champ coercitif (265 oersteds).

Une surface rugueuse peut donner lieu à un bruit mécanique lors de son frottement sur les têtes, guides, etc. Il se peut de plus que, par suite de ce frottement, le ruban entre localement en vibration, ce qui provoque une déformation du son à l'enregistrement ou à la reproduction.

— UNE NON-ABRASIVITE DE LA COUCHE.

Cette condition est évidente pour éviter l'usure des têtes et des guides. Pour diminuer encore cette usure, on incorpore des silicones dans la couche magnétique, dans le but d'assurer une espèce de graissage à sec.

— UNE ABSENCE DE « POUDRAGE ».

Nous avons défini plus haut ce que nous entendons par poudrage et dit pourquoi il faut l'éviter. Les bons rubans ne « poudrent » pratiquement pas. On peut contrôler la bonne adhérence de la couche, soit en la grattant avec l'ongle, soit en pliant le ruban « à bloc », couche sensible tournée à l'intérieur; en dépliant le ruban tenu à contre-jour, on ne doit pas voir de ligne transparente.

— UNE GRANDE RESISTANCE A L'USURE.

Cette qualité va de pair avec l'absence de poudrage. Les fabricants sont parvenus à produire des rubans ayant une couche magnétique présentant une très grande résistance à l'usure.

— DE LA SOUPLESSE.

Un ruban souple assure un meilleur contact avec la tête et favorise le bobinage.

— UNE FAIBLE TENDANCE A LA FORMATION DE CHARGES STATIQUES.

Le frottement du ruban contre les têtes, ou les guides, peut engendrer de l'électricité statique qui s'extériorise par un crépitement parasite. Avec un ruban de qualité et un enregistreur dont les organes en contact avec le ruban sont mis à la masse, cet inconvénient n'est guère à craindre.

— *UNE ABSENCE DE « TUILAGE ».*

Chacun sait qu'un « sandwich » formé de deux matériaux différents accolés ensemble a tendance à se courber si le coefficient de dilatation de ces deux matériaux n'est pas identique. Les caractéristiques hygrométriques du support et de l'enduit magnétique doivent être à peu près identiques, sans quoi, pour des raisons analogues, se produit le phénomène suivant : le ruban, au lieu de s'enrouler en un cercle parfait, forme un polygone, c'est-à-dire que le ruban, au lieu de se plier régulièrement, fléchit à intervalles périodiques. C'est ce qu'on appelle le « tuilage », il se produit surtout sur des appareils qui ne serrent pas l'enroulement sur la bobine réceptrice lors des rebobinages à grande vitesse. Un peu de « tuilage » n'est aucunement nuisible; néanmoins, lorsque le « tuilage » est trop prononcé, le ruban occupera trop de place sur la bobine.

— *AUTRES QUALITÉS SOUHAITÉES DU RUBAN.*

Non-inflammabilité, résistance aux moisissures.

E. — LES CARACTÉRISTIQUES COMMERCIALES DU RUBAN

On trouve dans le commerce de nombreux types de ruban. Les différences portent principalement sur les propriétés de la couche magnétique, la nature du support et les dimensions mécaniques du ruban (desquelles dépend le temps d'enregistrement). Les différents supports ayant été examinés plus avant, nous n'y reviendrons pas; il nous reste donc à examiner les caractéristiques magnétiques et les dimensions mécaniques des rubans commerciaux. C'est par les dimensions mécaniques que nous commençons.

Dimensions commerciales du ruban.

LARGEUR.

Les rubans destinés à l'enregistrement du son ont tous la même largeur normalisée de $6,25 \pm 0,05$ mm, aussi bien pour les usages amateurs que pour les usages professionnels.

EPAISSEUR.

Il est évident qu'on pourra emmagasiner sur une même bobine une longueur de ruban d'autant plus importante que l'épaisseur du ruban est réduite. On pourra donc obtenir d'un volume donné de ruban une durée de défilement accrue proportionnellement à la réduction de l'épaisseur. Autrement dit, l'autonomie (1) d'un enregistreur qui accepte des bobines d'une certaine dimension maximale est en rapport avec l'épaisseur du ruban utilisé; c'est donc pourquoi il existe diverses épaisseurs de ruban. On peut distinguer quatre épaisseurs de ruban (que nous citons dans l'ordre chronologique de leur apparition sur le marché).

(1) Par autonomie, nous entendons le temps d'utilisation maximum sans qu'il soit nécessaire de manipuler le ruban.

1) Le ruban *standard* qui a une épaisseur d'environ 50 μm , le support faisant 37 μm et la couche magnétique 13 μm . (Épaisseur d'un cheveu humain : 40 μm .)

2) Le ruban *longue durée* qui a une épaisseur d'environ 35 μm , le support faisant 25 μm et la couche magnétique 10 μm . L'épaisseur de ce ruban correspond donc environ aux 2/3 de celle du ruban standard. Comme la longueur est inversement proportionnelle à l'épaisseur du ruban, pour un même volume de ruban, on obtient ainsi une longueur et donc une durée d'utilisation qui vaut les 3/2 de celle du ruban standard qui occuperait un même volume, ce qui revient à dire que, si nous attribuons l'indice 100 à la durée du ruban standard, nous aurons 150 pour celle du ruban longue durée.

3) Le ruban *double durée* qui a une épaisseur d'environ 25 μm , le support faisant de 13 à 18 μm , selon les fabricants, mais l'épaisseur de la couche magnétique étant de toute façon telle que l'épaisseur totale ne dépasse pas 25 μm . Nous avons donc, toujours par rapport au ruban standard, un rapport d'épaisseur de 1/2, soit une durée doublée, ou 200.

4) Le ruban *triple durée* qui a une épaisseur d'environ 18 μm , le support faisant 12 μm et la couche magnétique 6 μm . Nous avons ici une durée triplée, soit 300 par rapport au ruban standard. Ce ruban est en principe destiné aux enregistreurs de petites dimensions.

N. B. — Les épaisseurs citées pour les diverses sortes de ruban diffèrent légèrement selon les fabricants.

INCONVENIENTS ET AVANTAGES DES RUBANS MINCES.

Il est évident que, plus on amincit le support, plus la solidité s'affaiblit. Les rubans longue, double, triple durée sont donc, en principe, plus sujets à l'allongement ou à la rupture que le ruban standard; en principe seulement, car l'adoption de supports plus résistants, spécialement le P.E., a permis d'obtenir une tenue mécanique acceptable. De plus, au fil des années, les qualités des enregistreurs se sont nettement améliorées en ce qui concerne le maniement (réduction des possibilités de fausses manœuvres), le freinage, les rebobinages.

En théorie, du point de vue magnétique, la réduction de l'épaisseur de la couche d'oxyde tend à diminuer la rémanence maximale et donc le signal aux fréquences basses et moyennes pour lesquelles toute l'épaisseur du support participe à l'enregistrement; comme l'enregistrement des aiguës ne pénètre qu'à une profondeur limitée du ruban, il n'est guère affecté par la réduction de l'épaisseur. Cependant le niveau des fréquences basses et moyennes servant de référence pour la courbe de réponse ayant diminué alors que le niveau des fréquences élevées est inchangé, il y a une amélioration relative de la courbe de réponse dans l'aigu et une diminution du rapport signal/bruit aux fréquences basses et moyennes. Ajoutons encore que les aiguës sont également favorisés par un ruban mince, celui-ci assurant un meilleur contact tête-ruban, condition propice à la reproduction des aiguës, spécialement sur les appareils multipistes.

En théorie également, les rubans minces sont plus sensibles à l'effet d'empreinte : plus le support est mince et moins il offre d'obstacle au passage des champs magnétiques des spires voisines.

Nous disons « en théorie », car les fabricants ont tellement travaillé la composition des enduits magnétiques que les rubans minces actuels donnent entière satisfaction à tous points de vue. Pour nos usages personnels, nous utilisons surtout le ruban longue durée (qui, soit dit en passant, possède le meilleur rapport longueur/prix d'achat) et également le ruban double durée. Nous sommes entièrement satisfaits de l'un comme de l'autre, à tel point que nous avons renoncé au ruban standard que nous utilisions auparavant.

LONGUEUR.

Le ruban magnétique est disponible en diverses longueurs, qui, de même que les diamètres de bobine qui les contiennent, font l'objet d'une normalisation que nous reproduisons sous forme de tableau à la figure 54. Nous

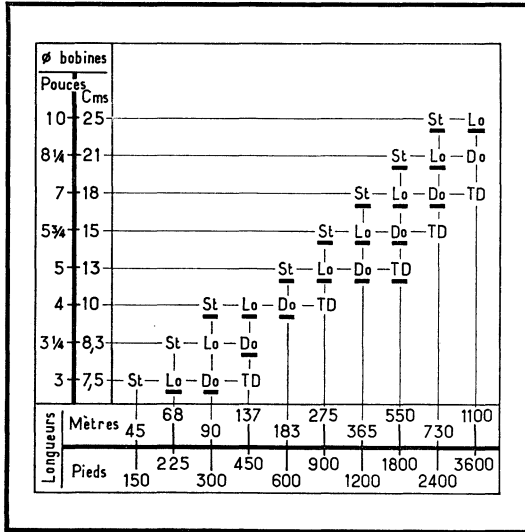


Fig. 54. — Ce tableau reprend les normes relatives aux diamètres de bobines et longueurs de ruban correspondantes pour les différents types de rubans ; **St** = standard, **Lo** = longue durée, **Do** = double durée, **TD** = triple durée. Les types les plus utilisés ont été soulignés.

donnons également (fig. 55) un tableau à partir duquel on pourra obtenir l'ordre de grandeur du temps total d'enregistrement permis pour chaque longueur et épaisseur de ruban, selon la vitesse et le nombre de pistes.

Les caractéristiques magnétiques du ruban.

Quelle que soit leur marque, les rubans de bonne qualité du commerce, vendus sans dénomination spéciale, ont, en général, des caractéristiques magnétiques assez semblables ou du moins telles que les résultats obtenus soient peu différents (nous reviendrons plus loin sur la question de la comparaison des rubans entre eux). Il n'y a donc rien à en dire.

À côté de ces rubans « ordinaires », il existe des rubans dont les propriétés magnétiques présentent certaines particularités :

LE RUBAN HAUT-NIVEAU (« HIGH OUTPUT »).

La principale caractéristique de ce ruban est la suivante : pour un même taux de distorsion, le ruban Haut-niveau peut accepter un niveau d'enregistrement plus élevé. Autrement dit, il se sature moins vite. Il possède de plus une rémanence maximale en rapport avec ce niveau élevé de saturation. Cette rémanence accrue se traduira par un niveau de reproduction plus important.

On obtient cette augmentation du niveau, soit en mettant en œuvre une couche magnétique plus épaisse et plus compacte, soit en utilisant d'autres sortes d'oxyde.

Il s'agit là d'un incontestable avantage, mais il y a aussi quelques inconvénients.

La courbe de réponse, tout d'abord. On sait que l'enregistrement des courtes longueurs d'onde intéresse surtout la croûte (si on nous permet cette expression) de la couche magnétique. Il est donc à prévoir que le niveau de

Type de ruban	Diamètre de la bobine (cm)	Longueur	Durée totale d'audition (en heures)*							
			Vitesse 2,4		Vitesse 4,75		Vitesse 9,5		Vitesse 19	
			2 pistes	4 pistes	2 pistes	4 pistes	2 pistes	4 pistes	2 pistes	4 pistes
Standard	10	90	2h	4h	1h	2h	0h30	1h	0h15	0h30
	13	183	4h	8h	2h	4h	1h	2h	0h30	1h
	15	275	6h	12h	3h	6h	1h30	3h	0h45	1h30
	18	365	8h	16h	4h	8h	2h	4h	1h	2h
Longue durée	8	50	2h	4h	1h	2h	0h30	1h	0h15	0h30
	10	137	3h	6h	1h30	3h	0h45	1h30	0h22	0h44
	13	275	6h	12h	3h	6h	1h30	3h	0h45	1h30
	15	365	8h	16h	4h	8h	2h	4h	1h	2h
	18	550	12h	24h	6h	12h	3h	6h	1h30	3h
Double durée	8	137	3h	6h	1h30	3h	0h45	1h30	0h22	0h44
	10	183	4h	8h	2h	4h	1h	2h	0h30	1h
	13	365	8h	16h	4h	8h	2h	4h	1h	2h
	15	550	12h	24h	6h	12h	3h	6h	1h30	3h
	18	730	16h	32h	8h	16h	4h	8h	2h	4h
Triple durée	10	275	6h	12h	3h	6h	1h30	3h	0h45	1h30
	13	550	12h	24h	6h	12h	3h	6h	1h30	3h
	15	730	16h	32h	8h	16h	4h	8h	2h	4h
	18	1100	24h	48h	12h	24h	6h	12h	3h	6h

* Pour les enregistrements stéréophoniques diviser par 2 les temps donnés.

Fig. 55. — Tableau donnant le temps d'enregistrement approximatif total permis par diverses longueurs et épaisseurs de ruban selon la vitesse et le nombre de pistes.

reproduction des fréquences élevées ne sera guère affecté par l'augmentation d'épaisseur de cette couche. Comme le niveau de reproduction des fréquences basses et moyennes est augmenté, si celui des fréquences élevées est inchangé, il y a, relativement, une diminution de la réponse pour celles-ci, cette diminution pouvant être par exemple de quelque 4 dB (37 %) supérieure à celle obtenue avec le ruban conventionnel. Ce n'est pas très grave, car on peut y remédier par une correction supplémentaire des aiguës à la reproduction. On n'aura alors rien gagné ni perdu sur les fréquences élevées, tant au point de vue courbe de réponse qu'au point de vue rapport signal/bruit; en revanche, aux fréquences basses et moyennes, on aura gagné sur le rapport signal/bruit et la distorsion. Ceci explique les échecs subis par nombre d'amateurs qui, ayant acheté un ruban Haut-niveau, l'ont installé sur leur enregistreur et utilisé exactement comme à l'accoutumée. Pour bénéficier des avantages de ce ruban, il faut revoir le réglage du courant U.S. dans la tête d'enregistrement ($I_{U.S.}$) et le niveau du courant B.F. nominal ($I_{B.F.n.}$), et, en plus, adapter les corrections en conséquence...

Par ailleurs, un ruban Haut-niveau est plus exposé à l'effet d'empreinte, en raison de la plus grande intensité du champ magnétique enregistré.

LES RUBANS « FAIBLE ECHO » (« LOW-PRINT »).

Ils se distinguent par un faible effet d'empreinte. Nous avons signalé leur existence lors de l'étude des qualités du ruban et nous n'y reviendrons donc pas.

Les bobines.

On utilise généralement une matière plastique pour la fabrication des bobines destinées à l'usage « grand public »; leurs dimensions sont normalisées internationalement (fig. 56) pour pouvoir être placées sur n'importe

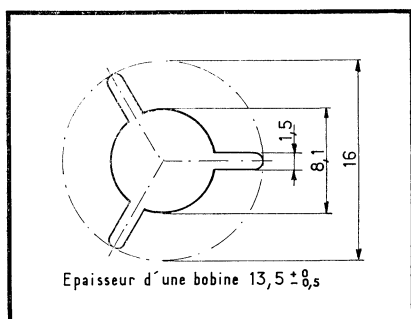


Fig. 56. — Dimensions normalisées des fentes d'entraînement et de l'épaisseur des bobines prévues pour les appareils d'amateurs.

quel enregistreur. Les bobines sont couplées mécaniquement aux porte-bobines, sur lesquels elles sont engagées grâce à trois ergots rayonnants d'une broche dans l'axe du porte-bobines et qui viennent s'engager dans trois fentes ménagées à partir d'un trou central de la bobine.

F. — CHOIX D'UN RUBAN

La question se pose souvent de faire un choix entre les divers rubans du commerce. Ce choix est ici envisagé uniquement sous l'angle des performances électriques.

Si on se propose de rechercher le ruban convenant le mieux à un enregistreur déterminé et que l'on ne désire pas modifier quoi que ce soit à cet appareil, il suffit d'y placer successivement les divers rubans et de procéder pour chacun à une série de mesures. Il reste alors à choisir en fonction de ces mesures et des goûts personnels. En effet, nous avons dit que les rubans du commerce offraient tous des résultats à peu près analogues, c'est pourquoi nous n'avons pas beaucoup insisté sur les questions de sensibilité, courbe de réponse, distorsion... Mais comme il n'est guère possible de donner à un ruban toutes les qualités à la fois, il se peut qu'un ruban de telle marque mette l'accent sur une caractéristique plutôt que sur telle autre, alors qu'un ruban concurrent fait l'inverse. Les mesures étant faites, il entrera donc dans le choix une question de goût personnel, selon les caractéristiques qu'on attend principalement d'un ruban.

Revenant à ce que nous avons déjà dit (p. 47), nous tenons à mettre le lecteur en garde contre les conclusions trop hâtives : si on compare comme ci-dessus deux rubans A et B, et que l'on constate que A donne des mesures plus brillantes que B, il faut se garder d'aller clamer partout que A est meilleur que B. C'est vrai dans le cas particulier de l'essai tel qu'il a été décrit ci-dessus qui donne le classement des divers rubans relativement aux conditions de l'essai et non un classement absolu des valeurs. En effet, quand nous disons que les rubans du commerce réalisent des résultats identiques, il est sous-entendu : le ruban étant placé dans les conditions de fonctionnement particulières qui lui conviennent. Un ruban ne donne un résultat optimal que sur un appareil dont $I_{U.S.}$, $I_{B.F.N.}$ et les corrections... ont été étudiées pour ses caractéristiques propres (encore qu'en général, pour les rubans courants les différences ne soient pas très fortes). C'est ainsi, par exemple, qu'un ruban Haut-niveau essayé sans précautions sur un appareil ordinaire risque de s'y montrer décevant. Si donc on veut établir un classement absolu des rubans en compétition, il faut, pour chaque ruban, revoir

toute la question des courants $I_{U.S.}$ et $I_{B.F.n.}$, les corrections et rechercher les conditions optima. C'est alors seulement qu'on peut parler d'un meilleur ruban.

G. — USURE, CONSERVATION ET NETTOYAGE DES RUBANS

Les rubans actuels sont très résistants à l'usure. On peut les utiliser plus de 10 000 fois sans que leurs caractéristiques ne s'en ressentent notablement. Au contraire, l'usage répété polit la couche magnétique, circonstance intéressante.

La conservation et le nettoyage du ruban sont traités dans la cinquième partie, page 277.

TÊTES

Nous avons déjà expliqué le rôle des différentes têtes qui équipent un enregistreur; il nous reste maintenant à en exposer la réalisation pratique et les particularités.

A. — TÊTE DE SON

La tête d'enregistrement, la tête de reproduction et la tête d'effacement sont toutes trois basées sur la structure fondamentale vue à la figure 2. (Signalons, à titre documentaire, que les têtes répondant à cette structure sont dites « têtes en anneau ».) Les différences résident essentiellement dans la réalisation, c'est-à-dire dans les caractéristiques du circuit magnétique et les caractéristiques du bobinage, ces deux éléments étant étudiés en fonction des exigences particulières du rôle dévolu à chaque tête.

Nous verrons que la principale différence entre la tête d'enregistrement et la tête de reproduction porte sur la longueur de l'entrefer : il suffit donc d'adopter une valeur d'entrefer intermédiaire pour créer une tête utilisable aussi bien à l'enregistrement qu'à la reproduction. Nous obtenons ainsi la tête d'enregistrement-reproduction, très largement utilisée.

La tête d'enregistrement-reproduction est parfois indiquée « tête de son » sur les schémas des constructeurs (la « Tonköpfe » des schémas d'appareils allemands). Pour la facilité de l'exposé, nous allons également adopter ce terme, mais en le prenant dans un sens plus large : nous parlerons de tête de son lorsque nous voudrions désigner à la fois la tête d'enregistrement, la tête de reproduction ou la tête enregistrement-reproduction.

Description de la constitution habituelle d'une tête de son.

La figure 57 représente la constitution habituelle d'une tête de son.

1) *CIRCUIT MAGNETIQUE.*

Pour des raisons de construction (bobinage des enroulements) le circuit magnétique ou « noyau » est réalisé en deux moitiés semblables (a et a') juxtaposées. Le matériau magnétique utilisé est le mumétal. Le mumétal est caractérisé par un cycle d'hystérésis du genre de celui dessiné à la figure 58. Une telle forme de cycle d'hystérésis a pour conséquence que :

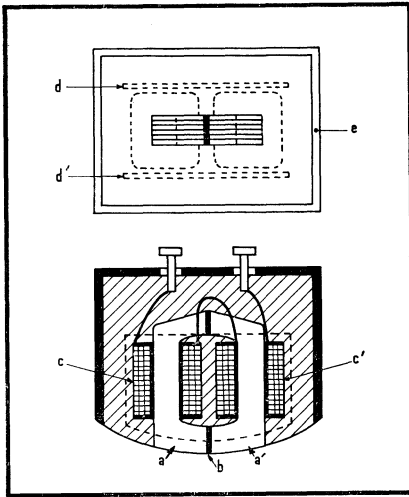


Fig. 57. — Constitution habituelle d'une tête de son. a et a' demi-circuits magnétiques, b entrefer, c et c' bobinages, d, d', e, blindages.

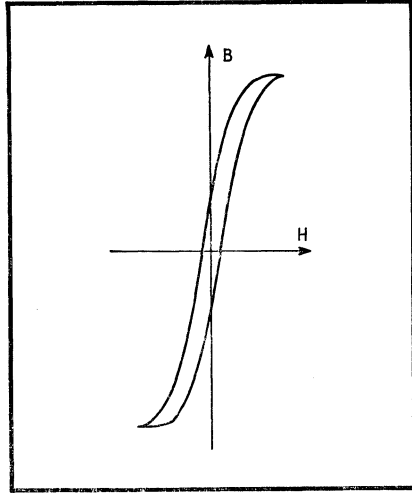


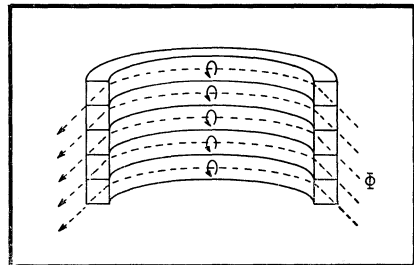
Fig. 58. — Le cycle d'hystérésis représenté ci-dessus est celui du mumétal (matériau avec lequel on réalise presque toujours le circuit magnétique de la tête de son). Il indique que le mumétal possède une grande perméabilité, une faible rémanence, de faibles pertes.

1) une faible intensité du champ suffit pour obtenir une induction élevée, autrement dit que le coefficient de perméabilité est élevé (d'où le nom du matériau...), ou encore que la réluctance est faible. Ceci signifie qu'à l'enregistrement de faibles intensités des courants U.S. et B.F. suffisent pour créer les champs U.S. et B.F., tandis qu'à la reproduction la très faible intensité du champ du ruban suffit à faire circuler un flux important, provoquant la création d'une tension plus élevée aux bornes de la tête;

2) l'induction rémanente gardée par ce métal est extrêmement faible, condition éminemment souhaitable pour un matériau dans lequel le flux qui circule doit suivre fidèlement les variations de l'intensité du champ;

3) les pertes par hystérésis sont faibles : ces pertes sont proportionnelles à la surface du cycle, surface restreinte dans le cas du mumétal.

Fig. 59. — On a intérêt à réaliser le circuit magnétique de la tête sous forme d'un empilage de tôles très fines isolées entre elles plutôt que d'une seule pièce massive. On contrarie de la sorte la circulation des courants de Foucault (les spires virtuelles étant plus petites).



Les deux demi-noyaux ne sont pas massifs, mais formés d'un empilage de tôles très fines isolées entre elles. Cette disposition a pour but de réduire les pertes par courants de Foucault. Si nous reprenons la figure 43 (où le noyau est massif) et que nous la comparons à la figure 59 (où le noyau est « feuilleté »), nous constatons que les spires virtuelles sont beaucoup plus petites,

la circulation des courants parasites au sein du métal est donc contrariée par la division du noyau. Bien entendu cette division se fera dans un sens tel que la circulation du flux n'en soit pas gênée.

On a, par ailleurs, tout intérêt à donner au noyau les plus faibles dimensions possibles pour réduire les pertes par hystérésis et courants de Foucault, ces pertes dépendant du volume de matière.

Du fait que le noyau est réalisé en deux parties, il y a deux entrefers. L'entrefer destiné à venir en contact avec le ruban est l'entrefer avant, l'autre l'entrefer arrière. Sauf exception, on s'efforce de minimiser l'entrefer arrière, en juxtaposant les surfaces en contact de la façon la plus serrée possible, tandis qu'on donne à l'entrefer avant la largeur voulue en y intercalant une cale (*b*) de dimensions convenables. Cette cale est le plus souvent faite en cuivre au béryllium. Ce matériau est « diamagnétique », c'est-à-dire qu'il présente la particularité de repousser les lignes de force, ce qui est utile pour une tête d'enregistrement car on obtient une meilleure forme du champ devant l'entrefer. Au surplus cette matière est plus dure que le mumétal et s'use donc moins vite que ce dernier. On minimise ainsi le remplissage de l'entrefer par des particules d'oxyde de fer, cause de court-circuit magnétique. L'argent (également diamagnétique) et le mica sont aussi utilisables.

2) ENROULEMENT.

L'enroulement est réparti en deux bobines (*c* et *c'*) placées chacune sur un demi-noyau. Cette disposition est meilleure que celle consistant à prévoir une bobine unique sur la partie arrière de la tête. On évite davantage que la tête soit sensible à un champ extérieur autre que celui du ruban. La

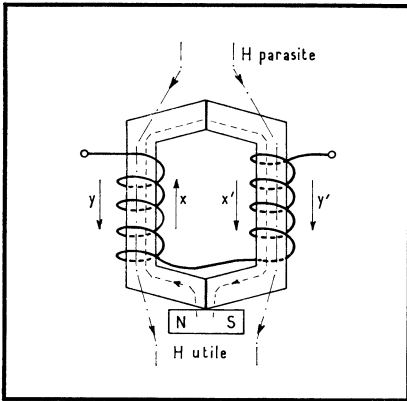
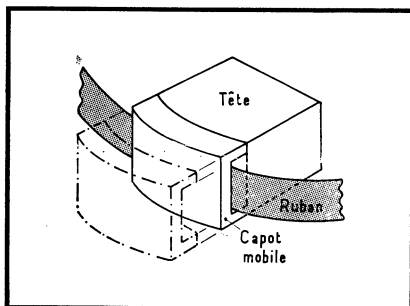


Fig. 60. — Pour réduire l'effet des champs parasites, mieux vaut deux bobines symétriques plutôt qu'une seule. La figure montre que les bobines couplées pour que les tensions s'additionnent lorsqu'un champ est injecté par l'entrefer (circulation du flux selon les flèches x et x'), sont en opposition lorsqu'un champ parasite extérieur crée un flux qui emprunte localement le circuit de la tête (et qui circule donc selon les flèches y et y'). D'une façon générale, une structure absolument symétrique de la tête est toujours à conseiller pour minimiser l'influence de tels champs.

figure 60 montre bien que les bobines, couplées pour que les tensions s'additionnent lorsqu'un champ est injecté par l'entrefer (circulation du flux selon les flèches x et x'), sont en opposition lorsqu'un champ parasite extérieur crée un flux qui emprunte localement le circuit de la tête (et qui circule donc selon les flèches y et y'). D'une façon générale, une structure absolument symétrique de la tête est toujours à conseiller pour minimiser l'influence de tels champs.

L'enroulement peut comporter un grand nombre de spires de fil fin ou un petit nombre de spires de fil plus gros. Selon qu'il s'agit de l'un ou l'autre cas, la tête est dite à haute ou basse impédance. La tête haute impédance a une self-induction de l'ordre de 1 à 2 H, la tête basse impédance de l'ordre

Fig. 61. — Le blindage de la tête est souvent complété par une petite pièce de métal protégeant le devant de la tête. Cette pièce doit être conçue pour laisser passage au ruban et doit de plus être mobile, pour permettre l'introduction aisée du ruban.



de 10 à 80 mH. Les deux techniques ont leurs avantages et inconvénients propres. Nous y reviendrons.

3) HABILLAGE ET BLINDAGES.

L'ensemble noyaux-enroulements est logé dans un moulage en bakélite. Seule dépasse la partie avant du noyau et les bornes des extrémités de l'enroulement.

Les pièces d et d' sont des petits blindages en mumétal chargés de dévier les champs parasites. La tête est entièrement recouverte, sauf à l'avant, d'un capot (e) en mumétal, toujours pour le blindage magnétique de la tête. Parfois le devant de la tête est protégé par une petite pièce de mumétal. Cette pièce doit être conçue pour laisser passage au ruban et doit, de plus, être mobile, puisqu'elle doit permettre l'introduction aisée du ruban (fig. 61).

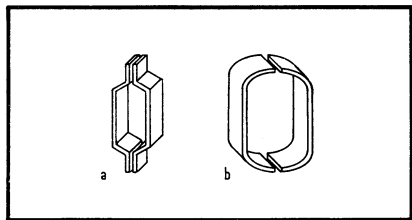


Fig. 62. — Deux versions possibles de noyau magnétique constitué de deux pièces massives plutôt que d'un empilage de tôles.

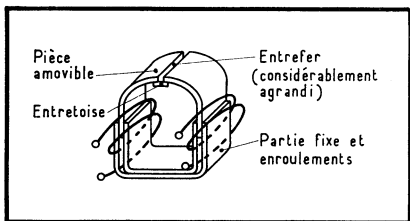


Fig. 63. — Version assez originale de noyau réalisé avec des pièces massives : la partie avant du circuit magnétique, celle donc qui vient en contact avec le ruban, est amovible ; en cas d'usure, il suffit de remplacer cette partie.

Cette accumulation de précautions déployée pour protéger la tête des champs parasites peut sembler surabondante, mais il ne faut pas oublier qu'on travaille avec des intensités de champ utile vraiment faibles, vis-à-vis desquelles celles développées par les champs extérieurs parasites peuvent se révéler gênantes. Les blindages ont également pour mission de protéger la tête d'une aimantation permanente provenant d'une cause extérieure.

Variantes de la constitution des têtes de son.

On rencontre, quoique assez rarement, des têtes dont le noyau magnétique est constitué de quelques pièces massives plutôt que d'un empilage de tôles. Si nous en parlons, c'est plutôt à titre documentaire. La figure 62 présente deux versions possibles de ce mode de réalisation. A la figure 63, nous avons une version assez originale de noyau réalisé avec des pièces massives : la partie avant du circuit magnétique, celle donc qui vient en contact avec

le ruban, est amovible; en cas d'usure, il suffit de remplacer cette partie, ce qui est évidemment moins coûteux que de remplacer toute la tête.

Le seul avantage de l'utilisation de pièces massives est un prix de revient moindre; mais l'économie réalisée ne vaut pas, à notre avis, la perte de performances qui en résulte inévitablement.

Nous avons déjà signalé brièvement l'existence d'appareils multipistes. Nous détaillerons ce sujet dans la quatrième partie de ce livre; si nous l'évoquons ici, c'est uniquement au point de vue de son incidence sur la construction de la tête. Soit un ruban de 6,25 mm de largeur. Sur ce ruban, nous pouvons porter :

— 1 piste utilisant toute (ou presque toute) la largeur : système pleine piste (fig. 64, a), ou système « 1 piste »;

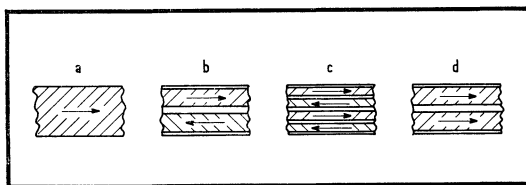


Fig. 64. — Différentes façons d'utiliser le ruban. a) Système « 1 piste ». b) Système « 2 pistes ». c) Système « 4 pistes ». d) Système « 2 pistes stéréo ». N. B. Les flèches indiquent le sens d'enregistrement.

— 2 pistes réparties sur la largeur : système deux pistes (fig. 64, b), ou système « 2 pistes »;

— 4 pistes réparties sur la largeur : système quatre pistes (fig. 64, c), ou système « 4 pistes ».

Il y correspond les têtes : « 1 piste », « 2 pistes », « 4 pistes ». La largeur de la piste correspond à la hauteur de l'entrefer, soit à l'épaisseur du circuit magnétique. La tête « 1 piste » et la tête « 2 pistes » se distinguent surtout par une épaisseur différente du circuit magnétique (fig. 65, a et b). Pour la tête « 4 pistes », gros changement : cette tête comporte deux circuits magnétiques indépendants; cette tête est donc en fait la réunion dans un même boîtier de deux éléments « tête » séparés (fig. 65, c). On utilise l'un ou l'autre des éléments selon la piste que l'on veut enregistrer. Les deux éléments doivent être séparés par un blindage.

Il est parfois nécessaire (enregistrements stéréophoniques) d'enregistrer deux signaux différents à la fois, sur des pistes distinctes, bien entendu. En système « 4 pistes », il suffit d'utiliser simultanément les deux éléments de la tête « 4 pistes »; chaque élément traite un signal. En « 2 pistes », il faut ajouter à la tête de la figure 65, b, un deuxième élément « tête » : on obtient la tête de la figure 65, d (« 2 pistes tête stéréo »). Contrairement à la tête « 4 pistes », l'intervalle entre les éléments est faible; il s'ensuit que, pour arriver à loger les deux éléments, on est souvent conduit à adopter une disposition spéciale, dont un exemple est donné à la figure 66.

Qualités demandées aux têtes de son.

Nous allons étudier séparément : tête d'enregistrement, tête de reproduction et tête d'enregistrement-reproduction. Pour ne pas nous répéter, nous donnons en préambule les qualités communes demandées pour ces têtes. On souhaite :

1) qu'elles permettent un excellent contact entre l'entrefer et le ruban : c'est une question de forme et de qualité de poli de la partie du circuit magnétique en contact avec le ruban;

2) qu'elles soient bien blindées;

3) qu'elles offrent une grande résistance à l'usure.

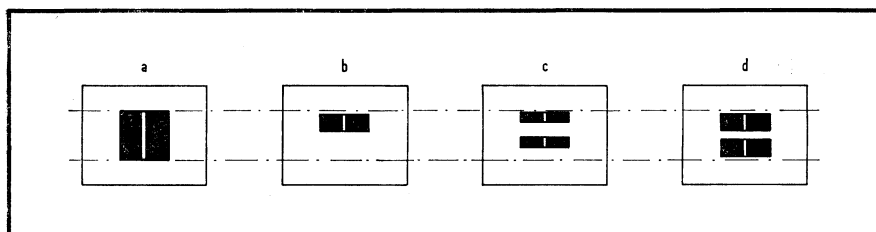


Fig. 65. — Têtes correspondant aux différents systèmes d'enregistrement. a) Tête « 1 piste » : le circuit magnétique de la tête correspond environ à la pleine largeur du ruban. b) Tête « 2 pistes » : le circuit magnétique de la tête correspond environ à la demi-largeur du ruban. c) Tête « 4 pistes » : cette tête possède deux circuits magnétiques qui correspondent chacun à environ 1/4 de la largeur du ruban. d) Tête « 2 pistes stéréo » : cette tête possède deux circuits magnétiques qui correspondent chacun à environ la demi-largeur du ruban. Ces dessins sont également valables pour les têtes d'effacement adaptées aux divers systèmes, à ceci près que les circuits magnétiques de ces têtes sont légèrement plus épais que ceux de la tête de son correspondante, de façon à avoir une petite marge de sécurité.

Partant de la tête du son, la spécialisation de la tête dans une fonction déterminée s'obtient simplement en mettant l'accent sur l'une ou l'autre caractéristique favorable à la fonction envisagée.

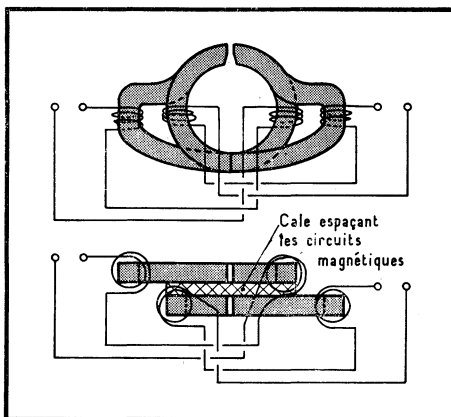


Fig. 66. — Dans le cas d'une tête « 2 pistes stéréo » on est souvent conduit, vu le manque de place, à une disposition spéciale dont un exemple est donné ci-dessus.

Tête d'enregistrement.

1) CIRCUIT MAGNETIQUE.

La principale qualité demandée à une tête d'enregistrement est la suivante : la forme des pièces polaires et de l'entrefer doit être telle qu'elle amène une chute rapide du champ à l'endroit où le ruban quitte l'entrefer. Autrement dit, quand le ruban défile devant la tête, la distance entre un point où le ruban est encore soumis au champ d'enregistrement maximal et le point où il a échappé totalement à cette influence doit être extrêmement réduite.

La longueur de l'entrefer est comprise entre $5 \mu\text{m}$ et $20 \mu\text{m}$. Dans le cas d'une tête d'enregistrement, cette longueur n'est guère critique, même pour les signaux à fréquence élevée; à l'enregistrement, ce qui compte pour ces derniers, c'est que le champ décroisse vite, comme nous l'avons énoncé plus haut.

Un entrefer très court s'avère inutile. Considérons le flux qui circule dans la tête. D'une pièce polaire à l'autre, le trajet du flux peut s'effectuer, soit via le ruban, soit par le passage direct dans l'air. Le flux se partage

en raison inverse de la réluctance de ces deux trajets. Quand on diminue l'entrefer, la réluctance du trajet via le ruban décroît moins vite que celle du trajet air (car le trajet ruban est la somme de deux réluctances : celle du ruban, qui diminue à peu près comme la longueur de l'entrefer, et celle des petits entrefers entre le ruban et la tête — le contact tête-ruban n'est jamais parfait — qui est quasi constante). Donc, plus on raccourcit l'entrefer, plus est élevée la proportion du flux qui passe par l'entrefer; or le seul flux utile est celui qui passe dans le ruban. Par conséquent, dans le cas d'une diminution exagérée de l'entrefer, pour obtenir le même flux utile, il faudra augmenter le flux total, ce qui conduit à une induction plus élevée (à section égale) sans qu'il en résulte un profit.

Un entrefer de l'ordre de $10 \mu\text{m}$ constitue une valeur satisfaisante (pour des vitesses de défilement de $9,5 \text{ cm/s}$ ou 19 cm/s).

Nous avons dit que l'on s'efforçait, en soignant la construction, de rendre l'entrefer arrière pratiquement nul. Cependant, dans le cas d'une tête d'enregistrement, il arrive qu'on fasse de l'entrefer arrière un véritable entrefer en lui donnant une longueur égale à environ 10 fois celle de l'entrefer avant. Cet entrefer auxiliaire a pour but de maintenir une relation plus linéaire entre le flux dans l'entrefer d'enregistrement et le courant dans les bobinages.

2) ENROULEMENT.

L'enroulement peut être à basse ou haute impédance. Dans un cas on travaille avec de faibles tensions et forts courants; dans l'autre, c'est l'inverse (1).

Du strict point de vue enregistrement, c'est-à-dire formation d'un signal enregistré sur le ruban, c'est, de préférence, une tête basse impédance qui devrait être utilisée. Cette solution a les avantages suivants :

1) le signal U.S. qui alimente la tête a une fâcheuse tendance à se propager partout où on n'a pas besoin de lui, et cela d'autant plus qu'il se présente sous une tension élevée. La tête basse impédance, qui se contente d'une tension réduite, atténue donc cet ennui;

2) il y a toujours, en parallèle sur l'enroulement, une certaine capacité parasite. Cette capacité est relativement plus importante pour une tête haute impédance que pour une tête basse impédance. Dans le cas de la tête haute impédance une partie du courant U.S. envoyé à la tête passe par la capacité, ce qui a pour conséquence de rendre une mesure éventuelle de $I_{\text{r.s.}}$ réel plutôt délicate; cet inconvénient est fortement atténué dans le cas de la tête basse impédance;

3) on évite plus facilement une résonance de la tête sur la fréquence de l'oscillateur (circuit parallèle self-induction et capacité parasite). Cette résonance interne de la tête augmente son impédance, si bien qu'il faut élever la tension U.S. pour obtenir un courant U.S. suffisant (2).

(1) Le produit $E \cdot I$ est constant. En effet, il faut produire un même flux. Or le flux est proportionnel au produit $NI = \text{ampères} \times \text{tours}$, de l'enroulement. Pour un flux donné, NI est constant. Si N augmente, I peut être diminué proportionnellement. Mais la self-induction L augmente comme le carré du nombre de tours, N^2 , d'où l'impédance Z , qui vaut $L\omega$. D'où Z varie comme N^2 . Comme Z a augmenté proportionnellement à N^2 , la tension d'alimentation E , pour pousser un même courant, devrait être N^2 fois plus élevée, mais le courant nécessaire a pu être diminué proportionnellement à N , d'où la tension est seulement $N^2/N = N$ fois plus élevée. Par conséquent, quand I diminue N fois, E augmente N fois, le produit $E \cdot I$ est constant.

(2) Ne pas confondre avec la résonance série, que nous verrons au chapitre *Couplage des têtes* et qui est obtenue au moyen d'un condensateur extérieur. Cette résonance série permet, au contraire, à un courant maximal de circuler sous une tension réduite.

Cependant le choix d'un type plutôt que de l'autre est surtout une affaire de conception générale de l'appareil. Sur les appareils à tubes, on dispose facilement de tensions B.F. et U.S. assez élevées, mais non des courants plus intenses réclamés par la tête basse impédance. Si on veut employer cette dernière, il faut intercaler un transformateur abaisseur : c'est la solution usitée sur les appareils professionnels; cependant les inconvénients de la tête haute impédance ne sont pas tels qu'on ne puisse l'employer moyennant quelques précautions; c'est donc ce genre de tête qui, pour faire l'économie du transformateur, sera utilisé sur énormément d'appareils où, tout en exigeant une qualité convenable, on n'ergote pas sur les fifrelins. Sur les appareils à transistors, au contraire, on dispose aisément des courants exigés par la tête basse impédance; là, tout le monde est donc d'accord pour l'utiliser.

3) *BLINDAGE.*

Le blindage peut ne pas être aussi soigné que celui d'une tête de reproduction.

Tête de reproduction.

1) *CIRCUIT MAGNETIQUE.*

Ici la longueur de l'entrefer joue un rôle prépondérant sur la réponse aux fréquences élevées et sur le rapport signal/bruit. Comme nous avons déjà discuté cette influence au chapitre *Reproduction*, nous nous contenterons ici de tirer les conclusions :

— Pour les fréquences élevées, il est souhaitable d'avoir un entrefer aussi court que possible. Plus son pouvoir d'analyse est grand et mieux cela vaut.

— Au contraire, pour obtenir un bon rapport signal/bruit, c'est-à-dire une tension induite élevée, il faut augmenter la surface de l'entrefer, donc sa longueur, puisque la hauteur est imposée par la largeur de piste.

Il faut donc adopter un compromis. Les têtes de reproduction modernes destinées aux vitesses courantes ont des entrefers de l'ordre de 3 à 5 μm . Les têtes de reproduction ont, en tout état de cause, un entrefer nettement plus étroit que celui de la tête d'enregistrement. Retenons-le, car c'est là la principale différence entre les deux têtes.

2) *ENROULEMENT.*

Envisageons d'abord le cas des têtes destinées à fonctionner dans un appareil à tubes.

Avec un enroulement à grand nombre de tours, on augmente proportionnellement la tension induite, ce qui est avantageux pour le rapport signal/bruit, mais on est vite limité dans cette voie, d'abord par l'espace disponible, ensuite par les diverses capacités parasites qui, en parallèle sur la sortie, font retomber la réponse aux fréquences élevées.

Avec un enroulement à petit nombre de tours, la tête peut souvent avoir de faibles dimensions, ce qui réduit ses possibilités de captation des flux parasites; vu la faible impédance de sortie, les capacités parasites ne sont pas à craindre; on peut transporter plus aisément le signal à l'entrée de l'amplificateur. Par contre, comme la tension de sortie est très réduite, il faut absolument passer par un transformateur élévateur placé à l'entrée de l'amplificateur (fig. 67). Mais la construction et l'utilisation de ce transformateur doivent être très étudiées si l'on veut éviter de reperdre là les avantages obtenus par l'emploi de la tête basse impédance. (Le transformateur ne demande pas mieux que de capter des flux parasites; son secondaire est forcément à haute impédance, d'où, de nouveau, risque de pertes aux fré-

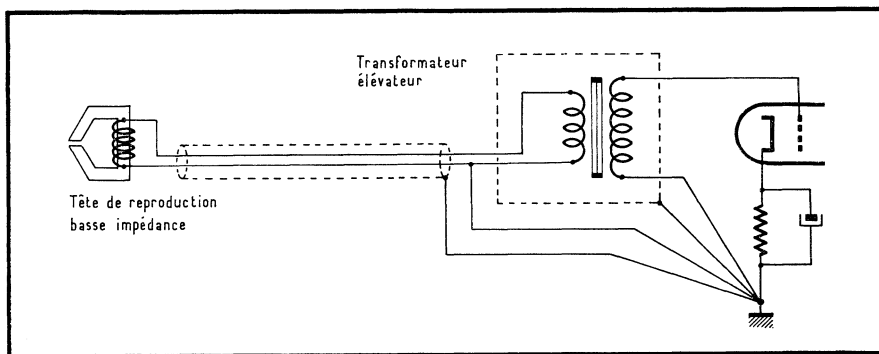


Fig. 67. — Vu la faible tension de sortie de la tête de reproduction à basse impédance, il est nécessaire d'intercaler un transformateur élévateur entre la tête et l'entrée de l'amplificateur de reproduction.

quences élevées. Heureusement, l'emplacement du transformateur peut être choisi plus aisément et il peut être entièrement blindé. De plus, les limitations d'encombrement du bobinage, si impératives pour la tête, jouent nettement moins ici, ce qui permet de réaliser de bons transformateurs.) En fin de compte, on gagne à employer la solution tête basse impédance-transformateur, mais au détriment du prix de revient. Cette solution est donc l'apanage des appareils de grande classe... et prix assortis. En revanche, la tête haute impédance équipera la majorité des appareils destinés au « grand public » : pour une tête de bonne qualité, les inconvénients de cette solution sont mineurs.

Le cas des appareils équipés d'amplificateurs à transistors est plus délicat. A un amplificateur à tubes, il faut fournir une tension d'entrée; à un amplificateur à transistors, il faut fournir une tension et un courant, soit une puissance. Cette puissance est à fournir par la source, en l'occurrence la tête; la puissance que la tête peut développer est extrêmement faible. Il faut donc tenter de l'utiliser au mieux. On sait que la puissance transférée d'une source à un récepteur est maximale quand l'impédance de source égale l'impédance du récepteur. Donc, en principe, l'impédance de la tête doit être égale à l'impédance d'entrée de l'amplificateur à transistors. Malheureusement le problème n'est pas si simple : de nombreux facteurs entrent en ligne de compte (l'impédance de la tête notamment est variable en fonction de la fréquence...) qui font que le choix d'une impédance a une action sur la courbe de réponse aux fréquences élevées ainsi que sur le rapport signal/bruit. Nous passons sous silence toutes les considérations théoriques qu'on peut faire à ce sujet pour en arriver directement à la conclusion : il semble que les meilleurs résultats soient obtenus quand la tête est à moyenne impédance, soit quand sa self-induction est de l'ordre de 100 mH.

On peut penser, pour utiliser une tête haute impédance, à augmenter l'impédance d'entrée de l'amplificateur à transistors soit par une contre-réaction, soit en utilisant un étage adaptateur d'impédance (premier transistor monté en collecteur commun), mais l'expérience montre que ces solutions, sans être formellement à rejeter, réduisent le rapport signal/bruit de façon sensible. On peut aussi utiliser un transformateur d'adaptation : on est alors beaucoup plus libre dans le choix de l'impédance de la tête.

3) BLINDAGE.

Le blindage doit être très poussé, les intensités du champ utile étant très faibles.

Tête d'enregistrement-reproduction.

Après toutes ces considérations, il nous sera aisé d'exposer le cas de la tête d'enregistrement-reproduction.

La tête d'enregistrement-reproduction a des caractéristiques qui réalisent un compromis entre celles nécessitées pour chaque fonction.

1) *CIRCUIT MAGNETIQUE.*

On considère, en général, que les exigences de la reproduction sont plus sévères que celles de l'enregistrement. Pour ce motif, la tête d'enregistrement-reproduction se rapproche plus d'une tête de reproduction que d'une tête d'enregistrement. L'entrefer aura donc (aux vitesses courantes) une longueur de 3 à 5 μm pour ordre de grandeur. Il reste entendu qu'il faut toujours s'efforcer de donner une forme convenable au champ émis par la tête en enregistrement.

2) *ENROULEMENT.*

La tête enregistrement-reproduction est, par définition, destinée aux appareils économiques. Nous avons vu que dans ce cas, la tête haute impédance était à conseiller, aussi bien à l'enregistrement qu'à la reproduction, du moins dans le cas des appareils à tubes. Pour les appareils à transistors, les exigences de la reproduction étant les plus impératives, on adopte en général la tête à moyenne impédance.

3) *BLINDAGE.*

Remplissant les deux fonctions, la tête d'enregistrement-reproduction doit être aussi bien blindée qu'une tête de reproduction.

Il semblerait que nous ayons traité de la tête d'enregistrement-reproduction en parente sans héritage. Il ne faut pourtant pas s'y tromper : la tête d'enregistrement-reproduction est sans conteste la plus répandue. Si nous lui consacrons si peu de texte, cela tient à ce qu'une grande partie de ce que nous avons dit au sujet des têtes d'enregistrement et de reproduction est valable ici aussi.

Faisons le point.

1) *APPAREILS A TUBES.*

Les appareils professionnels sont presque toujours équipés d'une tête d'enregistrement et d'une tête de reproduction séparées, toutes deux, le plus souvent, du type basse impédance.

Les appareils « grand public » sont presque toujours livrés avec une tête combinée d'enregistrement-reproduction, presque toujours du type haute impédance, rarement avec une tête d'enregistrement et une tête de reproduction séparées mais à haute impédance.

La première catégorie d'appareils donne évidemment les meilleurs résultats qu'il soit possible de tirer d'un enregistreur, mais la tête d'enregistrement-reproduction qui équipe la seconde a été tellement perfectionnée ces dernières années que les résultats obtenus sont tout à fait satisfaisants, même pour les difficiles. On en jugera par les chiffres que nous donnons dans la cinquième Partie (*Mesures*), chiffres qui se rapportent à un appareil de ce type.

2) *APPAREILS A TRANSISTORS.*

Le commentaire concernant l'emploi de deux têtes séparées ou d'une tête combinée que nous venons de faire pour les appareils à tubes est

valable ici aussi, mais les têtes employées seront la plupart du temps à moyenne impédance.

A titre documentaire, le tableau de la page suivante résume les principales caractéristiques de quelques têtes de marques diverses.

Dépendance de la longueur d'entrefer et de la vitesse.

On notera, en examinant ce tableau, que les constructeurs spécifient, en général, la vitesse conseillée pour les têtes qu'ils fabriquent. Nos lecteurs auront par ailleurs peut-être remarqué qu'en citant les ordres de grandeur de longueur d'entrefer, nous avons aussi spécifié une vitesse. Il y a, en effet, une certaine interdépendance entre les deux. Un exemple va nous le faire comprendre.

Supposons que nous soyons en possession d'un enregistreur équipé d'une tête de reproduction à entrefer court. La vitesse de l'appareil est 19 cm/s. Supposons encore que nous ayons hérité d'une énorme caisse remplie de bobines de ruban et que pour cette raison nous décidions d'améliorer la qualité de notre équipement en portant la vitesse de défilement à 76,2 cm/s. Si nous laissons la tête existante, la situation est résumée par la figure 68,

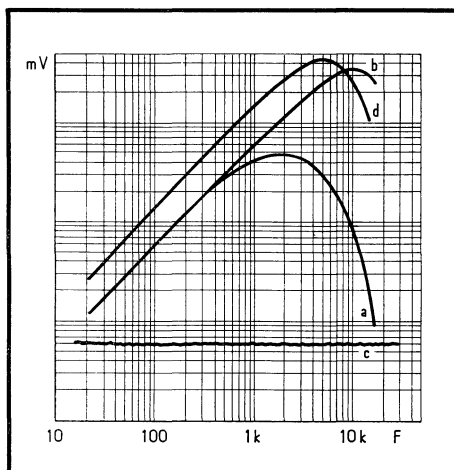


Fig. 68. — La longueur de l'entrefer doit être adaptée à la vitesse de défilement. Si on augmente la vitesse, on passe par exemple de la courbe de réponse à courant constant *a* à la courbe *b*. Si, de surcroît, on élargit l'entrefer, on passe à la courbe *d*; la courbe *d* est préférable, car on a un meilleur rapport signal/bruit aux fréquences basses et moyennes (le bruit est censé être représenté par la droite *c*).

qui n'est autre que la courbe de réponse à courant constant. Nous y avons ajouté la droite *c* qui représente le niveau du bruit à la sortie de la tête (c'est-à-dire le signal formé de la somme souffle plus ronflement qui apparaîtrait pour un ruban non enregistré (1).

En augmentant la vitesse, nous sommes passés de la courbe *a* à la courbe *b*. Nous avons amélioré la réponse aux fréquences élevées (en supprimant les pertes en rapport avec la longueur d'onde), mais le niveau de sortie des fréquences basses et moyennes est resté inchangé (2). Nous n'avons

(1) En réalité le niveau du bruit en fonction de la fréquence n'est pas une droite, il faudrait encore tenir compte des particularités de l'ouïe pour obtenir la gêne réellement apportée à l'audition, il dépend quelque peu de la vitesse, etc., mais pour simplifier, nous nous en tiendrons à la droite.

(2) Dans la partie droite $e = \Delta \Phi / \Delta t$; $\Delta \Phi$ est resté le même; Δt est inchangé, malgré les apparences, puisque c'est le temps correspondant à la période du signal enregistré.

PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DE QUELQUES TÊTES DE SON DE MARQUES DIVERSES

Marque	Type	Nombre de pistes	Fonction	Hauteur des pôles (mm)	Longueur d'entrefer $\mu = \text{microns}$	Résistance en continu (Ω)	Inductance (mH) (l)	Fréquence U.S. (kHz)	E.u.s. (volts)	I _{u.s.} (mA)	I _{b.f.} (μA) (2)	Capacité parallèle (pF)	Vitesses conseillées (cm/s)	Z à 1 kHz Ω	Remarques
L.E.M.	28.3HI	2	Enr.-Rep.	2,8	3		1100	60	90	0,6/0,8	70		4,75/19		
	28.3HI	2	»	»	6		900	60	90	0,6/0,8	70		9,5/19		
	28.6MZ	2	»	»	»		360	80	80	1,4/1,8	140		» »		
	28.6BI	2	»	»	»		60	80	40	6/8	300		» »		
	28.12HI	2	Reprod.	»	12	700	850						19/38		
	28.12MZ	2	Enreg.	»	»	180	350	80	80	0,4	140		» »		
BOGEN	UK102	1	»	4,8	3	130	550	100	70	0,5	60		9,5/19	3500	
	UK103	1	»	4,8	»	6	30	»	17	2	300		» »	185	
	UA121	1	»	5	10	6	7	»	15	5	800		» »	44	
	UW131	1	Reprod.	4,8	3	10	70						» »	450	
	UW133	1	»	4,8	»	220	2200						» »	14000	
	UK100	1	Enr.-Rep.	2,4	»	120	550	100	60	0,45	50		4,75/19	3500	
MINIFLUX	UK101	2	» »	2,4	»	10	30	»	10	1	165		» »	185	
	KH3T	2	» »	3	3,5	1100	1,250/1100	55	95		70	80	» »		
	KN3T	2	» »	3	3,5	75	90/75	»	24	1,4	240		» »		Convient pour app. transistors
	SKN4	2 stéréo	» »	2x2,5	4	75	80/70	»	23	1,6	220		» »		
	VKT4	4	» »	1	3,5	1100	130/110	»	19	0,75	120		» »		Convient pour app. transistors
	VKH4	4	» »	1	3,5	»	850/700	»	50		48	100	» »		

(1) Mesurée à 1 kHz ; la seconde valeur donnée dans certains cas est mesurée à 10 kHz (l'inductance diminue quelque peu quand la fréquence augmente).

(2) Courant correspondant à un enregistrement donnant à la reproduction 5 % de distorsion par harmonique 3.

pas amélioré le rapport signal/bruit. Au contraire, si nous doublons la longueur d'entrefer, nous allons passer à la courbe d ($\Delta \Phi$ est doublé, donc le signal). Evidemment, nous reperdons un peu dans les fréquences élevées. Mais nous avons à la fois, par rapport à la courbe a , augmentation du rapport signal/bruit et amélioration de la courbe de réponse, ce qui est mieux. Moralité : une augmentation de vitesse doit s'accompagner d'une augmentation de l'entrefer. Il va sans dire que les enregistreurs actuels étant le plus souvent à plusieurs vitesses et comme il n'est pas pensable de réaliser une tête à entrefer variable, la largeur de l'entrefer des têtes destinées aux appareils réalisant plusieurs vitesses reste la même et résulte d'un compromis.

B. — TÊTE D'EFFACEMENT

Il y a deux principes d'effacement : par champ continu et par champ alternatif. L'effacement par champ continu étant rarement utilisé, nous passerons sous silence la description des têtes réalisées sur ce principe. Mentionnons pourtant quelques cas d'emploi de l'effacement par champ continu où la tête d'effacement consiste essentiellement en un aimant permanent créant le champ nécessaire (appareils bon marché). L'effacement par champ alternatif donnant des résultats incomparablement meilleurs, les têtes utilisant ce principe sont, de très loin, les plus répandues. C'est donc ce type de tête que nous décrivons ci-après, à l'exclusion de tout autre.

Description et constitution habituelle d'une tête d'effacement.

La figure 69 représente, en coupe, la constitution habituelle d'une tête d'effacement.

1) CIRCUIT MAGNETIQUE.

Le circuit magnétique est de nouveau réalisé en deux moitiés semblables, a et a' , juxtaposées. Comme matériau magnétique, on utilise presque

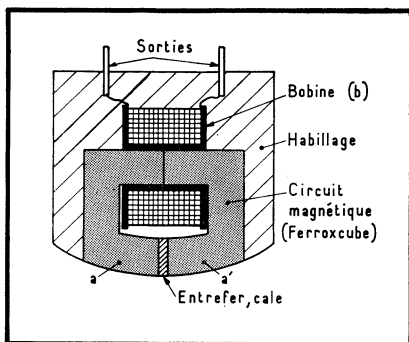


Fig. 69. — Constitution habituelle d'une tête d'effacement.

universellement le ferroxcube. Le ferroxcube, ou « ferrite », est un composé d'oxydes purs, finement broyés et dosés très exactement qui, après traitement thermique, donnent un matériau du genre céramique de structure cristalline bien définie. Le ferroxcube joint d'excellentes propriétés magnétiques à de très faibles pertes. Cette propriété est très précieuse pour la tête d'effacement

où il est impératif de réduire les pertes au maximum. Nous avons dit, en effet, que la puissance réelle demandée par l'effacement était négligeable vis-à-vis des pertes dans la tête. En réduisant les pertes, on réduira la charge de l'oscillateur. Vu les faibles pertes dans le noyau en ferroxcube, on peut, dans certains cas, utiliser la tête en même temps pour l'effacement et comme bobinage oscillateur. (Un exemple est fourni au chapitre *Oscillateurs*, p. 171.)

Il reste intéressant de réduire autant que possible les dimensions du noyau, les pertes seront encore plus faibles.

Il faut noter également que le ferroxcube est très dur; de ce fait, la résistance à l'usure de la tête ainsi réalisée est excellente. A l'actif du ferroxcube, on peut encore ajouter qu'un tel circuit revient moins cher qu'un circuit utilisant des tôles de mumétal (1).

L'entrefer a une longueur de l'ordre de 0,3 mm. Un entrefer aussi long est nécessaire, d'abord pour que le champ émis par la tête pénètre bien au plus profond de la couche de ruban, ensuite pour que, compte tenu de la vitesse du ruban et de la fréquence du courant U.S. qui alimente la tête, le ruban ait le temps, au cours de son passage dans l'entrefer, de subir la vingtaine de cycles d'hystérésis demandée pour un effacement convenable (chapitre relatif à l'étude théorique de l'effacement).

Tout comme pour la tête de son, l'entrefer est matérialisé par une cale d'épaisseur appropriée. L'entrefer doit être étudié pour obtenir un champ de forme semblable à celle vue à la figure 51.

2) ENROULEMENT.

On réalise le plus souvent l'enroulement en une seule bobine *b*, rien ne s'y opposant ici.

Le plus souvent, la bobine est du type basse impédance, donc fil assez gros et peu de spires. La valeur courante de l'inductance est de l'ordre de 5 mH. Dans certains cas spéciaux (couplage direct à l'oscillateur, emploi de la tête comme oscillateur) l'inductance peut atteindre des valeurs nettement plus élevées (75 mH).

3) HABILLAGE.

Le circuit pourvu de son bobinage est serti dans un moulage qui laisse apparaître l'entrefer. Des bornes de raccordement sont prévues à l'arrière du boîtier.

Têtes d'effacement pleine piste et multipistes.

La tête d'effacement a pour rôle de faire place nette sur le ruban. Il est évident que, sauf cas spéciaux, l'emplacement et la dimension de la zone effacée par la tête d'effacement doit correspondre à la piste qui va être utilisée sur le ruban par la tête d'enregistrement. On aura donc des têtes d'effacement « 1 piste » (fig. 65, *a*), « 2 pistes » (fig. 65, *b*), « 4 pistes » (fig. 65, *c*); têtes « 1 piste » et « 2 pistes » se distinguent uniquement par l'épaisseur du circuit magnétique, la tête « 4 pistes » possède deux circuits indépendants (tout comme son homologue « 4 pistes » d'enregistrement).

(1) Le lecteur pourra se demander pourquoi le ferroxcube, présentant tant d'avantages, n'est pas également utilisé pour la construction des têtes de son. Ce sont surtout des raisons mécaniques qui s'y opposent : l'entrefer des têtes de son, beaucoup plus que celui des têtes d'effacement, exige des bords absolument nets, or le ferroxcube a tendance à s'effriter lorsqu'on le taille à angle vif. Il existe pourtant des têtes de son utilisant le ferroxcube; il n'est pas improbable que les progrès de la technologie aidant, ce type de circuit ne s'impose dans l'avenir.

Dans tous les cas, l'épaisseur du circuit magnétique est telle que la piste réellement effacée soit un peu plus large que celle de la piste à enregistrer, de façon à avoir une petite marge de sécurité. Pour effacer un enregistrement du type « stéréo 2 pistes », on peut utiliser une tête d'effacement « 1 piste », auquel cas les deux pistes sont toujours effacées ensemble, ou, mieux, une tête spéciale possédant deux circuits magnétiques (fig. 65, *d*), auquel cas on peut enregistrer indifféremment en stéréophonie ou en « 2 pistes » normal.

Page 103 a été reproduit un tableau des caractéristiques de quelques têtes d'effacement disponibles sur le marché. En figure 70, une série de courbes présentent la relation entre le courant, la puissance consommée, la qualité de l'effacement obtenu, toutes en fonction de la tension aux bornes de la tête; bien entendu ces courbes ne sont strictement valables que pour la tête citée, bien qu'en gros l'allure de ces courbes soit analogue pour n'importe quelle autre tête d'effacement.

C. — RÉGLAGE DE LA POSITION DES TÊTES PAR RAPPORT AU RUBAN

Il est très important que les têtes occupent une position correcte par rapport au ruban.

a) Réglage en hauteur.

Un enregistreur doit, bien souvent, être pourvu d'un dispositif permettant d'ajuster la position en hauteur des têtes par rapport au ruban. Ceci découle de la nécessité d'amener le ou les circuits magnétiques de la tête à la hauteur voulue pour que la piste réellement enregistrée, reproduite, ou effacée, corresponde à la position normalisée que la piste doit occuper sur le ruban (fig. 71).

b) Réglage d'azimut.

De plus, pour les têtes de son, il doit toujours être prévu un dispositif permettant d'ajuster l'angle α que l'entrefer fait avec la perpendiculaire à la longueur du ruban (fig. 72). C'est ce qu'on appelle le « réglage d'azimut » (devenu en jargon de technicien : l'« azimutage de la tête »). La position normalisée de l'entrefer est celle où il est rigoureusement perpendiculaire à la longueur du ruban ($\alpha = 0$). C'est ainsi que sont enregistrés les rubans pré-enregistrés que l'on trouve dans le commerce.

Supposons qu'un tel ruban soit placé sur un enregistreur dont le réglage d'azimut est incorrect : il va en résulter un affaiblissement des sons aigus. En effet, à la figure 73, *a* (à gauche), nous avons représenté l'enregistrement d'une fréquence élevée de la même manière qu'à la figure 28. Il est aisé de constater que, par suite de l'inclinaison de l'entrefer, il y a toujours à la fois dans l'entrefer autant d'aimantation Nord que d'aimantation Sud, de sorte que le flux qui circule dans la tête est nul. Avec un entrefer correctement orienté, cette situation ne se serait présentée que pour une fréquence

Fig. 70. — Diagramme donnant l'évolution du courant absorbé, de la puissance consommée, de l'efficacité d'effacement obtenu, en fonction de la tension aux bornes d'une tête d'effacement du commerce (Miniflux VLF4 - 1 élément utilisé seul).

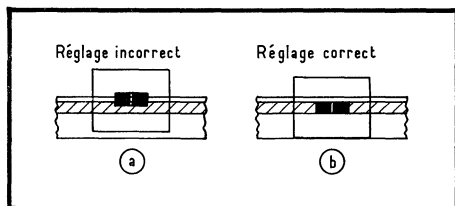
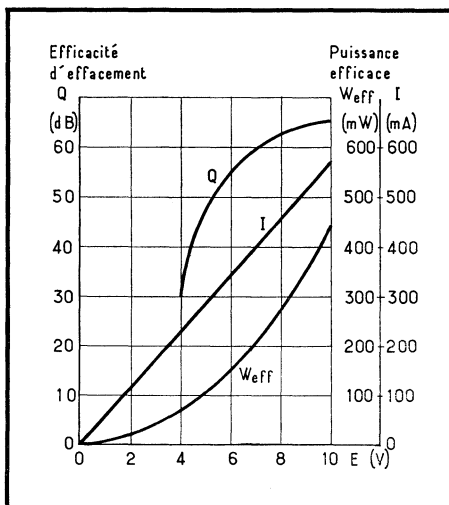


Fig. 71. — Nécessité d'un réglage en hauteur de la position des têtes. Il faut amener le circuit magnétique à la hauteur voulue pour que la piste réellement enregistrée lue ou effacée corresponde à la position normalisée que la piste doit occuper sur le ruban.

Fig. 72. — On appelle azimut l'angle α que l'entrefer fait avec la perpendiculaire à la direction de défilement du ruban. La position de la tête doit être réglée pour que l'azimut soit nul.

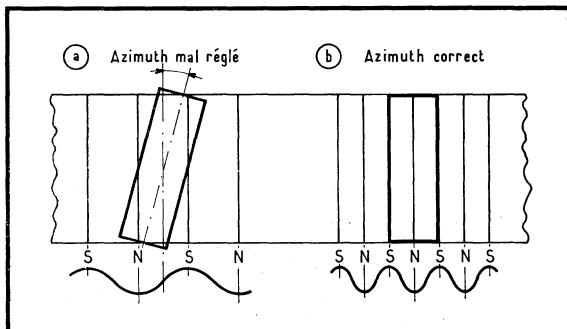
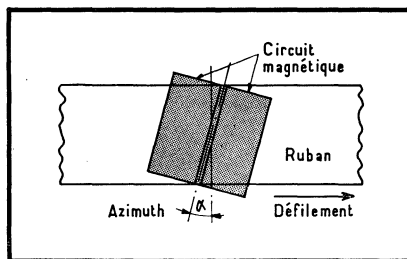


Fig. 73. — Quand l'azimut est mal réglé, pour une fréquence donnée, l'entrefer capte autant d'aimantation Nord que d'aimantation Sud ; avec l'entrefer correctement réglé, cette situation ne se présente que pour une fréquence nettement plus élevée.

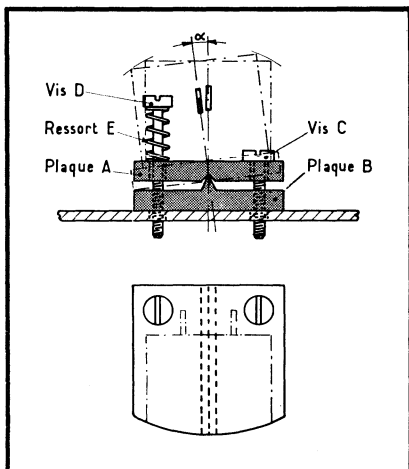


Fig. 74. — Dispositif permettant le réglage aisé de l'azimut. La tête est montée sur la pièce A. Le ressort E tend à donner à l'ensemble la position inclinée dessinée en traits mixtes, mais le mouvement est contrôlé par la vis C sur laquelle il suffit donc d'agir pour régler l'azimut.

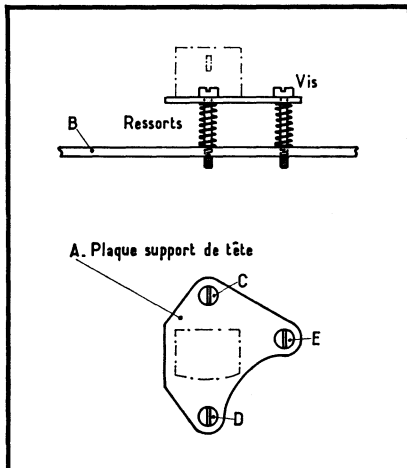


Fig. 75. — Dispositif permettant à la fois le réglage de l'azimut et de la hauteur de la tête. La position en hauteur dépend surtout du serrage des vis C et D, tandis que l'azimut dépend principalement de la vis E.

nettement plus élevée, c'est-à-dire quand la longueur d'onde enregistrée sur le ruban devient du même ordre de grandeur que la longueur de l'entrefer (fig. 73, b, à droite). L'affaiblissement des fréquences élevées se manifeste pour des fréquences d'autant moins élevées que l'inclinaison de l'entrefer est prononcée. En fait, tout se passe comme si la longueur effective de l'entrefer était multipliée par un facteur fonction de l'inclinaison.

La situation est évidemment la même si, sur un appareil utilisant une tête d'enregistrement et une tête de reproduction séparées, l'inclinaison des entrefers n'est pas identique. Il faut noter que, dans le cas d'une machine où la tête d'enregistrement et la tête de reproduction ont une même inclinaison, mais qui n'est pas celle normalisée, cette situation n'a aucune conséquence pour autant que les enregistrements réalisés soient exclusivement reproduits sur la machine en question et pour autant que l'écart avec la position normalisée ne soit pas excessif. Ceci est également vrai, a fortiori, pour les appareils ne possédant qu'une tête enregistrement-reproduction, l'alignement de l'entrefer étant évidemment identique à l'enregistrement et la reproduction puisque c'est le même! Dans les deux cas cependant, il vaut mieux que l'entrefer occupe la position normalisée de façon à pouvoir échanger des bandes enregistrées ou encore reproduire correctement les bandes pré-enregistrées.

c) Systèmes de réglage.

Nous donnons, à titre documentaire, aux figures 74 et 75 deux dispositifs permettant le réglage aisé de la position de la tête.

Le premier permet uniquement le réglage d'azimut. Il est destiné à une tête « 1 piste » ou « 2 pistes ». (Car, pour l'enregistrement « 1 piste » ou « 2 pistes » les tolérances sur la position qu'occupe réellement la piste par rapport à sa position théorique sont encore assez larges, si bien que, à con-

CARACTÉRISTIQUES DE QUELQUES TÊTES D'EFFACEMENT DE MARQUES DIVERSES

Marque	Type	Nombre de pistes	Hauteur des pôles (mm)	Longueur d'entrefer (μ =microns)	Résistance en continu (Ω)	Inductance (mH)	Fréquence U.S. (kHz)	Eu.s. (volts)	I _{u.s.} (mA)	Puissance (mW)	Efficacité d'effacement (dB) (1)	Remarques
LEM	312HI	2	3,4	260	8	8	60 à 100		20 à 25	100 (60 kHz) 200 (100 kHz)	> 90 80	à 2,36, 4,75, 9,5 cm/s. à 19 cm/s.
	OSBI	2	3,4	260		0,3						Tête oscillatrice U.S. pour transistors.
BOGEN	UL110	2	2,8	100	3,2	2	100	65	65			Z à 1 kHz = 12 Ω
	UL111	1	5,2	100	2,8	2	»	75	75			» »
MINIFLUX	LF4	2	3,2	400		1,4	55	45	90	120	63	Pour 2,36, 4,7, 9,5 cm/s.
	LF4S	2	3,2	400		»	»	45	100	200	80	Pour 19 cm/s. et plus.
	LF4VS	1	6,8	400		1,3	55	55	125	275	75	
	VLF4	4	1,3	350		0,050 0,080	55 55	7 10	400 400	200 250	60 dB 60 dB	(2)
	ZLF5	2 stéréo	2x2,7	350		0,200 0,280	55 55	14 18	200 200	200 250	70 dB 70 dB	

(1) Cette mesure correspond à la mesure de la « dynamique d'effacement » que nous étudierons dans la sixième partie : **Mesures.**

(2) Ces têtes comportent deux circuits magnétiques. Elles peuvent donc fonctionner en monophonie (1 élément alimenté) ou en stéréophonie (les 2 éléments alimentés). La première série de chiffres donnée pour chaque tête correspond au fonctionnement d'un élément utilisé seul, alors que la seconde série se rapporte à l'ensemble formé par les deux éléments utilisés simultanément.

dition que le guidage du ruban et le support de la tête soient correctement établis, tout réglage en hauteur est superflu.)

Le second dispositif permet à la fois le réglage d'azimut et le réglage en hauteur (indispensable pour le « 4 pistes »).

En principe, il ne faut jamais toucher au réglage de la tête, ce réglage ayant été effectué une fois pour toutes par le constructeur, aussi bien en ce qui concerne la hauteur que l'azimut.

D. — CONTACT TÊTE-RUBAN

Un contact étroit entre la ou les têtes de son et le ruban est indispensable.

a) Nécessité.

Si le contact n'est pas excellent à l'enregistrement, il va se produire des défauts dans l'enregistrement porté par le ruban, qui vont se manifester par des « trous » à la reproduction, « trous » dans l'intervalle desquels on constate une chute brutale du niveau jointe à de la distorsion. Ce phénomène s'explique de la façon suivante : un mauvais contact entre la tête et le ruban a pour effet d'augmenter l'entrefer effectif ou encore de réduire le flux U.S. + B.F. qui parvient au ruban. Tout se passe comme si $I_{U.S.}$ et $I_{B.F.}$ étaient diminués; cette diminution apparente peut être assez prononcée pour que (bien que $I_{U.S.}$ ait une valeur correcte) du point de vue du ruban tout se passe comme si $I_{U.S.}$ se situait quelque part dans la zone 1 de la figure 32, zone dans laquelle, comme on le sait, le fonctionnement est instable.

Si le ruban est correctement enregistré, mais que le contact à la reproduction n'est pas impeccable, il y aura une atténuation des fréquences élevées (voir p. 57).

Le contact tête-ruban est d'autant plus critique que l'entrefer est étroit et que la largeur de piste est réduite.

b) Moyens d'obtenir un bon contact entre tête et ruban.

Un premier procédé est schématisé à la figure 76. Le guidage du ruban est réalisé de telle sorte que le ruban ne touche pas seulement la tête en un

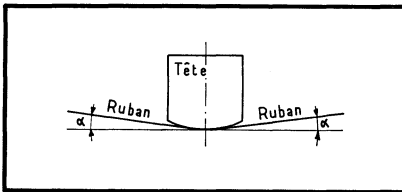


Fig. 76. — Un moyen d'obtenir un bon contact entre la tête et le ruban consiste à forcer ce dernier à épouser la forme de la tête sur une certaine distance. Pour cela le ruban doit former un angle α avec la tangente à la tête.

point mais soit forcé d'épouser la forme de la tête sur une certaine distance. On considère que l'angle α doit avoir une valeur de l'ordre de $7,5^\circ$. Ce procédé impose de disposer les têtes sur un arc de cercle (fig. 77), ce qui rend la mise en place du ruban plus difficile. C'est pourquoi on rencontre souvent la disposition de la figure 78. Les têtes sont en ligne droite, mais un guide en chicane impose au ruban le trajet voulu. Ce guide est mobile et s'efface pour la mise en place du ruban, qui se fait donc en ligne droite. (Cette disposition a l'avantage supplémentaire de rendre plus aisé le dégagement du ruban

Fig. 77. — Pour mettre en pratique le principe de la figure 76, il faut, soit disposer les têtes sur un arc de cercle...

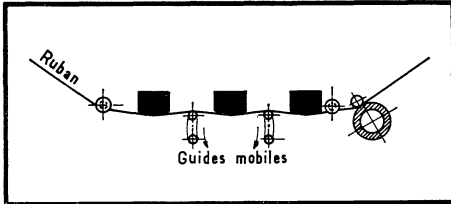
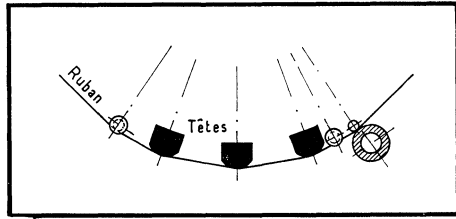


Fig. 78. — ... soit utiliser un guidage en chicane. Les guides mobiles s'effacent automatiquement à l'arrêt, de sorte que l'introduction du ruban se fait en ligne droite et est donc très aisée.

des têtes pendant les reboinages grandes vitesses, dégageant conseillé pour éviter une usure accélérée des têtes.) Il faut néanmoins veiller à ce que le freinage exercé en position « défilement normal » par les têtes et les guides ne devienne excessif et de ce fait ne conduise à un entraînement irrégulier du ruban.

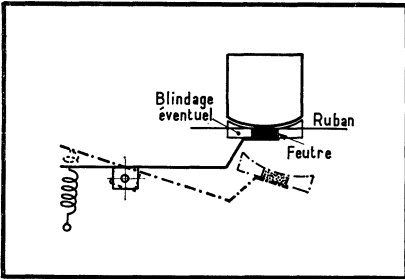


Fig. 79. — L'utilisation d'un presseur en feutre constitue également un bon moyen d'obtenir un contact intime entre la tête et le ruban. Le levier s'écarte à l'arrêt pour permettre l'introduction aisée du ruban. On peut en profiter pour combiner le presseur avec le blindage de la figure 61.

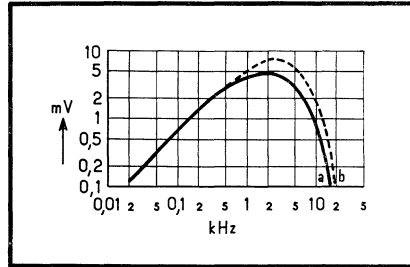


Fig. 80. — Courbes de réponse à courant constant obtenues : avec un ruban standard (LGS standaardband BASF) courbe (a) ; avec un ruban mince (PE41 dünnschichtband AGFA) courbe (b). A noter l'amélioration de la réponse dans l'aigu résultant de l'emploi du ruban mince, amélioration due en partie à la plus grande souplesse de ce dernier.

Un second procédé consiste à utiliser un balai presseur (fig. 79) muni d'un petit coussin en feutre porté par un levier tiré par un ressort qui applique le ruban contre la tête. La force d'appui du balai est de l'ordre de 20 g. Très souvent le balai est combiné avec le blindage protégeant l'avant de la tête contre les champs parasites (fig. 79, en tirets).

Le premier et le second procédé peuvent avantageusement être utilisés ensemble.

D'une manière générale, on a intérêt à employer un ruban mince; un ruban mince est plus souple, ce qui lui permet davantage d'entrer en contact intime avec la tête. C'est ce que montrent les courbes de la figure 80. Ces courbes ont été extraites du catalogue d'un fabricant de têtes. Elles ont été obtenues dans les conditions générales de mesure identiques, cependant la courbe a a été mesurée avec un ruban standard, alors que la courbe b l'a été avec un ruban mince. On notera la très nette amélioration de la réponse aux

fréquences élevées. On peut très certainement imputer une bonne part de l'amélioration constatée à la plus grande souplesse du ruban mince.

Enfin il faut que la surface de la tête en contact avec le ruban et la couche sensible de ce dernier soit propre et parfaitement polie... et le reste...!

E. — MAINTENANCE DES TÊTES DURÉE DE VIE - CRITÈRES D'USURE

Comme nous venons de le dire, la surface des têtes doit être maintenue dans un bon état de propreté et rester parfaitement polie. A la longue, toutefois, la tête s'encrasse cependant que l'usure compromet le poli initial et peut rendre irrégulière la surface de la tête, au grand détriment du contact tête-ruban. Il faut donc nettoyer périodiquement les têtes et, si le besoin s'en fait sentir, les repolir. Il peut arriver que le noyau d'une tête acquière une aimantation permanente, ce qui se traduit par un bruit de fond accru. Dans ce cas, il faut la « démagnétiser ». Le nettoyage, le polissage et la démagnétisation des têtes sont exposés dans la sixième partie.

Venons-en à la durée de vie des têtes. Les têtes à noyau en ferrite (têtes d'effacement) peuvent être considérées comme pratiquement inusables. La durée de vie des têtes à noyau en mumétal dépend de nombreux facteurs : d'abord de la constitution de la tête elle-même, ensuite du degré d'abrasion des rubans utilisés, de la pression exercée sur la tête, de la vitesse de défillement, de ce que la tête reste en contact ou pas avec le ruban pendant les bobinages à grande vitesse..., etc. Nous avons trouvé dans les catalogues des constructeurs des chiffres compris entre 1000 et 10 000 heures de fonctionnement! Nous sommes enclins à penser qu'on doit pouvoir obtenir dans des conditions normales (rubans modernes de bonnes marques, 9,5 cm/s) au minimum 2000 heures de fidèles et musicaux services. Ce qui n'est pas mal si on songe que cela correspond *grosso modo* à 3 heures par jour pendant 2 ans...

A quels signes reconnaît-on qu'une tête est usée? Il est très difficile de répondre avec précision à cette question. « Mécaniquement », l'entaille plus ou moins profonde que le ruban a creusée dans la tête n'est pas un élément probant; « électriquement », l'usure peut s'extérioriser par des défauts très différents dans chaque cas : distorsion, manque de signal...

Quand on a des doutes sur la qualité de la tête, le mieux est, à notre avis, de procéder à toute une série de mesures. Nous exposons, en effet, dans la sixième partie, *Mesures*, la façon de réaliser à peu près toutes les mesures que l'on peut faire sur un enregistreur. Si on sait tirer parti de ces mesures, il est aisé de déterminer avec certitude si un défaut est imputable à la tête. Par exemple, si la reproduction d'un enregistrement présente trop de distorsion, alors que l'amplificateur d'enregistrement et l'amplificateur de reproduction mesurés isolément fonctionnent convenablement, si, en même temps, les courants B.F. et U.S. sont normaux, le tandem tête-ruban peut être accusé. Si on sait que le ruban utilisé est au-dessus de tout soupçon, on peut en déduire à coup sûr que la tête est défectueuse. La tête doit-elle être remplacée pour autant? Ce n'est pas certain. L'usure de la tête modifie ses propriétés magnétiques et électriques de façon telle que les valeurs de I_{U.S.} et I_{B.F.N.} doivent être revues. Il faut donc s'assurer qu'en modifiant ces deux courants, on n'arrive pas à rétablir des performances satisfaisantes. Pour l'amateur, ce travail, pour fastidieux et aléatoire qu'il soit, n'a rien de superflu, si on sait que la tête de son vaut environ 10 % du prix d'un enregistreur moyen...

MICROPHONES

Les microphones utilisés conjointement à un enregistreur ne se distinguent en rien des microphones employés pour d'autres usages et maintes fois décrits dans la littérature technique.

Leur description détaillée sortirait donc du cadre de cet ouvrage consacré essentiellement à l'enregistreur lui-même, aussi nous contenterons-nous de dire quelques mots très brefs des principaux types.

1) *MICROPHONE A CHARBON.*

Il n'est pas utilisé avec les enregistreurs, car il a une bande passante trop faible pour la musique et un bruit de fond trop élevé; en outre, il n'est pas commode, car il exige une source d'alimentation.

2) *MICROPHONE A CRISTAL.*

C'est le microphone le plus couramment livré avec les enregistreurs pour amateurs; il convient mieux à la parole qu'à la musique, sa tension de sortie est de l'ordre de 5 à 25 mV; son impédance de sortie est élevée et réclame une entrée à haute impédance (500 000 Ω). Raccordement : le câble doit être blindé et assez court (2 à 3 m maximum).

3) *MICROPHONE DYNAMIQUE.*

Il est excellent, fidèle, mais assez fragile. L'impédance de sortie se situe, selon les modèles, entre 50 Ω et 50 000 Ω (les impédances supérieures à 600 Ω sont obtenues par transformateur incorporé dans le boîtier); sa tension de sortie est en rapport avec l'impédance : elle fait de l'ordre de 2 mV pour un modèle de 50 000 Ω ; dans le cas d'un modèle basse impédance, il faut passer par un transformateur élévateur. Raccordement : modèle à moyenne impédance (50 k Ω), par câble blindé (10 m au grand maximum); modèle basse impédance (600 Ω et moins) : câble blindé, mais la longueur peut atteindre plusieurs dizaines de mètres (le transformateur élévateur sera placé le plus près possible de l'entrée de l'amplificateur d'enregistrement, mais « en veillant au grain » du côté des inductions parasites en provenance des

moteurs et transformateurs de l'enregistreur); modèle à très basse impédance (50Ω): il n'est plus nécessaire que le câble soit blindé (pour autant, du moins, que la longueur ne dépasse pas quelques mètres).

4) MICROPHONE A RUBAN.

Il est excellent, souvent idéal pour la musique, très fidèle, mais fragile; sa tension de sortie est de quelques microvolts ($90 \mu\text{V}$ pour un modèle de 200Ω d'impédance); il est donc nécessaire de passer par un transformateur élévateur. Raccordement: comme le précédent.

5) MICROPHONE A CONDENSATEUR.

Il est bon mais fragile et exige une source d'alimentation; sa tension de sortie est faible. Il n'est presque jamais employé avec les enregistreurs.

Dans les catalogues des constructeurs, le niveau de sortie des microphones est exprimé, soit en décibels (dB), soit en millivolt/microbar à 1000 Hz ($\text{mV}/\mu\text{b}$). Nous donnons ci-après quelques indications sur la signification de ces chiffres; ces indications peuvent être utiles quand on désire comparer le niveau de sortie d'un microphone et la sensibilité d'une entrée d'enregistreur.

Quand le niveau est indiqué en décibels (dB), le nombre de décibels exprime le rapport entre la tension de sortie du microphone en question (souvent à 1000 Hz) et une tension de 1 V prise comme référence. Pour traduire ce nombre de décibels en millivolts, il faut d'abord rechercher à quel rapport, n , correspond le nombre de décibels annoncé. On se sert pour cela d'une table de conversion dB/rapport ou, à défaut, on applique la formule: $\log . n = \text{dB}/20$, d'où on tire n . Il reste à diviser 1 V par ce rapport. Exemple: le constructeur indique -60 dB ; d'après table, $-60 \text{ dB} = 1000$ (par calcul $\log . n = 60/20 = 3$; le nombre qui a 3 pour logarithme est 1000). Le microphone a un niveau de $1 \text{ V}/1000 = 0,001 \text{ V} = 1 \text{ mV}$.

Quand le niveau est exprimé en $\text{mV}/\mu\text{b}$, les choses sont plus simples; le chiffre donné dans ces unités correspond approximativement au niveau de sortie en millivolts lorsqu'on parle à voix normale à une trentaine de centimètres du microphone considéré.

Un mot sur la directivité. Quand le microphone est utilisé à proximité de l'enregistreur, il peut y avoir intérêt à utiliser un modèle plutôt directif, orienté de façon que l'enregistreur se trouve hors de la zone de captation. On évite de la sorte que le microphone capte les bruits mécaniques en provenance de l'enregistreur.

Dans le même ordre d'idée, le microphone ne sera jamais posé sur le même support que l'enregistreur, ni surtout sur ce dernier, car des vibrations seraient alors transmises au microphone et produiraient des bruits parasites dans l'enregistrement.

AMPLIFICATEURS

Un enregistreur nécessite un amplificateur d'enregistrement et un amplificateur de reproduction. Ces amplificateurs sont analogues, tout au moins dans leurs éléments de base, aux amplificateurs B.F. habituels, mais ils doivent :

1) être capables d'amplifier fortement à partir de signaux d'entrée de faible valeur; cela impose que ces amplificateurs aient un bruit de fond très réduit : il est évident que plus le signal d'entrée est faible, plus le bruit de fond de l'amplificateur doit être bas de façon que le rapport signal/bruit (que nous abrègerons en rapport S/b dans ce chapitre) conserve une valeur suffisante;

2) assurer ce qu'on appelle « les corrections », autrement dit posséder des courbes de réponse telles que la courbe de réponse globale du système enregistrement-reproduction mesurée en un point déterminé de l'amplificateur de reproduction devienne plate (dans certaines limites), malgré la courbe de réponse si particulière du système tête-ruban.

La description des amplificateurs va donc porter essentiellement sur ces deux points. Le premier point nécessite tout autant une conception appropriée du schéma qu'une réalisation pratique soignée, alors que le second point demande l'introduction des filtres voulus.

Nous commencerons par l'étude de la structure des amplificateurs, structure qui tient compte des impératifs ci-dessus, mais aussi des impératifs propres à la fonction particulière enregistrement, ou reproduction, remplie par l'amplificateur considéré; ensuite viendra l'étude des corrections. Les précautions de réalisation pratique sont reportées au chapitre suivant.

A. — STRUCTURE DES AMPLIFICATEURS

Structure habituelle de l'amplificateur d'enregistrement.

La figure 81 donne la structure habituelle d'un amplificateur d'enregistrement. Il faut d'abord noter que chaque bloc ne représente pas un étage, mais plutôt une fonction obtenue, soit par un nombre indéterminé d'éléments actifs (lampes, transistors), soit par des éléments passifs (potentiomètres, filtres...). Cette remarque s'applique également aux schémas de structure suivants.

L'entrée destinée à recevoir le microphone attaque un bloc « préamplification », après lequel vient le réglage du niveau d'enregistrement suivi d'un

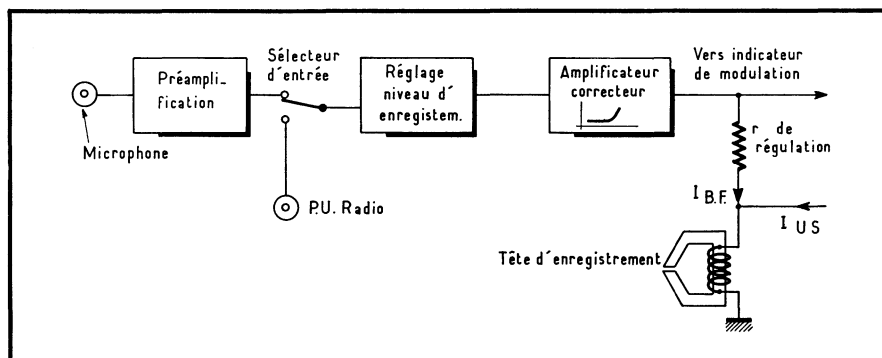


Fig. 81. — Structure habituelle d'un amplificateur d'enregistrement. A noter que chaque bloc ne représente pas un étage, mais plutôt une fonction obtenue, soit par un nombre indéterminé d'éléments actifs (lampes, transistors), soit par des composants passifs (potentiomètres, filtres...).

amplificateur correcteur dont la sortie alimente la tête d'enregistrement en passant par une résistance.

Cette structure est dans son ensemble quasi universellement adoptée. Nous allons montrer qu'il y a de bonnes raisons à cela. Il est certain qu'il faut : — une préamplification pour obtenir un niveau convenable, — un réglage de niveau pour amener le courant B.F. dans la tête à la valeur voulue quelle que soit la tension de la source, — une correction dont nous avons établi antérieurement la nécessité et l'allure de principe (fig. 47); enfin, dans la résistance intercalée entre la tête et l'amplificateur, nous reconnaissons la résistance de régulation de courant dont le rôle a également été défini plus tôt (fig. 46); notons que cette résistance a un ordre de grandeur de 2 à 4 fois la valeur de l'impédance de la tête utilisée à la plus haute fréquence à passer par l'appareil.

Une discussion ne peut donc porter que sur la situation des éléments dans le schéma.

DISCUSSION DE L'EMPLACEMENT DES ELEMENTS DANS LA STRUCTURE.

Cet emplacement résulte des considérations suivantes, valables chaque fois qu'on doit amplifier de faibles signaux. Nous souhaitons bien sûr que le rapport S/b à la sortie de l'amplificateur soit le plus élevé possible. Le signal d'entrée possédant lui-même un rapport S/b , tout ce qu'on peut faire, c'est essayer de ne pas trop le dégrader dans les diverses sections de l'amplificateur. Pour cela, il faut d'abord s'efforcer de réduire le bruit de fond apporté par ces sections, mais, quelles que soient les précautions prises, il y a une valeur minimale du bruit au-dessous de laquelle on n'arrive pas à descendre. Dans ces conditions, tout ce qu'on peut encore faire est d'étudier le schéma de l'amplificateur pour attaquer chaque section avec un signal qui possède la plus grande valeur absolue et dont le rapport S/b a été le moins possible détérioré.

Il ne peut donc être question de placer à l'entrée de l'amplificateur un élément introduisant une perte de gain.

C'est ainsi que du point de vue rapport S/b , il y a intérêt à placer le potentiomètre de réglage du niveau d'enregistrement le plus loin possible de l'entrée. Toutefois, il ne faut pas oublier que le signal croît d'étage en étage, si bien qu'à partir d'un niveau donné d'amplification, les étages précédant le potentiomètre, et qui reçoivent donc la totalité du signal amplifié,

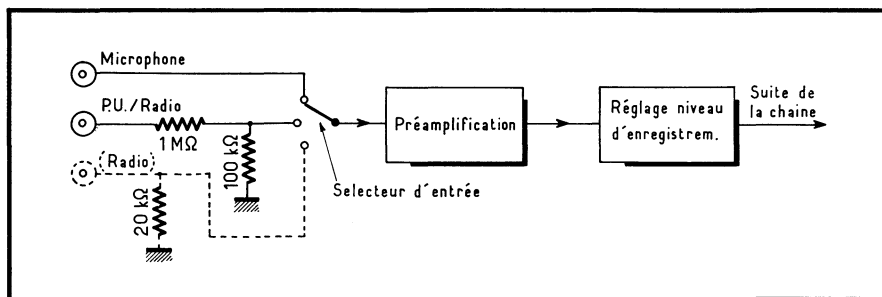


Fig. 82. — Un enregistreur doit être muni d'un sélecteur d'entrées adaptant la sensibilité de l'amplificateur à la tension de sortie de la source utilisée. Le système dessiné ici est plus simple, mais moins bon que celui visible à la figure 81 : le signal doit dans tous les cas traverser la totalité de l'amplificateur.

risquent d'introduire de la distorsion. A ce moment d'ailleurs, le signal a une valeur suffisamment « confortable » pour supporter sans douleur la réduction de gain opérée par le potentiomètre. D'où la situation finale du potentiomètre (1) quelque part vers le milieu du schéma.

De même, il vaut mieux que l'amplificateur correcteur suive le préamplificateur et non l'inverse. Quelle que soit la façon dont on opère, une correction implique toujours une perte de gain; il vaut donc mieux attendre que le signal ait pris des « vitamines de croissance » et soit arrivé à une valeur convenable.

LA QUESTION DES ENTREES.

Un enregistreur n'est pas seulement conçu pour recevoir le signal d'un microphone, mais aussi les signaux en provenance de sources telles que tourne-disques (nous dirons tout simplement « P.U. »), récepteur radio, ou sortie d'un autre enregistreur. Ces diverses sources ont des caractéristiques assez différentes en ce qui concerne leurs tensions et impédances de sortie. De ce fait, l'amplificateur d'enregistrement doit posséder un certain nombre d'entrées et un sélecteur choisissant l'entrée voulue.

Le nombre et les caractéristiques des entrées que l'on trouve sur les enregistreurs sont variables selon les fabricants et la classe des appareils. Mais il faut au moins :

- une entrée « Micro », soit une entrée à haute impédance prévue pour un signal de quelques millivolts;

- une entrée « P.U./Radio », soit une entrée à haute impédance pour un signal d'une centaine de millivolts; cette entrée pourra également recevoir le signal en provenance d'un enregistreur.

Soit à réaliser les deux entrées principales décrites ci-dessus. Il y a deux techniques :

- celle de la figure 81, où l'amplificateur entier intervient en position « Micro », tandis qu'on saute le préamplificateur pour l'entrée « P.U. » dont le signal est suffisant pour cela; cette technique consiste donc à choisir dans l'amplificateur un point où l'amplification qui suit convient à la source envisagée;

- celle de la figure 82, où, quelle que soit la source utilisée, on passe par la totalité de l'amplificateur, en direct pour le signal « Micro », à travers un diviseur de rapport voulu pour le signal « P.U. ».

(1) Notons, à propos du potentiomètre d'enregistrement, que, contrairement aux apparences, le réglage du niveau d'enregistrement est beaucoup plus aisé avec un modèle logarithmique qu'avec un modèle linéaire.

Cette deuxième solution est plus simple à réaliser, surtout quand il y a plus de deux entrées; mais il nous semble peu rationnel de ramener à un faible niveau un signal qui était à un niveau intéressant et de lui faire traverser, sans nécessité réelle, des étages où il ne peut que se déprécier tant soit peu.

Ajoutons, avant de quitter la question des entrées, que souvent une entrée spéciale « Radio » est prévue; elle a à peu près la même sensibilité que l'entrée « Micro » mais son impédance est de l'ordre de 20 k Ω (1). (Cette entrée — et sa commutation — a été représentée en traits mixtes sur la figure 82.)

Structure habituelle de l'amplificateur de reproduction.

La figure 83 donne la structure habituelle d'un amplificateur de reproduction. La tête de reproduction attaque un bloc « préamplification » après lequel vient le réglage de volume, lui-même suivi d'un amplificateur cor-

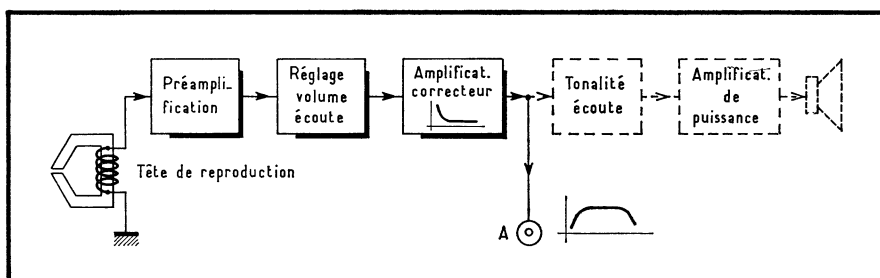


Fig. 83. — Structure habituelle d'un amplificateur de reproduction. En A, la courbe de réponse globale enregistrement/reproduction est plate (entre certaines limites). Ce point peut donc servir de départ pour alimenter un éventuel amplificateur extérieur.

recteur. Il est superflu de démontrer la nécessité de ces éléments. En ce qui concerne leur disposition, celle-ci se justifie par des raisons exactement analogues à celles données à propos de l'amplificateur d'enregistrement, et qui sont encore plus impératives ici, vu la faiblesse du signal d'attaque en provenance de la tête de reproduction. A la sortie de l'amplificateur correcteur, soit donc au point A, on dispose d'un signal qui est la réplique fidèle (il faut toujours être optimiste...) du signal qui avait été fourni pour enregistrer le ruban reproduit. Autrement dit, la courbe de réponse globale enregistrement-reproduction mesurée en A est plate (continuons d'être optimiste...), du moins entre certaines limites.

Le signal venant de A traverse un système de tonalité (destiné à adapter le son final au goût de l'utilisateur et aux conditions d'écoute), ensuite un amplificateur de puissance (avec parfois encore un amplificateur de tension avant l'amplificateur de puissance) et arrive enfin au haut-parleur.

Tous les éléments suivant le point A ont été représentés en traits mixtes, car en A se termine en fait le processus enregistrement-reproduction : à partir du signal disponible en ce point, la restitution du son originel ne demande plus qu'une chaîne d'amplification classique, telle celle dont nous venons de parler.

(1) Nous verrons les raisons qui conduisent aux caractéristiques de cette entrée lorsque nous étudierons le raccordement d'un enregistreur à un poste de radio (4^e partie).

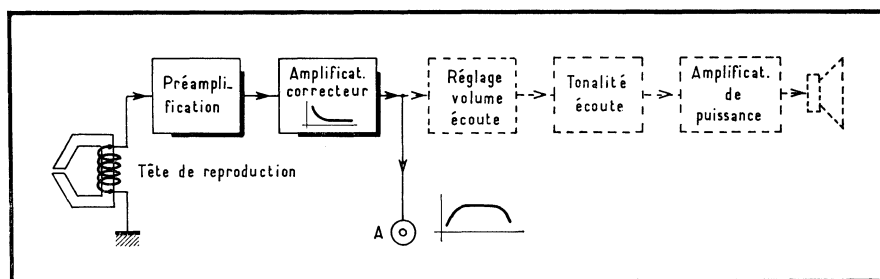


Fig. 84. — Variante de la structure d'un amplificateur de reproduction. Le réglage de volume a été permuté avec l'amplificateur-correcteur et suit donc ce dernier. De ce fait, le signal en A devient indépendant du réglage d'écoute de l'amplificateur incorporé.

Nous supposons nos lecteurs familiarisés avec les éléments qui composent une chaîne de ce genre; c'est pourquoi, et bien qu'une telle chaîne fasse partie d'un appareil complet, nous ne nous intéressons guère à ses éléments, leur utilisation dans un enregistreur ne leur conférant rien de très particulier (1).

C'est également à partir du point A que doit être alimenté un éventuel amplificateur extérieur. (Le recours à un amplificateur extérieur de bonne qualité permet d'obtenir des résultats meilleurs que ceux de l'amplificateur incorporé, lequel est généralement quelconque, pour des raisons d'économie de place et d'argent.)

A la figure 84, nous donnons une variante du schéma précédent. Le contrôle de volume est reporté après le point A, ce qui peut se faire pour autant que l'amplification entre l'entrée et le point A n'amène pas le signal à une valeur telle que les derniers étages précédant A soient « surmenés » au point que la distorsion en A devienne exagérée.

Cette variante présente l'intérêt que le signal disponible en A pour attaquer un éventuel amplificateur extérieur a une valeur déterminée, indépendante du réglage de volume, lequel ne dose donc plus que le signal attaquant l'amplificateur incorporé; ce mode d'action de la commande constitue un avantage certain, car, quand on utilisera un amplificateur extérieur, on ne devra plus jouer à la fois sur la commande de volume de l'enregistreur et sur celle de l'amplificateur, comme c'est le cas dans le montage précédent.

Structure habituelle d'un amplificateur combiné.

Les deux amplificateurs que doit comporter un enregistreur peuvent réellement exister sous forme de deux amplificateurs séparés, mais ce n'est pas toujours le cas. A condition de renoncer à l'utilisation simultanée des deux amplificateurs, on peut les réunir en un seul, qu'on appelle amplificateur combiné et qui est capable de se transformer à volonté en amplificateur d'enregistrement ou en amplificateur de reproduction. Cette solution est très largement répandue, du fait qu'elle permet un gain de place et d'argent; en effet, le nombre d'éléments composant l'amplificateur combiné est plus petit que celui réclamé par deux amplificateurs existant séparément, puisque certains éléments deviennent communs aux deux fonctions, grâce à une commutation.

(1) Les lecteurs qui le désireraient trouveront tous les renseignements voulus dans l'abondante littérature dont ces éléments font l'objet et dont nous citons quelques exemples en bibliographie.

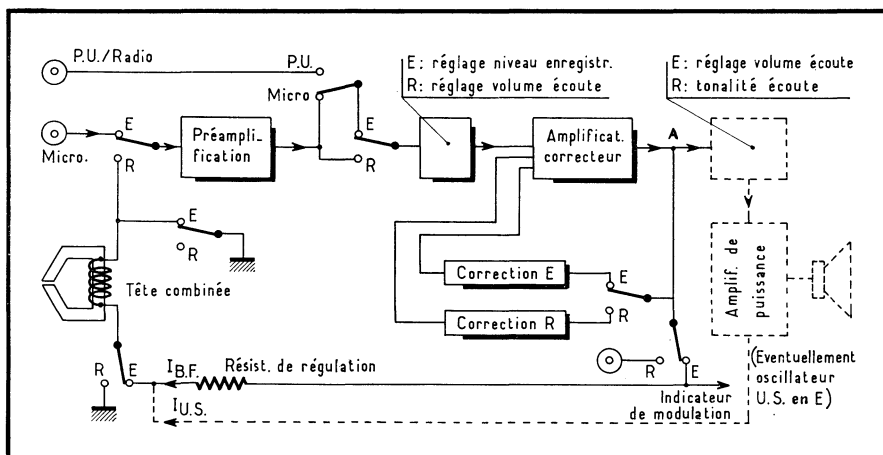


Fig. 85. — Structure habituelle d'un amplificateur combiné : il est, à volonté, soit amplificateur d'enregistrement, soit amplificateur de reproduction, grâce à une commutation assurant les transformations internes nécessaires pour l'adapter à chaque fonction. Cette commutation est effectuée par les inverseurs marqués E, R, qui sont tous commandés simultanément. (Le schéma est dessiné en position enregistrement.)

C'est ce que va nous montrer l'examen de la figure 85 qui représente la structure habituelle d'un amplificateur combiné. Les inverseurs assurant la commutation sont commandés simultanément; la position E est la position « fonction enregistrement » ou enregistrement, tandis que R est la « fonction reproduction » ou reproduction. Un inverseur est indépendant des autres : celui qui est placé à la sortie du bloc « préamplification » et qui n'est autre que le sélecteur d'entrée « Micro » « P.U. ».

Les éléments communs sont le préamplificateur, le réglage de niveau, l'amplificateur correcteur et la tête (avec ce schéma, il est en effet logique d'employer une tête combinée enregistrement-reproduction). L'amplificateur correcteur ne peut cependant devenir commun aux deux fonctions que si on lui donne la possibilité d'adapter la correction qu'il effectue à la fonction remplie. (La correction à l'enregistrement étant, sauf exceptions, différente de la correction à la reproduction.) Comme on le voit, ce problème est résolu en commutant les éléments nécessaires à chaque type de correction, éléments qui sont ici marqués « correction E » ou « correction R ».

En position enregistrement (contacts sur E, comme dessiné), on reconnaît sans peine la structure de l'amplificateur d'enregistrement telle qu'elle a été vue à la figure 81. L'amplificateur de puissance, « W », reste branché au point A, pour permettre l'écoute du signal envoyé à la tête. Toutefois, le niveau que l'on trouve en A est assez élevé et de plus imposé par la nécessité de lancer un courant B.F. suffisant dans la tête; dans ces conditions, « W » va être fortement attaqué et le haut-parleur va fonctionner en permanence « fortissimo »; pour le ramener à plus de discrétion, on doit intercaler, en enregistrement, une atténuation entre le point A et « W ». Sur notre schéma, cela a été obtenu par une commutation (qui fait partie de la commutation enregistrement-reproduction mais qui, pour des raisons de simplicité, n'a pas été représentée) grâce à laquelle le potentiomètre qui servait au réglage de la tonalité en reproduction devient un réglage de volume d'écoute à l'enregistrement. (On peut aussi, plus simplement, intercaler devant « W », en enregistrement, un diviseur fixe atténuant le signal dans

la proportion voulue pour réduire le volume d'écoute à un niveau raisonnable.)

Il existe encore une autre façon de tirer parti de « W » en enregistrement : c'est de le transformer en oscillateur fournissant les courants U.S. et effacement réclamés par les têtes (mais cela est une autre histoire...).

En position reproduction (contacts sur R), il n'y a rien à signaler; on retrouve tous les éléments du schéma de la figure 83.

Pour conclure cette étude, nous dirons que le recours à un amplificateur combiné permet de faire des économies sans rien sacrifier d'essentiel; cependant la sécurité est quelque peu diminuée du fait des nombreuses commutations, et il faut prendre quelques précautions pour éviter que les impulsions dues aux commutations ne provoquent une aimantation permanente de la tête; en outre, il est évident qu'il faut renoncer à certaines facilités offertes par le système à deux amplificateurs indépendants; il n'empêche que l'amplificateur combiné est mis en œuvre sur la majorité des appareils.

Par ailleurs, l'étude ci-dessus nous a permis de nous faire une idée des bouleversements qui, par le jeu de la commutation, peuvent avoir lieu dans un enregistreur.

B. — LES CORRECTIONS

Nous avons déjà abordé la question des corrections dans le chapitre *Reproduction*. Nous y avons vu, dans les grandes lignes, quelles doivent être les corrections apportées par les amplificateurs ainsi que les principes qui régissent leur répartition entre l'amplificateur d'enregistrement et l'amplificateur de reproduction. Nous avons aussi signalé que les corrections à apporter par l'amplificateur de reproduction font l'objet d'une normalisation (ou plutôt d'une tentative, puisqu'il existe plusieurs normes!...).

Il nous reste à étudier, d'abord l'allure exacte des courbes de réponse demandées aux amplificateurs selon les corrections adoptées, et, ensuite, les circuits qui permettent d'y arriver.

Courbes de réponse à réaliser par les amplificateurs selon les corrections utilisées.

Avant toute chose, rappelons, quel que soit le système adopté, la nécessité de modifier les corrections en fonction de la vitesse de défilement utilisée. Nous allons d'ailleurs retrouver cette nécessité dans le paragraphe ci-après.

CORRECTIONS DE PRINCIPE.

Les corrections de principe constituent une solution tout à fait valable, à ceci près que d'éventuels rubans préenregistrés ne seront pas reproduits dans des conditions optimales (bien que les résultats obtenus soient quand même passables). Le système a, par ailleurs, le substantiel avantage d'être conçu à l'exacte mesure de la tête utilisée.

Nous allons maintenant exposer comment déterminer ces corrections. Soit à établir les corrections voulues par la tête dont la courbe de réponse à 19 et 9,5 cm/s est donnée à la figure 86, a.

Pour la simplicité de l'exposé, nous appellerons fréquence « maximum »

la fréquence correspondant au niveau de sortie maximum; fréquences « basses », toutes les fréquences inférieures à la fréquence maximum; fréquences « élevées », toutes les fréquences supérieures à la fréquence « maximum ». Il est entendu que ces expressions désignent des fréquences différentes selon que nous considérons la courbe à 19 ou à 9,5 cm/s.

Commençons par la correction à l'enregistrement de la courbe à 19 cm/s. On sait qu'à l'enregistrement la correction ne concerne pas les fréquences « basses », ici de 40 à 5000 Hz; toutes ces fréquences doivent donc être transmises de façon identique par le correcteur. Choisissons arbitrairement (1) le niveau de sortie de ces fréquences après le correcteur (1 V, par exemple) et prenons-le comme niveau de référence pour les corrections à apporter (fig. 86, *b*). Nous désirons que le correcteur favorise les fréquences « élevées », et cela dans une mesure telle que, pour chacune, le supplément de sortie (et donc le supplément de niveau d'enregistrement) compense les pertes introduites par le système tête-ruban à la fréquence considérée, pertes qui correspondent sur la courbe de la figure 86, *a*, à la différence entre le niveau de sortie de la fréquence « maximum » et de la fréquence considérée. En première analyse, il faut donc porter, à partir du niveau de référence de la figure 86, *b*, un supplément de sortie équivalent aux pertes; nous obtenons ainsi la courbe 1' (en tirets) de la figure 86, *b*; cette courbe n'est autre que l'inverse de la courbe de réponse de la tête dans la région considérée. Cependant tout ce qu'on ajoute à l'enregistrement ne se retrouve pas à la reproduction, si bien que la correction réelle (fig. 86, *b*, courbe en trait plein repérée 1) devra être supérieure à la correction théorique; le supplément est à déterminer expérimentalement. De toute façon, l'accentuation à l'enregistrement ne peut dépasser 12 à 15 dB, ce qui fait que la correction réelle doit plafonner vers cette valeur. La fréquence correspondant au maximum de correction n'est d'ailleurs déjà plus compensée exactement car il n'est pas possible (pour des questions de réalisation simple du correcteur) de stopper sèchement; il faut passer par un arrondi. La courbe de correction peut, sans inconvénient, se maintenir un peu au niveau + 12 à + 15 dB, mais après il vaut mieux qu'elle retombe assez rapidement (2).

Voyons maintenant la correction à l'enregistrement à prévoir pour la réponse de la tête à 9,5 cm/s. Les fréquences « basses », c'est-à-dire ici de 40 à 3000 Hz, ne demandent pas de correction à l'enregistrement et doivent donc être transmises de façon identique par le correcteur. Il n'y a aucune raison d'enregistrer avec un niveau plus fort ou moins fort les fréquences « basses » de la courbe à 9,5 cm/s que celles de la courbe de réponse à 19 cm/s; par conséquent le niveau arbitraire choisi pour les fréquences « basses » à 19 cm/s doit être maintenu. Comme précédemment, nous allons porter sur ce niveau la correction théorique à prévoir pour chaque fréquence « élevée », c'est-à-dire la différence entre le niveau de sortie de la fréquence « maximum », ici 3000 Hz, et la fréquence « élevée » considérée. Nous obtenons la courbe 2' (en tirets) de la figure 86, *b*, qui devient en pratique la courbe 2 (en trait plein).

L'examen de la figure 86, *b*, révèle que les corrections réelles (en trait plein) à prévoir à 19 cm/s et 9,5 cm/s ont une forme identique et ne dif-

(1) Nous disons *arbitrairement* pour rester dans le domaine général; car si nous parlions niveau réel, ce serait le niveau dont nous avons besoin à cet endroit de la chaîne amplificatrice pour avoir le courant d'enregistrement nominal à la fin de la chaîne.

(2) Pour éviter des battements entre les fréquences élevées du signal B.F. et le signal U.S.

Fig. 86. — Corrections de principe. Elles sont taillées à l'exacte mesure de la tête utilisée. **a)** réponse de la tête sans corrections; **b)** corrections à l'enregistrement. Courbes 1', 2', corrections théoriques à 19 et 9,5 cm/s. Courbes 1, 2, 3, corrections réelles à 19, 9,5, 4,7 cm/s. La correction ne peut guère dépasser 12 à 15 dB (dans l'exemple donné, on s'est limité à 13 dB). Les corrections ne diffèrent que par le décalage des diverses fréquences.

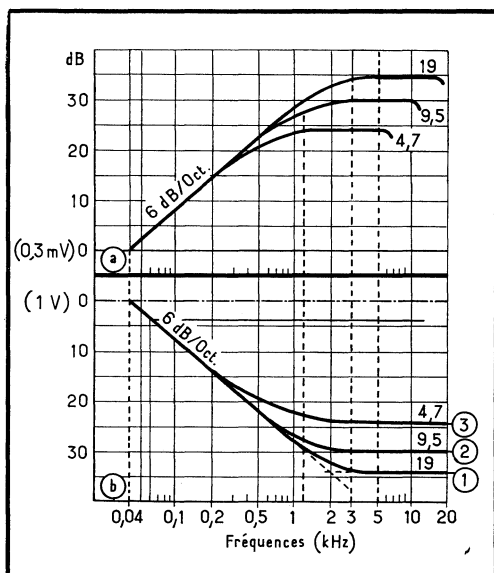
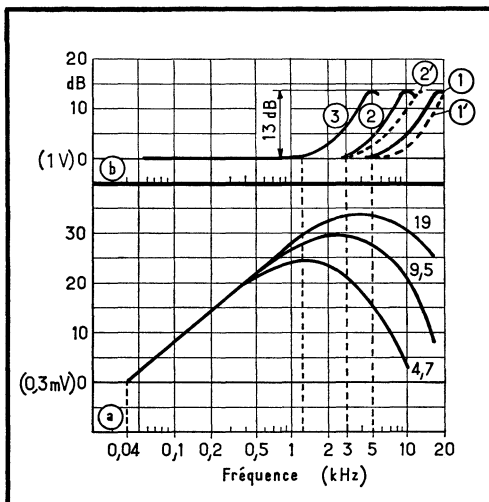


Fig. 87. — Corrections de principe : **a)** réponse à 19, 9,5, 4,7 cm/s de la tête après correction à l'enregistrement selon figure 86; **b)** corrections à la reproduction. Pour chaque vitesse, les corrections obtenues sont l'inverse de la courbe de réponse de la tête. Les corrections ne diffèrent entre elles que par la fréquence à laquelle se place le point d'inflexion, ce qui détermine du même coup la profondeur de la correction.

férent que par le décalage des diverses fréquences. En gros, cela est vrai pour n'importe quelle vitesse. Nous avons d'ailleurs ajouté sur la figure 86, *b*, la courbe 3 qui est celle qui conviendrait à une vitesse de 4,7 cm/s.

Grâce aux corrections apportées à l'enregistrement, la tension aux bornes de la tête, en fonction de la fréquence, prend à la reproduction l'allure indiquée par la figure 87, *a*, pour les deux vitesses qui nous intéressent ici. La réponse est plate du côté des fréquences « élevées », ce qui est un premier résultat, et il n'y a évidemment rien de changé du côté des fréquences « basses ».

C'est ici qu'interviennent les corrections à la reproduction. Nous considérons la plus « basse » fréquence que nous désirons encore transmettre, sans atténuation, soit 40 Hz dans notre exemple. Nous pouvons de nouveau

fixer arbitrairement (1) le niveau auquel la fréquence 40 Hz sort du correcteur (disons 1 V, par exemple) et nous le prenons comme niveau de référence pour les corrections à apporter à la reproduction (fig. 87, *b*, trait mixte). Pourquoi prenons-nous le niveau de la plus « basse » fréquence comme référence? Pour beaucoup de raisons qui demanderaient un assez long développement; aussi nous contenterons-nous d'une justification simple que nous pouvons résumer en un mot : facilité. En prenant comme référence un des niveaux extrêmes de la courbe à corriger, toutes les corrections à compter restent dans un même sens soit positif, soit négatif; d'autre part, seul, entre les points extrêmes, le point « 40 Hz » a l'avantage d'être commun à la réponse à 9,5 cm/s et à 19 cm/s, ce qui en fait une base commode pour la correction.

Passons à la correction proprement dite à 19 cm/s. Toutes les fréquences supérieures à 40 Hz sortent de la tête à un niveau plus élevé que le 40 Hz. Pour que, à la sortie du correcteur, elles se retrouvent au même niveau que ce dernier, il faut que le correcteur introduise, pour chacune de ces fréquences, une atténuation correspondant à la différence de niveau entre la fréquence considérée et le 40 Hz. Nous portons donc ces atténuations sur la figure 87, *b*, à partir du niveau du 40 Hz et nous obtenons ainsi la correction repérée 1 qui est valable à 19 cm/s.

Pour obtenir la correction à 9,5 cm/s, il nous suffit de procéder de même, mais en considérant cette fois les niveaux de sortie de la tête à 9,5 cm/s. Nous obtenons ainsi, pour 9,5 cm/s, la correction marquée 2 sur la figure 87, *b*.

En fait, les corrections à la reproduction ne sont rien d'autre que l'inverse de la réponse de la tête après intervention des corrections à l'enregistrement.

On remarque que, comme dans le cas de l'enregistrement, elles ne diffèrent que par la fréquence à laquelle se place le point d'inflexion, ce qui détermine du même coup la profondeur de la correction. En gros, ceci est valable pour n'importe quelle vitesse. Nous avons d'ailleurs ajouté sur la figure 87, *b*, la correction 3 qui est celle qui serait souhaitable à la vitesse de 4,7 cm/s.

Telle est la façon d'établir les corrections de principe.

CORRECTIONS C.C.I.R. OU C.E.I.

Ces corrections ont été proposées par le « Comité Consultatif International des Radiocommunications » (C.C.I.R.) et par la « Commission Electrotechnique Internationale » (C.E.I.). Par simplification, nous dirons, non pas C.C.I.R./C.E.I., mais simplement C.C.I.R., leur désignation la plus courante.

Les corrections C.C.I.R. se rapportent à la reproduction (mais elles visent du même coup l'enregistrement, puisque ce dernier devra, à partir du système de reproduction normalisé, tendre à obtenir une courbe plate). Il est très difficile de normaliser la correction à la reproduction car il n'y a pas que l'amplificateur à considérer : il y a aussi la tête. Or la tête est un élément dont il est quasi impossible de mesurer la réponse; ce que nous mesurons et appelons courbe de réponse de la tête étant en fait la courbe de réponse du système tête-ruban; il est extrêmement malaisé d'isoler la réponse de la tête seule (2).

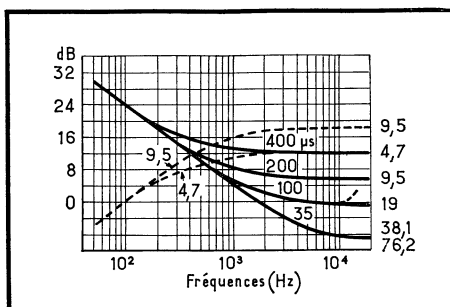
(1) Niveau qui serait d'ailleurs en pratique celui auquel nous désirons trouver le signal corrigé en ce point de la chaîne.

(2) Il faudrait pour cela déterminer la relation existant entre l'intensité du champ magnétique dans l'entrefer de la tête de reproduction et la tension de sortie pour les différentes fréquences, ce qui est presque impossible.

Le C.C.I.R. définit la correction à la reproduction mais aussi, malgré ce que nous avons dit plus haut, la réponse que devrait avoir la tête seule.

Les corrections C.C.I.R. à la reproduction sont données à la figure 88 (trait plein), pour les vitesses de 4,7, 9,5, 19, 38,1, 76,2 cm/s. (Ces corrections sont assimilables à la courbe d'impédance d'un circuit série R-C dont la constante de temps est indiquée sur chaque courbe (1).

Fig. 88. — Corrections C.C.I.R. En traits pleins, corrections théoriques à 76,2, 38,1, 19, 9,5, 4,7 cm/s. En tirets, réponse de la tête normalisée C.C.I.R. pour 9,5 et 4,7 cm/s. Pour chaque vitesse la réponse de la tête est inverse de la courbe de correction correspondante, ce qui évidemment donne une réponse plate. En pratique il n'est pas possible de construire une tête aussi bonne que la tête C.C.I.R. Pour tenir compte de la différence entre la tête C.C.I.R. et la tête réelle, on ajoute une petite correction supplémentaire de quelques décibels aux fréquences élevées. C'est ce qui a été fait ici à titre d'exemple pour 19 cm/s (en pointillé).



La réponse normalisée de la tête est celle d'une tête « idéale » qui n'aurait pas ou peu de pertes. La réponse imposée pour la tête idéale est tout bonnement l'inverse des courbes de correction; on peut d'ailleurs s'en rendre compte sur la figure 88 où nous donnons, en tirets, à titre d'exemple, la réponse de la tête « idéale » à 4,7 cm/s et 9,5 cm/s. Le ruban est enregistré de sorte que la tension qu'il induit dans la tête normalisée étant appliquée à un amplificateur possédant la correction imposée, le résultat soit une courbe de réponse plate.

En pratique, une tête « idéale » n'existe pas. Chaque constructeur devra donc, et ceci fait toujours partie du système, d'abord déterminer la différence entre la tête « idéale » et la tête réelle qu'il met en œuvre dans ses appareils, et ensuite retoucher en conséquence la courbe normalisée de correction de l'amplificateur de reproduction.

Insistons bien sur le fait que les corrections que le C.C.I.R. souhaite voir réaliser dans l'amplificateur de reproduction ne sont donc pas immuables mais sont à retoucher suivant la tête utilisée.

Tout le problème est d'ailleurs de déterminer la différence entre la tête « idéale » et la tête réelle. La réponse de la tête seule est quasi impossible à mesurer, comme nous l'avons dit plus haut. On tourne la difficulté en appliquant certaines méthodes qui permettent de calculer les corrections de façon indirecte. Ces méthodes demandant des mesures longues et difficiles exigeant un appareillage coûteux, nous les laisserons aux soins des spécialistes, sans les décrire. Le fait qu'il est difficile de déterminer les corrections à apporter est le grand reproche à faire au système C.C.I.R.

Faute de pouvoir déterminer la correction avec précision, on peut se contenter d'ajouter, toujours à la reproduction, une correction supplémentaire allant jusqu'à 3 à 5 dB aux plus hautes fréquences. A titre d'exemple, cette correction a été suggérée en pointillé sur la figure 88 pour la correction à 19 cm/s.

(1) Nos lecteurs non familiarisés avec les filtres R-C trouveront les explications voulues dans la suite de ce chapitre.

CORRECTIONS N.A.R.T.B.

Ces corrections ont été proposées par la « National Association of Radio and Television Broadcasters », ou N.A.R.T.B.

Il s'agit essentiellement de la normalisation de la courbe de correction à la reproduction. La figure 89 représente cette correction pour la vitesse de 19 cm/s. On voit que c'est une droite qui s'infléchit à ses deux extrémités : le premier point d'inflexion est à 50 Hz, le second à 3180 Hz. La correction est prévue pour pouvoir être obtenue à l'aide de circuits R-C. La pente de la droite est de 6 dB/octave (et peut donc compenser la chute des basses qui, rappelons-le, est aussi de 6 dB/octave) tandis que les inflexions suivent les lois des circuits R-C. Aux points d'inflexion, il y a 3 dB d'écart par rapport à la droite à 6 dB/octave.

Fig. 89. — Corrections N.A.R.T.B. N.A.R.T.B. définit la courbe de correction à la reproduction d'où vont découler les autres courbes. On voit ici la correction à 19 cm/s. C'est une droite à 6 dB/oct. qui s'infléchit à 50 et 3180 Hz.

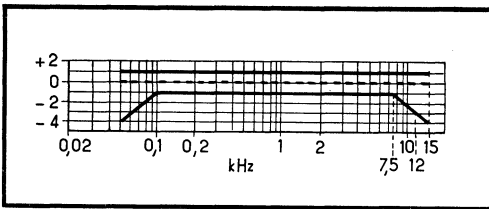
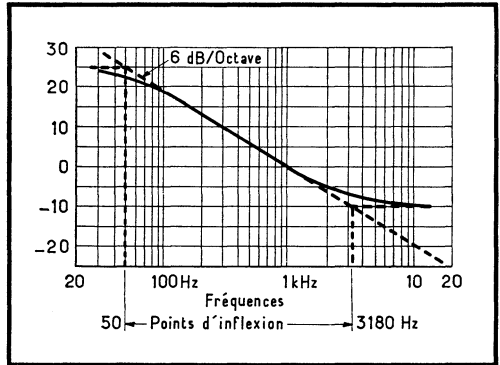


Fig. 90. — Corrections N.A.R.T.B. Tolérance entre lesquelles doit se placer la réponse globale enregistrement/reproduction, à 19 cm/s.

D'autre part, il a été défini les limites à ne pas dépasser pour la réponse du système complet enregistrement-reproduction après correction. On trouve ces limites sur la figure 90, toujours à 19 cm/s.

Pour obtenir une réponse plate, ou quasi plate, à partir de la correction de la figure 89, il faut nécessairement que la tension aux bornes de la tête suive une loi inverse de celle de la correction (fig. 91 : courbe 1-1 correction, courbe 2-1 tension de sortie demandée à la tête). Sans correction à l'enregistrement, la réponse de la tête est par exemple celle indiquée en tirets (3-3). Il faudra donc s'arranger pour appliquer à l'enregistrement des corrections permettant de passer de la courbe 3-3 à la courbe 2-1. La tension de sortie est proportionnelle à l'induction maximale ou ce qu'on appelle plus souvent flux sur le ruban. A courant d'enregistrement constant (droite 4-1), le flux sur le ruban en fonction de la fréquence varie comme il est indiqué par la courbe 4-4; nous savons que le flux diminue aux courtes longueurs d'onde. Regardons du côté des basses : il faut augmenter le flux de la différence entre les courbes 3-3 et 2-1, cela nous donne la courbe de flux 5-4. Il faut donc augmenter le courant d'enregistrement d'autant. Ce courant est représenté par la courbe 5-1. Côté aigus, la réponse de la tête, supposée sans

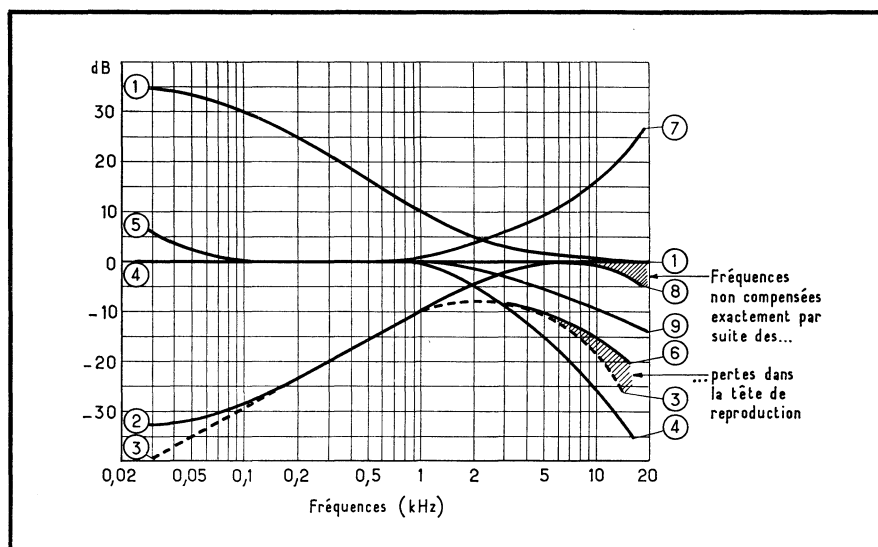


Fig. 91. — Corrections N.A.R.T.B. Discussion complète : 1-1 : correction imposée ; 2-1 : réponse demandée à la sortie de la tête ; 4-1 : courant d'enregistrement constant ; 4-4 : flux correspondant sur le ruban ; 3-3 : réponse de la tête si le flux sur le ruban a l'allure de 4-4 ; 3-6 : *idem*, compte non tenu des pertes aux fréquences élevées ; 5-4 : allure du flux nécessaire pour que la réponse de la tête aux fréquences basses soit celle de 2-1 ; 5-1 : courant d'enregistrement correspondant ; 5-9 : allure du flux sur le ruban après compensation (on a ajouté la différence entre 2-1 et 3-6 à 4-4 ; 5-7 : courant d'enregistrement ou correction à l'enregistrement : le courant d'enregistrement augmente de la différence entre 4-4 et 5-9 ; 4-8 : réponse globale enregistrement-reproduction après correction. La légère chute aux fréquences élevées est due aux pertes de la tête qui n'ont pas été compensées. Ne pas tenir compte des valeurs absolues qui figurent sur ce dessin.

perles, serait par exemple celle de la courbe 3-6. Pour passer de cette courbe à la courbe 2-1, il faut ajouter au flux la différence entre la courbe 2-1 et la courbe 3-6, ce qui donne la courbe de flux 5-9. Le courant d'enregistrement augmente de la quantité correspondante et devient donc celui indiqué par la courbe 5-7 qui n'est rien d'autre que la correction à l'enregistrement. On n'obtient cependant pas une courbe de réponse totale enregistrement-reproduction plate, mais plutôt celle indiquée 4-8 qui chute dans l'aigu du fait que les pertes de la tête n'ont pas été compensées et qu'on ne retrouve pas à la reproduction tout ce qui a été ajouté à l'enregistrement. Cela n'a rien d'affolant puisque de toute façon une tolérance est prévue.

Une des caractéristiques du système N.A.R.T.B. est donc le relevé du courant d'enregistrement du côté extrême grave (5 à 6 dB, + 80 % à + 100 %). Ce relevé est autorisé parce que, pour la plupart des sources sonores, l'amplitude des sons décroît quelque peu dans l'extrême grave : il n'y a donc pas de danger de saturer le ruban, et le niveau général d'enregistrement peut rester à la même valeur que s'il n'y avait pas de relevé. Le relevé de l'extrême grave à l'enregistrement a pour avantage d'améliorer d'autant le rapport S/b à la reproduction (1).

Par ailleurs, on voit que si la caractéristique d'enregistrement n'est pas imposée, elle est plus ou moins suggérée par les résultats à obtenir.

(1) Rien n'empêche d'améliorer les corrections de principe, que nous avons vues en premier lieu, par l'adjonction du relevé de l'extrême grave selon la correction N.A.R.T.B.

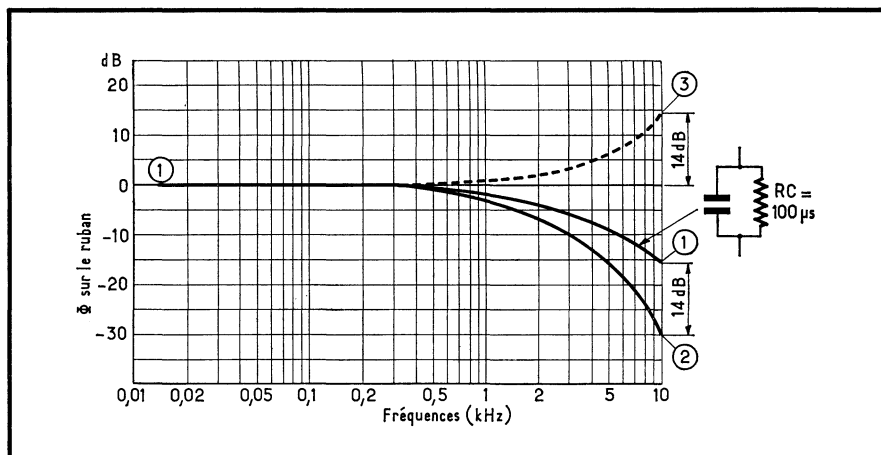


Fig. 92. — 1-1 : flux imposé par D.I.N. à 19 cm/s. Cette courbe est analogue à la courbe d'impédance d'un circuit R-C ayant une constante de temps de $100 \mu s$; 1-2 : allure du flux sans correction ; 1-3 : la correction à l'enregistrement à prévoir est égale à la différence entre les courbes 1-2 et 1-1.

On notera à ce propos que les valeurs que l'on peut relever sur la figure 91 ne doivent pas être prises à la lettre, car les courbes ont été tracées avant tout en vue d'obtenir un dessin suffisamment clair.

Une autre caractéristique est d'inclure les pertes de la tête dans la tolérance. Si on veut obtenir une réponse tout à fait plate en fonction de la tête utilisée, on peut bousculer un peu la caractéristique de correction et appliquer un petit relevé de l'aigu à la reproduction, quitte à déplacer légèrement le point d'inflexion dans l'aigu. C'est ce qui a été fait dans l'enregistreur *Tandberg* « Model 6 » dont nous donnons plus loin (p. 142) les courbes d'enregistrement et de reproduction pour les vitesses de 4,7, 9,5, 19 cm/s. On peut considérer ces courbes comme les courbes pratiques du système N.A.R.T.B. à ces différentes vitesses.

CORRECTIONS D.I.N.

Ces corrections ont été étudiées dans les Deutsche Industrie Normen (D.I.N. 45.511 et 45.513). Elles sont assez suivies par les constructeurs allemands.

Dans le système D.I.N., on normalise le flux sur le ruban, c'est-à-dire que la valeur du flux sur le ruban en fonction de la fréquence suit une loi imposée. Comme il est très difficile de mesurer le flux sur le ruban, l'organisme de normalisation édite un ruban-étalon (« Bezugsband ») sur lequel on a enregistré une série de fréquences avec un niveau tel que le flux sur le ruban suive la loi demandée.

Partant de ce ruban, il est aisé d'établir les corrections nécessaires à la reproduction. On fait défiler le ruban normalisé devant la tête utilisée et on prévoit les corrections de manière à obtenir une courbe de réponse plate à la sortie de l'amplificateur. Le système tient donc parfaitement compte de la réponse particulière à la tête utilisée.

Lorsque la chaîne de reproduction est ainsi réglée, il devient facile de déterminer les corrections à l'enregistrement. Il suffit de les établir de manière telle que le ruban enregistré avec ces corrections procure une réponse identique à celle du ruban-étalon, soit une réponse plate. Donnant

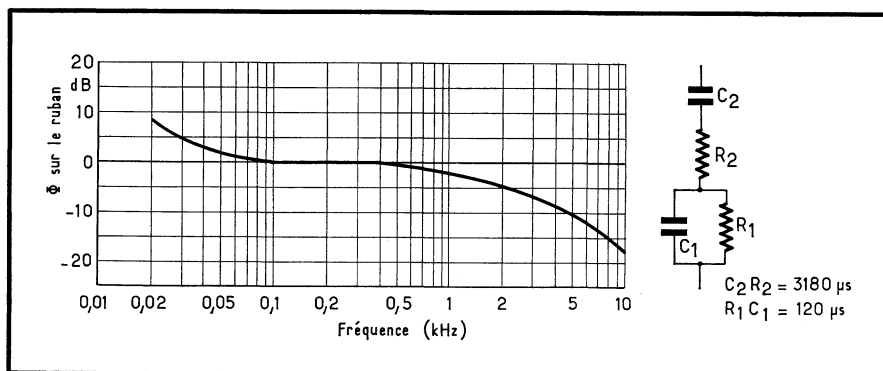


Fig. 93. — Flux sur le ruban à 9,5 cm/s. A cette vitesse, on augmente un peu le flux aux fréquences basses de façon semblable au système N.A.R.T.B. La courbe du flux est analogue à la courbe d'impédance du circuit R-C représenté.

une réponse plate, comme le ruban-étalon, le ruban enregistré possède donc un flux conforme à la normalisation.

Il ressort de ceci que le système D.I.N. est certainement le plus pratique. Il nous reste à étudier comment varie le flux normalisé sur le ruban.

A 19 cm/s, le flux normalisé sur le ruban a l'allure indiquée par la courbe 1-1 de la figure 92. La courbe 1-2 montre, à titre comparatif, quelle serait l'allure du flux pour un enregistrement à courant constant. A 9,5 cm/s, le flux sur le ruban a l'allure indiquée par la figure 93. On remarque qu'à cette vitesse (ainsi d'ailleurs qu'en 4,7 cm/s) on remonte l'extrême grave, de façon analogue aux corrections N.A.R.T.B. Les courbes imposées par le D.I.N. pour le flux sur le ruban ont ceci de particulier qu'elles correspondent à la loi de variation de l'impédance de divers circuits R-C (1). C'est ainsi que la courbe 1-1 de la figure 92 est identique à la courbe de variation d'impédance en fonction de la fréquence d'un circuit parallèle R-C (fig. 92) dont la constante de temps serait de 100 μ s. La courbe de la figure 93 correspond à la courbe d'impédance totale du circuit dessiné dans le coin de la figure. Le circuit parallèle R_1 - C_1 , qui a une constante de temps de 120 μ s, est responsable de la chute de « l'impédance » du côté des aiguës, tandis que le circuit série R_2 - C_2 de 3180 μ s, également utilisé à 4,7 cm/s, provoque l'augmentation « d'impédance » du côté des basses.

Plutôt que de donner la courbe du flux pour chaque vitesse, les normes se contentent en réalité de donner les constantes de temps des circuits dont la variation d'impédance peut être assimilée à la courbe de flux. A 4,7 cm/s, outre le circuit série, on utilise deux circuits parallèles de 70 μ s. A 38,1 cm/s les corrections sont effectuées par un circuit parallèle unique de 35 μ s.

Remarquons que, déjà dans le système C.C.I.R., la courbe de réponse imposée pour la correction n'était rien d'autre que la courbe d'impédance d'un circuit R-C série ayant la constante de temps indiquée.

Il faut insister sur le fait que, aussi bien dans le système C.C.I.R. que dans le système D.I.N., les valeurs indiquées pour les circuits R-C ne servent qu'à définir une courbe et non à obtenir la correction. En d'autres termes, les circuits cités ne sont pas ceux qu'il faut intercaler dans les amplificateurs pour obtenir la correction voulue.

(1) Nos lecteurs non familiarisés avec les filtres R-C liront avec intérêt le paragraphe que nous y consacrons avant de poursuivre l'étude des corrections D.I.N.

Par exemple, l'allure de la correction à fournir par l'amplificateur d'enregistrement pour obtenir à 19 cm/s le flux imposé par le D.I.N. est donnée sur la figure 92, courbe 1-3. Le supplément de niveau à prévoir à l'enregistrement pour obtenir le flux normalisé est, pour chaque fréquence, la différence entre les courbes 1-2 et 1-1. On voit que la courbe 1-3 est différente de celle du circuit R-C.

CORRECTIONS ARBITRAIRES.

Dans le but de réaliser une économie, les constructeurs adoptent parfois des corrections étudiées en vue de comporter le moins d'éléments possibles. Nous ne nous étendrons pas sur ce sujet qui a déjà été abordé page 62.

C. — QUELQUES NOTIONS DE BASE SUR LES ÉLÉMENTS PERMETTANT D'AGIR SUR LA RÉPONSE EN FRÉQUENCES

Les corrections sont obtenues à l'aide de circuits correcteurs insérés dans les circuits d'amplification. Il serait fastidieux d'étudier tous les circuits réalisables. Nous nous en tiendrons donc à exposer quels sont les moyens de base permettant d'agir sur la réponse en fréquence.

Filtres.

Un premier moyen consiste à intercaler un filtre dans la chaîne d'amplification.

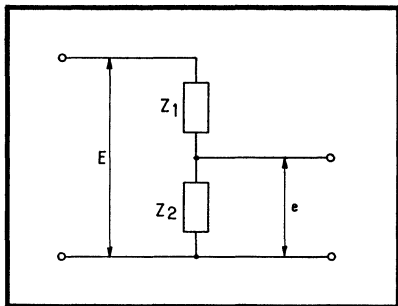


Fig. 94. — Un filtre est un diviseur qui comporte des éléments dont l'impédance est fonction de la fréquence. Par conséquent, à tension d'entrée constante, E , on trouve à la sortie une tension, e , fonction de la fréquence suivant une loi déterminée par les éléments dont est composé le diviseur.

Un filtre n'est rien d'autre qu'un diviseur de tension (fig. 94) dont le rapport de division est variable en fonction de la fréquence du fait que ce diviseur comporte des éléments dont l'impédance est fonction de la fréquence. Par conséquent, à tension d'entrée constante E , aux bornes du diviseur, on trouve à la sortie une tension e , fonction de la fréquence suivant une loi déterminée par les éléments dont est composé le diviseur.

Filtres R-C.

Ces filtres sont formés exclusivement de résistances et de condensateurs. La combinaison la plus simple comporte une résistance et un condensateur. Les propriétés de ce circuit sont la base même de tous les circuits de correction faisant appel à des résistances et des condensateurs. C'est pourquoi il est bon de l'étudier de façon assez approfondie.

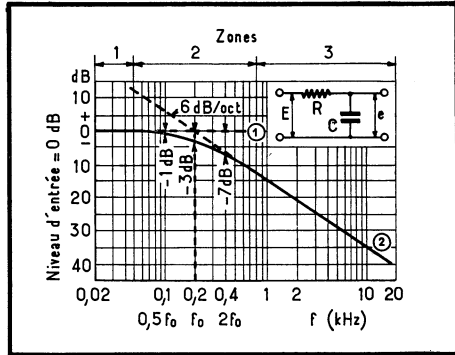
FILTRE R-C SIMPLE (selon fig. 95).

Il y a deux circuits possibles, indiqués avec les courbes de transmission afférentes, par les figures 95 et 97.

Fig. 95. — Structure et réponse d'un filtre passe-bas. Le point de rencontre des prolongements des droites 1 et 2 détermine la fréquence d'inflexion f_0 :

$$f_0 = 1/2 \pi RC$$

Pour f_0 l'atténuation vaut 3 dB. Partant de f_0 , il faut un peu plus d'une octave de chaque côté pour atteindre les droites 1 ou 2. La courbe donnée est valable pour $C = 2000 \text{ pF}$ et $R = 400\,000 \text{ } \Omega$.



Commençons par le circuit de la figure 95. Nous appellerons D le rapport tension de sortie/tension d'entrée ou e/E . L'étude vectorielle du circuit montrerait que :

$$D = \frac{e}{E} = \frac{Z_c}{Z_t} = \frac{Z_c}{\sqrt{Z_c^2 + R^2}}$$

Z_c étant l'impédance du condensateur $= 1/\omega C = 1/2 \pi f C$ (C en farads)
 Z_t étant l'impédance totale du circuit $= \sqrt{Z_c^2 + R^2}$

Aux fréquences basses Z_c est élevé, R^2 est donc négligeable vis-à-vis de Z_c^2 d'où Z_t est pratiquement égal à Z_c ; $D \approx Z_c/Z_c \approx 1$. C'est la zone 1 de la courbe de transmission où D est constant et vaut 1 (droite repérée 1).

Aux fréquences élevées Z_c diminue fortement; Z_c^2 devient négligeable vis-à-vis de R^2 , d'où Z_t est pratiquement égal à R ; $D \approx Z_c/R$; Z_c diminue proportionnellement à l'augmentation de la fréquence, tandis que R est constant. Il s'ensuit que $D \approx Z_c/(\text{constante})$ diminue aussi proportionnellement à la fréquence; c'est la zone 3 de la figure 95. Si f double, Z_c est divisé par 2, ainsi que D ; en d'autres termes, nous avons là une pente d'atténuation de 6 dB par octave, soit 50 %/octave (droite repérée 2).

Dans la zone 2, le rapport passe progressivement de la pente nulle à la pente à 6 dB/octave; R et C ne sont plus négligeables vis-à-vis l'un de l'autre. Calculons le rapport D pour une valeur de f , f_0 , telle que $Z_c = R$.

$$D = \frac{Z_c}{\sqrt{Z_c^2 + Z_c^2}} = \frac{Z_c}{\sqrt{2 Z_c^2}} = \frac{Z_c}{Z_c \sqrt{2}} = \frac{1}{1,41} = 0,71.$$

L'atténuation vaut 3 dB. La fréquence f_0 est située au croisement des prolongements des droites 1 et 2 au milieu de la zone 2. Partant de cette fréquence, il faut un peu plus d'une octave de chaque côté pour rejoindre les régions droites 1 et 2. La fréquence f_0 détermine le point d'inflexion du filtre. Elle dépend de R et de C :

pour f_0 , $R = 1/\omega C = 1/2 \pi f_0 C$; $R 2 \pi f_0 C = 1$.

La fréquence d'inflexion du filtre vaut donc :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi RC} \quad (\text{C en farads, R en ohms.}) \quad (1)$$

C'est donc le produit RC qui impose le point d'inflexion du filtre.

f_0 peut également être calculée à partir de la constante de temps. Quand on examine la charge d'un condensateur à travers une résistance, on constate que le temps nécessaire pour atteindre une fraction quelconque de la tension de charge est d'autant plus grand que R et C sont grands. On peut donc établir un rapport entre le produit RC et le temps. Notamment, si R est en ohms, C en farads, on constate qu'au bout d'un nombre de secondes égal à ce produit la tension aux bornes de C atteint 63 % de la tension de charge. Le produit RC est la constante de temps ou T :

$$T_{sec} = R \Omega \cdot C_F$$

De cette formule on peut en déduire deux autres, d'emploi plus pratique :

$$\begin{aligned} T \text{ (en } \mu s) &= R \text{ (M}\Omega) \times C \text{ (pF)} \\ &= R \text{ (k}\Omega) \times C \text{ (nF)} \end{aligned}$$

Connaître le temps mis (en secondes ou en microsecondes) par un circuit R-C pour que C soit chargé à 63 % de la tension initiale revient donc à connaître le produit RC. En d'autres termes, T suffit à caractériser à la fois la fréquence d'inflexion et le circuit R-C. Dans la formule (1), T peut être substitué à RC. On a ainsi :

T étant en secondes :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi T} = f_0 = \frac{0,160}{T} \quad (2)$$

T étant en microsecondes :

$$f_0 = \frac{10^6}{2 \pi T (\mu s)} = f_0 = \frac{160\,000}{T (\mu s)} \quad (3)$$

Le filtre que nous venons d'étudier n'atténue pas les fréquences basses : c'est un « passe-bas ».

IMPEDANCE D'UN CIRCUIT SERIE R-C.

Retenons que l'impédance (Z_t) d'un circuit série R-C est pratiquement égale à celle de C (Z_c) pour les fréquences basses jusqu'à environ $0,5 f_0$ et à celle de R pour les fréquences élevées environ à partir de $2 f_0$. Pour f_0 elle vaut $1,41 R$ ou $1,41 Z_c$ (fig. 96).

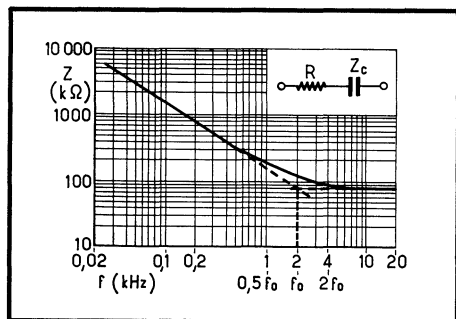


Fig. 96. — Impédance d'un circuit série R-C. Cette impédance est pratiquement égale à celle de C, Z_c pour les fréquences basses jusqu'à environ $0,5 f_0$, et à celle de R pour les fréquences élevées, environ à partir de $2 f_0$. Pour f_0 elle vaut $1,41 R$ ou $1,41 Z_c$. La courbe donnée est valable pour 1000 pF et $80\,000 \Omega$.

FILTRE R-C SIMPLE (selon fig. 97).

La tension de sortie est prélevée sur R. Ici l'étude vectorielle montrerait que :

$$D = e/E = R/Z_t = \text{Constante}/Z_t.$$

Or Z_t varie comme nous l'avons vu pour le circuit précédent. Pour les fréquences basses Z_t vaut Z_c qui est grande vis-à-vis de R , et D est faible; si la fréquence double, Z_c est divisée par 2, d'où D est doublé : dans cette région (région 1 sur la figure) la pente est de 6 dB/octave. Pour la fréquence f_o , $Z_c = R$ et donc $Z_t = 1,41 R$; D vaut $R/1,41 R$ ou 0,7. Pour les fréquences élevées largement supérieures à f_o , l'impédance totale se résume à R , d'où D vaut R/R ou 1 (région 3). On retrouve une courbe d'allure symétrique à celle du circuit précédent. La fréquence d'inflexion f_o répond à la même formule et, à cet endroit, l'atténuation est aussi de 3 dB.

Fig. 97. — Structure et réponse d'un filtre passe-haut. Le point de rencontre des prolongements des droites 1 et 2 détermine la fréquence d'inflexion f_o .

$$f_o = 1/2 \pi R C$$

Pour f_o , l'atténuation vaut 3 dB. Partant de f_o , il faut un peu moins de deux octaves de chaque côté pour atteindre les droites 1 ou 2. La courbe donnée est valable pour $C = 1000 \text{ pF}$ et $R = 80\,000 \text{ } \Omega$.

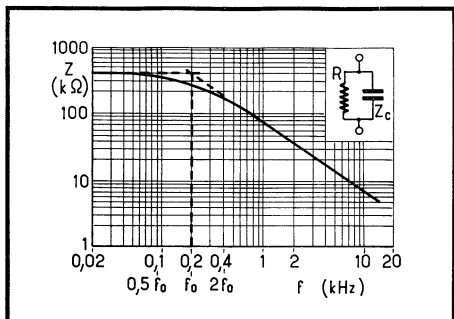
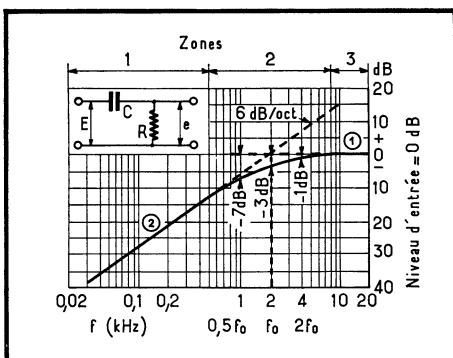


Fig. 98. — Impédance d'un circuit parallèle R-C. Cette impédance est pratiquement égale à celle de R pour les fréquences basses jusqu'à environ $0,5 f_o$ et à celle de C pour les fréquences élevées à partir de $2 f_o$. Pour f_o elle vaut $0,7 R$ ou $0,7 Z_c$. La courbe donnée est valable pour $R = 400\,000 \text{ } \Omega$, $C = 2000 \text{ pF}$.

Le filtre de la figure 97 n'atténue pas les fréquences élevées : c'est donc un passe-haut.

IMPEDANCE D'UN CIRCUIT PARALLELE R-C.

La connaissance de l'évolution de l'impédance d'un circuit parallèle R-C est très utile pour comprendre l'action de nombre de circuits. Cette impédance, Z_t , évolue comme indiqué par la figure 98. Aux fréquences basses, l'impédance de C , Z_c , est quasi infinie; Z_t est égale à R . Aux fréquences élevées, Z_c est devenue beaucoup plus faible que R ; Z_t vaut Z_c . Elle diminue donc selon une droite à 6 dB/octave. Entre les deux régions, il y a une zone de raccordement d'allure analogue à celle du circuit R-C série. Les formules (1) (2) (3) données pour le circuit de la figure 95 sont applicables au calcul du point d'inflexion de la courbe d'impédance.

Retenons que l'impédance d'un circuit parallèle est pratiquement égale à R pour les fréquences basses jusqu'à environ $0,5 f_o$ et à celle de C pour les fréquences élevées à partir de $2 f_o$. Pour f_o elle vaut $0,7 R$ ou $0,7 Z_c$.

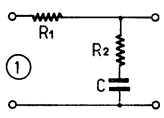
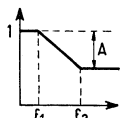
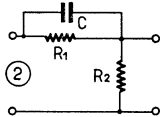
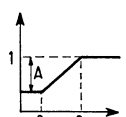
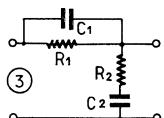
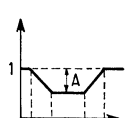
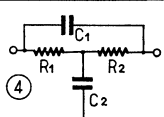
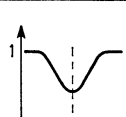
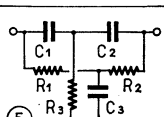
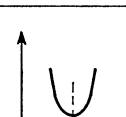
Schéma	Courbe	f_1	f_2	f_3	f_4	A
		$\frac{1}{2\pi(R_1+R_2)C}$	$\frac{1}{2\pi R_2 C}$			$\frac{R_2}{R_1+R_2}$
		$\frac{1}{2\pi R_1 C}$	$\frac{R_1+R_2}{2\pi(R_1 R_2)C}$			$\frac{R_2}{R_1+R_2}$
		$\frac{1}{2\pi(R_1+R_2)C_2}$	$\frac{1}{2\pi R_2 C_2}$	$\frac{1}{2\pi R_1 C_1}$	$\frac{R_1+R_2}{2\pi(R_1 R_2)C}$	$\frac{R_2}{R_1+R_2}$
		$\frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$ $R = R_1 = R_2$				Voir remarque
		$\frac{1}{2\pi R}$ $R_1 = R_2 = 2R_3$ $C_1 = C_2 = 0,5C_3$				

Fig. 99. — Tableau résumant les propriétés de quelques filtres R-C.

CIRCUITS R-C COMPLEXES.

Le tableau de la figure 99 résume les caractéristiques de quelques circuits complexes. Il y a lieu de faire les remarques suivantes :

- Le filtre n° 1 est apte à réaliser la correction N.A.R.T.B.;
- Bien entendu les diverses pentes et zones de raccordement sont identiques à celles vues pour les circuits R-C simples, sauf pour :
- Le filtre n° 4 (filtre en T ponté) qui peut avoir une pente supérieure à 6 dB/octave. On l'emploie parfois en tant que correcteur à l'enregistrement. La profondeur du creux varie dans le même sens que le rapport C_2/C_1 , mais de façon non linéaire.

Filtres L-C-R.

Ces filtres sont formés de self-inductions, de condensateurs et de résistances. Vu l'application poursuivie ici nous ne porterons notre attention que sur quelques points.

a) IMPEDANCE D'UN CIRCUIT L-C SERIE.

Ce circuit est représenté à la figure 100 avec sa courbe d'impédance. Pour la fréquence f_0 , l'impédance du circuit passe par un minimum : elle

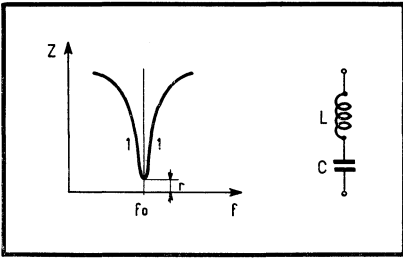


Fig. 100. — Impédance d'un circuit L-C série. Pour la fréquence f_0 donnée par la formule :

$$f_0 = 1/2 \pi \sqrt{LC}$$

l'impédance est minimum et vaut r , résistance ohmique de L . La pente repérée 1 est d'autant plus raide que le coefficient $Q = \omega L/r$ est élevé.

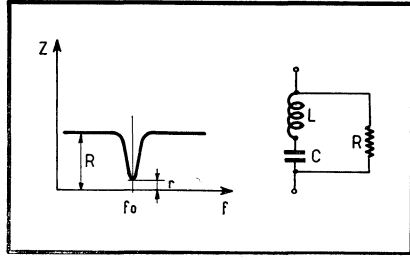


Fig. 101. — Impédance d'un circuit L-C série, R parallèle. La mise en parallèle d'une résistance R sur un circuit dont l'impédance évolue selon la figure 100 a pour effet de limiter la remontée de l'impédance à la valeur de R .

se résume à la résistance ohmique r du bobinage de L . En dehors de f_0 , l'impédance remonte vers des valeurs très élevées. La fréquence f_0 , dite fréquence de résonance, est donnée par la formule :

$$f = 1/2 \pi \sqrt{LC} \quad f \text{ en hertz, } L \text{ en henrys, } C \text{ en farads.}$$

La pente repérée 1 est d'autant plus raide que le rapport $L \omega/r$, ou Q est élevé. En s'éloignant davantage de la résonance, la pente passe progressivement à la valeur de 6 dB/octave.

b) *IMPEDANCE D'UN CIRCUIT L-C SERIE, R PARALLELE.*

La figure 101 représente ce circuit et sa courbe d'impédance. Il est aisé de comprendre que la mise en parallèle d'une résistance et d'un circuit dont l'impédance évolue selon la figure 100 donne la courbe d'impédance indiquée. L'effet de R est donc de limiter la montée de l'impédance quand on s'éloigne de f_0 .

c) *IMPEDANCE D'UN CIRCUIT L-C PARALLELE.*

La figure 102 représente ce circuit et sa courbe d'impédance Z . Pour la fréquence f_0 , Z passe par un maximum. A cette fréquence, l'impédance de L ,

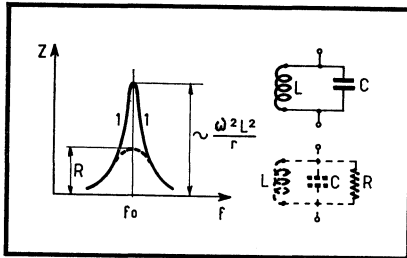


Fig. 102. — Impédance d'un circuit parallèle L-C. Pour la fréquence f_0 donnée par la formule :

$$f_0 = 1/2 \pi \sqrt{LC}$$

l'impédance est maximum et vaut (approximativement) $\omega^2 L^2/r$ (r = résistance ohmique de L). La pente repérée 1 est d'autant plus raide que le coefficient $Q = \omega L/r$ est élevé.

$L \omega$, vaut l'impédance de C , $1/C \omega$. Les deux impédances absorbent le même courant; ces courants sont à tout instant de sens opposés, c'est-à-dire que, quand par exemple $L \omega$ débite un courant maximal, $1/C \omega$ exige un courant maximal. Le courant de L passe directement dans C et vice versa. Dans ces conditions, les deux éléments n'absorbent aucun courant à la source branchée sur le système. Un circuit qui est branché sur une source et qui n'absorbe aucun courant a une impédance infinie. Pour la fréquence f_0 ,

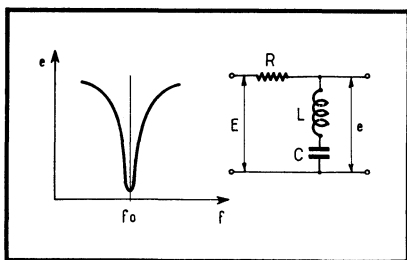


Fig. 103. — Filtre R-L-C « absorbeur ». L'impédance du circuit L-C est minimum pour la fréquence f_0 sur laquelle L-C est accordé. L-C est quasi un court-circuit pour f_0 . Les autres fréquences sont d'autant moins atténuées que le Q du L-C est élevé.

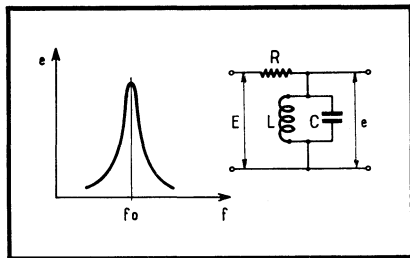


Fig. 104. — Filtre R-L-C « bouchon ». L'impédance du circuit L-C est maximum pour la fréquence f_0 sur laquelle L-C est accordé. L-C est un « bouchon » pour f_0 . L'atténuation des autres fréquences est d'autant plus rapide que le Q du L-C est élevé.

l'impédance du circuit est théoriquement infinie. Théoriquement car, en réalité, il y a des pertes dans L et C; ces pertes sont équivalentes à une résistance R, branchée en parallèle sur L et C. La valeur de R est l'impédance limite que peut atteindre le circuit. La résistance ohmique de L, r , peut être ramenée à une résistance parallèle. Cette résistance parallèle vaut : $R = \omega^2 L^2 / r$; elle fixe la valeur maximale de Z, étant entendu qu'en réalité Z sera encore diminuée du fait qu'il y a encore d'autres pertes.

La fréquence de résonance f_0 est donnée par la même formule que pour le circuit série.

En dehors de f_0 , Z descend vers des valeurs très basses. La pente repérée 1 est d'autant plus raide que R est élevée, donc que Q est grand ($R = \omega^2 L^2 / r = \omega L \times \omega L / r = \omega L \times Q$). En s'éloignant davantage de la résonance, la pente passe progressivement à la valeur de 6 dB/octave. (Aux fréquences basses, le circuit se résume à L, et Z varie comme $L \omega$; aux fréquences élevées le circuit se résume à C, et Z varie comme $1/\omega C$.)

d) IMPEDANCE D'UN CIRCUIT R-L-C PARALLELE.

Il est évident que l'action d'une résistance en parallèle sur L-C a pour effet d'aplatir la courbe d'impédance, ainsi qu'on peut le voir sur la figure 102 (trait en tirets). L'aplatissement est d'autant plus élevé que R est faible.

e) FILTRE R-L-C « ABSORBEUR ».

Ce filtre est conçu selon la figure 103. Le rapport de transmission D vaut e/E ou Z/Z_t . En dehors de la résonance, Z est très élevée vis-à-vis de R, d'où $Z_t \approx Z$ et $D \approx Z/Z_t = 1$. A la résonance Z vaut r (résistance ohmique de L) tandis que Z_t vaut $R + r$; r est négligeable vis-à-vis de R, d'où $Z_t \approx R$; $D \approx r/R$.

Ce filtre est très utile pour éliminer une fréquence indésirable. La pente d'atténuation de part et d'autre de f_0 est d'autant plus raide que le Q de L est élevé.

f) FILTRE R-L-C « BOUCHON ».

Il est conçu selon la figure 104. Ici aussi, $D = Z/Z_t$. En dehors de la résonance, Z est quasi nulle, Z_t se résume à R; d'où $D \approx 0/R = 0$. A la résonance Z vaut R_p (résistance parallèle équivalente à L-C), $Z_t = R_p + R$; $D = R_p/R_p + R$; R est petite vis-à-vis de R_p , d'où $D \approx R_p/R_p \approx 1$.

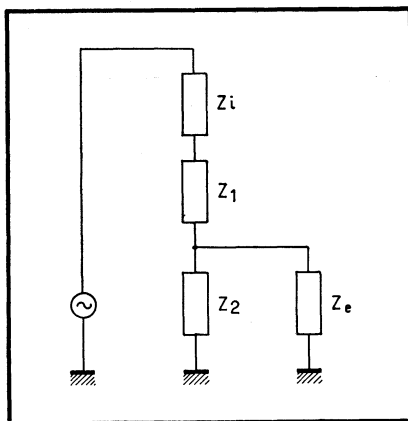
Le filtre ne laisse passer que la fréquence sur laquelle L-C est accordé. L-C est un « bouchon » pour cette fréquence, ce qui permet au rapport D de devenir supérieur à 0.

La pente d'atténuation de part et d'autre de f_0 est d'autant plus raide que le Q de L est élevé.

Recommandation générale pour l'emploi des filtres.

En pratique, un filtre est attaqué par une source et débite sur un dispositif quelconque. Comme le montre la figure 105, l'impédance interne Z_i de la source vient en série avec Z_1 , tandis que l'impédance d'entrée Z_e du dispositif attaqué vient en parallèle avec Z_2 . Il faut en tenir compte pour le calcul du filtre.

Fig. 105. — En pratique, un filtre est attaqué par une source et débite sur un dispositif quelconque. L'impédance Z_i de la source vient en série avec Z_1 , tandis que l'impédance d'entrée Z_e du dispositif attaqué vient en parallèle avec Z_2 . Il faut en tenir compte pour le calcul du filtre.



Si on veut éviter cela, on peut essayer de faire travailler le filtre dans des conditions aussi voisines que possible des conditions idéales où Z_i est nulle et Z_e infinie (1). Il suffit en fait que Z_i soit négligeable vis-à-vis des éléments du filtre, de même que Z_e . Ce résultat peut être obtenu, soit en jouant sur Z_i et Z_e (si cela est possible), soit en choisissant en conséquence les valeurs des éléments qui composent le filtre. Par exemple, si nous prenons le cas d'un filtre R-C simple, où la fréquence d'inflexion est conditionnée par le produit RC, un même produit RC peut être obtenu avec R grand et C petit, ou, inversement, R petit et C grand. Dans un cas, le filtre comporte des éléments à haute impédance; dans l'autre cas, à basse impédance. On utilisera le type le plus adapté à l'application envisagée.

Amplificateur à contre-réaction sélective.

C'est le deuxième moyen d'agir sur la réponse en fréquence. Commençons par voir ce qu'est la contre-réaction.

CONTRE-REACTION.

Le gain A d'un étage amplificateur (fig. 106) est égal au rapport de la tension de sortie V_s à la tension d'entrée V_E . Le gain G du tube qui équipe l'étage amplificateur est égal au rapport de la tension alternative à l'anode V_s , à la tension alternative entre grille et cathode V_{gk} . Dans un montage donné, G est une constante, si on ne change rien aux conditions de fonctionnement du tube. Il n'en va pas de même de A : si nous diminuons V_{gk} , sans toucher à V_E , V_s qui vaut $V_{gk} \cdot G$ diminue, d'où A qui vaut V_s/V_E décroît également.

(1) Ces conditions ne sont idéales que dans le cas d'un filtre servant à transmettre une tension, comme c'est le cas dans un enregistreur. Dans le cas d'un filtre servant à transmettre une puissance, les impédances devraient être adaptées.

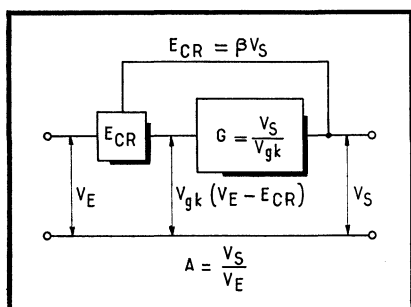


Fig. 106. — On soustrait de la tension d'entrée V_E une tension dite de contre-réaction E_{CR} qui est une fraction β de la tension de sortie V_S de l'étage.

La tension réelle d'attaque de l'élément amplificateur, V_{gk} , diminue et vaut $V_E - E_{CR}$. La tension de sortie V_S diminue. Le gain A , qui vaut V_S/V_E , est diminué, et cela en fonction de l'importance de E_{CR} .

Pour diminuer V_{gk} sans toucher à V_E , il faut introduire dans le circuit d'entrée une tension dite tension de contre-réaction ou E_{CR} qui varie comme V_S et vient en déduction de celle-ci. Cet effet peut être obtenu :

— En injectant la tension E_{CR} entre l'entrée et la grille. Dans ce cas E_{CR} est de phase opposée à V_E (fig. 107, a). V_{gk} devient $V_E - E_{CR}$.

— En injectant la tension E_{CR} entre la masse et la cathode (fig. 107, b). Dans ce cas, E_{CR} est de même phase que V_E . Si la cathode varie dans la même direction que la grille, la différence entre grille et cathode est diminuée, ce qui réduit V_{gk} . Ici aussi V_{gk} vaut donc $V_E - E_{CR}$. Pratiquement, E_{CR} est une fraction de la tension de sortie V_S prélevée au moyen d'un diviseur dont l'inverse du rapport de division est appelé taux de contre-réaction et symbolisé par β .

GAIN D'UN ETAGE SOUMIS A CONTRE-REACTION.

Le gain A d'un amplificateur soumis à une contre-réaction est plus faible qu'en l'absence de contre-réaction. Il est donné par la formule :

$$\text{Gain avec contre-réaction} = A = \frac{G}{1 + \beta G}$$

G = gain de l'amplificateur sans contre-réaction;

β = E_{CR}/V_S = inverse du rapport du diviseur entre sortie et entrée.

La formule se simplifie si le produit βG est suffisant pour que le terme 1 devienne une partie insignifiante dans le dénominateur et puisse être négligé. Donc en définitive :

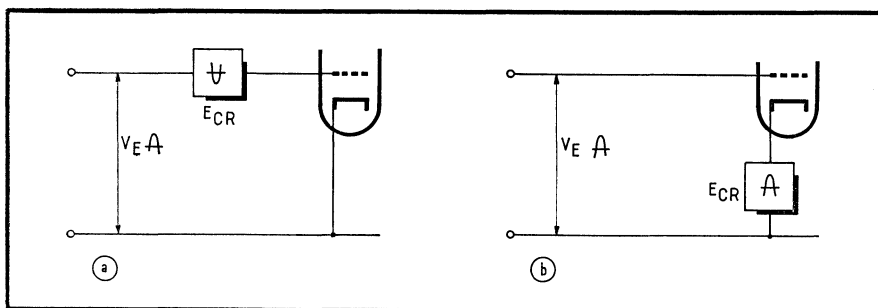


Fig. 107. — La tension de contre-réaction E_{CR} peut être injectée : a) entre entrée et grille, dans ce cas E_{CR} est de phase opposée à V_E , V_{gk} devient $V_E - E_{CR}$; b) entre cathode et masse, dans ce cas E_{CR} a la même phase que V_E (si la cathode varie dans le même sens que la grille, la différence entre la grille et cathode est diminuée, ce qui réduit V_{gk}). Ici aussi V_{gk} devient $V_E - E_{CR}$.

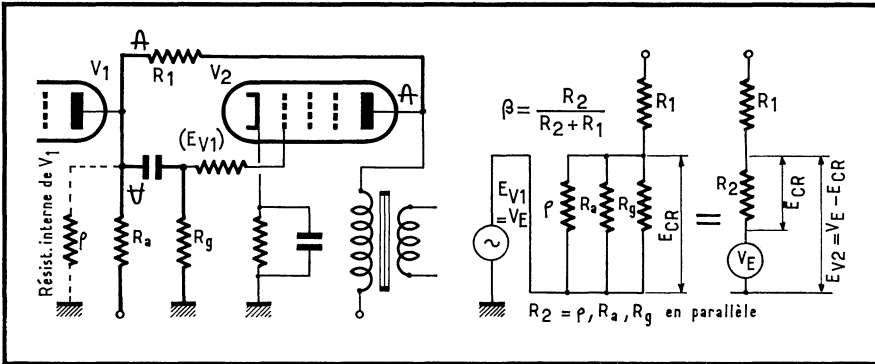


Fig. 108. — Une fraction de la tension de sortie de V_2 est réinjectée dans le circuit de grille. A gauche, circuit réel. A droite, circuit équivalent. R_1 forme diviseur avec R_2 , valeur résultant de la mise en parallèle de ρ , R_a , R_g . La tension E_{CR} , en opposition, vient en déduction de la tension E_{V1} développée par V_1 .

$$A \simeq \frac{1}{\beta} \text{ (ce qui est valable si } G\beta \text{ est supérieur à 4).}$$

Le gain d'un amplificateur soumis à une contre-réaction est donc tout simplement l'inverse du taux β pour autant que le produit $G\beta$ reste nettement plus grand que 1. En pratique, une valeur de $G\beta$ supérieure à 4 est suffisante. Entre G divisé par $1 + 4 = 5$, ou G divisé par 4, il y a seulement une erreur de 2 dB. Cette erreur diminue d'autant plus que $G\beta$ est supérieur à 4.

CONTRE-REACTION DE TENSION ET D'INTENSITE.

La tension E_{CR} peut être produite de deux façons :

— Soit à partir de la tension de sortie V_s dont une fraction est ramenée à l'entrée par un diviseur. Dans ce cas on dit qu'on a affaire à une contre-réaction de tension;

— Soit par la chute de tension qui a lieu aux bornes d'un circuit qui fait partie du circuit d'entrée et que l'on fait parcourir par le courant de sortie. Dans ce cas, on dit qu'on a affaire à une contre-réaction d'intensité.

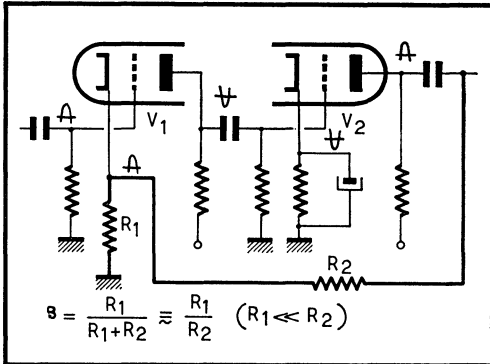


Fig. 109. — Une fraction E_{CR} de la tension de sortie de V_2 est réinjectée sur la cathode de V_1 via le diviseur R_2 , R_1 . E_{CR} diminue la tension d'entrée de V_1 . En pratique, R_1 est négligeable devant R_2 , si bien que β est à peu près égal à R_1/R_2 .

Les figures 108 et 109 constituent deux exemples de contre-réaction de tension. A la figure 108, la contre-réaction est injectée dans le circuit de grille. La tension à la plaque de V_2 est de phase opposée à celle de sa grille.

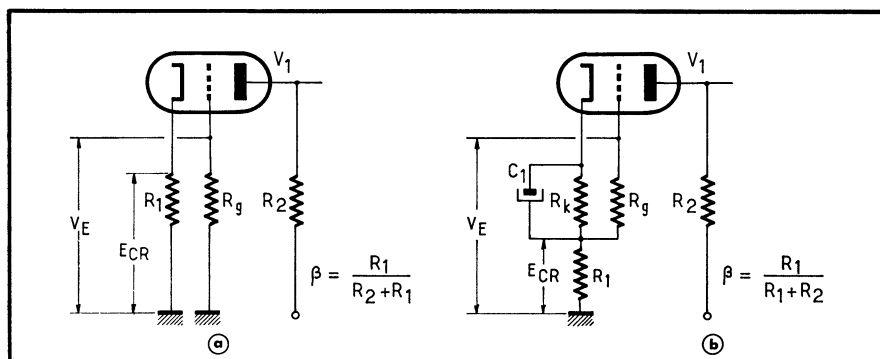


Fig. 110. — a) Pour obtenir une contre-réaction d'intensité, il suffit d'omettre le condensateur de découplage de la résistance de cathode. La tension E_{CR} produite par le courant de V_1 vient en déduction de V_E . b) schéma à adopter quand la valeur souhaitée pour R_1 est différente de la valeur nécessaire pour la polarisation.

R_1 fait diviseur avec ρ (résistance interne du tube V_1) en parallèle avec R_a (résistance d'anode du même tube) et R_g (fuite de grille de V_2), ensemble équivalant à R_2 . Le taux β vaut $R_2/(R_2 + R_1)$. La tension aux bornes de R_2 vient en déduction de la tension développée par V_1 . A la figure 109, la tension de contre-réaction est injectée dans la cathode du tube V_1 . Elle est prélevée sur la plaque de V_2 (qui a la phase voulue) et exerce ses effets sur l'ensemble des deux tubes. β vaut $R_1/(R_1 + R_2)$. En pratique, dans ce montage, R_1 est nettement plus faible que R_2 , si bien que la somme $R_1 + R_2$ peut être confondue avec R_2 . Dans ces conditions β vaut R_1/R_2 .

Les figures 110 et 111 nous fournissent deux exemples de contre-réaction d'intensité. A la figure 110, a, nous avons le circuit de contre-réaction le plus simple qui soit : pour obtenir la contre-réaction, il suffit simplement d'omettre le condensateur de découplage de la résistance de cathode R_1 . Le courant du tube traverse R_1 et provoque l'apparition d'une tension E_{CR} qui vient en déduction de V_E . Le taux β vaut $R_1/(R_1 + R_2)$. On a recours au schéma de la figure 110, b, quand la valeur de R_1 nécessaire pour obtenir le taux souhaité est différente de la valeur voulue pour obtenir la polarisation correcte. R_k , au pied de laquelle on ramène R_g , assure la polarisation. R_k , découplée par C_1 , n'intervient pas dans le calcul du taux qui vaut toujours $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$. Enfin, le schéma de la figure 111 est souvent utilisé pour un étage final. S_1 parcouru par le courant de sortie injecte une tension entre la cathode et la masse; E_{CR} vaut la tension sur P_1 divisée par n , rapport de transformation P_1/S_1 d'où $\beta = E_{CR}/V_s = 1/n$.

Le côté de S_1 relié à la masse et le côté relié à la cathode seront choisis tels que la tension développée soit en phase avec la tension sur la grille de V_1 . R_g peut être ramenée indifféremment à la masse ou en A.

CONTRE-REACTION SELECTIVE.

Nous arrivons ici au but de notre petite étude sur la contre-réaction. Nous avons dit plus haut que le gain A de l'étage soumis à une contre-réaction était fonction de β . Il est clair que si β varie avec la fréquence, le gain A varie aussi avec la fréquence. Dans ce cas, la contre-réaction est dite sélective : elle n'affecte pas toutes les fréquences de la même façon.

Il est très aisé de rendre β variable avec la fréquence : il suffit que le circuit diviseur (cas de la contre-réaction de tension) ou le circuit aux bornes duquel se produit la chute de tension (cas de la contre-réaction

Fig. 111. — Schéma applicable à un étage de sortie. S_1 , secondaire du transformateur de sortie fait simultanément partie du circuit d'entrée et de sortie. Il apparaît une tension E_{CR} entre circuit de cathode et masse. (On aura soin de choisir le sens de branchement de S_1 pour que E_{CR} soit en phase avec V_E .)

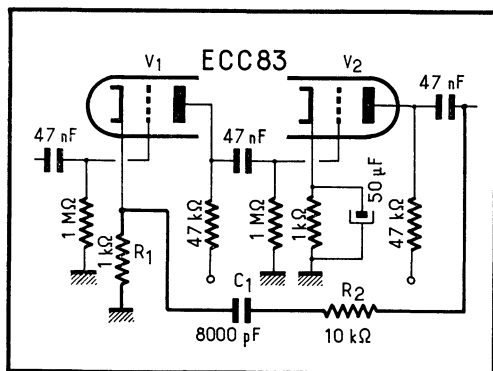
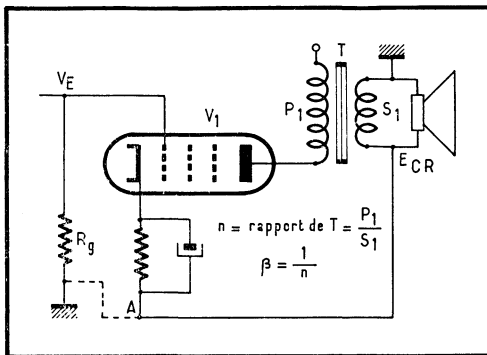


Fig. 112. — Ce schéma est très employé pour la correction à la reproduction. Il procure une courbe semblable à celle donnée à la figure 113. La fréquence d'inflexion dépend presque uniquement de R_2 et C_1 .

d'intensité) comporte des éléments sensibles à la fréquence. Le recours à la contre-réaction sélective nous offre des perspectives nouvelles pour agir sur la réponse en fréquence.

CONTRE-REACTION POUR LA CORRECTION A LA REPRODUCTION.

Le schéma de la figure 112 est très utilisé pour la correction à la reproduction. Ce schéma est identique à celui examiné à la figure 109, à ceci près qu'un condensateur C_1 a été mis en série avec R_2 .

Comme nous l'avons dit, le gain A d'un amplificateur soumis à une contre-réaction est l'inverse du taux β pour autant que le produit $G\beta$ soit au moins égal à 4. (G est égal au gain de $V_1.V_2$ en l'absence de contre-réaction par $R_2.C_1$.) Supposons que cette condition soit remplie (nous reviendrons sur ce point un peu plus loin), il nous reste à examiner comment varie le taux β en fonction de la fréquence.

Nous appellerons Z l'impédance du circuit série $R_2.C_1$. Le taux de contre-réaction β est de la forme $\beta = R_1/(R_1 + Z)$ (1). Comme dans le cas de la figure 109, R_1 est peu importante vis-à-vis de R_2 et a fortiori de Z , qui est au moins égale à R_2 , d'où la somme de $R_1 + Z$ est pratiquement égale à Z ; dans ces conditions β vaut R_1/Z .

Le gain A vaut donc $1/\beta$ ou Z/R_1 . Comme R_1 est une constante, le gain A est en définitive proportionnel à la valeur de Z en fonction de la fréquence. L'impédance d'un circuit R-C série a été étudiée; nous savons qu'elle évolue

(1) Somme vectorielle bien entendu.

selon la figure 96. La courbe de gain en fonction de la fréquence (fig. 113) du circuit étudié aura donc exactement la même allure. En particulier, aux fréquences largement supérieures à f_0 , fréquences d'inflexion du circuit $R_2 C_1$, Z est minimum et se résume à R_2 ; le gain est aussi minimum et vaut R_2/R_1 (cette valeur est prise comme niveau 0 dB). Dans cette région la réponse est plate. Aux fréquences largement inférieures à f_0 , Z devient sensiblement égale à Z_0 (Z_0 est l'impédance de C_1) et le gain vaut Z_0/R_2 . Chaque fois que la fréquence est divisée par 2, Z_0 est doublée, donc le gain l'est également. Dans cette région, le gain augmente de 6 dB par octave. Pour f_0 , $Z = 1,41 R_2$; $G = 1,41 R_2/R_1$ soit 1,41 fois le gain aux fréquences élevées, soit + 3 dB. Aux alentours de f_0 , il y a une zone de transition.

En réalité, aux basses fréquences, la courbe décolle de la courbe théorique en tirets de la figure 114; cela est dû à ce que β diminue avec f , si bien que βG diminue, devient inférieur à 4 d'où on repasse à la formule complète avec pour conséquence que le facteur 1 du dénominateur n'est plus négligeable, d'où le gain A varie moins vite que β .

La courbe obtenue convient parfaitement à la correction à la reproduction, ainsi que le prouve la comparaison des figures 113 et 87, *b*, courbe 1.

CONTRE-REACTION SELECTIVE POUR LA CORRECTION A L'ENREGISTREMENT.

Le schéma de la figure 114 est très largement utilisé pour la correction à l'enregistrement. Il s'emploie également pour la compensation à la reproduction des pertes aux fréquences élevées. Dans les deux cas, la pente de la correction souhaitée est trop raide pour pouvoir être obtenue avec un circuit R-C simple, d'où le recours à un circuit accordé $L_1 C_1$.

La résistance R_1 en série avec la cathode du tube introduit une contre-réaction d'intensité (conformément au schéma de la figure 110, *b*). R_1 a une valeur telle que la différence entre le gain du tube sans contre-réaction (R_1 court-circuité) et le gain avec contre-réaction (R_1 en service) est un peu supérieure à la quantité dont on veut préaccéntuer les fréquences élevées. Cependant la présence en parallèle sur R_1 du circuit $L_1 C_1$ a pour effet de conférer à l'ensemble une courbe d'impédance semblable à celle vue à la figure 101. A la résonance, l'impédance de $L_1 C_1$ est faible et court-circuite R_1 . Le taux de contre-réaction diminue et le gain augmente et atteint sa valeur maximale. En dehors de la résonance, l'impédance du circuit accordé est élevée et la contre-réaction est maximale (fig. 115). La raideur du flanc de la

courbe de réponse dépend de la valeur du coefficient de surtension Q du circuit oscillant. La fréquence d'accord f_0 doit correspondre à la fréquence la plus élevée à préaccéntuer. Pour faciliter l'accord, la bobine comporte souvent un noyau réglable.

Notons à toutes fins utiles que L_1 comporte 3000 tours de fil émaillé de 5/100 enroulé à spires jointives et couches successives sur un mandrin

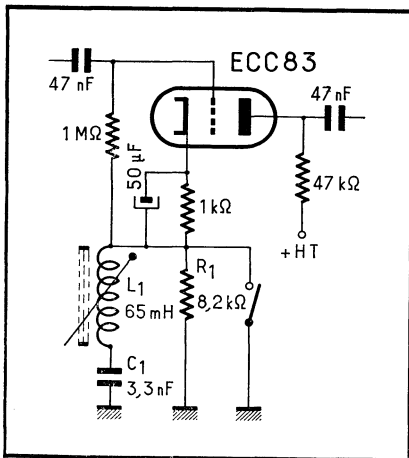


Fig. 114. — Ce schéma est très largement utilisé pour la correction à l'enregistrement. Il s'emploie également pour la compensation à la reproduction des pertes aux fréquences élevées. $C_1 L_1$ est accordé sur la fréquence qui doit être la plus accentuée.

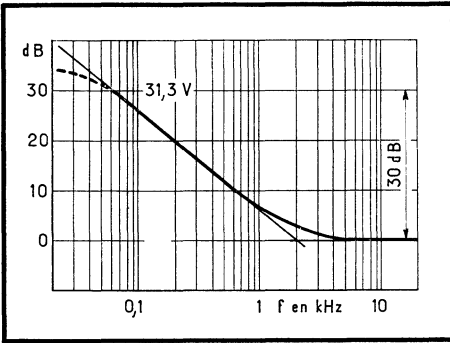


Fig. 113. — Correction à la reproduction obtenue avec le schéma de la figure 112.

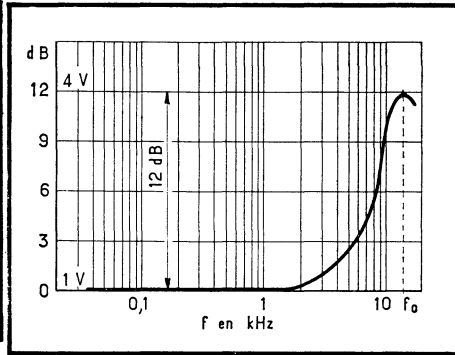


Fig. 115. — Réponse du circuit de la figure 114.

de 4 mm de diamètre, longueur utile 20 mm contenant un noyau en ferrocube de 1 mm de diamètre coulissant pour le réglage.

REACTION POSITIVE.

Pour obtenir une correction parfaite jusqu'à 40 Hz avec le schéma de la figure 112, il est nécessaire de disposer d'un produit βG plus élevé, comme on ne peut changer β , il faut augmenter le gain du montage. Ce gain plus élevé peut être obtenu au moyen de la réaction positive.

La réaction positive est une contre-réaction à l'envers. La figure 106, qui nous a servi à exposer le principe de la contre-réaction, est valable, à quelques détails près, pour la réaction positive. Au lieu que la tension E_{CR} injectée dans le circuit d'entrée soit de sens tel qu'elle vienne diminuer V_E , on agit pour qu'elle s'ajoute à V_E . Nous appellerons tension de réaction, ou E_R , cette tension qui s'ajoute à V_E . Tout comme E_{CR} , E_R est une fraction de V_S . Sans toucher à V_E , par l'injection de E_R , on augmente V_{gk} ($V_{gk} = V_E + E_R$) et de ce fait V_S , qui vaut $V_{gk} \cdot G$. Si V_S augmente, alors que V_E est inchangé, cela correspond à une augmentation du rapport V_S/V_E ou A . La réaction positive augmente le gain. La formule donnant le gain avec réaction positive est identique, au signe près, à celle de la contre-réaction :

$$\text{Gain avec réaction} = A = \frac{G}{1 - \beta G}$$

G = gain de l'amplificateur sans réaction.

β = V_E/V_S ou inverse du rapport du diviseur entre sortie et entrée.

Il ne faut pas dépasser une valeur limite pour le produit βG , sans quoi, l'amplificateur se transforme en un oscillateur. (La détectrice à réaction offre un exemple de réaction positive; quiconque a déjà manipulé une détectrice à réaction sait que le gain augmente avec la réaction mais que, pour une valeur trop élevée de celle-ci, le montage se transforme en oscillateur. C'est le même cas ici.)

L'entrée en oscillation a lieu quand le gain G introduit par l'amplificateur est supérieur à l'atténuation apportée par le diviseur placé entre sortie et entrée : il est clair que, dans ce cas, la tension E_R augmente sans cesse. La condition pour que l'amplificateur n'entre pas en oscillation s'exprime en disant que βG doit rester inférieur à 1 (1).

(1) Pour un oscillateur β est plus souvent appelé m . Nous établirons, au chapitre *Oscillateurs* que la condition d'oscillation s'écrit $Gm > 1$, soit $G\beta > 1$.

Pratiquement il est sage de rester loin en dessous de 1. La réaction positive doit s'employer avec une grande prudence : la mise au point n'est pas toujours facile.

Dans les amplificateurs d'enregistreurs, quand une réaction positive est employée, elle est presque toujours combinée avec une contre-réaction et sa raison d'être est de procurer le gain nécessaire à une correction profonde par contre-réaction sélective. Nous étudierons un peu plus loin (fig. 119) un exemple d'amplificateur de reproduction associant une réaction positive et une contre-réaction.

Résonance de la tête de reproduction pour parfaire la correction aux fréquences élevées.

Ce procédé augmente la réponse de la tête aux fréquences élevées. Un condensateur est placé en parallèle sur la tête comme le montre la figure 116, *a*. Le circuit équivalent est celui de la figure 116, *b*. La tension e issue de la tête attaque le circuit formé par la résistance interne de la tête, r , sa self-induction L et le condensateur C . Le circuit série formé par L et C résonne sur une fréquence qui peut être choisie en ajustant la valeur de C .

On sait que dans un circuit série il apparaît, à la résonance, aux bornes de chaque élément (soit aux bornes de C et donc à l'entrée de l'amplificateur), une tension en rapport avec la valeur du coefficient Q du bobinage de la tête, tension qui est nettement plus élevée que e si la valeur de Q est suffisante. La figure 116, *c*, montre comment la surtension aux bornes de C peut améliorer la réponse à la sortie de l'amplificateur de reproduction si la fréquence de résonance, f_0 , est correctement choisie. Cette figure montre également que si le Q de la tête est élevé, il se produit une pointe dans la réponse. Cette pointe sera éliminée par une résistance d'amortissement R .

A noter qu'en pratique C est souvent constitué, en tout ou en partie, par les capacités parasites de la tête et des fils blindés de liaison, ainsi que par la capacité d'entrée de l'amplificateur. Ces diverses capacités sont d'ordinaire considérées comme une source de pertes puisque, apparemment, elles tendent à dériver le signal vers la masse. Cela est vrai si la tête et les diverses capacités parasites ont une fréquence de résonance qui tombe dans la gamme utile. Au contraire, il y aura une amélioration si la résonance a lieu pour une fréquence, telle la fréquence de la figure 116, *c*; enfin si la résonance a lieu pour une fréquence plus grande que f_0 , il est toujours loisible, pour l'amener à la valeur voulue, d'ajouter un condensateur tel que C .

Les corrections et le rapport (S/b).

Nous allons brièvement justifier ici ce que nous avons affirmé au début de ce chapitre, à savoir que les corrections impliquaient une détérioration du rapport S/b et qu'il fallait donc les reporter après l'étage d'entrée.

Dans le cas des filtres, la courbe de correction désirée est obtenue par atténuation variable en fonction de la fréquence. Il est clair que, sauf pour les fréquences transmises avec le rapport 1, la tension disponible pour attaquer l'amplificateur est plus faible qu'avant le filtre; or nous avons montré qu'il fallait éviter de débiter l'amplificateur par un élément apportant une réduction de la tension d'entrée, sous peine de diminuer le rapport S/b .

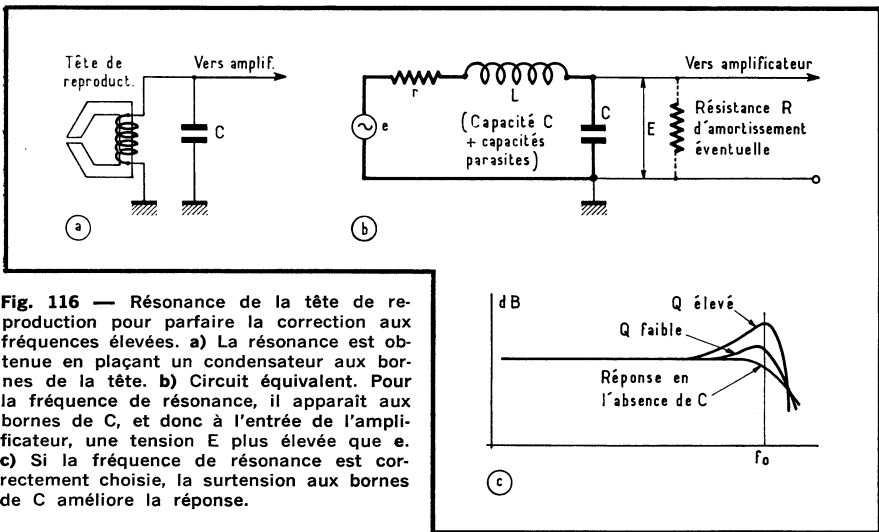


Fig. 116 — Résonance de la tête de reproduction pour parfaire la correction aux fréquences élevées. a) La résonance est obtenue en plaçant un condensateur aux bornes de la tête. b) Circuit équivalent. Pour la fréquence de résonance, il apparaît aux bornes de C, et donc à l'entrée de l'amplificateur, une tension E plus élevée que e. c) Si la fréquence de résonance est correctement choisie, la surtension aux bornes de C améliore la réponse.

Il en est de même dans le cas de la contre-réaction sélective dont le principe est justement de réduire le gain en diminuant la tension d'entrée effective de l'étage en fonction de la courbe de réponse souhaitée.

L'exception qui confirme la règle est constituée par le circuit faisant intervenir la résonance de la tête. Ce circuit, apportant une surtension au lieu d'une atténuation, tend donc à apporter une augmentation du rapport S/b.

Exemples réels de circuits correcteurs.

Nous allons donner ici quelques exemples de circuits correcteurs. Ces exemples sont destinés à montrer quelle complexité peuvent atteindre ces circuits dans les appareils modernes. (Remarquons toutefois que les circuits des figures 112 et 114, bien que plus simples, permettent déjà d'obtenir des résultats très convenables.)

1) APPAREILS A LAMPES.

EXEMPLE 1.

L'enregistreur *Tandberg* « Model 6 » utilise des amplificateurs d'enregistrement et de reproduction indépendants. C'est un appareil à trois vitesses : 19, 9,5, 4,7 cm/s. Les corrections sont faites selon les normes N.A.R.T.B.

Le schéma de l'amplificateur d'enregistrement est représenté à la figure 117. Il y a trois entrées : « haut-niveau » (P.U.-radio), « bas niveau » (radio) et enfin « Micro ». L'entrée à haut niveau est suivie du diviseur $R_1 R_2$; le signal qui attaque la grille de V_1 est divisé environ par 26. Pour l'entrée à bas niveau, le diviseur est formé de R_2 et R_3 ; le signal d'attaque de V_1 est divisé par 2,7 environ. L'entrée « Micro » est en liaison directe avec la grille. L'insertion du jack du microphone coupe les deux autres entrées.

La capacité interne grille cathode de V_1 et la résistance R_4 en série dans la grille forment un filtre passe-bas qui court-circuite les fréquences radio (il arrive en effet qu'un amplificateur à grande sensibilité capte les émissions radio, d'où la précaution prise ici).

Le signal d'entrée est amplifié par V_1 et V_2 . La commande de niveau

d'enregistrement P_1 est située entre les deux étages. Certaines résistances de ces deux étages sont repérées par un astérisque qui indique qu'il faut employer des résistances à couche déposée. On remarquera que ces résistances sont prévues pour une puissance largement supérieure à ce qu'elles dissipent réellement. Ces deux précautions sont prises en vue de diminuer le souffle produit par l'amplificateur.

La sortie de V_2 attaque l'entrée d'un « cathode follower », ceci en vue d'une liaison entre le signal préamplifié et un éventuel amplificateur extérieur. V_2 attaque la grille de l'amplificateur correcteur par l'intermédiaire de T_1 , potentiomètre ajustable. T_1 dose le gain de l'étage correcteur, ce qui impose la tension (réglée par P_1) qui existe en A pour le niveau d'enregistrement correct et par là permet de faire varier, dans certaines limites, la tension qui attaque le cathode follower quand le niveau d'enregistrement correct est atteint.

L'amplificateur correcteur est équipé des triodes V_3 et V_4 . La correction est obtenue par une contre-réaction sélective entre la plaque de V_4 et la cathode de V_3 . Comme l'appareil comporte trois vitesses, la contre-réaction comporte des éléments commutables en vue d'adapter la correction à la vitesse utilisée. Les corrections réalisées sont indiquées par la figure 118. L'action du circuit correcteur peut être comprise comme suit. Nous supposons l'appareil commuté, comme dessiné, en position « 19 cm/s ». Si nous faisons abstraction des condensateurs C_2 et C_5 , et que nous supposons C_5 court-circuité, le taux de réaction est défini par les résistances R_5 , R_6 , R_7 , R_8 . Il y correspond le niveau 0 dB de la figure 118. « Décourt-circuitons » C_5 . La fréquence d'inflexion de R_7 , C_5 est basse. Il n'y a rien de changé aux fréquences moyennes et élevées, l'impédance de C_5 étant faible à ces fréquences. Aux fréquences basses, en revanche, l'impédance de C_5 n'est plus négligeable et l'impédance de l'ensemble R_7 , C_5 tend vers la valeur de R_6 . Le taux de contre-réaction diminue aux fréquences basses et le gain augmente. Remettons C_5 en service. C_5 et R_8 forment un circuit parallèle dont l'impédance diminue aux fréquences élevées. Le rapport du diviseur qui amène la tension de contre-réaction est inchangé aux fréquences basses mais décroît aux fréquences élevées, d'où le taux de contre-réaction diminue aussi; donc, à ces fréquences, le gain augmente. Enfin, C_2 et R_5 forment un filtre passe-bas. Les fréquences inférieures à la fréquence d'inflexion passent sans atténuation, la tension de contre-réaction qui atteint R_8 est inchangée. Au contraire, les fréquences plus élevées sont dérivées à la masse par C_2 et n'atteignent plus R_8 . Le taux de contre-réaction diminue et le gain augmente. Cet effet s'ajoute à celui de C_5 , R_8 et, vu la valeur de la fréquence d'inflexion choisie pour R_7 et C_2 , le gain augmente plus rapidement aux fréquences les plus élevées à accentuer.

La correction à 9,5 et 4,7 cm/s est réalisée de façon analogue mais en modifiant la valeur des deux capacités dont nous venons d'expliquer le rôle.

Le condensateur C_7 introduit une contre-réaction locale sur le tube V_4 . Son action s'exerce aux fréquences très élevées (> 50 kHz). Il a probablement pour but d'empêcher une entrée en oscillation de l'amplificateur à ces fréquences.

Le signal corrigé disponible à la sortie de l'amplificateur d'enregistrement est envoyé à la tête d'enregistrement par l'intermédiaire de R_9 en laquelle nous reconnaissons la résistance de régulation de courant. (Les circuits qui suivent R_9 seront décrits plus loin, p. 182.) La tension nécessaire à l'attaque de l'indicateur de modulation est dosée par T_2 .

La figure 119 présente le schéma de l'amplificateur de reproduction du *Tandberg* « Model 6 ». Ce schéma fournit une bonne illustration des derniers

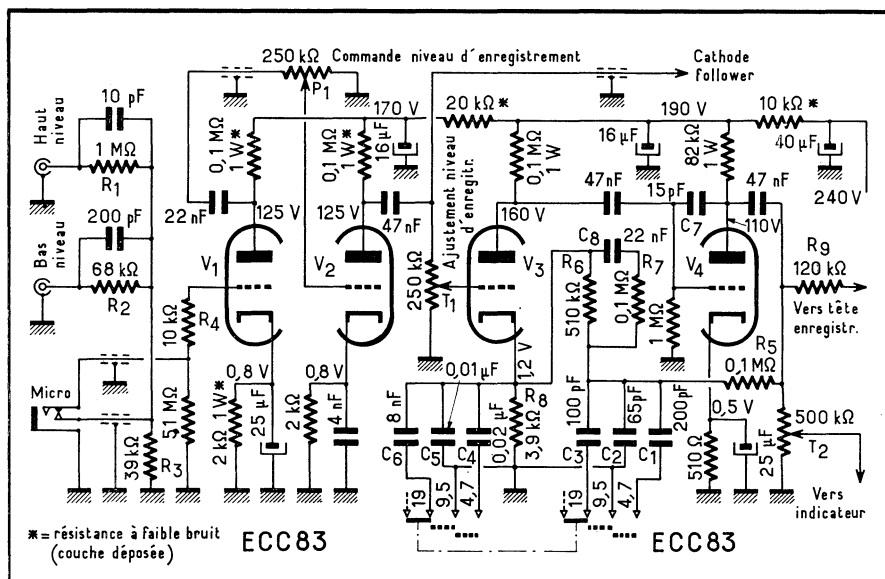


Fig. 117. — Exemple réel de circuits correcteurs. Schéma de l'amplificateur d'enregistrement de l'appareil Tandberg « model 6 ». (Cet appareil utilise des amplificateurs d'enregistrement et de reproduction indépendants.) Les corrections se font selon les normes N.A.R.T.B.

points que nous avons étudiés : la réaction positive et la résonance de la tête de reproduction.

En position « 19 cm/s », aucun condensateur n'est branché sur la tête. L'accord est probablement déjà obtenu par les seules capacités parasites. Le

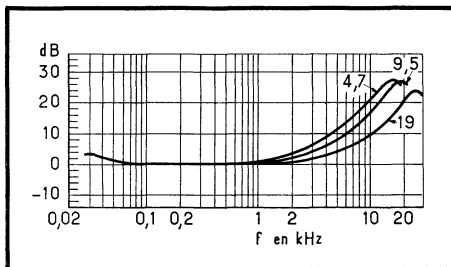


Fig. 118. — Exemple réel de circuits correcteurs. Courbes de réponse de l'amplificateur d'enregistrement de la figure 117. (Ces courbes sont prévues pour que l'enregistrement réalisé puisse être lu par un appareil possédant des corrections de reproduction selon les normes N.A.R.T.B.)

contacteur S_1 décale la fréquence d'accord, par l'ajout de C_1 en position « 9,5 cm/s », par l'ajout de C_2 et R_1 en position « 4,7 cm/s ». R_1 amortit la résonance trop marquée de la tête.

Le signal aux bornes de la tête gagne l'entrée de l'amplificateur par l'intermédiaire de C_3 qui empêche un courant grille de V_1 de traverser la tête. Le signal amplifié par V_1 attaque l'amplificateur correcteur équipé des tubes V_2 et V_3 . La réponse de cet amplificateur aux différentes vitesses est indiquée par la figure 120.

Une réaction positive est utilisée conjointement à une contre-réaction sélective, en vue d'obtenir un gain plus élevé. Cette réaction positive s'exerce par R_2 placée entre les cathodes de V_3 et V_4 . Le taux en est fixé par R_2 et R_7 .

Le circuit de contre-réaction sélective va de l'anode de V_3 à la cathode de V_2 . Nous supposons l'appareil commuté en position « 19 cm/s », comme

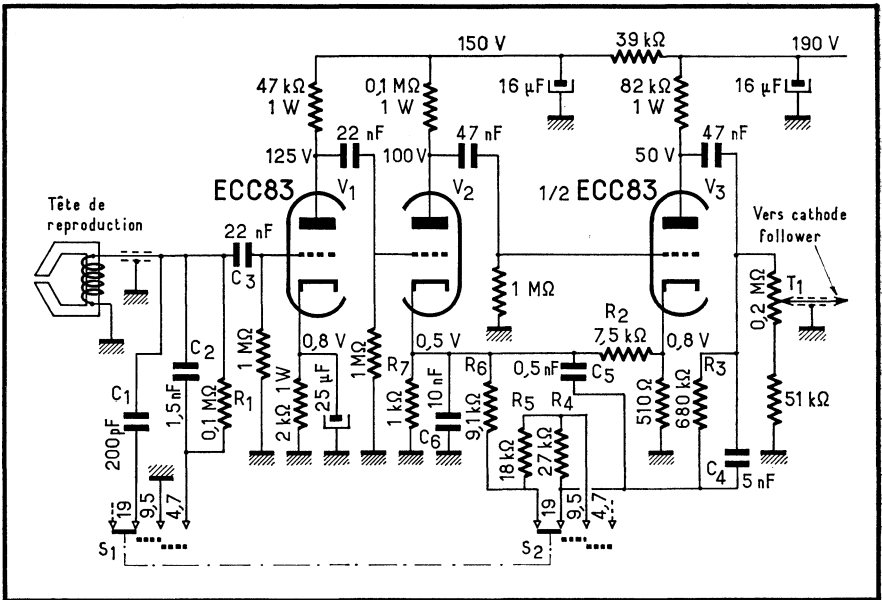


Fig. 119. — Exemple réel de circuit correcteur. Schéma de l'amplificateur de reproduction de l'appareil Tandberg « model 6 ». Les corrections se font selon les normes N.A.R.T.B.

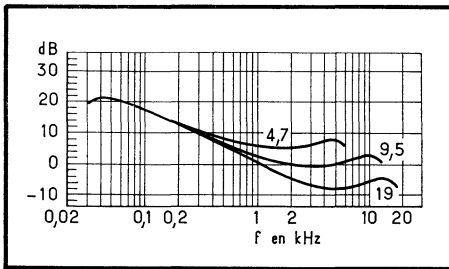


Fig. 20. — Exemple réel de circuit correcteur. Courbes de réponse réalisées par l'amplificateur de reproduction de la figure 119. Elles répondent à peu près aux spécifications N.A.R.T.B.

dessiné. Les éléments principaux du circuit de contre-réaction sont C_4 et R_6 (assimilables à C_1 et R_2 de la fig. 112. C_4 et R_6 utilisées seules donneraient une réponse du genre de celle de la figure 113 et sont donc responsables de la remontée du gain aux fréquences basses. L'accroissement du gain aux fréquences basses est le fait de C_4 dont l'impédance, en augmentant à ces fréquences, diminue le taux de contre-réaction. Ici la diminution du taux de contre-réaction ne peut dépasser une valeur limite du fait qu'une résistance R_2 est en parallèle avec C_4 , d'où le gain plafonne aux environs de 50 Hz. C_5 en parallèle sur R_6 (fréquence d'inflexion 35 kHz) introduit une diminution du gain aux fréquences très élevées, peut-être pour éviter une oscillation parasite. C'est probablement aussi la raison d'être du condensateur C_6 qui intervient dans trois circuits différents : réaction positive, contre-réaction $V_2 V_3$, contre-réaction d'intensité sur V_2 .

La modification de la réponse en fonction de la vitesse utilisée est assurée par le contacteur S_2 qui, à 9,5 cm/s, ajoute R_5 à R_6 et, à 4,7 cm/s, ajoute R_5 et R_4 à R_6 .

Enfin un potentiomètre ajustable T_1 placé à la sortie permet de définir la tension qui attaque une cathode-follower, non représenté. (La chaîne de

Fig. 121. — Le circuit dessiné ici est extrait du schéma d'un appareil travaillant à 9,5 cm/s (Grundig TK 19 « Automatic »). Il est fait appel à une contre-réaction entre l'anode et la grille de V_1 .

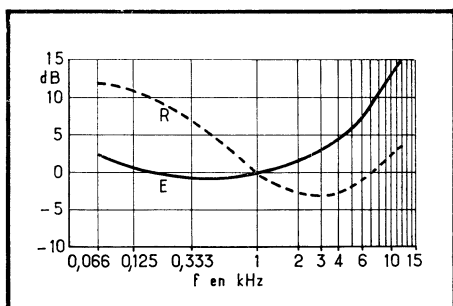
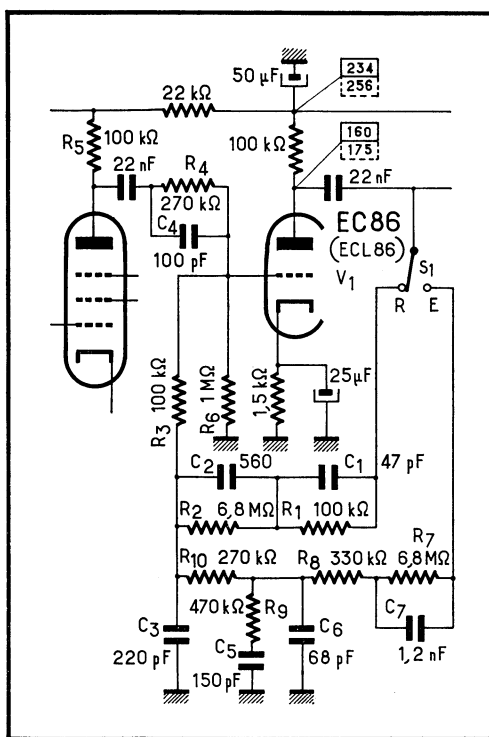


Fig. 122. — Courbes de correction procurées par le circuit de la figure 121. La courbe repérée E est la correction à l'enregistrement (S_1 sur E), la courbe R la correction à la reproduction (S_1 sur R). Ces courbes sont ici prévues pour 9,5 cm/s.

reproduction est bien entendu complétée par un amplificateur final incorporé ou un amplificateur extérieur attaqué à partir du cathode-follower.) Le réglage de volume se fait entre le cathode-follower et l'amplificateur final.

EXEMPLE 2.

La figure 121 représente le circuit correcteur de l'enregistreur *Grundig* type « TK 19 Automatic » qui travaille à 9,5 cm/s. Il est fait appel à un circuit de contre-réaction entre l'anode et la grille de V_1 . Comme le même amplificateur est utilisé pour l'enregistrement et la reproduction, il y a en réalité deux circuits de contre-réaction sélectionnés par le commutateur S_1 , qui fait partie de la commutation enregistrement/reproduction. Un des circuits procure la correction à l'enregistrement et l'autre, la correction à la repro-

duction. Les corrections réalisées sont visibles sur la figure 122 où elles sont repérées respectivement E et R.

La courbe R est obtenue lorsque S_1 est sur R (appareil commuté en reproduction). Dans ce cas, les éléments principaux du circuit de contre-réaction sont C_2 et $R_1 + R_3$, qui sont responsables de la remontée du gain aux fréquences basses, et R_2 en parallèle sur C_2 qui limite l'augmentation du gain aux fréquences très basses. L'augmentation du gain aux fréquences élevées est le fait de C_4 . (Du point de vue alternatif, l'impédance résultante de C_4 , R_4 , R_5 est en parallèle sur R_6 ; l'impédance du pied du diviseur diminue aux fréquences élevées, donc la tension de contre-réaction, d'où le gain augmente.)

La courbe E est obtenue lorsque S_1 est sur E (appareil commuté en enregistrement); C_7 et $R_8 + R_{10} + R_3$ provoquent une remontée des fréquences basses (fréquence d'inflexion vers 200 Hz) mais qui est limitée aux fréquences extrêmes-basses par R_7 en parallèle sur C_7 (fréquence d'inflexion vers 20 Hz). Les condensateurs C_6 , C_5 , C_3 tendent à mettre les fréquences élevées à la masse d'où diminution de la tension de contre-réaction à ces fréquences. Le condensateur C_4 continue à travailler de la façon vue précédemment. L'action cumulée de ces divers condensateurs conduit à un gain qui augmente plus rapidement pour les fréquences supérieures de la gamme B.F. à enregistrer.

2) APPAREILS A TRANSISTORS.

On trouvera des exemples de circuits correcteurs au chapitre *Schémas*.

3) APPAREILS HYBRIDES.

Les corrections réalisées dans ce genre d'appareil ne présentent rien de bien particulier par rapport à celles mises en œuvre dans les appareils entièrement à lampes ou à transistors. Si nous en parlons ici, c'est surtout pour avoir l'occasion de signaler l'existence d'appareils hybrides où l'étage d'entrée est équipé de transistors.

Un étage d'entrée à transistors présente l'avantage d'être totalement exempt de microphonie et d'éliminer la source de ronflement que constitue, dans le cas d'un tube, la présence d'un filament chauffé en alternatif.

Un tel étage peut, de plus, procurer un gain élevé en tension. Dans le cas d'un appareil « tous transistors », l'impédance de charge dynamique de sortie de l'étage d'entrée comprend l'impédance d'entrée dynamique de l'étage suivant, toujours assez basse. L'impédance de charge de l'étage d'entrée est donc faible et le gain peu élevé. Dans le cas d'un appareil hybride, l'impédance d'entrée de l'étage à lampe suivant l'étage d'entrée peut, au contraire, être considérée comme négligeable vis-à-vis de la résistance de charge de l'étage à transistor(s). En outre, on dispose aisément de tensions d'alimentation élevées, d'où la résistance de charge de l'étage d'entrée à transistor(s) peut être choisie élevée, ce qui est avantageux puisque une même variation de courant parcourant cette résistance donnera une variation plus grande de la tension à ses bornes.

Il faut encore dire que, dans un tel appareil, l'impédance d'entrée de l'étage à transistor(s) (qui charge la tête) peut être plus élevée que dans le cas d'un appareil entièrement transistorisé. L'impédance d'entrée d'un étage à transistor(s) est fonction de son courant au point de fonctionnement, lequel sera choisi assez faible pour permettre l'utilisation d'une résistance de charge élevée. Bien entendu, l'augmentation d'impédance d'entrée se fait au détriment du gain de l'étage, mais l'augmentation de l'impédance qui charge la tête est aussi une circonstance favorable pour la courbe de réponse.

Nous avons choisi comme exemple d'appareil hybride le *Körting* MT 2223 dont nous fournissons un extrait du schéma à la figure 123.

Les inverseurs dont les bornes sont repérées E et R assument la com-

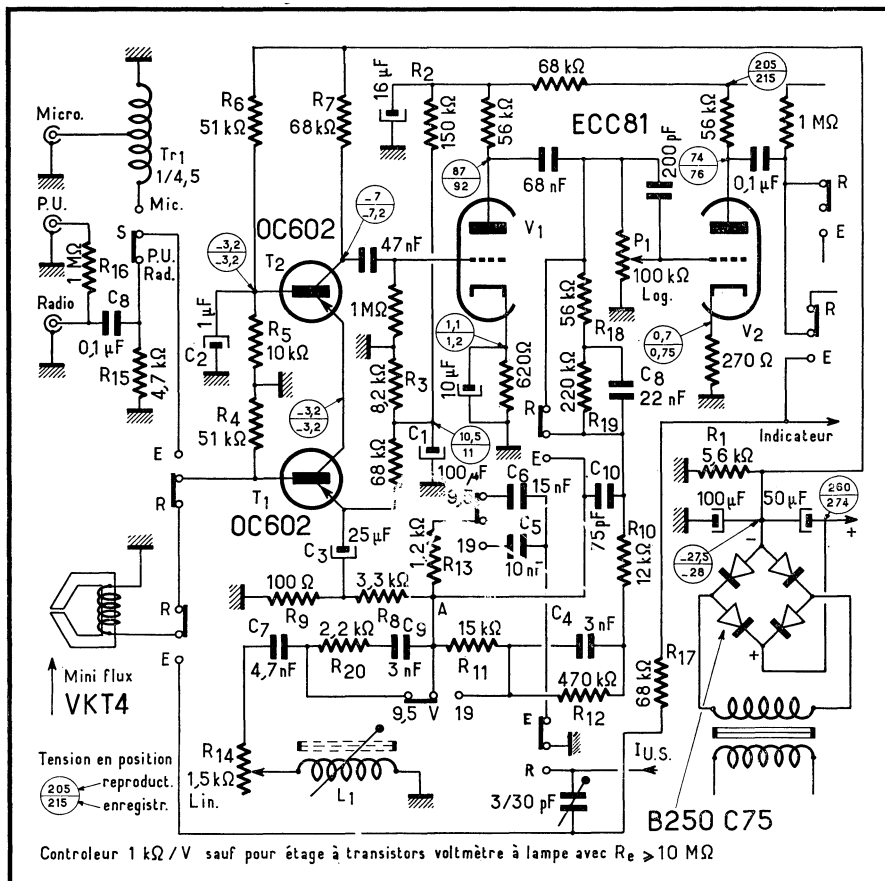


Fig. 123. — L'étage d'entrée utilise deux transistors en montage « cascode ». Les corrections sont réalisées par un circuit de contre-réaction entre l'anode de V_1 et l'émetteur de T_1 (Körting MT 2223).

mutation enregistrement-reproduction. L'inverseur S sélectionne les entrées. Enfin, les inverseurs dont les bornes sont marquées 19/9,5 modifient les corrections en fonction de la vitesse utilisée. Le schéma est dessiné en position reproduction à 9,5 cm/s.

Il nous faut avant tout décrire l'étage d'entrée à transistors. Cet étage est ici équipé de deux transistors employés dans un montage « cascode » (1). Un tel montage est caractérisé par un faible souffle et un gain élevé. Les transistors sont alimentés par la somme de deux tensions. Une de ces tensions est négative par rapport à la masse; elle est prélevée aux bornes de la résistance R_1 parcourue par le retour (au pôle négatif du redresseur) des courants des étages à tubes; cette tension est appliquée au collecteur de T_2 (il s'agit de transistors $p-n-p$). La seconde tension, positive par rapport à la masse, est obtenue à partir du + H.T. par le diviseur R_2, R_3 découplé par C_1 ; elle est

(1) Rappelons que le montage cascode utilise deux éléments amplificateurs (tubes ou transistors) en série. Le second est attaqué par la cathode (ou l'émetteur), sa grille (ou sa base) étant à la masse du point de vue alternatif. Le montage cascode est souvent employé en H.F., beaucoup plus rarement en B.F.

reliée à l'émetteur de T_1 . La polarisation de la base de T_1 est assurée par R_4 , celle de T_2 par R_5 et R_6 . La polarisation est réglée pour que le courant collecteur qui traverse R_7 soit faible : de l'ordre de $150 \mu A$. D'après le constructeur, pour cette valeur du courant, le bruit de fond des transistors est minimal. La base de T_2 est à la masse en alternatif, par C_2 .

Nous pouvons maintenant aborder l'étude du schéma en débutant par la fonction « Reproduction » à $9,5 \text{ cm/s}$. La tête (une *Miniflux* VKT4) est reliée à la base de T_1 . Le signal amplifié recueilli sur R_7 attaque la grille de V_1 . L'anode de V_1 attaque la grille de V_2 par l'intermédiaire du réglage de volume P_1 . V_2 est suivie de l'étage de puissance, non représenté, équipé d'une EL95. Les corrections s'effectuent par une contre-réaction entre l'anode de V_1 et l'émetteur de T_1 . La contre-réaction fait apparaître une tension en A et seule une fraction en est injectée à l'émetteur de T_1 , via C_3 , par le diviseur R_8 , R_9 . Cette division étant linéaire, nous pouvons nous contenter d'examiner comment varie la tension de contre-réaction en A. En C_4 et $R_{10} + R_{11}$, nous reconnaissons le circuit correcteur des basses dont le comportement nous est maintenant familier, de même que celui de R_{12} qui limite la remontée du gain dans l'extrême grave. La tension de contre-réaction en A dépend de la valeur des éléments qui shuntent $R_9 + R_8$, d'une part R_{13} et C_6 , d'autre part L_1 , R_{14} , C_7 ; le comportement de ce circuit provoque une remontée des fréquences élevées, plus « méchante » à l'extrémité de la gamme.

En « 19 cm/s », on diminue la fréquence d'inflexion du circuit « basses » en court-circuitant R_{11} . D'autre part, on augmente la fréquence d'accord du circuit L-C et on diminue l'accentuation qu'il apporte : C_6 est mis en série avec C_7 , tandis que R_{20} est mis en série avec R_{14} .

Passons en enregistrement. La base de T_1 est en liaison avec le sélecteur S. Lorsque ce dernier est vers le haut, T_1 reçoit le signal du microphone via le transformateur élévateur Tr_1 (l'entrée « Micro » a une sensibilité de $0,08 \text{ mV}$ et une impédance de 200Ω). En bas, il est en liaison directe avec l'entrée « Radio » ($0,5 \text{ mV}$ sur $4,7 \text{ k}\Omega$) et, par l'intermédiaire d'un diviseur R_{16}/R_{15} , avec l'entrée « P.U. » (250 mV sur $1 \text{ M}\Omega$). C_8 isole les entrées en continu. Le signal à enregistrer est amplifié successivement par T_1 , T_2 et V_1 , puis est dosé par P_1 , amplifié par V_2 et envoyé à la tête via R_{17} en qui nous reconnaissons l'habituelle résistance de régulation de courant.

Au point de vue correction, les choses se passent comme suit, à $9,5 \text{ cm/s}$. R_{18} et C_8 (fréquence d'inflexion : 130 Hz) remontent l'extrême grave. Cette action est limitée par R_{19} (fréquence d'inflexion $R_{19}/C_8 = 33 \text{ Hz}$). C_7 , R_{14} et L_1 provoquent l'augmentation rapide des fréquences élevées, aidés par R_{13} , C_6 .

Enfin, à 19 cm/s , on se contente de décaler vers les fréquences plus élevées la remontée du gain apportée par le circuit L-C en augmentant la fréquence d'accord par l'ajout de C_6 et en amortissant davantage cette remontée, comme à la reproduction, par l'ajout de R_{20} . On remplace aussi C_6 par C_5 .

PRÉCAUTIONS A PRENDRE DANS LA RÉALISATION DES AMPLIFICATEURS

Les amplificateurs utilisés dans un enregistreur travaillent dans des conditions difficiles : on leur demande d'amplifier fortement à partir d'un signal d'entrée faible. Deux inconvénients sont toujours à craindre dans la réalisation d'un amplificateur travaillant dans de pareilles conditions : les bruits de fond introduits par l'amplificateur et les accrochages. Sont également à craindre, quoique à un degré moindre, la réduction de la bande passante et l'augmentation de la distorsion au fil des étages. Il faut encore remarquer que le signal reproduit par un enregistreur a traversé successivement l'amplificateur d'enregistrement et l'amplificateur de reproduction, d'où aggravation de la détérioration de ce signal.

Le but de ce chapitre est d'exposer les précautions à prendre pour minimiser les bruits de fond et éviter les accrochages. Certaines de ces précautions visent le schéma des amplificateurs, mais d'autres, tout aussi importantes, concernent la réalisation pratique. Nous ne saurions assez insister sur ce point : le meilleur des schémas allié à une réalisation négligée ne peut conduire qu'à des résultats décevants.

Le cas de l'amplificateur de reproduction est le plus critique : cet amplificateur reçoit de la tête un signal utile très faible, d'autant plus faible que la fréquence diminue. C'est donc en pensant à cet amplificateur que ce chapitre a été écrit. Il est bien entendu que les précautions citées doivent également être appliquées, quoique dans une moindre mesure, à l'amplificateur d'enregistrement. (D'ailleurs les deux amplificateurs n'en formant, dans bien des cas, qu'un seul, les précautions prises pour l'un le seront aussi forcément pour l'autre.)

A. — LUTTE CONTRE LES BRUITS DE FOND

Nous pouvons distinguer trois sortes de bruits de fond : le ronflement, le souffle, les bruits microphoniques.

Ronflement.

Le ronflement peut s'introduire dans l'amplificateur par trois voies : inductive, capacitive, résistive.

1) VOIE INDUCTIVE.

CAUSE.

Un bobinage ou un conducteur alimenté sur le réseau produit un champ, ce champ induit des tensions parasites dans tout conducteur placé à proximité, tensions parasites qui sont plus élevées, d'une part, si le conducteur est enroulé en forme de spire ou de bobine; d'autre part, plus la fréquence est élevée. Ce sont spécialement les fréquences harmoniques du réseau qui produiront ce bruit de fond. (Le réseau n'est jamais parfaitement sinusoïdal; il contient donc toujours des fréquences harmoniques.)

La tête de reproduction, par définition sensible à un flux, est l'organe le plus exposé à l'introduction d'un ronflement par voie inductive. Ensuite, viennent tous les conducteurs et éléments des étages d'entrée.

PRÉCAUTIONS.

1) Les champs parasites ont pour principale origine le ou les moteurs, le transformateur d'alimentation et la self de filtrage. En conséquence, il y a lieu :

- d'éloigner ces organes de la tête et des étages d'entrée;
- de rechercher expérimentalement la meilleure orientation;
- de choisir un transformateur d'alimentation à faible induction et un modèle de moteur et de self de filtrage, rayonnant très peu.

2) Comme seconde origine, on trouve tous les conducteurs parcourus par un courant à fréquence réseau : conducteurs réseau, conducteurs alimentant les filaments. Remèdes :

- les éloigner au maximum;
- essayer de grouper un conducteur aller et un conducteur retour et les torsader serré;
- chauffer les filaments en continu (voir plus loin le paragraphe consacré au chauffage des filaments).

3) On peut aussi s'intéresser à la tête de la façon suivante :

- interposer des blindages en matériau magnétique ou mieux en mumétal; agir sur la forme, la position de ces blindages;
- rechercher expérimentalement quelle extrémité du bobinage de la tête doit être connectée à la masse et quelle extrémité à l'entrée de l'amplificateur (la pratique montre que le niveau de ronflement dépend du sens de branchement de la tête);
- et comme nous l'avons dit au chapitre *Têtes*, il est souhaitable que la tête comporte deux bobines symétriques plutôt qu'une seule.

4) Enfin, on peut combattre le mal par le mal : on dispose une petite bobine, S, en série avec la tête (fig. 124), obligatoirement du côté masse. Les flux parasites induisent une tension dans S. On choisit l'emplacement, l'orientation et le sens de raccordement de S de telle sorte que les tensions parasites induites dans la tête et dans la bobine s'annulent mutuellement. C'est ce qu'on appelle une bobine antironflement. Ce procédé constitue un excellent moyen de combattre les ronflements inductifs mais aussi les ronflements d'autre origine. Il ne faut pourtant pas croire que cette bobine ait des vertus miraculeuses : il n'est jamais possible d'obtenir une compensation parfaite de tous les ronflements existant dans l'amplificateur.

Voici les caractéristiques d'une telle bobine. La bobine comporte 150 tours

Fig. 124. — Bobine antironflement. Une petite bobine, S, est disposée en série avec la tête. Les flux parasites induisent une tension aussi bien dans la tête que dans S. Sous certaines conditions, on peut obtenir que les tensions parasites dans la tête et dans S s'annulent.

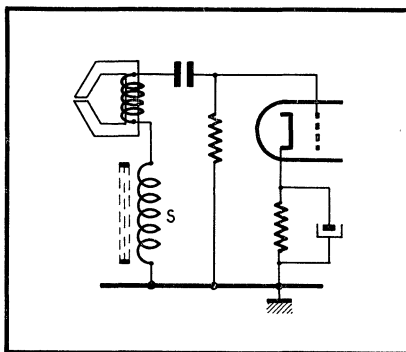


Fig. 125. — Réalisation pratique d'une bobine antironflement. La bobine doit être blindée pour éviter les ronflements d'origine capacitive (blindage ouvert en matière non magnétique).

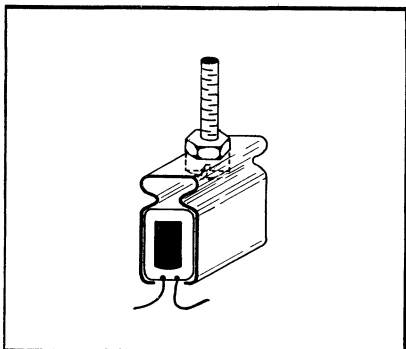
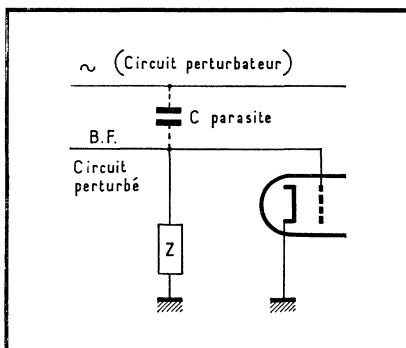


Fig. 126. — Ronflements d'origine capacitive. Ils sont dus à la capacité parasite entre un circuit dont le potentiel varie à la fréquence réseau et un circuit transportant le signal utile.



de 15/100 émaillé, enroulé à spires rangées et couches successives sur un mandrin de section 4×5 mm, longueur utile 8 mm. Le mandrin contient un noyau en fer doux de section 3×4 mm, de 10 mm de longueur. (Ces caractéristiques n'ont rien de critique et ne sont citées que pour fixer les idées.)

La bobine est entourée d'un petit blindage ouvert (fig. 125) en matériau non magnétique. (Ce blindage sert à protéger la bobine contre les ronflements d'origine capacitive.)

2) VOIE CAPACITIVE.

CAUSE.

Ces ronflements proviennent de la capacité parasite qui existe entre un fil ou élément relié à un potentiel variant à la fréquence du réseau et un autre fil ou élément qui fait partie du circuit transportant le signal utile (fig. 126). Plus exactement, cette capacité forme un diviseur avec l'impédance Z du circuit « récepteur ». La tension parasite transmise est d'autant plus importante que la tension perturbatrice est forte et que sa fréquence est élevée. Encore une fois, les harmoniques du réseau sont mieux transmis que sa fondamentale.

PRÉCAUTIONS.

1) Puisque le ronflement est introduit par la capacité, il faut s'efforcer de la réduire. Pour cela :

— éloigner autant que possible les uns des autres les éléments perturbateurs et perturbés;

— diminuer les surfaces en présence.

2) Placer un blindage autour des éléments critiques (tubes et circuits d'entrée...), blinder les conducteurs (la question du blindage des conducteurs est traitée dans un paragraphe spécial).

3) Il faut équilibrer le chauffage des filaments ou les chauffer en continu (cette question est également traitée à part).

4) Comme le ronflement est introduit par un diviseur dont le « pied » est constitué par l'impédance du circuit transportant le signal utile, il y a tout intérêt à rendre ou à conserver l'impédance de ce circuit aussi basse que possible.

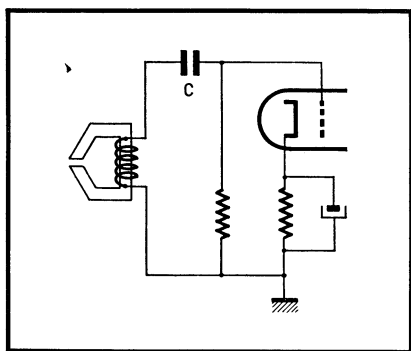
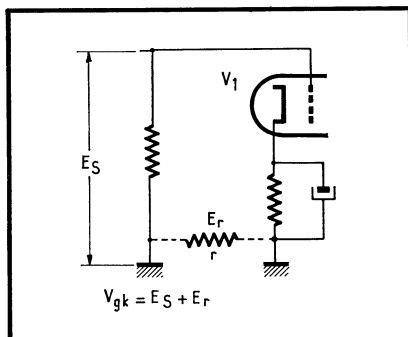


Fig. 128. — Ronflements d'origine résistive. La tension de ronflement E_r , due à la chute de tension produite par un courant à fréquence réseau qui traverse la résistance r du châssis entre deux masses, s'ajoute à la tension de signal E_S .

Fig. 127. — Le condensateur C intercalé dans la liaison tête-amplificateur doit avoir une valeur suffisante pour que l'impédance, vis-à-vis de la masse, des points de la liaison venant après C reste du même ordre de grandeur que celle des points situés avant C .



Le cas type est celui de la tête qui attaque la grille d'un étage d'entrée. A la fréquence du réseau (et ses harmoniques), l'impédance de la tête est faible, pratiquement égale à sa résistance ohmique, donc seulement de l'ordre de $1\text{ k}\Omega$ (il s'agit d'une tête « haute impédance »). Grâce à cette faible valeur (qui serait encore plus faible pour une tête basse impédance), il est permis d'avoir une liaison tête-amplificateur assez longue (de l'ordre de 10 à 20 cm). Cependant, il est nécessaire d'intercaler une capacité C (fig. 127) destinée à bloquer un éventuel courant grille (qui risquerait d'aimer la tête). De ce fait, les points de la liaison situés après C ont une impédance plus élevée (l'impédance de C s'ajoute à celle de la tête). Si on veut conserver, jusqu'à l'intérieur du tube, le bénéfice de la basse impédance conféré par la tête (ce qui est intéressant jusqu'à l'intérieur du tube il y a un perturbateur : le filament), il faut prendre pour C une valeur telle que son impédance (à la fréquence du réseau) ajoutée à celle de la tête n'augmente pas trop l'impédance totale. Par exemple, si $C = 3\ \mu\text{F}$, son impédance à 50 Hz est de $1\text{ k}\Omega$ environ, l'impédance totale d'environ $1400\ \Omega$. C pourra être constitué par un petit électrolytique basse tension (10 V est amplement suffisant). On trouve actuellement des condensateurs non électrolytiques de plusieurs microfarads dont l'encombrement n'est pas prohibitif; on les emploiera de préférence. Si on tient à utiliser une valeur plus faible, $0,1\ \mu\text{F}$ par exemple, il faut le placer aussi près que possible de la grille et, en tout cas, jamais près de la tête. On conserve ainsi le plus loin possible le bénéfice de la basse impédance.

5) Dans le même ordre d'idée, lorsqu'un élément tel que résistance ou condensateur venant à un circuit transportant le signal B.F. devra être placé entre des points assez éloignés, on laissera de préférence le fil « long » du côté où l'impédance est la plus basse et on soudera aussi court que possible du côté opposé.

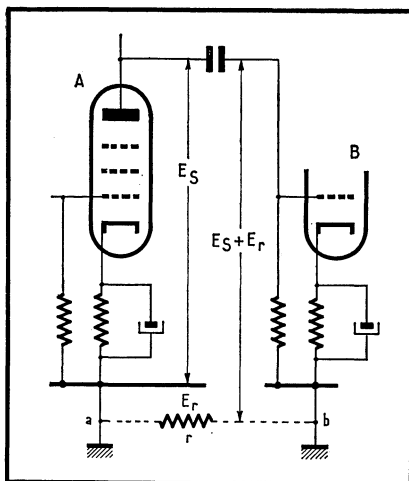
3) VOIE RESISTIVE.

CAUSE.

Ces ronflements peuvent avoir plusieurs causes :

1) Tous les points à relier à la masse d'un circuit d'entrée ne retournent pas à la même masse. Entre les masses, il existe une petite résistance. Si un courant à fréquence réseau traverse cette résistance, il produit une petite chute de tension qui est injectée dans le circuit d'entrée. Par exemple, à la figure 128, nous voyons un tube V_1 dont la grille et la cathode ne retournent pas à la même masse. De ce fait, la tension V_{gk} entre grille et cathode, celle qui est amplifiée par le tube, est la somme de la tension utile E_s , et de la

Fig. 129. — Ronflements d'origine résistive entre masses de deux étages. La tension de ronflement E_r , due à la chute de tension produite par un courant à fréquence réseau qui traverse la résistance r du châssis entre les points de masse, s'ajoute à la tension du signal E_s .



tension de ronflement E_r provoquée par le passage du courant alternatif à fréquence réseau dans la résistance r séparant les deux masses.

2) Placer un blindage autour des éléments critiques (tubes et circuits deux étages). Regardons la figure 129. Toutes les masses de l'étage A retournent en a et celles de B en b . La tension de sortie de A, E_s , est développée entre l'anode du tube et la masse a . Cette tension est appliquée à l'entrée du tube B via la liaison anode-grille d'une part, par la masse d'autre part, et plus exactement par la résistance r de la masse entre les points a et b . Si une tension de ronflement existe entre les deux masses (tension due, comme au paragraphe 1, à un courant à fréquence réseau qui parcourt r), cette tension s'ajoute à la tension utile E_s .

3) Il existe des résistances de fuite entre des points à potentiel alternatif à fréquence réseau et un circuit d'entrée. Par exemple : à l'intérieur d'un tube, entre la cathode et le filament; entre la cosse grille et la cosse filament d'un support; entre connexions trop proches d'un circuit imprimé dont le matériau n'a pas une qualité suffisante...

4) Nous engloberons dans les ronflements d'origine résistive les ronflements provenant d'un filtrage insuffisant.

PRÉCAUTIONS.

1 et 2) On prendra soin que toutes les masses d'un même étage soient ramenées au même point (fig. 130).

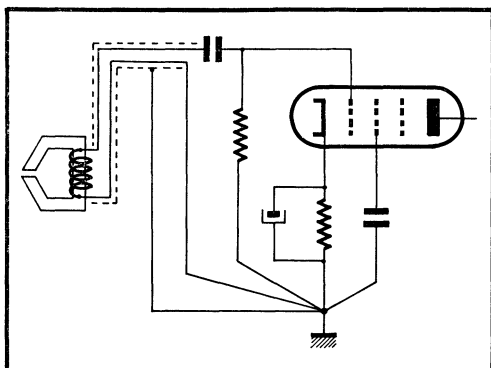


Fig. 130. — Lutte contre les ronflements d'origine résistive. Toutes les masses d'un même étage seront ramenées en un seul point.

Ce point sera de préférence un point isolé de la masse (« cheminée » d'un support de tube, par exemple). Il sera réuni à la masse par une connexion. On peut ainsi choisir aisément les points où les étages d'entrée sont mis à la masse pour un minimum de ronflement injecté entre étages.

On proscriera l'emploi de la masse du châssis (ou de la connexion masse dans le cas d'un circuit imprimé) en tant que conducteur pour le courant des filaments.

Les fils blindés utilisés seront isolés et leur blindage ne sera mis à la masse qu'en un point. (La question du blindage des conducteurs est traitée dans un paragraphe spécial.)

3) Choisir un support de lampe de très bonne qualité pour l'étage d'entrée, et choisir un matériau de circuit imprimé de bonne qualité.

Pour les résistances de fuite, filament-cathode, voir plus loin le paragraphe « filament ».

4) Réaliser un bon filtrage. Voir à ce sujet le chapitre *Alimentation*.

PRECAUTIONS CONTRE LES RONFLEMENTS INTRODUITS PAR LE FILAMENT.

Nous venons de voir que le filament introduisait du ronflement par les trois voies : inductive, capacitive, résistive. Nous allons exposer ce qu'on peut faire pour minimiser son influence.

MOYENS.

1) Utiliser les tubes prévus pour l'amplification de très faibles signaux (EF86, ECC83...) où les constructeurs ont pris toutes les précautions voulues pour limiter les ronflements dus au filament.

2) Equilibrer le circuit filament par rapport à la masse. Au lieu d'utiliser, pour fournir la tension de chauffage, un secondaire muni d'une prise médiane, il vaut mieux utiliser le montage de la figure 131. Le potentiomètre, dont le curseur est relié à la masse, permet d'obtenir un ronflement minimum. Voici comment. Supposons qu'à 50 Hz il y ait une impédance capacitive de 2000 M Ω entre chaque extrémité du filament et la cathode. Le potentiel alternatif de la cathode s'équilibre à la demi-valeur de la tension alternative de chauffage. La masse est aussi à la demi-valeur de la tension alternative, via la prise médiane. La différence de potentiel cathode masse est nulle et aucun courant ne traverse l'impédance placée dans la cathode. Aucun ronflement n'est introduit dans le tube. Au contraire, si les deux

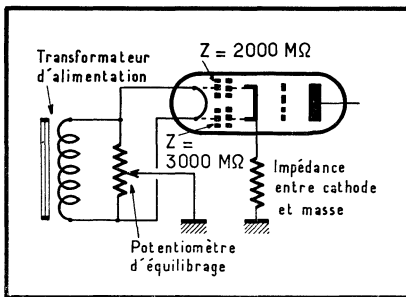


Fig. 131. — Le circuit filament est mis à la masse par le curseur d'un potentiomètre placé aux bornes du circuit. Ce procédé permet, moyennant réglage du curseur, de réduire fortement les ronflements capacitifs dus au filament, même si les capacités parasites sont inégales (cas pratique).

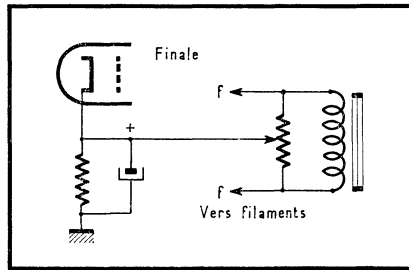


Fig. 132. — Une bonne précaution consiste à fixer le circuit filament à un potentiel positif, ce qui peut être réalisé de façon simple en reliant le point neutre du circuit filament à la cathode de la finale.

impédances capacitives ne sont pas égales (ce qui est toujours le cas en pratique, le filament n'étant jamais parfaitement centré dans la cathode), il y a, par exemple, 2000 MΩ d'un côté et 3000 MΩ de l'autre (fig. 131). Le potentiel de la cathode n'est plus égal à la demi-valeur de la tension de chauffage, un courant traverse l'impédance de cathode, créant une tension qui s'ajoute à la tension de signal, cela en supposant que le potentiel de la masse est resté fixé à la demi-valeur de la tension de chauffage. En déplaçant le curseur du potentiomètre, il est possible d'amener la masse au même potentiel que la cathode et ainsi de supprimer le courant et le ronflement.

3) Ce même potentiomètre d'équilibrage est très utile aussi contre les ronflements d'origine résistive dus à la lampe. (Nous pouvons reprendre le même raisonnement que pour les ronflements capacitifs, mais en considérant cette fois la grille au lieu de la cathode et des résistances au lieu d'impédances.)

4) Relier le filament à un potentiel continu positif de l'ordre de +5 à +20 V (fig. 132). Le filament étant chauffé émet des électrons. Or la cathode est souvent à un potentiel positif par rapport au filament, du fait de la polarisation. (Même si la cathode est à la masse, les extrémités d'un filament soumis à un potentiel alternatif sont momentanément négatives vis-à-vis de la cathode.) De ce fait, la cathode joue le rôle d'« anode » vis-à-vis des électrons issus du filament. Les électrons qui ont atteint la cathode retournent au filament par l'impédance de cathode, d'où introduction d'un ronflement. Au contraire, si le filament est relié à un potentiel positif, la cathode négative repousse les électrons émis par le filament, aucun courant de ronflement dû au filament ne peut plus traverser l'impédance de cathode. Sur la figure 132, la « polarisation » du filament est obtenue très simplement en reliant le circuit filament à la cathode de la finale. Ce tube ayant la polarisation la plus élevée, toutes les autres cathodes sont à un potentiel négatif par rapport à lui.

5) Diminuer la tension de chauffage. On réduit ainsi les « échappées » d'électrons vers la grille.

6) Enfin chauffer le tube en continu, moyen radical s'il en est.

CONCLUSION.

Il n'est pas indispensable d'employer tous ces moyens à la fois pour obtenir de bons résultats. Il est évident que le dernier moyen remplace tous les autres, aussi ce n'est pas à lui que nous pensons en écrivant cela.

De toutes façons, nous estimons qu'un circuit filament à tension normale (ou très légèrement en dessous) muni d'un potentiomètre d'équilibrage et relié à une tension positive doit donner satisfaction sans qu'il soit nécessaire de recourir à un chauffage en continu.

CONDUCTEURS BLINDÉS.

Tous les conducteurs transportant le signal B.F. demandent à être blindés pour autant qu'ils atteignent quelques centimètres de longueur. On emploiera du fil dont le blindage est recouvert d'un isolant. Le blindage ne peut en effet être à la masse qu'en un seul point : la masse de l'étage où le conducteur conduit le signal.

Supposons que le blindage soit à la masse en deux points (fig. 133, *a*). Il n'est pas difficile de voir que l'on a formé une spire dans laquelle les champs parasites vont induire une tension qui donnera lieu à un courant. Ce courant circule dans le blindage et induit une tension dans le conducteur qui y est inséré, d'où ronflement. Supposons maintenant que le blindage soit à la masse en un seul point, mais que ce point ne soit pas la masse de l'étage où le signal est conduit (fig. 133, *b*). Entre ces deux masses peut exister une petite tension alternative à fréquence du réseau. Cette tension est appliquée à l'ensemble résistance de fuite de grille, capacité parasite entre conducteur et blindage, une fraction se retrouve donc aux bornes de la résistance de fuite, d'où ronflement.

Cela ne veut pas dire que le blindage ne peut pas être utilisé pour conduire une masse. La figure 134 en montre deux exemples. Le premier (en *a*) concerne la jonction entre une entrée « Micro » et l'amplificateur. La masse de l'étage d'entrée est conduite à la prise « Micro » par le blindage. Le deuxième (en *b*) concerne un potentiomètre de réglage de volume placé entre deux étages. La figure est suffisamment claire pour se passer de commentaire. Ce que l'on ne peut pas faire, c'est insérer un second point de masse dans le circuit, comme il est suggéré en tirets sur la figure.

En bref, on peut dire qu'entre deux points retournant à la masse, il ne peut exister qu'une seule liaison.

Pour les liaisons transportant un signal très faible (liaison tête-entrée de l'amplificateur, par exemple), on va plus loin : on utilise du fil deux conducteurs sous blindage isolé (on a pu en voir un exemple à la figure 130). Un des conducteurs véhicule le signal, l'autre la masse. Les deux sont protégés par un blindage relié à la masse de l'étage d'entrée.

Au contraire, là où le signal a déjà atteint un niveau confortable, et où la liaison n'est pas très longue (quelques centimètres), on peut se contenter d'un fil blindé improvisé formé d'un fil ordinaire isolé autour duquel a été enroulé, à spires assez lâches, un autre fil ordinaire isolé. Ce second fil est mis à la masse de l'étage où le conducteur central amène le signal.

Dans bien des cas, il est possible de se passer de blindage sur certains fils, mais il vaut mieux laisser à l'expérience le soin d'en décider.

COMMENT DISTINGUER LE MUMETAL DES MATERIAUX MAGNETIQUES ORDINAIRES.

Il suffit de procéder à une petite expérience de chimie. Préparez la solution ci-après : 17 g de sulfate de cuivre; 3 cm³ d'acide sulfurique à 66° B; 100 cm³ d'eau. Attention : versez l'acide dans l'eau et non le contraire!

Avec une toile émeri, nettoyez quelques centimètres carrés du métal à tester. Sur la surface ainsi préparée, étendez une ou deux gouttes de la solution ci-dessus.

Dans le cas où l'on a affaire à un matériau magnétique ordinaire, il se forme une tache cuivrée.

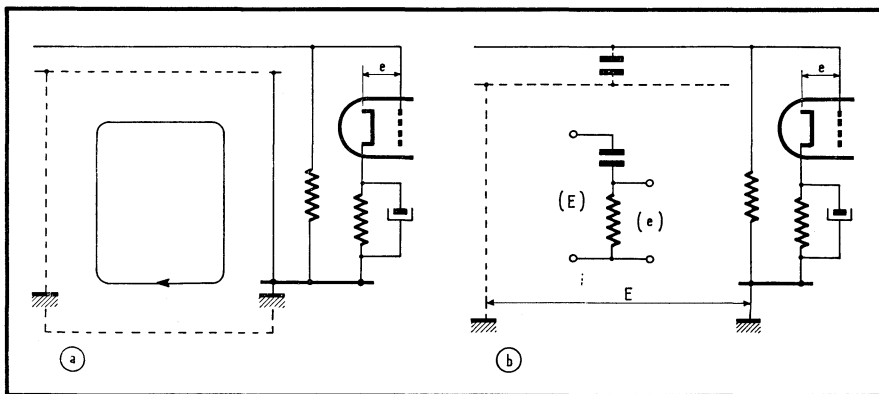


Fig. 133. — Précautions contre les ronflements. Fils blindés. Le blindage ne peut être mis à la masse qu'en un seul point (a) et ce point ne peut être que celui où sont raccordées les masses de l'étage où le conducteur blindé conduit le signal (b).

Dans le cas du mumétal, il ne se passe rien, même après plusieurs heures, car le nickel contenu dans le mumétal empêche l'attaque par l'acide.

Souffle.

Le souffle auquel nous nous intéressons ici est celui apporté par les amplificateurs, à l'exclusion donc du souffle ayant pour origine le procédé lui-même, déjà vu précédemment, page 63.

CAUSE.

Tout courant résulte d'un mouvement d'électrons et son intensité est proportionnelle au nombre d'électrons en mouvement. Le nombre d'électrons en mouvement n'est jamais parfaitement constant. Par exemple, dans un tube, le nombre d'électrons qui atteint la plaque n'est constant qu'en moyenne; instantanément il y en a plus ou moins. Le flot d'électrons est donc « modulé » à un rythme qui, régi par les lois du hasard, contient en fait,

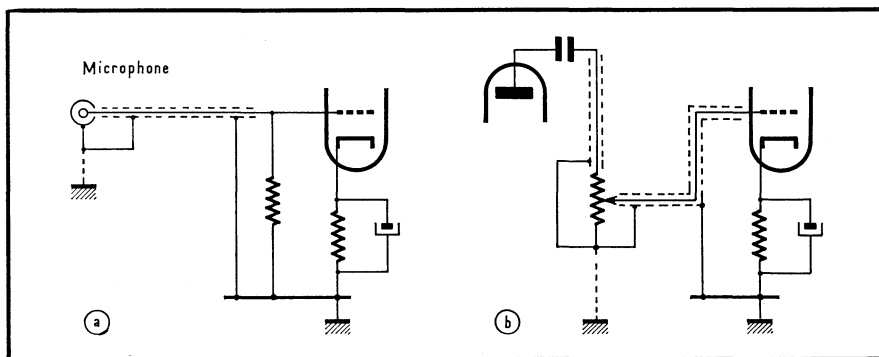


Fig. 134. — Lutte contre les ronflements. Le blindage des conducteurs blindés ne peut être mis à la masse qu'en un seul point. Mais cela ne veut pas dire que le blindage ne peut transporter une masse. Nous en avons d'ailleurs deux exemples ici : a) blindage transportant la masse nécessaire à l'entrée « micro » ; b) blindage transportant la masse nécessaire au potentiomètre de volume.

avec une même amplitude, toutes les fréquences de la gamme audible et au-delà. Comme il y a plus de fréquences dans les octaves supérieures du spectre audible que dans les premières (plus de fréquences par exemple de 10 000 Hz à 20 000 Hz que de 50 à 100 Hz), il y a plus d'énergie dans les dernières octaves, ces bruits apparaissant donc surtout composés d'aiguës et s'entendant sous forme de souffle. De même le déplacement des électrons dans un transistor, dans une résistance, dans un conducteur en général, a des « composantes désordonnées », ce que l'on appelle l'agitation thermique des électrons, d'où résulte le souffle.

PRÉCAUTIONS.

— Les constructeurs fournissent des tubes ou transistors étudiés pour maintenir le niveau du souffle aussi bas que possible. L'emploi de ces tubes ou transistors est vivement recommandé. Citons (liste non limitative) EF86, ECC83 pour les tubes, AC107 pour les transistors.

— Tous les exemplaires des tubes ou transistors appartenant à un type recommandable pour son faible souffle ne présentent pas au même degré cette qualité. Il y a donc intérêt à sélectionner (surtout pour l'étage d'entrée), l'exemplaire possédant le meilleur rapport gain/souffle.

— Dans le cas d'un amplificateur à tube, il vaut mieux employer une triode qu'une pentode pour l'étage d'entrée. (Dans une pentode, le flot d'électrons en route vers l'anode a plus d'occasions de diverger de la bonne route vu la présence de nombreuses grilles, d'où arrivées plus « hasardeuses ».)

— Un léger sous-chauffage du tube d'entrée tend à diminuer le souffle.

— On utilisera des résistances à faible souffle pour les étages d'entrée, c'est-à-dire des résistances du type « à couche déposée » et non du type « aggloméré ». L'agitation thermique, qui cause le souffle, augmente avec la température, il y a donc intérêt à éviter que les résistances utilisées chauffent. Il vaut donc mieux prendre un modèle dont la dissipation en watts est largement supérieure à ce qui est nécessaire (cela est à fortiori vrai si on utilise malgré tout des résistances agglomérées ordinaires (1)).

Bruits microphoniques.

Ces bruits sont engendrés par les tubes qui équipent l'amplificateur.

CAUSE

Les tubes sont soumis à des vibrations dues, soit au mécanisme, soit aux ondes sonores émises par le haut-parleur. Ces vibrations provoquent des variations de la distance entre éléments du tube. On sait que cette distance fixe les caractéristiques du tube. Des variations de cette distance résultent donc des variations du courant qui traverse le tube. Ainsi le tube agit comme un microphone, lequel produit un signal par suite du déplacement de ses éléments (d'où le nom de bruits microphoniques).

PRÉCAUTIONS.

— Nous avons vu que les constructeurs ont étudié des tubes spécialement prévus pour l'amplification de faibles signaux B.F. En plus d'un faible niveau de souffle et de ronflement, ces tubes présentent l'avantage d'une microphonie réduite. Leur emploi est donc d'autant plus recommandé.

(1) En ce qui concerne les endroits de l'amplificateur où il convient d'user de telles résistances et les dissipations à utiliser, on pourra se référer aux exemples donnés aux figures 117 et 119 du chapitre précédent.

— Pour les deux premiers étages, il est indispensable d'utiliser des supports de tubes antimicrophoniques. Ces supports sont agencés de telle sorte que la fixation entre le support proprement dit et le châssis soit élastique. Cette fixation souple arrête les vibrations transmises par le châssis. Plus la fixation est souple, meilleur est le support. Le système est efficace jusqu'à une fréquence de vibration d'autant plus basse que l'inertie du tube et du support est élevée. Il y a donc intérêt à augmenter cette inertie en garnissant le tube d'un lourd blindage ou d'une bague de caoutchouc, ou encore en le trempant dans de la cire blanche. Pour ne pas perdre le bénéfice de la suspension élastique, il est nécessaire d'effectuer le câblage du support à l'aide de fils très souples et suffisamment longs pour permettre les mouvements du support. Les éléments de câblage tels que résistances, condensateurs, intéressant le support en question seront, selon les possibilités, portés par le châssis ou le support (il y a intérêt à ce qu'ils soient portés par le support dont ils augmentent l'inertie).

— Un support antimicrophonique peut être réalisé très simplement en montant un support ordinaire sur un morceau de caoutchouc, lui-même fixé au châssis.

Remarque. — De par leur constitution interne massive, les transistors sont totalement exempts de bruits microphoniques.

B. — LUTTE CONTRE LES ACCROCHAGES.

L'accrochage (ou entrée en oscillation) d'un amplificateur se produit chaque fois qu'une fraction suffisante de la tension de sortie est réinjectée à l'entrée avec une phase convenable. L'accrochage peut intéresser un groupe d'étages mais, plus fréquemment, il englobe l'amplificateur tout entier, les conditions de tension réinjectée suffisante et de phase convenable étant plus aisément remplies dans ce cas.

Le couplage de la tension de sortie à l'entrée peut avoir lieu par trois voies : inductive, capacitive, résistive.

a) Accrochages dus à un couplage inductif.

CAUSE.

Le couplage est dû à un flux variable produit par un bobinage parcouru par un courant B.F. Ce flux induit une tension dans un bobinage situé à l'entrée de l'amplificateur.

PRÉCAUTION.

On évitera le voisinage du transformateur de sortie et de la tête, ou du transformateur de sortie et de la bobine antironflement lorsqu'une telle bobine est utilisée.

b) Accrochages dus à un couplage capacitif.

CAUSE.

La transmission de la tension qui déclenche l'accrochage se fait par capacité parasite entre un circuit d'entrée et un circuit de sortie, d'une manière exactement analogue à celle que nous avons étudiée à la figure 126.

C'est le type d'accrochage le plus fréquent en pratique. L'amplificateur oscille alors sur une fréquence élevée (de l'ordre de 20 kHz à 200 kHz), l'impédance de la capacité parasite de couplage étant faible à ces fréquences. Le grand gain demandé aux amplificateurs oblige à recourir à un nombre

élevé d'étages. Les liaisons entre ces étages et le circuit de couplage capacitif introduisent de nombreux déphasages, si bien qu'il y aura toujours une fréquence pour laquelle la condition de phase est remplie, même si, aux fréquences usuelles, entrée et sortie de l'amplificateur sont en opposition de phase (1).

PRÉCAUTIONS.

- Eviter tout voisinage entre un circuit d'entrée et un circuit de sortie.
- Lorsque l'appareil utilise la même tête et le même amplificateur pour l'enregistrement et la reproduction (cas le plus courant), on utilisera, pour la commutation de la tête, de préférence le schéma de la figure 135, *b*, à celui

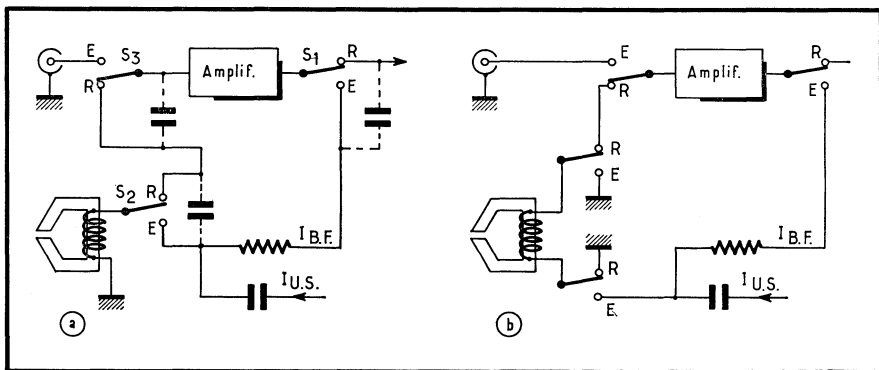


Fig. 135. — Avec le montage (a) il y a de grands risques d'accrochage, car l'entrée et la sortie de l'amplificateur se « voient » à travers les capacités parasites des inverseurs S_2 et S_1 à la reproduction et des inverseurs S_2 et S_3 à l'enregistrement. Il vaut donc mieux employer le montage (b) où cet inconvénient est éliminé du fait que entrée et sortie arrivent sur des inverseurs différents qui peuvent être aussi éloignés l'un de l'autre que nécessaire.

de la figure 135, *a*. En effet, en reproduction, la tête est connectée à l'entrée de l'amplificateur, en enregistrement, à la sortie. Avec le schéma de commutation de la tête de la figure 135, *a*, entrée et sortie de l'amplificateur se « voient », en reproduction, à travers la capacité parasite entre les contacts des inverseurs S_1 et S_2 , et, en enregistrement, à travers les capacités parasites des inverseurs S_2 et S_3 . Le risque d'accrochage est très grand. Au contraire, avec le schéma de la figure 135, *b*, entrée et sortie arrivent sur des inverseurs différents et peuvent donc être suffisamment éloignées.

— Toujours dans le cas d'un appareil exigeant une commutation enregistrement-reproduction, il vaut mieux réaliser cette commutation à l'aide d'un commutateur à glissière (où les inverseurs sont en ligne), plutôt qu'avec un commutateur rotatif (où les inverseurs sont situés sur des galettes). L'usage de ce deuxième type de commutateur conduit à un groupement des connexions favorable au déclenchement d'un accrochage. Dans le cas où un commutateur rotatif doit absolument être utilisé, il faut répartir les contacts sur diverses galettes séparées entre elles par des blindages. On ne groupera sur une même galette que des circuits possédant des niveaux de signal peu différent.

— Si la commutation enregistrement-reproduction doit se faire par relais, il faut, soit utiliser plusieurs relais et ne faire effectuer par chacun

(1) Il en est de même d'ailleurs pour les accrochages inductifs.

d'eux que des commutations relatives à des circuits possédant des niveaux de signal peu différents, soit utiliser un jeu de lames de contact mécaniquement solidaires de façon à être actionnées par la même bobine et réparties dans les divers étages au prorata des besoins de commutation. Eventuellement, séparer les jeux de lames par des blindages.

— Mettre à la masse tout élément de commutateur non utilisé.

— Mettre de même à la masse tout élément mécanique isolé risquant de faire relais entre l'entrée et la sortie. Par exemple, dans le cas d'un commutateur à glissière utilisé sur un circuit imprimé pour la commutation enregistrement-reproduction, on ne manquera pas de mettre à la masse la charpente métallique de ce commutateur.

— D'une façon générale, toutes les précautions exposées pour protéger l'amplificateur des ronflements transmis par voie capacitive sont valables ici aussi : blindages, câblage court, etc.

— On se souviendra qu'un point quelconque du circuit est d'autant plus dangereux (pour les autres points) qu'il possède une tension B.F. élevée. A ce point de vue, l'anode du tube final est, sans conteste, l'élément le plus critique.

— On se souviendra également qu'un point quelconque du circuit risque d'autant plus d'être perturbé que son impédance vis-à-vis de la masse est élevée.

— Enfin, en cas d'emploi de tubes doubles dans les amplificateurs, on veillera à ce que le gain d'ensemble des deux éléments du tube ne soit pas trop important aux fréquences élevées (50 kHz). Les capacités parasites internes des tubes doubles suffisent à déclencher l'accrochage à ces fréquences.

c) Accrochages dus à un couplage résistif.

CAUSES.

1) Tous les points d'un circuit d'entrée à relier à la masse ne retournent pas à la même masse. Entre les masses, il existe une petite résistance. Si un courant en provenance des étages suivants traverse cette résistance, il produit une tension qui est injectée dans le circuit d'entrée. Même si toutes les masses d'un étage retournent au même point, la tension perturbatrice peut s'introduire entre deux étages, de façon analogue à celle étudiée à la figure 129 à propos du ronflement.

2) Le couplage peut avoir lieu par les circuits d'alimentation. Il se déclenche alors un accrochage à fréquence très basse ou « motor-boating ». L'explication de ce phénomène sera donnée au chapitre *Alimentation*.

PRÉCAUTIONS.

a) *Contre le couplage par les masses*, on évitera :

— d'utiliser la masse du châssis ou du circuit imprimé pour transporter un courant B.F. intense;

— qu'une même portion de la masse du châssis ou du circuit imprimé soit parcourue par les courants de retour à la masse « filtrage » d'étages appartenant à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. Au besoin, isoler les masses de chaque étage et les ramener à la masse des condensateurs de filtrage, chacune par un conducteur.

b) *Contre le « motor-boating »* :

— utiliser un nombre pair d'étages d'amplification (pour l'amplificateur de reproduction surtout);

— sinon prendre les précautions préconisées au chapitre *Alimentation*.

C. — RÉPONSE EN FRÉQUENCE DIMINUTION DE LA DISTORSION

Il n'y a guère à dire à propos de la réponse en fréquence et rien du tout sur la diminution de la distorsion, les amplificateurs utilisés dans un enregistreur ne posant aucune difficulté particulière à ce double point de vue.

Réponse aux fréquences élevées.

Pour lutter contre les accrochages et les ronflements, nous avons conseillé de blinder les circuits transportant le signal. Cela crée de nombreuses capacités parasites au détriment de la réponse dans le registre élevé. En conséquence, il faut s'efforcer :

- de limiter la longueur de ces conducteurs;
- lorsque la longueur du conducteur est grande, d'effectuer le transport sous une impédance aussi basse que possible;
- l'expérience montre qu'en certains endroits de l'amplificateur, il est possible de supprimer le blindage ou d'utiliser un blindage plus lâche, présentant moins de capacité parasite.

Réponse aux fréquences basses.

Du microphone au haut-parleur, le signal reproduit par un enregistreur traverse un nombre assez conséquent de liaisons entre étages, d'où risque de limitation de la réponse aux fréquences basses. Pour éviter cela, on prendra des condensateurs de liaison de valeur suffisante. Nous conseillons de choisir la valeur du condensateur de liaison C_L , telle que son produit avec la résistance de fuite de grille, R_g , donne une constante de temps $C_L \cdot R_g$ d'au moins 47 000 μs .

Les condensateurs de découplage de cathode et d'écran seront également généreusement dimensionnés.

OSCILLATEURS

L'oscillateur joue un double rôle :

- 1) alimenter la tête d'enregistrement en courant de polarisation, $I_{u.s.}$.
- 2) alimenter la tête d'effacement en courant d'effacement, $I_{eff.}$

Fréquence.

Pour éviter des battements audibles entre $I_{u.s.}$ et les harmoniques du signal B.F., la fréquence de l'oscillateur doit être au moins 5 fois plus élevée que la plus haute B.F. (!...) à enregistrer. La fréquence de l'oscillateur ne peut cependant être trop élevée car, pour un même $I_{u.s.}$, et pour une tête donnée, la tension demandée à l'oscillateur s'élève puisque l'impédance de la tête d'enregistrement devient plus grande (1).

La tête d'effacement demande une fréquence telle que chaque point du ruban subisse plusieurs cycles d'hystérésis pendant le temps relativement court où il est soumis au champ de la tête, donc une fréquence assez élevée.

Mais :

1) les pertes dans la tête d'effacement augmentent avec la fréquence; pour diminuer la charge de l'oscillateur on a intérêt à diminuer la fréquence à juste ce qui est suffisant pour un bon effacement;

2) pour un même courant d'effacement, et toujours pour une tête donnée, il faut aussi une tension plus élevée, car l'impédance de la tête d'effacement augmente avec la fréquence.

La fréquence de l'oscillateur doit donc faire l'objet d'un compromis. Il faudrait en réalité deux compromis : un pour la fréquence de polarisation et un pour la fréquence d'effacement, car la fréquence de compromis est plus basse pour l'effacement que pour la polarisation. Dans certains appareils on

(1) Nous verrons, dans le prochain chapitre, que la tête est une impédance complexe dans laquelle $I_{u.s.}$ se fractionne entre les divers éléments. Nous ne considérons ci-dessus que la seule fraction de $I_{u.s.}$ qui, passant dans la partie self-induction de la tête, produit le flux de polarisation. Cette fraction diminue toujours quand la fréquence augmente (à tension constante aux bornes de la tête), cependant que le courant total peut augmenter ou diminuer selon le cas.

trouve effectivement deux fréquences : la première est fournie directement par l'oscillateur accordé sur la fréquence de compromis souhaitable pour l'effacement; la seconde sert à la polarisation. Elle est obtenue en prélevant par un circuit accordé une fréquence harmonique de l'oscillateur et en l'amplifiant.

Actuellement on emploie presque exclusivement la même fréquence pour la polarisation et l'effacement. Cela est notamment rendu possible par les progrès réalisés ces dernières années dans le sens de la diminution des pertes dans la tête d'effacement, spécialement par l'emploi du ferroxcube.

On adopte généralement une fréquence égale à 5 fois la plus haute B.F. à enregistrer. Un enregistreur qui passe le 16 kHz aura une fréquence de polarisation de l'ordre de 80 kHz. Pour un appareil passant seulement 10 kHz on peut se contenter de 50 kHz.

Forme d'onde.

Pour un résultat optimal, il est nécessaire que l'oscillateur produise une onde aussi sinusoïdale que possible. Car toute distorsion :

1) dans $I_{v.s.}$: fait apparaître du souffle sur le ruban. L'harmonique 2 est spécialement redoutable (voir p. 48);

2) dans I_{eff} : crée un manque de symétrie des cycles d'effacement, qui laisse un magnétisme résiduel. A la reproduction cela se traduira par l'apparition d'un souffle;

3) produit des harmoniques. Or les harmoniques de l'oscillateur ont une fréquence suffisante pour interférer avec des fréquences radio, ce qui crée des sifflements gênant la réception de certaines stations dont la fréquence est proche de celle d'un harmonique de l'oscillateur.

Stabilité de la tension.

Toute variation de la tension de sortie fait varier le courant de polarisation $I_{v.s.}$ et le courant d'effacement I_{eff} .

La valeur du courant passant dans la tête d'effacement n'est pas critique; il faut simplement qu'il y ait assez de courant pour effacer, sans qu'il y en ait trop. Trop de courant n'améliore pas l'effacement, mais risque de faire chauffer la tête de façon excessive.

Il en va autrement de $I_{v.s.}$. Nous avons vu que de la valeur de $I_{v.s.}$ dépendent la distorsion et la réponse en fréquence. Tout changement de la valeur de $I_{v.s.}$ peut produire une variation de la distorsion et de la réponse dans l'aigu.

Il est donc bon que la tension de sortie de l'oscillateur reste constante. De nombreuses causes tendent à faire varier la tension d'un oscillateur. Citons : les variations du réseau et l'échauffement des constituants, principalement les tubes. (La température interne des tubes met très longtemps à se stabiliser — ou même varie lentement — si la puissance dissipée dans le tube n'est pas constante. C'est justement le cas de l'oscillateur d'enregistreur, qui est souvent utilisé par intermittence. Les dilatations causées par la température modifient l'espace inter-électrodes et donc les caractéristiques du tube (pente et capacités parasites).

Stabilité de la fréquence.

La fréquence de polarisation et d'effacement n'est pas critique en elle-même. Cependant, toute variation de la fréquence modifie l'impédance des organes de couplage entre l'oscillateur et la tête, ainsi d'ailleurs que l'impé-

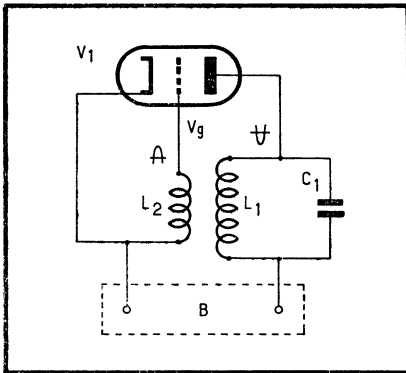


Fig. 136. — Principe d'un oscillateur.

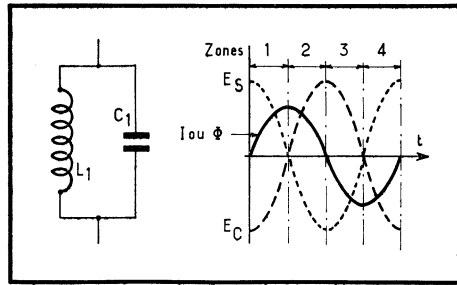


Fig. 137. — A condition que C_1 ait reçu une charge initiale, un circuit tel que L_1, C_1 est le siège d'un échange d'énergie sous forme d'un courant alternatif sinusoïdal.

dance de la tête elle-même, ce qui produit une modification de $I_{v.s.}$, qui lui est assez critique. Plus encore, la tension de sortie de l'oscillateur est différente selon la fréquence, d'où nouvelle modification de $I_{v.s.}$. Il est donc souhaitable que la fréquence soit assez stable.

Les causes qui agissent sur la stabilité de la fréquence sont en gros les mêmes que celles qui agissent sur la tension de sortie.

Fonctionnement d'un oscillateur.

Examinons comment fonctionne l'oscillateur schématisé à la figure 136 et comment il est possible de satisfaire aux diverses conditions vues ci-dessus.

CIRCUIT OSCILLANT.

Considérons le circuit L_1-C_1 (fig. 137). Soit une certaine quantité d'énergie présente dans le circuit, sous forme d'une tension sur C_1 . C_1 se décharge dans L_1 (zone 1). La décharge prend un certain temps, car le courant lancé par C_1 crée un flux dans L_1 qui induit une tension dans L_1 . C'est une force contre-électromotrice (f.c.e.m.) qui ralentit la décharge. Le flux est maximal quand la décharge est terminée (1). A ce moment toute l'énergie est passée de C_1 sur L_1 où elle se trouve concentrée sous forme d'un flux. Ce flux ne peut rester indéfiniment dans L_1 ; il disparaît et la variation qui en résulte induit de nouveau une tension dans L_1 , en sens opposé cette fois (car le flux passe d'un maximum à 0), si bien que le courant continue dans le même sens et recharge C_1 en sens opposé par rapport à la situation de départ (zone 2) (2). Quand le flux dans L_1 s'annule, toute l'énergie est repassée sur C_1 . C_1 se

(1) La f.c.e.m. est proportionnelle à la vitesse de variation du flux engendré dans L_1 , donc à la vitesse de variation du courant de décharge. Ceci explique, un peu paradoxalement, que le courant de décharge augmente quand la décharge se termine, la tension aux bornes de C_1 n'étant plus assez élevée pour que le courant sache augmenter vite, si bien que, quand C_1 est déchargé, le courant est maximum, donc le flux.

(2) Dans la zone 1 de la figure 137 le courant comblait la différence des charges entre les plaques de C_1 ; en (a) l'équilibre est atteint, en continuant le courant apporte des charges sur la plaque qui en manquait au départ et charge ainsi C_1 en sens opposé.

décharge de nouveau dans L_1 (zone 3) qui recharge C_1 (zone 4) tout comme nous venons de l'expliquer, sauf que ces deux nouveaux échanges se font avec des polarités et sens de courants contraires aux deux premiers (puisque C_1 a reçu une charge de sens opposé), si bien que C_1 est cette fois rechargé dans le sens qu'il avait au début de cet exposé, on se retrouve alors dans la situation primitive. C_1 se décharge de nouveau dans L_1 , etc.

Il y a donc un échange continu d'énergie sous forme d'un courant alternatif dans le circuit. Plus encore, une analyse mathématique montrerait que ce courant est sinusoïdal, donc aussi la tension aux bornes du circuit.

La fréquence de la tension est proportionnelle au nombre d'échanges par unité de temps et d'autant plus élevée que les éléments sont petits (C_1 petit est vite déchargé et rechargé; de même si L_1 est petit, le flux est petit et plus vite créé et disparu...).

A condition que le circuit L_1 - C_1 soit un circuit sans pertes, et pour autant que les valeurs des éléments soient choisies pour obtenir la fréquence souhaitable, nous aurions réalisé l'oscillateur demandé. L'amplitude maximale de l'oscillation serait égale à la tension à laquelle la capacité est chargée au départ.

En réalité un tel circuit n'existe pas : L_1 possède une résistance série et C_1 une résistance parallèle qui absorbent à chaque échange une partie de l'énergie. La tension prend l'allure de la figure 138. Après un certain nombre

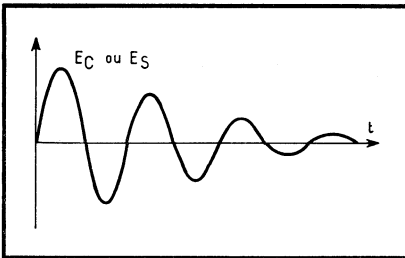


Fig. 138. — En l'absence d'un apport extérieur d'énergie la tension oscillante s'amortit progressivement par suite des pertes.

d'échanges, qui dépend de la grandeur des pertes (donc de la qualité, Q , du circuit) le mouvement s'arrête.

OSCILLATEUR PROPREMENT DIT.

Pour que le mouvement continue il faut compenser les pertes par un apport extérieur d'énergie, autrement dit il faut renforcer les tensions d'échange d'une quantité égale aux pertes. C'est ici qu'interviennent le tube V_1 et la source B . La source constitue un réservoir d'énergie. Le tube V_1 , mis en série avec B , dose la quantité d'énergie transférée au circuit oscillant. V_1 peut être assimilé à une résistance qui diminue la tension appliquée à L_1 - C_1 . Comme la valeur de la résistance équivalente à V_1 dépend du potentiel de grille, il est possible de commander la tension appliquée au circuit oscillant. Cette tension est égale à la tension appliquée à la grille multipliée par le gain du tube.

Pour empêcher la tension oscillante de s'amortir, il suffit d'appliquer à la grille de V_1 une tension V_g , telle que la tension supplémentaire qui en résulte aux bornes de L_1 - C_1 compense exactement les pertes dues à chaque échange. V_g doit avoir la même forme que la tension à l'extrémité de L_1 - C_1 (c'est-à-dire à l'anode de V_1) et lui être opposée de 180° . Une telle tension est disponible sur le bobinage L_2 couplé à L_1 , à condition de choisir le sens de branchement de L_2 pour que V_g soit opposé à la tension à l'anode du tube.

Le rapport entre L_1 et L_2 doit être tel que V_g amplifiée compense exactement les pertes. Le système s'entretient. La fréquence d'oscillation est très proche de celle du cycle d'échange de L_1 - C_1 qui vaut :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

avec f en hertz si L est en henrys, C en farads.

Il semble qu'il ne soit pas possible de donner à V_g la valeur exacte requise. Si V_g est trop faible les pertes ne sont pas suffisamment compensées et l'oscillation s'arrête. Si V_g est supérieure même d'une très faible quantité les pertes sont surcompensées. La tension sur L_1 - C_1 grandit, d'où augmentation de V_g qui provoque une nouvelle augmentation..., etc. La tension sur L_1 - C_1 grandit jusqu'à ce que le tube atteigne ses deux limites : la saturation et le cut-off. Ce sont les conditions réelles de travail d'un oscillateur.

Il n'est pas indispensable que C_1 soit chargé, comme nous l'avons supposé, pour que le mouvement s'amorce. Comme V_g vaut 0 au départ, si on alimente l'oscillateur un courant tend à s'établir dans le circuit notamment à travers L_1 , la tension sur l'anode de V_1 diminue, d'où, grâce à L_2 , V_g augmente. Si V_g augmente, le courant tend davantage à augmenter, d'où le potentiel d'anode baisse davantage, d'où réaction sur V_g qui accroît le courant, etc., jusqu'à ce que le tube arrive à saturation. Le flux dans L_1 est alors maximum. Le flux disparaît en induisant une tension dans L_1 et L_2 . L_1 charge C_1 cependant que V_g diminue... Le mouvement est amorcé et continue.

Une tension, V_g , à la grille vaut sur l'anode $V_g \times G = V_a$. Une partie seulement de cette tension, V'_g , est réinjectée à la grille par le circuit de couplage. La division introduite vaut V_a/V'_g . Son inverse est défini comme le taux de réaction $m = V'_g/V_a$. Pour qu'il y ait réaction la fraction réinjectée doit être plus grande que la division introduite par le couplage ce qui signifie

$G > \frac{V_a}{V'_g}$ ou $1/m$. La condition minimale de démarrage de l'oscillation

s'écrit :

$$G.m > 1$$

TENSION.

La tension sur L_1 - C_1 est d'autant plus élevée que le coefficient Q du circuit est grand, ce qui s'explique aisément. Le tube est capable d'un courant maximal, lequel multiplié par l'impédance du circuit oscillant donne la tension sur L_1 - C_1 . Or nous savons que l'impédance d'un circuit L-C parallèle est proportionnelle à Q .

DISTORSION.

Voyons maintenant comment il est possible d'obtenir un taux de distorsion très réduit. La tension E , fournie par L_1 - C_1 seul, est parfaitement sinusoïdale. Pour qu'elle le reste il faut que la tension appliquée par V_1 , EV_1 , ne vienne pas trop perturber E . Pour cela il y a deux possibilités :

a) Le coefficient de qualité $Q = \omega L/r$ du circuit oscillant doit être élevé. Dans ce cas les pertes sont faibles, elles sont aisément compensées, d'où la valeur de EV_1 est faible vis-à-vis de E . Même si EV_1 n'est pas sinusoïdale, son effet perturbateur est réduit. Un rapport Q de l'ordre de 10 est suffisant.

b) La tension EV_1 doit se rapprocher le plus possible de la sinusoïde. EV_1 étant une fraction amplifiée de la tension sinusoïdale E , il suffit de

s'arranger pour que la distorsion apportée par V_1 soit minimale. Il importe donc que la tension appliquée à la grille ne puisse atteindre une valeur telle que la grille devienne positive par rapport à la cathode (sous peine d'écrêtage). Cette tension ne peut non plus devenir tellement négative que le courant dans V_1 s'interrompe pendant une fraction importante de l'alternance négative (cut-off).

On applique donc une polarisation au tube et on donne à la tension injectée sur la grille une valeur telle qu'elle ne dépasse guère les deux limites du tube. Ceci est obtenu en réglant le taux de réaction très près de la valeur limite d'oscillation.

POLARISATION.

Une façon très intéressante d'obtenir la polarisation est présentée sur le schéma de la figure 139. Pour une alternance négative, aucun courant ne passe par C_2 , le circuit étant ouvert. Lors d'une alternance positive le courant grille se déclenche, C_2 est chargé avec la polarité indiquée à une valeur égale à la quantité dont le potentiel de grille a dépassé celui de cathode. La grille est polarisée négativement d'une quantité égale à la charge de C_2 . R_2 est telle que C_2 se décharge à peine sur la durée d'une période, si bien que l'alternance positive suivante n'est presque plus écrêtée. Si l'amplitude augmente, la partie de l'alternance supérieure à la polarisation est écrêtée, C_2 acquiert une charge supplémentaire, la tension à ses bornes et donc la polarisation augmente. Si l'amplitude diminue, rien ne se passe d'abord, C_2 restant chargé et la polarisation étant supérieure au signal maximum. Mais C_2 se décharge dans R_2 , la polarisation diminue, et après quelques cycles les alternances positives sont légèrement écrêtées, C_2 se charge et la polarisation s'équilibre pour cette nouvelle valeur. On voit que le circuit R_2 - C_2 amène automatiquement le point de fonctionnement à une valeur telle que l'écrêtage soit très réduit.

On dose alors le signal ramené sur la grille pour que le point de fonctionnement soit sur le milieu de la caractéristique. De cette façon, le cut-off n'est atteint que pour une faible partie de la période. Nous avons vu qu'il était nécessaire pour que l'oscillation démarre d'avoir $G.m > 1$, ce qui veut dire que la tension ramenée sur la grille, V'_g , est supérieure à la tension initiale. Nous avons vu également que dans ces conditions la tension de l'oscillateur est croissante jusqu'à ce que le tube atteigne ses deux limites. C'est ici qu'apparaît tout l'intérêt du circuit R_2 - C_2 . Quand V_g augmente, le point de fonctionnement recule, la pente diminue, le gain du tube diminue, V'_g augmente moins vite mais augmente encore, d'où nouveau recul du point de fonctionnement, nouvelle diminution du gain et donc de V'_g , etc., jusqu'à ce que V'_g n'augmente plus. A ce moment le gain est égal à la division m , apportée par le circuit du couplage. Autrement dit, grâce à la régulation automatique apportée par R_2 - C_2 la condition $G.m > 1$ devient $G.m = 1$. Comme la tension d'un oscillateur atteint normalement une valeur stable, c'est que cette condition est satisfaite quel que soit m . C'est donc que le gain s'adapte en conséquence ou encore que le point de fonctionnement se déplace sur la caractéristique. En jouant sur m on peut ainsi amener le point de fonctionnement à l'endroit désiré et ainsi régler la quantité dont le cut-off mord dans l'alternance négative. Pour une distorsion minimale on règle m pour tomber vers le milieu de la caractéristique.

La constante de temps de R_2 - C_2 est choisie entre 5 et 10 fois la période de l'oscillation. Par exemple, pour une fréquence de 50 kHz, la période est de 20 μ s. Avec les valeurs indiquées à la figure 139 la constante de temps vaut : $100 \text{ k}\Omega \times 2 \pi \text{ F} = 200 \text{ }\mu\text{s}$, soit 10 fois la durée de la période.

Il existe d'autres façons de disposer le circuit L_2 - C_2 , mais le principe n'est pas changé. Par exemple C_2 en série dans le circuit grille, et R_2 entre

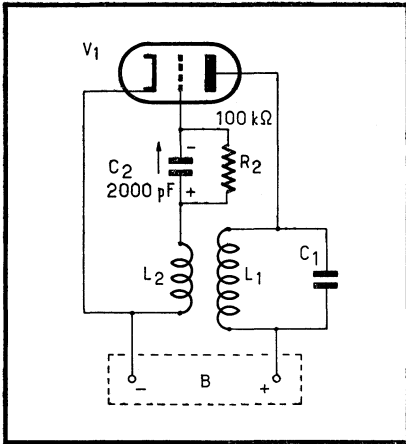


Fig. 139. — Le circuit de polarisation $R_2 C_2$, conjugué avec un faible rapport entre L_2 et L_1 , permet d'obtenir une tension oscillante ayant un taux de distorsion réduit.

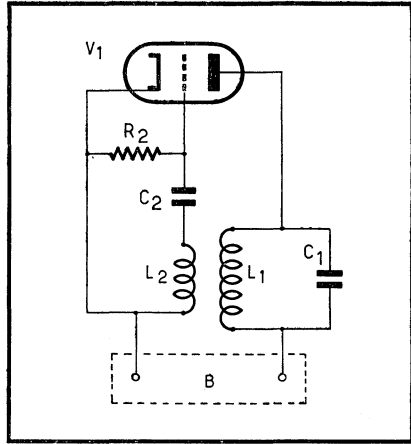


Fig. 140. — Variante du circuit de polarisation. A noter que, du point de vue alternatif, R_2 est en parallèle sur L_2 , ce qui amortit l'oscillateur.

grille et masse. A noter que du point de vue alternatif R_2 est en parallèle sur L_2 , ce qui augmente l'amortissement du circuit (fig. 140).

STABILITÉ DE LA TENSION ET DE LA FRÉQUENCE.

Un autre facteur est encore amélioré par le circuit de polarisation : la stabilité de la tension produite. Voyons l'effet d'une variation de la charge de l'oscillateur telle que la tension de sortie tende à augmenter, par exemple. Si la tension sur L_1-C_1 augmente, la tension sur la grille augmente aussi et donc la polarisation, le point de fonctionnement recule, le gain diminue. L'augmentation est freinée.

Il nous reste à voir la question de la stabilité de la fréquence. Une dérive de fréquence a pour origine principale l'effet de la température sur les éléments du circuit d'accord. La self-induction de la bobine augmente avec la température, ce qui tend à diminuer la fréquence. Pour combattre cet effet on utilise un condensateur ayant un coefficient de température négatif, si bien que la capacité diminue quand la température s'élève, d'où la fréquence augmente. Les effets de la bobine et de la capacité tendent à se compenser et la fréquence reste stable.

Un circuit résonnant ayant un coefficient de qualité élevé améliore également la stabilité (1).

Oscillateurs utilisables dans un enregistreur.

L'oscillateur sur lequel nous avons basé nos explications théoriques est du type dit « reversed feed back ». Avec une bobine oscillatrice bien étudiée

(1) La fréquence est donnée par :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{r}{\rho}}$$

On a tout intérêt à rendre le terme r/ρ le plus petit possible, donc à diminuer r , c'est-à-dire avoir Q le plus élevé possible ($Q = \omega L/r$).

il peut donner d'excellents résultats. Il est très souvent utilisé. Un schéma réel extrait d'un appareil commercial équipé de cet oscillateur est donné dans le chapitre suivant à la figure 147. Il est nécessaire d'employer pour V_1 un tube de puissance, l'effacement réclamant une certaine puissance qui doit être fournie par l'oscillateur.

D'autres montages oscillateurs sont également utilisables. Il est évidemment impossible de les étudier tous. Nous nous contenterons de décrire un montage particulièrement indiqué pour les circuits d'enregistreurs : l'oscillateur push-pull, ainsi que deux circuits économiques. Nous terminerons cette petite revue par l'étude d'une réalisation pratique à tubes et une autre à transistors.

Oscillateur push-pull.

Il est caractérisé par son faible taux de distorsion. On utilise souvent les deux sections d'une double triode. Le cycle d'oscillation est à chaque instant décrit en sens opposé par chaque tube. Du fait de la symétrie du montage,

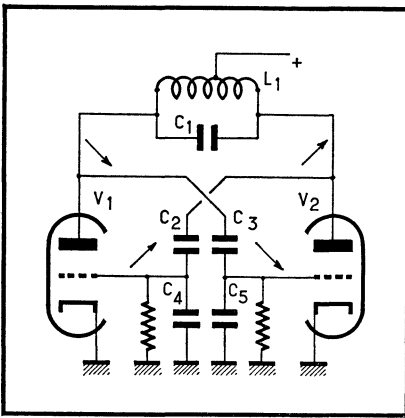


Fig. 141. — Schéma théorique d'un oscillateur push-pull. La réaction est dosée par la division réalisée par les condensateurs C_2 , C_4 et C_3 , C_5 .

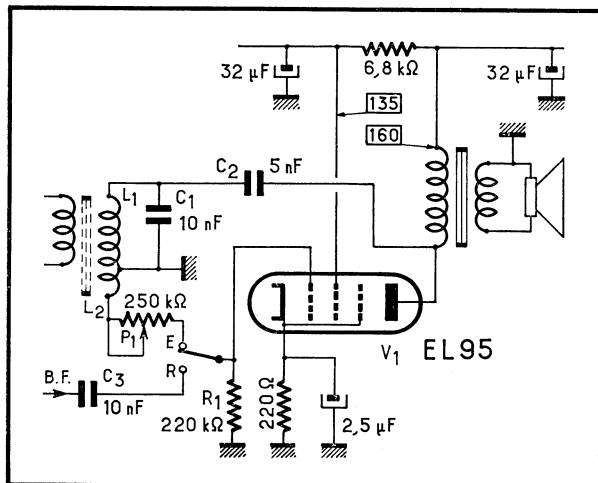
l'apport d'énergie est plus constant, condition essentielle pour réduire la distorsion. Les triodes engendrent surtout des harmoniques pairs. Dans un montage push-pull les harmoniques d'ordre pair engendrés dans chaque tube s'opposent dans l'enroulement et sont éliminés.

La figure 141 donne le schéma de base de cet oscillateur. La réaction va de la plaque de V_1 à la grille de V_2 , à travers C_3 ; également de la plaque de V_2 à la grille de V_1 , à travers C_2 . Le taux de réaction dépend de la valeur du diviseur formé par C_2 et C_4 ou C_3 et C_5 . C_1 , en parallèle avec $C_2 + C_4 + C_3 + C_5$, détermine avec L_1 la fréquence d'accord.

Supposons qu'à un instant donné la grille de V_1 augmente positivement. Le potentiel à l'anode de V_1 diminue, d'où également celui de la grille V_2 . Si le potentiel de grille de V_2 diminue, le potentiel d'anode de V_2 augmente, cette augmentation est transmise à la grille de V_1 , renforçant l'augmentation positive initiale. La réaction est positive. Le même raisonnement pourrait être fait en partant d'une diminution à la grille de V_2 . On constate que les grilles sont toujours à des potentiels opposés, si bien qu'une même demi-période de l'oscillation est réalisée avec une triode dans la moitié positive de son cycle d'oscillation et l'autre dans la moitié négative.

La résistance de la grille et le condensateur de couplage de chaque triode produisent une polarisation négative. Une polarisation supplémentaire est

Fig. 142. — Montage économique. Grâce à une commutation, le même tube est utilisé comme oscillateur à l'enregistrement et comme étage de sortie à la reproduction (Gélos G 256).



parfois obtenue en insérant une résistance dans le retour commun des deux cathodes vers la masse.

Le schéma pratique d'un tel oscillateur est donné figure 144.

Montages oscillateurs économiques.

On peut économiser un tube en faisant remplir deux fonctions par le tube final B.F. En reproduction il est normalement utilisé en amplificateur B.F. tandis qu'une commutation appropriée le transforme en oscillateur U.S. à l'enregistrement.

Un tel circuit est représenté à la figure 142, en position enregistrement. Pour simplifier la commutation on utilise une alimentation dite parallèle de l'anode de V_1 . Le transformateur de sortie laisse passer la composante continue vers l'anode mais constitue une bobine d'arrêt pour la composante U.S. De même C_2 isole le circuit oscillant L_1 - C_1 du point de vue continu, mais n'arrête pas l'ultra-son. L'oscillateur proprement dit est un « reversed feed back », à cette nuance près que, vu l'absence de continu, on confond les bobines de grille et d'anode en un seul enroulement pourvu d'une prise. Par rapport à cette prise, les extrémités de L_1 et L_2 ont à tout instant des potentiels opposés, condition nécessaire pour la réaction. La tension de réaction peut être ajustée par P_1 qui fait diviseur avec R_1 .

En reproduction la grille est alimentée par le signal B.F., via C_3 . La B.F. amplifiée trouve un chemin facile par le transformateur. La valeur de C_2 est habituellement choisie faible pour que la B.F. ne puisse être dérivée à la masse par les circuits de l'oscillateur. Ici cependant une certaine atténuation de l'aigu a été voulue par le constructeur, d'où la valeur de C_2 .

Un deuxième montage est donné à la figure 143, toujours dessiné en position enregistrement. On utilise également une alimentation parallèle, le transformateur de sortie servant toujours de bobine d'arrêt. L'économie a été poussée plus loin encore ici, puisque c'est l'enroulement de la tête d'effacement qui sert de bobine oscillatrice. Ceci n'est possible qu'avec une tête en ferrocube à faibles pertes. Pour éviter de devoir placer une prise sur le bobinage de la tête, opération délicate, on utilise l'oscillateur « Colpitts ». Les capacités C_1 et C_2 réalisent une prise fictive sur T_1 . C_1 et C_2 constituent en effet un diviseur pour la tension aux bornes de T_1 . Vis-à-vis de la jonction

de C_1 et C_2 , mise à la masse, les bornes de T_1 sont à tout instant à des potentiels opposés. Elles sont réunies respectivement à l'anode et à la grille. La fréquence de l'oscillateur est fixée par la self-induction de T_1 en conjonction avec la capacité équivalente à C_1 et C_2 en série. On peut régler la tension de réaction en jouant sur le rapport du diviseur formé par C_1 et C_2 , tout en ne perdant pas de vue que la valeur globale de C_1 et C_2 reste imposée par la fréquence à obtenir. R_1 limite l'écrêtage des alternances positives par la grille de V_1 . La tête d'enregistrement est alimentée par l'intermédiaire d'une résistance en série avec une capacité. La résistance limite le courant envoyé à la tête tandis que la capacité est l'indispensable capacité arrêtant le continu et empêchant le signal B.F. envoyé à la tête d'être dérivé à la masse.

En reproduction la grille est commutée sur le signal B.F. par le contact A, tandis que l'anode est séparée du circuit oscillant par le contact B. A noter que la grille et l'anode restent réunies à travers le circuit oscillant via les capacités parasites des contacts A et B. Pour éviter les oscillations indésirables qui peuvent en résulter, on prend la précaution de mettre à la masse une extrémité du circuit oscillant, toujours par le contact B. A noter la contre-réaction introduite par la mise en série de la cathode et du secondaire du transformateur de sortie qui améliore les performances de l'étage en B.F.

Précautions spéciales.

Il faut éviter que la tension produite par l'oscillateur ne soit transmise dans les circuits autres que ceux auxquels elle est destinée.

Si un signal U.S. atteint l'amplificateur d'enregistrement, il est amplifié en même temps que le signal B.F. A la sortie de l'amplificateur on va trouver un signal B.F. et un signal U.S. La mesure du niveau d'enregistrement risque ainsi d'être faussée. De plus, le signal U.S. venant de l'amplificateur va se combiner avec le signal U.S. directement appliqué à la tête d'effacement, modifiant le courant de polarisation. Le défaut est particulièrement grave si la tension parasite est injectée avant le potentiomètre d'enregistrement. Dans ce cas, le courant de polarisation est différent selon le réglage du potentiomètre.

Un signal U.S. important peut être cause d'autres effets indésirables, tels que le blocage d'un tube ou l'entrée en oscillation de l'amplificateur.

La transmission du signal U.S. parasite peut s'effectuer de deux façons principales :

1) Par capacité parasite : l'impédance de ces capacités est faible à la fréquence de l'oscillateur (1 pF à 100 kHz = 1,6 M Ω). La tension au départ étant élevée (100 V par exemple), une tension assez importante risque d'être transmise (la tension transmise à une impédance de 50 k Ω serait pour 1 pF et 100 kHz :

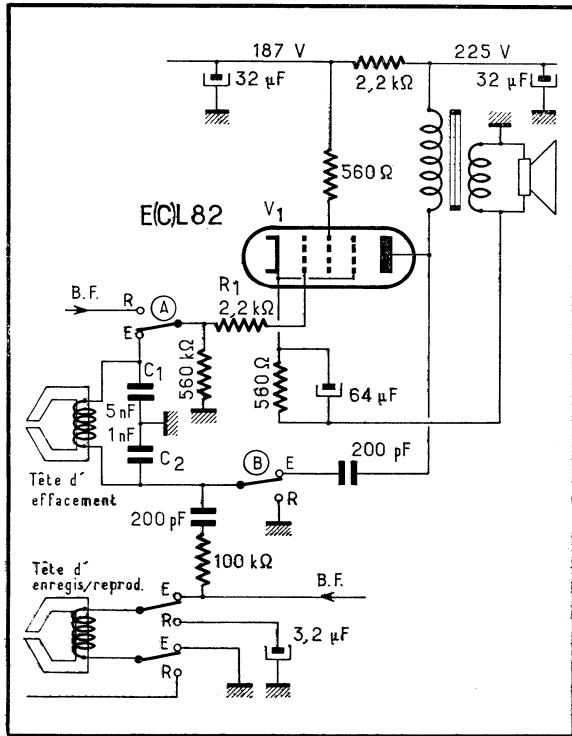
$$e = 100 \text{ V} \times \frac{0,050 \text{ M}\Omega}{1,6 \text{ M}\Omega + 0,050 \text{ M}\Omega} = \text{environ } 3,2 \text{ V}$$

2) Par radiations : la fréquence employée commence en effet à présenter les caractéristiques d'une onde radio.

Il est évidemment impossible d'empêcher la présence d'un certain niveau de signal U.S. dans l'amplificateur. Un minimum de précautions doit être pris pour que ce niveau reste inoffensif.

La première précaution consiste à placer l'oscillateur le plus loin possible des circuits d'entrée, surtout les entrées à bas niveau. On s'efforce ensuite de diminuer les capacités parasites par une disposition appropriée du câblage. Les fils transportant le signal U.S. vers les têtes sont blindés ou torsadés serrés

Fig. 143. — L'économie est ici poussée plus loin encore. Non seulement le tube final remplit deux fonctions, mais la tête d'effacement sert de bobinage oscillateur! (Mélodivox 2213.)



(avec le fil conduisant la masse). Les circuits vulnérables sont protégés par des plaques de blindage. L'oscillateur entier est parfois blindé. Si besoin est, on met à la masse les éléments tels que cosses libres des contacteurs, pièces métalliques isolées, sur lesquels le signal parasite risque de faire relais pour se transmettre plus loin.

La principale source de radiation est la bobine de l'oscillateur. On s'efforce de minimiser son effet par une disposition judicieuse et éventuellement un blindage. La meilleure solution consiste cependant à utiliser un circuit en pot fermé, lequel, contrairement à une bobine droite, n'a pratiquement aucun champ magnétique extérieur.

Toutes ces précautions sont d'ailleurs utiles pour empêcher les perturbations dans les réceptions radio mentionnées dans le paragraphe « forme d'onde ».

Souvent les bobines droites, et parfois les pots fermés, sont munis d'un noyau réglable grâce auquel on peut amener la fréquence de l'oscillateur à la valeur nominale. On peut éventuellement éliminer une interférence gênante en déplaçant légèrement la fréquence en agissant sur ce noyau. (S'il n'y a pas de noyau on modifie la capacité d'accord.)

Réalisation pratique d'un bon oscillateur.

Le schéma est donné à la figure 144. C'est un oscillateur push-pull. Avec les valeurs indiquées, la fréquence est d'environ 80 kHz. C_1 , placé entre les grilles, sert à améliorer la forme de l'oscillation en introduisant une légère contre-réaction qui diminue le taux de réaction. Cette contre-réaction est

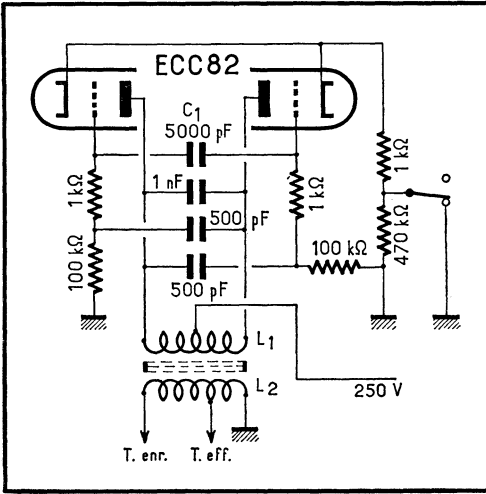


Fig. 144. — Schéma pratique d'un oscillateur push-pull. Les indications nécessaires pour la réalisation du bobinage sont données à la figure 145.

spécialement efficace pour les fréquences élevées, d'où action plus marquée sur les harmoniques et, en corollaire, une diminution de la distorsion. Les résistances de 1 kΩ en série dans les grilles s'opposent à la naissance d'éventuelles oscillations parasites à haute fréquence. L'arrêt de l'oscillateur est obtenu en insérant une résistance de 470 kΩ entre les cathodes et la masse, ce qui est plus commode que de couper la tension d'anode. La bobine est réalisée sur un pot fermé. Toutes les indications nécessaires sont données à la figure 145. On alimente les têtes à partir du secondaire L₂. Le nombre de spires de L₂ est donné à titre indicatif, car ce chiffre doit être modifié selon les têtes utilisées. Ce point sera éclairci dans le prochain chapitre.

Oscillateurs à transistors.

Le montage push-pull est le plus employé. Une réalisation pratique est représentée à la figure 146. Le schéma est assez semblable au schéma de l'oscillateur à tubes de la figure 141, mais ici la principale raison d'être des

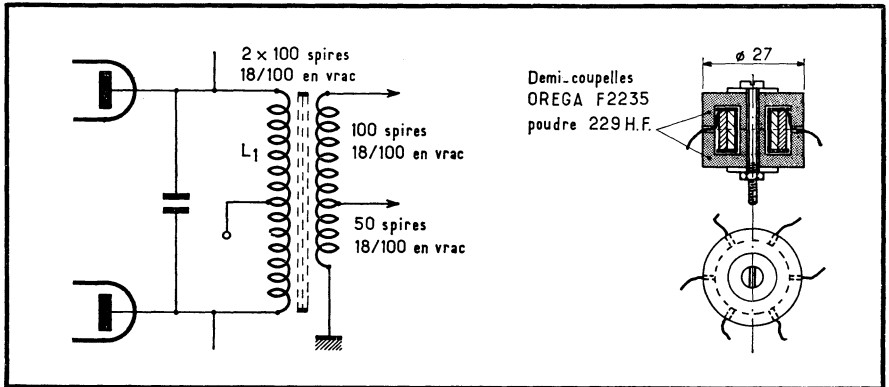
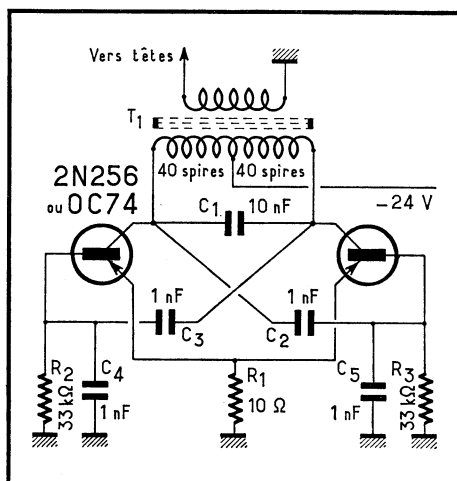


Fig. 145. — Indications pratiques permettant la réalisation du bobinage de l'oscillateur présenté à la figure 144.

condensateurs C_4 et C_5 est la protection des bases contre une tension inverse trop élevée. La résistance d'entrée du transistor, R_e , est en parallèle avec R_2 . La tension produite sur la base du transistor dépend du rapport formé par ces deux résistances avec l'impédance de C_3 . Or l'impédance d'entrée du transistor est faible ou élevée selon la polarité de l'alternance appliquée. Dans

Fig. 146. — Schéma et données pratiques pour la réalisation d'un oscillateur transistorisé.



ces conditions, le rapport du diviseur est variable. Quand le transistor conduit la résistance d'entrée est faible vis-à-vis de R_2 . Le diviseur est pratiquement formé par R_e et C_3 . Pour obtenir un courant suffisant, on doit diminuer l'impédance de C_3 . A l'alternance suivante R_e devient élevée, c'est R_2 qui cette fois est négligeable et le diviseur est composé de C_3 et R_2 . Par suite la tension « inverse » injectée sur la base est beaucoup plus élevée que la tension « directe », d'où risque de claquage. Cet ennui est évité par la présence de C_4 . Pour les alternances directes, il n'y a rien de changé, mais, pour les alternances inverses, C_3 forme diviseur non seulement avec R_2 , mais aussi avec C_4 , si bien que la tension inverse est limitée.

C_1 est le condensateur d'accord. Tout comme dans l'oscillateur à tubes la fréquence est en partie déterminée également par C_2 , C_3 , C_4 , C_5 . R_1 fixe le point de fonctionnement des transistors. T_1 est réalisé sur un circuit magnétique en pot fermé identique à celui de la figure 145, mais avec les nombres de spires indiqués sur la figure 146. Les caractéristiques du secondaire ont volontairement été omises car elles dépendent des têtes utilisées (voir à ce sujet le prochain chapitre).

D'autres schémas d'oscillateurs à transistors sont donnés plus loin, au chapitre *Schémas complets*.

COUPLAGE DES TÊTES

A L'OSCILLATEUR

La tête d'enregistrement et la tête d'effacement demandent chacune un courant donné. A ces courants correspondent respectivement une tension aux bornes de la tête d'enregistrement et une tension aux bornes de la tête d'effacement. Elles sont rarement les mêmes. Or la tension délivrée par l'oscillateur est bien souvent différente des tensions nécessaires. Une adaptation des tensions est ainsi indispensable.

Par ailleurs, l'oscillateur demande à être chargé par une impédance aussi élevée que possible. La charge représentée par une tête est équivalente, entre autres, à une résistance en parallèle sur le circuit oscillant, ce qui diminue le Q . Quand le Q diminue, la distorsion augmente et la tension disponible baisse. Au point de vue impédance, seules les têtes haute impédance pourront donc être couplées directement sur l'oscillateur. Il n'en va pas de même si elles sont à basse impédance, ce qui est presque toujours le cas pour la tête d'effacement et parfois pour la tête d'enregistrement. Ici encore une adaptation est indispensable, en impédance cette fois.

Le circuit de couplage doit aussi empêcher le courant B.F. arrivant à la tête d'enregistrement d'être mis à la masse par les circuits de l'oscillateur dont l'impédance est faible à ces fréquences.

Il existe une grande diversité dans les caractéristiques des têtes aussi bien que dans les schémas possibles pour l'oscillateur, d'où il résulte un nombre élevé de variantes dans les solutions employées pour le couplage. Il serait fastidieux de les mentionner toutes. Nous nous limiterons à quelques cas typiques.

Couplage direct.

Si les caractéristiques des têtes et de l'oscillateur le permettent, on emploie le couplage direct. Les têtes sont alimentées directement à partir du bobinage oscillateur. On intercale toutefois un condensateur qui remplit les fonctions suivantes :

1) Il permet un certain réglage du courant de polarisation. On obtient le courant désiré par un choix judicieux du condensateur. Nous en reparlerons plus loin.

2) Il constitue à fortiori une impédance élevée pour les fréquences B.F. Cette impédance est placée sur le chemin du signal B.F. désireux de retourner à la masse par les circuits de l'oscillateur et empêche donc le court-circuit de la B.F.

3) Il isole la tête du potentiel continu pouvant exister à l'endroit de l'oscillateur où la tension U.S. est prélevée.

Fig. 147. — Couplage direct des têtes aux bobinages de l'oscillateur. La tête d'effacement est couplée au bobinage de grille, mieux adapté à son impédance (Grundig TK8).

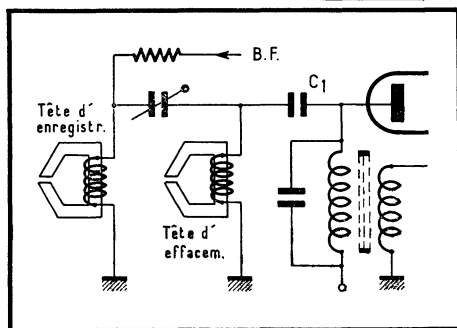
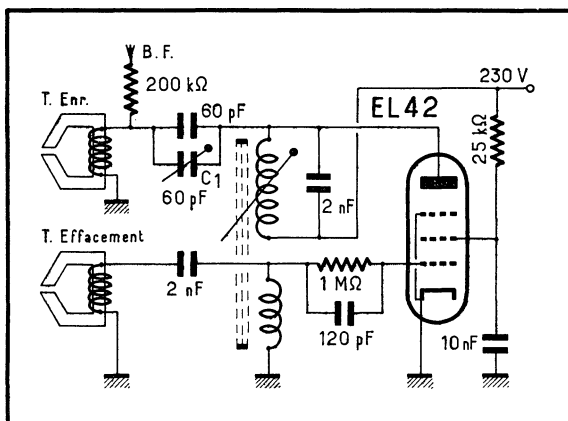


Fig. 148. — C_1 est tel qu'il y ait résonance à la fréquence de l'oscillateur, ce qui permet d'obtenir un courant suffisant avec une tension réduite au départ de l'oscillateur.

Un exemple de couplage direct est fourni par le schéma de la figure 147 où la tête d'enregistrement est couplée directement au bobinage d'anode de l'oscillateur, tandis que la tête d'effacement est couplée au bobinage de grille, mieux adapté à l'impédance de cette tête.

Couplage résonnant.

Il peut arriver que l'oscillateur ait une impédance suffisamment basse pour permettre le couplage, mais que la tension délivrée soit insuffisante pour lancer le courant nécessaire dans les enroulements des têtes. On peut tourner la difficulté en adoptant le montage de la figure 148. La valeur de C_1 est telle qu'il forme avec la self-induction de la tête d'effacement un circuit résonnant série accordé sur la fréquence de l'oscillateur. L'impédance d'un tel circuit est égale à la résistance en continu de la tête. Le courant peut ainsi être important à partir d'une tension U.S. réduite. La tension aux bornes de

l'élément self-induction de ce circuit vaut $E = L \omega I$ et peut être plus élevée que celle de l'oscillateur. On peut profiter de cette circonstance pour alimenter une tête d'enregistrement qui réclame une tension supérieure à celle disponible sur l'oscillateur. Cette tête est placée en couplage direct sur la tête d'effacement, en intercalant un condensateur mais sans rechercher la résonance. (La présence de ce condensateur est justifiée pour les raisons vues plus haut pour le couplage direct simple.) Dans le cas d'une fabrication en série il est nécessaire de mettre au point individuellement chaque appareil, vu les écarts sur les valeurs réelles des éléments utilisés, ce qui présente un inconvénient certain.

Couplage par transformateur.

La solution la plus usuelle utilise le principe du transformateur (fig. 149). Les enroulements L_2 et L_3 sont bobinés sur le même noyau que le bobinage

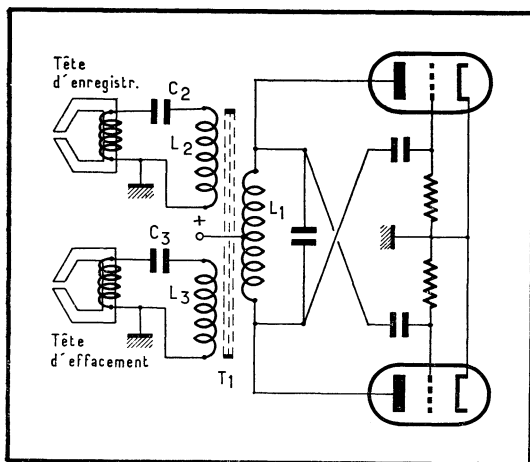


Fig. 149. — La solution la plus élégante au problème du couplage est celle du transformateur. Elle est spécialement conseillée pour un oscillateur push-pull.

oscillateur L_1 . L_2 alimente la tête d'enregistrement et L_3 la tête d'effacement. Le rapport des nombres de tours entre L_1 et L_2 (ou L_3) permet d'obtenir la tension voulue. Cette tension peut être supérieure ou inférieure selon le besoin à la tension délivrée par L_1 .

L'impédance, Z_1 , de chaque tête vue par l'oscillateur à travers le transformateur vaut :

$$Z_1 = n^2 Z_2$$

où Z_2 est l'impédance de la tête et n le rapport des spires entre le primaire et le secondaire considérés.

Les condensateurs C_2 et C_3 jouent le même rôle que dans le couplage direct.

C'est à dessein que nous avons choisi un oscillateur push-pull pour illustrer le couplage par transformateur, car ce mode de couplage est particulièrement désigné pour cet oscillateur. En effet, la tête ayant un côté à la masse n'est pas une charge symétrique. De ce fait le couplage direct de la tête de l'un ou de l'autre côté du point milieu de la bobine oscillatrice est délicat à réaliser car il crée une dissymétrie dans les capacités parasites et les courants circulant dans l'enroulement, ce qui risquerait de charger un tube plus que l'autre, détruisant ainsi la symétrie du montage. Le transfor-

mateur symétrise la charge et l'oscillateur retrouve donc sa symétrie, condition éminemment souhaitable pour obtenir une faible distorsion de l'onde produite.

Fig. 150. — Forme usuelle du couplage par transformateur. Les têtes sont alimentées par un secondaire dont le sommet correspond à la tête d'enregistrement, tandis qu'une prise est prévue pour la tête d'effacement. (Grundig, séries TK20, TK30.)

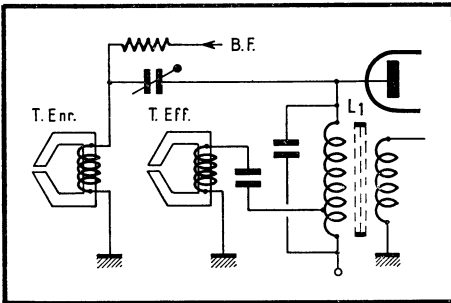
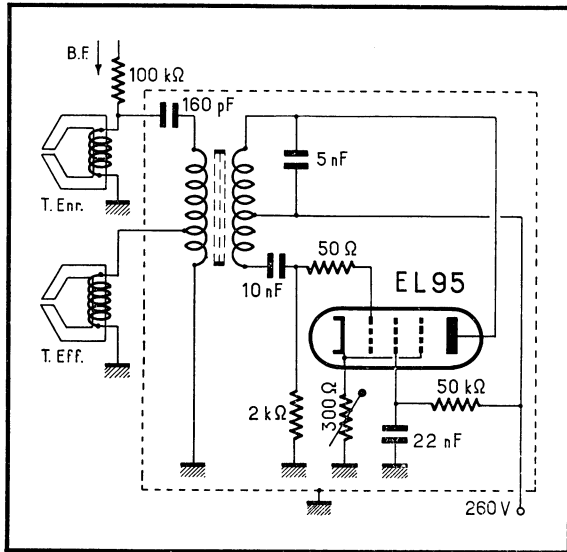


Fig. 151. — On utilise ici le principe de l'autotransformateur pour coupler la tête d'effacement, grâce à une prise ménagée sur L_1 .

Le circuit de la figure 150 est une simplification du précédent. Les têtes sont alimentées par un même secondaire dont le sommet correspond à la tête d'enregistrement, tandis qu'une prise placée à l'endroit voulu est prévue pour la tête d'effacement.

Couplage en autotransformateur.

On peut également utiliser le principe de l'autotransformateur, soit en abaisseur, soit en élévateur, avec les mêmes résultats que pour le transformateur. A la figure 151, la tête d'enregistrement est branchée directement aux bornes de l'oscillateur, tandis que la tête d'effacement est branchée sur une prise de L_1 . Si la tension de l'oscillateur est trop forte pour alimenter directement la tête d'enregistrement on prévoit une prise supplémentaire sur L_1 . Dans le cas où la tension est trop faible, on ajoute quelques spires à L_1 , qui est ainsi utilisée en autotransformateur élévateur.

Couplage par tube amplificateur.

Nous citons cette solution uniquement pour être complet car elle est peu usitée. La tête d'effacement constitue le bobinage oscillateur. La tension produite est trop faible pour attaquer la tête d'enregistrement. L'originalité du montage consiste à additionner le signal U.S. et le signal B.F. avant le dernier étage d'amplification et non pas directement dans la tête. De cette manière le signal U.S. bénéficie de l'amplification du tube (fig. 152). Cette

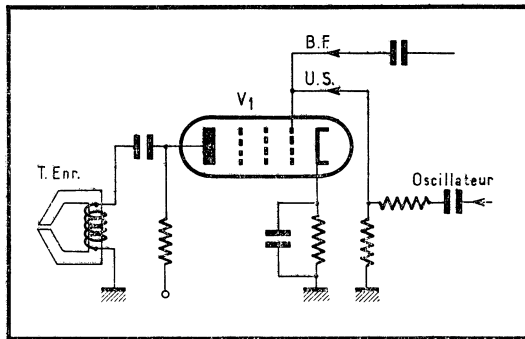


Fig. 152. — Couplage par tube. Les signaux B.F. et U.S. sont ajoutés avant le tube et bénéficient tous deux de l'amplification de V_1 .

solution est difficile à mettre en œuvre : le signal U.S. étant en général dix fois plus élevé que le signal B.F., V_1 peut difficilement fournir une tension de sortie suffisante. Pour réduire la tension demandée on est amené à supprimer la résistance régulatrice de courant (résistance R de la fig. 46), ce qui provoque une perte de qualité ou oblige à réaliser des corrections supplémentaires dans les étages précédents.

Réglage du courant dans les têtes.

Il est parfois nécessaire d'agir sur le courant qui circule dans la tête d'enregistrement ou la tête d'effacement en vue d'obtenir des performances déterminées. Grâce au circuit de couplage on peut obtenir les valeurs de courant désirées.

La première façon de régler consiste à modifier les tensions que le transformateur applique aux têtes, c'est-à-dire à changer le nombre de spires du secondaire, d'où modification proportionnelle du courant. Cette solution est très simple mais n'est pas toujours possible.

Une seconde façon est fournie par le condensateur couplage mis en série avec chaque tête. Ce condensateur influe non seulement sur la valeur, mais aussi sur la distorsion du courant qui circule dans les têtes. C'est pourquoi il est utile de voir en détail l'action de ce condensateur.

À première vue, il semble qu'on ait affaire à une impédance non négligeable en série avec chaque tête, ce qui modifie l'impédance totale du circuit et donc le courant dans la tête. Cela est vrai pour une tête basse impédance, mais non pour une tête haute impédance. Considérons d'abord le cas de la tête haute impédance et prenons quelques chiffres courants :

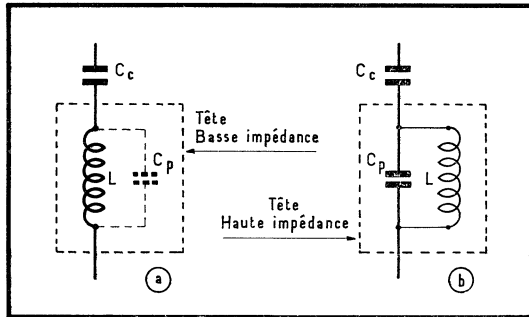
Self-induction de la tête $L = 1$ H; capacité de couplage $C_c = 100$ pF; et fréquence de l'oscillateur $f_{v.s.} = 50$ khz.

L'impédance totale du circuit vaut :

$$L \omega - \frac{1}{C \omega} = 314\,000 \Omega - 32\,000 \Omega = 282\,000 \Omega$$

On se rend compte que pour augmenter le courant il faudrait diminuer le condensateur, ou inversement augmenter le condensateur pour diminuer le courant. Or en pratique c'est le contraire qui se passe! Il y a donc autre chose. En réalité, la tête est une impédance complexe formée d'une self-induction L et d'une capacité parasite C_p (fig. 153, a). A la fréquence U.S.,

Fig. 153. — Action du condensateur C_c en tant que moyen de réglage de $I_{U.S.}$: a) pour une tête basse impédance, C_c agit en modifiant l'impédance totale du circuit, ce qui bien sûr modifie $I_{U.S.}$; b) pour une tête haute impédance, C_c forme un diviseur de tension avec la capacité parasite C_p . En changeant C_c , on modifie la tension appliquée à L et donc le courant dans cette dernière.



C_p qui est d'environ 100 pF a une impédance de 32 000 Ω devant laquelle l'impédance de L , 314 000 Ω , est négligeable, mais non celle de C_c qui est aussi de 32 000 Ω . Les deux capacités forment un diviseur (fig. 153, b). Le courant dans L est directement proportionnel à la tension qui lui est appliquée par le diviseur, donc au rapport de C_c et C_p , rapport qui peut être aisément modifié, C_c et C_p étant du même ordre de grandeur.

La division effectuée par C_c et C_p est indépendante de la fréquence et donc la tension appliquée à L . Par contre le courant dans L diminue quand la fréquence augmente. L'impédance de L est plus élevée pour les fréquences harmoniques de l'oscillateur que pour la fondamentale. Le courant qui circule dans L , le seul qui importe au point de vue enregistrement, contient donc une proportion moindre d'harmoniques, autrement dit la distorsion est diminuée. (La même chose est d'ailleurs vraie quand la tête est directement aux bornes du transformateur, sans aucun condensateur de liaison, comme le cas se présente parfois pour la tête d'effacement, revoir la fig. 150.) Mais ce raisonnement ne tient pas compte d'un facteur important : la valeur de la self-induction de la tête n'est pas constante, elle commence à diminuer à partir d'une fréquence limite (les pertes dans la tête augmentent). L'impédance présentée par la tête est donnée par le produit ωL , dans lequel ω augmente linéairement. De ce fait l'impédance de la partie « L » de la tête augmente d'abord linéairement avec la fréquence, augmente ensuite moins vite, n'augmente plus et finalement diminue au fur et à mesure que la fréquence s'élève. En pratique la réduction de la distorsion, réduction basée sur l'accroissement de L , sera donc moins appréciable qu'il y paraît à première vue.

Voyons maintenant le cas d'une tête basse impédance. Pour cette tête, les valeurs courantes sont $L = 80$ mH et $C_p = 50$ pF, soit, à 50 kHz, 25 000 Ω et 64 000 Ω . L'influence de L est prédominante. Le circuit formé par la tête et le condensateur de couplage C_c correspond bien cette fois au circuit série présenté à la figure 153, a. C_c agit en modifiant l'impédance totale du circuit. Son action sur le courant de polarisation est résumée par la courbe 1 de la figure 154, que nous commentons ci-après. Z_{cc} est égale à l'impédance de « C_c », et Z_L à celle de « L ». L'impédance du circuit est donnée principalement par $Z = Z_{cc} - Z_L$. Pour les faibles valeurs de C_c , Z_{cc} est beaucoup plus élevé que Z_L , d'où Z est sensiblement égal à Z_{cc} , c'est-à-dire que l'impé-

dance est inversement proportionnelle à C_0 et que, finalement, $I_{u.s.}$ est à peu près proportionnel à C_c . En augmentant C_c , Z_{cc} va diminuant et finit par

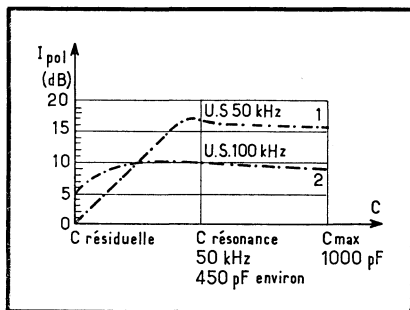


Fig. 154. — Courant dans une tête basse impédance en fonction du condensateur de couplage C_c et de la fréquence (à tension égale à l'entrée du circuit). De ces courbes on peut déduire l'influence de C_c sur la distorsion du courant dans la tête par rapport à la distorsion au départ de l'oscillateur.

devenir égal à Z_L (résonance). L'impédance tend vers 0, le courant est maximum, mais est limité par les diverses résistances. Si Z_{cc} diminue encore et tend vers 0 (C_c de forte valeur) : $Z = Z_L - Z_{cc} \approx Z_L$. Le courant diminue donc jusqu'à la valeur correspondante à Z_L et s'y maintient. On remarque que la résonance est peu marquée. Cela est dû à la faible valeur de L à la fréquence de travail.

Avec une fréquence harmonique 2 de la fréquence de travail, l'effet de C_0 est le même, mais la résonance est encore moins marquée, ce qui est tout naturel, L étant devenue plus faible (fig. 154, courbe 2). Les courbes 1 et 2 ont été obtenues avec une même tension aux bornes du circuit et sont le résultat de mesures réelles. L'écart entre les deux courbes représente la variation du courant dans la tête entre une fréquence et son harmonique 2, soit l'effet de la valeur de C_c sur la distorsion.

On constate qu'un grand réglage de $I_{u.s.}$ est possible en adoptant une valeur de C_c inférieure à celle donnant la résonance; mais on voit également que dans cette zone la distorsion est, soit augmentée, soit la même, soit diminuée. Avec une valeur de C_c supérieure à la résonance, la plage de réglage est étroite, mais il y a toujours une réduction de la distorsion plus ou moins importante selon le point choisi. Le fonctionnement obtenu dans cette région est plus stable. On trouve les deux conceptions de circuit dans les appareils commerciaux.

Pour régler le courant, on peut encore utiliser une résistance en série avec la tête. Dans ce cas on ne peut que diminuer le courant dans le circuit. Le schéma du circuit équivalent est donné à la figure 155, *a*, pour une tête haute impédance. Le courant dans L reste toujours déterminé par la tension appliquée par le diviseur qui est formé cette fois de R et C_p . Au point de vue distorsion, il y a un gros changement. La tension appliquée à L n'est plus indépendante de la fréquence mais inversement proportionnelle à cette dernière. En d'autres termes R et C_p forment un filtre passe-bas. De son côté L présente une impédance d'autant plus élevée que les fréquences appliquées à la tête sont élevées (1), si bien que le courant lancé dans L par les harmoniques de l'oscillateur subit deux atténuations, d'où cette réduction de la distorsion. (Ce schéma a été appliqué à la fig. 143.)

Pour la tête basse impédance, le schéma est celui de la figure 155, *b*. L'emploi d'une résistance pour amener le courant à la valeur voulue est

(1) Toujours avec les restrictions faites à la p. 179 au sujet de la variation de L aux fréquences élevées, variation qui vient freiner l'augmentation d'impédance de la bobine.

toujours possible, mais moins intéressant au point de vue distorsion. La distorsion reste encore inférieure à celle de l'oscillateur, mais la réduction obtenue est moindre que dans le cas précédent. (Seul l'accroissement d'impédance de L intervient pour limiter le courant aux fréquences harmoniques de l'oscillateur. En outre, la présence de R tend à rendre l'impédance totale du circuit indépendante de la fréquence et donc le courant.) A noter qu'en cas d'emploi d'une résistance, il faut encore le plus souvent un condensateur en série avec R , pour arrêter le signal B.F. arrivant à la tête. Ce condensateur, dont l'impédance est faible pour la fréquence U.S., ne change pratiquement rien à tout ce qui a été dit plus haut.

Circuits de couplage permettant le réglage du courant de polarisation.

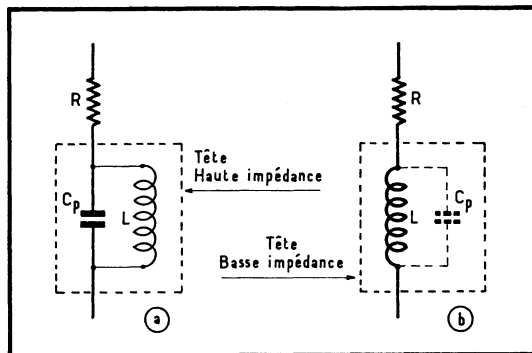
Le réglage envisagé au paragraphe précédent était surtout un réglage lors de la mise au point de l'appareil. Il peut cependant s'avérer nécessaire de retoucher le courant de polarisation, $I_{U.S.}$, pendant la vie de l'appareil. En effet :

1) Le choix de $I_{U.S.}$ est le résultat d'un compromis. Le ruban utilisé intervient dans le choix du compromis. Si on change de type de ruban, la valeur optimum de $I_{U.S.}$ peut être différente.

2) L'usure de la tête modifie ses propriétés, d'où nécessité de corriger $I_{U.S.}$.

3) Bien qu'il existe une certaine régulation, le vieillissement des éléments, de l'oscillateur et du tube en particulier, peut tendre à modifier $I_{U.S.}$.

Fig. 155. — Une résistance en série permet de diminuer le courant U.S. : a) dans le cas d'une tête basse impédance, R forme diviseur avec C_p ; b) dans le cas d'une tête haute impédance, R augmente l'impédance totale, ce qui réduit le courant.



Dans tous ces cas on doit pouvoir ramener $I_{U.S.}$ à la valeur convenable, c'est pourquoi un réglage progressif de $I_{U.S.}$ existe presque toujours sur les appareils professionnels. La commande de ce réglage peut être conçue de façon à être occasionnellement accessible et protégée contre une retouche accidentelle, par exemple l'axe de contrôle est parfois placé derrière un trou et sa manœuvre nécessite un tournevis. Parfois la commande est directement accessible sous forme d'un bouton de manœuvre sur le panneau avant. Dans ce cas, le contrôle aisé de $I_{U.S.}$ par un appareil de mesure incorporé dans la machine est généralement possible.

Sur les enregistreurs ordinaires, le réglage de $I_{U.S.}$ est rarement prévu, sauf parfois sous la forme d'un élément ajustable, accessible uniquement en démontant l'appareil et préréglé en usine.

Nous avons vu qu'on pouvait ajuster le courant grâce au condensateur de

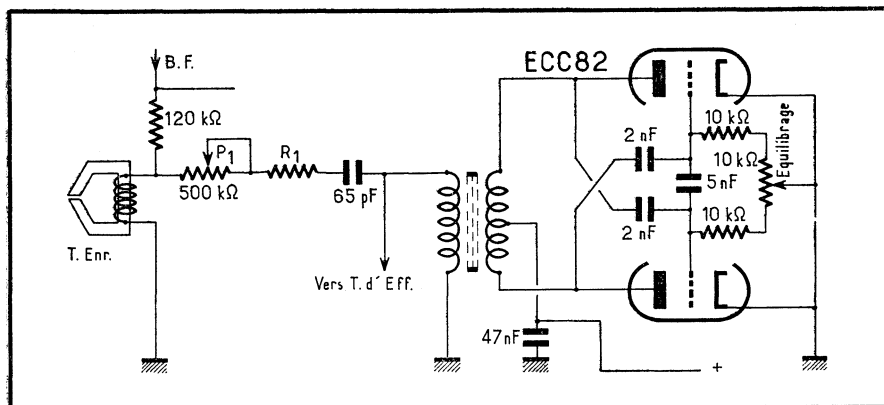


Fig. 156. — Réglage par potentiomètre (P_1) du courant de polarisation appliqué à la tête d'enregistrement. Une résistance talon telle R_1 permettrait un réglage plus étalé. Le condensateur de 65 pF est C_1 .

couplage. Un réglage progressif de $I_{v.s.}$ peut être obtenu en utilisant un condensateur ajustable seul ou mieux en parallèle sur un fixe (condensateur C_1 de la fig. 147).

Cette combinaison a deux avantages :

- 1) La zone de réglage est limitée aux valeurs normales de $I_{v.s.}$.
- 2) La précision du réglage est augmentée par l'étalement de la zone utile sur toute la course de l'élément variable.

L'utilisation d'un condensateur pour le réglage de $I_{v.s.}$ a l'avantage de ne pas absorber de puissance. On peut également utiliser un potentiomètre monté en résistance variable et mis en série avec la tête. Le désavantage de cette solution est que le courant passant dans le potentiomètre y dissipe de la puissance. Cette puissance est empruntée à l'oscillateur, ce qui oblige à augmenter la puissance de ce dernier. Un autre ennui provient de ce qu'un potentiomètre risque à la longue de produire des crachements. A l'actif du système il faut noter qu'une résistance en série avec la tête diminue davantage la distorsion de $I_{v.s.}$ (du moins pour une tête haute impédance) ainsi que nous l'avons vu dans le paragraphe précédent. Ce mode de réglage est illustré à la figure 156. C_1 sert à bloquer le signal B.F.

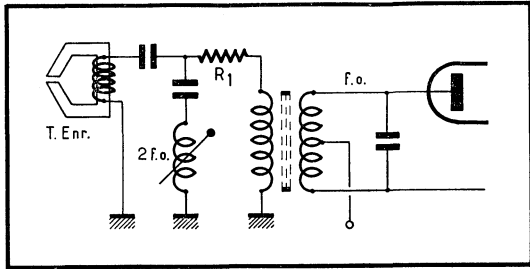
On a intérêt à utiliser une résistance fixe, telle R_1 , en série avec le potentiomètre. Les avantages sont les mêmes que pour le condensateur variable en parallèle sur un condensateur fixe : action limitée à la zone utile, étalement du réglage, avec l'avantage supplémentaire que la puissance dissipée dans le potentiomètre diminue, d'où plus grande sûreté de fonctionnement.

C'est la méthode utilisée le plus couramment sur les enregistreurs professionnels; pour ces appareils, l'obligation d'augmenter la puissance de l'oscillateur n'est pas un inconvénient grave, le prix de revient n'étant pas un élément aussi impératif que dans les appareils ordinaires.

Circuits de couplage réduisant la distorsion.

Quelles que soient les précautions prises, il existe toujours un peu de fréquences harmoniques dans l'onde produite par l'oscillateur. Il importe de ne pas accentuer ces fréquences harmoniques dans les circuits de couplage, et si possible de les diminuer. Nous avons déjà envisagé en détail les effets

Fig. 157. — Un piège, accordé sur l'harmonique 2 et inséré dans le couplage permet de rendre la distorsion du courant de polarisation plus faible que la distorsion au départ de l'oscillateur.



d'un condensateur, ou d'une résistance, inséré dans le couplage sur la réduction de la distorsion, effets généralement heureux, mais limités.

Il est possible d'obtenir des résultats meilleurs en filtrant davantage le courant qui circule dans la tête.

On peut utiliser à cet effet le circuit de couplage résonnant série vu à la figure 148. Ce circuit sélectionne la fréquence fondamentale et rejette les harmoniques et ce d'autant plus que le Q de la tête d'effacement est élevé.

Une autre méthode est représentée sur la figure 157. On place en parallèle sur la tête un circuit résonnant série accordé sur le second harmonique de l'oscillateur. Ce circuit forme diviseur avec une résistance R_1 (la plus élevée possible, mais dans la limite toutefois où elle ne freine pas exagérément le courant normal de fréquence fondamentale). L'impédance du circuit résonnant étant minimum pour l'harmonique 2, cet harmonique est court-circuité à la masse. Les autres harmoniques subsistent évidemment, mais :

1) Au point de vue effet, l'harmonique 2 est le plus dangereux.

2) L'impédance des capacités parasites shuntant les circuits décroît quand la fréquence s'élève, si bien que les harmoniques supérieurs sont atténués.

INDICATEURS DE MODULATION

Les résultats d'un enregistrement étant étroitement liés à la valeur du courant B.F. d'enregistrement, il est nécessaire et commode à la fois de prévoir un dispositif permettant la mesure du courant B.F. d'enregistrement, et sur lequel la valeur maximale permise de ce courant est indiquée. C'est l'étude des divers dispositifs utilisables à cet effet, ou indicateurs de modulation, qui fait l'objet du présent chapitre.

Il existe deux catégories principales d'indicateurs de modulation : les indicateurs électromécaniques et les indicateurs électroniques. Les premiers utilisent un appareil de mesure et les seconds un tube du genre « œil magique » ou plus rarement une lampe au néon. Une troisième catégorie est formée par les indicateurs mixtes groupant des circuits électroniques et un appareil de mesure. Nous ne nous intéresserons pas à cette catégorie, très peu répandue.

Quelques points valables pour la majorité des indicateurs.

1) PRÉLEVEMENT DU SIGNAL D'ATTAQUE DE L'INDICATEUR. TROUBLES DUS AU SIGNAL U.S.

Plutôt que de mesurer le courant B.F. lui-même, on préfère mesurer une tension à laquelle il est proportionnel. Cette tension est habituellement prélevée au point de l'amplificateur qui alimente la tête d'enregistrement par l'intermédiaire de la résistance de régulation de courant. Comme la tête reçoit le signal U.S., ce signal U.S. tend à gagner les circuits de l'indicateur, où sa présence se traduit par une déviation intempestive. Il y a donc lieu d'intercaler des filtres (R-C ou L-C) destinés à arrêter le signal U.S., soit entre la tête et l'amplificateur, soit dans les circuits de commande de l'indicateur.

2) DISTORSION APPORTÉE PAR LES CIRCUITS DE L'INDICATEUR.

Beaucoup d'indicateurs sont pilotés à travers un redresseur. Or l'impédance d'un redresseur est variable selon la valeur instantanée du signal et,

bien sûr, sa polarité. La charge présentée par le dispositif sur le point mesuré est donc variable, d'où risque de distorsion du signal en ce point. Cette distorsion se répercute sur le signal injecté à la tête. Le remède est simple : il suffit de séparer le point mesuré et le redresseur par une résistance de la valeur la plus élevée possible.

3) FONCTIONS ANNEXES.

Une commutation permet souvent d'affecter un indicateur de modulation du type appareil de mesure à la mesure d'une autre grandeur que le courant B.F., par exemple le courant U.S. ou, sur les appareils autonomes, la tension des batteries. Quant aux indicateurs électroniques, on peut les utiliser en guise de voyants. Éclairés en permanence, ils signalent la mise sous tension de l'appareil; éclairés uniquement en enregistrement, ils indiquent que l'appareil se trouve commuté dans cette fonction, d'où diminution des risques d'effacement accidentel.

4) ÉTALONNAGE ET INTERPRÉTATION DE L'INDICATION.

Il s'agit de tarer la tension de commande appliquée à l'indicateur de telle sorte qu'il affiche « modulation maximale permise » quand le courant correspondant est effectivement atteint dans la tête. La tension appliquée doit être dosée à la valeur correcte par une conception appropriée des circuits de branchement de l'indicateur ou, plus commodément, par un potentiomètre ajustable. Pour l'étalonnage de l'indicateur, il y a lieu de tenir compte des considérations suivantes :

Le signal B.F. à contrôler a une allure extrêmement variable. C'est un mélange complexe de signaux comportant de nombreuses pointes. Certains indicateurs sont capables de donner la valeur de pointe du signal mesuré. Pour le ruban, c'est, bien sûr, la valeur de pointe qui compte. L'étalonnage de ce type d'indicateur est très aisé. On fait circuler dans la tête un courant sinusoïdal dont l'amplitude atteint la valeur considérée optimale. On ajuste alors la tension appliquée à l'indicateur pour qu'il renseigne que la modulation maximale est atteinte.

D'autres indicateurs se contentent de fournir la valeur moyenne, ce qui, vu la forme particulière du signal B.F., pose un problème. Si le signal B.F. était une onde sinusoïdale pure, la solution serait facile : comme il existe un rapport déterminé entre la valeur de pointe et la valeur moyenne (4 dB), il suffirait d'en tenir compte en tarant l'appareil. Malheureusement, dans le cas du signal B.F., il existe des pointes pouvant aller jusqu'à 20 dB au-dessus du signal moyen. Le rapport est extrêmement variable et dépend de la source sonore utilisée.

D'autres indicateurs encore donnent la valeur de pointe, mais mettent un certain temps pour y arriver. Autrement dit, les pointes élevées et brèves du signal B.F. vont passer inaperçues.

C'est pourquoi, en pratique, pour calibrer un indicateur ne donnant pas la valeur de pointe, on s'arrange pour que, attaqué par un signal sinusoïdal, il indique le maximum permis, alors qu'en réalité il reste encore une certaine marge de sécurité, de l'ordre de 6 à 10 dB, avant d'atteindre la valeur à laquelle correspond le courant B.F. d'enregistrement considéré optimal. Il existe cependant des sources sonores qui donnent des pointes supérieures à cette marge de sécurité. Nous en tirons la conclusion suivante, valable pour tous les types d'indicateurs, quoique à des degrés divers : pour atteindre le meilleur résultat on ne peut pas se fier aveuglément aux indications obtenues et c'est l'opérateur qui doit adapter le niveau d'enregistrement en se basant à la fois sur les indications du dispositif et son expérience antérieure, compte tenu de la source sonore utilisée.

Indicateurs électromécaniques.

1) LE VU-MÈTRE.

Le Vu-mètre est un galvanomètre à cadre mobile d'une sensibilité de $50 \mu\text{A}$ équipé d'un redresseur en pont. Le cadran du Vu-mètre comporte deux échelles : l'une est graduée de 0 à 100 % et l'autre de -20 à $+3$ Vu. Le zéro de l'échelle Vu correspond à la graduation 100 % de l'autre échelle qui n'occupe donc qu'une partie du cadran. Les « Vu » sont des décibels : 0 Vu correspond à 0 dB (1 mW dans 600 Ω).

Le Vu-mètre indique la valeur moyenne du signal B.F. Le point 4 du paragraphe précédent s'applique donc à cet appareil. L'intérêt du Vu-mètre réside dans le fait que ses caractéristiques sont standardisées. Par conséquent, l'expérience de l'opérateur habitué au Vu-mètre est applicable à n'importe quel enregistreur équipé de cet appareil. Toutefois, le fait que la marge de sécurité dont il a été question précédemment ne fait l'objet d'aucune norme précise amenuise cet avantage.

2) AUTRES INDICATEURS DE MODULATION ÉLECTROMÉCANIQUES.

Ils utilisent aussi un appareil à cadre mobile et un redresseur. Ils renseignent la valeur moyenne du signal B.F. Le point 4 du paragraphe précédent s'applique donc encore ici. On rencontre des appareils de toutes sensibilités et dimensions. Le cadran peut être gradué en décibels ou d'une façon arbitraire, ou encore divisé en zones : correspondant à un niveau trop faible, normal, trop élevé. Ce dernier type est en faveur sur les appareils miniatures destinés aux enregistreurs de petite taille (transistorisés).

Indicateurs électroniques.

1) L'INDICATEUR CATHODIQUE OU ŒIL MAGIQUE.

C'est l'indicateur le plus employé. L'amplitude de la modulation est représentée par l'importance du rétrécissement d'un secteur d'ombre. Très souvent on règle le système de telle sorte que le secteur d'ombre devienne nul quand la modulation maximale permise est atteinte. Il existe nombre d'indicateurs cathodiques convenant parfaitement à cet usage. Citons 6E5, EM80, EM81, EM84, EM85 et l'œil magique miniature DM70. (Avec le DM70 et l'EM80 il s'agit du rétrécissement d'un secteur lumineux et non d'un secteur d'ombre.) Certains types ont été créés tout spécialement pour l'usage en tant qu'indicateurs de modulation : EM87, qui se distingue par une sensibilité élevée; EAM86, qui incorpore une diode pour le redressement. Le choix de l'un ou l'autre type est une question de sensibilité ou de présentation.

La mise en œuvre de ces indicateurs est classique, sauf en ce qui concerne l'attaque.

Un premier schéma est donné à la figure 158. R_{38} et C_{27} forment un filtre passe-bas atténuant le signal U.S. R_{37} est la résistance de fuite de grille. R_{37} est choisie élevée vis-à-vis de R_{38} de façon à ne pas réduire trop le signal appliqué à la grille. C_1 arrête la composante continue (due à l'écrêtage des alternances positives par la diode formée par la grille et la cathode) et empêche donc ses effets néfastes sur l'enregistrement. L'amplitude du secteur d'ombre traduit, sans inertie, la valeur du signal mesuré, ce qui est sans conteste la meilleure façon de procéder, mais le fait qu'il n'y a pas de redressement rend l'observation du niveau de modulation délicate et malaisée, vu les variations rapides qui créent un certain flou.

Cet inconvénient est éliminé avec le schéma de la figure 159. Un redressement est effectué par D_1 . Pendant les alternances négatives C_2 se charge

Fig. 158. — L'indicateur peut être attaqué directement par le signal B.F. sans redressement. L'indication obtenue est précise mais la lecture est incommode (A.C.E.C. Lugavose 1165).

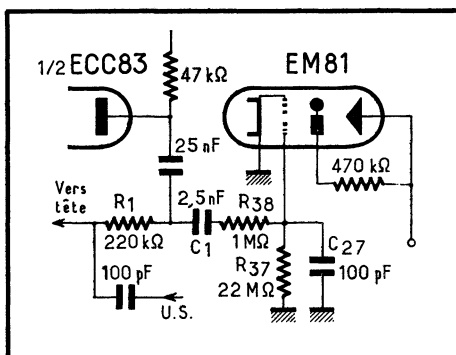
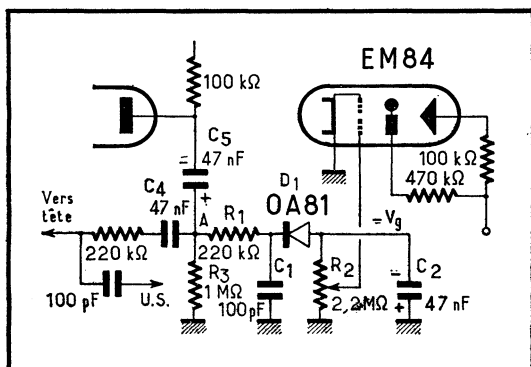


Fig. 159. — Grâce à un redressement et une constante de temps, R_2 , C_2 , la lecture de l'indication est grandement facilitée.



à travers R_1 , avec la polarité indiquée (R_1 limite la distorsion en évitant que l'amplificateur débite sur une charge trop faible pendant les seules alternances négatives). C_2 ne peut se décharger que dans R_2 ; la constante de temps du circuit est assez élevée. Comme la charge de C_2 est quasi immédiate alors que la décharge est lente, on obtient une mémorisation des valeurs supérieures de la modulation pendant un temps tel que le réglage soit rendu aisé. L'inconvénient est que des pointes brèves et espacées du signal peuvent passer inaperçues et sont donc enregistrées à un niveau trop élevé puisque l'opérateur règle l'enregistreur sur le niveau général du signal. Cet inconvénient n'est cependant pas gênant en pratique, puisqu'il ne se produit que pour des signaux brefs et espacés. On peut d'ailleurs prévoir une marge de sécurité lors du tarage de l'indicateur ou encore à la réalisation de l'enregistrement. Quoi qu'il en soit, malgré ce petit défaut, ce type d'indicateur est un des plus commodes et des plus employés.

R_1 - C_1 atténue le signal U.S. parasite. R_2 est en réalité un potentiomètre ajustable qui permet de régler la tension appliquée à la grille et donc de tarer l'indicateur. Le redresseur ne peut fonctionner que si la tension continue engendrée en A par le redressement peut s'écouler à la masse, ce qui est réalisé par R_3 . C_4 empêche cette même composante continue d'atteindre la tête d'enregistrement.

2) LA LAMPE AU NÉON.

C'est le plus simple, le plus petit et le moins coûteux des indicateurs, mais malheureusement aussi le moins précis. Le « néon » est branché en

parallèle sur le signal B.F.; il s'allume dès que la modulation maximale est dépassée.

Un premier inconvénient est que la tension d'allumage des « néons » courants étant de l'ordre de 60 à 90 V, cette tension est élevée vis-à-vis des tensions B.F. généralement disponibles dans un amplificateur d'enregistrement. On y remédie en superposant une tension continue à la tension B.F. Cependant, comme une fois amorcé le « néon » reste allumé jusqu'à une tension quelque peu inférieure à la tension d'amorçage, on est contraint, pour éviter un allumage permanent du « néon », de choisir la tension continue quelque peu inférieure à la tension d'extinction du « néon ». Il faudra donc encore une tension B.F. élevée, et ce d'autant plus que l'écart entre les tensions d'amorçage et d'extinction du « néon » adopté est important.

Un autre inconvénient est que le néon travaille par « tout ou rien »; il est allumé ou pas. Il peut donc simplement montrer qu'un signal est supérieur à un niveau donné, mais de combien? S'il n'est pas allumé, on ne sait pas si le signal appliqué est normal ou inférieur au niveau nominal. L'indication du « néon » est donc très rudimentaire.

Comparaison des différents types d'indicateurs.

On trouvera ci-après une brève comparaison entre les différents indicateurs utilisables. Les indicateurs mixtes seront exclus de cette comparaison, car ils sont peu répandus et de plus posent chaque fois un cas particulier.

Les indicateurs mécaniques ont les avantages suivants :

- Ils chiffrent les indications fournies. L'utilisateur peut enregistrer avec un écart déterminé par rapport au niveau nominal, en se guidant sur son expérience personnelle. Cet écart est reproductible à volonté;
- La tension B.F. demandée pour la commande peut être faible;
- Ils permettent de mesurer d'autres grandeurs intéressantes à connaître.

Ils présentent les inconvénients suivants :

- Ils ne peuvent suivre les rapides fluctuations du signal ni en indiquer la valeur de pointe;
- Ils demandent à être pilotés par une source d'impédance faible;
- Ils sont coûteux;
- Souvent encombrants et lourds.

Ces deux derniers inconvénients tendent à se résorber, car l'apparition des enregistreurs transistorisés a fait naître une série de petits appareils légers et peu coûteux.

Les indicateurs électroniques :

- Sont capables de suivre instantanément les fluctuations du signal et d'en indiquer la valeur de pointe;
- Peuvent s'accommoder d'une impédance de source élevée;
- Sont bon marché, peu encombrants.

Mais :

- Ils sont incapables de chiffrer l'indication fournie (tout spécialement le néon);
- Ils exigent une tension de commande plus élevée;
- Par suite des tolérances sur les caractéristiques des tubes, ils demandent un réglage individuel de la tension appliquée en fonction du courant nominal de la tête.

Conclusion.

Sur les appareils « grand public » à tubes, l'indicateur électronique, type œil magique, est de loin le plus employé, ce qui se justifie pleinement car il présente une indication très proche de la vérité, ce qui offre l'incontestable avantage de conduire à un emploi simple.

Toujours sur les appareils « grand public », mais à transistors cette fois, c'est l'appareil de mesure qui domine. Il est le plus souvent du type miniature. La publicité des fabricants baptise souvent ce modèle du nom de Vu-mètre. Rappelons que l'appellation « Vu-mètre » est réservée à des appareils satisfaisant à des critères bien définis, rarement réunis dans un appareil du type miniature.

Nous en arrivons ainsi aux indicateurs de précision, du genre Vu-mètre. Ces appareils sont coûteux mais très précis à condition d'être utilisés par un personnel spécialisé. Leur emploi sera tout naturellement réservé aux appareils professionnels.

ALIMENTATION

L'alimentation d'un enregistreur est assez classique. Il existe toutefois certaines particularités qu'il est bon de signaler.

Les enregistreurs conçus pour fonctionner sur secteur sont toujours prévus pour réseau alternatif uniquement. La figure 160 donne le schéma habituel de l'alimentation d'un bon appareil.

Les diverses tensions sont fournies par un transformateur. Il faut avoir soin d'utiliser un modèle à faible induction (7000 G) plutôt qu'un modèle ordinaire pour radio. Le transformateur à faible induction présente l'avantage de posséder un flux de fuite plus réduit. La tête de reproduction risque donc moins de capter un flux parasite en provenance du transformateur.

Le primaire est très souvent prévu pour 5 tensions de réseau. L'appareil étant, sauf exceptions, transportable est susceptible de devoir être utilisé de temps à autre sur des tensions différentes. Pour cette raison, le sélecteur de tension doit être assez aisément accessible, de même que le porte-fusible, ce qui permettra d'utiliser un fusible de valeur exactement appropriée à la tension appliquée, précaution très indiquée, à moins, évidemment, d'apprécier particulièrement la coûteuse façon de produire des calories consistant à laisser rôtir un transformateur surchargé par une cause quelconque (court-circuit des condensateurs de filtrage, par exemple). Deux fusibles suffiront, correspondant respectivement à l'intensité demandée par l'appareil en 110 V (130 V, 145 V...) ou 220 (200 V, 245 V...).

Pour simplifier la commutation, le ou les moteurs de l'appareil sont généralement alimentés sous la même tension, quel que soit le réseau utilisé. Cette tension est prélevée sur le primaire du transformateur qui fait office d'autotransformateur. Si la tension du moteur correspond à une des tensions réseau prévues sur le primaire on la prend sur la prise correspondante. Dans le cas contraire une prise spéciale débitant la tension demandée est prévue. Le calcul éventuel du transformateur devra tenir compte de la consommation du ou des moteurs.

Un écran séparant le primaire et les divers secondaires est souhaitable. Il sera réuni à la masse de l'appareil, de même d'ailleurs que la masse du

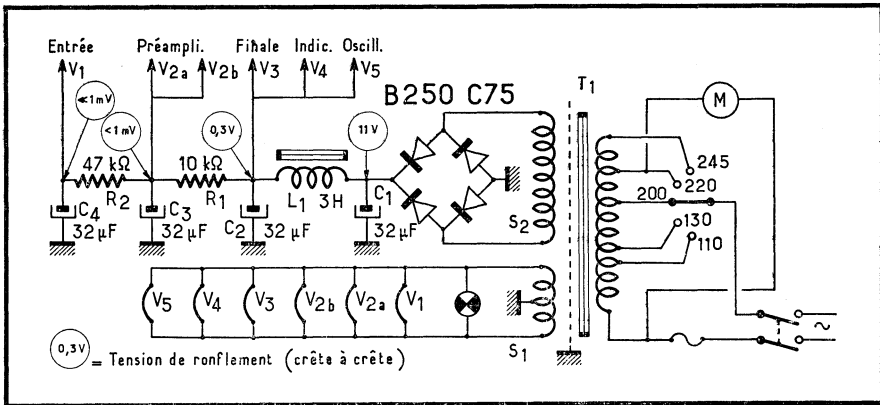


Fig. 160. — Alimentation classique d'un bon enregistreur. Le transformateur est à faible induction. Le moteur est toujours alimenté à la même tension. (Mélavox 4412.)

transformateur. Puisque nous parlons des précautions à prendre, signalons que l'emplacement du transformateur sera choisi le plus éloigné possible de la tête de reproduction et des circuits d'entrée. L'orientation et la position exacte seront déterminées expérimentalement, de façon à limiter les perturbations produites.

S_1 fournit la tension de chauffage. Un point milieu est prévu pour une mise à la masse équilibrée. On peut cependant supprimer cette prise et réaliser un point milieu fictif à l'aide de deux résistances ou mieux d'un potentiomètre (voir p. 152).

S_2 fournit la H.T. Le redressement sera avantageusement réalisé par un redresseur en pont plutôt que par un tube. Le prix du redresseur est un peu plus élevé, mais est aisément compensé par un câblage plus aisé et un transformateur moins cher, puisque le secondaire H.T. est plus simple. On épargne de plus la consommation d'un filament et donc un important dégagement de chaleur dans la valise. Enfin, le redresseur est moins encombrant.

Un premier filtrage, suffisant pour l'étage final, l'oscillateur et l'indicateur, est réalisé par la cellule C_1 - L_1 - C_2 . Les autres étages demandent un filtrage plus soigné. Une seconde cellule, R_1 - C_3 , s'en charge pour les deux étages précédant la finale. Une troisième cellule, R_2 - C_4 , est prévue pour le tout premier étage. Le schéma indique le niveau de ronflement qui subsiste après chaque cellule. Le filtrage obtenu est plus que largement suffisant.

Ce n'est bien entendu pas la seule façon de réaliser le filtrage. Très souvent la bobine de filtrage est supprimée et remplacée par une résistance. (Une bobine de filtrage coûte plus cher, est plus encombrante et produit un flux qui risque d'être capté par la tête. Signalons à ce propos que les précautions de montage indiquées pour T_1 sont également valables pour L_1 .) Le filtrage par une partie du transformateur de sortie est parfois utilisé, sur les appareils allemands surtout (fig. 161). Moyennant une mise au point soignée, ce montage peut donner de bons résultats : les deux enroulements étant en sens opposé, il y a une réduction de la composante continue dans le transformateur et de plus une certaine compensation des ronflements.

Rappelons ici le conseil déjà donné dans le chapitre relatif aux précautions de réalisation des amplificateurs : on utilisera pour les amplificateurs de préférence un nombre pair d'étages, pour empêcher l'apparition d'une oscillation à fréquence très basse (motor-boating), inconvénient auquel l'amplificateur de reproduction est particulièrement exposé vu son gain très

élevé pour les fréquences basses. Une fluctuation de la tension d'alimentation du premier étage sous l'influence de la consommation du dernier étage est amplifiée par les étages suivants, y compris le final, d'où nouvelle variation de la tension d'alimentation (variation à fréquence très basse, vu les constantes de temps introduites par les circuits de filtrage). Sous peine d'accrochage, il est nécessaire que cette variation soit de sens opposé à la variation initiale. Cette condition est remplie si l'amplificateur comporte un nombre pair d'étages.

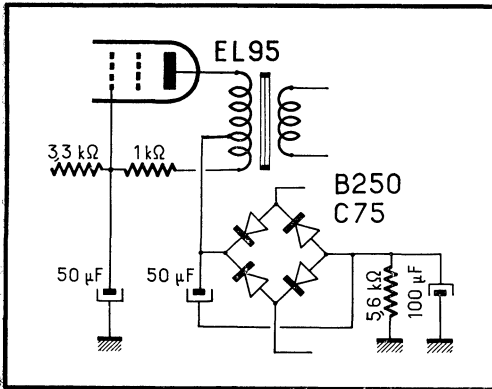


Fig. 161. — Pour supprimer la bobine de filtrage, on utilise parfois le montage dit « filtrage par le transformateur de sortie ». (Körting MT2223.)

Cette précaution est généralement suffisante. Les risques sont encore diminués si on limite les variations de tension dues à l'étage final, soit en réalisant pour cet étage une alimentation très peu résistante, soit en utilisant un étage final symétrique en classe A. On peut aussi employer des résistances ou des condensateurs de forte valeur, si bien que la fréquence d'oscillation devient tellement basse qu'elle est rejetée hors de la bande passante. Ces procédés peuvent être essayés si l'amplificateur doit comporter un nombre impair d'étages. Signalons cependant qu'à longue échéance la sécurité apportée par l'emploi de condensateurs de forte valeur est toute relative, les condensateurs électrolytiques ayant la fâcheuse habitude de « perdre » petit à petit une partie de leur capacité.

L'alimentation schématisée à la figure 162 concrétise quelques-unes des remarques exposées antérieurement. Le moteur est alimenté par une prise spéciale. L'équilibrage des filaments par rapport à la masse a reçu une solution élégante : le filament du tube d'entrée est alimenté par un secondaire spécial, S_4 . Cela, joint à l'utilisation d'un potentiomètre de réglage, P_1 , fournit un équilibrage très précis, particulièrement indiqué pour le tube d'entrée. S_3 alimente les autres filaments pour lesquels l'équilibrage obtenu par l'utilisation d'une prise médiane est suffisant. L'appareil duquel ce schéma est extrait utilise des relais pour certaines fonctions mécaniques, ainsi que pour la commutation enregistrement/reproduction. Ces relais sont alimentés par une tension indépendante, fournie par S_2 , et ensuite redressée, puis filtrée par C_3 . S_1 , protégé par un fusible, fournit, après redressement, la tension d'anode. La bobine de filtrage est supprimée. Le courant dans une pentode est peu influencé par les variations de la tension d'alimentation. C'est pourquoi on peut se permettre d'alimenter l'anode de la finale à partir du premier condensateur de filtrage. La tension nécessaire pour l'écran doit être filtrée davantage. On l'obtient par une cellule indépendante R_1-C_{nb} . On évite ainsi de diminuer la tension appliquée aux cellules de filtrage suivantes,

Fig. 162. — Autre façon de réaliser le filtrage en supprimant la bobine. A noter aussi l'utilisation d'un circuit de chauffage spécial pour la première lampe, ainsi que la présence d'un circuit destiné à l'alimentation de relais. (Grundig TK35.)

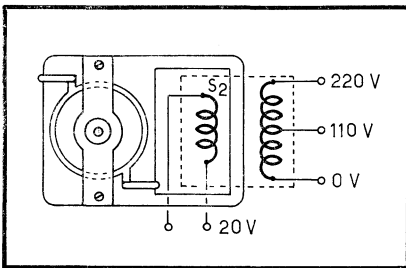
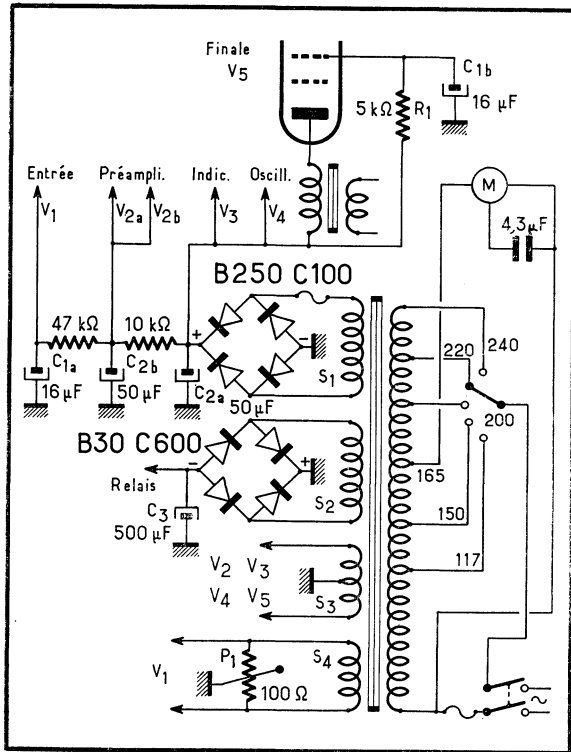


Fig. 163. — Le moteur de l'appareil est parfois utilisé en guise de transformateur pour fournir la tension d'alimentation des transistors grâce à un enroulement supplémentaire, S₂.

le courant d'écran étant relativement important. C'est d'ailleurs pour cette raison qu'on s'arrange généralement pour que le courant d'anode de même que celui de l'oscillateur ne traverse aucune résistance de filtrage. Dans le cas contraire, pour que la chute de tension reste admissible, on serait conduit à une résistance de filtrage tellement faible que l'efficacité deviendrait presque nulle.

L'alimentation des appareils sur secteur équipés de transistors diffère peu de l'alimentation d'un enregistreur à tubes. Le transformateur d'alimentation devient plus petit et plus simple, mais le filtrage doit être tout aussi soigné.

Le moteur de l'enregistreur est parfois utilisé en guise de transformateur pour fournir la tension nécessaire à l'alimentation des transistors. Le moteur à deux pôles, du type représenté à la figure 163, convient particulièrement

bien. Il est aisé en effet d'ajouter sur la bobine un enroulement supplémentaire qui servira de secondaire.

L'alimentation des appareils sur batteries, qu'il s'agisse d'appareils à tubes ou à transistors, ne pose aucun problème spécial, si ce n'est la consommation. Bien qu'il ne soit plus question de filtrage, il reste cependant indispensable, pour éviter le « motor-boating », de séparer les divers étages par des cellules à résistances-capacités. Pour le même motif, la source sera shuntée par un condensateur de forte valeur.

Très souvent, pour épargner la batterie (et votre porte-monnaie) les constructeurs fournissent une alimentation indépendante — comprenant un transformateur et un redresseur — permettant d'utiliser l'appareil sur secteur quand la chose est possible.

Parfois aussi se pose le problème inverse, c'est-à-dire l'alimentation d'un appareil secteur sur une batterie de voiture, par exemple. Le problème est alors résolu par un nouvel accessoire : le convertisseur. Il comporte essentiellement un découpage par vibreur, ou par un oscillateur à transistors, suivi d'un transformateur élévateur.

HAUT-PARLEURS ET VALISE

Un enregistreur doit généralement être transportable. Pour rendre le transport commode, on loge l'ensemble électrique et mécanique dans un coffret se présentant comme une valise; cette valise sert en même temps d'écran acoustique pour le haut-parleur incorporé.

Haut-parleur incorporé.

Par suite de la nécessité de conserver un poids et un encombrement compatibles avec les nécessités du transport et par suite des impératifs de prix de revient, le haut-parleur, H.P., placé sur un enregistreur, est, en général, de qualité quelconque et de dimensions d'autant plus modestes que l'enregistreur est lui-même de dimensions réduites. Il s'ensuit que, dans la plupart des cas, les possibilités acoustiques du H.P. incorporé sont nettement inférieures à celles permises par la partie électrique de l'appareil. La règle d'or en ce domaine consiste à considérer le H.P. incorporé comme un H.P. témoin et à recourir à un H.P. extérieur chaque fois qu'une reproduction de qualité est désirée.

Le recours à un H.P. extérieur permet en outre d'éliminer un autre ennui : les petits bruits grinçants dus à l'entrée en résonance de certaines des nombreuses pièces mécaniques avoisinant le H.P. incorporé.

Lors du dépannage d'un appareil comportant plusieurs H.P., on veillera à respecter la mise en phase des H.P.

Haut-parleur extérieur.

Le raccordement du H.P. extérieur ne présente aucune difficulté, car une prise « H.P. extérieur » est presque toujours prévue (sinon on l'alimente à partir des points de raccordement du H.P. incorporé). Le H.P. incorporé est coupé pendant le fonctionnement du H.P. extérieur, soit que son circuit soit automatiquement ouvert quand on introduit la fiche du H.P. extérieur, soit qu'un interrupteur est prévu (fig. 164). L'impédance du H.P. extérieur doit être choisie identique à celle du H.P. incorporé.

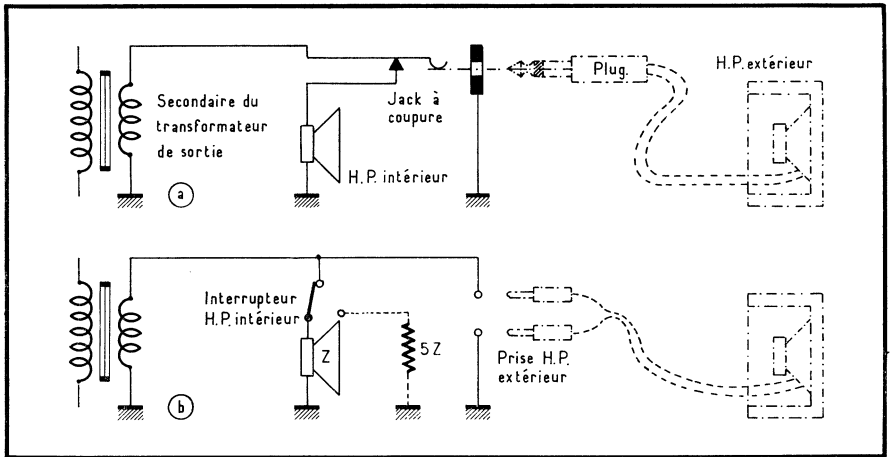


Fig. 164. — La plupart des enregistreurs possèdent une prise pour le branchement d'un H.P. extérieur. Le H.P. incorporé est coupé pendant le fonctionnement du H.P. extérieur, soit que son circuit soit automatiquement ouvert quand on introduit la fiche (jack) du H.P. extérieur, a soit qu'un interrupteur soit prévu, b.

Une bonne précaution consiste à utiliser un inverseur, comme suggéré en tirets à la figure 164, b. La mise hors circuit du H.P. place automatiquement une résistance sur la sortie (cette résistance sera prise égale à environ cinq fois l'impédance du H.P.). On évite ainsi que l'étage final reste sans aucune charge quand, par inadvertance, le circuit du H.P. incorporé est interrompu sans qu'une charge extérieure ne soit branchée, d'où surtension à la finale et risque de claquage du transformateur de sortie.

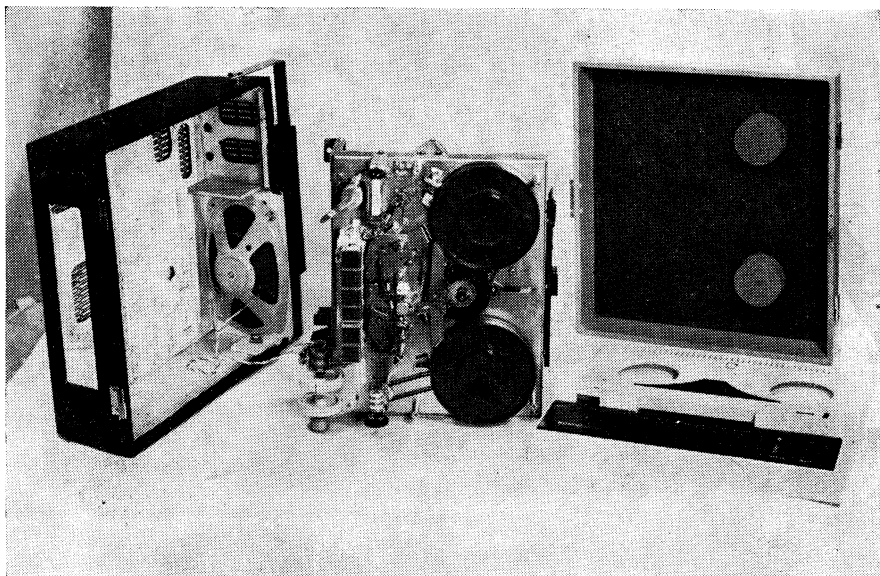
Nous attirons l'attention de nos lecteurs sur le fait que le choix du H.P. extérieur et de son enceinte doit tenir compte des possibilités de l'enregistreur auquel ce H.P. vient en renfort. Une erreur fréquente consiste à associer un H.P. de grand diamètre, doté d'une vaste enceinte, à un enregistreur de qualité quelconque. Ce H.P. restitue mieux les fréquences basses, ce qui peut devenir un inconvénient car, d'une part, un ronflement qui passait inaperçu avec le H.P. incorporé risque de devenir très gênant avec le H.P. extérieur; d'autre part, les enregistrements réalisés par les amateurs manquant souvent d'aiguës et le H.P. extérieur améliorant surtout la réponse dans les graves, il en résulte une accentuation du déséquilibre entre basses et aiguës.

Valise.

La valise est, le plus souvent, en plastique ou en bois. Dans ce dernier cas, elle est presque toujours faite de feuilles de multiplex recouvertes d'un gainage en simili-cuir ou un produit analogue.

La valise en plastique présente les avantages suivants : elle revient moins cher (en grande série, bien entendu) et se prête à des formes plus compliquées que la valise en bois. Par contre, elle est plus fragile et possède une moins bonne sonorité que cette dernière (il est notamment plus difficile d'éviter des résonances parasites). Elle risque de plus de se déformer de façon permanente si elle est soumise à une température trop élevée.

Dans le cas où nos lecteurs entreprendraient la construction d'une valise en bois, nous voudrions insister sur la nécessité d'augmenter très légèrement



L'ensemble mécanique et la valise du magnétophone Schneider A-52.

les dimensions afin de conserver un jeu suffisant en cas de retrait éventuel du bois; dans le même ordre d'idée, il faut prévoir une certaine souplesse dans la suspension entre le châssis mécanique et la valise; on évite ainsi que le retrait du bois soumette le châssis à des contraintes nuisibles à son bon fonctionnement. Une telle fixation souple devrait d'ailleurs toujours être prévue, que la valise soit en plastique ou en bois, car elle tend en outre à diminuer le bruit émis par le mécanisme en fonctionnement.

Les points suivants sont également valables pour les deux types de valises. Tout d'abord, il doit être prévu des orifices d'aération de dimensions suffisantes. Le ventilateur qui est le plus souvent monté sur le ou les moteurs de l'appareil contribue à l'évacuation de la chaleur en brassant l'air contenu dans la valise. (On ne doit jamais laisser fonctionner un appareil avec le couvercle fermé, cette pratique favorisant l'élévation de la température à l'intérieur de l'appareil, élévation de température qui, à son tour, tend à améliorer le train de vie du dépanneur du coin...).

La valise peut être tapissée intérieurement de papier d'étain (ou de clinquant de cuivre) lequel, réuni à la masse, est utilisé en guise de blindage de la partie électronique. Ce blindage peut d'ailleurs se limiter à une portion des surfaces en regard des points les plus sensibles du système électronique.

Pour compléter notre description de la valise, nous ajouterons que, bien souvent, la valise comporte des logements pour le câble de raccordement, le microphone, les bobines, etc., et des trappes ou des trous d'accès aux portefusibles, sélecteurs de tension, prises pour le raccordement des entrées et sorties... On notera encore que, pour un transport aisé, la poignée doit, autant que possible, être placée en surplomb du centre de gravité.

SCHÉMAS COMPLETS

Après avoir disséqué par bribes et morceaux la partie électronique d'un enregistreur, il est nécessaire pour regrouper les idées éparées de se livrer à l'étude de quelques schémas complets.

A. — APPAREILS A LAMPES

a) Schéma-type.

Le schéma de la figure 165 peut être considéré comme le schéma-type d'un enregistreur de bonne qualité. Il ne s'agit pas d'un schéma créé pour la circonstance, mais bien d'un schéma qui a fait ses preuves sur un appareil du commerce. Nous avons simplement modifié quelques points de détail et éliminé certains circuits tout à fait auxiliaires, dans le but de présenter un schéma particulièrement clair et simple. C'est à ce schéma que nous nous référerons constamment pour les mesures décrites dans la cinquième partie : *Mesures*.

Comme presque toujours sur les appareils non professionnels, il n'y a qu'un seul amplificateur réalisant à la fois les fonctions enregistrement et reproduction grâce à une commutation appropriée. Les inverseurs assurant cette commutation sont désignés, sur le schéma, par l'indice « A », et leurs contacts par 1, 2, 3. (Les contacts 1-2 pour l'enregistrement et 2-3 pour la reproduction.) Le schéma est dessiné en position enregistrement à la vitesse de 19 cm/s.

1) ENREGISTREMENT MICRO/P.U.

Le signal « Micro » est amplifié par le tube EF86 et gagne le potentiomètre P_1 . Le signal « P.U. » (ou « Radio ») attaque directement P_2 . Les curseurs de P_1 et P_2 sont réunis au travers de R_{31} et R_{32} . L'étage suivant pourra donc être attaqué, selon la position des curseurs, par le « Micro » seul, le « P.U. » seul ou encore un mélange des signaux en provenance des deux sources; R_{31} et R_{32} limitent l'interaction de P_1 et P_2 .

La triode (I) de l'ECC83 est simplement amplificatrice. La cathode n'est pas découplée. Dans l'étage suivant, nous reconnaissons le circuit de correction à l'enregistrement décrit à la figure 114 (remontée des fréquences élevées). Le changement indispensable de la fréquence d'accord du circuit résonnant en fonction de la vitesse est effectué automatiquement par le contact B_2 (solidaire du dispositif de changement de vitesse) par modification

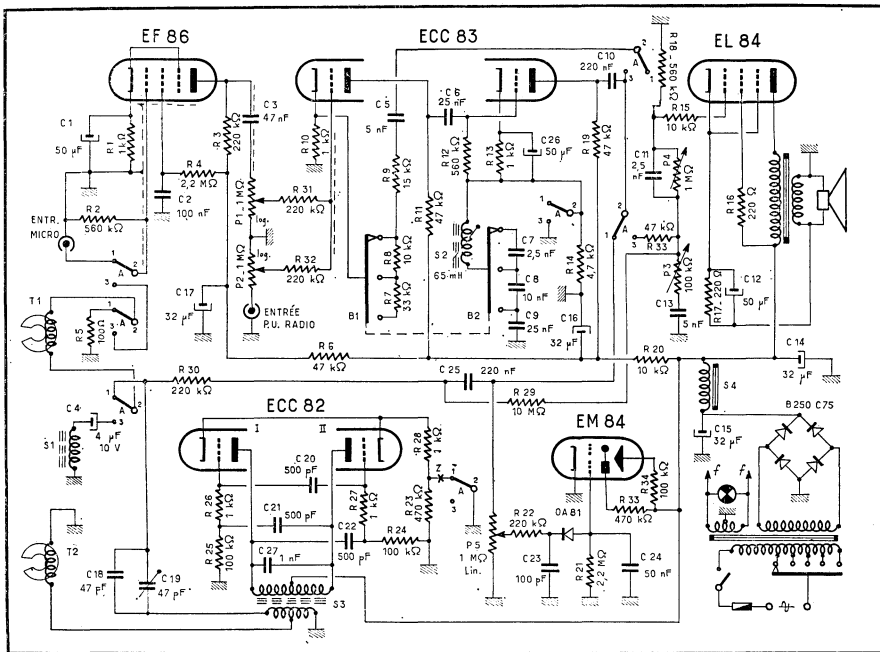


Fig. 165. — Schéma type d'un enregistreur à trois vitesses (dessiné en position enregistrement à 19 cm/s).

de la capacité en série avec S_2 . Pour la vitesse de 19 cm/s, où la qualité optimale est recherchée, un accord fin de la fréquence de résonance est possible grâce au noyau ajustable de S_2 .

Le signal amplifié et corrigé, disponible à la plaque ECC83 (II), gagne la tête combinée enregistrement-reproduction via C_{10} , C_{25} et R_{30} , dans laquelle nous reconnaissons la résistance de régulation de courant. Le courant traverse T_1 , gagne la masse à travers R_6 , dont le rôle est de permettre certaines mesures.

Pour obtenir un enregistrement correct, il faut ajouter un signal U.S. au signal B.F. Ce signal U.S. est fourni par un oscillateur équipé d'une ECC82. Cet oscillateur n'est autre que l'oscillateur push-pull étudié à la figure 144, montage caractérisé par l'excellente forme sinusoïdale du signal délivré. Toujours comme à la figure 144, l'arrêt de l'oscillateur est obtenu en insérant une résistance (R_{23}) de 470 k Ω entre les cathodes et la masse.

Le circuit accordé placé entre les deux anodes travaille sur 80 kHz environ. Il est constitué par C_{27} et le primaire du transformateur S_3 . Ce transformateur assure l'adaptation d'impédance entre l'oscillateur et les têtes. La tête combinée, à haute impédance, est attaquée par la totalité du secondaire, tandis que la tête d'effacement, qui est à basse impédance, est attaquée à partir d'une prise. Le signal U.S. est transmis à la tête, T_1 , via C_{18} et C_9 . Comme nous le savons, ces condensateurs permettent un certain réglage du courant U.S. qui traverse la tête; leur faible valeur empêche le courant B.F. arrivant à la tête d'être dérivé à la masse par les circuits de l'oscillateur. R_{30} , par son action diviseur avec R_{16} et les capacités parasites existant à l'anode de l'ECC83 (II), empêche de même une tension U.S. trop importante d'apparaître à l'anode de l'ECC83 (II).

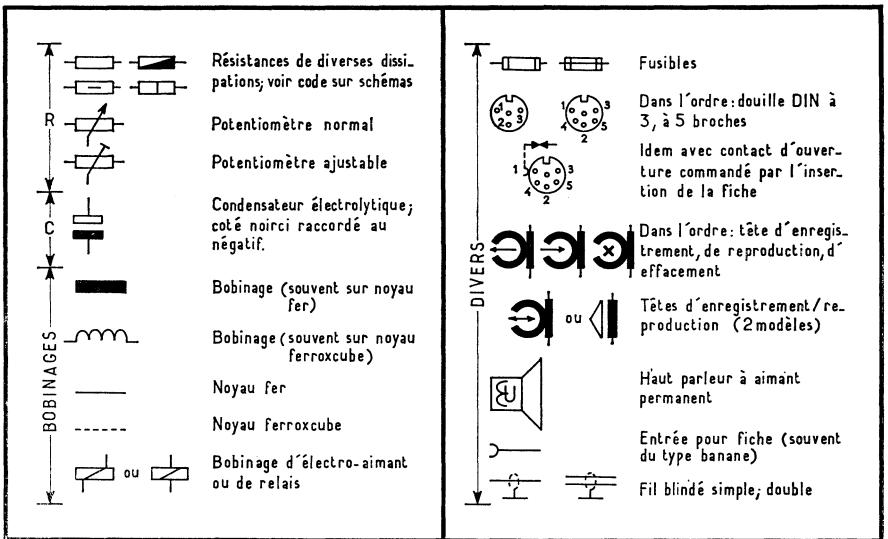


Fig. 166. — Signification de quelques symboles souvent utilisés dans les schémas d'enregistreurs étrangers.

Un enregistrement correct n'est possible qu'à condition de respecter le courant optimal d'enregistrement. Le courant d'enregistrement est surveillé indirectement par le contrôle de la tension à l'anode de l'ECC83 (II). Cette tension est détectée par une diode OA81 et appliquée à l'indicateur EM84. Une constante de temps ($R_{21} C_{24}$) facilite la lecture.

Une écoute atténuée de la modulation appliquée à la tête est possible car le tube final EL84 est attaqué par une fraction de la tension envoyée à la tête. Cette tension est prélevée après C_{25} et atténuée par R_{29} et R_{18} .

2) REPRODUCTION.

La tête est commutée selon le schéma recommandé à la figure 135, *b*, pour éviter les accrochages. La tête est maintenant reliée à la grille de l'EF86. Elle retourne à la masse par C_4 et S_1 . La bobine S_1 est la bobine antironflement dont nous avons exposé le principe à la figure 124. C_4 s'oppose à un éventuel courant grille dont le passage risquerait d'aimanter la tête de façon permanente. Conformément au souhait fait lors de l'étude de la figure 127, C_4 a une forte valeur ($3,2 \mu F$) de façon à ne pas perdre le bénéfice de la basse impédance de la tête.

Après amplification par le tube EF86, le signal est appliqué au potentiomètre P_1 qui, cette fois, dose le volume d'écoute. Un mélange avec une source extérieure est possible par P_2 .

L'étage suivant, équipé d'une ECC83, assure la correction à la reproduction (remontée des basses). Son schéma est semblable à celui étudié à la figure 112. Le commutateur B_1 modifie la correction en fonction de la vitesse. A l'anode de l'ECC83 (II) on dispose d'un signal corrigé. En ce point, la réponse globale du système enregistrement-reproduction est approximativement plate entre certaines limites. (Ce point pourra donc alimenter un éventuel amplificateur extérieur, après un pont diviseur $200 \text{ k}\Omega/10 \text{ k}\Omega$ non représenté.)

Le signal arrive aux commandes de tonalité qui sont ici très simples. Partant d'une courbe plate, on peut diminuer soit les graves, soit les aigus.

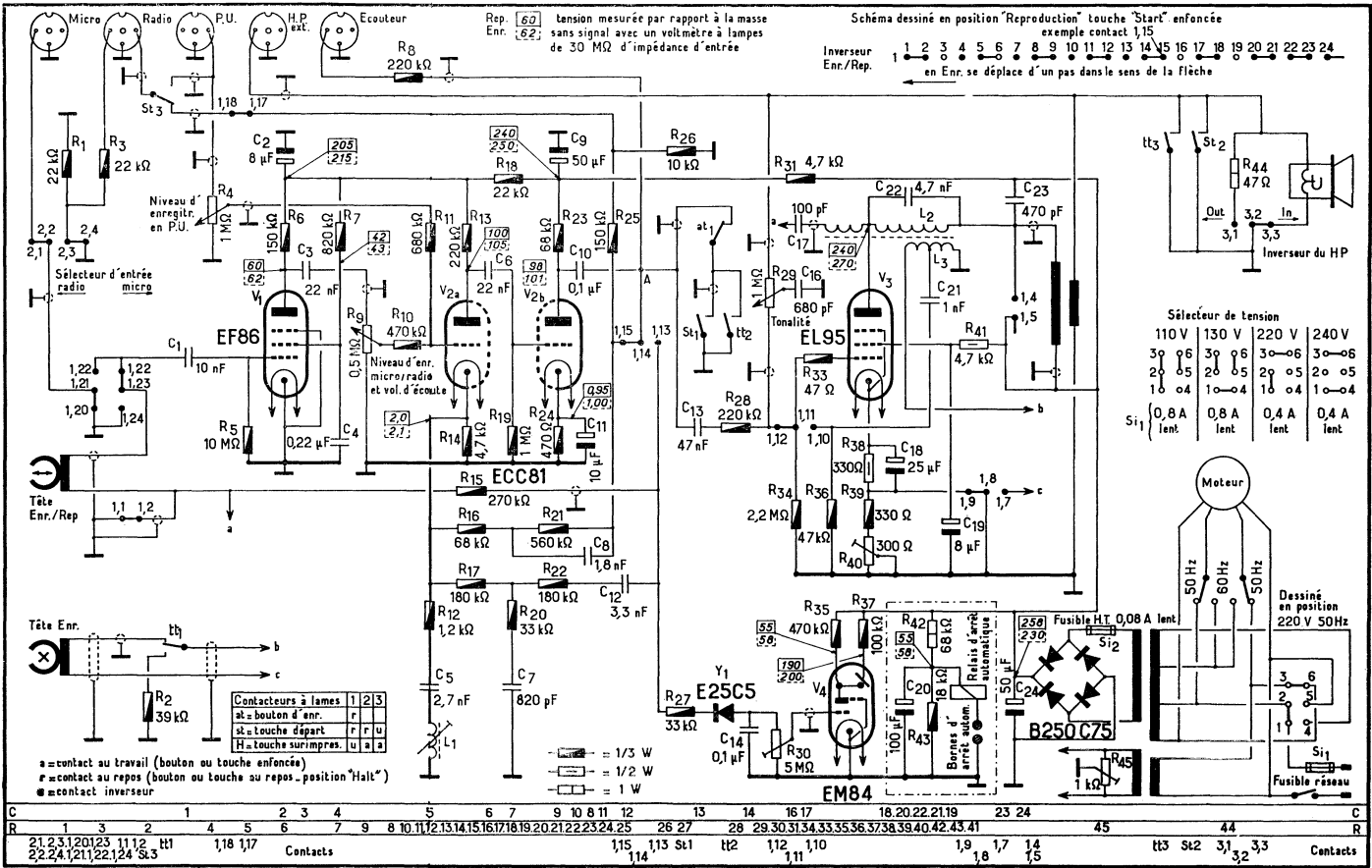


Fig. 167. — Exemple d'un schéma simple, mais complet (Grundig type TK19). Noter que l'étagage final B.F. se transforme en oscillateur en position enregistrement.

L'atténuation des graves est obtenue par le filtre C_{11} - R_{38} ; un potentiomètre P_4 dose cette atténuation en court-circuitant plus ou moins C_{11} . L'atténuation des aiguës est obtenue par un étouffeur constitué de C_{13} et P_3 . R_{33} isole le circuit étouffeur d'aiguës du circuit de contre-réaction utilisé dans l'étage précédent. Sans cette précaution, la contre-réaction tend à neutraliser l'effet de l'étouffeur.

On arrive ainsi à l'étage final équipé d'une EL84. Une contre-réaction d'intensité — introduite par la mise en série du secondaire du transformateur de sortie dans la cathode — améliore les performances de cet étage.

Signalons, avant d'en terminer avec ce schéma, que les courbes réalisées par les circuits correcteurs aux différentes vitesses seront données dans la cinquième partie : *Mesures*, sous forme de résultats de mesure (tableaux I et II).

b) Schéma de l'enregistreur Grundig type TK 19.

Le schéma de cet appareil est donné à la figure 167 (1).

La compréhension du schéma est facilitée par les explications suivantes à propos des contacts. Les bornes repérées uniquement par des chiffres appartiennent à des contacteurs à glissière. Le nombre qui précède la virgule indique à quel contacteur appartient la borne considérée : 1 se rapporte au

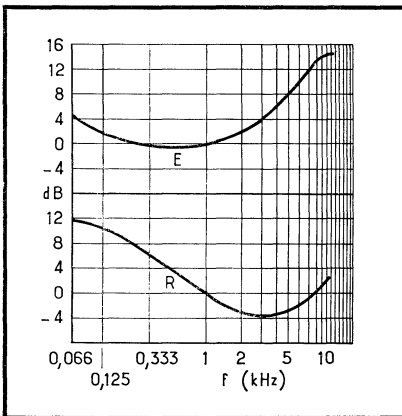


Fig. 168. — Courbes de correction réalisées par l'enregistreur dont le schéma est donné à la figure 167. Cet appareil travaille à 9,5 cm/s. Courbe E : courbe à l'enregistrement; courbe R : courbe à la reproduction.

contacteur enregistrement-reproduction; 2 au sélecteur d'entrée; 3 au contacteur du haut-parleur. Le chiffre qui suit la virgule correspond au numéro d'ordre de la borne sur chaque contacteur (les mouvements de ces contacteurs sont donnés au bas du schéma). Les bornes repérées par lettres et chiffres se rapportent à des contacteurs à lames actionnés par touches. La lettre indique la touche ou le bouton qui agit sur les contacts en question : at = bouton d'enregistrement (ce bouton actionne en plus le contacteur enregistrement-reproduction); st = touche de départ (applique aussi le galet sur l'aiguille); tt = touche de surimpression. Le nombre qui suit la lettre, repère et définit le contact, grâce au petit tableau donné au bas du schéma.

1) REPRODUCTION.

La tête combinée attaque V_1 (EF86). Ce tube est suivi de R_6 , potentiomètre de commande de volume d'écoute dont le curseur est relié à la grille de V_{2a} (ECC81). La grille de V_{2a} reçoit de plus le signal en provenance de l'entrée P.U. dosé par le potentiomètre R_4 . Un mélange du signal reproduit

(1) Nous avons volontairement maintenu la graphie d'origine de ces schémas, graphie qui est conforme aux normes allemandes. Il y a en effet sur le marché beaucoup d'appareils étrangers dont les schémas sont établis de cette façon. Il est donc bon de s'y habituer. On trouvera à la figure 166 un tableau donnant la signification des symboles utilisés.

et du signal P.U. est donc possible, tout comme au schéma précédent. R_{10} et R_{11} servent de même à limiter l'interaction des deux potentiomètres.

Les deux sections de V_2 amplifient le signal. C'est également cet étage qui assure la correction à la reproduction, grâce à une contre-réaction entre l'anode de V_{2b} et la cathode de V_{2a} . C_5 - R_{16} est responsable de la correction des basses dont la remontée est limitée par R_{21} . Le circuit R_{12} - C_5 - L_{11} en parallèle sur R_{14} diminue la contre-réaction à (et aux environs de) la fréquence d'accord de L_{11} - C_5 . Ce circuit assure donc la remontée du gain aux fréquences élevées. La courbe de correction procurée par l'ensemble du circuit de contre-réaction est fournie à la figure 168 (courbe R). Cette courbe est construite pour 9,5 cm/s, seule vitesse possédée par l'appareil.

En A, après C_{10} , condensateur de liaison à l'anode de V_{2b} , on dispose d'un signal corrigé. Le point A fournit d'abord un signal pour l'attaque d'un éventuel amplificateur extérieur. A cet effet, il est relié à la borne 3 de la douille « Radio » via le diviseur R_{25} - R_{26} et le contact st3 (1). Le point A est aussi relié :

- à une douille écouteur,
- à un système de contacts at1, st1, tt2 qui a pour but de mettre le signal à la masse sur toutes autres positions que la marche normale (suppression des bruits de fond désagréables),
- au potentiomètre de tonalité par l'intermédiaire de C_{13} , R_{26} . R_{26} sert à isoler le circuit de tonalité du circuit de contre-réaction utilisé dans l'étage précédent. Sans cette précaution, la contre-réaction tend à neutraliser la commande de tonalité.

Le circuit de tonalité ne modifie que le côté aiguës de la courbe de réponse. Il fait appel à une contre-réaction entre le secondaire du transformateur de sortie et la grille de l'étage final. Plus le curseur de R_{26} est proche de R_{28} et plus les fréquences élevées de la tension de contre-réaction sont mises à la masse par C_{16} , plus la contre-réaction diminue et plus le gain augmente à ces fréquences.

La lampe finale V_3 (EL95) se transforme en oscillateur U.S. à l'enregistrement, ce qui explique la complexité du schéma de cet étage. En reproduction, V_3 est cependant utilisée de façon tout à fait classique, à part que le courant anodique doit traverser le bobinage oscillateur, sans que cela ait une quelconque répercussion sur le fonctionnement.

Le secondaire du transformateur de sortie alimente le H.P. ainsi qu'une sortie H.P. extérieur. Le contacteur dont les bornes sont repérées 3,1 - 3,2 - 3,3 permet de couper le H.P. incorporé. Une résistance de 47 Ω est automatiquement branchée quand le H.P. incorporé n'est pas en service. On évite ainsi, quelles que soient les circonstances, que l'étage final travaille sans aucune charge. Les contacts st2 et tt3 ont un rôle analogue à celui de at1, st1, tt2.

2) ENREGISTREMENT.

La grille de V_1 est attaquée par le signal en provenance de l'entrée « Micro » ou « Radio » selon la position du sélecteur d'entrée. Le signal amplifié par V_1 attaque V_2 par l'intermédiaire de R_6 qui permet de doser le niveau d'enregistrement « Micro » ou « Radio ». V_2 reçoit aussi le signal de l'entrée P.U. qui est dosé par R_4 et « saute » donc le premier étage d'amplification. Tout comme au premier schéma étudié, le réglage des potentiomètres permet d'attaquer l'étage suivant, selon la position des curseurs, par le signal

(1) La portion de schéma relative aux entrées et aux sorties est reprise dans la quatrième partie : *Dispositifs annexes* (fig. 219).

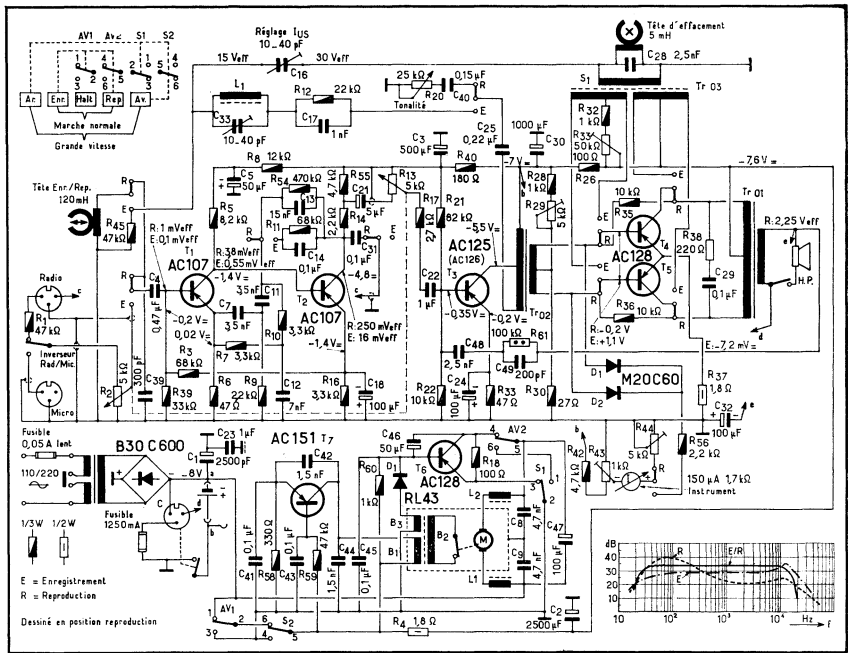


Fig. 169. — Autre schéma d'un enregistreur à transistors (Loewe-Opta « Optacord 414 »). Les courbes de correction et la courbe globale réalisées sont données au bas du schéma, à gauche. Courbe E : courant dans la tête d'enregistrement en fonction de la fréquence; courbe R : réponse de l'amplificateur de reproduction mesurée à la prise « Radio »; courbe E/R : courbe globale enregistrement/reproduction, également mesurée à la prise « Radio » ($V = 9,5 \text{ cm/s}$).

« Micro » (Radio) seul, le « P.U. » seul ou encore un mélange de ces signaux. Les deux triodes de V_2 amplifient et corrigent le signal. La correction reste réalisée par une contre-réaction entre anode de V_{2b} et cathode de V_{2a} , mais les éléments de la liaison anode-cathode sont changés. C_{12} et $R_{17} + R_{22}$ assurent un léger relevé de l'extrême grave (voir la courbe E sur la figure 168). R_{22} et C_7 tendent à mettre à la masse les fréquences à partir de 500 Hz, donc à remonter ces fréquences. Du fait de la présence de R_{20} , l'action du circuit tend à plafonner vers 5 kHz mais à ce moment le circuit $R_{12}-C_5-L_1$ prend le relais et, agissant comme à la reproduction, remonte le niveau des fréquences entre 5 kHz et 12 kHz.

Le signal disponible en A est appliqué :

— A la tête, à travers la résistance de régulation de courant R_{15} . (Noter la commutation de la tête, toujours selon le schéma recommandé à la figure 135, b, pour éviter les accrochages.)

— A la douille écouteur (très utile pour écouter la modulation envoyée à la tête, l'étage final étant indisponible à cet effet, puisque utilisé comme oscillateur).

— Au circuit d'attaque de l'indicateur V_4 (EM84).

Ce circuit d'attaque est constitué du redresseur Y_1 qui débite sur un circuit à constante de temps, $R_{30}-C_{14}$. La grille de V_4 est reliée au curseur de R_{30} , ce qui permet de régler la tension en A (et donc le courant d'enregistrement) pour laquelle l'indication atteint la déviation nominale. R_{27} a pour but de réduire la distorsion causée par la charge non linéaire que représente le circuit $Y_1-R_{30}-C_{14}$.

V_3 est devenu oscillateur U.S. On reconnaît le schéma de l'oscillateur du type « reversed feed back ». Le circuit accordé est formé par C_{22} et une fraction de L_2 . Le circuit de réaction par une fraction de L_3 . Remarquons le circuit de polarisation, C_{21} - R_{36} , du type étudié à la figure 140. R_{39} et R_{40} provoquent une contre-réaction. R_{40} est réglable, ce qui permet de doser la contre-réaction et, par voie de conséquence, la tension U.S. générée par l'oscillateur. La fréquence U.S. est de 55 kHz.

La tension générée est élevée par l'autotransformateur L_2 et appliquée à la tête via C_{17} (qui n'est pas réglable puisque la tension U.S. peut être réglée par R_{40}).

La tête d'effacement est alimentée par le secondaire L_3 . Le rapport de transformation entre L_2 et L_3 est tel que l'adaptation des impédances soit correcte.

3) SURIMPRESSION.

Les différents systèmes de surimpression seront étudiés à la troisième partie : *Perfectionnements*. Bornons-nous à dire que le procédé utilisé ici est le plus simple qui soit.

4) ALIMENTATION. — ARRÊT AUTOMATIQUE.

L'alimentation en tension anodique ne présente rien de particulier, sinon de se passer de bobine de filtrage. On utilise pour cela un montage semblable à celui étudié à la figure 162.

En ce qui concerne l'alimentation des filaments, on notera la présence du potentiomètre d'équilibrage R_{45} .

L'appareil étudié comporte un circuit d'arrêt automatique comportant les éléments compris à l'intérieur du cadre en traits mixtes. L'analyse de cette partie du schéma sera faite quand nous étudierons les divers systèmes d'arrêt automatique.

B. — APPAREILS A TRANSISTORS

a) Schéma de l'enregistreur Loewe-Opta " Optacord 414 ".

Le même amplificateur et la même tête sont utilisées pour l'enregistrement et la reproduction, grâce à une commutation utilisant les inverseurs dont les bornes sont repérées E/R (fig. 169).

L'amplificateur comporte quatre étages. Les deux premiers étages sont équipés de transistors AC107, l'étage driver d'un AC125 (AC126), tandis que l'étage final utilise deux transistors AC128. Cet étage fonctionne comme étage de sortie en reproduction, mais se transforme en oscillateur U.S. pendant l'enregistrement.

La courbe de réponse de l'amplificateur à l'enregistrement, à la reproduction, et la courbe globale enregistrement-reproduction réalisées par l'appareil sont données dans le coin inférieur gauche du schéma. L'appareil travaille à la vitesse unique de 9,5 cm/s.

L'indication du niveau d'enregistrement est obtenue par un appareil de mesure.

1) REPRODUCTION.

En appuyant sur la touche « Rep », on obtient le défilement normal du ruban en position « Reproduction ». En même temps, on ferme les contacts d'alimentation AV_1 et AV_2 (mécaniquement solidaires). Ces contacts occupent

alors la position dessinée. Les inverseurs E/R sont représentés placés en position « Reproduction ».

La tête, accordée par C_{39} , est reliée à l'entrée de l'amplificateur. Le signal délivré est amplifié successivement par T_1 et T_2 .

La correction se fait par une contre-réaction entre le collecteur de T_2 et l'émetteur de T_1 . En reproduction, la liaison comporte le classique R-C série remontant les basses : $R_7 + R_{10}$ en série avec C_{13} . La remontée obtenue est limitée par R_{24} . L'ensemble R_7 , R_{10} , C_{13} , C_7 , C_{11} , R_8 constitue un filtre en double T. Un tel filtre possède une courbe de transmission qui présente un creux vers une fréquence déterminée par la valeur des éléments. A ces fréquences la tension de contre-réaction diminue et le gain du correcteur augmente; autrement dit, la réponse du correcteur est l'inverse de la réponse du filtre inséré dans le circuit de contre-réaction. Ce filtre est donc responsable de la « bosse » présentée dans l'aigu par la courbe de réponse de l'amplificateur commuté en reproduction (courbe repérée R, mesurée à la sortie « Radio »).

Une tension continue est dérivée de l'émetteur de T_2 et appliquée à la base de T_1 à travers les résistances R_2 et R_{39} . Ce circuit tend à stabiliser le point de fonctionnement des deux premiers étages en fonction de la température (1), ces étages étant en liaison directe.

Le réglage du volume d'écoute s'effectue par R_{13} (R_{13} est jumelé avec R_2 qui n'intervient pas en reproduction).

Il n'y a aucun commentaire particulier à faire sur l'étage driver (T_3). C'est à la sortie de cet étage que se place le réglage de tonalité obtenu par R_{20} , C_{40} , C_{25} .

L'étage de sortie push-pull fournit une puissance d'environ 1 W. L'ajustement du point de fonctionnement des deux transistors AC128 est effectué par R_{29} . On notera la présence d'un circuit de contre-réaction entre le secondaire H.P. et la base de T_3 . Une prise H.P. extérieur est prévue (douille C, bornes 2 et 3).

Le signal d'attaque d'un éventuel amplificateur extérieur peut être prélevé entre les bornes 2 et 3 de la douille « Radio ». La borne 3 est connectée au collecteur de T_2 où on dispose d'un signal corrigé de niveau convenable et sous une impédance appropriée au transport par câble assez long.

En reproduction, l'indicateur de niveau est utilisé pour la mesure de la tension d'alimentation. (L'étalonnage de l'indication peut s'effectuer par R_{44} .)

2) ENREGISTREMENT.

L'inverseur Radio - Micro sélectionne l'entrée voulue et l'applique au sommet du potentiomètre R_2 . (Le signal « Micro » est appliqué directement à R_2 , tandis que le signal « Radio » subit une division par R_1 et R_2 .) Le signal disponible sur le curseur de R_2 est amplifié par T_1 et T_2 .

Le réglage du niveau d'enregistrement est effectué par R_2 jumelé avec R_{13} . Lors de l'étude de la structure des amplificateurs, nous avons signalé qu'il ne fallait pas commencer l'amplificateur par un potentiomètre (sous peine de diminuer le rapport signal/bruit), mais aussi qu'il ne fallait pas trop

(1) Une augmentation du courant de collecteur de T_2 causée par une augmentation de la température ambiante conduit à une augmentation de la tension sur l'émetteur de T_2 du fait de la chute de tension accrue dans R_{16} . Par conséquent, la tension à la base de T_1 augmente également, d'où le courant de collecteur de T_1 augmente, causant une chute de la tension de collecteur qui est transmise à la base de T_2 (couplage direct). Si la tension de base diminue, le courant collecteur de T_2 diminue. De cette façon, une compensation est obtenue ramenant le courant à sa valeur initiale. (En bref, il s'agit d'une contre-réaction en continu.)

reculer le potentiomètre dans le schéma (sous peine d'augmenter la distorsion). Ce problème a reçu ici une solution astucieuse. R_2 possède une courbe logarithmique inverse, tandis que R_{13} est un logarithmique normal. De cette façon, pour les faibles signaux d'entrée (là où les curseurs des potentiomètres se trouvent presque en haut) l'atténuation apportée par R_2 est négligeable, d'où respect du rapport signal/bruit. C'est R_{13} qui règle le niveau. Au contraire, pour les forts signaux (là où les curseurs sont proches de la masse), R_2 agit également, évitant de la sorte tout risque de saturation des deux premiers étages. En bref, cet artifice permet d'obtenir que le rapport signal/bruit et la distorsion restent approximativement constants quelle que soit la tension d'attaque.

A l'enregistrement, le circuit de contre-réaction entre T_2 et T_1 comporte toujours le même filtre en double T qu'à la reproduction, avec le même résultat, soit la création d'une « bosse » dans la courbe de réponse aux fréquences élevées. La réponse dans le grave est changée par augmentation de la valeur de C_{13} et R_{24} , par l'adjonction de C_{14} et R_{11} . Ainsi modifié, le circuit n'a plus aucune prétention à un relevé important des basses : d'après le manuel technique de l'appareil, le but de ce circuit est simplement la compensation des pertes de fréquences graves dans le condensateur C_{22} et dans le transformateur driver Tr_{02} .

Le primaire de Tr_{02} fait autotransformateur élevant le signal délivré par T_3 à la valeur voulue. De Tr_{02} , le signal gagne la tête en passant par le condensateur de liaison C_{25} et les circuits $R_{12}-C_{17}$, L_1-C_{33} . R_{12} est la résistance de régulation de courant. Elle est shuntée par C_{17} de façon à obtenir un accroissement du courant aux fréquences élevées qui achève la correction par le circuit de contre-réaction. (La courbe E de correction donnée dans le coin du schéma représente le courant dans la tête.) L_1-C_{33} est accordé sur la fréquence U.S. Il bloque le passage du courant U.S. qui sinon aurait trop beau jeu, en passant par C_{17} , de venir perturber les circuits amplificateurs et indicateurs. R_{45} permet au filtre $R_{12}-C_{17}$ de donner sa pleine efficacité, en limitant l'augmentation d'impédance de la tête aux fréquences élevées.

L'indicateur de niveau, I, est alimenté à partir du secondaire de Tr_{02} . Les diodes effectuent un redressement double alternance. La sensibilité de l'indicateur peut être ajustée par R_{43} qui, formant diviseur avec R_{42} , fixe le seuil de conduction des diodes.

En enregistrement, T_4 et T_5 connectés au transformateur oscillateur Tr_{03} forment un oscillateur push-pull assez classique. Le circuit accordé est constitué, côté capacité, par C_{28} , et côté self-induction, par S_1 , en parallèle sur la tête d'effacement. La fréquence d'oscillation est d'environ 55 kHz. La tension qui apparaît sur le secondaire S_1 est réglable, dans certaines limites, par R_{33} . La tension U.S. est appliquée à la tête d'enregistrement par C_{16} . La tête étant à moyenne impédance, C_{16} est la principale impédance du circuit, comme on peut s'en convaincre d'après les chiffres donnés sur le schéma pour la tension U.S. avant et après C_{16} . En jouant sur C_{16} , il est donc possible de régler le courant dans la tête d'enregistrement.

3) ALIMENTATION. — COURBE GLOBALE.

L'alimentation de l'appareil est normalement assurée par une petite alimentation réseau qui n'appelle aucun commentaire. En utilisation autonome, l'appareil est alimenté par un jeu de piles incorporé d'une tension totale de 7,5 V inséré entre les bornes *a* et *b*. Les piles peuvent, sur demande, être remplacées par une série de petits accumulateurs. La recharge de ces accumulateurs s'effectue à partir de l'alimentation secteur incorporée, par le truchement d'un connecteur spécial à placer à la fiche C.

Si l'appareil est utilisé en voiture, il peut être alimenté directement par la batterie de celle-ci, à condition que la tension de bord soit de 6 V, valeur pour laquelle l'appareil fonctionne encore parfaitement.

Le moteur est du type à courant continu. Pendant les grandes vitesses, le moteur est alimenté directement (grâce aux inverseurs S_1 et AV_2). Dans ce cas, l'alimentation des circuits de l'amplificateur est interrompue par AV_1 . En position « Défilement normal » la régulation de la vitesse du moteur est assurée par un circuit très élaboré comportant les transistors T_6 et T_7 .

La courbe repérée E/R qui accompagne les courbes de correction E et R est la courbe de réponse globale enregistrement-reproduction. Elle s'entend pour une mesure à la reproduction faite à la sortie « Radio ».

b) Schéma de l'enregistreur Grundig TK6.

Le schéma de l'enregistreur Grundig TK6 est donné à la figure 170. Les contacts repérés $K...$ et $AW...$ effectuent la commutation enregistrement-reproduction. Ils sont représentés en position reproduction. Les contacts $V...$ modifient les corrections en fonction de la vitesse (l'appareil travaille à 9,5 et 4,7 cm/s). Ils sont représentés en position 9,5 cm/s. Le contact $st1$ coupe l'alimentation de l'amplificateur proprement dit quand la touche « Start » qui commande le défilement normal n'est pas enfoncée. Le rôle des autres contacts sera expliqué dans la suite de l'exposé.

1) REPRODUCTION.

Le signal délivré par la tête combinée enregistrement-reproduction est amplifié successivement par T_1 , T_2 , T_3 . Le réglage de volume, R_{10} , est inséré entre T_1 et T_2 . T_3 alimente une sortie pour amplificateur extérieur (en passant par C_{10} , K_5 et R_{10}).

La correction est effectuée par une contre-réaction entre le collecteur de T_3 et l'émetteur de T_2 . Les courbes de réponse de l'ensemble T_1 , T_2 , T_3 (mesurées à la sortie pour amplificateur) en reproduction à 9,5 et 4,7 cm/s sont dessinées au bas de la figure 171. Côté basses, la courbe de réponse est modelée (à 9,5 cm/s) par R_{32} , C_{21} , R_{28} ; côté aiguës, par le circuit R_{10} - L_1 - C_{15} shunté par R_{29} . R_{12} est une résistance qui, en venant se mettre en parallèle sur l'impédance d'entrée de T_2 , réduit le gain total du montage à 9,5 cm. En « 4,7 cm/s », V_1 supprime R_{12} et modifie le circuit R_{10} - L_1 - C_{15} .

Après T_3 , le signal est amplifié successivement par le transistor driver T_4 et l'étage final équipé de T_5 et T_6 en montage push-pull. Le courant de repos de T_4 et T_5 est réglé par R_{42} et par la thermistance R_{46} . Le redresseur G_1 a pour but d'empêcher l'emballement thermique de l'étage en empêchant la tension en Y (et par voie de conséquence en X) de dépasser une valeur supérieure à la tension de seuil de G_1 .

Une tonalité agréable du son reproduit par le H.P. est obtenue, d'une part par le filtre formé de R_{20} - C_{20} - R_{20} et l'impédance d'entrée de T_4 , d'autre part par un circuit de contre-réaction entre entrée et sortie de l'étage final. La tension de contre-réaction est prélevée au secondaire du transformateur de sortie, Tr_2 , et injectée à l'entrée de l'étage par un secondaire spécial S_4 de Tr_1 . Le circuit de contre-réaction comporte les éléments R_{41} , C_{20} , R_{45} , C_{35} et R_{46} . La tonalité obtenue est variable par R_{56} .

L'inverseur placé au secondaire de Tr_2 , NB_2 , est sur SB quand l'appareil est alimenté sur secteur ou sur batterie de véhicule, sur P quand l'appareil fonctionne sur pile. NB_2 modifie l'impédance de charge de T_4 - T_5 , de sorte que la puissance délivrée avec une distorsion raisonnable atteigne 1,6 W en position SB et seulement 0,5 W en position P.

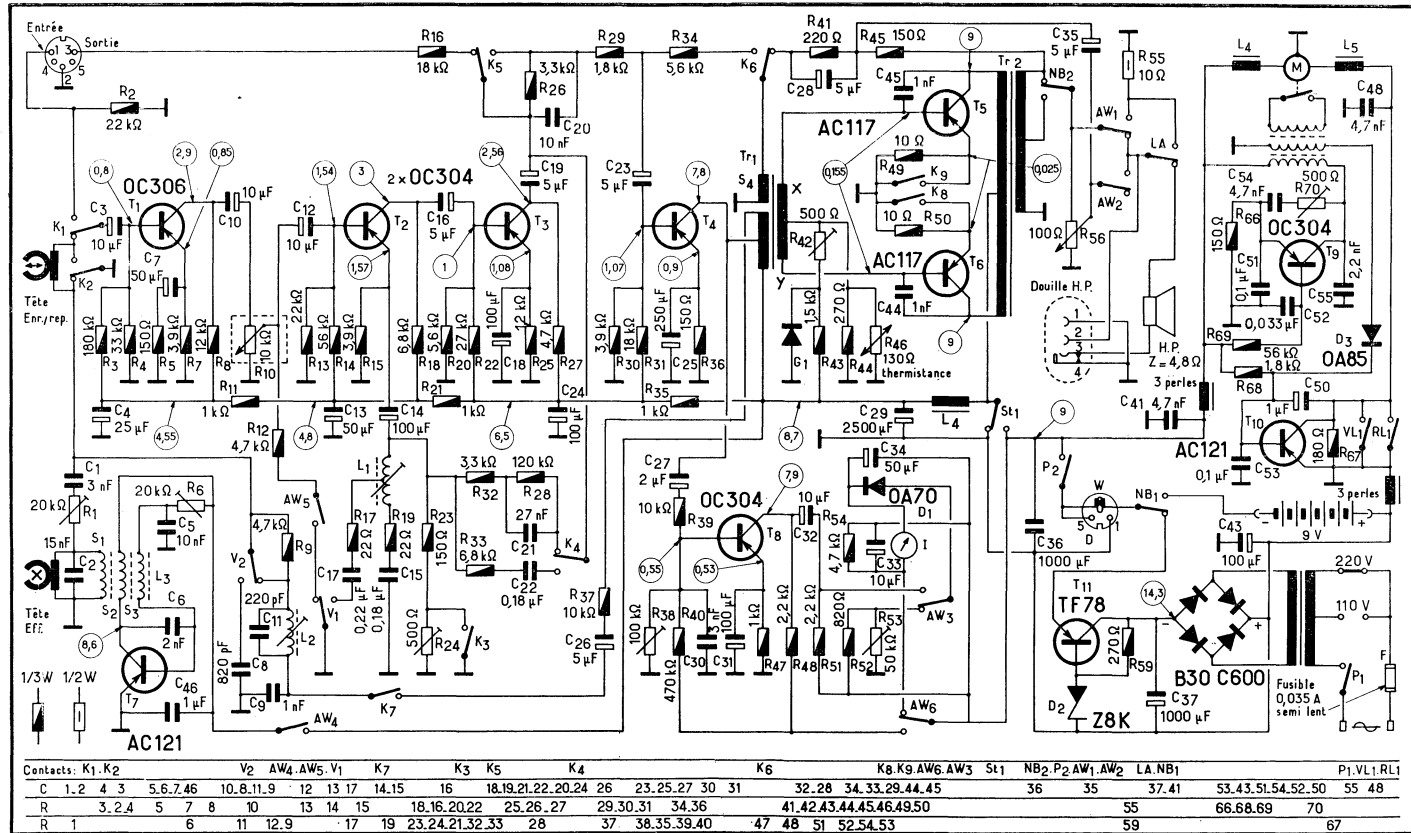


Fig. 170. — Schéma d'un enregistreur à transistors très complet (Grundig type TK6). A noter l'utilisation d'un transistor affecté uniquement à l'oscillateur U.S., T₇, d'un autre transistor réservé uniquement au pilotage de l'indicateur T₈, d'un transistor stabilisateur T₁₁ et des transistors T₉ et T₁₀ servant à la régulation de la vitesse du moteur.

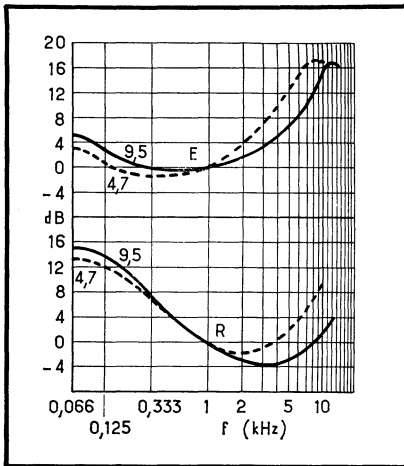


Fig. 171. — Courbes de correction réalisées par l'enregistreur dont le schéma est donné à la figure 170. Courbes E, courbes à l'enregistrement (courant dans la tête en fonction de la fréquence). Courbes R, courbes à la reproduction (réponse de l'amplificateur mesurée à la sortie « Amplificateur extérieur », borne 3 de la douille de raccordement).

Le H.P. incorporé peut être mis hors circuit par l'inverseur LA. Dans ce cas, une charge de 10Ω est automatiquement mise en service en lieu et place du H.P. Un H.P. extérieur peut être branché aux bornes 1 et 2 de la douille H.P., un écouteur aux bornes 3 et 4. (L'insertion de l'écouteur coupe le H.P.)

2) ENREGISTREMENT.

Le signal « Micro » ou « Radio » (à basse impédance) attaque directement T_1 . Le choix de l'entrée se fait en insérant le câble voulu, « Micro » ou « Radio », dans la prise d'entrée. Le raccordement d'un P.U. nécessite l'utilisation d'un adaptateur contenant une résistance formant diviseur avec R_2 et portant l'impédance d'entrée à $500 \text{ k}\Omega$.

Le signal à enregistrer est amplifié par T_1, T_2, T_3, T_4 . R_{10} permet de régler le niveau d'enregistrement. La contre-réaction entre T_3 et T_2 est modifiée de façon à obtenir les courbes de correction données en haut de la figure 171. R_{33} et C_{22} sont responsables du relevé de l'extrême-grave. En « 9,5 cm/s », le circuit $R_{19}-C_{15}-L_1$ relève l'aigu, tout comme à la reproduction, mais son action est nettement plus accusée, du fait de la diminution de l'amortissement, obtenue en mettant R_{24} en série avec R_{23} (par K_3). R_{24} règle le relevé obtenu. En « 4,7 cm/s », V_1 modifie le circuit $R_{19}-C_{15}-L_1$, cependant que l'action de V_2 n'apparaît pas sur les courbes de la figure 171; il modifie les courants U.S. et B.F. qui arrivent à la tête d'enregistrement. Nous allons y revenir.

Le signal présent au collecteur de T_4 passe par l'élevateur Tr_1 et parvient à la tête d'enregistrement par le condensateur de liaison C_{26} , la résistance de régulation de courant R_{37} , le filtre $C_{11}-L_2$ ($C_{11}-L_2$, accordé sur la fréquence U.S., constitue un « bouchon » qui empêche le signal U.S. d'être dérivé vers l'amplificateur). En « 4,7 cm/s », le contact V_2 diminue le courant B.F. dans la tête (en décourt-circuitant R_6) en même temps qu'il diminue le courant U.S. (en insérant C_8 qui dérive une partie du signal U.S. à la masse). Nous savons que le résultat est une amélioration de la courbe de réponse dans l'aigu, avec une petite diminution du niveau de sortie général (corrigée à la reproduction par R_{12} éliminée par V_1 en « 4,7 cm/s »).

L'indication du niveau d'enregistrement est donnée par un appareil de mesure I piloté par T_8 , lui-même attaqué par un signal prélevé sur T_4 . Le rôle de T_8 est d'amplifier le signal à mesurer et de séparer les circuits ampli-

ificateurs et indicateurs. Le signal à la sortie de T_8 est détecté par D_1 et traverse I et R_{54} (qui amène la résistance du circuit de charge D_1 à la valeur propice à une détection convenable). C_{34} et C_{33} introduisent une constante de temps. Le réglage de l'indicateur est possible par R_{38} (variation du gain de T_8). En reproduction, l'inverseur AW_3 affecte l'indicateur à la mesure de la tension d'alimentation continue. Le circuit comporte le diviseur R_{52} - R_{53} , la diode D_1 et I (R_{55} permet d'étalonner l'appareil).

Le transistor T_7 est uniquement utilisé comme oscillateur. Il est mis en service par AW_4 . Le schéma mis en œuvre est une variante du « reversed feed back ». La fréquence U.S. utilisée est de 52 kHz environ. Le courant de l'oscillateur est réglé par R_6 . Le circuit accordé, S_1 - C_2 , alimente directement la tête d'effacement. La tête d'enregistrement est alimentée à travers R_1 et C_1 . R_1 permet de modifier la valeur de $I_{U.S.}$.

Comme l'étage final est disponible, on l'utilise pour l'écoute du signal envoyé à la tête. Le push-pull est cependant freiné par l'insertion de R_{49} et R_{50} , non découplées, dans les émetteurs. La commande de tonalité R_{56} devient, à l'enregistrement, commande du niveau du signal envoyé au H.P. (grâce aux modifications du circuit effectuées par AW_1 et AW_2).

3) ALIMENTATION.

L'alimentation secteur est classique jusqu'au moment où nous rencontrons T_{11} , qui agit comme stabilisateur et assure une bonne part du filtrage. T_{11} est monté en « émetteur follower » dont la résistance de charge est constituée par l'ensemble des circuits de l'appareil alimenté. La tension d'émetteur s'aligne à la valeur de la tension de base, elle-même stabilisée par la diode Zenner D_2 . Le complément de filtrage est assuré par L_4 et C_{20} .

Pour l'alimentation sur le jeu de piles incorporé, NB_1 et NB_2 occupent une position inverse de celle dessinée.

Une alimentation sur la batterie d'un véhicule est également possible. Le cordon d'alimentation est à brancher entre 5 et 1 de la douille D. L'insertion de ce cordon déconnecte automatiquement les autres sources d'alimentation, par l'intermédiaire du contact W.

Le moteur est du type à courant continu. La vitesse est réglée par un contacteur centrifuge associé aux transistors T_9 et T_{10} . Dans les grandes lignes, ce circuit travaille comme le circuit de T_7 et T_8 du schéma précédent (fig. 169), aussi les explications qui seront ultérieurement fournies à propos de ce circuit s'appliquent en gros à T_9 et T_{10} . Pendant les grandes vitesses, la régulation est mise hors circuit par les interrupteurs VL_1 (en marche avant) et RL_1 (en marche arrière).

MÉCANISME

Le mécanisme est un élément très important de l'enregistreur. Son étude complète réclamerait un assez long développement. Etant donné les buts poursuivis par le présent ouvrage, nous nous contenterons d'un « survol » général de la question, en insistant toutefois sur les aspects du fonctionnement du mécanisme ayant une répercussion directe sur les performances électriques, sur les questions de dépannage ainsi que sur ce qu'il est bon de connaître pour un choix éclairé d'un appareil.

Rôle.

Le mécanisme doit assurer les divers mouvements du ruban ainsi que la possibilité de l'arrêt.

Le mécanisme doit donc permettre :

- 1) le défilement pendant l'enregistrement ou la reproduction (défilement normal),
- 2) l'arrêt en un point quelconque (arrêt),
- 3) le défilement accéléré avant (grande vitesse avant),
- 4) le défilement accéléré arrière (grande vitesse arrière).

A. — DEFILEMENT NORMAL DU RUBAN

La principale qualité demandée au défilement est l'absence de pleurage.

Le pleurage.

C'est un défaut d'origine essentiellement mécanique, se traduisant par des variations intempestives de la fréquence du signal reproduit.

Le flux, Φ , produit par la tête d'enregistrement varie à la cadence du signal à enregistrer. Si la vitesse du ruban varie pendant l'enregistrement, une même variation de flux, de Φ maximum positif à Φ maximum négatif par exemple, occupe une longueur variable du ruban. D'où, à la reproduction, le temps qui sépare des variations identiques est différent (le temps nécessaire pour faire défiler, à vitesse constante, les longueurs non identiques de

ruban n'étant pas constant). Comme la fréquence est fonction du temps qui sépare deux variations identiques, la fréquence de la tension induite obtenue varie.

Si la vitesse du ruban varie uniquement à la reproduction, les longueurs représentant des variations identiques sur le ruban sont les mêmes, mais elles sont lues dans des temps plus ou moins longs, ce qui nous ramène au cas précédent.

Si le défaut existe à la fois à l'enregistrement et à la reproduction (cas le plus fréquent), on peut avoir une sorte de mise en phase des fluctuations qui annule partiellement ou totalement le défaut ou, au contraire (c'est-à-dire si la variation de la vitesse à la reproduction est à tout instant de sens opposé à la variation ayant eu lieu à l'enregistrement, donc en opposition de phase), une aggravation du défaut. Généralement, en cours de reproduction, le phénomène évolue lentement entre ces deux cas opposés.

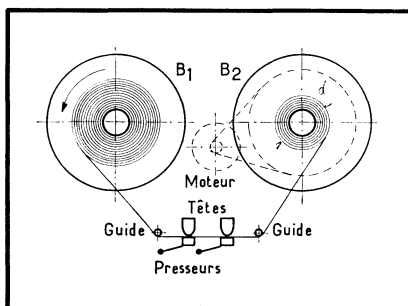


Fig. 172. — Principe de défilement conduisant à une vitesse croissante du ruban.

Pratiquement, le pleurage se traduit par des variations de hauteur du son particulièrement audibles sur les notes soutenues. Dans la littérature ce même défaut se retrouve sous les appellations « wow », « flutter », « scintillement ». Ces derniers termes désignent cependant des variations rapides de la fréquence, cependant que le « wow », tout comme le pleurage, correspond à des fluctuations lentes (moins de 20 Hz par seconde), bien qu'il n'y ait aucune convention précise en ce domaine. L'origine de ce défaut est toujours mécanique, c'est pourquoi nous devons apporter tous nos soins à réaliser une vitesse régulière.

Modes de défilement.

Il existe deux modes de défilement possibles en marche normale :

- à vitesse croissante; le ruban est tiré directement par la bobine réceptrice,
- à vitesse constante; le ruban est débité par le cabestan.

a) Entraînement à vitesse croissante.

Le principe est donné sur la figure 172. La bobine réceptrice tire le ruban. Elle est entraînée plus ou moins régulièrement par un moteur. La longueur de ruban tirée à chaque tour de bobine est égale à πd , d étant le diamètre d'enroulement du ruban sur la bobine; d augmente au fur et à mesure de l'enroulement du ruban sur la bobine. La vitesse est croissante.

Ce système présente de nombreux inconvénients qui le font proscrire pour les appareils de qualité. Pour que la hauteur des sons reproduits soit égale à la hauteur réelle, il faut qu'à la reproduction la vitesse d'un point

donné soit égale à la vitesse qu'il avait à l'enregistrement, ce qui suppose que le diamètre du rouleau de ruban présent sur la bobine réceptrice doit être le même, d'où :

1) obligation de jouer l'enregistrement sur le même appareil ou un appareil identique, de façon à obtenir la même loi de variation de vitesse;

2) même dans ce cas, il n'est pas certain que la hauteur des sons soit respectée, car l'utilisation répétée du défilement rapide avant ou arrière resserre ou desserre les spires de la bobine réceptrice, d'où modification du diamètre;

3) impossibilité d'enlever ou d'ajouter une longueur de ruban.

De plus :

1) Le rouleau de ruban sur la bobine d'entraînement n'est pas parfaitement rond, d'où variations brusques de la vitesse (pleurage);

2) Il est difficile d'effectuer une correction de fréquence : une correction est établie pour une vitesse déterminée, or, ici, la vitesse est constamment variable.

Pour ces raisons, le système est très peu employé, disons même jamais pour des enregistrements musicaux. Comme il est très simple, peu coûteux et tient peu de place, on le trouve cependant sur quelques appareils miniatures, ou très bon marché, ou encore sur des machines à dicter.

b) Entraînement à vitesse constante.

Le principe de ce mode d'entraînement ayant été exposé précédemment (p. 12), il nous reste à décrire la conception pratique et les caractéristiques des éléments utilisés.

LE CABESTAN.

Un fonctionnement convenable de l'enregistreur exige que l'entraînement soit vraiment régulier, ce qui nécessite que l'aiguille tourne à une vitesse bien constante et soit parfaitement ronde.

VOLANT.

La première condition est remplie en associant à l'axe un volant qui en régularise le mouvement. Le volant est d'autant plus efficace qu'il est lourd, que la matière qui le compose est éloignée du centre de rotation et que la vitesse de rotation est élevée.

AIGUILLE.

Les tolérances sur le faux-rond doivent être très serrées. On rencontre des aiguilles de tous diamètres. La préférence sera donnée à une aiguille ayant un diamètre compris entre 5 et 10 mm.

ATTAQUE DU CABESTAN.

On rencontre :

a) L'ATTAQUE DIRECTE.

Le cabestan est constitué par un moteur dont l'axe forme l'aiguille tandis que le rotor remplace le volant. C'est ce qu'on appelle un moteur cabestan. Cette solution est simple, sûre, peu encombrante; mais il faut nécessairement utiliser un moteur conçu spécialement à cet usage (pour éviter le rayonnement sur les têtes et obtenir un effet de volant suffisant). Le plus indiqué est le moteur système Papst qui possède un rotor extérieur (disposition qui permet de répondre aux deux conditions précédentes).

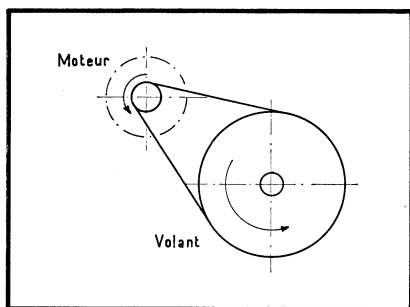


Fig. 173. — Entraînement du cabestan par courroie.

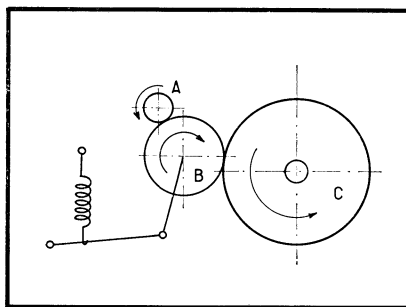


Fig. 174. — Principe de l'entraînement par galet intermédiaire.

Par ailleurs, l'attaque directe ne se prête guère aux vitesses inférieures à 19 ou 9,5 cm/s (aiguille trop mince ou moteur tournant trop lentement). En utilisant un moteur à deux vitesses, on obtient, de façon très simple, une platine à deux vitesses. Il est cependant rare que les vitesses réalisées soient exactement dans un rapport 2 comme les vitesses normalisées.

b) L'ATTAQUE INDIRECTE.

Le cabestan est attaqué par une courroie (fig. 173) ou par un galet intermédiaire (fig. 174). Ces deux solutions également valables ont l'avantage de filtrer les vibrations en provenance du moteur.

L'attaque par courroie est plus simple, mais un peu moins sûre que l'attaque par galet. On peut facilement obtenir deux vitesses en utilisant une poulie motrice à deux gorges calculées pour fournir les vitesses désirées. Un dispositif analogue à un dérailleur de bicyclette permet de sélectionner la gorge et donc la vitesse voulue. Il est rare qu'on réalise plus de deux vitesses par ce système.

Par contre, dans le cas de l'attaque par galet, il est possible, en utilisant une poulie-moteur possédant le nombre de diamètres voulus et un système permettant le déplacement du galet en face du diamètre convenable, d'obtenir jusqu'à quatre vitesses différentes.

LE GALET PRESSEUR.

C'est un galet dont la périphérie est caoutchoutée et qui est monté sur un axe porté par un levier, lequel peut pivoter autour d'une articulation A

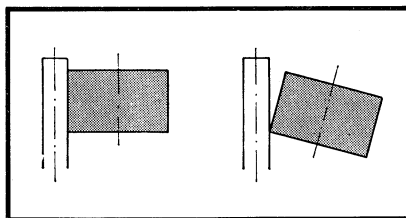


Fig. 175. — La génératrice du galet doit être exactement parallèle à l'aiguille.

(revoir fig. 8) et est tiré par un ressort (ordre de grandeur de la force d'appui, 800 g.). La génératrice du galet doit être exactement parallèle à l'aiguille (fig. 175) dans tous les plans, sinon le ruban tend à échapper au guidage. La condition d'alignement est beaucoup moins critique lorsque la génératrice du galet est bombée. Dans le cas contraire, il est intéressant que l'axe du

galet soit monté de telle sorte qu'il puisse s'aligner automatiquement avec l'axe du cabestan (boutonnière et ressort).

On prendra soin d'éloigner le galet de l'aiguille à l'arrêt, car le contact prolongé du même point du galet avec l'aiguille entraînerait la formation d'un méplat, lequel serait une cause de pleurage.

LES PORTE-BOBINES.

LE PORTE-BOBINE DÉBITEUR.

Le porte-bobine débiteur permet la rotation libre de la bobine débitrice, mais il doit être agencé en sorte que le ruban débité reste bien tendu, ce qui est une condition indispensable à un entraînement sans pleurage et à un bon contact avec les têtes.

Une façon d'obtenir la tension du ruban est de caler le porte-bobine sur l'axe d'un moteur qui tend à tourner dans le sens contraire à celui réclamé pour le débit du ruban, mais qui est largement sous-alimenté, de façon que le couple développé ne puisse empêcher la bobine d'être entraînée normalement par le ruban. Néanmoins, le couple exercé par le moteur a pour effet de donner au ruban la tension demandée.

Une autre façon consiste à freiner le porte-bobine. On utilise pour cela la disposition de la figure 176. Le porte-bobine tourne autour d'un axe fixe

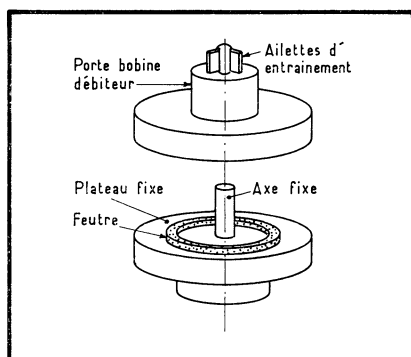


Fig. 176. — Porte-bobine débiteur. La disposition indiquée est très souvent mise à profit pour obtenir la tension du ruban. Le porte-bobine est libre de tourner sur l'axe, mais sa surface inférieure repose sur un anneau de feutre qui freine la rotation du porte-bobine. Ce freinage a pour résultat de tendre le ruban.

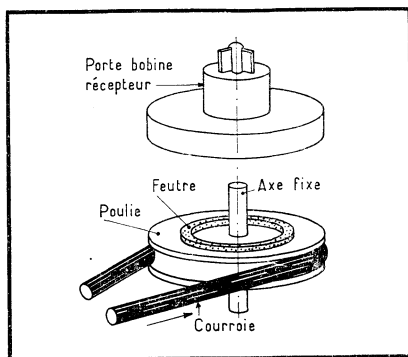
solidaire du châssis. Un plateau, également fixe, porte un anneau de feutre sur lequel vient porter la face inférieure du porte-bobine. Le feutre freine la rotation du porte-bobine, ce qui exige que le ruban développe un effort plus grand pour faire tourner la bobine. Cet effort supplémentaire a pour résultat de tendre le ruban.

LE PORTE-BOBINE RÉCEPTEUR.

La bobine réceptrice est placée sur le porte-bobine récepteur. Le porte-bobine doit être entraîné, pour que la bobine puisse enrouler le ruban au fur et à mesure qu'il est débité par le cabestan. Cet entraînement du porte-bobine ne peut être tel qu'il fasse tourner la bobine à vitesse angulaire constante, puisque cela conduit à une vitesse d'enroulement croissante, alors qu'on veut enrouler le ruban débité à vitesse linéaire constante par le cabestan. L'entraînement du porte-bobine doit donc être agencé de façon que la bobine soit libre d'adapter sa vitesse autant qu'il est nécessaire pour la récupération du ruban débité par le cabestan.

Une façon d'obtenir ce résultat consiste à caler le porte-bobine sur l'axe d'un moteur qui tend à tourner dans le sens convenant à la reprise du ruban,

Fig. 177. — Porte-bobine récepteur à glissement. La surface inférieure du porte-bobine repose, via un anneau de feutre, sur une poulie en rotation; il tend donc à être entraîné à la même vitesse que celle-ci; le glissement intervient pour limiter le couple exercé. La bobine doit ainsi se contenter de tourner à la vitesse juste nécessaire pour récupérer le ruban débité par le cabestan.



mais qui est largement sous-alimenté, de façon que le couple exercé sur la bobine reste faible, juste suffisant pour récupérer le ruban, mais insuffisant pour le faire échapper au contrôle du cabestan.

Une autre façon consiste à entraîner le porte-bobine par l'intermédiaire d'un dispositif à glissement. La figure 177 montre la disposition mise en œuvre. On y retrouve tous les éléments du porte-bobine débiteur vu à la figure 176, mais le plateau fixe est remplacé par une poulie. Cette poulie est entraînée un peu plus vite que la plus grande vitesse de rotation demandée à la bobine pour récupérer le ruban. Le porte-bobine repose sur la poulie *via* le feutre et tend donc à tourner à la même vitesse que celle-ci, mais le couple exercé sur la bobine reste faible, puisque le glissement intervient pour le limiter. Dans ces conditions, on retrouve la même situation qu'au paragraphe précédent : le couple est suffisant pour récupérer le ruban, mais insuffisant pour le faire échapper au contrôle du cabestan. La poulie du porte-bobine est généralement entraînée par courroie.

REMARQUE.

On ne doit jamais utiliser sur un enregistreur une bobine de plus petite taille que la taille normalement prévue, sauf si cette bobine a un moyeu aussi gros que celui de la bobine de taille normale (1). On s'expose sinon à des ennuis de rebobinage et surtout à du pleurage.

B. — GRANDES VITESSES AVANT ET ARRIERE

Pour obtenir le défilement à grande vitesse en avant, AV, ou en arrière, AR (par rapport au sens de défilement normal), il faut écarter le galet presseur et appliquer un effort moteur sur le porte-bobine voulu. Il est souhaitable que le ruban soit éloigné des têtes, ou, à tout le moins, que les balais presseurs soient écartés (le passage rapide du ruban ayant un effet d'abrasion très marqué sur les têtes). Voici quelques façons d'appliquer l'effort moteur sur les porte-bobines.

a) Attaque par moteur.

Quand, ainsi qu'il a été dit plus haut, le débit et la reprise du ruban font intervenir des moteurs calés sur l'axe des porte-bobines, il est aisé de

(1) ... Et encore ne faut-il pas que cette bobine soit beaucoup plus petite, car alors les freins risquent de mal fonctionner.

réaliser les grandes vitesses : il suffit d'augmenter le couple de l'un ou l'autre, selon le sens de bobinage désiré, ce qui se réalise en alimentant le moteur à pleine tension.

b) Solutions mécaniques.

Dans ce cas, l'enregistreur ne possède généralement qu'un seul moteur. L'effort moteur est transmis au porte-bobine *via* un dispositif approprié. Il peut s'agir soit d'un système à galet intermédiaire, soit d'un système où les porte-bobines reposent sur des poulies entraînées en permanence et où un système d'embrayage rend solidaires la poulie et le porte-bobine..., etc. Il existe de nombreuses variantes et possibilités.

c) A propos du couple de rebobinage.

Une étude du couple à fournir par le porte-bobine entraîneur montrerait que ce couple augmente proportionnellement à la diminution du diamètre du rouleau de ruban encore présent sur la bobine entraînée et à l'augmentation du diamètre sur la poulie entraîneuse. Il en résulte, si G égale bobine gauche et D bobine droite :

1) Qu'un essai du système de rebobinage se fera donc toujours bobine presque vide en G, bobine presque pleine en D, du moins en grande vitesse « AV ». C'est l'inverse en grande vitesse « AR »;

2) Qu'il convient de ne pas utiliser des bobines ayant un moyeu trop petit, on risque que le couple demandé en fin de bobine soit supérieur aux possibilités de l'appareil, avec cette conséquence que le rebobinage ne peut s'effectuer jusqu'au bout.

Discussion sur les divers systèmes mis en œuvre.

En gros, on peut dire que tous les systèmes présentés par les constructeurs sont susceptibles de donner satisfaction. On peut cependant formuler trois remarques :

1) Le système par moteurs calés sur les porte-bobines est le plus sûr et assure les plus grandes vitesses de rebobinage;

2) Les systèmes faisant intervenir une courroie sont, en principe, les moins « fiables »; en principe : car la « fiabilité » des courroies est en grand progrès;

3) Certains systèmes d'attaque par galets présentent l'incontestable avantage qu'aucune pièce n'est inutilement en mouvement sur les positions autres que les grandes vitesses (d'où moins de bruit et moins d'usure).

C. — ARRET

a) Freins.

Parler de l'arrêt revient à parler des freins. Pour éviter la production d'un mou à chaque arrêt, il est souhaitable que les freins soient du type « différentiel », c'est-à-dire qu'ils freinent différemment selon le sens de rotation du porte-bobine sur lequel ils sont appliqués, c'est-à-dire peu dans le sens indiqué « P » sur la figure 178, et fort dans le sens indiqué « F ». Cette figure montre en même temps qu'un tel freinage n'est guère difficile à réaliser.

Fig. 178. — Freins différentiels. Exemple : dans le sens P, les patins B et B' fléchissent, se dérober et n'exercent qu'un léger freinage. Au contraire, dans le sens F, la forme du support 1 est telle que les patins B et B' ne peuvent se dérober et exercent un violent freinage (Philips EL3541).

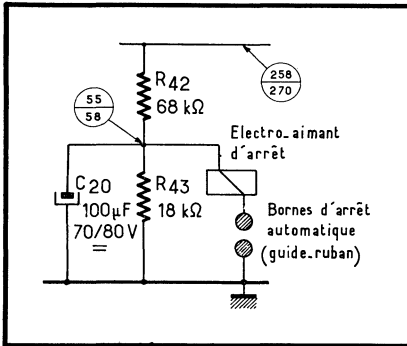
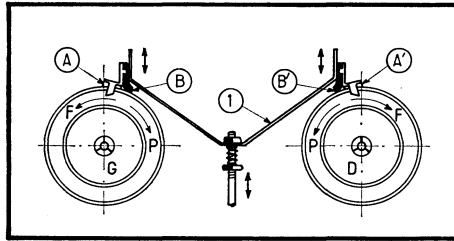


Fig. 179. — Circuit simple d'arrêt automatique. C_{20} est chargé par le diviseur R_{42} - R_{43} . Le circuit de l'électro-aimant est fermé quand la bandelette de commutation du ruban passe sur les bornes du guide-ruban. C_{20} se décharge dans l'électro-aimant, lequel provoque alors l'arrêt par des moyens mécaniques (Grundig TK19).

Les patins de frein (A' et B' à droite, A et B à gauche) sont solidaires d'un même support 1 qui peut coulisser dans le sens indiqué. Dans la position où ce support est ici dessiné, les freins sont en action. Les patins A et A' introduisent un freinage constant, les patins B et B' l'action différentielle. B et B' sont en caoutchouc souple. Si nous considérons le porte-bobine de gauche, G, il est aisé de comprendre que, si le porte-bobine à freiner tourne dans le sens des aiguilles d'une montre, le patin B va fléchir, se dérober et, de ce fait, exercer un freinage très réduit. Au contraire, pour un sens allant à l'inverse des aiguilles d'une montre, la forme du support est telle que le patin B' ne peut se dérober et exerce un violent effort de freinage. Compte tenu que le patin B' agit de façon analogue vis-à-vis du porte-bobine D, nous obtenons bien les caractéristiques réclamées.

b) Arrêt automatique.

L'arrêt automatique sert à provoquer l'arrêt du mécanisme, soit en fin de bobine, soit en un point déterminé de celle-ci. Dans ce but, le ruban est rendu conducteur à l'endroit où l'on désire provoquer l'arrêt (cela est obtenu en intercalant une bandelette métallique). Un des guide-ruban est divisé en deux parties, isolées l'une de l'autre. Quand la partie conductrice du ruban passe sur le guide-ruban, elle en relie les deux moitiés, ce qui ferme le circuit d'un relais qui provoque l'arrêt.

Un exemple d'un tel circuit est donné à la figure 179. Il est utilisé sur l'appareil *Grundig* TK19 dont le schéma a été étudié à la figure 167 (dont la fig. 179 n'est d'ailleurs qu'un extrait). C_{20} est chargé à une bonne cinquantaine de volts par le diviseur R_{42} - R_{43} . Un électro-aimant est placé en parallèle sur C_{20} , mais voit son circuit interrompu par un guide-ruban du type décrit plus haut. Le circuit de l'électro-aimant est fermé quand la partie conductrice du ruban passe sur le guide-ruban. C_{20} se décharge dans l'électro-aimant, lequel provoque alors l'arrêt par des moyens mécaniques : il déverrouille la touche « défilement normal » du sélecteur de mouvement. Celle-ci revient donc en position haute sous l'effet de son ressort de rappel, ce qui a pour

résultat de stopper le mouvement. (Il n'est pas exclu que l'électro-aimant agisse de même si une des touches « grandes vitesses » est enfoncée, permettant donc à l'arrêt automatique d'opérer également sur les grandes vitesses, mais nous ignorons si c'est le cas ici.) Grâce à C_{20} , l'électro-aimant est traversé au moment de son entrée en action par une violente impulsion de courant qui lui permet d'agir à coup sûr, alors que le courant permanent qui le traverse (si les bornes du guide-ruban restent reliées après l'arrêt) est très modeste (puisque limité par R_{42}) et ne risque donc pas de l'endommager, pas plus que les circuits d'alimentation.

D. — MOTEURS

Moteurs à courant alternatif.

Ces moteurs sont suffisamment connus pour nous dispenser de longues explications. Ils présentent l'avantage que leur vitesse dépend surtout de la fréquence et varie donc peu sous l'effet des fluctuations de la charge ou du réseau.

Le moteur idéal est le moteur asynchrone synchronisé à déphasage par condensateur, mais plus souvent, on utilise un moteur asynchrone étudié de sorte que sa vitesse varie peu en fonction du couple demandé (ce moteur est encore à déphasage par condensateur). Enfin, sur les appareils de prix modique, on utilise des moteurs asynchrones à déphasage par spires en court-circuit.

Moteurs à courant continu.

Ces moteurs équipent les appareils autonomes alimentés sur piles. Classiques dans leur principe, ils diffèrent des moteurs courants par leur petite taille et le fait qu'ils sont étudiés pour avoir un bon rendement.

REGULATION DE LA VITESSE ET DEPARASITAGE DES MOTEURS A COURANT CONTINU.

La vitesse d'un moteur à courant continu fluctue avec la charge et la tension d'alimentation (usure des piles); cependant que la présence du collecteur et des balais occasionne des étincelles donnant naissance à des parasites. Il est donc nécessaire d'utiliser conjointement au moteur des éléments régulateurs de vitesse et des éléments de déparasitage. Nous les étudierons simultanément.

1) *REGULATION DIRECTE.*

Le circuit de régulation de la figure 180 est le plus simple qui soit. Le moteur est en série avec un rupteur centrifuge S_1 monté en bout d'arbre du moteur et qui est en liaison avec le circuit par deux bagues et balais. La tension d'alimentation du moteur est telle qu'il tend à tourner plus vite que nécessaire. Cependant S_1 s'ouvre dès qu'une vitesse déterminée est atteinte, mettant le moteur en série avec R_1 . De ce fait, le moteur ralentit, S_1 se referme, d'où accélération du moteur, réouverture de S_1 , ralentissement du moteur, etc. La vitesse prend ainsi une valeur moyenne qui est sous la dépendance de la vitesse pour laquelle S_1 entre en action. L'interrupteur centrifuge possède un réglage qui permet d'ajuster cette vitesse et donc la vitesse de rotation du moteur.

La résistance R_1 joue un rôle très important : elle définit le régime de la régulation. Son action peut être résumée comme suit : la précision de la

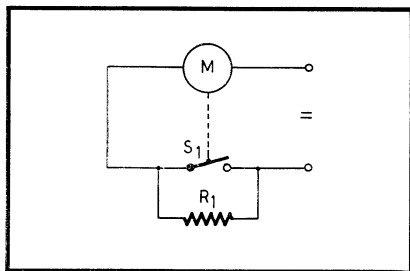


Fig. 180 (ci-dessus). — Un moteur à courant continu nécessite un dispositif de régulation. Le plus simple est constitué par un interrupteur centrifuge (S_1) mis en série avec le moteur et qui s'ouvre dès que la vitesse du moteur devient trop élevée.

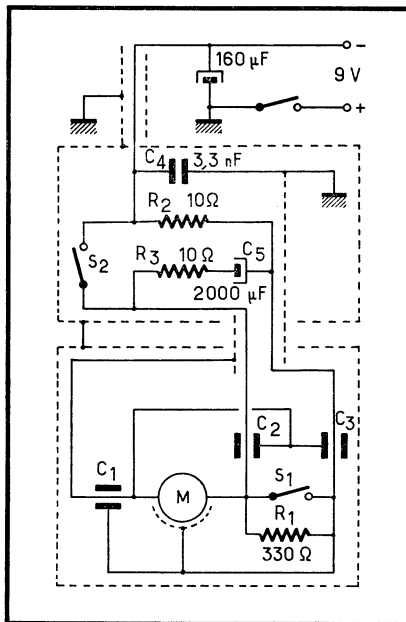


Fig. 181 (ci-contre). — Réalisation pratique du circuit de régulation de la figure 180. A remarquer les éléments de déparasitage et les blindages (extrait du schéma d'un appareil commercial).

régulation est inversement proportionnelle à la valeur de R , tandis que l'étendue de la plage de tension d'alimentation dans laquelle la vitesse du moteur reste stable lui est proportionnelle.

Il faut encore dire que, plus R_1 est élevée, plus les contacts du rupteur sont soumis à un courant important. La valeur de R_1 résultera donc d'un compromis.

Un exemple pratique (extrait du schéma d'un appareil du commerce) d'une régulation basée sur le schéma de principe de la figure 180 est donné à la figure 181. On retrouve les éléments de base, auxquels s'ajoutent la résistance R_2 destinée à limiter le courant absorbé à la fermeture de S_1 et les éléments de déparasitage. C_1, C_2, C_3 assurent le déparasitage du moteur proprement dit, tandis que R_3, C_4, C_5 assurent une protection contre les parasites engendrés par les ouvertures et fermetures continues de S_1 . Les condensateurs C_1, C_2, C_3 sont du type « traversée ». L'action antiparasite est renforcée par des blindages.

Le principal inconvénient du circuit de régulation de la figure 181 est que la totalité (ou une fraction importante) du courant d'alimentation passe nécessairement par le rupteur et les bagues et balais d'amenée de courant à ce dernier. Il en résulte une usure rapide.

2) REGULATION ASSISTEE PAR UN TRANSISTOR.

L'inconvénient que nous venons de signaler est fortement réduit par le circuit de la figure 182 (extrait du schéma de l'enregistreur *Butoba* MT7).

L'action de la régulation est inchangée, mais au lieu que S_1 agisse directement sur le courant du moteur, il travaille sur le courant base d'un transistor dans le circuit émetteur duquel le moteur est inséré. Quand S_1 est fermé, le transistor est conducteur, et quand S_1 est ouvert, il est bloqué. Le courant qui traverse le rupteur, les bagues et balais, est ainsi fortement réduit, puisque juste un peu supérieur au courant du moteur divisé par le gain en courant du transistor utilisé (car les résistances R_2 et R_3 doivent être

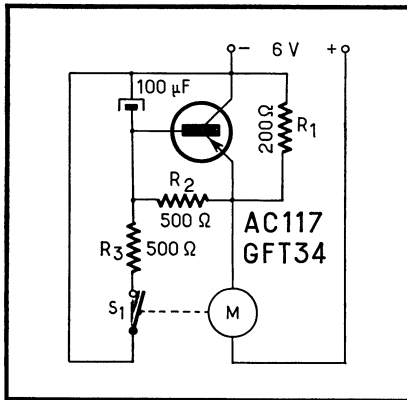


Fig. 182. — Pour diminuer le courant qui passe dans le rupteur S_1 , un transistor est utilisé comme interrupteur du courant du moteur. Le rupteur S_1 ne doit plus couper que le courant base de transistor et sa vie s'en trouve prolongée (Butoba MT7).

choisies telles que le courant base soit suffisant pour que le transistor soit totalement débloqué quand S_1 est fermé). Selon que S_1 est fermé ou ouvert, le transistor travaille ainsi en « tout » ou « rien », conditions de travail où la puissance dissipée dans le transistor est minimum, ce qui permet d'utiliser un transistor de moindre dissipation.

R_1 joue le même rôle que R_1 du schéma de la figure 180.

3) REGULATION PAR OSCILLATEUR « HAUTE FREQUENCE ».

Avec deux transistors, il existe un montage plus intéressant que le précédent. C'est celui de la figure 183 (extrait de la fig. 169).

Le premier transistor, T_1 , est monté en oscillateur base à la masse (en alternatif, par C_{43}). La réaction se fait par couplage capacitif (par C_{42}) entre émetteur et collecteur. Le circuit oscillant est formé de B_1 et C_{44} . La fréquence d'oscillation est de l'ordre de 80 à 100 kHz. B_1 est monté à l'intérieur de la carcasse du moteur. Un second bobinage, B_2 , solidaire du rotor et connecté directement au rupteur, tourne à l'intérieur de B_1 . L'oscillateur est conçu de telle sorte que, lorsque B_2 est court-circuité par le rupteur, B est fortement amorti et l'oscillateur ne peut fonctionner. La fermeture ou l'ouverture du rupteur est donc traduite par l'absence ou la présence d'oscillations.

Le second transistor, T_2 , est utilisé en tant qu'interrupteur du courant du moteur, exactement comme dans les montages précédents. Ce transistor est bloqué ou conducteur, selon que l'oscillateur fonctionne ou ne fonctionne pas. A cet effet, un troisième bobinage B_3 , couplé à B_1 , est relié à la base de T_2 à travers la diode D_1 . Quand l'oscillateur ne fonctionne pas, aucune tension n'apparaît sur B_3 , et T_2 est conducteur. Quand l'oscillateur fonctionne, la tension H.F. qui apparaît sur B_3 est détectée par D_1 et fait circuler dans R_{30} un courant de sens tel que la chute de tension aux bornes de cette résistance grandit, ce qui entraîne le blocage du transistor.

En fin de compte, quand le rupteur est ouvert, l'oscillateur fonctionne et le transistor est bloqué; quand il est fermé, l'oscillateur ne fonctionne pas et le transistor conduit. La régulation s'effectue sur cette base, exactement comme dans les montages précédents. C'est ainsi que R_{18} aux bornes du transistor interrupteur T_2 définit toujours le régime de régulation.

L'intérêt du montage réside dans le fait que le courant qui traverse le rupteur est petit et surtout dans la suppression des bagues et balais de liaison du rupteur au reste du circuit. Il en résulte une longévité accrue du dispositif régulateur, une augmentation du rendement du moteur et une légère diminution du bruit.

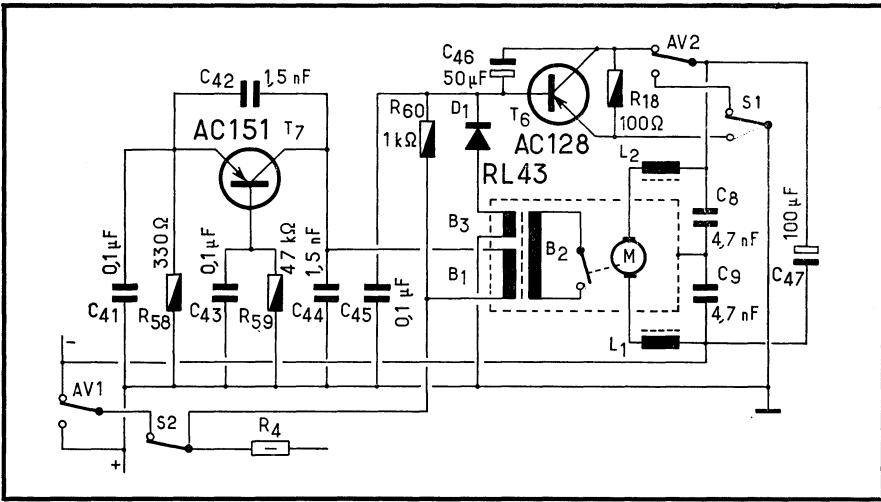


Fig. 183. — Régulation « haute fréquence ». L'originalité du montage provient de la façon dont le rupteur est couplé au reste du circuit. Le rupteur agit en effet sur un oscillateur (T_7), lequel commande l'interrupteur (T_6) placé dans le circuit du moteur. Avec ce système le rupteur ne traite plus qu'un courant très faible et les balais et bagues d'amenée de courant sont supprimés.

La régulation H.F. permet de maintenir la vitesse constante à $\pm 0,1 \%$ près.

Terminons l'analyse de la figure 183 en signalant que C_8 , C_9 , L_2 , L_3 , servent au déparasitage. L_2 et L_3 sont obtenues en enfilant trois perles de ferrite sur chacun des fils de liaison du moteur.

Un deuxième exemple d'une régulation H.F. est fourni par le schéma de l'enregistreur *Grundig TK6* qui a été étudié figure 170.

4) REMARQUE.

Pendant les grandes vitesses, la régulation est toujours mise hors service par court-circuit des bornes de l'« interrupteur », ainsi qu'il apparaît d'ailleurs sur la plupart de nos schémas.

E. — NOMBRE DE MOTEURS

Certains enregistreurs se contentent d'un seul moteur alors que d'autres en utilisent deux ou trois. On peut se demander quelle solution est préférable, et c'est à cette question que nous allons essayer de répondre.

Généralement :

— Quand il y a trois moteurs, deux sont calés directement chacun sur un porte-bobine, alors que le troisième assure le défilement du ruban. Il s'agit le plus souvent d'un moteur cabestan.

— Quand il y a deux moteurs, un est utilisé pour les grandes vitesses, tandis que l'autre est réservé au défilement normal. Il peut aussi s'agir d'un moteur cabestan, mais moins souvent que dans la solution trois moteurs.

Tandis que lorsqu'il n'y a qu'un moteur, ce dernier remplit tous les rôles.

La solution trois moteurs a pour elle l'avantage d'une très grande simplicité mécanique, tout particulièrement en cas d'emploi d'un moteur cabestan. L'emploi de freins actionnés par électro-aimants permet de réaliser

la sélection des mouvements uniquement par voie électrique, à l'aide d'un simple contacteur, si l'on excepte le mouvement du galet presseur et des presseurs de têtes qui restent souvent commandés mécaniquement par l'axe ou les poussoirs du combinateur électrique. Cette grande simplicité est le garant d'un fonctionnement très sûr. (Sur le plan « construction amateur » la réalisation d'une platine conçue selon les principes que nous venons d'énoncer n'est peut-être pas la plus avantageuse pécuniairement parlant, mais c'est très certainement la plus facile, celle qui demandera le moins de pièces spéciales et celle avec laquelle on aura le moins de déboires de mise au point. Nous recommandons donc cette solution.) Les autres avantages sont : grand silence de fonctionnement (du moins en défilement normal), grande vitesse de rebobinage. Comme inconvénients, il faut citer : coût élevé, poids et encombrement accrus de l'ensemble mécanique, efforts de tension et de reprise du ruban non constants en fonction du diamètre des rouleaux de ruban présents sur les porte-bobines, consommation plus forte se traduisant par un dégagement de chaleur plus intense dans la valise, et enfin trois sources de champs parasites sur les têtes au lieu d'une. (Heureusement, en défilement normal, la tension aux bornes des deux moteurs supplémentaires est réduite, d'où faible induction et faible champ parasite.)

La solution moteur unique a pour inconvénients tout ce qui était avantages dans la solution trois moteurs (et l'inverse).

La solution deux moteurs tient le milieu entre les deux précédentes.

En pratique, la solution trois moteurs est employée presque exclusivement sur les appareils professionnels, pour lesquels ses inconvénients n'ont guère d'importance ou peuvent être surmontés. Sur les appareils « grand public », on emploie presque toujours un seul moteur. Cette solution a été portée à un tel degré de perfection par les constructeurs qu'on peut dire que, sur les appareils convenablement étudiés, elle est quasi équivalente à la solution trois moteurs. La solution deux moteurs constitue un bon compromis, mais elle est rarement employée (nous n'en connaissons pas d'exemple).

PERFECTIONNEMENTS

Jusqu'ici, nous nous sommes essentiellement attaché à décrire le fonctionnement et les constituants de ce que nous appelons un enregistreur simple. Nous entendons par là un appareil dont le têtes ne comportent qu'un seul circuit magnétique et qui, bien qu'éventuellement de schéma très soigné et complexe, répond dans l'ensemble à la structure relativement simple vue à la figure 7.

Beaucoup d'appareils du commerce présentent certaines modifications par rapport à cet enregistreur, modifications qui ont été introduites en vue de leur conférer une ou des caractéristiques supplémentaires ou d'améliorer une ou des caractéristiques existantes. Cette partie du livre concerne ces modifications, que nous dénommons « perfectionnements » même lorsque, à côté de l'amélioration souhaitée, elles entraînent des inconvénients. Quoique nous présentions séparément chaque perfectionnement, il est évident qu'un même appareil peut en comporter plusieurs.

On nous pardonnera l'aspect un peu décousu de cette partie, le sujet se prêtant mal à une ordonnance précise : les divers perfectionnements « interférant », soit entre eux, soit avec des points précédemment ou ultérieurement traités.

APPAREILS A FONCTIONS SÉPARÉES

Nous désignons ainsi un appareil basé sur la structure examinée à la figure 6, où chaque fonction comporte ses propres éléments spécialisés.

Il est clair que de la spécialisation des composants résulte nécessairement une amélioration des performances. Comme autres avantages, nous avons, grâce à la diminution du nombre des commutations, une plus grande « fiabilité » et la suppression des risques d'aimantation permanente des têtes par les impulsions dues aux commutations.

En outre, l'appareil à fonctions séparées permet, moyennant quelques modifications, l'obtention de possibilités nouvelles, mais il faut que les sections enregistrement et reproduction puissent fonctionner simultanément, ce qui n'est possible que si certaines précautions sont prises et notamment si un circuit éliminant la tension parasite U.S. est prévu dans l'amplificateur de reproduction.

Circuits éliminant la tension parasite U.S. dans l'amplificateur de reproduction.

Si enregistrement et reproduction ont lieu simultanément, il se peut que la tête de reproduction capte un léger champ U.S. en provenance des têtes d'effacement et d'enregistrement; de ce fait, une tension U.S. apparaît aux bornes de la tête de reproduction, tension U.S. qui est parfois beaucoup plus élevée que la tension B.F. produite par le ruban. Après amplification par un ou deux étages de l'appareil, cette tension risque d'être devenue assez importante pour saturer complètement l'étage suivant; l'amplificateur de reproduction se bloque, on n'entend plus rien du tout. Pour éviter que cela se produise, on peut, soit utiliser des têtes mieux protégées des champs para-

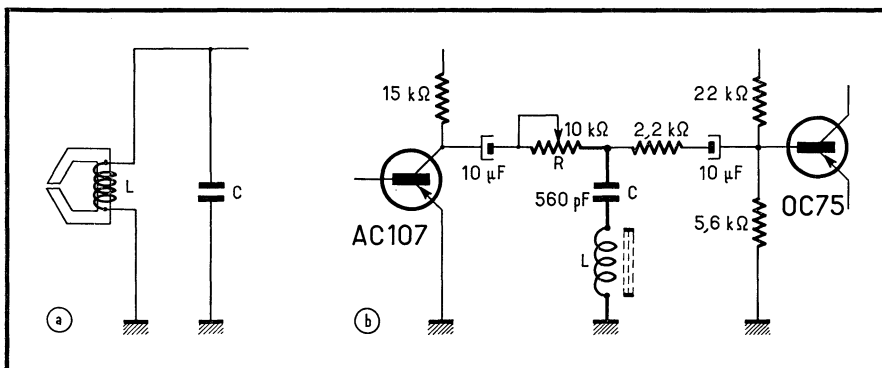


Fig. 184. — Appareil à fonctions séparées prévu pour l'enregistrement et la reproduction simultanés. Il est nécessaire d'éliminer la tension U.S. amenée par la tête de reproduction à l'entrée de l'amplificateur de reproduction. On peut y parvenir : a) soit par un condensateur C placé aux bornes de la tête de reproduction; b) par un filtre R.L.C. intercalé entre le premier et le second étage de l'amplificateur de reproduction (Philips EL3547A).

sites, soit prévoir un circuit éliminant la fréquence U.S. Il existe d'innombrables façons de réaliser ce circuit. En voici deux assez courantes :

1) Un condensateur, C, est placé en parallèle sur la tête utilisée pour la reproduction (fig. 184, a). C est chargé de mettre à la masse les tensions U.S. qui apparaissent aux bornes de la tête. Pour éviter de détériorer les fréquences élevées du signal B.F., la valeur de C est choisie de façon à provoquer la résonance du circuit formé par C et la self-induction L de la tête sur une fréquence choisie dans la gamme des fréquences les plus élevées de la bande B.F. à transmettre (ainsi qu'il a été expliqué au chapitre *Amplificateurs*). Pour la fréquence U.S., l'impédance de L s'est accrue, cependant que celle de C a diminué. Il en résulte une forte atténuation de la tension U.S. à l'entrée de l'amplificateur. Le circuit de la tête étant fermé par C à la fréquence U.S., la tension U.S. parasite lance un courant U.S. qui parcourt forcément la tête. On pourrait craindre un effacement partiel du ruban. Heureusement, la pratique montre que le courant résultant est si faible qu'il n'a aucune influence néfaste;

2) La solution de la figure 184, b, est plus élégante que la précédente. Elle utilise un filtre formé d'une part de R et d'autre part d'un circuit série L-C accordé sur la fréquence U.S., le tout placé entre le premier et le second étage d'amplification. Elle n'appelle aucun commentaire, si ce n'est que les éléments du filtre doivent être choisis en tenant compte des impédances de source et d'entrée entre lesquelles le filtre est intercalé.

Possibilités nouvelles offertes par l'appareil

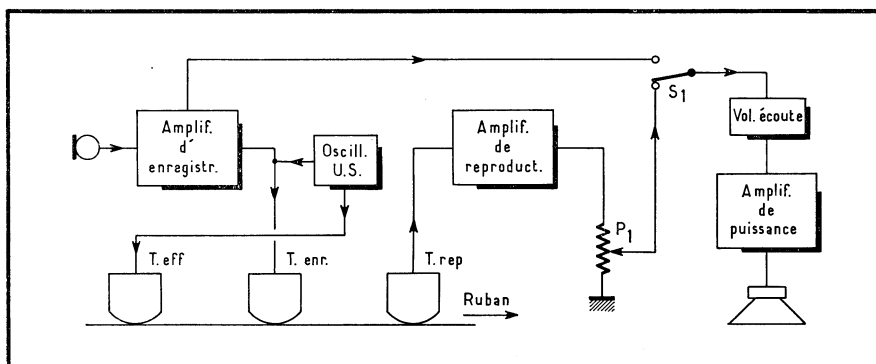
à fonctions séparées

Les possibilités nouvelles offertes par l'appareil à fonctions séparées avec enregistrement et reproduction simultanée sont les suivantes :

1) COMPARAISON DIRECTE

*ENTRE LE SIGNAL DE LA SOURCE ENREGISTRÉE
ET LE SIGNAL REPRODUIT.*

Il suffit pour cela de prévoir un inverseur tel S_1 (fig. 185) qui envoie à l'amplificateur B.F., soit le signal de la source, soit le signal reproduit. (Le



185. — Un appareil à fonctions séparées prévu pour l'enregistrement et la reproduction simultanés permet, par le simple jeu de l'inverseur S_1 , la comparaison directe du signal de la source et du signal reproduit.

signal de la source doit être prélevé avant toute correction, alors que le signal reproduit doit l'être après correction.) Le potentiomètre P_1 permet d'équilibrer les niveaux. La comparaison directe est très précieuse pour la mise au point et le contrôle des performances d'un appareil. Elle complète heureusement l'indicateur de modulation en fournissant le résultat de l'enregistrement en cours. On appelle « monitoring » la reproduction de l'enregistrement en cours (avec ou sans possibilité de comparaison).

2) PRODUCTION D'UN ECHO ARTIFICIEL.

Voir à ce sujet la quatrième partie : *Appareils spéciaux*, sous la rubrique : *Appareils générateurs de réverbération et d'échos*.

3) SURIMPRESSION.

La surimpression est possible grâce à un procédé spécial qui sera décrit dans le paragraphe suivant. Pour en bénéficier, il faut modifier l'ordre des lêtes par rapport au sens de déplacement du ruban; on trouve maintenant successivement : tête de reproduction, tête d'effacement, tête d'enregistrement.

Au contraire, les points 1 et 2 exigent que les têtes se suivent dans l'ordre de la figure 185. Il en résulte nécessairement qu'un même appareil ne pourra offrir que, soit les possibilités nouvelles 1 et 2, soit la seule possibilité 3.

Il reste à dire un mot des inconvénients de l'enregistreur à fonctions séparées : ils résident surtout en un coût plus élevé et, à un degré moindre, dans l'augmentation du poids, de l'encombrement, de l'échauffement et de la consommation.

Surimpression.

La surimpression est un procédé qui permet de superposer un nouvel enregistrement à un enregistrement existant.

Le procédé le plus simple consiste à enregistrer de façon tout à fait normale, mais avec la tête d'effacement mise hors service. Dans ces conditions, le nouvel enregistrement vient s'ajouter à l'ancien qui est conservé. Cependant, du fait que la tête d'enregistrement reçoit une polarisation U.S., on note un effacement partiel provoquant une diminution du niveau de l'ancien enregistrement. Le plus souvent cet effet est le bienvenu : par exemple si on superpose un commentaire parlé intermittent à un fond musical, on n'actionnera la commande enregistrement-surimpression que pendant les passages commentés. A la reproduction, la musique conservera un niveau normal pendant les passages non parlés, mais s'atténuera pendant les passages parlés, laissant, comme il est souhaitable, la prépondérance au commentaire, lequel est au niveau normal. Le système présente néanmoins les défauts suivants :

1) Il est très difficile d'éviter qu'il se produise un « toc » au début et à la fin de chaque surimpression;

2) La variation de niveau entre les passages « normaux » et « surimpressionnés » est brutale;

3) De plus, il existe entre ceux-ci une différence de tonalité, due au fait que ce sont surtout les notes aiguës du premier enregistrement qui sont effacées par le champ U.S. de la tête d'enregistrement;

4) Enfin, si l'enregistrement superposé n'est pas réussi, il faut recommencer non seulement le travail de surimpression, mais aussi l'enregistrement initial.

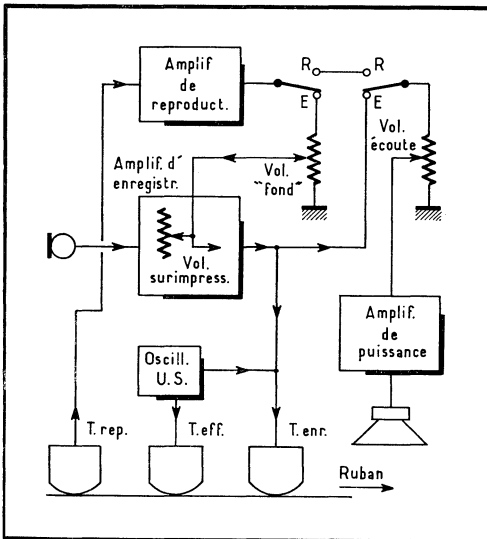


Fig. 186. — Surimpression avec un appareil à éléments séparés remanié selon le présent schéma. L'ancien signal est lu par le système de reproduction, mélangé dans l'amplificateur d'enregistrement avec le signal à superposer, et le tout est inscrit par la tête d'enregistrement sur le ruban effacé, entre temps, par la tête d'effacement.

Tel quel, le système est susceptible de rendre des services. Nous avons rencontré figure 167 un appareil utilisant ce système. N'importe quel appareil peut en être pourvu en ajoutant un interrupteur coupant l'alimentation U.S. de la tête d'effacement. Plus simplement, on peut se contenter de placer un

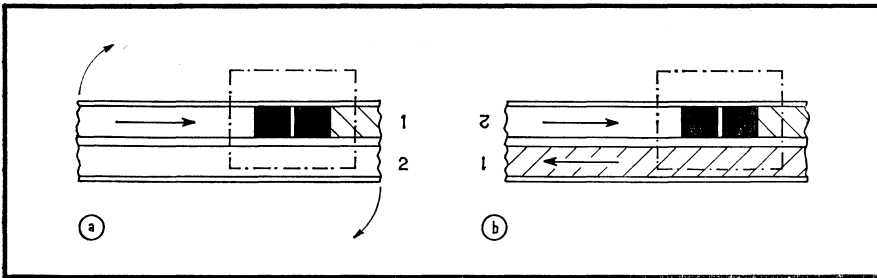


Fig. 187. — Exploitation du ruban dans le système « 2 pistes ». On utilise la tête « 2 pistes » : a) au cours du premier passage, la piste 1 est enregistrée ; b) on permute les bobines, ce qui amène le ruban sens dessus, sens dessous (retournement indiqué par les flèches sur a) et permet l'enregistrement de la piste 2 au cours du second passage. (Les flèches indiquent le sens d'enregistrement.)

carton d'environ 2 mm d'épaisseur entre cette tête et le ruban. (Bien entendu, ce carton sera ôté en utilisation normale.)

Un procédé de surimpression plus évolué est réalisé par l'appareil à éléments séparés de la figure 185 remanié selon la figure 186. Avec cet appareil, le ruban est d'abord lu, ensuite effacé et immédiatement réenregistré. Le réenregistrement comporte :

1) le signal ancien, car celui-ci, lu par la tête de reproduction, a été communiqué à l'amplificateur d'enregistrement ;

2) le signal à superposer, qui est mélangé au signal ancien dans l'amplificateur d'enregistrement.

Avec ce procédé, les inconvénients 1, 2, 3, signalés plus avant, sont éliminés, mais le 4 subsiste. Pour l'éliminer, il faut utiliser des systèmes plus complexes, tels que le « duoplay » et le « multiplay » étudiés plus loin.

APPAREILS MULTIPISTES

Presque tous les enregistreurs actuels sont multipistes. La raison en est, soit que la durée d'enregistrement par bobine est augmentée, soit que des possibilités nouvelles sont ainsi créées, soit que ces deux facteurs sont réunis. Ces avantages se paient, en principe, par une diminution de la qualité de reproduction, due à la réduction de la largeur de la piste enregistrée. Nous verrons plus loin ce qu'il faut exactement penser de cet inconvénient. Avant tout, nous allons décrire les systèmes utilisés. Comme ils sont essentiellement caractérisés par le type de têtes mis en œuvre, rappelons d'abord que la description des diverses têtes multipistes a été donnée page 90.

Système " 2 pistes".

Il utilise la tête « 2 pistes ». Le ruban est exploité comme suit : la première piste, repérée 1 sur la figure 187, a, est enregistrée lors d'un premier passage du ruban devant la tête ; ce passage terminé, on permute les bobines pleine et vide, ce qui a pour effet de placer le ruban sens dessus-sens dessous par rapport à sa position initiale ; la partie encore libre de la largeur du ruban est ainsi amenée devant la partie active de la tête qui y inscrit la seconde piste, repérée 2 sur la figure 187, b. Comme l'indiquent les flèches portées sur les figures 187, a et b, les pistes sont couchées en sens opposés sur le ruban.

Puisque le ruban doit défilé deux fois pour être « rempli », la durée d'enregistrement par bobine est doublée. C'est l'avantage primordial du système « 2 pistes ». Il s'y ajoute le fait que, lorsqu'une bobine « remplie » est placée sur le porte-bobine débiteur, il y a toujours une piste prête à être jouée, contrairement au « 1 piste » où la bobine se présente à l'envers si elle n'a pas été rebobinée après la dernière audition. Comme inconvénient, on notera que le montage (1) du ruban est impossible, sauf si on consent à mutiler, ou à ne pas utiliser, une des pistes.

Il y a lieu d'ajouter que les appareils « 2 pistes » équipés de la tête « 2 pistes » restent, en réalité, dans la catégorie des appareils simples, sans contradiction avec la définition que nous en avons faite, puisque la tête ne comporte qu'un circuit magnétique et que le schéma-bloc est inchangé. C'est ainsi que les appareils étudiés précédemment au chapitre *Schémas complets* étaient tous des « 2 pistes ».

Signalons qu'une ancienne norme allemande prévoyait que la tête enregistrait la piste inférieure. Il en découle qu'il ne faut pas s'étonner si on rencontre des appareils anciens construits de cette façon et que les rubans enregistrés par ces appareils sont inutilisables sur les appareils nouveaux (et vice versa), car les pistes défilent à l'envers.

Système " 2 pistes stéréo ".

Il met en œuvre la tête « 2 pistes stéréo ». On conçoit que, si chacun des deux « éléments tête » que comporte la tête est relié à son propre système amplificateur enregistrement-reproduction, il est possible d'enregistrer et reproduire deux pistes à la fois, avec des signaux différents, et par là de répondre aux exigences posées par la stéréophonie. En général, on réserve la piste supérieure au canal gauche, tandis que la piste inférieure reçoit le canal droit. Il est clair que, puisque en utilisation stéréophonique la tête enregistre, ou lit, simultanément les deux pistes en un seul passage du ruban, il n'y a pas de gain en durée par rapport au système « 1 piste », et aussi que les pistes sont enregistrées dans le même sens, comme l'indique la figure 188.

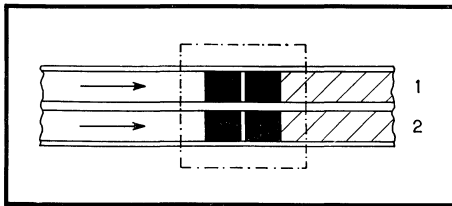


Fig. 188. — Exploitation du ruban dans le système « 2 pistes stéréo ». On utilise la tête « 2 pistes stéréo ». Les deux pistes sont enregistrées simultanément, chaque piste recevant un canal du signal stéréophonique. (Les flèches indiquent le sens d'enregistrement.)

Nous spécifions « en utilisation stéréophonique », car sur tous les appareils conçus pour la stéréophonie, on prévoit la possibilité de traiter un signal monophonique. Dans ce cas, seul l'élément supérieur de la tête est mis en service : on retombe ainsi dans le cas du « 2 pistes », à ceci près que l'intervalle entre les pistes est plus grand, par suite des nécessités de construction de la tête.

Par conséquent, le système « 2 pistes stéréo » offre exactement les mêmes possibilités que le système « 2 pistes » et y ajoute, selon le degré de

(1) Le montage est le travail qui consiste à enlever d'un (ou plusieurs) rubans des longueurs portant des enregistrements jugés intéressants et à les coller bout à bout, éventuellement dans un ordre différent de l'ordre initial. Plus simplement, cela peut être l'inverse : extraire d'un ruban les longueurs peu intéressantes et remettre les autres bout à bout.

complexité du schéma-bloc de l'appareil sur lequel il est utilisé, au moins une et souvent plusieurs des possibilités nouvelles énumérées ci-après :

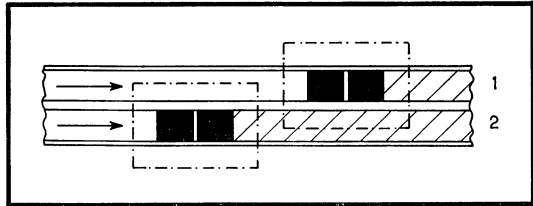
- 1) possibilité de lecture stéréophonique des rubans préenregistrés en stéréophonie;
- 2) lecture des rubans préenregistrés en stéréophonie;
- 3) enregistrement et reproduction en stéréophonie;
- 4) « duoplay »;
- 5) « multiplay ».

Des explications au sujet de ces cinq points seront fournies ultérieurement. Un avantage des systèmes « 2 pistes stéréo » sur leurs homologues « 4 pistes » est que, en utilisation stéréophonique, ils permettent le montage sans sacrifier ni mutiler aucune piste.

Système " 2 pistes stéréo décalées ".

C'est la version ancienne du précédent. Comme on ne savait pas encore fabriquer des têtes doubles, on utilisait à leur place deux têtes simples, du type « 2 pistes », disposées côte à côte et situées en regard l'une de la piste supérieure, l'autre de la piste inférieure (fig. 189).

Fig. 189. — On utilise deux têtes « 2 pistes » montées comme indiqué. Les canaux droit et gauche du signal stéréophonique étaient donc inscrits avec un décalage. Ce système a été abandonné au profit de celui de la figure 188. (Les flèches indiquent le sens d'enregistrement.)



Deux signaux simultanés de chaque canal étaient inscrits sur les pistes du ruban avec un décalage longitudinal égal à la distance séparant les entrefers des têtes. De ce décalage résultait :

- 1) La nécessité de respecter unanimement un même décalage des têtes sur tous les appareils, pour que l'échange de rubans préenregistrés en stéréophonie soit possible sans déphasage entre les canaux;
- 2) L'impossibilité, toujours en stéréophonie, de faire du montage.

A ces inconvénients particuliers s'ajoutait encore un coût élevé, dû à l'emploi d'un nombre double de têtes. En dehors de cela, les caractéristiques d'utilisation et les possibilités du système étaient identiques à celles du précédent.

Système " 4 pistes ".

Il utilise la tête « 4 pistes », qui comporte deux « éléments tête ». Le système permet la monophonie, la stéréophonie, le « multiplay » et le « duoplay ».

Dans le système « 4 pistes », les pistes sont réparties sur le ruban de la façon indiquée par la figure 190. En pratique, les dimensions adoptées par les constructeurs peuvent s'écarter légèrement des valeurs indiquées. Nous allons voir comment les pistes sont exploitées, tant en usage monophonique qu'en usage stéréophonique.

1) UTILISATION MONOPHONIQUE. APPAREIL « 4 PISTES » SIMPLE.

C'est le cas le plus simple, celui de l'appareil qui réalise seulement l'enregistrement (ou la reproduction) monophonique. Le schéma de principe de

cet appareil, qui peut être considéré comme étant l'équivalent « 4 pistes » de l'enregistreur simple, est donné à la figure 191. Les seules différences par rapport à l'enregistreur simple sont l'utilisation de têtes d'enregistrement-reproduction et d'effacement « 4 pistes » et l'introduction de l'inverseur S_1 , dit « sélecteur de piste ».

On remarquera que les deux pistes qui se trouvent devant les éléments actifs de la tête ont toujours le même sens. Il en résulte qu'à la reproduction, il suffit de manœuvrer S_1 pour passer de l'une à l'autre, et qu'on peut donc à tout instant choisir entre deux programmes, par exemple morceaux de musique de danse « rapides » sur une piste et « lents » sur l'autre. C'est une commodité du « 4 pistes ».

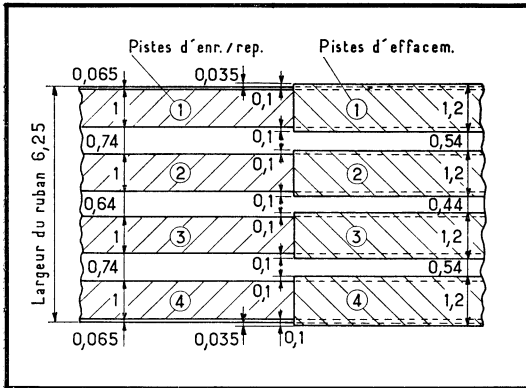
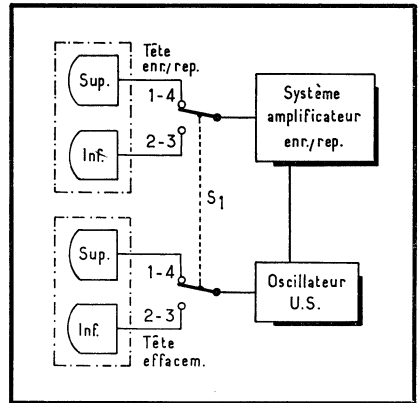


Fig. 190. — Système « 4 pistes ». Dimensions et position des pistes. En pratique, les chiffres adoptés par les constructeurs peuvent s'écarter légèrement des valeurs renseignées.

Fig. 191. — Schéma de principe d'un enregistreur « 4 pistes » simple. Le sélecteur de piste, S_1 , permet de mettre en service, soit les éléments supérieurs des têtes (position 1-4), soit les éléments inférieurs (position 2-3).



À une position correspondent les pistes extérieures et à l'autre les pistes intérieures.

Puisque le ruban défile quatre fois, le temps d'enregistrement est quadruplé par rapport au « 1 piste », gros avantage du système. En revanche, on notera que le système s'accommode encore plus mal que le « 2 pistes » des exigences du montage.

2) UTILISATION STERÉOPHONIQUE.

Les deux éléments des têtes sont simultanément en service. Au cours d'un premier passage du ruban, le canal 1 de la source stéréophonique est inscrit sur la piste 1, tandis que le canal 2 est inscrit sur la piste 3 (fig. 192, a), dans le même sens.

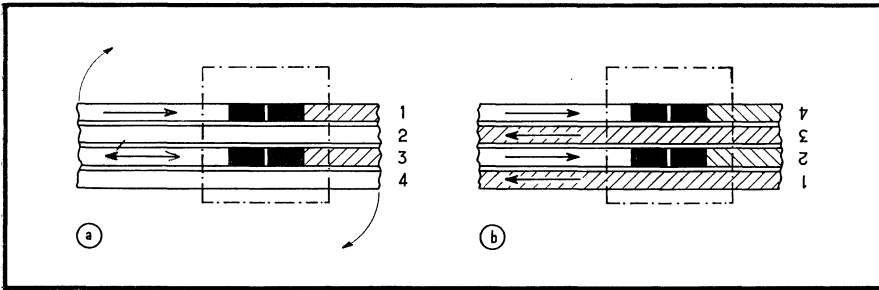


Fig. 192. — Exploitation du ruban pour la stéréophonie en 4 pistes : a) au cours d'un premier passage du ruban, le canal 1 de la source stéréophonique est inscrit sur la piste 1, tandis que le canal 2 est inscrit sur la piste 3 ; b) parvenu à la fin du ruban, on permute les bobines ; ce sont cette fois les pistes 4 et 2 qui reçoivent respectivement les canaux 1 et 2 de la source. (Les flèches indiquent le sens d'enregistrement.)

Parvenu à la fin du ruban, on permute les bobines ; ce sont cette fois les pistes 4 et 2 qui reçoivent respectivement les canaux 1 et 2 de la source (fig. 192, b).

Comparé au système « 2 pistes stéréo », le système « 4 pistes » utilisé pour la stéréophonie a l'avantage d'une durée double par bobine, puisqu'il permet deux passages du ruban au lieu d'un. Par contre, le montage du ruban implique de nouveau des sacrifices.

3) UTILISATION « DUOPLAY » ET « MULTIPLAY ».

Comme le système « 2 pistes stéréo », le « 4 pistes » autorise les procédés « duoplay » et « multiplay », avec des durées d'enregistrement doublées par rapport à leurs valeurs dans le système « 2 pistes stéréo » ; « duoplay » et « multiplay » sont décrits plus loin.

Influence de la réduction de la largeur de piste sur les performances des appareils multipistes.

La réduction de la piste a des répercussions principalement sur le rapport signal/bruit et la régularité du niveau de reproduction ; à un degré moindre, sur la diaphonie entre pistes et sur la tenue dans le temps des performances.

1) REPERCUSSION SUR LE RAPPORT SIGNAL/BRUIT.

Pour simplifier, nous allons d'abord admettre que la largeur de piste a été divisée par 2 quand on est passé du « 1 piste » au « 2 pistes », et une seconde fois par 2 quand on est passé de ce dernier au « 4 pistes ».

Quand on passe d'un système à l'autre, la réduction de la piste entraîne une diminution du rapport signal/bruit, car :

1) Le signal est divisé dans le même rapport que la largeur de piste. Nous savons en effet que, tous les autres facteurs restant constants, le signal engendré par la tête est en relation directe avec le flux maximum capté par la tête, lequel est proportionnel à la surface de l'entrefer, soit à longueur constante de l'entrefer, à sa hauteur et, ce qui revient au même, à la largeur de piste. Le signal est donc divisé par 2 (— 6 dB) ;

2) Le bruit est diminué dans un rapport moins élevé que le signal. Considérons pour l'instant que le seul bruit qui intervient dans le rapport signal/

bruit est le bruit dû au ruban. Ce bruit est proportionnel à la racine carrée du nombre de particules qui passent devant la tête. Ce nombre est, tous les autres facteurs restant constants, proportionnel à la hauteur de l'entrefer. Donc, si nous divisons la hauteur de l'entrefer par 2, le bruit est diminué dans un rapport $\sqrt{2}$, soit 1,41 (— 3 dB).

Au total, nous avons un signal divisé par 2 et un bruit seulement par 1,41, d'où le rapport signal/bruit est multiplié par $1,41/2 = 0,707$ (— 6 dB + 3 dB = — 3 dB) : la détérioration est minime.

Supposons maintenant que le bruit soit dû uniquement à des causes autres que le ruban. Le bruit engendré par ces causes n'a strictement rien à voir avec la réduction de la largeur de la piste. Par rapport à ce genre de bruit, le rapport signal/bruit est multiplié par 0,5 (— 6 dB), puisque le bruit reste constant alors que le signal est divisé par 2.

En réalité, comme les deux causes de bruit existent toujours simultanément, le rapport signal/bruit est multiplié par une valeur intermédiaire, telle 0,6 (— 4,5 dB), par exemple. Pour se faire une opinion valable sur le chiffre ainsi trouvé, il faut le voir dans son contexte. A l'époque où on est passé du « 1 piste » au « 2 pistes », on aurait dû effectivement voir le rapport signal/bruit tomber de quelques décibels par rapport à sa valeur habituelle, mais, dans le même temps que la réduction de piste, la technique de l'enregistrement, les têtes, les rubans, les amplificateurs, ont été perfectionnés, au grand bénéfice du rapport signal/bruit qui, finalement, en valeur absolue, n'a guère subi de diminution. La même chose s'est produite en passant du « 2 » au « 4 pistes », si bien que, à travers toutes les épreuves, le rapport signal/bruit a gardé une valeur satisfaisante. Bien entendu, les mêmes perfectionnements appliqués aux « 2 pistes » et « 1 piste » auraient porté le rapport signal/bruit à une valeur plus que satisfaisante, mais non nécessaire pour la plupart des usagers qui, à quelques décibels gagnés sur le rapport signal/bruit, préfèrent quelques francs économisés sur l'achat des rubans.

Il faut encore dire qu'on n'a pas toujours appliqué au « 2 pistes » les perfectionnements dont le « 4 pistes » a profité; il en est de même entre le « 2 » et le « 1 piste », ce qui explique que, dans beaucoup de cas, on ne mesure que des écarts de 2 à 4 dB entre chacun des systèmes.

En résumé, « 4 », « 2 », « 1 » piste sont satisfaisants au point de vue signal/bruit, avec avantage au « 2 » et surtout au « 1 » quand on est difficile.

2) REPERCUSSION SUR LA REGULARITE DE LA REPRODUCTION.

La régularité, c'est-à-dire l'absence de variation dans le niveau de reproduction, est une chose importante, car elle est autrement plus perceptible par la plupart des usagers que la diminution du rapport signal/bruit. Il convient donc de s'en occuper.

Une première source d'ennuis est le contact tête-ruban. Il est clair qu'une cause fortuite, tendant à écarter de la tête un point quelconque de la largeur du ruban (ondulation du ruban, poussière collée...) et pouvant provoquer un affaiblissement momentané de la reproduction, aura un effet d'autant plus marqué que la zone qui n'est plus en contact avec la tête représente une fraction importante de la piste, donc que celle-ci est étroite. D'où le contact tête-ruban est beaucoup plus critique sur les appareils « 2 pistes », et surtout sur les appareils « 4 pistes », que sur les « 1 piste ». Pour obtenir un contact convenable entre tête et ruban sur les appareils multipistes, il faut :

- 1) Employer les rubans minces qui, plus souples, s'appliquent mieux sur la tête;
- 2) N'utiliser que des rubans non déformés et propres;

3) Que le guidage du ruban soit réalisé de façon soignée;

4) Que le dispositif mettant les têtes en contact avec les rubans soit bien conçu.

Une seconde cause d'ennuis est constituée par l'existence des « drops-out », causés comme on le sait par un manque de concentration (ou l'absence) local de l'oxyde de la couche magnétique. Par suite des dimensions plus restreintes de l'entrefer, un « manque » de petite dimension, qui aurait pu passer inaperçu en « 1 piste », provoque un « drop-out » sur les appareils multipistes. En conséquence, le nombre de « drops-out » provoqué par un même ruban apparaît multiplié sur les appareils multipistes. Les fabricants de rubans ont beaucoup travaillé la qualité des rubans et on peut dire qu'avec les rubans actuels le phénomène du « drop-out » n'est plus guère gênant.

En bref, avec un appareil bien étudié « chargé » d'un ruban mince de bonne qualité, la régularité des appareils multipistes est convenable.

3) *DIAPHONIE ENTRE PISTES.*

L'existence de plusieurs pistes sur un même ruban entraîne évidemment un risque de diaphonie d'autant plus grand que la marge laissée entre les pistes est réduite. Toutefois, si la position des têtes est bien réglée, la diaphonie reste dans des limites très acceptables.

4) *CONSTANCE DES PERFORMANCES.*

Jusqu'ici nous n'avons considéré que les performances au départ, mais un enregistreur doit pouvoir fonctionner parfaitement pendant des années. L'expérience montre que les appareils « 4 pistes » conservent moins longtemps leurs performances d'origine que les appareils « 2 pistes », qui à cet égard sont presque équivalents aux « 1 piste ». Le vieillissement de l'appareil se porte principalement sur la réponse aux fréquences élevées, le rapport signal/bruit (ces caractéristiques dépendent du contact tête-ruban, qui devient plus rapidement défectueux sur un appareil « 4 pistes ») et la diaphonie (le guidage du ruban et la position des têtes étant plus critique, une usure moindre suffit à amener des ennuis). Cela revient à dire que la maintenance des têtes (et le cas échéant leur remplacement) doit s'effectuer plus fréquemment.

Quel système faut-il choisir ?

La question se pose lorsqu'on envisage d'acheter un appareil.

Pratiquement le « 1 piste » est réservé aux usages professionnels. Il est incontestable qu'il permet des performances optimales et qu'il est le plus intéressant pour le montage. Cependant les professionnels ont aussi besoin parfois de deux pistes (stéréophonie). Dans ce cas, force leur est de recourir au « 2 pistes stéréo » (1).

Sur le plan amateur, la compétition se déroule donc exclusivement entre le « 2 pistes », le « 2 pistes stéréo », le « 4 pistes » (sauf si on est très pointilleux sur la qualité et peu regardant sur la monnaie, auquel cas on s'offrira le « 1 piste »). Pour choisir un des trois systèmes cités, on prendra en considération les points de vue suivants :

1) *Qualité des enregistrements* : cette qualité est en rapport avec la largeur de piste. Nous venons d'analyser la répercussion de la largeur de piste

(1) Néanmoins, certains professionnels n'hésitent pas à recourir à un système analogue au « 2 pistes stéréo », mais sur un ruban de 12,5 mm de largeur, de façon à conserver des performances optimales.

sur les performances et nous pensons que ceci permettra à chacun de se faire une opinion;

2) *Possibilités demandées* : il est évident que si on veut travailler en stéréophonie, « duoplay », « multiplay », le choix ne se pose plus qu'entre le « 2 pistes stéréo » et le « 4 pistes ». Une plus juste appréciation des diverses possibilités mentionnées sera obtenue après entière lecture de la présente partie de cet ouvrage;

3) *Economie de ruban*;

4) *Facilité de maniement* : par exemple, il est clair que le « 2 pistes » ordinaire est le plus simple.

Le facteur jugé prépondérant est laissé à l'appréciation de chacun. La tendance actuelle est au « 4 pistes ». Qu'il nous soit permis d'ajouter ceci : si on se décide pour le « 4 pistes », lors du choix de tel appareil plutôt que d'un autre, il y a lieu de s'inquiéter de la façon dont se fait le guidage du ruban et sa mise en contact avec les têtes, point très important pour obtenir un résultat convenable en « 4 pistes ». La préférence sera donnée à l'appareil le plus soigné à cet égard. Répétons qu'en « 4 pistes » il est fortement conseillé d'utiliser des rubans minces, du type double durée et même triple durée.

STÉRÉOPHONIE ET APPAREILS STÉRÉOPHONIQUES

Il n'entre pas dans le cadre de cet ouvrage d'exposer la théorie de la stéréophonie. Tout ce qu'il nous suffit de connaître à ce sujet pour l'étude des enregistreurs stéréophoniques se ramène à ceci : dans le système stéréophonique, le signal sonore original est représenté par deux signaux B.F. distincts (par opposition au système monophonique où le signal sonore est représenté par un seul signal B.F.); les deux signaux B.F. du système stéréophonique sont issus de deux microphones placés, l'un à droite, l'autre à gauche de la source sonore, d'où le nom de signal « droit » et signal « gauche » attribué respectivement à chacun de ces signaux. Les signaux « droit » et « gauche » doivent subir parallèlement les mêmes opérations depuis la prise de son par les microphones jusqu'à la restitution par les haut-parleurs, et cela en restant parfaitement distincts. On appelle « canal droit » ou « voie droite » l'ensemble des éléments traitant le signal droit, et « canal gauche » ou « voie gauche » l'ensemble des éléments parcourus par le signal gauche.

Il s'ensuit que les enregistreurs destinés à la stéréophonie doivent être capables d'enregistrer et puis de reproduire deux signaux B.F. distincts, simultanément et sans mélange entre les deux signaux. Les exigences de la stéréophonie sont facilement remplies par les appareils multipistes, à condition qu'ils soient équipés de façon à pouvoir enregistrer ou reproduire deux pistes simultanément, chacune traitant un canal stéréophonique. Il est possible, comme nous le savons déjà, de mettre en œuvre, soit le système « 2 pistes stéréo », soit le système « 4 pistes ». Il existe plusieurs catégories d'appareils stéréophoniques, mais les mêmes catégories se retrouvent dans les deux systèmes avec, bien entendu, les particularités propres à chacun et que nous connaissons déjà. C'est pourquoi, pour simplifier, nous allons étudier les diverses catégories en supposant qu'on utilise le système « 2 pistes stéréo », quitte à signaler au besoin les différences en cas d'utilisation du système « 4 pistes ». Toujours pour simplifier, nous supposons avoir affaire à des têtes du type enregistrement-reproduction et des amplificateurs combinés enregistrement-reproduction, cas le plus fréquent en pratique. (Rien n'empêchant, bien entendu, d'utiliser des têtes, ou des amplificateurs, ou les deux, séparés et spécialisés.)

Appareils " stéréo intégral " ou " stéréo complet ".

On appelle ainsi les appareils incorporant tous les éléments nécessaires pour enregistrer et reproduire en stéréophonie.

Le schéma de principe d'un tel appareil est fourni à la figure 193. On voit qu'il s'agit simplement de deux systèmes amplificateurs enregistrement-

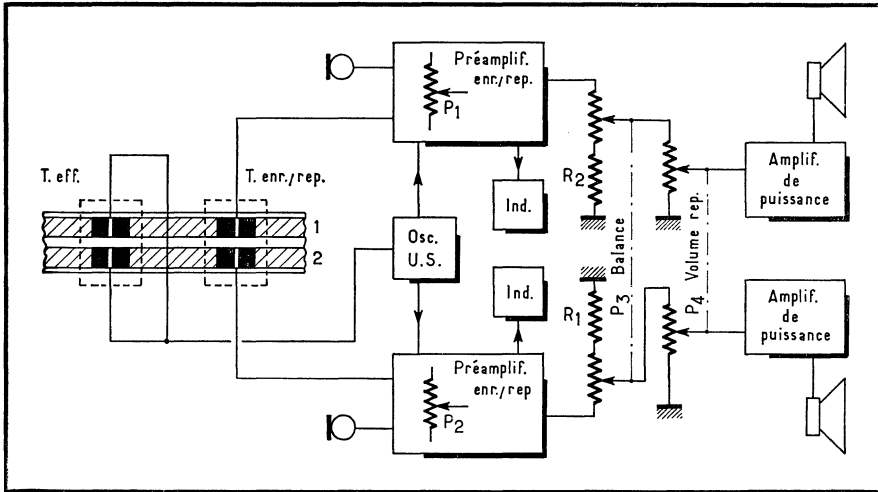


Fig. 193. — Schéma de principe d'un appareil stéréophonique. On voit qu'il s'agit simplement de deux systèmes amplificateurs enregistrement/reproduction utilisant chacun une piste. Ces systèmes sont complets et indépendants, sauf en ce qui concerne l'oscillateur, l'alimentation (non dessinée) et les réglages de reproduction « balance » et « volume ».

reproduction utilisant chacun une piste; ces systèmes sont complets et indépendants, sauf en ce qui concerne l'oscillateur (et l'alimentation non dessinée). Le réglage du niveau à l'enregistrement, à la reproduction et le réglage de balance appellent un commentaire qui sera fait un peu plus loin.

Nous allons maintenant passer en revue quelques particularités des appareils stéréophoniques.

OSCILLATEUR.

Il vaut mieux que l'oscillateur soit commun aux deux canaux, non seulement pour des raisons d'économie, mais aussi pour éviter des ennuis d'ordre divers (battements ou variations de régimes). Remarquons que, bien qu'alimentant un nombre double de têtes, l'oscillateur doit seulement être un peu plus puissant que celui d'un appareil monophonique; pour fixer les idées, disons de 25 à 50 %. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point un peu plus loin.

DIAPHONIE.

Pour que l'effet stéréophonique soit conservé, il est indispensable qu'il n'y ait pas de mélange des deux voies, ou diaphonie. Elle se mesure par le rapport des niveaux entre un signal injecté dans une voie et la fraction de

ce signal qui se retrouve dans l'autre voie. Avec des têtes de bonne qualité, la diaphonie propre aux seuls éléments tête et ruban est comprise entre 50 et 60 dB (soit un rapport compris entre 300 et 1000); mesurée en fin de chaîne de reproduction, la diaphonie vaut encore, sur les bons appareils, une quarantaine de décibels (rapport : environ 100); 35 dB (rapport : 55) peut être considéré comme une valeur honnête. (Les résultats sont encore très supérieurs à ceux donnés par un disque où, à la sortie de la cellule de lecture stéréophonique, la diaphonie est, pour les meilleures cellules, de l'ordre de 20 à 25 dB (rapport : 10 à 18). L'enregistreur sur ruban se révèle donc très supérieur au disque en ce domaine.) Toutes les valeurs citées sont valables pour un signal à 1 kHz (pour certaines de ces valeurs, la diaphonie augmente avec la fréquence). Un minimum de précautions suffit à atteindre les résultats cités : éviter les capacités parasites entre les deux voies. Pour minimiser l'influence des capacités parasites, on s'inspirera des conseils donnés au chapitre *Précautions de réalisation des amplificateurs*.

COMMANDES DU NIVEAU D'ENREGISTREMENT ET DE REPRODUCTION.

Il est utile, mais non indispensable, de pouvoir régler séparément les niveaux d'enregistrement de chaque canal. Généralement on utilise à cet effet des potentiomètres doubles, mais à commandes séparées par boutons concentriques. De la sorte, on peut facilement saisir les deux boutons à la fois pour un réglage simultané dans les deux canaux (réglage grossier) et ensuite manœuvrer le bouton voulu pour ajuster finement le niveau de chaque canal, en concordance avec les déviations de l'indicateur correspondant, de façon à obtenir le niveau d'enregistrement optimum dans chaque canal. Un perfectionnement à ce système consiste à utiliser des potentiomètres doubles spéciaux dont les sections sont normalement couplées par friction, si bien que le bouton unique de commande agit simultanément sur les deux canaux, cependant qu'en appuyant ou en tirant sur le bouton la friction est supprimée et les deux sections peuvent alors être commandées séparément : selon que l'on a choisi de pousser ou de tirer, c'est soit une section du potentiomètre qui est entraînée, soit l'autre, agissant sur les canaux correspondants.

À la reproduction, il est nécessaire de pouvoir doser indépendamment le niveau de chaque canal, de façon à pouvoir compenser les petites différences de sensibilité entre les deux canaux et obtenir l'équilibre parfait indispensable à la pleine obtention de l'effet stéréophonique. Pour cela, on peut utiliser les mêmes procédés que ceux employés pour le réglage du niveau d'enregistrement. On préfère parfois utiliser la solution vue à la figure 193. Il est fait appel à deux potentiomètres possédant chacun deux sections couplées. L'un, P_4 , dose simultanément le niveau de reproduction dans les deux canaux. L'autre, P_3 , est monté de telle sorte qu'en l'actionnant on diminue un canal et on augmente l'autre (ou l'inverse, selon le sens de rotation). P_3 est dit « réglage de balance » ou « balance », car il permet de modifier les niveaux relatifs sans modifier le niveau d'ensemble. C'est le système le plus commode. (Pour P_4 , on utilisera un logarithmique; pour P_3 , un linéaire. La résistance mise en série avec P_3 a souvent la même valeur que ce dernier; dans ce cas, P_3 permet de compenser une différence de niveau entre canaux allant jusque 6 dB (soit 2 à 1), ce qui est amplement suffisant.)

RACCORDEMENT DE LA TÊTE D'EFFACEMENT.

Le raccordement de la tête d'effacement, en utilisation stéréophonique, demande certaines précautions. Cette tête comporte dans le même boîtier, à faible distance l'un de l'autre, deux éléments qui sont alimentés simulta-

nément. Ces deux éléments réagissent l'un sur l'autre. Il en résulte une modification de leurs caractéristiques électriques.

Le tableau de la page 103, où nous avons donné les caractéristiques des « Têtes stéréo » VLF4 et ZLF5, est éloquent en ce qui concerne l'interaction des deux éléments : la première ligne de chiffres donnés correspond à un élément alimenté seul; la seconde à l'ensemble des deux éléments mis en série. Normalement, pour un même courant d'effacement, il faudrait une tension double aux bornes de l'ensemble des deux têtes. On constate, d'après les chiffres donnés, qu'il n'en est rien et que, pour la tête VLF4 par exemple, si un élément utilisé seul demande 7 V pour un courant de 400 mA, l'ensemble des deux têtes ne demande que 10 V pour le même courant. Par la même occasion, on remarquera que si l'effacement d'une piste requiert une puissance de 200 mW, l'effacement de deux pistes ne demande qu'un peu plus, soit seulement 250 mW. (La réalisation d'un oscillateur U.S. capable d'alimenter les deux éléments ne pose donc pas de problème particulier.) Pour obtenir les résultats cités, il faut observer un certain sens de branchement d'un élément par rapport à l'autre. C'est ainsi que si, ayant obtenu les résultats cités plus haut, on « inverse » le raccordement d'une des têtes, on constate au contraire qu'il faut plus du double de la tension pour le même courant dans les têtes.

De plus, dans le cas du « 4 pistes », on observe, en cas de couplage incorrect, un effacement partiel de la piste « coincée » entre les deux pistes normalement effacées.

Les mêmes phénomènes se présentent dans le cas d'un couplage en parallèle des deux têtes.

Donc, si on est amené à dessouder les connexions de la tête d'effacement d'un appareil commercial, on aura bien soin de repérer les connexions et de les remettre dans l'ordre initial. Si on construit un appareil stéréophonique, on respectera les instructions du constructeur des têtes; au cas où on ne possède pas de renseignements sur les têtes utilisées, on procédera par tâtonnements. Pour un montage série, le couplage correct est celui où, à courant égal, la tension totale est minimale. Pour un montage parallèle, le sens correct est celui où, à tension égale, le courant total absorbé est maximal.

COMMUTATION « STEREO-MONO ».

Tous les appareils stéréophoniques peuvent fonctionner en monophonie : il suffit de prévoir une commutation qui met hors service les éléments de la tête d'effacement et de la tête d'enregistrement correspondant à la voie inutilisée. Accessoirement, la commutation peut effectuer des opérations annexes dans la voie inutilisée, telles que la mise hors circuit de l'indicateur de modulation, la coupure de l'alimentation des étages, la mise en court-circuit du haut-parleur inutilisé ou la mise en parallèle des amplificateurs de puissance des deux voies, etc.

Seule la commutation des éléments de la tête d'effacement et d'enregistrement requiert une explication. Il est clair, d'après ce que nous avons dit plus avant, qu'en passant en position « mono », d'une part la charge de l'oscillateur est diminué et d'autre part les caractéristiques de l'élément de la tête d'effacement qui reste en série sont changées, d'où répercussion sur l'effacement et aussi sur l'enregistrement de la voie restante, si le courant U.S. qui parcourt l'élément en service de la tête d'enregistrement est modifié. Il est donc nécessaire de s'arranger pour retrouver des conditions de fonctionnement correctes, tant pour la tête d'effacement que pour la tête d'enregistrement. Ces conditions correctes sont, pour la tête d'effacement, celles données par les constructeurs pour le fonctionnement monophonique; pour la tête d'enregistrement, les mêmes conditions que le fonctionnement stéréo-

phonique. Voici quelques exemples de solutions utilisées par les constructeurs.

Le schéma de la figure 194 est extrait de l'enregistreur *Dual TG12SK* « 4 pistes ». K_2 est un contact du sélecteur « mono-stéréo ». Le schéma est dessiné en position « stéréo » : les deux têtes sont alimentées. Quand on passe en « mono », K_2 ouvre le circuit de T_1 et lui substitue la bobine S calculée pour former avec C_2 une charge telle que la tête restant en service travaille dans de bonnes conditions. K_1 permet de choisir la tête restant en service. L'appareil étudié possède la surimpression simple. Pour cela, le circuit des têtes d'effacement est ouvert, l'oscillateur n'est plus chargé que par les têtes d'enregistrement; pour que la charge de l'oscillateur ne soit pas trop modifiée, S est de nouveau mise en service.

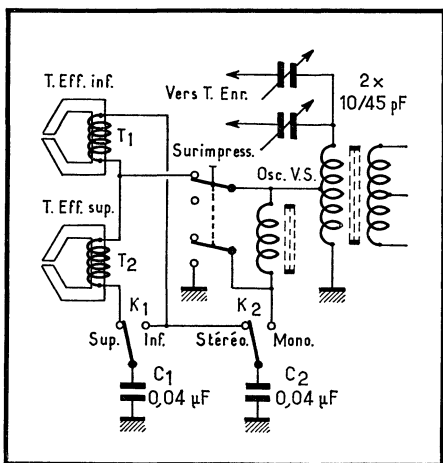


Fig. 194. — Commutation « stéréo-mono ». Selon que l'on travaille en « mono » ou en « stéréo », il y a 1 élément ou 2 éléments des têtes en service : leurs caractéristiques et la charge de l'oscillateur sont modifiées. Pour éviter cela, on utilise, dans le schéma présenté ici, une bobine S qui remplace l'élément momentanément inutilisé de la tête d'effacement « Dual TG12SK ».

La figure 195 est tirée du schéma de l'enregistreur *Grundig TK47* (« 2 pistes stéréo »). Les contacts K_1 , K_3 sont commandés ensemble; il en est de même des contacts K_2 , K_4 . L'appareil est dessiné en position « stéréo ». Les têtes d'enregistrement et d'effacement sont donc alimentées. Quand on manœuvre K_2 , K_4 , les éléments inférieurs des têtes d'effacement et d'enregistrement sont mis hors service et on leur substitue respectivement la bobine S et P_2 . Les choses se passent de manière analogue quand, au lieu de K_2 , K_4 , c'est K_1 , K_3 qui est manœuvré. Par suite de l'insertion de P_1 et P_2 (ajustables), la compensation est un peu plus raffinée que dans le cas précédent. (Eventuellement une résistance est mise en parallèle sur S pour parfaire la compensation — certains constructeurs se contentent d'ailleurs d'une résistance au lieu d'une bobine.)

Une remarque importante avant de quitter la commutation « mono-stéréo ». Il ne faut, en aucun cas, court-circuiter les éléments inutilisés des têtes, aussi bien d'enregistrement que d'effacement.

INDICATEUR DE MODULATION.

Normalement, on insère un indicateur dans chaque canal. Cependant, par mesure d'économie, on se contente parfois d'un seul indicateur. Pour cela, on a recours à un inverseur, qui permet de commander à volonté l'indicateur par un signal en provenance du canal droit ou du canal gauche.

Fig. 195. — Commutation « stéréo-mono ». Pour retrouver des conditions comparables en « stéréo » et en « mono », on compense les différences non seulement côté tête d'effacement avec la bobine S, mais aussi côté tête d'enregistrement, grâce à P_1 et P_2 (Grundig TK47).

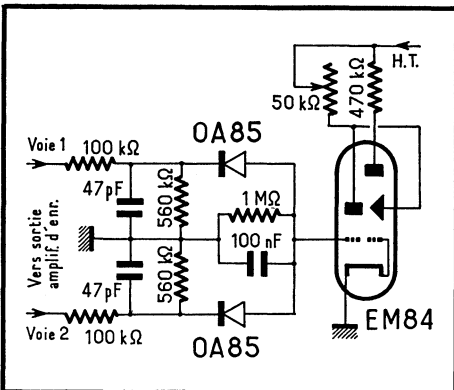
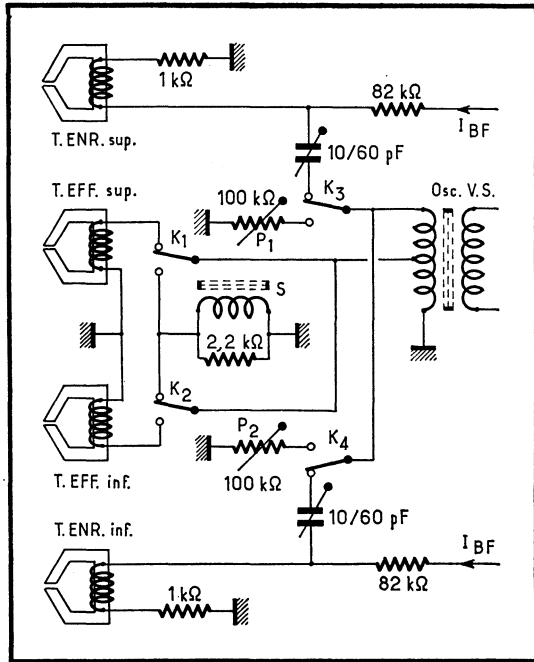


Fig. 196. — Par mesure d'économie, on se contente parfois d'un indicateur unique pour les deux voies. Pour cela, on peut utiliser un schéma analogue à celui dessiné ici. Indicateur et constante de temps sont communs, mais les circuits de détection sont séparés (Philips EL3536).

Plus souvent on utilise un schéma analogue à celui de la figure 196 (Philips EL3536). L'indicateur et la constante de temps dans la grille sont communs aux deux canaux, mais les circuits de détection sont séparés. De la sorte, l'indicateur est commandé simultanément par les deux canaux et, grâce aux deux diodes, il n'y a aucun mélange entre les modulations reçues par les têtes d'enregistrement. Le système est capable à tout moment de montrer qu'une surmodulation existe dans l'un des canaux, mais présente les inconvénients suivants :

- en cas de « dépassement », on ne connaît pas le canal en faute;
- la sous-modulation éventuelle d'un canal n'apparaît pas si l'autre est modulé correctement.

Appareils uniquement reproducteurs en stéréophonie. Enregistreurs et reproducteurs en monophonie.

Ces appareils possèdent, dans le système « 2 pistes stéréo », une structure que la figure 197 suffit à décrire. L'enregistrement et la reproduction monophoniques sont réalisés par le système amplificateur enregistrement-reproduction complet raccordé à l'élément supérieur de la tête enregistrement-reproduction (du type « 2 pistes stéréo ») et à la tête d'effacement (du type « 2 pistes »). La lecture de rubans préenregistrés en stéréophonie est faite par le système amplificateur supérieur commuté en position reproduction pour la piste supérieure et par un amplificateur de reproduction raccordé à l'élément inférieur de la tête pour la piste inférieure.

Bien entendu, la chaîne inférieure est interrompue en utilisation monophonique de l'appareil. Toujours dans cette position, l'amplificateur de puissance et le haut-parleur de la chaîne inférieure sont quelquefois mis en parallèle avec la chaîne supérieure.

Dans le système « 4 pistes », la conception de principe de l'appareil est fournie à la figure 198. Le sélecteur de piste comporte maintenant trois positions. Sur les deux premières, l'appareil travaille en « 4 pistes » monophonique normal, le système amplificateur enregistrement-reproduction complet étant raccordé à volonté aux éléments supérieurs ou inférieurs. Sur la troisième position, l'élément supérieur des têtes reste en liaison avec l'amplificateur complet, tandis que l'élément inférieur des têtes est raccordé à un système amplificateur uniquement reproducteur : c'est la position reproduction stéréophonique. Bien entendu, la commutation peut effectuer quelques « finesses » du genre signalé plus avant; elle peut aussi incorporer un système de verrouillage empêchant le système amplificateur complet de rester en position enregistrement quand on passe sur la position « stéréo », etc.

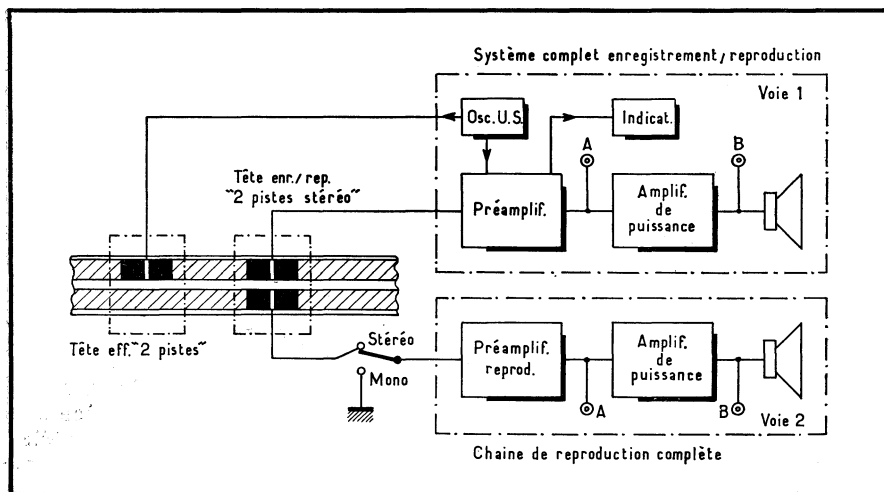


Fig. 197. — Schéma de principe dans le système « 2 pistes stéréo », d'un appareil enregistreur et reproducteur en monophonie, mais uniquement reproducteur en stéréophonie. L'enregistrement et la reproduction monophoniques sont assurés par le système amplificateur complet utilisant la piste supérieure. La reproduction stéréophonique utilise, pour un canal, l'amplificateur complet placé en position reproduction, et pour l'autre, une chaîne de reproduction raccordée à l'élément de la tête lisant la piste inférieure.

En variante, dans les deux systèmes de pistes, on trouve des appareils où l'amplificateur inférieur ne comporte pas de haut-parleur, ou bien ni haut-parleur, ni amplificateur de puissance; cette absence doit alors être suppléée par des éléments extérieurs et aussi semblables que possible à

Fig. 198. — Différences avec la figure précédente en cas d'utilisation du système « 4 pistes ». Il est fait appel à un sélecteur de piste comportant 3 positions. Sur les deux premières, l'appareil travaille en « 4 pistes » monophonique, sur la troisième en lecteur stéréophonique.

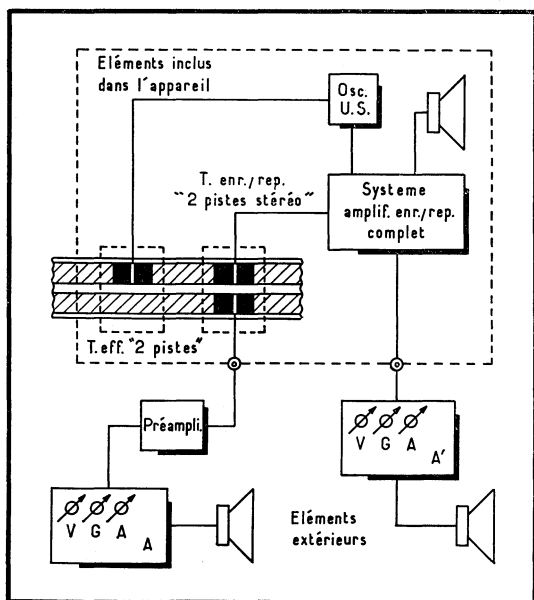
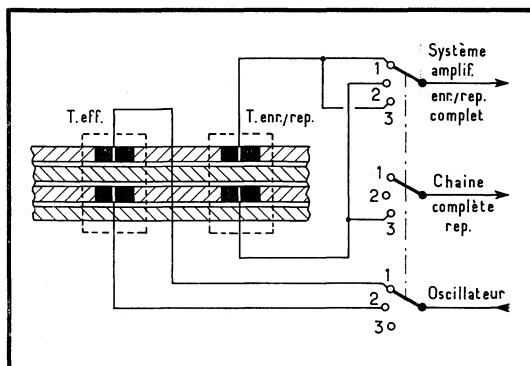


Fig. 199. — Appareil offrant la possibilité de reproduction stéréophonique, grâce à l'ajout d'éléments extérieurs. Dans le système « 2 pistes », il s'agit en fait d'un appareil monophonique ordinaire, mais qui emploie une tête de reproduction du type « 2 pistes stéréo » dont l'élément inférieur est raccordé à une sortie.

ceux utilisés pour la voie complète (ou mieux, l'utilisation pour les deux voies d'éléments extérieurs identiques), de façon à obtenir la symétrie souhaitable pour l'obtention d'une bonne reproduction stéréophonique. Ces éléments extérieurs sont alimentés selon le cas à partir des sorties « haut-parleur extérieur » (points B, fig. 197) ou « amplificateur extérieur » (points A, fig. 197).

Enfin, il existe des appareils (les plus courants d'ailleurs) où même le préamplificateur de la voie inférieure est supprimé. Ces appareils ne se distinguent presque plus des appareils ordinaires. Les différences portent :

1) dans le système « 2 pistes », sur l'emploi, au lieu d'une tête « 2 pistes », d'une tête du type « 2 pistes stéréo » dont l'élément inférieur est accessible extérieurement (fig. 199);

2) dans le système « 4 pistes », sur le fait que l'élément de la tête de reproduction momentanément non relié à l'amplificateur complet par le sélecteur de piste est relié par ce dernier à une sortie (fig. 200).

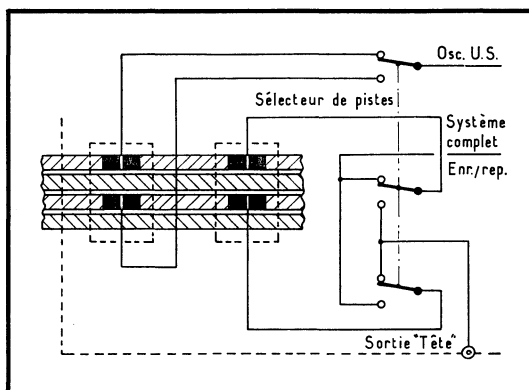


Fig. 200. — Différences avec la figure précédente dans le cas du système « 4 pistes ». Ici les modifications par rapport à un appareil « 4 pistes » ordinaire portent sur le fait que l'élément momentanément inutilisé par le sélecteur de piste est relié par ce dernier à une sortie.

Pour obtenir une reproduction stéréophonique de rubans préenregistrés en stéréophonie, il faut brancher à la sortie « tête » un préamplificateur de reproduction effectuant une correction de fréquence semblable à celle réalisée à l'intérieur de l'appareil. Ce préamplificateur est suivi d'un amplificateur de puissance et d'un haut-parleur (fig. 199, amplificateur A), ou mieux d'un amplificateur stéréophonique dont une voie est raccordée à la sortie du préamplificateur, tandis que l'autre est attaquée par la sortie « amplificateur » de la chaîne complète incorporée (fig. 199, amplificateurs A et A'). Les amplificateurs extérieurs doivent comporter leurs propres réglages de niveau et de tonalité, ainsi qu'il est suggéré sur le dessin.

Le préamplificateur extérieur est souvent transistorisé. La figure 201

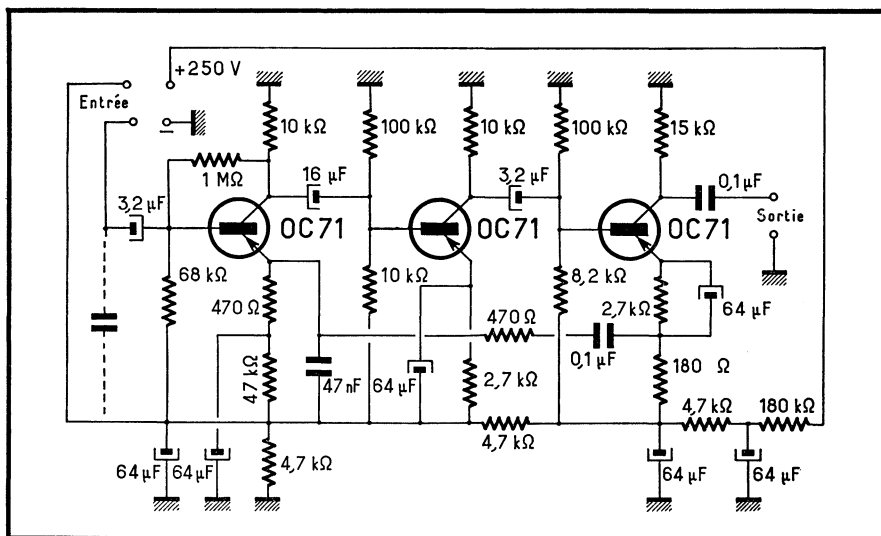


Fig. 201. — Préamplificateur transistorisé pour la préamplification extérieure du signal lu par l'élément de la tête correspondant au second canal (A.C.E.C.).

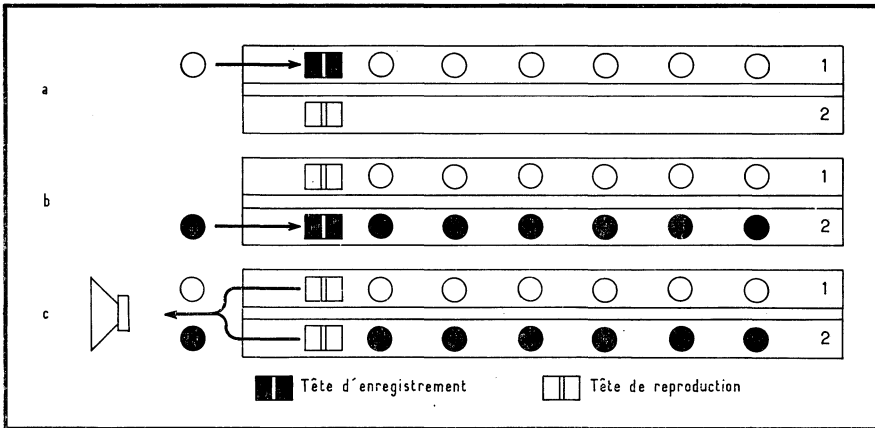


Fig. 202. — On appelle enregistrement « duoplay », deux enregistrements synchronisés réalisés, l'un après l'autre, sur deux pistes séparées, mais qui seront reproduites simultanément : a) enregistrement guitare ; b) enregistrement saxophone ; c) reproduction guitare plus saxophone.

donne à titre d'exemple le schéma d'une réalisation commerciale (A.C.E.C.). Le préamplificateur est conçu pour être attaqué par une tête haute impédance. L'alimentation est fournie par l'enregistreur à partir du diviseur visible à la partie droite de la figure 201, alimenté par la haute tension filtrée.

TRANSFORMATION D'UN ENREGISTREUR ORDINAIRE EN LECTEUR STERÉOPHONIQUE.

Cette transformation est simple.

Sur un appareil « 2 pistes », remplacer la tête de reproduction par une tête « 2 pistes stéréo ». Relier l'élément supérieur au système amplificateur. Relier l'élément inférieur à une sortie. (Bien entendu, il faut adapter les courants U.S., B.F., le réglage de l'indicateur et les corrections, à la tête utilisée.)

Sur un « 4 pistes », changer la commutation effectuée par le sélecteur de piste, de façon que l'élément libéré soit raccordé à une sortie.

Dans les deux cas, utiliser du câble à deux conducteurs sous blindage isolé pour raccorder la tête à la sortie.

L'appareil est alors utilisé avec un préamplificateur, comme indiqué plus avant.

Le " duoplay " ou " playback " ou " synchron trick " ou " add a track ".

Ces noms sont synonymes. (Une version simplifiée est la « mise en parallèle », dont nous parlerons plus loin.)

On appelle enregistrement « duoplay » deux enregistrements synchronisés, réalisés l'un après l'autre sur deux pistes séparées, mais qui seront reproduites simultanément.

Supposons que vous sachiez jouer de la guitare et du saxophone. Le « duoplay » permet de vous entendre jouer simultanément de ces deux instruments. Pour cela, vous enregistrez une première piste (1, sur la fig. 202) en jouant à la guitare le morceau choisi. Ensuite, vous enregistrez une seconde

piste (2) en jouant du saxophone, mais après être revenu au début de l'enregistrement porté par la piste 1 et en écoutant cette dernière avec un écouteur, ce qui vous permet de respecter le synchronisme voulu. Il vous reste à reproduire ensemble les deux pistes pour vous entendre jouer simultanément des deux instruments.

Le procédé est plus intéressant que la surimpression, car chaque enregistrement est réalisé dans des conditions tout à fait normales et, en outre, on peut recommencer autant de fois qu'on le désire l'enregistrement de la partition (guitare ou saxophone) jugée non satisfaisante.

Un appareil capable de travailler en « duoplay » répond au schéma de principe de la figure 203. Il utilise soit le système « 2 pistes stéréo », soit le système « 4 pistes ». (Il n'y aura que des différences de détail entre les deux systèmes, aussi nous ne ferons pas de distinction). Il comprend un amplificateur enregistrement-reproduction complet (A₁), un amplificateur de reproduction (A₂) attaquant un écouteur et capable de fonctionner pendant que l'amplificateur complet est en enregistrement, un système d'addition (I) des modulations des deux pistes.

Voilà pour la structure de principe. La réalisation pratique comporte une foule de variantes plus « luxueuses » ou plus économiques.

La plus luxueuse est réalisée à partir de la structure de l'appareil « stéréo intégral » (fig. 193), à condition qu'une voie puisse être placée en position enregistrement, pendant que l'autre est en reproduction. (Revoir au paragraphe *Appareils à fonctions séparées* les précautions à prendre à cet effet.) Sur la voie en position reproduction, l'écoute par haut-parleur devra être supprimée et une prise pour écouteur sera prévue. Pour l'enregistrement de la piste 1 de la figure 202 (guitare), ce serait la voie 1 qui serait en enregistrement et la voie 2 en écoute (provisoirement sans signal lu); pour l'enregistrement de la piste 2 (saxophone), ce serait l'inverse. Cependant, le plus souvent, on préfère conserver la même voie en enregistrement et la même voie en reproduction, quelle que soit la piste enregistrée. Dans ce cas, il faut prévoir une commutation qui met les éléments voulus des têtes en relation avec la voie convenable, enregistrement ou reproduction. Par exemple, si on décrète qu'à la figure 193 la voie 1 est chargée de l'enregistrement et la voie 2 de la reproduction, pour l'enregistrement de la piste 1, les éléments supérieurs des têtes seront mis en relation avec la voie 1 et les inférieurs avec la voie 2 (reproduction); pour l'enregistrement de 2 ce sera l'inverse. Cette façon de faire conduit, malgré les apparences, à une constitution plus simple de l'appareil : c'est ainsi que seule la voie 2 devra comporter le filtre U.S. permettant à l'amplificateur de reproduction de fonctionner simultanément à l'amplificateur d'enregistrement, seule la voie 2 comporte la prise écouteur (et il n'est pas nécessaire de déplacer celui-ci), ce sont les mêmes boutons qui font les mêmes réglages, quelle que soit la piste, etc. Après enregistrement des deux pistes, celles-ci sont reproduites simultanément, comme un enregistrement stéréophonique normal (guitare dans un canal, saxophone dans l'autre). L'addition est ici purement acoustique.

Partant de l'idée de réserver un bloc amplificateur à l'enregistrement, un autre à la reproduction par écouteur, et de faire « voyager » les têtes par rapport à ces blocs, on se rapproche de la structure de principe de la figure 203, qui est plus économique. C'est ainsi que les éléments de l'enregistreur monophonique, mais reproducteur stéréophonique de la figure 197 arrivent au même résultat « duoplay » que l'enregistreur « stéréo intégral », moyennant ajout d'un circuit de commutation. Il en est de même des éléments de la figure 199.

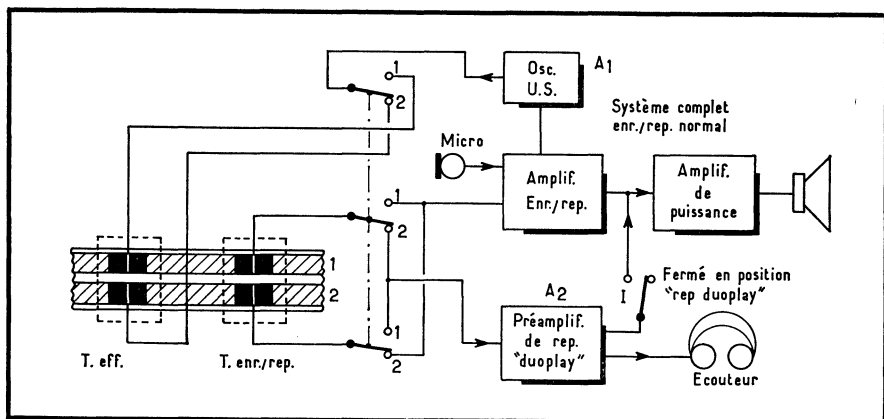


Fig. 203. — Schéma de principe d'un appareil permettant le « duoplay ». Il doit comporter une commutation appropriée des têtes, un système complet enregistrement/reproduction, un préamplificateur uniquement reproducteur, mais capable de fonctionner simultanément au système complet en enregistrement et enfin une commutation autorisant le mélange à la reproduction du contenu des deux pistes.

Dans les solutions précédentes nous avons effectué le mélange des deux pistes par voie acoustique. En faisant un mélange électrique, on réduit encore le nombre d'éléments. A la figure 197, nous pouvons supprimer l'amplificateur de puissance et le haut-parleur de la voie 2; à la figure 199, les amplificateurs A et A'. Dans les deux cas, on alimente l'écouteur par le préamplificateur de reproduction, cependant que pour l'écoute simultanée des deux pistes, une commutation établit une liaison entre ce même préamplificateur et un système de mélange placé à l'entrée de l'amplificateur de puissance de la voie complète. Nous n'allons pas nous arrêter en si bon chemin : nous pouvons mélanger les deux pistes directement à la sortie des têtes; pour cela, il suffit de placer les têtes de reproduction en série au moment d'écouter l'ensemble des deux pistes. (Bien entendu, les têtes restent indépendantes pendant l'enregistrement de chaque piste.) Le préamplificateur de reproduction ne sert plus qu'à alimenter l'écouteur et peut être très simplifié : le bruit de fond et la courbe de réponse n'ont plus guère d'importance.

MISE EN PARALLELE.

C'est le « duoplay » du pauvre. Ce système est surtout utilisé sur les « 4 pistes » ordinaires (quoiqu'il puisse l'être aussi sur un « 2 pistes » équipé d'une tête de reproduction « 2 pistes stéréo »). Il consiste tout simplement en une position supplémentaire du sélecteur de piste, où les deux éléments de la tête de reproduction sont mis en série. (Dans ce système les pistes sont en parallèle, mais c'est bien en série que les deux éléments des têtes sont en général commutés : il y a à cela des raisons d'ordre électrique.) Rien n'est prévu pour la reproduction d'une piste pendant qu'on enregistre l'autre : il n'y a donc pas possibilité de synchronisation parfaite. Tel quel, le système peut rendre des services, par exemple, faire entendre un texte avec de la musique de fond. On enregistre la musique par exemple sur la piste 1, ensuite les commentaires sur la piste 3. A la reproduction, on enclenche la mise en parallèle des deux pistes. Ce système peut être amélioré comme nous l'indiquons ci-après.

TRANSFORMATION D'UN APPAREIL ORDINAIRE EN APPAREIL « DUOPLAY ».

a) Cas d'un « 4 pistes ».

Il suffit de transformer les circuits des têtes et du sélecteur de piste selon la figure 200, mais le commutateur utilisé comportera une troisième position où le circuit des têtes d'effacement est ouvert, tandis que les éléments de la tête de reproduction, mis en série, attaquent le système amplificateur complet de l'appareil, cependant que la sortie « Tête » est hors circuit : c'est la position « écoute duoplay ». Pour la réalisation des enregistrements, on utilise un préamplificateur extérieur branché à la sortie « Tête » et attaquant un écouteur. A cet effet, le circuit donné figure 201 peut convenir, mais on n'oubliera pas de lui adjoindre un circuit pour éliminer le signal U.S. Ce circuit sera avantageusement constitué par un simple condensateur placé à l'entrée (comme indiqué en pointillé), qui peut être d'assez forte valeur, puisque la réponse en fréquence est secondaire.

b) Cas du « 2 pistes ».

Remplacer les têtes « 2 pistes » par des « 2 pistes » stéréo », avec les précautions d'usage (réglage I_{U.S.}, I_{B.F.}, indicateur...). Pour le reste, procéder comme ci-dessus.

ETUDE DES LANGUES.

Une application intéressante du « duoplay » est l'étude des langues, et plus exactement le perfectionnement dans la prononciation.

Si on possède un disque avec la prononciation correcte, on l'enregistre sur une piste, en ménageant après chaque phrase un intervalle de temps égal à la durée de celle-ci. On enregistre la seconde piste en écoutant la première et en répétant, pendant les intervalles, les phrases entendues. En passant sur écoute « duoplay », on entendra la phrase « maître » suivie de la phrase « élève », ce qui permet une comparaison très instructive.

Le " multiplay " ou " rerecording " ou " sound-on-sound " ou " multisynchron trick ".

C'est aussi un procédé à enregistrements multiples, mais, tandis que dans le « duoplay » on enregistre séparément deux pistes, dans le « multiplay » on superpose au deuxième enregistrement, en synchronisme, le contenu du premier. Par ce procédé, lorsque le deuxième enregistrement est réalisé, le premier devient superflu. Sur la piste ainsi libérée, on peut maintenant faire un troisième enregistrement auquel on superpose le deuxième et ainsi de suite. Pour finir, on peut encore réaliser un enregistrement en « duoplay » sur la dernière piste libérée.

Avec ce procédé, un seul individu peut remplacer tout un orchestre. Reprenons notre exemple. Supposons que vous sachiez jouer de la guitare, du saxophone, de la batterie et chanter. Vous enregistrez la guitare sur la piste 1 (fig. 204, a). Cela terminé, vous revenez au début de l'enregistrement et vous vous placez en position « multiplay » piste 2. Dans cette position, la piste 2 est en liaison avec un amplificateur d'enregistrement qui reçoit, non seulement le signal du microphone, mais également le signal d'un amplificateur de reproduction qui lit la piste 1; le signal issu de l'amplificateur de reproduction attaque aussi un écouteur. Sur la piste 2 va donc s'enregistrer le jeu de la guitare, via la reproduction de la piste 1, et celui du saxophone,

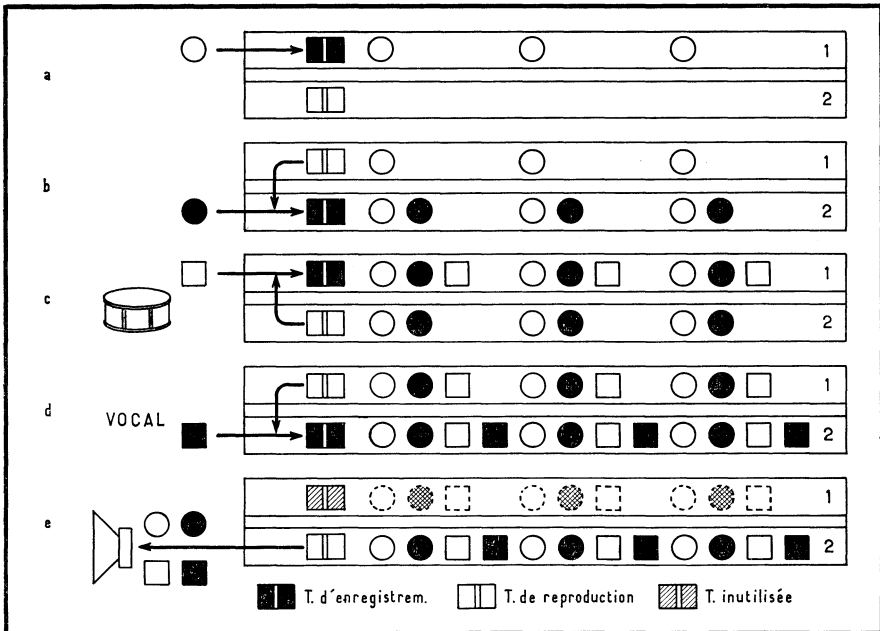


Fig. 204. — Multiplay. Avec ce système, on superpose au deuxième enregistrement le contenu du premier. Lorsque le deuxième enregistrement est réalisé, le premier devient superflu. Sur la piste ainsi libérée, on peut maintenant faire un troisième enregistrement, auquel on superposera le deuxième et ainsi de suite. Une seule et même personne peut ainsi remplacer tout un orchestre.

via le microphone, le tout en synchronisme (fig. 204, b). Notons que, si vous n'êtes pas satisfait de l'enregistrement du saxophone, vous pouvez le recommencer autant qu'il est nécessaire, sans altération du son de la guitare. Il vous faut maintenant enregistrer la batterie. Vous revenez au début de l'enregistrement porté par la piste 2 et vous passez en position « multiplay » piste 1. Remarquons que le jeu de la guitare devenu inutile peut être effacé. La piste 1 peut donc recevoir le nouvel enregistrement, qui sera formé du signal lu sur la piste 2, soit la guitare plus le saxophone, et celui en provenance du microphone, soit celui de la batterie (fig. 204, c). Comme précédemment, l'enregistrement de batterie peut être recommencé à volonté, sans altération du son de la guitare et du saxophone. Cela terminé, l'enregistrement porté par la piste 2 est devenu inutile. La piste 2 est disponible pour un nouvel enregistrement « multiplay » qui pourra être obtenu en position « multiplay » piste 2. Celle-ci recevra, via le microphone, le chant et, via l'amplificateur de reproduction, la guitare, le saxophone et la batterie (fig. 204, d). On peut ainsi continuer à volonté l'ajout d'un nouvel enregistrement. On n'est limité que par la diminution de qualité qui intervient, si peu que ce soit, à chaque « multiplay », par suite du « recopiage » (la guitare a été recopiée trois fois, le saxophone deux fois, etc.). On peut supprimer un recopiage en utilisant le « duoplay » pour l'enregistrement du dernier instrument. Dans notre exemple, la piste 2 recevrait alors uniquement le chant, les autres instruments restant sur la piste 1. L'écoute « duoplay » restituera le total.

Pour entendre la reproduction « multiplay », il suffit de reproduire de façon habituelle la dernière piste enregistrée (fig. 204, e).

Le schéma de principe d'un appareil « multiplay » est fourni à la figure 205. La différence avec le schéma de principe du « duoplay » est que le mélange s'effectue à l'enregistrement au lieu de la reproduction. Il est clair que le système « 2 pistes stéréo » aussi bien que le « 4 pistes » convient pour la technique « multiplay ».

Il est clair aussi que la structure « multiplay » peut être obtenue à partir de la structure « stéréo » de la figure 193, si les systèmes amplificateurs des deux voies peuvent fonctionner, voie 1 en enregistrement, voie 2 en reproduction avec liaison externe de 2 vers 1 pour l'ajout du signal lu en cas de « multiplay » supérieur et l'inverse en cas de « multiplay » inférieur. Il est cependant plus simple de se rapprocher de la structure de principe, c'est-à-dire de réserver une voie pour l'enregistrement, une autre pour la reproduction, et de faire « voyager » les têtes de l'une à l'autre par commutation (la liaison entre voies, les organes de réglage, etc., sont les mêmes quelle que soit la voie utilisée; la commutation générale est plus simple : seule la voie destinée à l'enregistrement doit comporter le piège U.S., etc.). Dans ces conditions, il est visible que l'appareil de la figure 197 contient aussi les éléments indispensables au « multiplay ».

Il suffit en fait d'un système de commutation des têtes, d'un préamplificateur capable de reproduire pendant que l'amplificateur principal est en enregistrement, d'un système d'ajout du signal lu à celui du microphone pour permettre le « multiplay ».

TRANSFORMATION D'UN APPAREIL ORDINAIRE EN APPAREIL « MULTIPLAY ».

a) Cas du « 4 pistes ».

Transformer les circuits du sélecteur de piste et ajouter une sortie tête selon la figure 200. Prévoir un préamplificateur, qui peut être celui de la figure 201; ne pas oublier de lui ajouter un filtre U.S. Celui-ci peut être constitué par le condensateur dessiné en tirets à l'entrée, mais il peut arriver que la valeur éliminant le signal U.S. soit suffisamment élevée pour détériorer la courbe de réponse. Comme ici celle-ci est importante (recopiages successifs), il faut avoir recours plutôt au filtre R-L-C, de la figure 184, *b*. La sortie du préamplificateur est reliée à l'amplificateur incorporé, via un système permettant le dosage et le mélange avec le signal du microphone, par exemple en reliant la sortie du préamplificateur à l'entrée P.U., l'appareil étant transformé selon le schéma donné à la figure 165 pour permettre le mélange « Micro-P.U. ».

b) Cas du « 2 pistes ».

Remplacer les têtes « 2 pistes » par des « 2 pistes stéréo » en prenant les précautions d'usage. Pour le reste, procéder comme ci-dessus.

Schémas d'appareils complexes.

Parfois les appareils modernes cumulent certaines des possibilités suivantes : monophonie, stéréophonie intégrale, « duoplay », « multiplay », mélange des entrées, écoute immédiate ou « monitoring », effet d'écho, « public address ». Il en résulte une structure passablement complexe dont, à titre documentaire, nous allons examiner un exemple.

APPAREIL A TRANSISTORS « PHILIPS EL3534 ».

Cet appareil est un « 4 pistes » entièrement transistorisé qui permet l'utilisation monophonique, la stéréophonie intégrale, le « multiplay », le

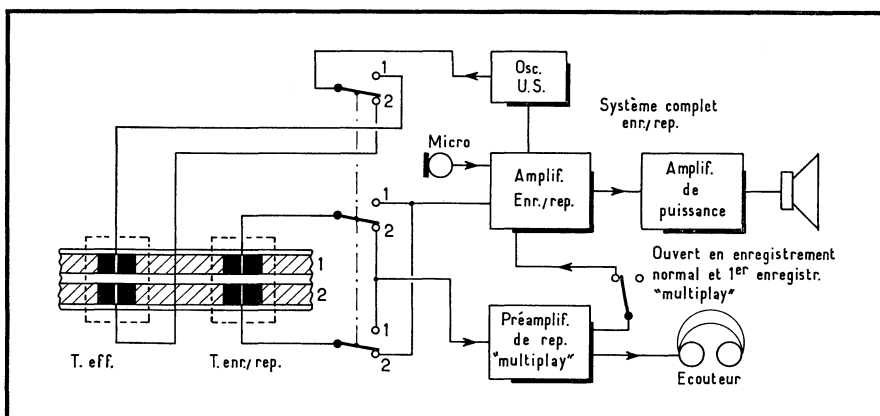


Fig. 205. — Schéma de principe d'un appareil permettant le « multiply ». Il doit comporter une commutation appropriée des têtes, un système complet enregistrement/reproduction, un préamplificateur uniquement reproducteur, mais capable de fonctionner simultanément au système complet en enregistrement, et enfin une liaison avec système de mélange à l'enregistrement entre le signal lu sur la piste à recopier et le signal du microphone.

mélange des entrées, le « public-address ». Le schéma de principe est fourni à la figure 206.

L'appareil comporte : une tête enregistrement-reproduction du type « 4 pistes », dont les éléments sont repérés T_1 et T_2 ; une tête d'effacement du type « 4 pistes », dont les éléments sont repérés T_3 , T_4 ; deux chaînes complètes d'amplification, comportant chacune une section préamplification, repérée Pr_1 pour la voie 1, et Pr_2 pour la voie 2; une section amplification de puissance repérée W_1 pour la voie 1, W_2 pour la voie 2. Il est utile de commencer par décrire les commandes actionnant les commutations visibles sur le schéma.

L'appareil a :

— un sélecteur de piste à quatre positions 1-4, 2-3 « stéréo » « public address ». Les commutations réalisées sont repérées par 1-4, 2-3 st. p.a.;

— un clavier qui possède une touche commandant l'enregistrement (un ou deux canaux selon le cas, c'est-à-dire la position des autres commandes) et dont les commutateurs sont repérés par E; une touche commandant la reproduction (un ou deux canaux), dont les commutateurs sont repérés par R;

— une touche « multiply » : les contacts commandés sont repérés par mp.

Le schéma est dessiné avec le sélecteur sur 1-4, tandis que les touches sont censées se trouver en position de repos. Nous négligeons les contacts d'importance secondaire pour le but cherché ici.

Le procédé le plus simple pour analyser le schéma consiste à se placer successivement dans tous les cas d'utilisation :

1) *Enregistrement « mono » sur piste 1 ou 4* : sélecteur sur 1-4, touche E enfoncée. Le signal à enregistrer est d'abord traité par Pr_1 . A l'entrée de Pr_1 se trouve un système de mixage (pa_1 et pb_1), permettant de mélanger soit le signal « radio », soit le signal « P.U. » avec le signal « micro ». (En utilisation « multiply », pour laquelle les entrées « P.U. » et « radio » ne sont pas utilisées, le même système de mixage permettra de doser le rapport du signal « recopié » et du signal nouveau.) A la sortie de Pr_1 , le signal est communiqué

à W_1 , pour l'écoute de la modulation (dosage par pc_1); à l'indicateur M via D_1 ; à la prise écouteur E_1 ; à T_1 , T_3 efface.

2) *Enregistrement « mono » sur 2-3* : idem sélecteur sur 2-3; c'est T_2 qui reçoit le signal, T_4 qui efface.

3) *Reproduction « mono » de 1-4* : sélecteur sur 1-4, touche R enfoncée. Le signal lu par T_1 attaque Pr_1 . Notons que pb_1 est hors service, ce qui assure un niveau constant à la sortie de Pr_1 , qui alimente les deux sorties amplificateurs extérieurs A_1 et A_2 , et W_1 et W_2 mis en parallèle en utilisation « mono ». La puissance de sortie est réglée par pc_1 et pc_2 .

4) *Reproduction « mono » de 2-3* : idem, mais sélecteur sur 2-3. Le signal est lu par T_2 .

5) *Enregistrement « stéréo » de 1-3 (2-4)* : sélecteur sur « stéréo », touche E enfoncée. La voie 1 « stéréo » attaque Pr_1 , la voie 2, Pr_2 . Comme Pr_2 comporte le même système de mixage (pa_2 , pb_2) que Pr_1 , le mélange « P.U. stéréo » (ou « radio stéréo ») avec « Micro stéréo » est possible. A la sortie de Pr_1 , le signal voie 1 attaque : W_1 pour l'écoute de la modulation (dosage par pc_1); M via D_1 ; prise écouteur E_1 ; T_1 ; à la sortie de Pr_2 le signal voie 2 attaque W_2 (dosage par pc_2); M via D_2 ; prise écouteur E_2 , T_2 , T_3 et T_4 sont simultanément en service.

6) *Reproduction « stéréo » 1-3 (2-4)* : sélecteur sur « stéréo », touche R enfoncée. Le signal lu par T_1 est amplifié via Pr_1 , communiqué à A_1 et à W_1 . Le signal lu par T_2 est amplifié via Pr_2 , communiqué à A_2 et à W_2 . Comme en reproduction « mono », Pb_1 et Pb_2 sont hors service. Les liaisons entre A_1 et A_2 , W_1 et W_2 sont ouvertes. L'écoute est dosée, voie 1 par pc_1 , voie 2 par pc_2 .

7) *Enregistrement « multiplay » de 1 vers 3* (1 a été enregistré en « mono ») : sélecteur sur 2-3. Touche E, R, multiplay appuyées. En fonctionnement « multiplay », Pr_2 est toujours en reproduction; il est conçu pour pouvoir fonctionner sans troubles, bien que Pr_1 soit en enregistrement. De même Pr_1 est toujours en enregistrement et est prévu pour recevoir le signal à recopier en provenance de la sortie de Pr_2 , via la liaison fermée par le contact mp. Le signal de la piste 1 est lu par T_1 , amplifié par Pr_2 , communiqué à l'entrée de Pr_1 où il est mélangé avec le signal du microphone. Après amplification par Pr_1 , le signal « multiplay » (signal à recopier plus signal microphone) attaque l'écouteur E_1 pour synchronisation et contrôle de la modulation, W_1 , W_2 , l'indicateur M via D_1 et enfin T_2 qui inscrit la piste 3. T_4 efface.

8) *Enregistrement « multiplay » de 3 vers 1* : idem, mais sélecteur sur 1-4. C'est T_2 qui lit le signal et le communique à Pr_2 . C'est T_1 qui reçoit le signal « multiplay » en provenance de Pr_1 et T_3 qui efface. Tout le reste est inchangé.

9) *Reproduction « multiplay »* : voir reproduction « mono » 1-4 ou 2-3, selon le cas.

10) « *Public address* » : cette possibilité est obtenue sur une quatrième position du sélecteur de piste. Dans cette position W_1 et W_2 sont en parallèle, l'appareil sert tout bonnement d'amplificateur pour le signal d'un microphone ou d'un tourne - disque. Les commutations correspondantes n'ont pas été reprises sur le schéma de principe pour des raisons de simplicité.

Appareils à réglage automatique du niveau d'enregistrement.

Le réglage correct du niveau d'enregistrement est le seul point critique dans le maniement d'un enregistreur. Les techniciens et amateurs éclairés s'acquittent généralement fort bien de cette tâche, mais il n'en va pas de

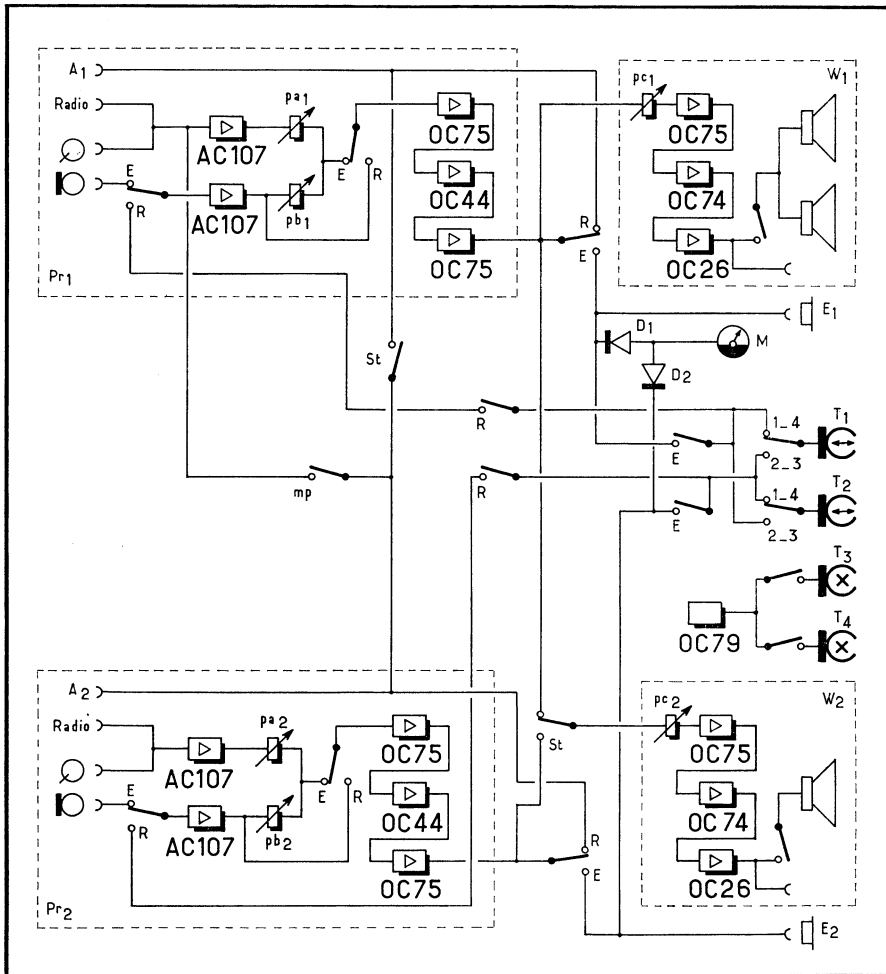


Fig. 206. — Schéma de principe d'un appareil commercial complexe permettant le mélange des entrées, le fonctionnement monophonique, le fonctionnement stéréophonique intégral et le « multiplay » (Philips EL3534).

même de beaucoup d'utilisateurs qui ne surveillent pas le niveau d'enregistrement avec l'attention requise. En conséquence, nombre d'enregistrements réalisés par ces amateurs, enregistrements qu'ils ne peuvent généralement pas recommencer, sont défectueux, soit par saturation, soit parce que le niveau est trop faible.

C'est pour venir en aide à cette catégorie d'utilisateurs que les constructeurs ont pensé à réaliser des appareils à réglage automatique du niveau d'enregistrement.

Le principe du dispositif utilisé est le suivant : une tension B.F. est prélevée dans l'amplificateur d'enregistrement. Elle est appliquée à un amplificateur de régulation à la sortie duquel on trouve une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal B.F. Cette tension continue est appliquée aux étages de l'amplificateur d'enregistrement dont elle modifie le point

de fonctionnement, donc la pente et par suite le gain, dans le sens d'une réduction de gain en rapport avec l'intensité du signal B.F. Si le dispositif est bien conçu, le signal qui apparaît à la sortie de l'amplificateur a une amplitude à peu près constante, quelle que soit, entre certaines limites, l'amplitude du signal d'entrée. On s'arrange, bien entendu, pour que le signal de sortie ait la valeur optimale pour l'enregistrement.

Il y a cependant un problème à résoudre : il ne faut pas que les écarts d'amplitude naturels du signal enregistré (soit l'écart d'amplitude entre les « forte » et les « pianissimi » de l'œuvre enregistrée) soient supprimés. Pour comprendre comment on peut venir à bout de cette difficulté, le mieux est encore d'étudier une réalisation commerciale, par exemple l'enregistreur Téléfunken « Automatic » dont la figure 207 représente la partie du schéma intéressée par le réglage automatique.

En position enregistrement (comme dessiné) le signal à l'entrée est amplifié successivement par V_1 , V_2 , V_3 et gagne la tête d'enregistrement-

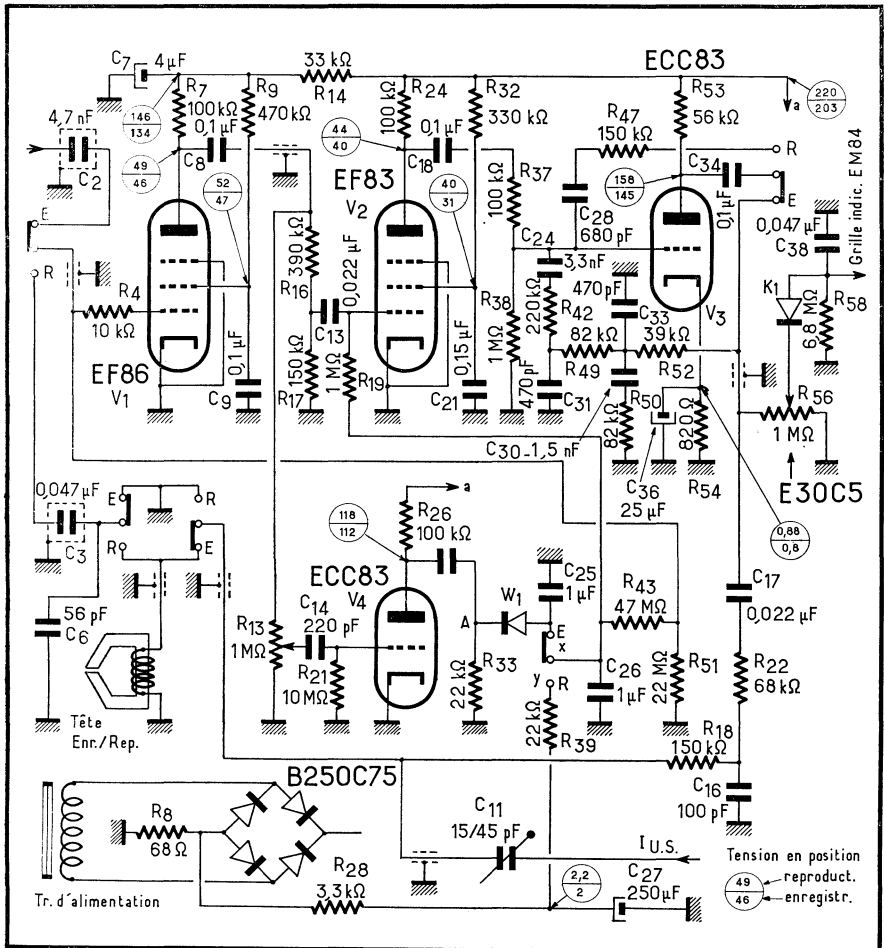
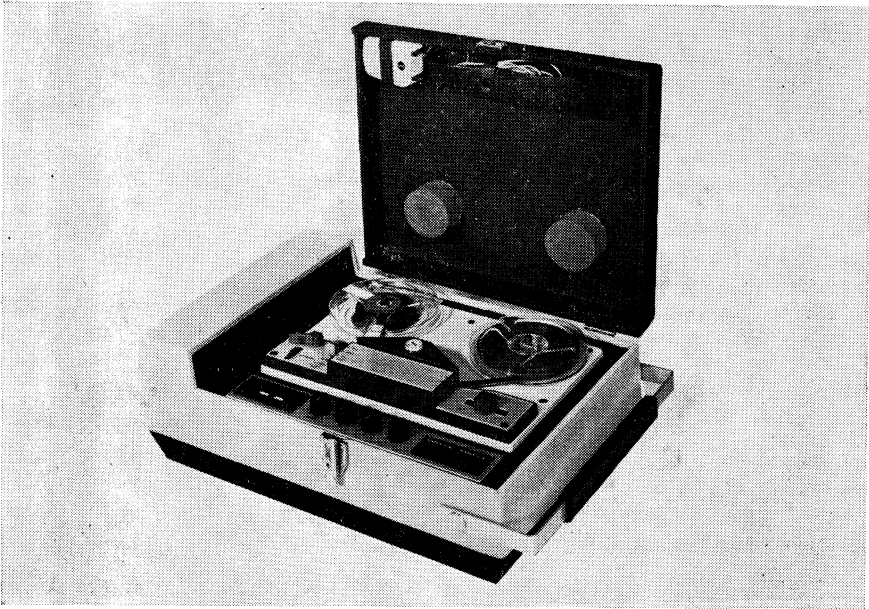


Fig. 207. — Réglage automatique du niveau d'enregistrement. Schéma utilisé à cet effet dans un appareil commercial (Téléfunken Automatic).



Magnétophone Schneider A-54.

reproduction. Un signal de commande est prélevé à la sortie de V_1 et attaque l'amplificateur de régulation équipé de V_4 . La tension de sortie de V_4 est développée aux bornes de R_{33} (point A) et détectée par W_1 placée dans un sens tel qu'il apparaisse une tension négative au point P, soit aux bornes du circuit de détection formé par $R_{51} + R_{43}$ en parallèle avec C_{25} et C_{26} . La tension continue présente sur le circuit de détection ou tension de régulation va effectuer automatiquement le réglage du gain de l'amplificateur d'enregistrement. A cet effet, la grille de V_2 est reliée directement en P, tandis que V_1 reçoit seulement environ $1/3$ de la tension en P. (La pente du tube V_1 varie plus brutalement.) Voyons maintenant comment la difficulté signalée plus avant a été résolue. La charge de C_{25} et C_{26} s'effectue à travers R_{33} en série avec la résistance interne de W_1 . La constante de temps du circuit est faible (une cinquantaine de millisecondes), si bien que la charge des condensateurs est quasi immédiate. Les deux condensateurs ne peuvent cependant se décharger que par $R_{43} + R_{51}$ et la constante de temps de décharge est élevée (138 s!). Il s'ensuit que, pour une montée du signal B.F., en A, lors d'un « forte », il apparaît aussitôt une tension en P; la régulation agit quasi sans retard et règle le gain de telle sorte que le signal soit enregistré correctement et sans saturation. En revanche, lorsque le signal en A diminue, la tension en P subsiste et le gain de la chaîne conserve la valeur imposée par le « forte ». Le signal B.F. peut donc varier librement sans provoquer une réaction de la régulation; il est donc enregistré avec des écarts d'amplitude corrects. Si cependant un nouveau « forte » se présente et que la tension développée en A soit supérieure à la tension aux bornes de C_{25} et C_{26} , ceux-ci se chargent à la valeur maximum du « forte », le gain est réajusté et de nouveau fixé jusqu'au « forte » suivant, et ainsi de suite. Bien entendu, entre deux « réajustements » du gain, celui-ci augmente, puisque les condensateurs sont occupés à se décharger et donc que la tension en P décroît; il en résulte que, entre deux « réajustements », le niveau d'enregistrement augmente, mais

vu la grande constante de temps, cette augmentation est tellement lente qu'elle passe inaperçue.

Le réglage R_{13} permet de fixer le niveau d'enregistrement imposé par le système automatique. En position reproduction, la régulation est évidemment mise hors service. Les grilles de V_1 et V_2 reçoivent alors une polarisation négative prélevée sur R_8 et ramenée en P via R_{28} et R_{39} découplées respectivement par C_{27} et C_{28} .

On a conservé l'indicateur de modulation pour vérifier le fonctionnement.

Notons qu'avant de se livrer à des mesures intéressant l'amplitude sur un appareil « automatique », il est indispensable de mettre d'abord la régulation hors service, soit ici en coupant le fil « x » et en le reliant à « y ».

Le réglage automatique conduit à des résultats convenables et est très commode. Cependant, il présente l'inconvénient d'introduire une légère distorsion (emploi d'une lampe à pente variable); de plus il est bien clair qu'il y a des cas (peu fréquents d'ailleurs) où l'automatisme est momentanément en défaut; s'il ne peut en résulter une saturation du ruban, il peut y avoir enregistrement trop faible, ou modification de la dynamique du signal enregistré.

Il en résulte que s'il est bien accompli, le réglage manuel reste supérieur. Néanmoins, si on présume que cette condition ne sera pas remplie, mieux vaut faire confiance à l'appareil automatique, qui conduira alors à des résultats meilleurs.

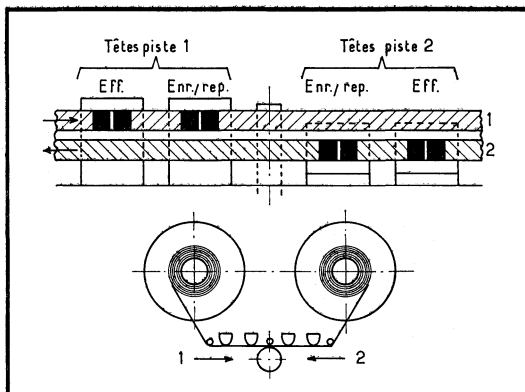
APPAREILS SPECIAUX - DISPOSITIFS ANNEXES

Nous allons traiter ici, assez brièvement, de quelques versions spéciales de l'enregistreur sur ruban, ainsi que de quelques dispositifs annexes fréquemment utilisés.

Appareils à défilement continu.

Ces appareils assurent, automatiquement et quasiment sans interruption, la reproduction successive de toutes les pistes du ruban. Après reproduction de la dernière piste, le cycle recommence par la lecture de la première piste, si bien que l'appareil est capable de fournir indéfiniment et sans intervention une musique de fond, un bruit d'ambiance, etc. Les mêmes appareils peuvent être employés pour enregistrer certains programmes (opéras, concerts, théâtre, conférences) dont la durée dépasse la capacité d'une piste; comme les temps morts nécessités par le passage d'une piste à l'autre durent souvent moins d'une seconde, on ne perd pas grand-chose du programme à enregistrer et certainement moins qu'avec un appareil ordinaire et l'intervention d'un opérateur. (Bien entendu, dans le cas de l'enregistrement, l'appareil doit être arrêté dès que toutes les pistes disponibles ont reçu un enregistrement!)

Fig. 208. — Appareil à défilement continu. Le ruban est lu dans le sens de défilement 1 par le jeu de têtes n° 1, dans le sens 2 par le jeu n° 2. Si l'appareil passe automatiquement d'un mode de fonctionnement à l'autre en fin de bobine, on conçoit que, par ce système, la reproduction du ruban se répète indéfiniment.



Le mécanisme de ces appareils est conçu pour assurer le défilement normal du ruban alternativement dans un sens, puis dans l'autre. En outre, ils possèdent deux jeux complets de têtes, disposés symétriquement de part et d'autre du cabestan (fig. 208). Un des jeux, 1, est installé face à la piste 1;

l'autre, 2, face à la piste 2. Un dispositif à relais relie à l'amplificateur, soit le jeu de tête n° 1, soit le jeu n° 2 et est capable d'inverser le sens de défilement.

Le fonctionnement est le suivant : le ruban défile d'abord dans le sens 1, cependant que le jeu de têtes 1 est en service; la piste 1 est donc reproduite normalement. En fin de bobine, un dispositif analogue à ceux utilisés pour l'arrêt automatique (par exemple section métallique intercalée dans le ruban et guide-ruban « contact ») actionne les relais qui inversent le sens du défilement (sens 2) et mettent en service le jeu de têtes n° 2 : la piste 2 est donc reproduite. Lorsqu'elle est complètement jouée, le mouvement s'inverse à nouveau, cependant que le jeu de têtes 1 est remis en service (toujours à l'intervention des relais); l'appareil reprend donc la lecture de la piste 1 et ainsi de suite...

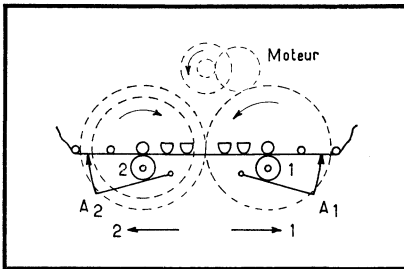


Fig. 209. — Appareil à défilement continu. Réalisation permettant de réduire à peu de chose (0,1 s) le temps d'inversion, car il n'y a plus besoin d'inverser le mouvement de pièces tournantes de grande inertie.

Le mécanisme doit être établi pour que le renversement du défilement s'effectue aussi rapidement que possible, ce qui n'est pas facile par suite de l'existence du volant du cabestan. Une façon d'y arriver est de réaliser un freinage énergique au moment de l'inversion. Une autre façon, permettant de ramener le temps d'inversion à environ 0,1 s, est présentée à la figure 209 où l'on voit deux aiguilles tournant à la même vitesse. Celle de droite est pourvue du volant normal, celle de gauche d'un disque avec une garniture extérieure en caoutchouc qui s'applique sur le volant. Les deux aiguilles tournent donc en permanence en sens inverse. Comme un galet presseur est disposé en face de chaque aiguille, on obtient un entraînement dans le sens 1 ou le sens 2, selon que le galet 1 ou le galet 2 est appliqué. On conçoit que, par ce moyen, l'inversion du sens de défilement du ruban soit très rapide. On note sur le même appareil la présence de deux tendeurs A_1 et A_2 qui ont pour but d'obliger la bande à rester tendue et à se déplacer sans secousses, de manière à diminuer le pleurage aux environs du point d'inversion. A_1 est mis en service en même temps que le galet 1, A_2 en même temps que le galet 2.

La solution « trois moteurs » se prête particulièrement bien à la réalisation d'appareils à défilement continu, mais il existe aussi de tels appareils ne comportant qu'un seul moteur.

L'emplacement des têtes aux figures 208 et 209 est régi par le fait que, pour obtenir un pleurage minimal, elles doivent toujours précéder le cabestan dans le sens du défilement tandis que la tête de reproduction doit être placée aussi près que possible du cabestan. On prévoit parfois un dispositif qui évite une usure inutile des têtes en écartant les presseurs ou encore le ruban des têtes non en service.

Tous les appareils commerciaux à défilement continu que nous connaissons sont des « 2 pistes », mais rien n'empêche l'existence d'appareils « 4 pistes » (au prix d'un système d'inversion et d'une commutation un peu plus compliquée, du type « pas à pas »).

Ajoutons que les appareils à défilement continu ont perdu beaucoup de

leur intérêt depuis l'augmentation de la durée des pistes, résultant de l'emploi de rubans plus minces et de l'obtention d'une qualité convenable à des vitesses de défilement réduites.

Machines à dicter.

Le principal but d'une machine à dicter de bureau est l'enregistrement de la voix avec suffisamment de clarté pour pouvoir être retranscrite par une dactylographe.

Pour cet usage :

- une bande passante réduite (300 à 5000 Hz à 6 dB) suffit;
- une distorsion relativement élevée est tolérée, mais le son doit cependant rester facilement intelligible;
- le rapport signal/bruit peut avoir une valeur plus faible que sur un appareil destiné à l'enregistrement de la musique;
- la constance de la vitesse de défilement n'est plus exigée;
- une grande commodité d'emploi est réclamée;
- il est important que l'appareil ne saute pas des mots lors des arrêts pendant la transcription.

Il découle de tout cela que, bien que reposant sur le même principe que l'enregistreur habituel, la machine à dicter en diffère assez fortement en pratique. C'est ainsi que des supports d'enregistrement autres que le ruban ont la faveur des constructeurs. Les modifications les plus importantes étant d'ordre mécanique et résultant du support utilisé, c'est ce sujet qui retiendra notre attention.

PARTICULARITES RELATIVES AU SUPPORT UTILISE.

a) *Ruban.* Ici, il n'y a pas grand-chose à signaler, sinon que l'entraînement du ruban peut se faire à vitesse croissante, selon le principe vu à la figure 172.

b) *Fil.* Ici non plus il n'y a pas grand-chose à signaler, sauf que l'avantage du fil est de permettre une longue durée d'enregistrement. L'inconvénient est qu'il est beaucoup moins maniable que les autres supports.

c) *Disque rigide,* muni d'un sillon et recouvert d'une couche magnétique. (Ce support ressemble un peu à un disque phonographique normal.) Dans le sillon se meut une pointe qui déplace la tête de lecture de la périphérie jusqu'au centre. L'inscription se fait entre les sillons. Avec ce système, on peut très facilement retrouver ou recommencer un passage déterminé, puisque le bras portant les têtes peut être déposé à volonté n'importe où entre le début et la fin de l'inscription. Souvent le recul et l'avance sont télécommandés au moyen d'un bouton-poussoir qui actionne un électro-aimant. A chaque pression sur le bouton-poussoir, l'électro-aimant décale d'un sillon (en avant ou en arrière, selon le cas) la pointe guidant les têtes.

d) *Disque double.* Il s'agit d'un disque dépourvu de sillons et fait d'un support en papier ou en plastique recouvert d'une couche magnétique. La machine à dicter comporte un plateau sur lequel on dispose le disque magnétique et au-dessus un autre disque plus petit portant un sillon gravé. Dans ce sillon court la pointe guidant le bras porteur des têtes, lesquelles sont en contact avec le disque magnétique. Les possibilités sont les mêmes que pour le précédent support. Par rapport à ce dernier, le présent support offre les avantages suivants : il est moins cher, moins encombrant et peut être plié pour l'expédition.

e) *Feuille.* Il s'agit d'une feuille de papier ou mieux de plastique recouverte d'une couche magnétique. La machine à dicter opérant avec une feuille comporte un tambour sur lequel on enroule la feuille (assez longue pour que

ses extrémités se recouvrent un peu), de manière à former un cylindre (fig. 210). Devant ce cylindre est placé le bras porteur des têtes. Ce bras se déplace longitudinalement sous l'action d'une vis tandis que le tambour tourne régulièrement. Une piste hélicoïdale est ainsi inscrite sur le cylindre.

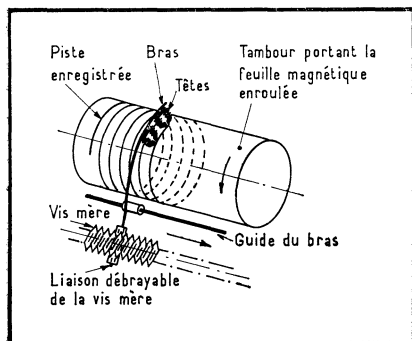


Fig. 210. — Machine à dicter. Le support de l'enregistrement est quelquefois constitué par une feuille magnétique enroulée sur un tambour pour former un cylindre. Le bras porteur des têtes se déplace longitudinalement sous l'action d'une vis, tandis que le tambour tourne régulièrement. Une piste hélicoïdale est ainsi inscrite sur le cylindre.

Un dispositif permet de désolidariser le bras de la vis-mère et de revenir instantanément à n'importe quelle « spire » de la piste enregistrée. Souvent un dispositif actionné par électro-aimant est prévu pour reculer ou avancer d'une « spire » à chaque impulsion donnée sur un bouton « ad hoc ». La feuille support est bon marché, peu encombrante et peut être facilement expédiée.

AUTRES PARTICULARITES DES MACHINES A DICTER.

Souvent :

— le haut-parleur, de petites dimensions, fait aussi office de microphone dynamique;

— inversement, un microphone dynamique ou à cristal peut être utilisé en tant que haut-parleur;

— les commandes « avance », « arrêt », « marche », « retour », « enregistrement », sont télécommandées à partir du boîtier du microphone, ou sont groupées sur une pédale, solution qui a l'avantage de laisser les mains libres.

Parfois, elles sont extrêmement miniaturisées. Sous cette forme elles sont très appréciées des... espions. Pour plus amples renseignements à ce sujet, voir les romans ou films du genre *Agent 007*, etc.

Appareils générateurs de réverbération et d'échos.

Les enregistreurs magnétiques constituent d'excellents générateurs de réverbération et d'échos. Ils se prêtent admirablement à l'obtention d'effets de toutes sortes.

MONTAGE DE BASE.

On utilise un enregistreur du type à fonctions séparées, appareil qui possède notamment une tête d'enregistrement et une tête de reproduction distinctes. Pour la facilité de l'exposé, supposons avoir affaire à un son de durée très réduite. Le son en question, ou son initial, est d'abord enregistré, puis reproduit, mais avec un temps de retard, Tr , tel que $Tr = d/v$ où Tr est donné en secondes si d est la distance entre les entrefers en centimètres et v la vitesse de défilement en centimètres/seconde.

Si ce temps est supérieur à environ 0,06 s, le signal lu est perçu comme

Fig. 211 a. — Montage multiplicatif. Une liaison existe entre la sortie de l'amplificateur de reproduction et une entrée de l'amplificateur d'enregistrement. P_1 permet de doser le signal réinjecté.

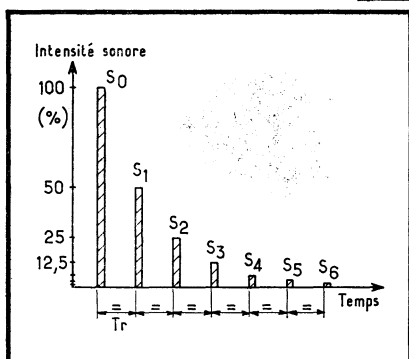
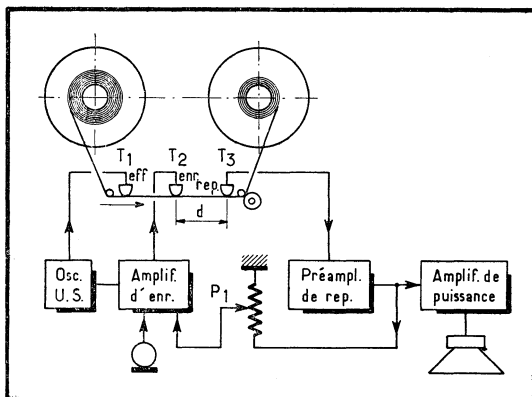


Fig. 211 b. — Echos produits par le montage multiplicatif. Les échos sont régulièrement espacés et régulièrement décroissants. Le nombre d'échos produits est réglé par P_1 .

un écho du signal initial, à condition que son intensité soit inférieure à celle du signal initial, ce qui n'est qu'une question de réglage du volume à la reproduction.

MONTAGE MULTIPLICATIF.

On utilise un appareil identique au précédent, mais où il existe une liaison entre la sortie de l'amplificateur de reproduction et l'entrée de l'amplificateur d'enregistrement (fig. 211, a). Le signal initial S_0 est suivi après un temps égal à T_r d'un premier écho S_1 (fig. 211, b). La liaison ramène une fraction du signal écho S_1 à l'entrée de l'amplificateur d'enregistrement. Cette fraction est enregistrée et donne lieu, après un nouveau temps T_r , à un nouvel écho, S_2 , qui est de nouveau ramené à l'entrée, d'où nouvel écho S_3 . La succession des échos régulièrement espacés et décroissants continue ainsi jusqu'à ce que le dernier écho ait décru tellement qu'il soit noyé dans le bruit de fond. On conçoit qu'en agissant sur P_1 , il soit possible de fixer l'atténuation entre les échos successifs et donc le nombre des échos.

Il ne faut pas ramener un signal trop grand à l'entrée de l'amplificateur d'enregistrement car, si le signal écho est plus élevé que le signal initial, on obtient une sorte d'accrochage. (Il y a croissance régulière des échos successifs jusqu'au moment où on atteint la saturation du ruban. Arrivé à ce niveau, les échos se répètent indéfiniment.)

MONTAGE ADDITIF.

Il n'y a plus de liaison entre les amplificateurs d'enregistrement et de reproduction. Par contre, la tête d'enregistrement est suivie de plusieurs

têtes de reproduction placées à des distances diverses (fig. 212, a). A chaque tête correspond un préamplificateur distinct équipé d'une commande de niveau. Les signaux issus des divers préamplificateurs sont mélangés à l'entrée d'un amplificateur final unique.

On obtient ainsi autant d'échos successifs du signal initial qu'il y a de têtes de reproduction. Le retard de chaque écho sur le signal initial est proportionnel à la distance qui sépare l'entrefer de la tête de reproduction correspondante et celui de la tête d'enregistrement. On peut donc s'arranger pour que les échos se suivent au choix avec des temps égaux ou inégaux. Comme les niveaux des divers échos dépendent uniquement du réglage du potentiomètre correspondant, on peut obtenir des échos décroissants selon une loi quelconque, ou même des échos croissants, créant ainsi un résultat inconnu dans la nature (fig. 212, b).

MONTAGE MULTIPLICATIF-ADDITIF.

Il s'agit de la combinaison des deux précédents, selon le schéma de principe de la figure 213. On conçoit aisément que de cette manière, il est possible de produire un très grand nombre d'échos de divers niveaux et ainsi de parvenir à imiter les très nombreuses réflexions qui se produisent dans une salle, donc de créer une réverbération diffuse. Chaque tête permet de simuler un trajet du son et les divers échos qui y correspondent.

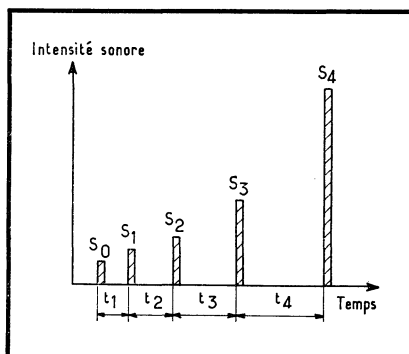
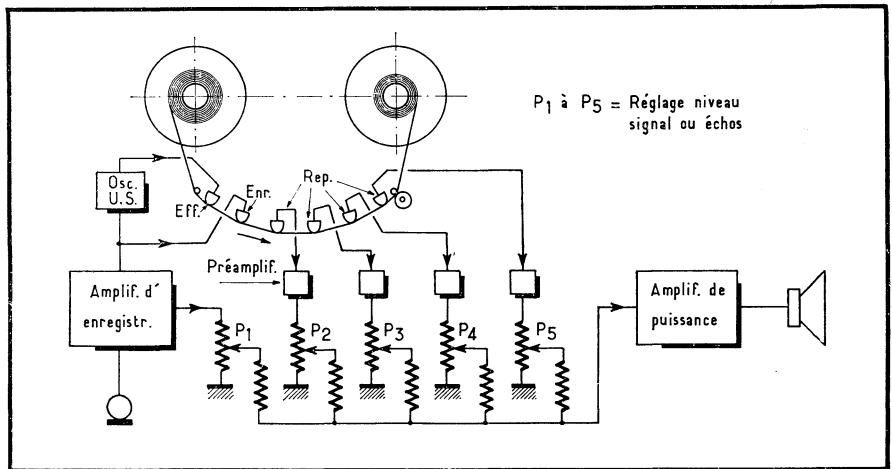


Fig. 212. — Appareils générateurs de réverbération et d'échos.

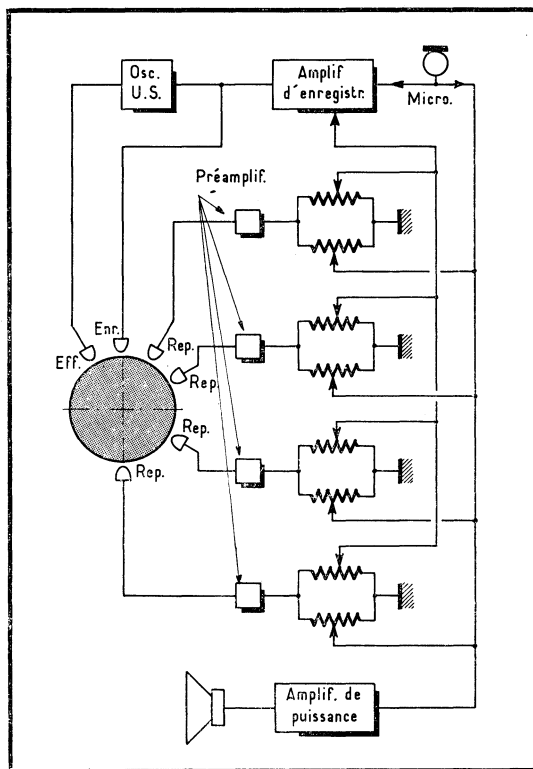
a) Montage additif. Il y a autant de têtes de reproduction que d'échos à produire. Les signaux issus de chaque tête, dosés séparément, sont mélangés à l'entrée de l'amplificateur avec le signal initial ;

b) Echos produits par le montage additif. Les échos sont irrégulièrement espacés et on peut donner à chacun n'importe quel niveau, ce qui permet d'obtenir des effets spéciaux, comme par exemple l'écho croissant représenté ici.

CONSIDERATIONS GÉNÉRALES.

Les enregistreurs ordinaires ayant une possibilité « écho » font appel, soit au montage de base, soit au montage multiplicatif. Les appareils réservés à la génération d'échos et de réverbération mettent en œuvre le montage multiplicatif-additif.

Fig. 213. — Appareils générateurs de réverbération et d'échos. Les appareils spécialement réservés à cet usage combinent les montages multiplicatifs et additifs (les résistances de séparation évitant l'interaction des divers potentiomètres n'ont pas été dessinées ; elles n'en sont pas moins indispensables et utilisent souvent, en tant que support de l'enregistrement, un volant dont la périphérie est recouverte d'une couche magnétique).



Pour la présente application on peut utiliser une boucle de ruban au lieu de deux bobines distinctes, mais le raccord doit être très bien fait ; l'usure du ruban est assez rapide. On peut aussi se servir du ruban sans fin décrit au paragraphe suivant. Ces deux solutions ont la préférence sur les appareils spéciaux. Ces derniers emploient parfois le procédé schématisé sur la figure 213. Un volant parfaitement circulaire et en rotation rapide est pourvu à sa périphérie d'une couche de matière magnétique. Les têtes sont placées à très petite distance de ce volant. On évite ainsi toute usure, tant des têtes que du support de l'enregistrement. En outre, les têtes sont alors souvent montées sur des bras radiaux, de sorte que leur déplacement soit concentrique au volant. On peut ainsi modifier très aisément leur position et donc le temps de retard.

Vu l'existence de nombreuses têtes, on renonce souvent, dans le cas du ruban, à l'emploi de balais presseurs. Pour mettre le ruban au contact des têtes, on préfère recourir à une disposition en arc de cercle semblable à celle de la figure 212, a.

Ruban sans fin.

On appelle ainsi un ruban dont les extrémités sont assemblées pour former une boucle fermée. Un tel ruban permet de répéter sans cesse le même message, ce qui se révèle intéressant dans certains cas (publicité sur véhicule par exemple). Il est également fort utilisé sur les appareils réservés à la production d'échos.

Il faut veiller à ce que la bande soit suffisamment tendue sur les têtes. Aussi, l'emploi d'un galet tendeur ou d'un système tendant le ruban au voisinage des têtes est-il souvent indispensable.

Les durées d'enregistrement dépendant évidemment de la longueur de la boucle, on a cherché à augmenter celle-ci sans atteindre un encombrement prohibitif. A cet effet, on peut avoir recours au système du « ruban en vrac », qui nécessite un appareil spécial fonctionnant verticalement (fig. 214). Après avoir passé devant les têtes, le ruban vient se déposer en lacets dans une espèce de réservoir dont il est extrait par la base pour repasser devant les têtes et ainsi de suite.

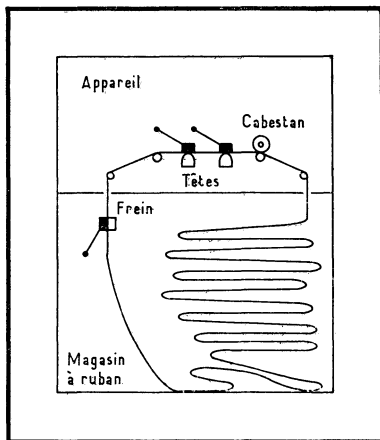


Fig. 214. — Ruban sans fin. On appelle ainsi un ruban dont les extrémités sont assemblées pour former une boucle fermée. Pour augmenter la longueur de la boucle on utilise, soit le procédé du « ruban en vrac » qui nécessite un appareil spécial où le ruban vient se déposer en lacets dans un réservoir dont il est extrait par la base pour repasser devant les têtes et ainsi de suite...

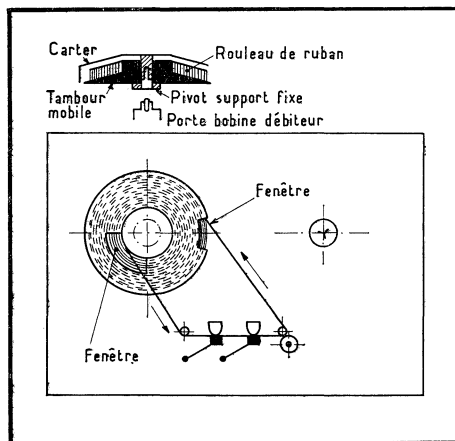
On peut également utiliser un « chargeur à ruban sans fin » qui s'adapte à tout enregistreur et dont la figure 215 montre un exemple. Il s'agit d'une bobine (qu'on dépose sur le porte-bobine débiteur) dont le ruban est extrait par le centre, passe devant les têtes et vient se réenrouler à l'extérieur sous l'effet de la rotation du rouleau de ruban causée par le déroulement du centre. Remarquons qu'avec ce système, on peut se contenter pour tout mécanisme d'un cabestan et d'un pivot où poser le chargeur; remarquons aussi que le système ne permet pas le rebobinage rapide avant ou arrière. De tels chargeurs sont disponibles dans le commerce et permettent par exemple une demi-heure d'utilisation à 9,5 cm/s.

Appareils spéciaux Enregistrement des images.

Les appareils spéciaux dont nous venons de parler sont encore tous susceptibles d'être utilisés par l'amateur (1). Il existe cependant beaucoup d'autres appareils spéciaux, pour la plupart prévus pour des usages autres

(1) Sauf l'appareil à ruban « en vrac ».

Fig. 215. — ... soit un « chargeur à ruban sans fin » qui s'adapte à tout enregistreur. Il s'agit d'une bobine qu'on dépose sur le porte-bobine débiteur et dont le ruban est extrait par le centre, passe devant les têtes et vient se réenrouler à l'extérieur sous l'effet de rotation du rouleau de ruban causé par le déroulement du centre.



que l'enregistrement du son et faisant souvent appel à des méthodes d'enregistrement très différentes de celle que nous avons étudiée et qui est dite « enregistrement direct ». Citons : enregistrement par modulation de fréquence, enregistrement par modulation d'impulsions, enregistrement par déplacement de frontière, etc. Nous ne nous étendrons pas sur ces méthodes qui sortent des limites que nous nous sommes fixées.

Une mention particulière doit être faite de l'appareil enregistreur d'images. Cet appareil permet d'enregistrer et de reproduire un signal « vidéo ». Comme cet appareil est coûteux et compliqué, son usage est, pour l'instant, réservé aux seuls professionnels. Il est probable cependant qu'un jour viendra où on disposera chez soi d'un enregistreur d'images pouvant être raccordé à un téléviseur normal. (Si le prix d'un tel appareil reste encore prohibitif, les dimensions ne le sont déjà plus : il existe maintenant des appareils qui ont à peu près les mêmes dimensions qu'un téléviseur.)

Raccordement d'un enregistreur.

Le raccordement d'un enregistreur aux diverses sources utilisées pour l'enregistrement et aux éléments éventuellement utilisés pour la reproduction est un problème important. S'il est impossible de passer en revue tous les cas et exceptions qui peuvent se présenter, on peut, néanmoins, à partir des données générales fournies ici, résoudre les cas particuliers.

Voici d'abord quelques remarques limitées à la monophonie; en stéréophonie, il faut doubler toutes les liaisons.

1) Un signal doit toujours être transporté sous la plus basse impédance de source possible et avec le niveau le plus élevé possible, mais dans la limite toutefois où cela ne s'oppose pas à ce qui débute cette phrase et où l'entrée peut accepter ce niveau sans risque de distorsion.

2) Quand il s'agit de transférer une tension (ce qui, sauf le cas de l'attaque d'un haut-parleur extérieur, est ici le cas général) il n'y a pas lieu d'égaliser les impédances d'entrée et de source, mais il faut que l'impédance d'entrée soit supérieure à l'impédance de source.

3) Nous appelons :

— « Entrée Micro », une entrée haute impédance (500 k Ω) dont la sensibilité est de quelques millivolts;

- « Entrée Radio », une entrée moyenne impédance (20 k Ω) dont la sensibilité est de quelques millivolts;
- « Entrée P.U. », une entrée haute impédance (500 k Ω) dont la sensibilité est d'une centaine de millivolts;
- « Sortie Amplificateur », une sortie effectuée après les corrections à la reproduction et avant l'amplificateur final, délivrant quelques centaines de millivolts sous une impédance maximum de 10 k Ω , pour l'attaque d'un amplificateur extérieur;
- « Sortie H.P. », une sortie destinée à attaquer un haut-parleur extérieur.

4) Toutes les solutions données conviennent jusqu'à 1,5 m de longueur (bien que certaines soient capables de plus).

RACCORDEMENT DU MICROPHONE.

Le microphone est à raccorder... à l'« entrée Micro ». Nous avons déjà traité du raccordement des microphones dans la deuxième partie, page 107. Insistons sur le fait qu'il n'y a aucun inconvénient à raccorder un microphone dont l'impédance de sortie est moyenne (50 k Ω par exemple) à une entrée haute impédance (500 k Ω) (1), mais l'inverse n'est pas vrai. C'est ainsi que sur les enregistreurs à transistors, où l'entrée réservée au microphone est souvent à moyenne ou basse impédance (20 k Ω à 500 Ω), l'impédance de sortie du microphone sera au plus égale à l'impédance de source.

RACCORDEMENT DU TOURNE-DISQUES.

Une cellule « cristal » peut être raccordée directement à l'« entrée P.U. ».

Une cellule à faible tension de sortie (magnétique) sera suivie d'un préamplificateur effectuant les corrections de gravure et de lecture et amenant le signal au niveau convenable pour l'attaque de l'« entrée P.U. ». Autant que possible, la sortie du préamplificateur sera à faible impédance.

Notons que les caractéristiques de l'« entrée P.U. » sont en général identiques sur les appareils à tubes et à transistors.

RACCORDEMENT D'UN REÇEPTEUR DE RADIO. — PRELEVEMENT DU SIGNAL.

a) RÉÇEPTEUR ALTERNATIF.

1) Raccordement aux bornes du haut-parleur : ce que nous appellerons « solution H.P. ». On dispose là d'un signal qui peut atteindre quelques volts et qui est délivré à partir d'une impédance faible. (Dans ces conditions, il n'est même pas nécessaire d'utiliser un fil blindé pour la liaison.) La « solution H.P. » est simple, mais présente les inconvénients suivants, résultant du passage par l'amplificateur de puissance du récepteur du signal prélevé :

— On ne peut toucher à aucune commande B.F. du récepteur pendant l'enregistrement. En outre, le niveau de sortie du récepteur étant en partie imposé par l'enregistreur, on ne peut pas fixer l'écoute à n'importe quel niveau;

— La réponse en fréquence de la section B.F. influence l'enregistrement (tonalités);

— Le signal comporte du ronflement et de la distorsion.

2) Raccordement à la détection : ce que nous appellerons « solution détection ». Le signal est prélevé peu après la détection, mais de préférence

(1) Il est probable que la tension de sortie du microphone « 50 k Ω » n'est pas suffisante vis-à-vis de la sensibilité de l'entrée « 500 k Ω » et qu'une adaptation en tension transformateur serait bénéfique.

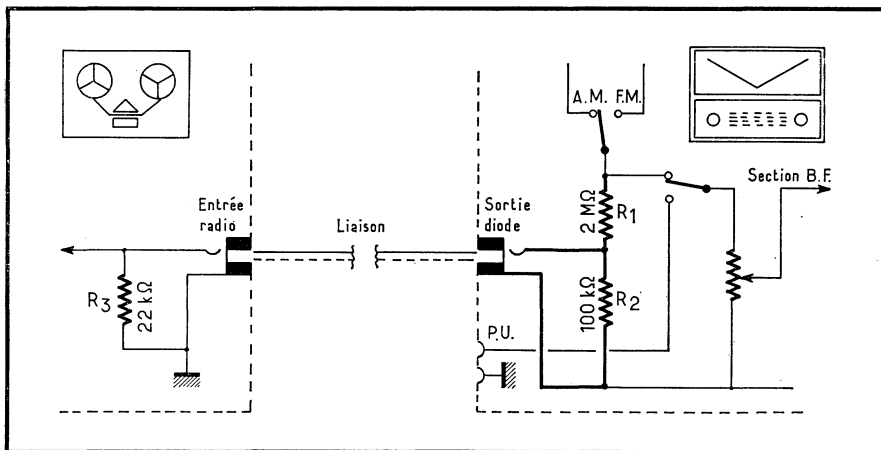


Fig. 216. — Prélèvement du signal d'un récepteur radio en vue d'attaquer un enregistreur. On prélève le signal du récepteur à la détection et on le transporte après passage par un diviseur (dont fait partie la résistance d'entrée R_3 de l'enregistreur). C'est ce qu'on appelle une « sortie diode »

avant la commutation « Radio P.U. ». (Il est parfois plus commode de prélever le signal aux bornes du potentiomètre de commande de niveau.) Tous les inconvénients de la « solution H.P. » sont éliminés, mais le signal apparaît ici aux bornes d'une impédance de l'ordre de 500 k Ω . Pour le transporter dans de bonnes conditions, il faut utiliser :

— Un « cathode follower » qui, vu l'importance du signal délivré, attaque l'« entrée P.U. ». C'est la solution la plus élégante;

— Ou transporter le signal après passage par un diviseur dont les valeurs-types sont 2 M Ω et 100 k Ω (fig. 216). Cette solution est de plus en plus souvent prévue d'office sur les récepteurs modernes. C'est ce qu'on appelle une « sortie diode ». La « sortie diode » attaque l'« entrée Radio », dont les caractéristiques lui conviennent. A noter que l'impédance d'entrée de l'« entrée Radio », R_3 , vient en parallèle sur R_2 . C'est la valeur résultante qui fixe le rapport de division et l'impédance sous laquelle le signal est transporté. La solution « sortie diode » donne des résultats convenables et suffisants pour les cas habituels.

b) RÉCEPTEUR UNIVERSEL.

Il faut tenir compte de ce que la masse du récepteur universel est au potentiel réseau et que ce potentiel ne peut être transmis à l'enregistreur par la liaison. On retombe dans le cas du récepteur alternatif si on consent à intercaler un transformateur d'isolement entre récepteur et secteur. Dans le cas contraire :

— Utiliser la « solution H.P. ». Vérifier que le circuit haut-parleur du récepteur est bien isolé du circuit masse; sinon s'arranger pour qu'il le soit;

— Si on tient à la « solution détection », faire suivre la détection d'un « cathode follower » dont la sortie attaque un transformateur abaisseur 600 Ω /5 Ω . La sortie 5 Ω attaque l'« entrée Radio ». (Le circuit 5 Ω est isolé des autres circuits du récepteur, en continu.);

— Utiliser un capteur, c'est-à-dire une bobine comportant quelques dizaines de spires. Cette bobine est placée contre le transformateur de sortie dont le flux de fuite induit une tension B.F. Cette solution est analogue à la

« solution H.P. » à ceci près que le signal n'est pas aussi élevé (attaquer l'« entrée Radio ») et qu'il faut donc nécessairement blinder la liaison.

c) RÉCEPTEUR A TRANSISTORS.

On peut utiliser :

- la « solution H.P. »;
- la « solution détection ». On peut prélever et transporter le signal détecté tel quel, car il apparaît ici sur une impédance qui vaut tout au plus 10 k Ω et se prête donc au transport. Le signal disponible étant inférieur à celui d'un récepteur à tubes, il convient donc d'attaquer l'« entrée Radio »; si le signal est suffisant, on attaquera plutôt l'« entrée P.U. ».

RACCORDEMENT A DES ELEMENTS EXTERIEURS POUR LA REPRODUCTION.

Le recours à ces éléments est conseillé, car ils permettent généralement plus que les éléments incorporés.

a) ATTAQUE D'UN AMPLIFICATEUR EXTERIEUR.

Comme amplificateur extérieur, on peut notamment utiliser la section B.F. d'un récepteur attaqué par son entrée P.U.

L'attaque d'un amplificateur extérieur peut se faire :

1) *Par la « sortie amplificateur ».* Cette sortie existe sur la plupart des enregistreurs. Le signal qui l'alimente est prélevé après les corrections à la reproduction (mais avant les corrections de tonalité et éventuellement la commande de niveau). Ce signal doit être transmis à basse impédance. Cela est obtenu à l'aide d'un « cathode follower » (fig. 217, solution *Tandberg*

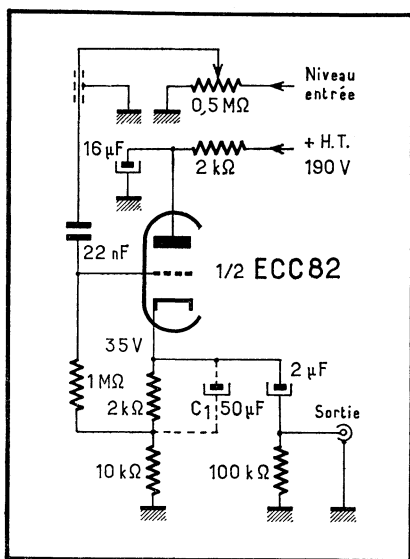
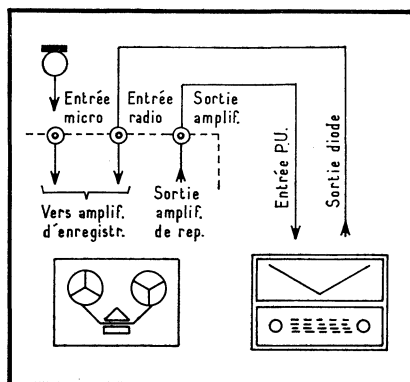


Fig. 217. — Raccordement d'un enregistreur. Attaque d'un amplificateur extérieur. Etage « cathode follower » destiné à abaisser l'impédance de la liaison (*Tandberg* « model 6 »). C_1 n'est pas indispensable, mais améliore les performances de l'étage.

Model 6) ou encore d'un diviseur dont les valeurs types sont 150 k Ω /10 k Ω et dont nous avons vu maints exemples précédemment. Cette solution, beaucoup plus généralisée, est suffisante.

2) *Par la « sortie H.P. ».* Les conditions, avantages et inconvénients sont les mêmes que pour la « solution H.P. » dans le cas de la liaison récepteur-enregistreur.

Fig. 218. — Raccordement d'un enregistreur à un récepteur. Le récepteur est modifié selon la figure 216. La « sortie diode » du récepteur est reliée à l'« entrée radio » de l'enregistreur et la « sortie amplificateur » de l'enregistreur à la prise « P.U. » du récepteur.



b) ATTAQUE D'UN HAUT-PARLEUR EXTÉRIEUR.

Ce sujet a été traité à la deuxième partie, chapitre *Haut-parleur et valise*.

INSERTION D'UN ENREGISTREUR DANS UN ENSEMBLE.

Quand un enregistreur est incorporé dans un ensemble, il est intéressant qu'on puisse utiliser tous les composants, enregistrer et reproduire, sans devoir manipuler sans cesse les cordons de raccordement. Nous allons voir quelques cas et leurs solutions.

a) RÉCEPTEUR PLUS ENREGISTREUR.

La figure 218 montre les branchements à effectuer. Le récepteur est modifié selon la figure 216. L'utilisation est la suivante :

1) récepteur :

— s'utilise tout à fait normalement;

2) enregistreur :

— enregistrement micro : comme d'ordinaire; radio : régler le récepteur sur le programme choisi, commuter le sélecteur d'entrée sur « Radio ». Enregistrer;

— reproduction par l'enregistreur : comme d'ordinaire; par le récepteur : commuter ce dernier en position P.U.

Variante.

Certaines marques conçoivent leurs enregistreurs de telle sorte qu'un même conducteur véhicule le signal aller et le signal retour. Pour cela il suffit d'un inverseur enregistrement - reproduction qui, dans l'enregistreur, branche la liaison soit sur l'entrée de l'amplificateur d'enregistrement, soit sur le signal reproduit. Celui-ci doit avoir à peu près le même niveau que le signal « entrant », c'est-à-dire de l'ordre de 300 à 500 mV; ce type d'appareil est donc prévu pour se brancher directement aux bornes du potentiomètre de niveau du récepteur. La liaison doit être la plus courte possible, car elle est à haute impédance, tout au moins la liaison « aller ». Cette solution est donc moins recommandable.

L'utilisation est la même que dans le cas précédent. Bien que cette variante puisse se retrouver dans les cas suivants, nous n'y ferons plus allusion.

b) RADIO, PLUS TOURNE-DISQUE, PLUS ENREGISTREUR.

Une solution commode est présentée à la figure 219, mais il faut que l'enregistreur possède l'agencement voulu. (On reconnaîtra les circuits de

l'enregistreur étudié à la figure 167.) La clef du système est l'inverseur A, incorporé à l'appareil et placé par celui-ci, sur *a* en reproduction, sur *b* dans toutes les autres conditions, y compris l'arrêt complet. L'utilisation est la suivante :

- 1) récepteur :
— comme d'ordinaire;
- 2) tourne-disque :
— du moment que l'enregistreur n'est pas en position reproduction, le tourne-disque est en liaison directe avec l'entrée « P.U. » du récepteur et s'utilise dès lors normalement, ce dernier étant en position « P.U. »;
- 3) enregistreur :
— enregistrement : *micro* : inchangé; *tourne-disque* : le sélecteur d'entrée est mis sur « P.U. »; l'enregistrement s'effectue de façon habituelle; le signal communiqué à l'enregistreur peut être entendu sur le récepteur commuté en « P.U. »; *radio* : régler le récepteur sur le programme choisi; commuter le sélecteur d'entrée sur « Radio »;
- reproduction : *par l'enregistreur* : comme d'ordinaire; *par le récepteur* : commuter ce dernier en position « P.U. ».

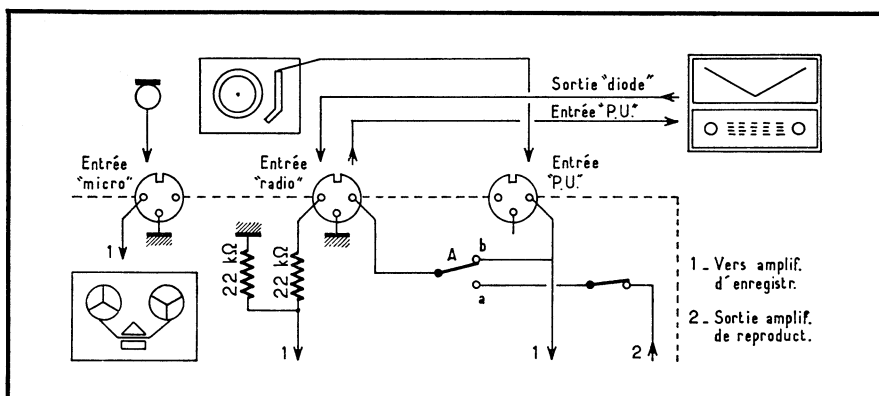


Fig. 219. — Raccordement d'un enregistreur à un récepteur et un tourne-disque. La solution présentée ici permet de réaliser toutes les conditions d'utilisation sans devoir manipuler les cordons de branchement. La clef du système est l'inverseur A.

(Si l'inverseur A n'existe pas sur l'enregistreur utilisé, il n'est pas très compliqué de l'ajouter. Il suffit d'un petit relais à un inverseur qui est en position *b* quand le relais n'est pas excité. Le relais doit être alimenté uniquement quand l'appareil est en reproduction.)

c) INSTALLATION PLUS COMPLEXE.

Un enregistreur peut être incorporé dans un ensemble plus complexe comportant : *Tuner* A.M., F.M., tourne-disque, etc., attaquant un amplificateur. La figure 220 montre la solution que nous utilisons pour notre installation personnelle. Le système est applicable à un nombre indéterminé de sources, mais nous nous limiterons ici à trois. Toutes les sources sont conçues de manière à débiter une centaine de millivolts et se terminent toutes par un « cathode follower ». L'installation comporte un sélecteur de sources. L'enregistreur est muni du contact A vu au cas précédent. Le signal issu de l'amplificateur de reproduction passe d'abord par un diviseur (établi

de façon à obtenir le même niveau pour le signal reproduit que pour le signal attaquant l'appareil, en enregistrement) et ensuite par un « cathode follower », avant d'arriver sur la borne R du contact A. Tous ces éléments ont dû être ajoutés sur l'enregistreur utilisé.

L'utilisation est la suivante :

— Sources A.M., F.M., tourne-disque : par l'enfoncement de la touche

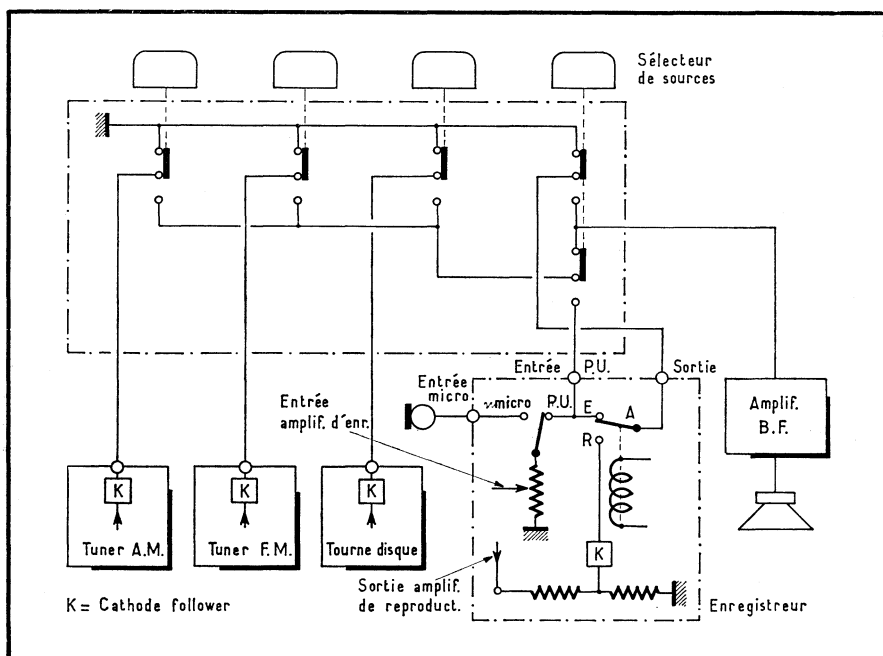


Fig. 220. — Raccordement d'un enregistreur à une chaîne comprenant un tuner F.M., un tuner A.M., un tourne-disque et un amplificateur. Solution présentant une grande simplicité d'emploi : une fois la source choisie par le sélecteur, la seule manipulation de l'enregistreur est suffisante pour que, selon que l'on est en enregistrement ou en reproduction, l'amplificateur reçoive le signal de la source ou le signal reproduit.

correspondante; la source choisie est reliée à l'amplificateur et est donc utilisée comme d'ordinaire. Les sources non utilisées sont court-circuitées.

— *Enregistrement du microphone* : comme d'ordinaire, sélecteur d'entrée de l'enregistreur sur « Micro ».

— *Enregistrement d'une source quelconque* : appuyer simultanément la touche réservée à la source choisie et celle de l'enregistreur. Le signal est communiqué à l'enregistreur dont le sélecteur d'entrée est placé sur l'« entrée P.U. », quelle que soit la source enregistrée, puisqu'elles ont toutes un niveau uniforme. Le signal retourne à l'amplificateur par le contact A, pour permettre l'écoute, à l'enregistrement.

— *Reproduction* : il suffit de mettre l'enregistreur en reproduction pour que le signal de l'enregistreur attaque l'amplificateur, sans aucune autre manœuvre, ce qui est très pratique quand on passe souvent d'enregistrement à reproduction.

Notons que pour utiliser l'enregistreur uniquement en reproduction, l'enfoncement de la seule touche « enregistreur » est suffisant.

Filtres pour enregistrement des émissions radiophoniques stéréophoniques.

Il existe maintenant des émissions radiophoniques stéréophoniques en fréquence modulée. Les deux canaux stéréophoniques sont transmis simultanément par un seul émetteur, grâce à un procédé de codage; le récepteur est pourvu d'un système de décodage placé après la détection pour la séparation des canaux.

Le procédé le plus répandu à l'heure actuelle est le procédé F.C.C. (adopté aux Etats-Unis et en Allemagne, en cours d'essais en France et en Hollande). Il s'agit d'un procédé compatible, c'est-à-dire qu'un récepteur non équipé d'un décodeur reçoit un signal égal à la somme des canaux droit et gauche, soit ce qu'il aurait reçu dans le cas d'une transmission monophonique normale. Une autre particularité de ce procédé est de transmettre, en permanence et simultanément aux signaux B.F., une fréquence de 19 kHz destinée à piloter le circuit de décodage. On retrouve un résidu de cette fréquence, tant dans le signal B.F. monophonique reçu par un récepteur ordinaire, que dans les canaux gauche et droit d'un récepteur équipé du décodeur.

Lorsque les signaux B.F. sont utilisés pour l'attaque d'un amplificateur, il n'y a guère que le chien de la maison à souffrir de la présence de ce signal quasi ultra-sonore dans le son reproduit (en admettant que le ou les amplificateurs et haut-parleurs passent le 19 kHz). En revanche, le signal à 19 kHz est nettement plus gênant dans le cas d'enregistrement du programme : cette fréquence ou ces harmoniques risquent de provoquer des battements avec le signal U.S. de l'enregistreur et donc des défauts dans l'enregistrement en cours. Il en résulte que si des émissions stéréophoniques de ce genre sont reçues (que ce soit sur un récepteur ordinaire ou équipé du décodeur), la fréquence de 19 kHz doit être éliminée à l'aide d'un filtre placé dans la liaison récepteur - enregistreur (un filtre par canal pour un enregistreur stéréophonique).

Ces filtres sont incorporés dans certains appareils vendus actuellement. On peut utiliser un filtre RLC absorbeur semblable à celui présenté à la figure 221, *a*, qui est destiné à être incorporé à l'entrée de l'enregistreur. On trouve dans le commerce des filtres nettement plus perfectionnés, tel le filtre passe bas représenté à la figure 221, *b*, prévu pour être inséré dans la liaison récepteur-enregistreur.

Effaceur en volume.

L'effaceur en volume est une simple application un peu spéciale de l'effacement par un champ alternatif. Au lieu d'effacer le ruban mètre par mètre, on soumet, d'un coup, toute la bobine à l'action du champ alternatif.

La figure 222 montre le principe d'un effaceur, ou appareil réalisant l'effacement en volume. Il s'agit en fait d'une tête d'effacement géante. Le bobinage de cette tête est alimenté en courant alternatif directement par le secteur. L'utilisation de l'appareil étant de très courte durée, on peut se permettre de dissiper une puissance importante (400 à 500 W), ce qui donne un champ alternatif très puissant. Les dimensions sont telles que le champ produit couvre tout le rayon de la bobine de ruban, qu'on place sur un pivot prévu à cet effet. Il suffit alors de faire tourner lentement cette bobine à la main, la rotation amène tout le ruban à passer dans le champ alternatif; ce dernier est maximum au-dessus de l'entrefer et décroissant quand on s'éloigne de celui-ci; une révolution suffit pour obtenir un effacement total. Il reste à écarter lentement la bobine de ruban de l'appareil, de façon à la soustraire

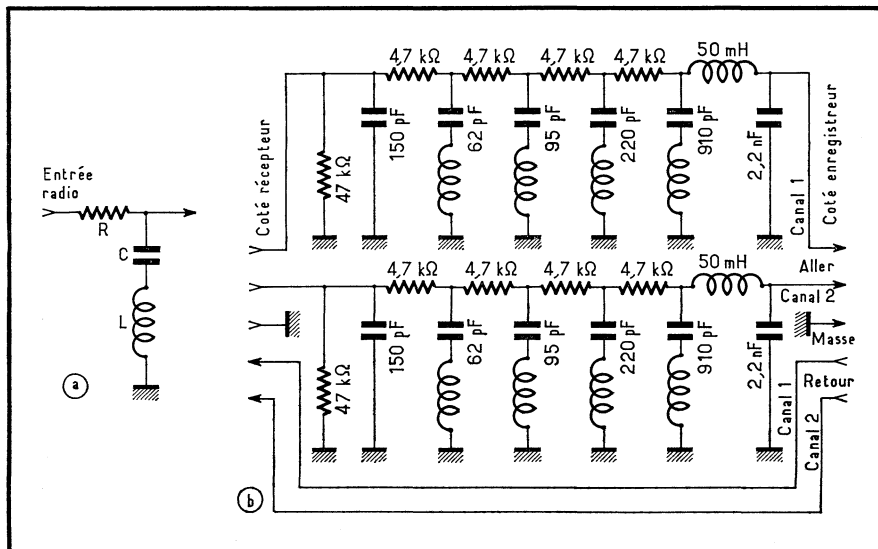


Fig. 221. — Filtrés à placer dans la liaison récepteur-enregistreur pour l'enregistrement des émissions radiophoniques stéréophoniques selon procédé F.C.C. Ces filtres sont indispensables pour éliminer la fréquence pilote de l'émission stéréophonique, fréquence qui, sinon, risque d'interférer avec la fréquence U.S. de l'enregistreur. a) Filtre RLC absorbeur ; b) filtre commercial complexe (Körting).

progressivement à l'action du champ. On évite ainsi que le ruban conserve une induction rémanente correspondant à une valeur instantanée du champ. Pour la même raison, on ne coupera pas l'alimentation de l'appareil avant d'avoir écarté le ruban d'un mètre au moins.

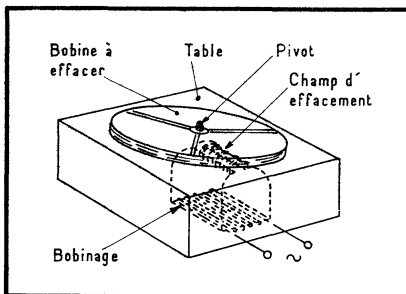


Fig. 222. — Effaceur en volume. La bobine entière est soumise à l'action d'une tête d'effacement géante alimentée sur le secteur alternatif. Elle est totalement effacée en quelques secondes, le temps de lui faire effectuer une révolution complète.

L'effacement d'une bobine entière est ainsi réalisé en quelques secondes. En dehors de la rapidité, le système présente quelques avantages incontestables : vu l'intensité du champ utilisé, l'effacement est parfait et le bruit de fond présenté par le ruban effacé est encore réduit.

Citons quelques cas où l'usage de l'effaceur est intéressant :

— Effacement d'enregistrements réalisés à saturation. Pour de tels enregistrements, il arrive que le champ produit par la tête d'effacement classique se révèle insuffisant et qu'il reste quelques traces de l'enregistrement effacé ; cet ennui n'est pas à craindre ici.

— Pour des raisons de sécurité ou de simplicité, certains enregistreurs ne sont pas munis d'un dispositif d'effacement. On est donc bien forcé de recourir à un dispositif d'effacement extérieur.

— Quand on effectue des essais et mesures sur le ruban. En effaçant le ruban entier avant chaque essai, on ne risque pas de confondre la mesure en cours avec d'anciennes mesures, etc.

On remarquera que l'effacement en volume s'effectue à la fréquence réseau de l'ordre de 50 Hz. Une fréquence aussi basse ne présente aucun inconvénient avec le présent procédé car, d'une part, vu le système utilisé, l'enregistrement de la fréquence d'effacement au long du ruban n'est pas à craindre; d'autre part, vu le déplacement très lent du ruban devant l'entrefer, le nombre d'alternances subies, et donc de cycles d'hystérésis décrits au cours de l'effacement, peut être grand malgré la fréquence basse.

Bobine de démagnétisation.

Cet appareil sert à démagnétiser les têtes, guide-ruban, etc., accidentellement aimantés. Il s'agit d'une simple bobine alimentée sur le réseau alternatif et dont le circuit magnétique est étudié pour que l'entrefer puisse être aisément mis en contact avec la pièce à démagnétiser. Le principe est identique à celui de l'effaceur en volume. Le mode d'emploi est analogue : alimenter la bobine, l'approcher lentement, mettre l'entrefer en contact avec la pièce à traiter, promener l'entrefer sur la surface de la pièce, écarter lentement l'appareil et ne couper l'alimentation que lorsque la bobine se trouve au minimum à un mètre. Pour éviter tout risque de détérioration des têtes, il est conseillé d'appliquer un papier collant sur l'entrefer de la bobine.

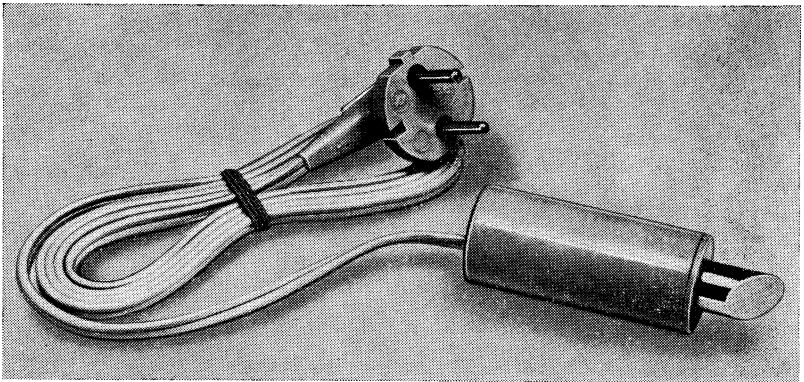


Fig. 223. — Bobine de démagnétisation disponible dans le commerce (Telefunken). Cet appareil sert à démagnétiser les têtes, guide-ruban, etc., accidentellement aimantés.

La figure 223 représente une bobine de démagnétisation disponible dans le commerce (Telefunken).

Synchroniseuse pour sonorisation des films d'amateurs.

L'enregistreur sur ruban offre aux cinéastes amateurs des possibilités intéressantes pour la sonorisation de leurs films. Il y a deux techniques bien distinctes. (Avec l'une comme l'autre méthode, le son est généralement enregistré après la prise de vue, c'est ce qu'on appelle postsynchroniser).

Dans une des deux techniques, la plus récente, le film est pourvu d'une piste magnétique, tandis que le projecteur est muni de têtes magnétiques et d'un système amplificateur. Le son étant inscrit sur une piste accolée à l'image est donc forcément en synchronisme parfait avec celle-ci. L'ennui de cette méthode est que les nombreux amateurs qui possèdent un projecteur muet normal devraient en acquérir un beaucoup plus cher et faire déposer la piste sonore sur leurs anciens films (ce qui, notons-le au passage, est parfaitement faisable) au prix d'une nouvelle dépense. Un autre ennui est que la piste en question s'endommage plus facilement qu'une piste ordinaire. En outre, le système enregistreur et reproducteur monté sur le projecteur ne peut servir pour les rubans habituels.

Il est donc plus pratique, bien que l'emploi du premier système soit plus simple, de se servir d'un enregistreur normal. Une difficulté se présente pourtant : il est nécessaire que le déroulement du film et du ruban soit parfaitement synchrone, pour que le son corresponde toujours exactement à l'image; or les vitesses du film et du ruban sont sujettes à variation, par suite, soit d'une variation de tension du secteur qui se répercute différemment sur le moteur du projecteur et le moteur de l'enregistreur, soit d'une variation du degré d'humidité de l'air qui rend le déroulement du film plus ou moins dur, etc. Néanmoins, cela n'empêche pas qu'on puisse employer un enregistreur ordinaire pour sonoriser un film.

On peut distinguer trois cas :

1) *Son non exactement synchrone.*

Cette méthode ne nécessite pas d'appareil accessoire : on laisse aller l'enregistreur et le projecteur. On attend environ 10 minutes que l'enregistreur et le projecteur aient été portés à température avant d'enregistrer ou de reproduire le son. A l'enregistrement comme à la reproduction, on surveillera la vitesse du projecteur.

2) *Son pratiquement synchrone.*

C'est une variante du précédent, les vitesses du projecteur et de l'enregistreur sont comparées par un procédé stroboscopique. L'utilisateur règle constamment la vitesse du projecteur en fonction des indications fournies par le stroboscope. Ainsi un synchronisme quasi parfait peut-il être obtenu, à peu de frais, puisque le dispositif stroboscopique est très peu coûteux.

3) *Son synchrone réglé automatiquement par une synchroniseuse.*

C'est la meilleure méthode. On utilise une synchroniseuse qui est destinée à être adjointe à l'enregistreur. La synchroniseuse est en outre en liaison avec le projecteur, souvent à la fois par un système mécanique et électrique. La plupart des projecteurs modernes sont conçus de façon à permettre le raccordement d'un système de synchronisation.

On trouve dans le commerce un grand nombre de synchroniseuses. Nous pensons que la description d'une seule d'entre elles suffira.

La figure 224 montre l'installation complète. La synchroniseuse, placée à côté de l'enregistreur, est en liaison, d'une part avec l'enregistreur, car le ruban sortant du cabestan est détourné de manière à passer par la synchroniseuse avant de parvenir à la bobine réceptrice, et d'autre part avec le projecteur, auquel elle est reliée par un flexible F qui part d'un axe du projecteur. Ce flexible actionne une sorte de cabestan composé du galet moteur M et du galet presseur P. La transmission et le diamètre de M sont calculés de telle sorte que le ruban soit entraîné à la vitesse de 9,5 ou 19 cm/s, selon le cas, lorsque le projecteur fonctionne à sa vitesse nominale. Le ruban vient de l'enregistreur, passe par un guide, g_1 , forme une boucle tendue par

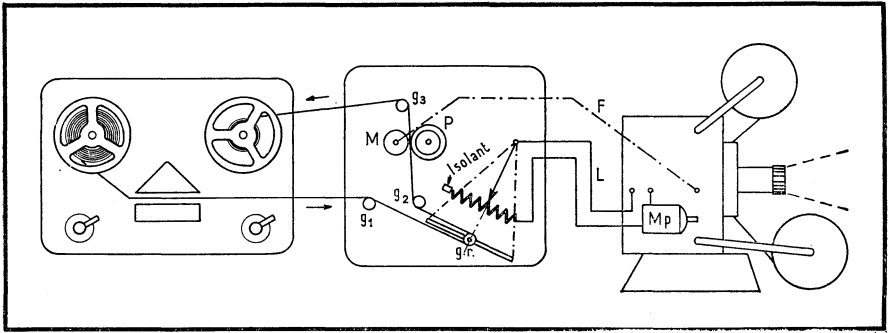


Fig. 224. — Synchronisateur. Cet appareil sert à maintenir automatiquement synchrone le déroulement du film et de la bande magnétique. Pour cela, il agit sur la vitesse du moteur Mp du projecteur, grâce à une résistance réglable insérée dans le circuit de ce dernier et qui est commandée en fonction de la différence de vitesse entre les deux appareils.

un galet, dit galet de réglage ou g.r., passe par le guide g_2 , le cabestan M, le guide g_3 , et vient s'enrouler sur la bobine réceptrice. Le galet g.r. est fixé à un bras qui commande une résistance réglable mise en série avec le moteur du projecteur, Mp, à l'aide du câble L. En position de repos, g.r. est ramené à l'extrême droite par un ressort. Au départ, enregistreur arrêté, on dispose le ruban de telle sorte que g.r. occupe la position extrême gauche. Dans cette position, le circuit de Mp est ouvert. On met l'enregistreur en route. Puisque Mp (et donc M) ne tourne pas, la boucle grandit et g.r. se déplace vers la droite; le circuit se ferme et le projecteur se met en marche. Tant que la vitesse du projecteur est inférieure à sa vitesse normale, M tire moins de ruban que l'enregistreur n'en débite et g.r. continue à se déplacer vers la droite; de ce fait la résistance mise en série avec Mp diminue et sa vitesse augmente. A un moment donné, elle devient supérieure à sa valeur normale, avec pour conséquence un entraînement trop rapide du ruban par M, d'où diminution de la boucle, déplacement de g.r. vers la gauche, augmentation de la résistance, diminution de la vitesse de Mp, d'où léger déplacement de g.r., etc. Finalement, la vitesse du projecteur se règle sur celle du ruban. Les fluctuations de la vitesse du projecteur seront compensées de manière identique.

On remarquera que dans tous les cas c'est la vitesse du projecteur qui est réglée et celle de l'enregistreur qui sert de référence. Cela n'a rien d'étonnant pour nous qui connaissons les précautions prises pour que la vitesse d'un enregistreur soit constante.

MAINTENANCE

Ruban et enregistreur réclament un minimum de soins pour donner pendant longtemps toute satisfaction à leur propriétaire.

Pour le ruban, il s'agit d'un problème de conservation et de nettoyage. Pour l'enregistreur, c'est réellement un problème de maintenance.

A. — CONSERVATION NETTOYAGE DES RUBANS

a) Conservation.

On désire généralement garder très longtemps les enregistrements que l'on possède. La conservation des rubans enregistrés comporte deux aspects : il faut que la couche magnétique conserve sans altération les aimantations qui représentent l'enregistrement et il faut que le support maintienne ses qualités mécaniques.

En ce qui concerne la couche magnétique, il faut surtout craindre un effacement accidentel et, à un degré moindre, la baisse de l'aimantation au fil du temps et l'effet d'empreinte ou de copie par contact.

Pour éviter l'effacement accidentel, les rubans devront toujours être tenus loin de tout engin rayonnant un champ magnétique puissant, alternatif ou continu, donc à bonne distance de tout ce qui contient électro-aimants (certaines machines de bricolage...) ou aimants fixes puissants (serrures magnétiques des portes...). Une bonne précaution consiste à enfermer les rubans dans des cassettes en fer.

La baisse de l'aimantation est un phénomène réel, mais qui n'est guère gênant en pratique, car la baisse est très faible. De plus, elle n'est pas constante en fonction du temps, mais de plus en plus lente.

L'effet de copie dépend du temps pendant lequel les spires du ruban sont en contact et aussi de la température ambiante. Puisque l'effet de copie est lié au temps de contact, on conseille parfois de jouer le ruban de temps à autre ou encore de le rebobiner, recette que nous transcrivons sans garantie. Pour les températures supérieures à 20° C, l'effet de copie est plus rapide, aussi a-t-on intérêt à conserver le ruban à une température raisonnable. Une autre cause de copie par contact est l'exposition aux champs magnétiques parasites, surtout s'ils sont alternatifs. A cet égard, on prendra les mêmes précautions que ci-avant pour empêcher l'effacement accidentel du ruban.

En résumé le temps n'a guère d'effet sur les qualités magnétiques d'un enregistrement, en dehors d'une altération causée par l'intervention d'une perturbation magnétique extérieure.

Il semble bien que la durée d'un enregistrement ne soit guère limitée que par la durée du support. Sans vouloir nous avancer trop au sujet de la durée des supports modernes (car le développement de ces supports est trop récent pour qu'on puisse être vraiment affirmatif au sujet de leur durée), nous pouvons dire qu'elle apparaît comme étant elle aussi très longue.

Pour obtenir une conservation convenable du support, il y a lieu d'entreposer le ruban dans un local à la température pas trop élevée et dans des conditions hygrométriques normales. (Le fabricant « Scotch » recommande une température de 21 à 24° C et une humidité relative de 40 à 60 %.) Il faut surtout éviter les variations brutales de l'hygrométrie du milieu ambiant, variations dont nous avons signalé les effets néfastes. Il est donc à conseiller de placer le ruban dans un sachet en plastique fermé (le simple repli de l'extrémité suffit déjà pour obtenir une fermeture convenable). La même précaution met le ruban hors d'atteinte des poussières pouvant causer des « drops-out ».

Il ne faut jamais placer les bobines sur un radiateur ou trop près de toute autre source de chaleur.

On recommande encore de ne pas bobiner le ruban trop serré et de le rebobiner de temps à autre. (« Scotch » suggère aussi : « Si le ruban est resté inutilisé pendant au moins six mois, il est bon de le rebobiner une fois avant de s'en servir. »)

Nous possédons des rubans que nous avons enregistrés il y a plus de huit ans, leur qualité est, à notre avis, restée ce qu'elle était au moment de l'enregistrement; nous ne constatons aucune altération du son ni dessèchement du support, pas plus d'ailleurs que nous ne décelons un effet d'empreinte gênant, et pourtant (nous ne devrions pas le dire!) nous avouons ne pas avoir utilisé des cassettes en fer ni des sachets en plastique, nous n'avons pas rebobiné le ruban autrement que pour le jouer, soit au plus tous les trois mois. Nous laissons nos rubans dans leur boîte en carton et évitons simplement de les entreposer dans une température trop élevée. Cela montre bien qu'un minimum de précautions suffit à assurer une longue vie à l'enregistrement et au ruban : ne pas laisser les rubans en plein soleil, les remettre dans leur boîte après emploi.

b) Nettoyage des rubans.

Malgré toutes les précautions, on ne peut éviter que les rubans s'encrasent à la longue, surtout dans une ambiance poussiéreuse où lorsque le ruban défile de nombreuses fois. Le dépôt de saletés sur la couche sensible empêche le contact intime du ruban avec les têtes magnétiques et finit par encrasser celles-ci. L'enregistrement et la reproduction s'en trouvent affectés. C'est pour cela qu'un nettoyage des rubans peut s'avérer nécessaire, nettoyage pour lequel nous recommandons les procédés suivants :

NETTOYAGE A SEC.

On fait passer le ruban de la bobine A directement sur la bobine B (fig. 225, a), la vitesse de défilement étant au maximum (appareil en position « grande vitesse »). Le nettoyage N se fait entre les deux bobines. Pour essuyer le ruban, on peut se servir de papier buvard plié de façon à envelopper complètement le ruban (fig. 225, b). Mieux encore conviennent les petits cylindres de coton que l'on trouve dans les pharmacies (fig. 225, c).

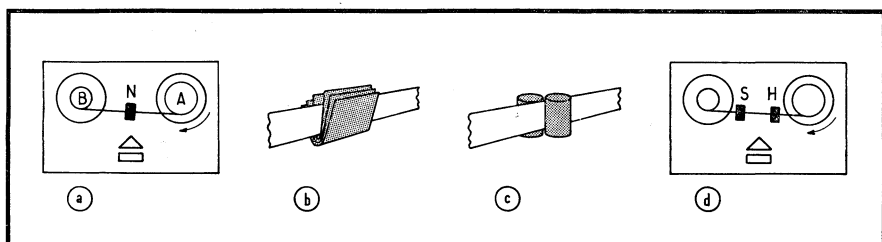


Fig. 225. — Nettoyage du ruban : a) on fait passer le ruban de la bobine A directement sur la bobine B, l'appareil étant en position « grande vitesse ». Le nettoyage N se fait entre les deux bobines à l'aide : b) soit de papier buvard plié de façon à envelopper complètement le ruban ; c) soit de petits tampons de coton ; d) si le ruban est très sale, mieux vaut utiliser successivement un tampon humide H et un tampon sec S.

A l'aide du pouce et de l'index, on maintient le papier, ou le coton, contre le ruban qui défile et on s'arrange pour que la pression soit bien répartie sur toute la largeur du ruban et que celui-ci s'enroule sur la bobine B sans en toucher les joues.

Le ruban étant freiné par les tampons, il en résulte un enroulement trop serré. Nous recommandons donc, dès que le nettoyage est terminé, de rebobiner le ruban de B sur A.

NETTOYAGE HUMIDE.

Un nettoyage humide sera plus efficace lorsque l'encrassement est important. On humecte le papier ou le coton d'alcool méthylique (attention : poison!) que l'on se procure dans les drogueries. En cas d'écartement suffisant entre les bobines, on peut utiliser un tampon sec S à la suite du tampon humide H (fig. 225, d). En cas contraire, laisser le ruban s'enrouler sur B sans le sécher. Quand le ruban est complètement passé sur B, on le fait revenir sur A en le séchant au retour. Comme ci-avant, rebobiner encore une fois le ruban.

APPAREILS AVEC DISPOSITIFS DE NETTOYAGE.

Conscients de la nécessité du nettoyage du ruban, surtout en « 4 pistes », certains constructeurs incorporent actuellement à leurs appareils des dispositifs facilitant le nettoyage. Par action sur un bouton, on libère une pièce portant un guide et deux rouleaux de nettoyage entre lesquels il suffit de glisser le ruban que l'on fait alors défiler en position de rebobinage rapide du début à la fin. Lorsque les petits rouleaux en feutre sont encrassés à un endroit, on peut continuer à les utiliser, à condition de les faire tourner légèrement, pour amener une portion propre en face du ruban. Lorsque les feutres sont totalement encrassés, il faut les remplacer par d'autres (fournis avec l'appareil).

B. — MAINTENANCE DE L'ENREGISTREUR

La maintenance d'un enregistreur comprend : la maintenance du mécanisme, des têtes et de l'amplificateur. Pour conserver des résultats optimums il est essentiel que tous ces éléments soient simultanément gardés en excellent état de fonctionnement.

La maintenance d'un enregistreur fonctionnant chez l'amateur se résume à très peu de chose : nettoyage des têtes, graissage et, évidemment... réparation des pannes au fur et à mesure qu'elles se présentent.

Une maintenance de ce genre, si elle est la seule possible dans le cas de l'usager habituel, ne saurait être tolérée par l'utilisateur éclairé. Prévenir vaut mieux que guérir, énonce le dicton. L'expérience montre que tous les appareils tirent bénéfice d'une maintenance plus poussée : conservation des performances d'origine et usure moins rapide.

Par conséquent, nous conseillons de procéder, en plus, à l'inspection visuelle de l'état d'usure des têtes et de leur réglage (éventuellement, correction des défauts décelés par cette inspection); à la démagnétisation des têtes et aussi de toute pièce en matériau magnétique avec laquelle le ruban vient en contact; au nettoyage de l'aiguille du cabestan et du galet presseur; et, parfois, de procéder à une véritable révision, tant mécanique qu'électronique (ceci une fois par an).

Entretien des têtes et du cabestan.

Les têtes peuvent se trouver encrassées par de petites particules d'oxyde de fer détachées du ruban. Si ces particules se trouvent dans l'entrefer, elles le court-circuitent partiellement; ailleurs, elles nuisent au contact entre la tête et le ruban, de même que les poussières et autres corps étrangers qui peuvent s'accumuler sur les têtes. Les têtes doivent donc être nettoyées de temps à autre. Ce nettoyage étant très important pour le maintien des performances dans le temps, il faut toujours s'assurer, avant d'acheter un appareil, que le constructeur a prévu un moyen d'accès aisé aux têtes (petit capot amovible).

1) NETTOYAGE DE LA TÊTE.

On doit pratiquer cette opération à l'aide d'un petit chiffon doux et non pelucheux (jamais d'objets durs ou aimantés). Le chiffon sera légèrement humecté d'un produit adéquat au nettoyage de la tête; il faut utiliser de préférence le produit recommandé par le fabricant de l'appareil. A défaut d'indications précises, essayer l'alcool méthylique. Le tétrachlorure de carbone (poison) est très efficace, mais il faut se montrer très prudent : il a l'inconvénient de dissoudre certains plastiques. Il ne faut pas oublier que les têtes sont souvent enrobées de plastique, donc toujours essayer sur un coin avant de frotter toute la surface; prendre garde également que des gouttes ne tombent sur des parties en plastique de la valise! Essuyer la tête avec un chiffon sec. Éventuellement vérifier et, si besoin est, nettoyer le dispositif de pression du ruban sur les têtes.

2) INSPECTION DE L'ÉTAT D'USURE DE LA TÊTE; POLISSAGE ÉVENTUEL DE LA FACE AVANT.

A la longue, l'usure de la tête tend à en rendre la surface irrégulière. La tête n'est pas hors d'usage (revoir p. 106) pour autant, mais si le fonctionnement de l'appareil devient défectueux (spécialement si des « trous » apparaissent quand de nouveaux enregistrements sont reproduits alors que les anciens passent toujours bien), il faut repolir la tête.

A condition d'être réalisée avec circonspection, cette opération est à la portée de l'amateur ou du dépanneur, avec trois feuilles de papier émeri très fin, de grain différent (la première doit être légèrement rugueuse au toucher, la seconde un peu moins et la troisième presque lisse).

INSPECTION DU RÉGLAGE CORRECT DES TÊTES.

Souvent les vis de réglage des têtes ou des dispositifs de fixation des têtes sont scellées par un peu de peinture (sinon prendre la précaution de le

faire soi-même, sitôt après avoir acheté l'appareil). Il suffit alors d'un simple coup d'œil pour vérifier si le réglage des têtes est resté correct. A défaut, essayer de se repérer d'après la position de l'entrefer; tester l'azimut avec un ruban que l'on sait bon. En cas de dérèglement, remettre les têtes en position correcte.

4) DÉMAGNÉTISATION.

Si le noyau magnétique d'une tête (utilisée pour l'enregistrement) acquiert une aimantation permanente (par suite du contact avec un objet aimanté ou parce qu'un courant continu a circulé dans les enroulements (1)), les enregistrements réalisés vont être affectés d'un bruit de fond très gênant. Si la tête est utilisée pour la reproduction, le cas est moins grave. Pour déceler si la tête est aimantée ou non, procéder comme suit. Prendre un ruban neuf (qui n'a donc jamais été effacé). Effacer (c'est-à-dire faire défiler le ruban en position enregistrement, mais sans injecter de signal B.F.) quelques mètres. Passer en reproduction, ramener sur la bobine débitrice la portion effacée. Ensuite laisser défiler, en poussant le volume d'écoute. Ecouter le bruit de fond. Sur un appareil en bon état, le bruit de fond correspondant à la portion effacée doit être inférieur à celui de la portion vierge qui suit; dans le cas contraire, il y a une tête aimantée. Pour identifier la tête aimantée, recommencer l'essai en intercalant un carton épais entre la tête d'enregistrement et le ruban. S'il y a amélioration, la tête d'enregistrement est aimantée, sinon c'est la tête d'effacement.

Pour démagnétiser, on peut se servir de la bobine de démagnétisation dont le principe a été donné page 274. L'effaceur en volume décrit page 273 est aussi utilisable, mais d'un emploi moins commode. Faute de posséder l'un ou l'autre de ces appareils, les lecteurs intéressés pourront très certainement improviser une bobine de démagnétisation à l'aide, par exemple, d'un transformateur de sortie dont ils n'ont plus l'usage et dont le circuit magnétique est formé de tôles E et I. Il suffit de retirer les tôles I et d'alimenter le transformateur sur le secteur alternatif pour en faire une bobine de démagnétisation acceptable. Bien entendu, l'utilisation doit être aussi courte que possible, car le transformateur partiellement détôlé s'échauffe très vite.

Démagnétiser de la même façon les autres pièces en matériau magnétique qui viennent en contact avec le ruban.

5) ENTRETIEN DU CABESTAN.

Cet entretien porte sur l'aiguille et le galet presseur.

Les dépôts laissés par le ruban sur l'aiguille nuisent à la régularité du déroulement. Ils seront enlevés à l'aide d'un chiffon doux humecté d'alcool ou de tétrachlorure. On évitera les excès de détachant, qui risquent de s'introduire dans les paliers du volant.

Le galet presseur sera également nettoyé.

Graissage du mécanisme.

Les enregistreurs modernes sont conçus pour que la fréquence du graissage soit faible. Cette opération reste cependant indispensable.

Pour procéder au graissage, sans faire pire que mieux, il y a lieu de prendre quelques précautions :

1) éviter l'excès de lubrifiant (cet excès projeté dans tout l'appareil risque de provoquer le patinement de toutes les frictions);

(1) Ne jamais vérifier la continuité de l'enroulement des têtes à l'ohmmètre.

2) employer le lubrifiant approprié; cette condition est spécialement critique pour les bagues autolubrifiantes.

Nous recommandons vivement de se procurer le manuel technique de l'appareil à graisser et de suivre à la lettre les instructions qui y sont données concernant les points de graissage et les produits à employer.

BAGUES AUTOLUBRIFIANTES.

Ces bagues sont obtenues en partant de poudre d'un matériau convenant pour la fabrication des coussinets (le bronze, par exemple). Pour former la bague voulue, cette poudre est moulée sous pression en présence d'un lubrifiant et d'un liant. L'opération de moulage est menée de telle sorte que la bague obtenue soit poreuse et que le lubrifiant soit inséré dans les pores. Théoriquement une telle bague est lubrifiée à vie. Pratiquement, dans le cas d'un enregistreur, il est bon de renouveler la « charge d'huile » de temps à autre (1) : certaines circonstances (la température notamment) font « transpirer » l'huile contenue dans la bague. En principe, on ne peut remettre que de l'huile identique à celle qui a été insérée dans les pores à l'origine (l'emploi d'une huile inadéquate conduit à la formation d'un cambouis dont les qualités lubrifiantes sont très problématiques...). Cependant, faute de connaître l'huile à employer, on peut essayer une huile très fine (nous insistons : jamais d'huile épaisse). D'après notre expérience personnelle, l'huile pour machines à coudre semble convenir parfaitement.

Il ne faut jamais forcer une bague autolubrifiante sur son axe : on risque d'obturer les pores et donc d'empêcher toute lubrification. Il faut agrandir le trou de la bague à l'aide d'un alésoir manié avec précaution et bien aiguisé, pour couper vif sans boucher les pores.

AUTRES PIVOTS.

Ici aussi, en l'absence d'autres indications, l'huile de machines à coudre est conseillée.

PIÈCES SUBISSANT DES FROTTEMENTS : CAMES...

Faute d'indications plus précises, nous utilisons... la graisse pour pont arrière d'automobile, qui a l'avantage d'être en vente partout.

INSPECTION VISUELLE DU MÉCANISME.

Puisque le graissage nécessite de mettre à nu le mécanisme de l'appareil, on en profitera pour vérifier visuellement que tout est bien en ordre : pas de ressorts détachés, pas de courroies presque hors d'usage, etc.

Revision complète.

Ici encore, il est vivement conseillé de se procurer le manuel technique de l'appareil, qui donne généralement toutes les instructions voulues pour mener ce travail à bien. A défaut, la maintenance portera sur les points suivants :

1) PARTIE MÉCANIQUE.

- Dépoussiérage général, mécanisme et valise;
- Nettoyage et dégraissage des surfaces de contact des éléments inter-

(1) Nous avons connu des cas de moteurs bruyants et engendrant du pleurage parce que les coussinets autograisseurs évaporaient rapidement leur huile. Comme cet inconvénient se répétait souvent, le remède définitif a consisté à placer, autour de l'axe et juste contre la bague autolubrifiante, une petite rondelle de feutre imbibée d'huile et jouant le rôle de réservoir pour la bague.

venant dans la transmission du mouvement normal : galet moteur, galet intermédiaire, jante du volant ou gorge des poulies;

— Nettoyage et dégraissage des éléments intervenant dans la transmission des grandes vitesses;

— Eventuellement, nettoyage de tous les pivots. (L'enlèvement des rondelles « circlips » est très facile avec pince spéciale.);

— Vérification des courroies; toute courroie présentant une amorce de rupture, toute courroie durcie ou anormalement détendue est à remplacer. Signalons à ce propos qu'il est déconseillé de rester très longtemps sans faire fonctionner un enregistreur comportant des courroies. Les courroies durcissent et tendent à garder la forme du parcours qu'elles décrivent;

— Vérification des porte-bobines : nettoyer et dégraisser les plateaux de friction;

— Vérification des freins : état des patins, dégraissage des tambours de frein; éventuellement, réglage du freinage;

— Aspect général de la mécanique : rechercher les vis desserrées, les ressorts avachis, les rondelles « circlips » manquantes, etc.;

— Vérification dynamique du défilement normal : réaliser les mesures « pleurage » et « vitesse » décrites au chapitre *Mesures*;

— Vérification dynamique des grandes vitesses : se placer dans les conditions critiques indiquées page 218;

— Vérification dynamique des freins : se placer dans les conditions inverses de celles indiquées page 218.

Comme agent de nettoyage, on utilisera l'alcool méthylique ou le tétrachlorure de carbone. Avant d'employer ce dernier produit, faire son profit des restrictions énoncées lors de l'exposé sur le nettoyage des têtes.

2) PARTIE ÉLECTRIQUE.

Il faut d'abord procéder à une vérification visuelle : voir si certains composants n'ont pas pris un aspect anormal, si les tubes et éventuellement leurs blindages sont bien en place, si les noyaux des divers bobinages sont intacts et en place, etc.

Le mieux est, ensuite, de procéder aux mesures décrites au début du chapitre *Mesures*. Porter remède à toutes les anomalies constatées.

MESURE DES PERFORMANCES

L'intérêt des mesures est évident.

Nous allons nous intéresser à la façon de mesurer les grandeurs mises en jeu dans un enregistreur, ainsi que les diverses performances que l'on peut attendre de cet appareil, ces mesures étant vues sous l'angle de la pratique courante.

Le présent chapitre a été conçu pour s'adresser spécialement aux dépanneurs (qui sont de plus en plus souvent confrontés avec le problème de la remise en état des enregistreurs) et à tous ceux qui ayant construit ou acheté un enregistreur désirent vérifier et améliorer ses performances.

Nous n'utiliserons donc pas les méthodes normalisées employées par les laboratoires hautement qualifiés. En effet, ces méthodes font un abondant usage de rubans étalons préenregistrés... que nos lecteurs ne possèdent certainement pas. D'un autre point de vue, nous nous sommes efforcé de ne mettre en œuvre qu'un minimum d'appareils et autant que possible des appareils courants.

Les méthodes que nous allons décrire permettent néanmoins d'arriver à des résultats très suffisants pour la pratique courante.

Notre but n'étant pas seulement de mesurer, mais aussi de porter remède à tout résultat qui ne serait pas correct, nous citerons au passage les ordres de grandeurs des résultats à trouver et les points à vérifier pour, le cas échéant, obtenir un résultat plus conforme.

Les mesures qui sont décrites ici ont réellement été effectuées sur un appareil dont le schéma est très voisin du schéma qui a été donné figure 165.

Nous allons décrire successivement toutes les mesures permettant la vérification de :

- 1) La fonction enregistrement;
- 2) La fonction reproduction;
- 3) L'opération globale enregistrement plus reproduction.

Notes générales valables pour toutes les mesures.

1) Les mesures décrites et les résultats donnés se rapportent à des têtes haute impédance, qui sont de loin les plus répandues. Les méthodes exposées ci-après restent cependant valables pour des têtes basse impédance, les précautions éventuelles étant signalées au passage;

2) Les appareils utilisés sont toujours raccordés au moyen de câbles blindés. On ne doit pas craindre les capacités parasites introduites par ces câbles, car les mesures se font toujours à basse impédance; de ce fait les capacités parasites peuvent être négligées.

C'est uniquement pour des raisons de clarté de dessin que sur les différents schémas de ce chapitre les appareils utilisés ont été figurés raccordés par des fils ordinaires.

3) Un millivoltmètre alternatif est utilisé dans la plupart des mesures, néanmoins il est recommandé de visualiser à l'oscilloscope les tensions chiffrées par le millivoltmètre. On évitera ainsi de grossières erreurs de mesure en chiffrant comme signal utile ce qui n'est en réalité que du ronflement introduit par un câble blindé coupé ou un raccord défectueux. Sur les schémas de mesure donnés ci-après l'oscilloscope n'a pas toujours été figuré pour des raisons de simplification;

4) Une masse de mesure prise à l'entrée de l'appareil ne peut être réunie à une masse prise à la sortie. Vu la sensibilité de l'amplificateur un accrochage peut se déclencher. Il convient donc d'éviter de réunir entre elles les masses des divers appareils branchés à la sortie et à l'entrée;

5) Une plaque métallique sera disposée sous l'appareil examiné. Elle sera reliée à la masse de celui-ci et débordera largement (10 cm). Le châssis étant sorti de la valise pour la mesure il sera utile de le blinder d'une façon improvisée (surtout pour les mesures à faible niveau d'entrée). La plaque métallique suffira généralement. En cas de nécessité il faudra également improviser des blindages face aux organes « chatouilleux ».

A. — MESURES EN POSITION ENREGISTREMENT

a) Mesure du courant U.S. dans la tête d'enregistrement.

1) UTILITE ET LIMITE D'APPLICATION.

Il y a lieu de faire une remarque préliminaire sur la manière d'interpréter les résultats de la présente mesure. Nous savons qu'une tête haute impédance comporte une importante capacité parasite C_p en parallèle sur la self-induction L présentée par la tête. L et C_p se partagent le courant absorbé par la tête, le seul que nous puissions mesurer. Or le courant important pour les performances est celui qui produit le champ U.S., donc celui qui passe dans L , courant que nous appellerons ici « $I_{U.S.}$ vrai ». Ce courant est très difficile à mesurer. Heureusement, la mesure du courant total absorbé par la tête, ce que nous appellerons « $I_{U.S.}$ apparent », est suffisante dans la plupart des cas. En effet, souvent :

— Nous désirons vérifier si le courant U.S. de l'appareil examiné a la valeur indiquée par le constructeur. Le courant donné par les constructeurs d'enregistreurs ou les fabricants de têtes est le courant « U.S. apparent », donc pas de problème de ce côté;

— Nous désirons régler le courant U.S. à diverses valeurs en vue de déterminer celle donnant les meilleures performances. La mesure a pour but de retrouver par la suite les conditions retenues comme étant les plus favorables. Il s'agit donc d'une simple mesure comparative et la mesure de « $I_{U.S.}$ apparent » est suffisante.

Lorsque la mesure de « $I_{U.S.}$ vrai » est exigée, on pourra procéder comme indiqué sous le titre : *Mesure de la tension U.S. aux bornes de la tête d'enregistrement.*

Remarquons encore que, pour les têtes basse impédance, C_p est faible vis-à-vis de L , d'où il résulte que « $I_{U.S.}$ apparent » est peu différent de « $I_{U.S.}$ vrai ».

2) APPAREILS UTILISÉS.

Il faut disposer d'un millivoltmètre alternatif passant de 10 Hz à 200 kHz, à haute impédance d'entrée (1) (*Heathkit AV-3*). A la rigueur un oscilloscope sensible peut remplacer le millivoltmètre.

3) METHODE ET PRECAUTIONS DE MESURE.

Le courant dans la tête est la somme de $I_{B.F.} + I_{U.S.}$. Pour mesurer le

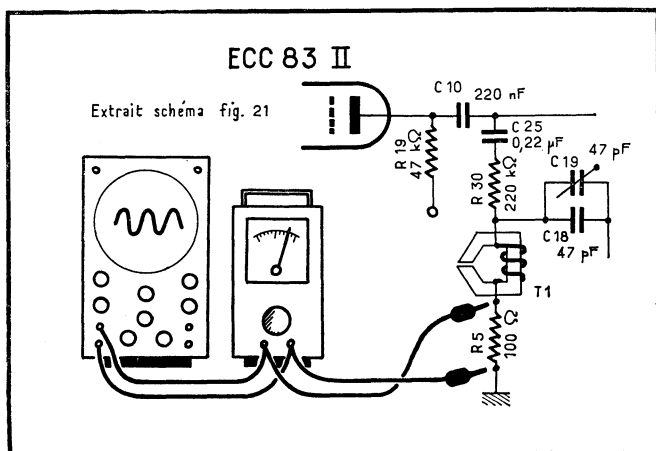


Fig. 226. — Le contrôle du courant qui circule dans la tête se fait indirectement en mesurant la chute de tension aux bornes de R_5 .

courant U.S., le signal B.F. (donc le courant B.F.) devra être ramené à zéro, grâce à P_1 et P_2 .

La valeur du courant U.S. est obtenue indirectement en mesurant la chute de tension produite par ce courant aux bornes d'une résistance ($R_5 = 100 \Omega$ sur le schéma vu à la fig. 165) ; R_5 est intercalée entre la masse et la tête. Cette mesure est effectuée, soit avec le millivoltmètre, soit avec l'oscilloscope par rapport à une tension connue. Le schéma auquel il convient de se reporter est celui de la figure 226.

4) JUSTIFICATION.

L'utilisation d'un milliampèremètre à cadre, avec redresseur, est impossible, car le redresseur ne fonctionne plus correctement à la fréquence du courant U.S. Un appareil à couple thermo-électrique alimentant un cadre pourrait convenir, mais il s'agit d'un appareil rare et fragile. Le millivoltmètre est, par contre, un appareil courant dans les laboratoires équipés pour la B.F. La mesure se faisant sur impédance basse, les câbles blindés ne risquent pas de perturber la mesure, ainsi qu'il a été dit plus haut ; R_5 sert uniquement à la mesure. Pour faciliter les choses cette résistance est incorporée définitivement à l'appareil.

5) RESULTATS.

La chute de tension mesurée aux bornes de R_5 est de 30 mV ; d'où :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{30}{100 \times 1000} = \frac{3}{10\,000} \text{ A} = 300 \mu\text{A}.$$

Ici donc les indications lues sur le cadran en millivolts sont à multiplier

(1) Nous entendons par là une impédance d'entrée de l'ordre de 1 MΩ.

par 10, pour obtenir la valeur de $I_{v.s.}$ en microampères. Le courant U.S. est généralement compris entre $100 \mu A$ et $1000 \mu A$ pour les têtes haute impédance et 1000 à $10\,000 \mu A$ pour les têtes basse impédance. Pour ces dernières, R_s sera ramenée à 10Ω . (On choisit autant que possible une résistance de valeur multiple de 10 pour faciliter la conversion des résultats.)

b) Mesure de la tension U.S. aux bornes de la tête d'enregistrement.

1) UTILITE.

Cette mesure permet de déterminer approximativement le « courant U.S. vrai » dont il a été question au paragraphe précédent (dans la mesure toutefois où la fréquence de l'oscillateur et la valeur de la self-induction L de la tête à cette fréquence sont connues). Elle est rarement nécessaire.

2) APPAREILS NECESSAIRES.

1° Soit un oscilloscope calibré en tension (ou un voltmètre B.F.) passant au moins 200 kHz et muni d'une sonde qui lui confère une impédance d'entrée dont la partie résistive est égale ou supérieure à $10 M\Omega$ tandis que la partie capacitive est égale ou inférieure à $10 pF$ (oscilloscope *Tektronix 561A* par exemple);

2° Soit un millivoltmètre B.F. (ou un oscilloscope calibré en tension) passant au moins 200 kHz. L'impédance d'entrée n'a ici plus rien de critique, elle se situera par exemple à proximité des valeurs courantes de $1 M\Omega$ et $50 pF$. L'appareil utilisé sera complété par un diviseur de tension formé d'une résistance de $10 M\Omega$ et une de 1000Ω (éviter les résistances bobinées). Nous pouvons, sans grande erreur, considérer le rapport de ce diviseur comme égal à 10 000.

3) METHODE ET PRECAUTIONS DE MESURE.

1° Avec l'oscilloscope indiqué, il suffit de placer la sonde aux bornes de la tête et de lire la tension. La haute impédance d'entrée réclamée à l'appareillage utilisé a simplement pour but d'éviter de fausser la mesure par l'introduction, en parallèle sur la tête, d'impédances parasites capables de perturber la tension au point mesuré. Les valeurs demandées ici donnent une garantie suffisante, qu'il s'agisse de têtes haute, ou, *a fortiori*, basse impédance. Cette méthode couvre donc tous les cas;

2° Avec le millivoltmètre, le diviseur est branché directement aux bornes de la tête, tandis que l'appareil de mesure est branché aux bornes de la résistance de 1000Ω (fig. 227). Dans ces conditions, les capacités parasites introduites par l'appareil de mesure et le câble de liaison ne sont plus guère à craindre. Il reste à lire la tension indiquée par l'appareil utilisé et à la multiplier par 10 000.

La méthode s'applique tant aux têtes haute impédance qu'aux têtes basse impédance. En utilisant un voltmètre B.F., nous avons trouvé 7 mV, soit $7 mV \times 10\,000 = 70\,000 mV$ ou 70 V aux bornes de la tête.

c) Mesure du courant B.F. dans la tête d'enregistrement.

1) UTILITE.

Nous l'avons définie à propos du courant U.S.

2) APPAREILS UTILISÉS.

Un millivoltmètre alternatif; un générateur B.F. (*Heathkit AG-10*).

3) METHODE ET PRECAUTIONS DE MESURE.

Comme pour la mesure du courant U.S., mais, de même que nous avons éliminé $I_{B.F.}$ pour la mesure de $I_{U.S.}$, il est essentiel cette fois d'éliminer $I_{U.S.}$. On pourrait penser à déconnecter C_{18} et C_{19} , mais dans ce cas, la mesure de $I_{B.F.}$ risque d'être légèrement faussée aux fréquences élevées du fait de la modification du schéma intervenant à ces fréquences.

Il est donc plus sûr d'arrêter l'oscillateur, ce qui peut se faire très simplement en enlevant le tube. Cette méthode est cependant fastidieuse, car la mesure de $I_{B.F.}$ se reproduit souvent dans le cycle de mesure décrit ci-après. Il vaut donc mieux en définitive court-circuiter l'oscillateur ou encore couper son alimentation. Un interrupteur « volant » ou un fil avec une pince crocodile facilite alors beaucoup la manœuvre (sur notre schéma, extrait de la fig. 165, il suffit de couper la connexion marquée Z). La tension B.F. est injectée à l'entrée P.U. et dosée avec P_2 . Les schémas mis en cause sont ceux des figures 226 et 228.

4) RESULTATS.

La chute de tension aux bornes de R_5 étant égale à 4 mV, nous obtenons pour $I_{B.F.}$: $4 \times 10 = 40 \mu A$. La valeur de $I_{B.F.}$ est généralement comprise entre 30 et 100 μA pour les têtes haute impédance et 300 à 1000 μA pour les têtes basse impédance. Rappelons que $I_{B.F.}$ est, dans tous les cas, approximativement 10 fois plus faible que $I_{U.S.}$.

d) Vérification de l'indicateur de modulation.

1) UTILITE.

Quelle que soit la valeur maximale choisie pour $I_{B.F.}$, il est indispensable que le niveau correspondant soit clairement affiché par l'indicateur de modulation. Généralement ce niveau est indiqué par la fermeture complète d'un « œil magique ». Il est donc intéressant de contrôler si la fermeture de l'œil a bien lieu pour le courant $I_{B.F.}$ nominal.

2) METHODE DE MESURE.

Les appareils utilisés sont les mêmes que précédemment. On mesure $I_{B.F.}$ (comme indiqué), un signal de 1000 Hz étant injecté à l'entrée P.U. On dose le niveau d'entrée jusqu'à ce que le courant traversant la tête soit égal à $I_{B.F.}$ nominal. A ce moment l'indicateur cathodique doit être fermé. Si tel n'est pas le cas, il faut retoucher P_2 qui règle la tension appliquée au tube indicateur. Le schéma de référence est celui de la figure 226 complété par 165.

3) PRECAUTIONS A PRENDRE.

Un indicateur du type mesurant la valeur moyenne (appareil de mesure) ne sera pas réglé pour indiquer la pleine modulation quand le courant B.F. nominal circule dans la tête. On relira à ce sujet le paragraphe *Etalonnage et interprétation de l'indication* à la page 185.

e) Vérification de la forme de $I_{U.S.}$

1) UTILITE.

La forme et la fréquence du courant U.S. seront soigneusement vérifiées lors du dépannage d'un appareil dont la bande passante et la distorsion

Fig. 227. — Mesure de la tension aux bornes de la tête. Un diviseur est utilisé pour accroître l'impédance d'entrée du dispositif de mesure et ainsi éviter de fausser la mesure par l'introduction d'impédance parasites.

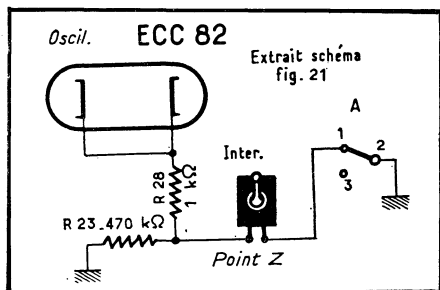
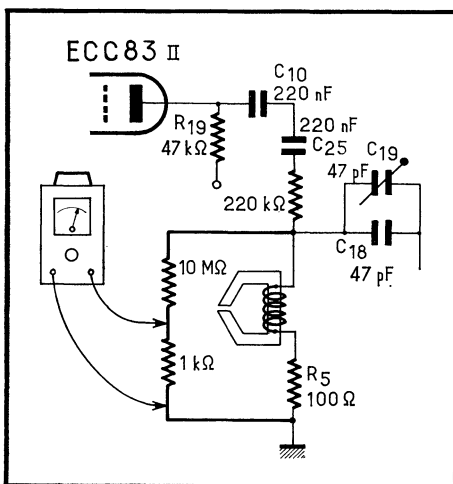


Fig. 228. — Un interrupteur monté provisoirement dans la connexion reliant l'oscillateur au commutateur enregistrement-reproduction (point Z du schéma de la fig. 165) permet d'arrêter facilement l'oscillateur.

laissent à désirer. Pour un enregistrement correct, il est indispensable que le courant U.S. ait une forme quasi sinusoïdale et que sa fréquence soit convenable.

Un oscilloscope suffit généralement (*Heathkit O-12*) pour effectuer cette mesure.

2) METHODES ET PRECAUTIONS.

On procède exactement comme pour la mesure de $I_{T.S.}$. Mais cette fois c'est un oscilloscope qu'on branche aux bornes de R_s au lieu du millivoltmètre. Les deux mesures peuvent être d'ailleurs simultanées, et, en pratique, il y a avantage à ce qu'elles le soient. Nous les avons séparées uniquement pour la facilité de l'exposé. Ici encore on se reportera au schéma de la figure 226.

3) RESULTATS.

Dans le cas de l'appareil examiné, le tracé obtenu sur l'écran est une sinusoïde quasi parfaite et le courant U.S. est donc bon.

En dehors du cas simple ci-dessus (et du cas où on se contente de comparer le tracé sur l'écran avec un tracé fourni par un appareil identique dont on sait le fonctionnement correct) il n'est pas facile, ainsi qu'on s'en apercevra à la lecture de ce paragraphe, de définir ce qui peut être considéré comme admissible et ce qui ne peut l'être.

Il nous semble cependant qu'on peut se baser sur les considérations suivantes :

1) Les alternances positives et négatives sont distordues de la même façon. Dans ce cas, on admettra une distorsion de l'ordre de 5 % (soit une distorsion assez franchement visible sur l'oscilloscope) pour une tête basse impédance et de l'ordre de 10 % (soit facilement visible) pour une tête haute impédance;

2) La distorsion obtenue affecte plus les alternances positives que celles négatives ou l'inverse. Dans ce cas, on se montre beaucoup plus sévère : on admettra seulement 1 % pour une tête basse impédance (soit aucune distorsion visible) et 5 % pour une tête haute impédance.

Voici pourquoi. Un signal à distorsion dissymétrique, c'est-à-dire contenant des harmoniques pairs, présente une composante continue d'où résulte un bruit de fond (p. 48), de là notre sévérité envers cette forme de distorsion. La distorsion symétrique est moins gênante. D'après la théorie de la polarisation U.S., nous pouvons dire que le signal B.F. est en quelque sorte porté par les pointes du signal U.S. La forme de ce dernier n'exerce donc qu'une influence réduite sur le signal enregistré, d'où les chiffres plus larges, alloués ci-dessus, à cette forme de distorsion.

La distinction faite entre têtes haute et basse impédance résulte des considérations ci-après. Pour une tête basse impédance, le courant mesuré est, à peu de chose près, celui qui produit le flux U.S. Il en résulte que toute distorsion de ce courant se retrouve forcément dans le flux U.S. Il n'en est pas de même pour une tête haute impédance. La tête haute impédance peut en effet se décomposer en une self-induction L et une capacité parasite C_p . Nous savons que le courant absorbé par C_p est nettement plus important que celui qui traverse L et produit le flux U.S. Or le courant dont nous voyons la forme sur l'écran est la somme des deux précédents. Il en résulte que ce que nous voyons est en fait surtout la forme du courant qui traverse C_p . Or C_p présente une impédance plus basse aux harmoniques de l'oscillateur qu'à la fondamentale. Il résulte de tout cela un accroissement apparent de la distorsion. Le courant qui traverse L et produit le flux U.S. est moins distordu que le courant mesuré. C'est pourquoi nous nous montrons plus tolérants à l'égard des têtes haute impédance.

Aux difficultés introduites par C_p s'ajoute encore la difficulté de chiffrer une distorsion sur un écran d'oscilloscope. D'où, en cas de doute sur ce qui est tolérable ou pas, le mieux est de vérifier auditivement que le bruit de fond sur le ruban enregistré et reproduit n'a rien d'exagéré et que la distorsion du signal enregistré reste dans des limites admissibles.

f) Vérification de la fréquence de $I_{u.s.}$

1) UTILITE.

La fréquence du courant U.S. possède un effet marqué sur les performances de l'appareil. La mesure de la fréquence est donc nécessaire, d'une part à la mise au point pour déterminer la fréquence donnant les résultats les meilleurs et d'autre part au dépannage pour s'assurer que la fréquence initialement fixée dans les kilohertz n'est pas passée dans les mégahertz, ce qui arrive lors de la coupure de la capacité d'accord de l'oscillateur.

2) APPAREILS NECESSAIRES.

Un oscilloscope; un générateur B.F. étalonné jusqu'à 200 kHz.

3) METHODE.

La fréquence de $I_{u.s.}$ est mesurée en formant une figure de Lissajous.

L'entrée verticale de l'oscilloscope (qui est la plus sensible) est connectée à la source la plus faible (la tension U.S. aux bornes de R_b).

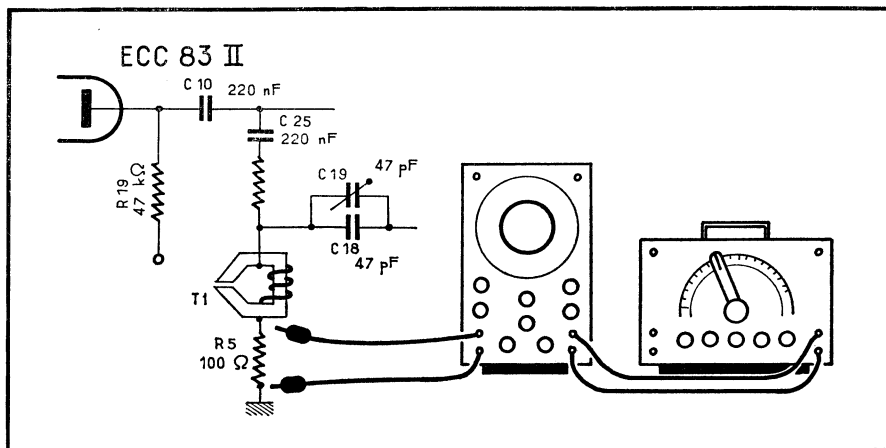


Fig. 229. — La fréquence de $I_{U.S.}$ est contrôlée par comparaison avec une fréquence connue en formant une figure de Lissajous.

Le générateur B.F. est connecté à l'entrée horizontale de l'oscilloscope, préalablement commuté en position « balayage extérieur ».

Les commandes de gain vertical et horizontal de l'oscilloscope sont ensuite réglées de telle façon que la figure mobile obtenue sur l'écran ait la même dimension dans le sens vertical que dans le sens horizontal. On varie ensuite la fréquence du générateur jusqu'à l'apparition, sur l'écran, d'un cercle plus ou moins stable (suivant les variations de la phase entre les deux oscillateurs) et plus ou moins rond suivant la distorsion de $I_{U.S.}$.

La fréquence du signal U.S. est égale à la fréquence sur laquelle est arrêtée l'aiguille du générateur B.F. (fig. 229).

4) RESULTATS.

Dans le cas de l'appareil examiné, la fréquence de $I_{U.S.}$ est de 86 kHz. Les fréquences généralement utilisées pour la polarisation sont comprises entre 40 et 100 kHz, plus rarement de 100 à 200 kHz. (Souvent 5 à 10 fois la plus haute fréquence B.F. à enregistrer.) Une fréquence U.S. située hors de ces limites doit être considérée comme anormale et provenant d'une panne à l'oscillateur (coupure d'un circuit, chute d'un noyau d'accord...).

AUTRE MÉTHODE.

Un générateur B.F. est connecté à l'entrée « P.U. » ou « Micro » au choix, la commande de gain correspondante est placée au maximum. L'appareil examiné doit, comme c'est le cas ici, comporter une écoute à l'enregistrement (sinon on peut brancher un amplificateur extérieur dont l'entrée est connectée à l'anode du tube ou au collecteur du transistor qui alimente la tête d'enregistrement).

Il suffit, partant d'une valeur de la fréquence du générateur (40 kHz par exemple), d'augmenter cette fréquence jusqu'à entendre un sifflement dû au battement du signal injecté par le générateur avec celui qui, malgré les précautions prises, est présent sur l'anode de l'étage alimentant la tête d'enregistrement. Rechercher le « battement nul » (zone de silence ou de battements très graves entre les deux zones où le battement se traduit par des sifflements aigus). La fréquence lue sur le cadran du générateur B.F. est égale à la fréquence de l'oscillateur.

Cette méthode est plus simple, mais moins universelle que la précédente, puisqu'elle exige un appareil muni d'une écoute à l'enregistrement. Il y a de plus un risque de confusion due aux harmoniques éventuels du générateur B.F. ou de la fréquence de l'oscillateur. C'est pourquoi la méthode exposée ici sera réservée de préférence à la vérification d'une fréquence connue plutôt qu'à la mesure d'une fréquence inconnue.

g) Mesure du courant dans la tête d'effacement.

1) UTILITE.

Si on possède la notice technique de l'appareil, cette mesure permet de vérifier la concordance entre le courant annoncé dans la notice et le courant réel. Sans renseignements précis sur la valeur du courant qui doit circuler dans la tête, cette mesure n'a qu'une valeur indicative. Elle permet de voir, par exemple, si telle ou telle modification de l'oscillateur augmente ou diminue ce courant. Elle ne peut renseigner sur la qualité de l'effacement qui est en effet lié au flux émis par la tête, et à la vitesse du ruban. Ce flux dépend également de la longueur de l'entrefer et du nombre de spires de la tête. Les appareils utilisés sont les mêmes que pour la mesure de $I_{U.S.}$ dans la tête enregistrement.

2) METHODE.

Identique à la mesure de $I_{U.S.}$ dans la tête d'enregistrement. Toutefois la résistance de mesure (branchée entre la masse et la tête) est nécessairement beaucoup plus faible (1 à 10 Ω). Il est important de noter que la résistance doit toujours être intercalée dans le circuit *côté masse* (fig. 230).

3) RESULTATS.

Le courant d'effacement est en général compris entre 50 et 200 mA. Ici nous avons :

$$V = 100 \text{ mV}$$

$$I = \frac{0,1}{1} = 0,1 \text{ A} = 100 \text{ mA.}$$

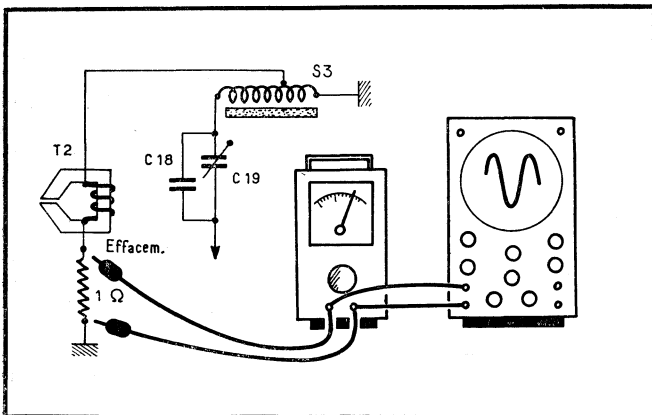


Fig. 230. — Le courant d'effacement est également obtenu indirectement par mesure de la chute de tension aux bornes d'une résistance à intercaler dans le retour de masse de la tête.

h) Réponse de l'amplificateur d'enregistrement.

1) UTILITE.

Cette mesure consiste à vérifier la réponse de l'amplificateur d'enregistrement en surveillant l'évolution du courant B.F. dans la tête d'enregistrement quand la fréquence injectée à l'entrée de l'appareil varie.

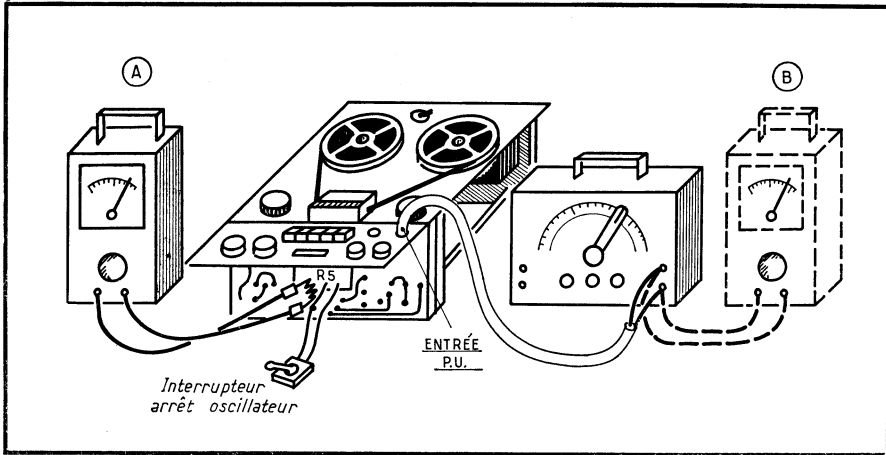


Fig. 231. — Relevé de la caractéristique de l'amplificateur d'enregistrement/millivoltmètre en A; mesure de la sensibilité : on ajuste d'abord le courant B.F. avec le millivoltmètre en A, puis on le déplace en B pour mesurer la tension injectée.

Nous avons vu qu'une courbe de réponse « enregistrement-reproduction » plate est obtenue grâce à l'addition de trois courbes de réponses : celle de l'amplificateur d'enregistrement; celle du système tête-ruban; celle de l'amplificateur de lecture. Si la courbe de réponse totale n'est pas bonne, on peut, en relevant isolément chacune de ces trois réponses, définir d'où vient l'anomalie, d'où l'intérêt de cette mesure.

2) APPAREILS UTILISÉS.

Un millivoltmètre alternatif; un générateur B.F.

3) METHODE ET PRECAUTIONS DE MESURE.

On mesure le courant B.F. qui circule dans la tête, à une fréquence moyenne, pour une tension d'entrée donnée. On modifie ensuite la fréquence du signal injecté, tout en gardant constante la tension d'entrée, et on note les variations du courant B.F. par rapport à la valeur de départ (fig. 231). On procède comme suit : le générateur B.F. est branché à l'entrée P.U., réglé sur 1000 Hz. Le potentiomètre d'enregistrement, P_2 , est placé au maximum, car le dosage du signal d'entrée se fait avec l'atténuateur du générateur. Il est nécessaire de mesurer le courant $I_{B.F.}$ ainsi injecté à la tête d'enregistrement. Cette mesure se fait exactement comme il a été expliqué plus haut.

Il est très important de choisir correctement le niveau $I_{B.F.}$ de départ à 1000 Hz. On détermine ce niveau comme suit :

— 1^{er} cas : $I_{B.F.}$ nominal est connu : dans ce cas, $I_{B.F.}$ de départ est fixé à 12 dB (25 %) au-dessous — soit, pour $I_{B.F.} = 40 \mu A$, un courant de départ de $10 \mu A$;

— 2^e cas : $I_{B.F.}$ n'est pas connu : on détermine le niveau $I_{B.F.}$ correspon-

dant à la saturation de l'amplificateur, tout simplement « en forçant la sauce » à l'entrée jusqu'à ce que le courant n'augmente plus. On prend alors comme $I_{B.F.}$ de départ une valeur inférieure de 20 dB au courant $I_{B.F.}$ de saturation ainsi déterminé, soit 10 % de ce courant.

Le générateur B.F. est ensuite réglé successivement sur chacune des fréquences de mesure. On note chaque fois le courant et on établit la courbe. Comme nous savons que la correction réalisée par l'amplificateur d'enregistrement est différente selon la vitesse, il faudra établir une courbe de réponse pour chaque position du sélecteur de vitesse.

Les fréquences suivantes sont généralement choisies à 19 cm/s : 40 - 60 - 90 - 120 - 200 - 400 - 600 - 1000 - 2000 - 4000 - 6000 - 8000 - 10 000 - 12 000 - 14 000 - 16 000 Hz. (On évite les fréquences 50, 100, 150 qui peuvent donner des battements intempestifs avec le 50 Hz du réseau.)

Pour la courbe correspondant à la vitesse de 9,5 cm/s, on peut arrêter la mesure à 10 000 Hz et à 6000 Hz pour la vitesse de 4,7 cm/s. Pour cette dernière vitesse il peut être utile d'ajouter les points 3000 et 5000 Hz.

4) JUSTIFICATION.

Il est très important de choisir correctement le niveau de départ. Un niveau trop bas correspond à des mesures noyées dans le bruit de fond. Un niveau trop élevé risque de fausser la mesure. En effet, la caractéristique de l'amplificateur d'enregistrement est de remonter d'environ 15 dB les fréquences élevées. Si donc le niveau de départ à 1000 Hz est proche du niveau de saturation, celle-ci est atteinte avec les fréquences élevées. L'amplificateur « rabote » alors plus ou moins fort la remontée des fréquences élevées qui est ainsi masquée; la mesure est faussée. C'est pour prévenir cet inconvénient que le courant de départ à fréquence moyenne est diminué d'une quantité voisine de la remontée aux autres fréquences.

5) RESULTATS.

Ces derniers, variables en fonction de la fréquence du signal et de la vitesse de défilement, sont résumés dans le tableau de la page 295.

Sur les appareils de qualité on trouvera généralement une accentuation des fréquences élevées, comprise entre 10 dB et 15 dB, et cela, quelle que soit la marque de l'appareil. Toutefois, nous savons qu'il existe des appareils bon marché où le même circuit, corrigeant à la fois le grave et l'aigu, reste en service à l'enregistrement comme à la reproduction. Dans ce cas évidemment le relevé obtenu est moins important.

L'interprétation des résultats doit se faire en tenant compte de la réponse globale de l'appareil. Un relevé faible est acceptable si la réponse globale est bonne. Par contre un relevé faible, nul, ou même une perte de gain aux fréquences élevées accompagnant une réponse globale mauvaise à ces mêmes fréquences, indique qu'il y a une anomalie certaine dans les circuits d'enregistrement.

L'« entrée micro » fait intervenir un étage d'amplification supplémentaire. Il est prudent de vérifier le comportement de cet étage en relevant la même courbe, mais en utilisant cette fois l'« entrée micro ».

i) Sensibilités de l'amplificateur à l'enregistrement.

1) UTILITE.

Vérifier si le gain de cet amplificateur est suffisant ou est bien conforme à la notice technique.

Fréquence	19 cm/s		9,5 cm/s		4,7 cm/s	
	dB	μA	dB	μA	dB	μA
40 Hz	0	10	0	10	0	10
60	0	10	0	10	0	10
90	0	10	0	10	0	10
120	0	10	0	10	0	10
200	0	10	0	10	0	10
400	0	10	0	10	0	10
600	0	10	0	10	0	10
1 kHz	0	10	0	10	0	10
2	0	10	0	10	0	10
3	-	-	-	-	+ 2	12,5
4	0	10	+ 1	11	4,5	17
5	-	-	-	-	8,5	26
6	0	10	+ 3	14	11,5	37
8	+ 0,5	10,5	8	25	10	31
10	1,5	12	14	50	-	-
12	3,5	15	8,5	26	-	-
14	7	22,5	-	-	-	-
16	12	40	--	-	-	-

2) APPAREILS UTILISÉS.

Un millivoltmètre alternatif; un générateur B.F.

3) METHODE.

Le générateur B.F. est branché à une entrée. On mesure le courant B.F. circulant dans la tête, toujours comme il a déjà été indiqué. Pour cette première partie de la mesure, le millivoltmètre est en A (fig. 231). La commande de volume est au maximum (P_1 ou P_2 suivant le cas). On amène $I_{B.F.}$ à sa valeur nominale en agissant sur l'atténuateur du générateur. Il reste à connecter le millivoltmètre aux bornes du générateur, en B, afin de mesurer la tension injectée par le générateur.

Précautions :

1° La fréquence de mesure sera choisie aux environs de 600 Hz, de façon à se situer dans la zone plate de la courbe de réponse;

2° Le générateur ne sera pas débranché de l'entrée pendant la mesure de la tension à ses bornes.

On effectue la mesure successivement à chaque entrée.

4) RESULTATS.

Pour $I_{B.F.} = 40 \mu A$, il faut environ 100 mV à l'« entrée P.U. » (ou radio) et 1 mV à l'« entrée micro ».

j) Distorsion à l'enregistrement.

1) UTILITE.

Cette mesure n'est à effectuer que si la mesure de la distorsion due au ruban (qui sera exposée plus loin) n'est pas satisfaisante, et ce afin de déterminer l'opération qui introduit la distorsion.

2) APPAREILS UTILISES.

Un générateur B.F.; un millivoltmètre alternatif; un distorsiomètre. A la rigueur, la distorsion pourra être appréciée sur l'écran d'un oscilloscope.

3) METHODE.

Nous n'insisterons pas sur cette mesure qui ne diffère en rien d'une mesure analogue à celle pratiquée sur un amplificateur. On fait circuler le

courant B.F. nominal dans la tête (toujours comme il a été exposé précédemment) et on mesure la distorsion de la tension correspondante sur l'anode de l'ECC83 (II).

Dans l'appréciation des résultats on tiendra compte du fait que l'amplificateur d'enregistrement, de par sa caractéristique de fréquence montante aux fréquences élevées, favorise les harmoniques et donc augmente les résultats de la mesure de la distorsion.

B. — MESURES EN POSITION REPRODUCTION

a) Sensibilité de l'amplificateur de reproduction.

1) UTILITE.

Mesurer la tension d'entrée nécessaire pour obtenir la puissance de sortie maximale et donc vérifier le gain de l'amplificateur.

2) APPAREILS UTILISES.

Un millivoltmètre alternatif; un générateur B.F.

3) METHODE.

Le H.P. est déconnecté et remplacé par une résistance de valeur ohmique égale à l'impédance du H.P., c'est-à-dire 5Ω dans le cas de notre appareil cobaye. Le millivoltmètre est branché aux bornes de cette résistance. Le générateur B.F. est branché entre la masse et l'extrémité de la tête reliée à la grille du tube EF86.

Pour éviter l'introduction d'un ronflement :

1° Le côté masse du câble du générateur sera connecté au même point de masse que le circuit de retour de la tête, soit au pied de S₁;

2° On abaissera artificiellement l'impédance de la liaison avec le générateur en shuntant ce dernier par une résistance comprise entre 10 et 47Ω placée *directement* entre les points où se fait l'injection du signal et non pas aux bornes du générateur. L'impédance de la tête est nettement plus élevée que cette résistance. Il devient donc inutile de débrancher la tête, sauf dans le cas d'une tête basse impédance.

Le générateur est réglé sur 5000 Hz. Les éventuels réglages de tonalité seront placés en position « courbe plate » (ici P₄ et P₃ au maximum). Dans le cas où cette position n'est pas repérée, il faut l'établir au préalable en injectant diverses fréquences *avant* les correcteurs de tonalité, mais *après* l'étage correcteur de reproduction (point A schéma général fig. 165).

On règle le niveau de sortie du générateur pour obtenir à la sortie la puissance nominale qui est mesurée indirectement en mesurant la tension de sortie. La puissance nominale correspond à une tension : $E = \sqrt{PR}$.

Il reste à mesurer la tension injectée par le générateur, sans le déconnecter de l'enregistreur, en déplaçant le millivoltmètre de A en B.

La mesure se fera à chacune des vitesses de l'appareil. Les branchements à réaliser sont conformes à ceux de la figure 232.

4) JUSTIFICATION.

Nous savons que l'amplificateur de reproduction a une caractéristique de gain montante aux fréquences basses. On mesure la sensibilité dans la zone où le gain est constant, c'est-à-dire le plus faible. La sensibilité de l'amplificateur dans cette zone étant établie pour correspondre à la tension maximale de sortie de la tête, déterminée par la courbe à courant constant. On peut considérer le maximum de cette courbe comme correspondant à la tension

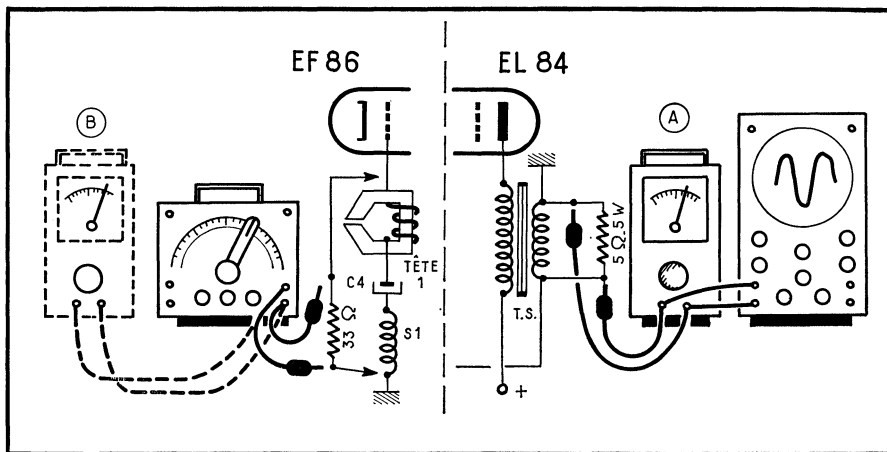


Fig. 232. — Branchement à réaliser pour mesurer la sensibilité et la courbe de réponse en reproduction. Il est utile de shunter les points d'injection du signal à l'aide d'une résistance faible pour ne pas être gêné par du ronflement.

normale de sortie puisque la tension aux bornes de la tête ne s'affaisse pas du côté des aiguës, mais reste au contraire constante : en effet, l'enregistrement n'est pratiquement pas fait à courant constant, mais bien en compensant les pertes, tandis que du côté des basses, la diminution du niveau de sortie sera compensée par l'augmentation du gain qui a lieu en dehors de la zone plate.

Le choix de la fréquence de 5000 Hz est donc ici justifié par le fait qu'elle se trouve dans la zone de gain constant, quelle que soit la vitesse, comme c'est généralement le cas, ainsi qu'on pourra le vérifier en se reportant aux résultats de la mesure suivante.

Il est d'autre part nécessaire de mesurer la sensibilité de l'amplificateur aux différentes vitesses. En effet, la tension maximum délivrée par la tête dépend de la vitesse, d'où, pour éviter que la puissance de sortie de l'appareil soit différente selon la vitesse utilisée, il faut modifier la sensibilité de l'appareil. (Cela est automatiquement réalisé dans un circuit de correction par contre-réaction où, comme nous l'avons vu, la modification du point d'inflexion selon la vitesse est effectuée en agissant sur l'élément résistance du circuit R-C utilisé (1).

5) RESULTATS.

Pour obtenir 3 W sur 5 Ω il faut :

$$E = \sqrt{PR} = \sqrt{3 \times 5} = \sqrt{15} = 4 \text{ V environ.}$$

Pour obtenir une tension de 4 V à la sortie il faut injecter : 7,6 mV à 19 cm/s; 3,3 mV à 9,5 cm/s; 1,8 mV à 4,7 cm/s.

La tension nécessaire pour obtenir la pleine puissance de l'amplificateur doit toujours être au moins 50 % plus faible (— 6 dB) que la tension maximale délivrée par la tête.

La tête utilisée sur l'appareil « cobaye » est celle pour laquelle nous

(1) Rappelons que l'impédance du circuit R-C fixe le gain de l'amplificateur. Dans la zone où nous faisons la mesure, le gain est constant, car l'impédance du circuit de contre-réaction à ces fréquences se ramène à celle de la résistance; autrement dit, le gain est fixé par l'élément R du circuit R-C.

avons étudié des corrections aux figures 86 et 87 et dont les courbes avaient été données à la figure 44. De ces courbes, on peut déduire que la tension maximale de sortie est, à 19 cm/s de 21 mV à 5000 Hz; à 9,5 cm/s elle est de 12 mV à 2500 Hz; à 4,7 cm/s elle n'est que de 7 mV à 1500 Hz.

La sensibilité de l'amplificateur examiné est donc largement suffisante.

b) Réponse de l'amplificateur de reproduction.

1) UTILITE.

Vérifier l'efficacité de la correction; voir si elle est bien adaptée aux caractéristiques du système ruban-tête.

2) APPAREILS UTILISES.

Un millivoltmètre alternatif; un générateur B.F.

3) METHODE ET PRECAUTIONS DE MESURE.

On injecte le signal B.F. à l'entrée de l'amplificateur. Pour ce faire, le générateur B.F. est branché aux bornes de la tête de reproduction exactement comme pour la mesure de la sensibilité et avec les mêmes précautions contre le ronflement. De même, il n'est pas nécessaire de débrancher la tête (sauf dans le cas où elle est à basse impédance). La tension de sortie est également obtenue, comme dans la mesure précédente, aux bornes d'une résistance branchée au secondaire du transformateur de sortie.

Au départ, le générateur est réglé sur la même fréquence de référence que pour le relevé de la courbe de l'amplificateur d'enregistrement, soit 1000 Hz, de façon à pouvoir comparer facilement les diverses courbes.

Le niveau d'entrée doit être fixé comme suit :

— 1° Calculer la tension de sortie correspondant à la puissance nominale : $V = \sqrt{3 \times 5} = \text{environ } 4 \text{ V.}$

— 2° Diviser cette tension par 30 $= \frac{4000}{30} \approx 130 \text{ mV}$ et la réduire au

tiers : $130/3 = 40 \text{ mV}$ environ.

— 3° Le générateur étant réglé au niveau zéro, diminuer le potentiomètre de volume (P_1) jusqu'à amener le niveau du bruit de fond lu sur le millivoltmètre à la dernière valeur trouvée, soit 40 mV.

— 4° A l'aide de l'atténuateur du générateur *et sans toucher au potentiomètre de volume (P_1)*, augmenter la tension d'entrée de façon à rattraper la valeur de $V_s/30 = 130 \text{ mV}$.

Il reste à relever la courbe de réponse en utilisant les mêmes fréquences que pour la courbe de réponse à l'enregistrement.

Les contrôles de tonalité éventuels seront placés sur la position courbe plate et les branchements à effectuer seront conformes au schéma de la figure 232. Il est nécessaire de relever une courbe pour chaque vitesse.

4) JUSTIFICATION.

Comme pour la mesure de la réponse à l'enregistrement, il faut partir d'une tension convenable, sous peine de fausser la mesure. Une tension d'entrée trop forte risque de saturer l'étage de sortie. Une tension d'entrée qui ne sature pas l'amplificateur à 1000 Hz peut très bien être trop élevée à 100 Hz, car, ne l'oublions pas, l'amplificateur de reproduction est conçu pour que le gain augmente aux fréquences basses. Le rapport entre le gain à 40 Hz (fréquence la plus basse de mesure) et la fréquence de référence est de 30 dB

(32 fois). Autrement dit, à 1000 Hz, on ne doit pas obtenir plus de 1/32 de la tension de sortie correspondant à la puissance nominale, sous peine de saturation à 40 Hz, d'où la première division par 30 du signal de sortie maximal. Mais une telle tension de sortie commence à se rapprocher du bruit de fond propre de l'appareil examiné, compte tenu de ce que ce bruit de fond est augmenté — malgré les précautions prises — par le câble amenant le signal. Le niveau d'entrée correspondant est en effet très faible, d'où un mauvais rapport signal/bruit. On peut facilement diminuer le bruit de fond à la sortie... en tournant le potentiomètre de volume (P.) jusqu'à ce que le bruit de fond lu à la sortie soit au moins 10 dB (3 fois) inférieur à la tension de départ $V_s/30$. Le bruit de fond provient en effet surtout de l'étage d'entrée. On est alors conduit à augmenter la tension d'entrée, pour compenser l'atténuation introduite, d'où amélioration du rapport signal/bruit. Par ailleurs il n'y a aucun risque de saturer l'étage d'entrée, la tension injectée restant faible.

5) RESULTATS.

Les résultats de la mesure sont présentés dans le tableau ci-contre.

Fréquence	à 19 cm/s		à 9,5 cm/s		à 4,7 cm/s	
	dB	mV	dB	mV	dB	mV
40 Hz	26	2500	22,5	1700	18	1000
60	22,5	1700	21	1400	16	800
90	19	1100	16,5	840	13	560
120	17	900	14	630	11	450
200	13	560	10	400	7	290
400	7	290	5	225	3	180
600	+ 4	200	2	160	1,5	150
1000	0	130	0	130	0	130
2 kHz	- 4	80	- 2	100	0	130
4	- 6	63	- 2	100	0	130
6	- 7	56	- 2	100	0	130
8	- 7	56	- 2	100		
10	- 7	56	- 2	100		
12	- 7	56	- 2	100		
14	- 7	56				
16	- 7	56				

Sur les appareils soignés, la courbe de réponse doit toujours montrer une accentuation des fréquences basses. Cette accentuation commence à partir d'une fréquence d'autant plus basse que la vitesse est faible. Au-delà de cette fréquence, la réponse est plate ou remonte un peu dans l'aigu pour compenser certaines pertes dues à la tête. Pour des appareils économiques, les restrictions énoncées antérieurement au sujet de la courbe d'enregistrement restent valables.

c) Mesure de la distorsion de l'amplificateur de reproduction.

1) UTILITE.

Cette mesure sert à établir la « responsabilité » de l'amplificateur de reproduction dans le cas où la distorsion globale (que nous mesurerons plus loin) est trop élevée.

2) APPAREILS UTILISES.

Un millivoltmètre alternatif; un générateur B.F.; un distorsiomètre.

3) METHODE.

La méthode à suivre est au fond le mode d'emploi du distorsiomètre utilisé. Nous ne nous étendrons pas sur cette mesure. La mesure se fera à la puissance nominale de l'amplificateur de sortie, toujours chargé par une résistance, les contrôles de tonalité étant réglés de telle sorte que la courbe de réponse soit plate.

Faute de distorsiomètre, un oscilloscope peut donner une idée approximative de la distorsion.

C. — MESURES FAISANT INTERVENIR L'OPÉRATION GLOBALE — ENREGISTREMENT TRANSFERT RUBAN — REPRODUCTION

Ces mesures font intervenir le cycle complet enregistrement + reproduction. Elles permettent de déterminer les performances réelles de l'appareil testé. Contrairement aux mesures précédentes, qui n'ont d'intérêt que pour la mise au point ou le dépannage, elles permettent de déterminer les performances réelles de l'appareil (sauf la courbe de réponse à courant constant, qui est encore une mesure de mise au point).

Choix du ruban : le ruban est évidemment un élément important dans le processus. Les performances optimales d'un appareil ne peuvent être obtenues qu'avec le ruban pour lequel l'appareil a été réglé. Le courant B.F. et le courant U.S. ont été en effet fixés par le constructeur pour un ruban présentant des caractéristiques déterminées.

Eventuellement, la répétition des mesures avec des rubans différents permettra de déterminer le ruban donnant les meilleurs résultats sur l'appareil testé.

Nous attirons l'attention de nos lecteurs sur le fait qu'un ruban qui ne donne pas de bons résultats sur un appareil déterminé n'est pas nécessairement un mauvais ruban, mais probablement un ruban mal adapté à l'appareil examiné.

Sur un appareil commercial il faudra donc utiliser le ruban préconisé par le constructeur.

Si les mesures ont pour objet la mise au point d'un prototype, on doit utiliser le ruban que l'on compte employer en permanence sur l'appareil.

On notera que les rubans destinés à l'usage « amateur » ont très souvent des caractéristiques assez voisines, quelle que soit leur origine; de ce fait, une certaine tolérance est permise dans l'application des règles qui précèdent.

On notera encore que le ruban utilisé dans les mesures qui nous servent d'exemple est le BASF LGS 35.

a) Courbe de réponse à courant constant.

1) UTILITE.

Elle permet de connaître la courbe de réponse du système tête-ruban.

2) APPAREILS UTILISES.

Un générateur B.F.; un millivoltmètre alternatif; un amplificateur de gain connu ayant une courbe de réponse linéaire de 10 Hz à 50 kHz (à la rigueur 30 Hz à 20 kHz). Cet amplificateur doit être très soigné en ce qui concerne son rapport signal/bruit. Il peut même être nécessaire de l'alimenter

sur piles; dans ce cas, un amplificateur à transistors est tout indiqué. Un gain de 20 est suffisant. Il comportera une sortie à basse impédance.

3) METHODE.

a) *Préparation de l'enregistrement* : le générateur est raccordé à une entrée quelconque de l'appareil. Le courant B.F. qui circule dans la tête est mesuré à l'aide du millivoltmètre, toujours selon la méthode déjà exposée. La correction des aiguës opérée par l'amplificateur d'enregistrement est éliminée (en court-circuitant R_{14} ou en déconnectant S_2) de façon à obtenir un courant aussi constant que possible dans la tête.

Le niveau de départ est choisi moitié plus faible que le courant $I_{B.F.}$ normal, soit $20 \mu A$ au lieu de $40 \mu A$.

On vérifie, en injectant les diverses fréquences de mesure, que le courant est bien constant. Un écart de ± 1 dB par rapport au courant à la fréquence de départ (1000 Hz) est tolérable. Si les écarts aux diverses fréquences sont plus grands que ± 1 dB tout en n'atteignant pas ± 3 dB on note les écarts de façon à en tenir compte ultérieurement.

b) *Enregistrement* : on sélectionne la vitesse voulue et on met le ruban en mouvement. On n'oubliera pas de remettre en service l'oscillateur U.S. qui avait été déconnecté pour mesurer le courant $I_{B.F.}$.

Un petit bout de papier, inséré entre les spires de la bobine réceptrice à l'endroit où commence l'enregistrement, permet un repérage plus précis que n'importe quel compteur.

On injecte alors les mêmes fréquences que pour les courbes de réponse statiques, à raison de 10 s par fréquence. A la lecture, l'identification auditive des diverses fréquences enregistrées pourrait être assez difficile, surtout les fréquences extrêmes. Pour éviter cet inconvénient on incorpore à l'enregistrement des signaux destinés à faciliter le repérage.

Nous supposons que l'on utilise un générateur B.F. muni d'un commutateur qui permet de multiplier par 10, 100 ou 1000, la fréquence de base inscrite sur le cadran, qui va par exemple de 20 à 200. Pour passer de 40 Hz à 60 Hz, on place le contacteur de gamme (en abrégé c.g.) sur $\times 10$ et on amène l'index sur la position 60; puis on remet c.g. sur la position $\times 1$. A la lecture, la transition 40-60 Hz sera indiquée par un signal glissant de 400 à 600 Hz, qui ne risque pas de passer inaperçu. Le processus est le même pour le passage à 90 Hz puis à 120 Hz. Pour passer de 120 Hz à 200 Hz on met c.g. en position $f \times 10$ et on amène l'index en position 20.

On obtient ainsi un signal repère glissant de 1200 Hz (120×10) à 200 Hz (20×10) très caractéristique.

De 200 à 1000 Hz les fréquences sont facilement identifiables sans précautions. Pour passer de 1000 Hz à 2000 Hz, on place c.g. sur $f \times 100$, puis on ramène l'index sur 20. Les points 2000 et 200 sont ainsi précédés d'une note glissante *décroissante*, contrairement aux autres points où la note glissante augmente. Le repérage de ces points est donc aisé.

De 2000 à 8000 Hz il n'y a pas de difficultés. Les fréquences 10 000, 12 000, 14 000, 16 000 Hz sont repérées respectivement par 1, 2, 4, 6 impulsions à fréquence plus basse, obtenues en ramenant 1, 2, 4... fois pendant un très court instant c.g. sur la position $f \times 10$ au début de chaque fréquence.

c) *Préparation de la reproduction* : théoriquement, le millivoltmètre devrait être branché directement aux bornes de la tête. Pratiquement, ce n'est pas possible, car, à certaines fréquences, la tension de sortie devient trop faible; le millivoltmètre sera donc branché après l'amplificateur de gain utilisé. Un amplificateur auxiliaire avec H.P. sert à repérer les fréquences.

d) *Reproduction* : il reste à ramener le ruban au début de l'enregistrement et à le faire défilé.

4) *SCHEMA.*

Celui ayant trait à l'enregistrement est donné figure 231. La figure 233 se rapporte à celui mis en œuvre lors de la reproduction.

5) *RESULTATS.*

A 19 cm/s on obtient les résultats qui sont traduits par la figure 44 (courbe A). La mesure est répétée à 9,5 cm/s et à 4,7 cm/s. Pour cette dernière vitesse on prend un point intermédiaire à 5000 Hz. Les résultats sont traduits par les courbes B et C de la même figure (1).

b) Courbe de réponse globale.1) *UTILITE.*

Elle permet de vérifier les performances en fréquence de l'appareil.

2) *APPAREILS UTILISES.*

Il est nécessaire de disposer d'un générateur B.F. et d'un millivoltmètre alternatif.

3) *METHODE.*

a) *Préparation de l'enregistrement.* Contrairement à la mesure précédente la correction à l'enregistrement *doit* être en service. Le signal B.F. à 1000 Hz est injecté à l'entrée P.U., le potentiomètre, P₂, étant au maximum.

On mesure le courant I_{B.F.} dans la tête et on règle le signal du générateur de telle sorte que le courant I_{B.F.} dans la tête atteigne 25 % de sa valeur nominale, soit $40 \mu\text{A} \times 25/100 = 10 \mu\text{A}$, de façon que l'augmentation du courant aux fréquences élevées (augmentation due à la correction) n'amène pas le ruban à saturation.

b) *Enregistrement.* L'oscillateur est remis en service, on sélectionne la vitesse voulue et on met le ruban en mouvement. On enregistre pendant 30 s un signal à 1000 Hz qui sert de référence; on injecte ensuite les diverses autres fréquences, exactement comme dans la mesure précédente et avec les mêmes précautions.

c) *Préparation de la reproduction.* On replace l'appareil en position reproduction. Le millivoltmètre est branché aux bornes du secondaire du transformateur de sortie, préalablement chargé par la résistance équivalente remplaçant le H.P. Ce dernier est reconnecté pour permettre l'écoute (donc le repérage des fréquences), mais en série avec une résistance égale à environ 10 fois l'impédance du H.P. (soit $5 \Omega \times 10 = 50 \Omega$) afin d'isoler effectivement les circuits. Les contrôles de tonalité sont en position « courbe plate ».

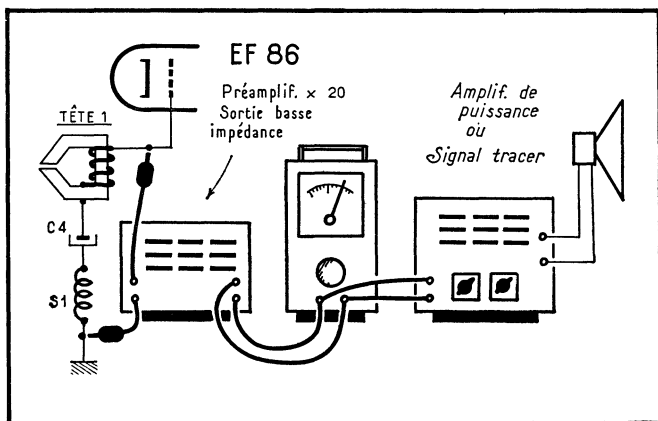
d) *Reproduction.* On fait défiler le ruban. Pendant le passage du 1000 Hz qui débute l'enregistrement, on règle la tension de sortie environ au quart de la tension correspondant à la puissance nominale soit : $4 \text{ V}/4 = 1 \text{ V}$.

La tension de sortie, obtenue pour les fréquences qui défilent ensuite, est également notée et comparée à la tension obtenue à 1000 Hz qui sert de référence.

La même mesure sera également faite aux autres vitesses, toujours en négligeant les fréquences trop élevées et en ajoutant la fréquence 5000 Hz à 4,7 cm/s. Eventuellement les courbes seront répétées à partir de l'« entrée micro ».

(1) Le processus retenu est le même pour les têtes basse impédance dont le transformateur de liaison doit rester en service tant à l'enregistrement qu'à la reproduction.

Fig. 233. — Relevé de la courbe enregistrement-reproduction à courant constant. La tension donnée par la tête est trop faible pour être mesurée telle quelle; on passe donc par un amplificateur dont le gain est connu. Pour l'identification des fréquences, il faut, en plus, disposer d'un H.P. témoin alimenté par un amplificateur auxiliaire.



4) SCHEMAS.

Pour l'enregistrement, se reporter à la figure 231. C'est le schéma de la figure 234 qui est utilisé en position reproduction.

5) JUSTIFICATION.

Le niveau de départ, à la reproduction, est fixé au quart de la tension nominale pour les raisons suivantes :

1° Le courant d'enregistrement est le quart du courant nominal; la tension donnée par la tête représente donc le quart de la tension normale. Il est donc logique de se limiter également au quart pour la tension de sortie. Un niveau supérieur pourrait être difficile à atteindre, le gain de l'appareil étant calculé pour obtenir la puissance maximale à partir du courant $I_{B.F.}$ nominal. Bien qu'une marge de sécurité soit prévue on serait cependant assez vite limité.

2° Il faut éviter d'approcher de la saturation. Comme nous aurons, en principe, une courbe plate, le quart de la tension assure une marge de sécurité d'au moins 12 dB, ce qui est plus que suffisant.

3° Le niveau doit être supérieur au bruit de fond. Nous verrons, dans la mesure suivante, que celui-ci est au moins 40 dB plus bas que la tension nominale, soit $1/100$ de $4\text{ V} = 40\text{ mV}$. Avec 1000 mV nous sommes 25 fois plus haut. Ce qui veut dire que nous pourrions mesurer des écarts de 28 dB. Le niveau choisi réunit donc les conditions voulues.

6) RESULTATS.

Ils sont traduits par le tableau de la page 304. A noter les variations rapides de la réponse dans le grave. Ces variations ont deux causes principales :

1° Réponse irrégulière du transformateur de sortie;

2° Aux très basses fréquences, la tension aux bornes de la tête n'augmente pas exactement suivant la fréquence, mais suivant une loi irrégulière variant d'une tête à l'autre. Ces variations sont cependant assez peu gênantes.

Actuellement, avec un appareil soigné équipé de têtes modernes, on atteint couramment les résultats suivants (à $\pm 3\text{ dB}$) :

- à 19 cm/s 40 à $16\,000\text{ Hz}$;
- à $9,5\text{ cm/s}$ 40 à $10\,000\text{ Hz}$;
- à $4,7\text{ cm/s}$ 40 à $5\,000\text{ Hz}$.

A noter qu'un manque de basses a toujours pour cause un élément élec-

Fréquence (Hz)	19 cm/s		9,5 cm/s		4,7 cm/s	
	dB	mV	dB	mV	dB	mV
40	- 2	800	- 1,5	840	- 3	700
60	- 3	700	- 3	700	- 3	700
90	+ 1,5	1150	- 1	900	- 2	800
120	- 1,5	840	- 0,5	950	- 2	800
200	0,5	1050	0	1000	- 2	800
400	0,5	1050	0	1000	- 1,5	840
600	0	1000	0	1000	- 0,5	950
1000	0	1000	0	1000	0	1000
2000	0,5	1050	0	1000	0,5	1050
4000	2	1250	1	1100	- 1	900
6000	3	1250	2	1250	- 3	700
8000	2	1250	0	1000	-	-
10000	1,5	1150	- 0,5	950	-	-
12000	1	1100	- 4	630	-	-
14000	0	1000	-	-	-	-
16000	- 1	900	-	-	-	-

Nota : à 4,7 cm/s et à 5000 Hz, on obtient - 2 dB et 800 mV.

trique. Par contre, un manque de fréquences élevées peut avoir pour cause, non seulement une raison électrique mais aussi une raison mécanique (le contact entre la tête et le ruban). Ce défaut est assez caractéristique, en ce sens que, d'une part, les courbes statiques sont bonnes et que, d'autre part, la chute des aiguës est très prononcée et commence à partir des fréquences moyennes (par exemple vers 400 Hz pour la vitesse de 9,5 cm/s). Pour assurer un contact convenable entre la tête et le ruban les conditions suivantes doivent être remplies :

- 1° la tête doit être rigoureusement propre;
- 2° le ruban doit être aussi souple que possible (le ruban mince convient donc mieux que l'épais);
- 3° le presseur doit appuyer aussi uniformément que possible sur toute la surface de l'entrefer.

c) Mesure de la dynamique.

Il nous faut d'abord définir ce que représente la dynamique.

Si l'on écoute un enregistrement au maximum de la puissance de l'appareil, on constate que les passages non modulés (entre deux morceaux par exemple) correspondent à un certain bruit de fond.

La dynamique se définit comme étant l'écart existant entre le niveau sonore obtenu à puissance nominale et la plus faible puissance acoustique utile encore audible.

Ces deux limites sont déterminées, côté puissance maximale, par la puissance nominale de l'amplificateur B.F. et, côté puissance minimale, par le niveau de bruit de fond de cet amplificateur (tout niveau acoustique utile plus faible étant évidemment noyé dans le bruit parasite).

Pour obtenir une dynamique élevée, il faudra, d'une part, s'efforcer d'obtenir le maximum de signal utile aux bornes de la tête et, d'autre part, diminuer les causes de bruit de fond dans l'amplificateur.

Autrement dit, la dynamique est un aspect du rapport signal/bruit.

1) UTILITE.

Etablir le rapport signal/bruit de l'opération complète enregistrement plus reproduction.

2) APPAREILS UTILISES.

Un générateur B.F. et un millivoltmètre alternatif.

3) METHODE.

A partir de l'entrée P.U., on enregistre un signal à 1000 Hz avec l'intensité nominale d'enregistrement, soit $40 \mu\text{A}$, et ce, pendant 60 s environ.

On reproduit ensuite l'enregistrement en réglant la tension de sortie à la valeur correspondant à la puissance nominale de l'étage de sortie, cette mesure étant effectuée, comme d'habitude, sur une résistance équivalant à la charge normale, soit 4 V pour 3 W sur 5Ω . Pendant cette opération les réglages de tonalité sont en position « courbe plate ».

On arrête le défilement par exemple en bloquant avec la main la bobine

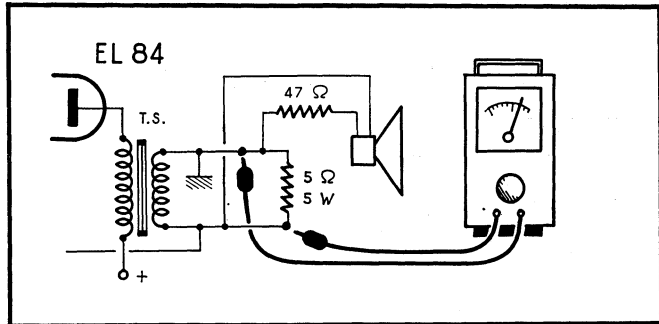


Fig. 234. — Branchement à réaliser à la sortie de l'appareil pour le relevé de la courbe enregistrement-reproduction. On travaille sur résistance équivalente.

débitrice. Le signal utile est ainsi éliminé et il reste la tension parasite (souffle plus ronflement).

4) SCHEMAS.

Pour l'enregistrement, se reporter à la figure 231; pour la reproduction, voir figure 234.

5) RESULTATS.

On trouve 10 mV, donc un rapport de $4000/10 = 400$, soit 52 dB.

Il reste à répéter la même mesure pour les autres vitesses et éventuellement à partir des autres entrées.

A 9,5 cm/s on trouve 46 dB; à 4,7 cm/s on trouve 42 dB.

La tension de sortie de la tête à 1000 Hz est plus faible aux basses vitesses. Il est donc normal que la dynamique diminue.

Les chiffres cités ci-dessus correspondent à des résultats moyens obtenus sur des appareils soignés.

La dynamique obtenue n'est pas la dynamique réelle. En effet, l'oreille ne présente pas la même sensibilité à toutes les fréquences. En principe, l'oreille est moins sensible aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées. Comme le bruit de fond est formé de ronflement (fréquence basse) et de souffle, il en résulte que la dynamique réelle est meilleure que la dynamique mesurée. Pour tenir compte de cette particularité, on intercale, en série avec l'appareil de mesure, un filtre reproduisant la réponse de l'oreille. (Ce filtre est conçu de façon à avoir un rapport de tension égal à 1 pour la fréquence de référence, 1000 Hz. Il comporte donc un élément actif — un tube — destiné à compenser l'atténuation introduite par le filtre.) On trouve ainsi 6,6 mV, soit un rapport signal/bruit de $4000/6,6 = 600$, soit 56 dB à 19 cm/s. Cette dynamique est appelée dynamique « pondérée ».

La mesure de dynamique, telle que nous venons de la faire, n'est pas tout à fait complète. Elle ne tient pas compte du bruit de fond du ruban défilant devant la tête. Si on en tient compte (en faisant défiler par exemple un ruban effacé) on obtient évidemment une nouvelle valeur pour la dyna-

mique. Il faut donc toujours s'informer de la façon dont une dynamique annoncée dans une notice a été mesurée. Pour la comparaison des divers résultats lors d'une mise au point, la première méthode est suffisante.

6) COMMENT REMEDIER A UNE DYNAMIQUE INSUFFISANTE.

Il s'agit en fait d'améliorer le rapport signal/bruit. Nous prions nos lecteurs de se reporter à la page 62 où nous avons analysé la façon d'augmenter ce rapport en ce qui concerne l'aspect « magnétique » du processus enregistrement-reproduction et surtout au chapitre *Précautions de réalisation des amplificateurs*, presque entièrement consacré à la réduction des bruits n'ayant pas pour origine le processus lui-même.

d) Mesure de la réserve de gain.

1) UTILITE.

Une réserve de gain à la reproduction est indispensable si on veut pouvoir utiliser des rubans trop faiblement enregistrés. Il est intéressant de chiffrer cette réserve.

2) APPAREILS NECESSAIRES.

Générateur B.F. et un millivoltmètre alternatif.

3) METHODE.

On place le contrôle d'enregistrement P_2 à fond, le générateur étant disposé à l'« entrée P.U. », fréquence 100 Hz. On règle le générateur pour obtenir $I_{B.F.}$ nominal, ou 40 μA , dans la tête (mesure déjà vue). On retouche P_2 de manière à ramener ce courant à 10 μA (soit 1/4 de $I_{B.F.}$). On enregistre 60 s dans ces conditions, puis on place P_2 à fond, sans interrompre l'enregistrement. Comme le courant $I_{B.F.}$ est de 40 μA quand P_2 est à fond, c'est donc avec cette nouvelle intensité que continue l'enregistrement. (Dans ces conditions, on enregistre à deux niveaux connus, tout en ne mesurant qu'une fois $I_{B.F.}$, ce qui est plus commode.)

On reproduit le dernier passage enregistré et on règle P_1 pour obtenir la puissance nominale de sortie, toujours sur la résistance de charge (soit 4 V).

Sans toucher à P_1 , on fait défiler le passage enregistré avec $I_{B.F.} = -12$ dB (ou 10 μA) et on note la tension de sortie obtenue, soit 1 V. On pousse P_1 à fond et on note la nouvelle valeur de la tension obtenue, soit 3 V. Le rapport entre les deux valeurs chiffre la réserve.

4) SCHEMAS.

Pour l'enregistrement se reporter figure 231; pour la reproduction, voir figure 234.

5) RESULTATS.

On trouve $3/1 = 3 = 300\%$ ou 10 dB. En général on considère une réserve de 6 dB comme suffisante. La mesure est répétée aux autres vitesses.

6) JUSTIFICATION.

La course restante de P_1 constitue la réserve de gain. Cependant, avec un ruban enregistré à $I_{B.F.}$ nominal = 40 μA , et en poussant P_1 , on risque de saturer l'amplificateur. Le rapport entre la tension de sortie atténuée et la tension de sortie maximale reste le même quel que soit le niveau d'entrée. On peut donc mesurer ce rapport, ou réserve de gain, avec une tension plus faible qui ne risque pas de saturer l'étage final.

e) Mesure dynamique de l'effacement.

1) UTILITE.

Cette mesure sert à chiffrer la sécurité de l'effacement obtenu.

2) APPAREILS NECESSAIRES.

Un générateur B.F.; un millivoltmètre alternatif et un filtre de bande accordé sur 1000 Hz.

La courbe d'atténuation de ce filtre doit être très raide : 40 dB/octave. Un tel filtre n'est pas courant, mais il n'y a malheureusement pas d'autre solution si on désire une mesure chiffrée.

3) METHODE.

a) *Préparation de l'enregistrement.* On injecte un signal à 1000 Hz à partir de l'entrée P.U., le volume étant réglé à fond (P_2). On ajuste le générateur pour obtenir 5 fois la valeur de $I_{B.F.}$ nominal d'enregistrement, soit 200 μA ($40 \mu A \times 5$) dans la tête (mesure déjà vue). Sans toucher au générateur ainsi réglé, on diminue P_2 pour obtenir $I_{B.F.}$ nominal (soit 40 μA).

b) *Enregistrement.* Il se fait à la vitesse la plus élevée, l'effacement étant d'autant plus difficile à réaliser que la vitesse est élevée. Sans toucher ni P_2 ni le générateur, on enregistre pendant 60 s (avec 40 μA). On place P_2 à fond et on enregistre à nouveau 60 s (soit avec 200 μA). Ce dernier passage est donc enregistré à saturation aussi bien du ruban que probablement de l'amplificateur. Un tel enregistrement rend l'essai plus sévère, car il est plus difficile à effacer, l'enregistrement ayant tendance à « déborder » de la piste qui lui est réservée. On repère le début du second enregistrement par un bout de papier inséré entre les spires de la bobine réceptrice. On transfère ce papier au moment du reboinage.

c) *Préparation de la reproduction.* L'étage de sortie est toujours chargé par une résistance. Le millivoltmètre est aux bornes de cette résistance, mais en passant par le filtre de bande accordé sur 1000 Hz. On reboine la partie enregistrée à saturation et on l'efface, c'est-à-dire qu'on place l'appareil, ruban défilant, en position enregistrement, mais sans signal, le générateur devant à ce moment être *déconnecté* (et non simplement mis à zéro). Après cette opération, le ruban est ramené au début du premier enregistrement, à $I_{B.F.}$ nominal.

d) *Reproduction de mesure.* A l'aide de la partie enregistrée à $I_{B.F.}$ nominal, et non effacée, on tare la puissance de sortie à la puissance maximale (soit 4 V pour 3 W sur 5 Ω). Pendant cette mesure le millivoltmètre est provisoirement placé directement aux bornes de la résistance (A). On remplace le millivoltmètre après le filtre (B) et on note la tension ainsi obtenue, soit 3,15 V. Le ruban continuant à défilier, on arrive au passage enregistré à saturation, et effacé. La tension à 1000 Hz retombe alors très fortement (du moins nous l'espérons!). Si l'effacement est convenable il ne reste en effet qu'un faible résidu de 1000 Hz, tellement faible qu'il est normalement noyé dans le bruit de fond. C'est la raison de la présence du filtre qui, en arrêtant le ronflement et une grande partie du souffle, permet de mesurer le résidu. On note la nouvelle valeur obtenue.

4) SCHEMAS.

Pour l'enregistrement, voir figure 231; pour la reproduction et la mesure, se reporter à la figure 235.

5) *RESULTATS.*

On obtient 10 mV, soit un rapport de $3150/10 = 315$. La dynamique d'effacement est donc de 50 dB.

La dynamique d'effacement ainsi mesurée peut être considérée comme valable si elle est égale, ou mieux supérieure, à la dynamique signal/bruit, autrement dit, si le résidu de signal subsistant après effacement est égal ou inférieur au bruit de fond. Puisque la mesure a été faite dans des conditions difficiles, c'est-à-dire avec un signal 14 dB plus élevé que le signal nominal, on peut admettre qu'avec un signal nominal, le résidu obtenu sera très certainement inférieur au bruit de fond.

Comme l'appareil examiné présente à 19 cm/s une dynamique d'effacement de 50 dB pour un rapport signal/bruit de 52 dB, on peut considérer son effacement comme satisfaisant.

Certaines têtes d'effacement permettent d'obtenir une dynamique d'effacement nettement supérieure à ce qui a été mesuré ici. La valeur maximale de la dynamique d'effacement est de l'ordre de 80 dB. Il est évident que la mesure d'une telle dynamique requiert plus impérativement encore que dans notre exemple la présence d'un filtre arrêtant les bruits de fond.

Sans filtre à 1000 Hz, on ne peut chiffrer l'effacement, mais on peut vérifier auditivement qu'il est indécélable dans le bruit de fond, ce qui après tout est le plus important.

f) **Mesure de la distorsion.**

1) *UTILITE.*

Il est intéressant de connaître la distorsion globale subie par un signal depuis l'entrée de l'enregistreur jusqu'au H.P. en passant par l'inscription sur le ruban. La distorsion globale a deux causes principales :

1° la non-linéarité du transfert sur le ruban;

2° l'approche de la saturation de l'amplificateur de puissance.

La seconde cause est presque toujours la plus importante, l'amplificateur incorporé dans l'appareil étant généralement quelconque, pour des raisons d'économie de place et d'argent.

Si on utilise un amplificateur extérieur plus soigné, les proportions sont renversées : la distorsion de l'amplificateur devient négligeable devant celle due au ruban. En fin de compte c'est donc celle-ci qui, dans ce cas, limite les performances de l'appareil. Cette distorsion est également très importante à connaître pour la mise au point de l'appareil, pour fixer le niveau maximal du courant B.F. et la valeur du courant de polarisation. Il est donc utile de mesurer, non seulement la distorsion totale, mais aussi la distorsion due au ruban.

2) *APPAREILS UTILISES.*

Un millivoltmètre alternatif; un générateur B.F. et un distorsiomètre (faute de distorsiomètre on pourra à la rigueur apprécier la distorsion sur l'oscilloscope).

Note sur le type de distorsiomètre à utiliser.

De par leur conception, certains appareils sont mieux adaptés que d'autres à la mesure sur les enregistreurs. Tous ces appareils mettent en œuvre un filtre séparant les harmoniques de la fondamentale. Différentes techniques sont utilisées. Nous les rappelons ci-après :

1° Le filtre est un coupe-bande qui élimine la fondamentale. On considère comme distorsion tout ce qui reste, y compris le souffle et le ronflement. Il y a là un inconvénient, mineur dans une mesure sur amplificateur, mais plus

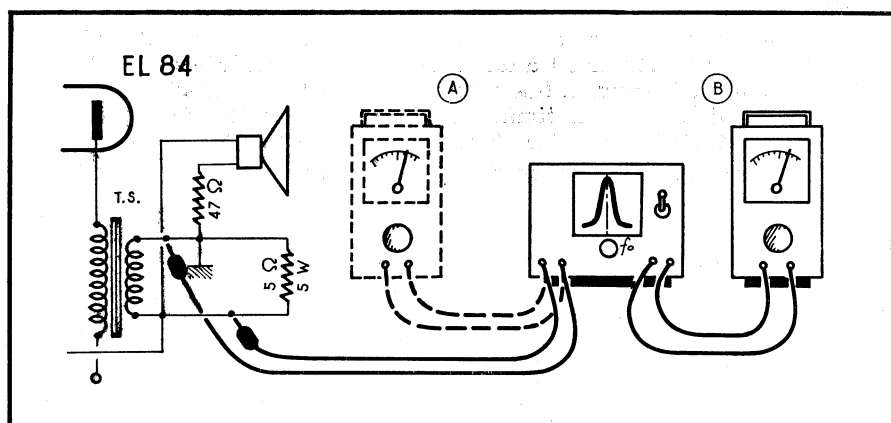
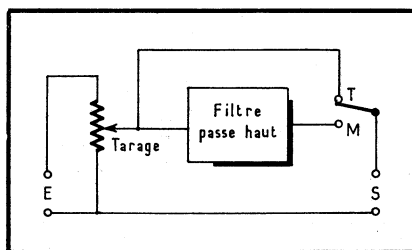


Fig. 235. — Mesure dynamique de l'effacement. Un filtre passe-bande permet de mesurer un résidu d'effacement inférieur au bruit de fond normal.

grave pour un enregistreur où la dynamique, côté ronflement surtout, est toujours moins bonne. Ce modèle est donc à déconseiller;

2° Le filtre est un passe-bande (analyseur d'harmoniques) que l'on accorde successivement sur l'harmonique 2, 3, etc. Ce filtre est plus intéressant que le précédent et peut donc convenir. Une restriction : l'appareil examiné ne doit pas présenter de pleurage. Dans ce cas, en effet, le pleurage déplace constamment la fréquence de l'harmonique considéré. La mesure est faussée, l'accord du filtre étant pointu;

Fig. 236. — Schéma de principe d'un distorsiomètre particulièrement indiqué pour la mesure de la distortion des enregistreurs. Ce distorsiomètre comporte uniquement des éléments statiques L, C, R. Il doit être associé à un millivoltmètre B.F.



3° Le filtre est un passe-haut : c'est le plus indiqué pour un enregistreur. En effet, avec ce filtre, ni le pleurage, ni le ronflement, n'intéressent la mesure. La distortion mesurée est cependant légèrement supérieure à la distortion réelle, car on mesure non seulement la somme des harmoniques, mais aussi le souffle. Comme nous ne mesurons la distortion qu'à une seule fréquence (1000 Hz) cet appareil peut être simple : une combinaison de L et C, assurant un écart minimal de 60 dB entre 1000 Hz et son harmonique 2, 2000 Hz, autorise une mesure jusqu'à 0,1 %. L'emploi de cet appareil est très commode si, en plus du filtre, il comporte un potentiomètre et un inverseur, le tout arrangé selon le schéma de la figure 236. Les bornes E sont destinées au signal à mesurer, les bornes S au raccordement du millivoltmètre B.F. qui va servir à chiffrer la mesure. Le potentiomètre dose la tension appliquée au filtre. Lorsque l'inverseur est sur T, le millivoltmètre mesure le signal dosé par le potentiomètre soit l'entrée du filtre, en M il mesure la sortie. L'utilité de cette disposition ressortira de ce qui va suivre.

3) **METHODE.**

a) *Préparation de l'enregistrement.* Le générateur est placé à l'entrée P.U., le volume de l'enregistreur est à fond. Le générateur accordé sur 1000 Hz est réglé pour obtenir le courant $I_{B.F.}$ nominal dans la tête d'enregistrement; soit $40 \mu A$ (mesure déjà vue). On diminue alors le potentiomètre de l'enregistreur (P_2) jusqu'à obtenir $I_{B.F.}$ nominal/2 ou -6 dB (soit $20 \mu A$).

b) *Enregistrement.* On enregistre 60 s dans ces conditions (soit à $20 \mu A$).

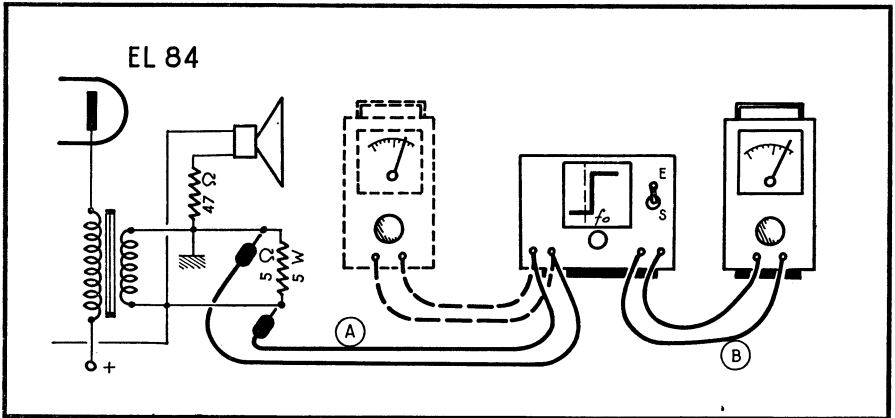


Fig. 237. — Mesure de la distorsion à l'aide d'un filtre passe-haut à coupure raide.

On place alors (sans interrompre l'enregistrement, mais en insérant un papier repère) le potentiomètre de volume de l'enregistreur à fond. On laisse l'enregistrement continuer dans ces conditions ($40 \mu A$) pendant 60 s. L'enregistrement est alors terminé.

c) *Préparation de la mesure.* Comme pour les autres mesures le H.P. est remplacé par une résistance (5Ω). Le millivoltmètre et le distorsiomètre sont aux bornes de cette résistance. Les contrôles de l'enregistreur sont mis en position courbe plate (important!). Après avoir remis le ruban tout au début de l'enregistrement, on peut passer à la mesure.

d) *Mesure de la distorsion due au ruban.* Elle est définie à l'aide de la partie enregistrée à $I_{B.F.}/2$ ($20 \mu A$). On met le ruban en mouvement et on règle le volume de l'enregistreur (P_1) de façon à obtenir une puissance de sortie très faible à l'égard de la puissance normale de sortie mesurée avec le millivoltmètre en A (50 mW par rapport à 3 W), soit par exemple $0,5$ V sur $5 \Omega = 50$ mW. Dans ces conditions, la distorsion de l'étage final est pratiquement nulle. La distorsion mesurée sera donc uniquement celle due au ruban. On déplace le millivoltmètre en B. On place l'inverseur du distorsiomètre sur T. On tare la tension appliquée au filtre à l'aide du potentiomètre repéré « tarage ». On choisit une valeur commode pour les calculs ultérieurs, soit de préférence le plus proche multiple de 10, ici 100 mV. Il reste à placer l'inverseur sur M. On lit $2,5$ mV, soit $2,5$ mV d'harmonique pour un signal de 100 mV. La distorsion vaut donc $2,5 \%$.

e) *Mesure de la distorsion globale.* Cette fois on utilise l'enregistrement à $40 \mu A$ ($I_{B.F.}$ nominal). On règle la puissance à la valeur nominale, soit 3 W \approx environ 4 V (millivoltmètre en A). On tare ensuite la tension d'entrée du distorsiomètre à 1 V, le millivoltmètre étant en B, l'inverseur en T. Cela fait, on place l'inverseur sur M et on trouve cette fois 85 mV. La distorsion atteint $8,5 \%$.

4) *SCHEMAS.*

Celui utilisé pour l'enregistrement est donné figure 231. Pour la lecture et la mesure, voir figure 237.

5) *DISCUSSION DES RESULTATS.*

Dans les conditions de mesure ci-dessus, on considère comme correcte une distorsion globale atteignant 10 % de la puissance nominale. La distorsion « ruban » tolérée, toujours mesurée dans les conditions ci-dessus, est de 3 %. Ces chiffres vont surprendre les amateurs d'amplificateurs de haute fidélité, habitués à 0,1 % à 10 W... ou mieux... Ce sont pourtant des valeurs communément admises sur des appareils commerciaux. Rappelons encore une fois la grande importance de $I_{v.s.}$ sur la distorsion!

D. — MESURES MÉCANIQUES

a) Mesure de la vitesse de défilement.

1) *UTILITE.*

Pour permettre la lecture de bandes préenregistrées et l'échange de rubans entre appareils, il est nécessaire que la vitesse réelle de l'appareil corresponde assez exactement aux vitesses standard. Il est donc intéressant de mesurer la vitesse.

2) *APPAREILS UTILISES.*

Un chronomètre (ou à défaut une montre...), un mètre!

3) *METHODE.*

Rappelons d'abord que les vitesses exactes sont égales à 7,5", 3 3/4", 1 7/8" par seconde, soit : 19,05, 9,525 et 4,76 cm/s.

a) *Préparation de la mesure.* On commence par mesurer sur le ruban, à partir d'une même origine, des longueurs correspondant chacune à 100 s de défilement aux différentes vitesses, soit :

$$19,05 \text{ cm} \times 100 \text{ s} = 1905 \text{ cm} = 19,05 \text{ m};$$

$$9,525 \text{ cm} \times 100 \text{ s} = 952,5 \text{ cm} = 9,525 \text{ m};$$

$$4,76 \text{ cm} \times 100 \text{ s} = 476 \text{ cm} = 4,76 \text{ m}.$$

Les différentes longueurs sont alors repérées, par exemple en collant au dos du ruban des petits morceaux de bande amorce de différentes teintes. On peut aussi faire des inscriptions à l'encre de chine.

b) *Mesure.* On met le ruban en mouvement. On déclenche le chronomètre quand le repère correspondant au début de la section mesurée passe devant un quelconque point de référence (guide-bande, par exemple). A l'instant précis où le repère indiquant la fin de la longueur mesurée passe devant le repère on arrête le chronomètre.

4) *RESULTATS.*

On trouve par exemple 98 s. La vitesse est $100 - 98 = 2$ % trop élevée.

5) *JUSTIFICATION.*

La longueur étalon ayant défilé en 98 s au lieu de 100 s, temps théorique de défilement, c'est donc que l'appareil examiné tourne trop vite.

L'écart sur le temps est égal à la différence entre le temps théorique et le temps réel, soit $100 \text{ s} - 98 \text{ s} = 2 \text{ s}$, soit 2 s sur 100 ou 2 %.

Or, ce qui nous intéresse, c'est l'écart sur la vitesse. En pratique, pour les

petits écarts, on peut confondre les deux. Chiffrons l'écart réel sur la vitesse : la vitesse nominale est égale à :

$$V_n = \frac{e}{t} = \frac{L}{100 \text{ s}}$$

donc la vitesse mesurée est de la forme :

$$v_1 = \frac{L}{98 \text{ s}};$$

par suite, la différence de vitesse est de :

$$\frac{L}{98 \text{ s}} - \frac{L}{100 \text{ s}} = \frac{100 L - 98 L}{9800} = \frac{2 L}{9800};$$

Il nous faut exprimer cette différence en pourcentage de V_n . Sachant que 1 % de V_n vaut :

$$\frac{L}{100 \text{ s}} \times \frac{1}{100} = \frac{L}{10\,000}$$

il est aisé de constater que $\frac{2 L}{9800}$ contient :

$$\frac{2 L}{9800} : \frac{L}{10\,000} = \frac{2 L}{9800} \times \frac{10\,000}{L} = \frac{20\,000 L}{9800 L} = \frac{200}{98} = 2,04 \%$$

On voit que les deux grandeurs peuvent être aisément confondues; grâce à la valeur de 100 s, adoptée pour le temps de défilement, on peut obtenir directement le taux d'écart de vitesse, ce qui peut être très précieux quand, pour une raison ou une autre, on doit faire beaucoup d'essais similaires.

6) TOLERANCES.

On admet généralement un écart compris entre +3 % et -2 %, à toutes les vitesses.

7) REMEDES.

Une vitesse incorrecte provient toujours d'un élément mécanique de la transmission, dont les dimensions sont mal établies. Le seul remède consiste évidemment à modifier un des éléments de la transmission dans le sens voulu.

Nous rappelons qu'il est parfaitement vain d'agir sur la tension d'alimentation du moteur pour varier sa vitesse, la vitesse du type de moteur utilisé dépendant en effet de la fréquence d'alimentation et non de la tension.

b) Mesure du pleurage.

Le pleurage est plus souvent désigné par l'onomatopée « wow ». La mesure du « wow » est très simple... à condition de disposer d'un « wow-mètre », appareil très compliqué et coûteux... Nous ne décrirons pas l'usage de cet appareil, car nous pouvons supposer, presque à coup sûr, que nous n'avons rien à apprendre au personnel des laboratoires capables de se payer cet appareil.

Comme beaucoup d'autres techniques, la mesure du « wow » ne fait pas l'objet d'une norme de mesure universellement adoptée; on peut en effet

mesurer le « wow » pondéré, crête à crête, etc. Par ailleurs, quand un chiffre est cité par un constructeur, on ne sait trop à quelle méthode de mesure ce chiffre se réfère, ce qui rend la vérification du chiffre avancé, délicate. Aussi ne nous chagrions pas de ne pas posséder un tel appareil. Nous allons du reste essayer de nous en passer.

Ce qui est important au niveau de l'amateur ou du dépanneur, ce n'est pas tant de mesurer le « wow » que de mettre en évidence son existence éventuelle et d'en localiser l'origine.

L'oreille possède le maximum de sensibilité à la hauteur des sons dans la gamme de 2000 à 3000 Hz, spécialement quand la variation de hauteur est périodique, ce qui est généralement le cas quand il y a du pleurage. C'est donc une fréquence de cet ordre qu'il faut employer pour les essais.

On enregistre quelques minutes, à chacune des vitesses de défilement, et l'on écoute. Nous avons vu dans les pages consacrées au pleurage que celui-ci peut compenser ou augmenter à la lecture le pleurage à l'enregistrement, suivant que les variations sont en phase ou non. On essaie d'obtenir le cas le plus défavorable en tapotant la bobine débitrice.

A 19 cm/s, sur un appareil de qualité, les variations de hauteur doivent être extrêmement faibles, pratiquement indécélables.

Sachant que la constance du défilement est plus difficile à réaliser aux basses vitesses, on se montre moins sévère à 9,5 cm/s et encore moins à 4,7 cm/s.

A 9,5 cm/s on admet qu'un auditeur attentif distingue une légère variation; à 4,7 cm/s il est normal de distinguer facilement une variation légère (tous ces essais étant faits avec la fréquence de 3000 Hz).

Un essai particulièrement sévère (mais réalisable uniquement sur les appareils à plusieurs vitesses) consiste à enregistrer à une vitesse, mais à effectuer la reproduction à la vitesse immédiatement supérieure (du 9,5 cm/s passé à 19 cm/s, par exemple). Les variations sont nettement plus importantes. Seul un appareil bien étudié et en très bon état donne un signal (à l'octave supérieure du signal original) sans pleurage ni « scintillement », ainsi qu'on appelle un pleurage très rapide.

L'essai avec une fréquence fixe, telle que 3000 Hz, est très commode pour détecter et localiser un défaut. Pour savoir à quel moment on peut être satisfait du comportement de l'appareil, on préfère utiliser un enregistrement musical.

On se sert d'un disque comportant des notes soutenues de fréquences médium : trompette, accordéon, ou des accords lents de piano. Ici aussi on se montre d'autant plus indulgent que la vitesse est faible. Citons à titre indicatif la grandeur du pleurage toléré en mesure crête à crête : à 19 cm/s $\pm 0,2\%$; à 9,5 cm/s $\pm 0,35\%$; à 4,7 cm/s $\pm 0,5\%$.

Causes du pleurage. On se fonde généralement sur la cadence du pleurage pour en localiser la cause.

Un pleurage lent (2 ou 3 Hz) peut provenir d'un galet de cabestan déformé. (On ne doit jamais laisser le galet appliqué sur le cabestan quand l'appareil est à l'arrêt.)

Si le pleurage est plus rapide, le volant peut être en cause; dans ce cas, un repère sur le volant permettra de voir que le pleurage est en synchronisme parfait avec le volant, la cause étant, soit un balourd, un « dur » dans les coussinets, ou l'aiguille faussée.

Un pleurage de l'ordre d'une vingtaine de hertz peut provenir de l'axe d'un moteur faussé, etc.

Si le pleurage se produit sur une seule vitesse, il peut naître d'un dépôt de cambouis durci dans la gorge correspondante d'une poulie étagée. Un

pleurage irrégulier ou qui affecte spécialement certaines vitesses est bien souvent le fait d'une courroie d'entraînement en mauvais état.

En dehors du pleurage introduit par la transmission, on peut aussi trouver du pleurage causé par le porte-bobine débiteur ou récepteur. Pour s'en assurer (cas de la bobine débitrice), il faut tourner à la main la bobine suspecte, au fur et à mesure de la demande de ruban, aussi régulièrement que possible, mais en s'arrangeant pour laisser du mou entre la bobine et le premier guide-ruban (ce procédé n'est utilisable que si le ruban est appliqué sur la tête par des presseurs). Dans le cas de la bobine réceptrice on ralentit la reprise du ruban en freinant la bobine à la main de telle façon qu'il y ait également un mou entre le cabestan et la bobine.

En résumé, tous les éléments tournants peuvent être soupçonnés, de même que tous les éléments « freins », tels les presseurs.

DÉPANNAGE

Nous serons très brefs sur la question du dépannage, car nous pensons qu'un guide de dépannage, si détaillé soit-il, ne l'est jamais assez pour rencontrer tous les cas particuliers. C'est en pensant à cela que nous nous sommes efforcé tout au long de ce livre d'inculquer à nos lecteurs un ensemble de connaissances qui leur permettra de poser eux-mêmes le diagnostic et d'apporter le remède voulu.

D'un autre côté, le présent chapitre est précédé d'un chapitre *Mesures* qui est en fait consacré au dépannage. La première chose à faire lorsqu'on se trouve devant un appareil en panne consiste en effet à déterminer si le défaut concerne l'enregistrement, la reproduction, le système tête-ruban ou encore le mécanisme. Dans certains cas, cette localisation est évidente, mais dans d'autres le recours aux mesures peut seul éclairer notre lanterne. Une fois la localisation réalisée, le dépannage devient un dépannage ordinaire pour la partie électronique et question d'observation pour la partie mécanique. De plus, pour aider le dépannage nous avons d'ailleurs cité, pour presque toutes les mesures, les ordres de grandeur des résultats à trouver, et pour les mesures les plus importantes, les points à vérifier en cas de résultats anormaux.

Le meilleur conseil que nous puissions donner pour le dépannage est de suivre le processus indiqué au paragraphe précédent. Ensuite, nous recommandons à nos lecteurs de se constituer une série de rubans enregistrés dont la qualité est certaine. Ces rubans serviront de rubans de test. On se confectionnera des enregistrements musicaux (« 2 pistes », « 4 pistes », « stéréo », selon le cas) et un ruban portant l'enregistrement d'une fréquence élevée pour l'« azimutage » de la tête. Les rubans musicaux seront surtout utilisés pour apprécier si des défauts du genre distorsion, craquements, « trous », etc., sont imputables à la reproduction ou à l'enregistrement.

Quelques pannes.

Nous donnons ci-après un tableau se rapportant à quelques pannes dont le résultat ne peut être traduit en mesures et qui, de ce fait, n'ont pas été traitées au chapitre *Mesures*.

DEFAUTS	CAUSES POSSIBLES
Pas de reproduction.	<ol style="list-style-type: none"> 1) Ruban incorrectement disposé. 2) Commutation défectueuse. 3) Blocage de l'amplificateur de reproduction par suite de l'entrée en oscillation de cet amplificateur à une fréquence ultra-sonique. 4) Sur un appareil possédant un amplificateur de reproduction et un amplificateur d'enregistrement indépendants et fonctionnant simultanément, blocage de l'amplificateur de reproduction par un signal U.S. en provenance de l'amplificateur ou de l'oscillateur d'enregistrement. (Dans le cas où l'amplificateur de reproduction comporte un circuit de réjection du signal U.S., vérifier en premier lieu ce circuit.)
Bruit de fond (souffle irrégulier) porté par le ruban enregistré.	<ol style="list-style-type: none"> 1) Oscillateur défectueux (forme d'onde des courants U.S. dans les têtes). 2) Têtes, guides, aiguille de cabestan aimantés.
« Trous » dans la reproduction.	<ol style="list-style-type: none"> 1) Ruban défectueux (« drops-out » trop nombreux). 2) Tête d'enregistrement défectueuse (surface irrégulière; la repolir).
Petits craquements secs.	<ol style="list-style-type: none"> 1) Electricité statique produite par le passage du ruban sur un organe métallique qui n'est plus relié à la masse. 2) <i>Idem</i> pour n'importe quelle pièce métallique du mécanisme en mouvement. 3) Moteur (s) de l'appareil non mis à la masse.
Sifflements ayant une origine mécanique.	Ces sifflements, qui persistent lorsque le potentiomètre de volume est à zéro, sont en général l'indice d'un mauvais contact entre la tête et le ruban. Ce mauvais contact peut être dû, soit à l'état de surface de la tête, soit à l'emploi d'un mauvais ruban, soit encore à une tête trop écartée du cabestan. Dans certains cas, ces sifflements s'introduisent dans l'enregistrement en cours.

BIBLIOGRAPHIE

LIVRES.

- *L'enregistrement magnétique*, par R. E. B. HICKMAN (en français), *Dunod*.
- *Enregistrement magnétique du Son*, par D. A. SNEL (en français), *Bibliothèque technique Philips*.
- *Elements of Tape Recorders Circuits*, par Herman BURSTEIN et Henry C. POLLAK (en anglais), *Gernsback Library*.
- *Tonbandgeräte-Praxis*, par Wolfgang JUNGHANS (en allemand), *Radio Praktiker Bücherei*.
- *Nouvelle Pratique des Magnétophones*, par R. HÉMARDINQUER (en français).
- *Toute la Stéréophonie*, par R. BESSON (en français), *Société des Editions Radio*.
- *Haut-Parleurs*, par G. A. BRIGGS (en français), *Société des Editions Radio*.
- *Microphones*, par A. E. ROBERTSON (en anglais), *Iliffe Books Ltd, Londres*.
- *Pratique de la Haute Fidélité*, par J. RIETHMULLER (en français), *Société des Editions Radio*.

REVUES.

- *Le Magnétophone* (en français); tous les numéros.
-

TABLE DES MATIÈRES

AVANT-PROPOS	5
Etude sommaire du fonctionnement	7

PREMIERE PARTIE

THÉORIE

Notions de magnétisme et d'électromagnétisme	15
Enregistrement	24
Courant B.F. et courant U.S.	41
Niveau du courant B.F.	41
Niveau du courant U.S.	43
Autres caractéristiques du courant U.S.	48
Reproduction	50
Effacement	65

DEUXIEME PARTIE

ETUDE DES COMPOSANTS

Ruban	71
Le support	71
La couche magnétique	75
Fabrication du ruban	76
Qualités demandées au ruban magnétique	77
Les qualités commerciales du ruban	80
Choix du ruban	84
Usure, conservation et nettoyage des rubans	85
Têtes	86
Têtes de son	86
Têtes d'effacement	98
Réglage de la position des têtes par rapport au ruban	100
Contact tête-ruban	104

Maintenance des têtes - Durée de vie - Critères d'usure	106
Microphones	107
Amplificateurs	109
Structure des amplificateurs	109
Les corrections	115
Quelques notions de base sur les éléments permettant d'agir sur la réponse en fréquence	124
Précautions à prendre dans la réalisation des amplificateurs	147
Lutte contre les bruits de fond	147
Lutte contre les accrochages	157
Réponse en fréquence - Diminution de la distorsion	160
Oscillateurs	161
Couplage des têtes à l'oscillateur	175
Indicateurs de modulation	184
Alimentation	191
Haut-parleurs et valises	195
Schémas complets	198
Appareils à lampes	198
Appareils à transistors	205
Mécanisme	212
Défilement normal du ruban	212
Grandes vitesses avant et arrière	217
Arrêt	218
Moteurs	220
Nombre de moteurs	223

— TROISIEME PARTIE —

PERFECTIONNEMENTS

Appareils à fonction séparée	225
Appareils multipistes	229
Stéréophonie et appareils stéréophoniques	236

— QUATRIEME PARTIE —

**APPAREILS SPÉCIAUX
DISPOSITIFS ANNEXES**

Appareils à défilement continu	257
Machines à dicter	259
Appareils générateurs de réverbération et d'échos	260

Ruban sans fin	264
Enregistrement des images	264
Raccordement d'un enregistreur	265
Filtre pour enregistrement des émissions radiophoniques stéréophoniques ...	272
Effaceur en volume	272
Bobine de démagnétisation	274
Synchroniseuse pour sonorisation des films	274

CINQUIEME PARTIE

MAINTENANCE - MESURES - DEPANNAGE

Maintenance	277
Conservation et nettoyage des rubans	277
Maintenance de l'enregistreur	279
Mesure des performances	284
Mesures en position enregistrement	285
Mesures en position reproduction	296
Mesures faisant intervenir l'enregistrement, le transfert du ruban et la reproduction	300
Mesures mécaniques	311
Dépannage	315
Tableau de quelques pannes	316

Outil idéal d'enregistrement sonore, le magnétophone connaît une diffusion sans cesse plus large. Assez rudimentaire à l'origine, l'appareil a été perfectionné au cours des années et comporte, de nos jours, de nombreux dispositifs auxiliaires étendant le champ de ses applications.

Passablement complexe, la technique du magnétophone est exposée dans ce volume à l'usage de tous ceux qui doivent en assurer la conception, la réalisation, le dépannage et la maintenance.

Cette technique se présente sous un double aspect : électronique et mécanique. Aussi l'auteur examine-t-il d'abord les rubans et les têtes magnétiques, les microphones, les amplificateurs, les oscillateurs et les haut-parleurs, puis les moteurs et les diverses parties du mécanisme. Il étudie ensuite les schémas complets de diverses réalisations.

Après cet examen général, il analyse certains raffinements et usages particuliers (appareils multipistes, stéréophonie) et passe en revue des dispositifs auxiliaires tels que machines à dicter, générateurs de réverbération artificielle, synchroniseuses pour sonorisation de films et même — n'est-ce pas l'avenir ? — les enregistreurs d'images.

Une dernière partie traite de la maintenance, des mesures et du dépannage, toutes questions que l'auteur connaît à fond ; il fait bénéficier le lecteur de sa vaste expérience en la matière.

Véritable encyclopédie du magnétophone, le livre fait, on le voit, le tour complet de la question et rendra les plus grands services à tous les techniciens qui auront, à quelque titre que ce soit, à s'occuper de l'enregistrement magnétique des sons et des images.