

ROGER CRESPIN

MEMENTO TUNGSRAM

5

LA TELEVISION
LES DÉPANNAGES
LES CIRCUITS
L'AUTOMATISME
AMÉLIORATIONS
RÉPARATIONS
LES Soudures
RÉGLAGE DES TUBES
CARACTÉRISTIQUES

EDITIONS CRESPIN

١٩٦
مـ اسـ اـ

ROGER CRESPIN

Memento
TUNGSRAM

5^e VOLUME



EDITIONS CRESPIN, 65, Avenue Barbusse
PAVILLONS-SOUS-BOIS (SEINE)

DÉPOT ET COMMANDES :

112 bis, RUE CARDINET, PARIS (XVII^e)

TÉLÉPHONE : WAGRAM 29-85

A la mémoire de
MARC SEIGNETTE
INGÉNIEUR DU GENIE MARITIME
Co-auteur du premier Memento Tungsram

*qui fut le plus lumineux
des écrivains techniques*

MEMENTO TUNGSRAM

par

ROGER CRESPIN

5° VOLUME

SOMMAIRE

- Les bases de la Télévision.
- L'Art du Dépannage.
- Radio-Meccano.
- Relais et Automatisme.
- Vers la fidélité.
- Pour le Laboratoire.
- Soudures et Brasures.
- Réparation d'un galvano.
- Incandescence et fluorescence.
- Réglage des amplificateurs.
- Caractéristiques des lampes.

Suivant la tradition, le présent Memento fait suite aux précédents sans les répéter. C'est un ouvrage de vulgarisation qui s'encombre aussi peu que possible de mathématiques. On suppose que le lecteur a déjà une certaine connaissance de la radio, mais on n'a cependant pas hésité à rappeler certaines notions élémentaires quand la compréhension du sujet traité l'exigeait. Ceux qui savent nous le pardonneront volontiers en souvenirs du temps où ils ne savaient pas encore.

Dans le précédent volume, nous avions promis un chapitre sur les ondes ultracourtes, avec un autre sur les affaires et le savoir-faire. Il nous faut, hélas, avouer notre coupable : nous nous sommes laissé entraîner par d'autres sujets qui se sont taillé la part du lion, tant et si bien que lesdits chapitres devront attendre la prochaine édition...

Nous espérons que le lecteur ne nous en tiendra pas trop rigueur et, comme il est de tradition en radio, « nous tâcherons de faire mieux la prochaine fois ».

R. C.

LES BASES DE LA TÉLÉVISION

« Et il lui fut donné d'animer l'image de la bête afin qu'elle parlât... »

(Apocalypse XIII-15)

C'est Balthazar qui fut, paraît-il, le premier amateur de télévision quand il vit la main tracer en lettres de feu sur le mur de son palais les mots fatidiques : Mané, Thecel, Pharès ! En ce temps-là, il n'y avait qu'un émetteur, et il se trouvait dans l'Au-Delà.

Plus fertile que les temps bibliques, notre siècle vient de réaliser en quelques décades un des plus vieux rêves de l'humanité. Et avant même que nous ayons digérée la télévision en noir, voici qu'on nous présente celle en couleur et qu'on nous promet le relief.

Il est cependant sage de ne pas s'enthousiasmer outre mesure, car cette télévision qui nous émerveille est à peine aussi évoluée que l'était la radiophonie à l'époque de la galène. Les émissions sont maigres parce qu'il y a peu de récepteurs, et il y a peu de récepteurs justement parce que les émissions sont maigres. A ce cercle vicieux s'ajoutent d'autres handicaps : la faible portée, la précarité des réceptions, les prix trop élevés des récepteurs trop petits et, brochant sur le tout, l'incertitude qui règne au sujet des normes des signaux qu'on adoptera finalement. Vaut-il mieux, comme le préconisent les Anglais, fabriquer des postes à moyenne définition mais à prix modéré, ou des téléviseurs à grande finesse d'image forcément plus compliqués et plus coûteux ? Les thèses s'affrontent et, pour mieux embrouiller la situation, voici que nous arrivé d'Amérique un standard intermédiaire, mais aux caractéristiques diamétralement opposées à celles d'Europe.

Heureusement, le progrès a des bottes de sept lieues et on finira bien par se mettre d'accord. Si la pratique de la télévision n'intéresse encore qu'un petit nombre de techniciens voisins des émetteurs, tous les professionnels de la radio doivent dorénavant en connaître les principes de base. Nous les résumons aussi simplement que possible et sans mathématiques dans les pages suivantes.

1. — La persistance des images rétinien[n]es.

La télévision, comme le cinéma, est basée sur une curieuse propriété de l'œil : les images qui se forment sur sa rétine ne disparaissent pas en même temps que l'excitation, mais persistent pendant environ un dixième de seconde pour un éclairage moyen. On sait comment le cinéma a tiré parti de ce phénomène. On photographie tous les seizeièmes de seconde une scène animée, puis on fait défiler ces instantanés devant l'œil à la même cadence. Comme on lui présente la vue suivante avant que l'impression causée par la précédente ne se soit évanouie, l'œil enchaîne les vues successives et reconstitue ainsi le mouvement.

La télévision procède de façon à peu près analogue. Elle fait apparaître sur un écran des vues successives du sujet en mouvement, à une cadence suffisamment rapide pour que l'œil puisse les enchaîner, ce qui se produit à partir de dix images par seconde. Mais si l'œil reconstitue bien le mouvement à cette fréquence, il ressent une désagréable impression de papillotage, qu'on fait disparaître en augmentant la cadence. C'est pourquoi le cinéma photographie 16 images par seconde et projette chacune d'elles deux ou trois fois pendant chaque seizième de seconde, ce qui fournit à l'œil 32 ou 48 images par seconde. En télévision européenne, on agit de même : on prend 25 instantanés du sujet par seconde et on projette chacun deux fois de suite, ce qui donne 50 images successives par seconde sur l'écran du récepteur. A ce prix, l'œil se déclare satisfait, et il suit le mouvement sans fatigue.

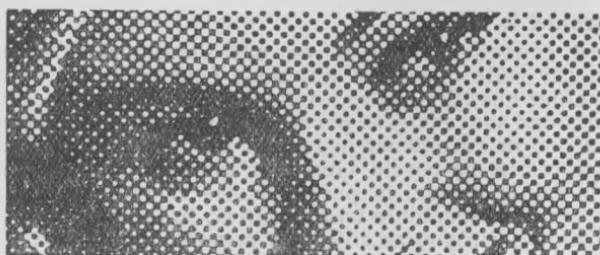


Fig. 1. — PHOTO TRAMEE, GROSSIE.

● *La décomposition des images.*

Il y a cependant une différence essentielle entre les images de télévision et celles du cinéma : pour des raisons qui deviendront évidentes plus loin, on ne peut pas les projeter d'un seul bloc sur l'écran. Il faut décomposer chaque image en tout petits éléments assimilables à des points, qu'on fait apparaître côté à côté à leur place respective et qui reconstituent ainsi l'image entière. Pour bien comprendre ceci, regardez à la loupe une photo dans un journal, vous verrez qu'on l'a divisée par un fin quadrillage en mailles

plus ou moins noires, selon qu'il s'agit des ombres ou des lumières (fig. 1). C'est en somme une succession de bandes parallèles très étroites, dont chacune est formée par un alignement de points plus ou moins lumineux, plus ou moins obscurs.

La télévision reproduit les images de façon très semblable. Elle les divise en étroites bandes horizontales parallèles, le long desquelles la luminosité de l'écran varie comme celle du modèle au même endroit. Si ces bandes sont assez étroites, donc assez nombreuses, l'œil ne les sépare pas à la distance normale de vision et tout se passe comme si on lui avait présenté une image continue (fig. 2).



Fig. 2.

DECOMPOSITION
D'UNE PARTIE
D'IMAGE.

Mais, dira-t-on, pourquoi cette complication ? Parce qu'elle est obligatoire dans l'état actuel de la technique. L'émetteur de télévision communique avec le récepteur à l'aide d'une onde porteuse, dont les variations d'amplitude transmettent le message. En radiophonie, ce message est la variation de fréquence sonore, tandis qu'en télévision c'est la variation de la luminosité des points élémentaires de l'image. Or, il y a des dizaines de milliers de points dans chaque image, et malheureusement notre onde porteuse ne peut avoir qu'une amplitude plus ou moins grande à chaque instant. C'est comme si on vous demandait de lire instantanément toute une page en prononçant un seul son, vous seriez obligé de refuser, mais vous proposeriez de la lire mot à mot le plus rapidement possible.

2. — Le principe de la télévision.

C'est justement ainsi qu'on a tourné la difficulté. A l'aide d'un objectif, on projette la scène sur un écran spécial, l'émetteur « lit » l'image ligne par ligne à toute volée et envoie dans l'espace une onde porteuse dont l'amplitude à chaque instant est proportionnelle à la luminosité rencontrée par le « lecteur ». Quand il a fini de lire sa page — ou plutôt son image — il recommence. Il explore comme cela 25 images complètes par seconde !

Le récepteur qui capte le message projette sur un écran un point lumineux, pas davantage, et la luminosité de ce point suit fidèlement les variations d'amplitude de l'onde reçue.

Donc, à chaque instant, le point reproduit sur l'écran la luminosité de celui que le « lecteur » est justement en train d'explorer à l'émission : s'il passe dans une zone sombre de l'image scénique, le point s'obscurcit, et le contraire a lieu dans une zone claire.

Ce point lumineux variable est sans doute intéressant, mais ce n'est qu'un point. Comment peut-il servir à ressusciter l'image ? Ce n'est pas bien difficile : il n'y a qu'à le promener sur l'écran ligne par ligne en synchronisme rigoureux avec le « lecteur » de l'émetteur. Donc, à chaque instant, notre point lumineux occupera sur l'écran l'emplacement exact de celui que l'émetteur est justement en train d'analyser, et il en reproduira la luminosité. Comme il balaie toute la surface de l'écran en 1/25 de seconde, notre œil le voit partout en même temps, et la scène animée se trouve reconstituée.

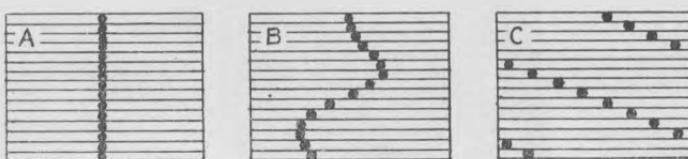


Fig. 3.

En A : Emission d'une verticale.

En B : Réception mal synchronisée.

En C : Réception de la verticale avec balayage trop rapide
(image multiple, floue et faible).

On devine sans peine que ce synchronisme parfait de l'analyse et de la synthèse n'était pas facile à réaliser, car il faut non seulement que les vitesses soient identiques, mais encore que les lignes et les images commencent et finissent en même temps à l'émission et à la réception, sous peine de reproduire des images atrocement déformées (fig. 3). Et en fait, on passait son temps avec les premiers téléviseurs à rattraper laborieusement les écarts, quand on le pouvait ! La solution fut donnée par Barthelemy en 1928. Elle consiste à émettre, à chaque fin de ligne, un signal ou top qui « remet à l'heure » le point lumineux zig-zaguant et l'oblige à recommencer la ligne suivante en même temps que l'émetteur. A chaque fin d'image, un autre signal avertit le récepteur, lui donnant l'ordre de se remettre au départ comme l'émetteur.

Tel est, dans ses grandes lignes, le principe de la télévision que nous allons étudier de plus près.

3. — Combien de lignes ?

Pour avoir une image nette, il faut la découper en beaucoup de bandes horizontales ou « lignes », mais combien en faut-il ?

On est tenté de répondre qu'il en faudra peu si l'image est petite et beaucoup si elle est grande, mais il n'en est rien. Une grande image s'observe de plus loin qu'une petite et peut être moins fine tout en contenant autant de détails. Ce

qui compte, c'est l'*angle d'acuité visuelle*, c'est-à-dire l'angle formé par les rayons extrêmes émanant du plus petit détail discernable et convergeant vers l'œil (fig. 4). Pour une vue excellente, il est égal à une minute d'angle, ce qui correspond à la vision distincte de 1/10 de millimètre placé à 30 cm., ou d'un millimètre placé à 3 mètres, ou d'un homme éloigné de 5 kilomètres. D'où la règle : quelle que soit la grandeur de l'image, la même netteté sera obtenue avec le même nombre de lignes si l'on se place à la distance convenable de vision.



Fig. 4. — ACUITE VISUELLE.

L'idéal serait évidemment d'avoir au moins autant de lignes qu'on peut en discerner, et ceci conduit à 1.300 lignes environ pour un écran de grandeur normale à distance normale. Mais les lignes coûtent cher, comme nous le verrons bientôt, et nous n'avons du reste pas besoin d'une telle finesse, qui dépasse celle du cinéma. C'est pourquoi les émissions françaises les plus riches en détails n'ont que 819 lignes, tandis que nos émissions courantes ont de 441 à 455 lignes. Les Anglais émettent 405 lignes, les Américains 525 lignes, et voilà qu'un certain congrès international a fixé le futur standard européen à 625 lignes. Pourquoi ces divergences ? Parce que, si la haute définition est souhaitable, elle conduit à des récepteurs coûteux à faible rayon d'action et à un encombrement terrible de l'éther. Alors, on cherche un compromis...

Nous pouvons considérer chaque ligne comme une succession de points séparés par la distance qui sépare deux lignes contiguës, ce qui divise l'image en un grand nombre de points carrés équidistants.

4. — La bande de fréquences de modulation.

Si nous appelons n le nombre de lignes, une image carrée comportera n^2 points. Comme le rapport de la largeur à la hauteur de l'image est généralement 4/3, cela fait un total de $4 \frac{n^2}{3}$ points par image. Mais il faudrait transmettre 50 images par seconde pour éviter le papillotage : cela fait $200 \frac{n^2}{3}$ points à transmettre chaque seconde.

Comment transmettre ces points ? C'est, comme en radio-phonie, une onde porteuse entretenue qui sert de rail et sa modulation qui représente les wagons : l'amplitude de l'onde sera par exemple maximum pour les blancs et minimum pour les noirs, avec toutes les variations intermédiaires traduisant les gris. Comme un point blanc peut être le voisin immédiat d'un point noir, on voit que la transmission de ces deux points successifs se fera par les deux alternances d'une période entière de la *modulation* de l'onde porteuse (fig. 5).

Par conséquent, la transmission de $200 n^2/3$ points va nous demander $100 n^2/3$ périodes complètes par seconde, ce qui constitue la bande de fréquences de modulation. Calculons :

$$\text{Pour 441 lignes : } \frac{100 \times 441 \times 441}{3} = \text{environ 6,5 Mc/s;}$$

$$\text{Pour 819 lignes : } \frac{100 \times 819 \times 819}{3} = \text{environ 22 Mc/s.}$$

C'est énorme. Pour vous en rendre compte, comparez avec la bande de modulation d'une excellente réception de T.S.F., qui n'est que de 10 Kc/s (soit *deux mille fois plus étroite* que celle nécessaire à la télévision 819 lignes) et que nous accusions déjà, en notre candeur naïve, d'encombrer l'éther et de compliquer nos amplificateurs ! Or, notez bien qu'avec la modulation sinusoïdale nous ne transmettons que des points passant insensiblement du noir au blanc. Si nous voulions transmettre des points noirs et blancs bien tranchés, comme dans un damier, il faudrait des ondes carrées, autrement dit tous les harmoniques impairs ! Même en nous limitant aux quelques premiers, cela nous conduirait à une invraisemblable bande de modulation impossible à transmettre comme à recevoir.

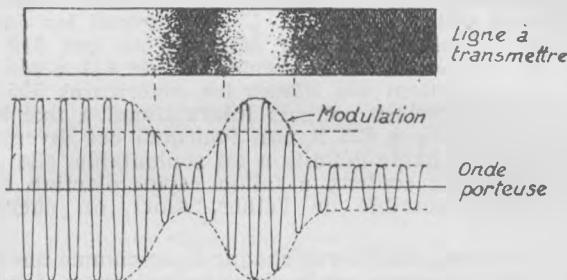


Fig. 5. — LA MODULATION TRADUIT LA LUMIERE.

Aussi se contente-t-on de la sinusoïde. Bien mieux : pour réduire de moitié la bande de fréquences nécessaires, on a imaginé l'entrelacement qui permet de former quand même sur l'écran 50 images complètes par seconde tout en n'en transmettant que 25.

● L'entrelacement.

Le procédé est simple : une image ne comprend que les lignes impaires, la suivante n'a que les lignes paires, si bien que les 441 ou 819 lignes sont projetées en deux fois, les lignes de l'une venant se placer entre celles de l'autre, et ainsi de suite. A raison d'une image tous les $1/50$ de seconde, les 441 ou 819 lignes sont projetées en $1/25$ de seconde, et l'œil est satisfait.

Pour 441 lignes, il ne faut qu'une bande de fréquences de modulation d'un peu plus de 3 Mc/s, et 11 Mc/s pour 819 lignes. Mais si tout va bien quand les déplacements sont

lents, l'œil dissocie les deux images complémentaires quand ils sont rapides, et l'objet en mouvement devient flou...

C'est donc un seul point lumineux d'éclat variable ou *spot* qui produit les lignes et les images. Pour cela, il est simultanément animé de deux mouvements de va-et-vient, l'un horizontal très rapide, l'autre vertical plus lent dont vous pouvez vous en faire une idée en traçant dans un cadre des lignes parallèles horizontales d'un mouvement uniforme, plus rapide au retour qu'à l'aller, puis, gardant la même cadence sans que le crayon touche le papier, vous remontez plus vite que vous n'êtes descendu, après quoi vous recommencez à tracer des lignes horizontales entre les premières. Remplacez votre crayon par le spot, qui s'éclaire pour tracer les lignes et s'éteint pendant les retours, et vous aurez le schéma de formation des images entrelacées dont la figure 6 représente les deux phases. Bien entendu, les lignes sont beaucoup plus serrées que sur le dessin. Les deux mouvements conjugués du spot lui sont imposés par deux oscillateurs de relaxation « à dents de scie », dont l'un réalise le balayage horizontal à la fréquence de 25 fois le nombre de lignes (puisque'il y a 50 demi-images par seconde) tandis que l'autre fait le balayage vertical 50 fois par seconde. Cette dernière fréquence est justement celle du secteur : on l'a choisie pour éviter les troubles qui se produiraient si ces fréquences étaient différentes (interférences, ronflage, glissement).

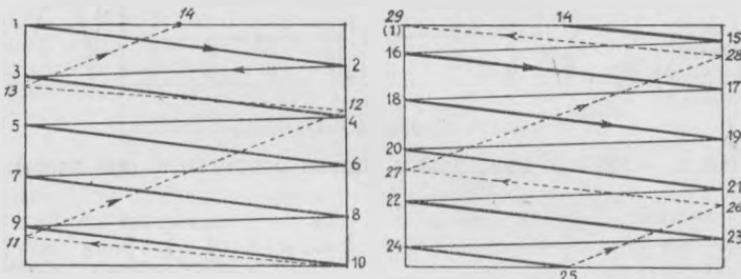


Fig. 6.

DEPLACEMENT DU SPOT SUR L'ECRAN PENDANT DEUX CADRES OU DEMI-IMAGES COMPLEMENTAIRES ENTRELACEES.

Trait gras : Le spot lumineux trace les lignes paires.

Trait fin : Retour du spot obscur pour tracer la ligne suivante.

Pointillé : En fin d'image, le spot remonte rapidement pour tracer le cadre suivant dont les traits gras se placent entre ceux du cadre précédent,

Les numéros indiquent l'ordre des mouvements du spot.

On remarquera que quelques lignes sont perdues, parce qu'elles sont tracées par le spot obscurci à la fin de chaque demi-image pendant qu'il regagne le haut du cadre pour tracer la demi-image suivante (trait pointillé fig. 6). On remarquera aussi que le tracé de la seconde demi-image commence au milieu du haut et non au coin comme la précédente.

5. — Le signal de télévision.

Le signal recueilli par l'antenne doit apporter plusieurs renseignements au récepteur :

1° La variation de luminosité du spot pendant qu'il trace les lignes;

2° A la fin de chaque ligne, un signal spécial pour synchroniser, autrement dit « remettre à l'heure » l'oscillateur chargé du balayage horizontal, afin que les lignes se tracent exactement en concordance avec celles de l'émetteur;

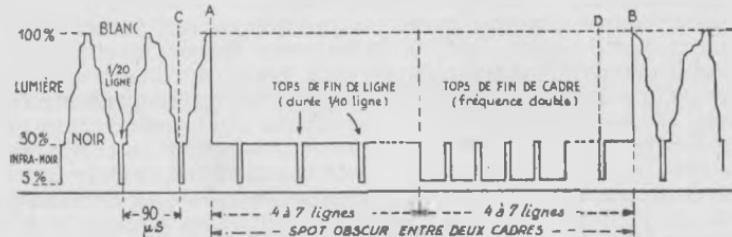


Fig. 7. — SIGNAL FRANÇAIS A MOYENNE DEFINITION (441 lignes).

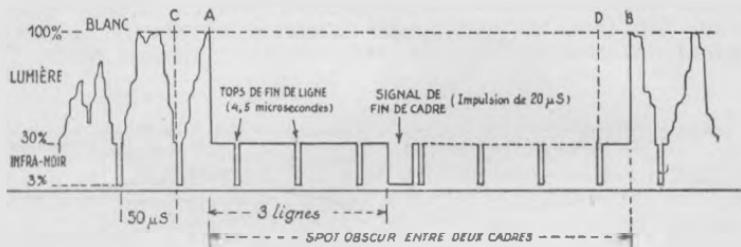


Fig. 8. — SIGNAL FRANÇAIS A HAUTE DEFINITION (819 lignes).

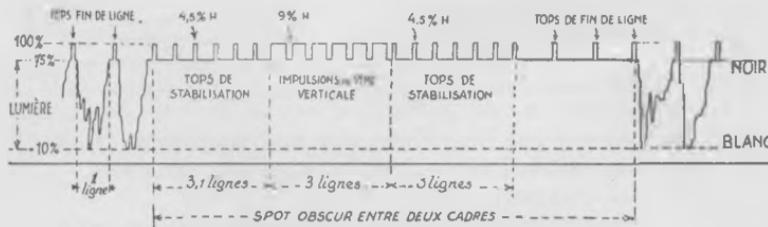


Fig. 9. — SIGNAL INTERNATIONAL C.C.I.R. (625 lignes).

3° A la fin de chaque demi-image ou *cadre*, un autre signal qui synchronise l'oscillateur chargé du balayage vertical et lui donne l'ordre de faire remonter le spot en haut de l'écran pour tracer le cadre suivant quand on le lui commandera;

4° L'obscureissement total du spot pendant son retour après chaque ligne;

5° L'obscureissement total du spot pendant un nombre exact de lignes entre deux cadres successifs, afin de lui donner le temps de remonter en haut de l'écran sans laisser

de trace sur celui-ci. Cet obscurcissement a lieu juste à la fin d'une ligne pour les cadres impairs (celui de gauche, fig. 6) et juste au milieu d'une ligne pour les cadres pairs (celui de droite, fig. 6), ce qui donne automatiquement l'entrelacement.

Or, tous ces ordres doivent être condensés dans la seule modulation d'une seule onde porteuse. On imagine aisément qu'il ne doit pas y avoir de place perdue. Il vaut la peine d'étudier de près cette modulation très spéciale, car c'est elle qui contient toute l'image, et toute la technique du récepteur ne sert qu'à l'utiliser au mieux.

L'amplitude de l'onde peut pratiquement varier de 2-3 % à 100 %. On a donc affecté 70 % de cette amplitude à la transmission des variations de luminosité du spot, et le reste a été réservé aux signaux de synchronisation commandant les oscillateurs de balayage horizontal et vertical. Nous décrirons les trois types de signaux auxquels on peut avoir affaire en France.

a) *Signal français à moyenne définition* (fig. 7).

Une amplitude de 100 % correspond au blanc absolu, et 30 % au noir total, avec toute la gamme des gris entre ces deux limites. De 30 % à 5 %, c'est l'infra-noir occupé par de courtes impulsions rectangulaires de 9 microsecondes, « plus noires que le noir », qui constituent les ordres de synchronisation.

On voit à gauche deux montagnes qui représentent chacune la variation d'amplitude, donc de luminosité du spot le long d'une ligne, elles sont séparées par une gorge profonde qui est le signal du « top » de synchronisation en fin de ligne. Juste avant et après le top, il y a un petit palier noir de stabilisation, pour bien séparer les tops de la lumière.

A la fin de chaque demi-image, le spot est obscurci pendant 10 à 15 lignes, afin de lui permettre de remonter au départ de la demi-image suivante sans être vu. La moitié de ce temps est d'abord occupé par les tops normaux de fin de ligne, puis ces tops s'allongent et leur fréquence devient double pendant deux lignes, ce qui constitue l'ordre de synchronisation verticale. On peut voir sur la figure 7 que l'obscurcissement de fin de cadre commence au milieu d'une ligne en A et se termine en B au milieu d'une autre. Au cadre suivant, il commencera et se terminera à la fin d'une ligne, en C et D.

b) *Signal français à haute définition* (fig. 8).

Le principe est le même, sauf quelques modifications : la modulation minimum descend à 3 %, la durée d'une ligne n'est plus que 50 microsecondes, l'obscurcissement du spot en fin de cadre intéresse trois fois plus de lignes et surtout le signal de synchronisation verticale est formé d'une seule impulsion dont la durée est beaucoup plus longue que les tops de fin de ligne. Cette impulsion se produit exactement trois lignes après le début de l'obscurcissement du spot.

c) *Signal international C.C.I.R.* (fig. 9).

Calqué sur le standard américain, le principe est différent des précédents. Ici, le blanc pur correspond à la plus

faible amplitude de la porteuse, tandis que le noir est atteint quand l'amplitude monte à 75 % : c'est la « modulation négative ». Ce n'est donc plus le profil des montagnes qui trace les lignes, mais celui des vallées qui les séparent qui traduit les variations de luminosité du spot pendant une ligne. Le sommet de chaque montagne est occupé par une tour, qui est le top de fin de ligne, haut de 25 % de l'amplitude maximum, large comme 1/10 de ligne. A la fin de chaque cadre, le spot se met au noir comme en France, tantôt au milieu d'une ligne, tantôt au début (c'est le cas de la figure). Il y a d'abord des tops comme ceux de fin de ligne, mais à fréquence double pendant trois lignes, suivis des impulsions de synchronisation à même fréquence, mais plus longues pendant trois lignes, elles-mêmes suivies pendant 3 lignes des tops de stabilisation à fréquence double. On complète le tableau noir par les tops normaux de fin de ligne, et le nouveau cadre commence.

6. — La fréquence de l'onde porteuse.

Nous avons vu que la modulation devait transmettre une bande énorme de fréquences, plus de 3 Mc/s en 441 lignes, plus de 11 en 819 lignes. Or, la modulation bilatérale de l'onde porteuse des 441 lignes couvre une fréquence *double*, soit 6,5 Mc/s. Avec une telle modulation, il ne peut être question de faire la transmission en ondes courantes. Par exemple, une onde de 30 mètres, soit 10 Mc/s, modulée par le signal de télévision à 441 lignes, occuperait dans l'éther une bande de fréquences allant de 6,75 à 13,25 Mc/s, qui correspond à la bande d'ondes de 22,6 à 44,5 mètres. Dans cette bande, il n'y aurait plus place pour aucune autre émission. Quant aux 819 lignes, ce serait encore plus catastrophique : non seulement la modulation serait incomplète, mais encore la bande de fréquence accaparée s'étendrait de 0 à 21 Mc/s, soit la bande de longueurs d'onde allant de 14,3 mètres à l'infini !

Nous avons un moyen d'en sortir, c'est d'augmenter la fréquence de la porteuse. De ce côté-là, il n'y a pas plus de limite que pour l'inflation monétaire, car chaque fois que vous ajoutez un zéro au nombre de milliards de francs ou de mégacycles, vous découvrez d'immenses horizons nouveaux. En voici la preuve :

- De 0 à 20 Mc/s, nous venons de voir qu'il y a place tout juste pour un émetteur qui prend une bande de 20 Mc/s.
- De 0 à 200 Mc/s, il y a donc place pour 10 émetteurs.
- De 0 à 2.000 Mc/s, il y aura place pour 100 émetteurs et ainsi de suite, *ad infinitum*.

Donc, aucune crainte pour l'avenir : il nous suffira de perfectionner notre technique pour tirer parti des ondes de plus en plus courtes, et nous sortirons toujours de l'encombrement quel qu'il soit. La vie est belle !

Pour le moment, comme il y a encore peu d'émetteurs, on se contente d'émettre sur 46 Mc/s pour 441 lignes, et 200 Mc/s pour les 819 lignes — ce qui soulève déjà pas mal de petits problèmes comme nous le verrons plus loin.

7. — Le tube cathodique ressuscite l'image.

Le signal capté et décortiqué pour en extraire les composants, il s'agit de transformer en un point lumineux les variations d'amplitude de la porteuse et de promener ce point sur un écran à la cadence prescrite.

On a d'abord essayé des lampes au néon, à cratère, ou à cellule de Kerr pour transformer le courant en lumière, combinées avec des disques à trous, des roues à miroirs, des diapasons et des fils vibrants pour réaliser le balayage. Puis est venu le tube à rayon cathodique qui règne en maître, du moins pour l'instant.

Le principe en est simple : dans un tube à vide, une cathode produit un pinceau d'électrons plus ou moins étranglé par une grille, puis fortement accéléré par une anode. Une « lentille » électrostatique ou magnétique concentre les électrons en un point délié sur un écran fluorescent qui s'illumine à l'endroit frappé. Il n'y a plus qu'à dévier convenablement le pinceau d'électrons à l'aide de deux champs rectangulaires correctement excités pour promener le point lumineux sur l'écran suivant les indications du signal.

La figure 10 représente, vu en coupe, un tube cathodique à concentration et déflexion magnétiques muni de ses bobines de champ. C'est une sorte de carafe à large base et long col étroit dans laquelle règne un vide poussé. Le fond ne présente qu'une faible courbure, ce qui rend le tube fragile à cause de la formidable pression atmosphérique (plus de 700 kg. sur le fond pour un tube de 31 cm. de diamètre), et il est recouvert intérieurement d'un enduit fluorescent, à base de tungstate de cadmium ou de sulfure de zinc activé par des traces d'argent et de manganèse, qui émet une lumière blanche quand il est frappé par des électrons rapides : c'est l'écran G. Dans le goulot se trouve un « canon à électrons » qui comprend :

— Un mince tube de nickel A chauffé intérieurement par un filament bispiralé : c'est la *cathode*, dont le bout seulement est recouvert d'une couche d'oxydes qui émet des électrons;

— Un capuchon B qui enveloppe ce bout sans le toucher et présente un petit trou en face de la couche d'oxydes de la cathode : c'est la grille, ou *cylindre de Wehnelt*. Elle laisse passer tous les électrons quand elle est au potentiel de la cathode (I), elle étrangle plus ou moins le faisceau si elle devient plus ou moins négative (II), enfin elle le supprime totalement à partir d'une certaine tension négative (III). Grâce à cette propriété, c'est la grille qui est chargée de moduler la brillance du spot, selon le potentiel qui lui est appliqué et que gouverne le signal.

— A quelques millimètres plus loin, un tube C dont le fond est également percé d'un trou : c'est l'*anode* portée à une haute tension positive, qui imprime une grande vitesse aux électrons s'échappant du trou du Wehnelt. Un certain nombre de ces électrons sont captés par l'anode, les autres poursuivent leur route en passant par son trou central.

Mais ces électrons sont tous négatifs et se repoussent, si bien que le faisceau qui était mince en s'échappant du

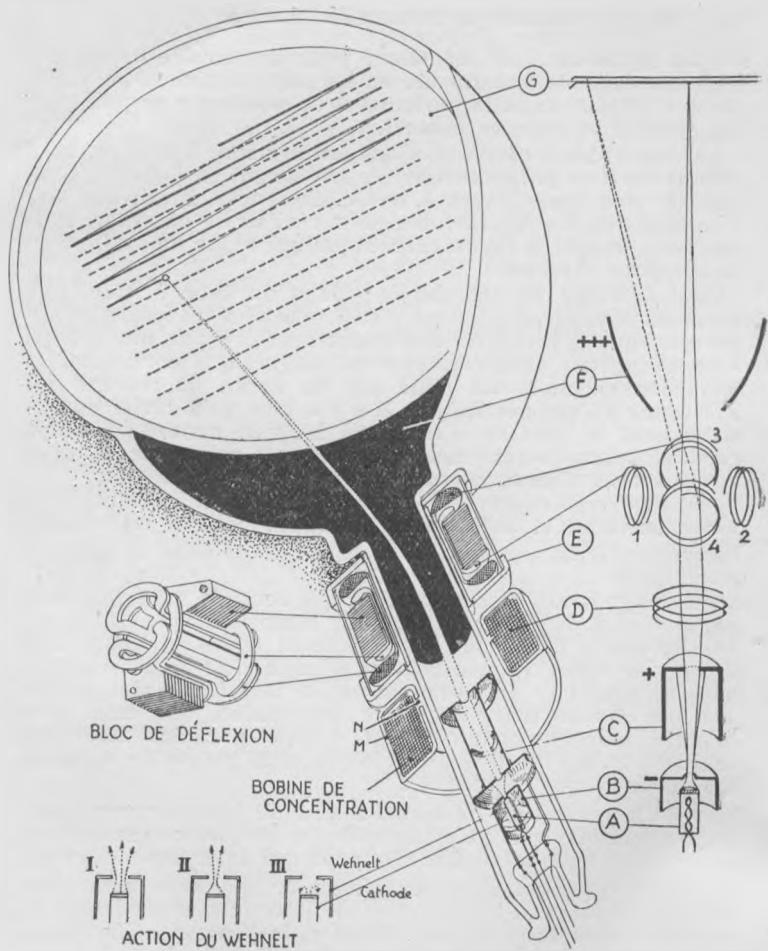


Fig. 10. — ANATOMIE D'UN TUBE CATHODIQUE A DÉVIATION ET CONCENTRATION MAGNETIQUES.

Wehnelt s'évase de plus en plus et forme sur l'écran une tache diffuse. Il faut le concentrer en un point, comme on concentre les rayons du soleil à l'aide d'une lentille. Ici, la lentille est remplacée par une *bobine de concentration* *D*, parcourue par un courant continu qui entretient un champ magnétique dirigé suivant l'axe du tube. Pour des raisons qu'il serait trop long d'exposer ici, les électrons divergents deviennent convergents et se réunissent sur l'écran en un seul point, le spot *H*. La mise au point se fait en modifiant, soit l'intensité du courant, soit la position de la bobine.

Afin d'économiser le courant nécessaire à l'entretien du champ, on entoure généralement la bobine D d'un blindage en fer M qui ne laisse qu'un entrefer N entourant le tube.

Il s'agit maintenant de faire danser le spot sur l'écran. C'est l'affaire du *bloc de déviation* E, composé essentiellement de quatre bobines plates plaquées contre le tube, à 90° l'une de l'autre. Il y a donc deux bobines horizontales réunies en série, et deux bobines verticales également en série. On en voit le schéma à droite de la coupe.

Faisons passer un courant (*) dirigé suivant la flèche dans les bobines numérotées 3-4, il produira un champ magnétique qui les traversera suivant leur axe en passant dans le col du tube et dirigé de 3 vers 4, c'est-à-dire vers le lecteur. Mais le pinceau de rayons cathodiques qui traverse ce champ à angle droit n'est rien d'autre qu'un courant électrique sans support : il sera dévié selon la règle du bonhomme d'Ampère, c'est-à-dire vers la gauche, comme le montre la figure. En renversant le sens du courant, la déviation se ferait à droite. En lançant le courant dans les bobines 1 et 2, les déviations seraient perpendiculaires aux précédentes. Il suffit par conséquent de lancer dans les bobines des courants convenables à la cadence voulue pour faire décrire au spot toute trajectoire désirée sur l'écran.

Toujours pour économiser le courant, on entoure habituellement les bobines d'une cuirasse en fer feuilleté (car il s'agit ici de courants variables) qui augmente l'intensité du champ dans le tube. Les bobines prennent la forme d'un cadre rectangulaire allongé qu'on déforme pour leur faire épouser la forme du tube, comme le montre de détail à gauche de la coupe.

Enfin, les électrons du pinceau ainsi dévié vont recevoir une nouvelle accélération avant d'atteindre l'écran. A cet effet, les parois intérieures de la panse du tube sont recouvertes d'une couche conductrice F portée à un potentiel positif élevé, qui joue le rôle d'anode auxiliaire et produit le champ électrique accélérateur.

8. — Brillance, tensions et courants.

Arrêtons-nous un instant pour examiner rapidement les conditions de fonctionnement du tube cathodique.

La *brillance* du spot dépend de la constitution de l'écran, de la vitesse des électrons et de leur intensité. Celle-ci dépend de la tension du wehnelt ou grille, comme nous l'avons vu.

La *vitesse des électrons* dépend de la racine carrée de la tension anodique E. Aux tensions utilisées en télévision, on a :

$$\text{Vitesse en cm/s} = 5,97 \times 10^7 \times \sqrt{E}$$

La *finesse du point* dépend de la mise au point de la bobine de concentration, de l'uniformité des champs magnétiques, du centrage des électrodes, de la vitesse des électrons. Elle diminue quand l'intensité électronique augmente.

(*) Rappelons que le courant dans un fil va du négatif vers le positif, contrairement à ce qui est écrit dans les vieux grimoires.

La concentration demande d'autant plus d'ampères-tours que la vitesse électronique est plus grande, le diamètre plus grand, le tube plus court. On remplace ou complète parfois la bobine par un aimant annulaire, afin d'économiser le courant.

La déviation est proportionnelle à l'intensité du champ, donc du courant déviateur, à la longueur des bobines, à leur distance de l'écran. Elle est inversement proportionnelle à la vitesse des électrons, donc à la tension accélératrice. C'est pour cela qu'on ne donne leur vitesse définitive aux électrons qu'après la traversée du bloc de déviation.

9. — Concentration et déviation électrostatiques.

Les électrons étant également déviés par les champs électriques, on construit des tubes utilisant cette propriété (fig. 11). La cathode et le wehnelt (grille) sont les mêmes que pour les tubes magnétiques, mais il y a deux ou trois anodes A_1 , A_2 , A_3 portées à des potentiels croissants positifs, par exemple 400, 1.000 et 3.000 volts.

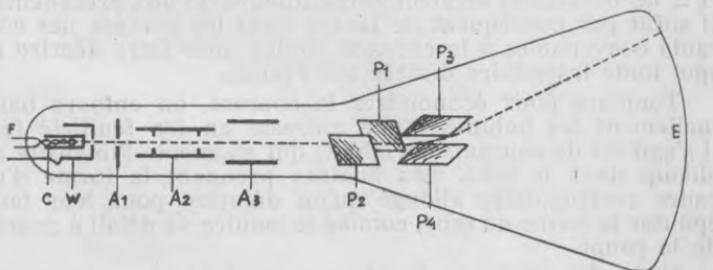


Fig. 11. — TUBE A DEVIATION ET CONCENTRATION ELECTROSTATIQUES.

En sortant de l'anode A_1 , les électrons accélérés par elle forment un faisceau divergent à cause de leur répulsion mutuelle. Les deux anodes tubulaires A_2 et A_3 , à potentiels différents, non seulement les accélèrent encore, mais produisent un champ électrique courbe qui agit comme une lentille convergente et concentre le faisceau en un spot sur l'écran fluorescent E. Mais avant d'y arriver, le faisceau doit d'abord passer entre deux plaques déviantes verticales P_1 - P_2 , puis entre deux plaques déviantes horizontales P_3 - P_4 .

Si P_3 , par exemple, est positive pendant que P_4 est négative, les électrons qui sont négatifs, seront attirés par P_3 et repoussés par P_4 : ils seront donc déviés vers le haut de l'écran. Le contraire aura lieu si on inverse la polarité. De même P_1 et P_2 dévieront le faisceau si on leur applique une tension, mais la déviation sera perpendiculaire à la précédente.

Les plaques de déviation doivent être assez longues et rapprochées pour agir suffisamment sur les électrons rapides, elles réduisent donc le passage et ne permettent pas des déviations importantes, ce qui conduit à allonger beaucoup le tube qui devient encombrant si l'écran est un peu grand.

On l'utilise de moins en moins en télévision, car il présente d'autres inconvénients : grande complication interne et prix élevé, tensions élevées entraînant des risques de claquage et une grande réduction de sensibilité, nécessité d'attaquer les paires de plaques en push-pull pour éviter la distorsion « en trapèze » des images rectangulaires. On lui préfère généralement le tube magnétique plus court, plus robuste, plus sensible, ou la solution mixte du tube à concentration électrostatique et déviation magnétique.

10. — La tache ionique.

Le faisceau qui va de la cathode à l'écran contient non seulement des électrons, mais encore des *ions négatifs* ayant la même charge électrique que les électrons avec une masse beaucoup plus grande. Ils sont concentrés et déviés comme les électrons par les champs électriques, mais la déflexion magnétique a peu d'action sur eux (*), et par conséquent ils bombarderont toujours le centre de l'écran qui présentera à la longue une « tache ionique » noirâtre. Ce défaut du tube à déflexion magnétique (surtout s'il est à concentration électrostatique, qui fait converger les ions au centre de l'écran) peut être atténué par un vidage très poussé. Pour le supprimer, on installe parfois entre le wehnelt et l'anode un « piège à ions », qui produit à cet endroit du tube un champ électrique et un champ magnétique dont les effets sont opposés.

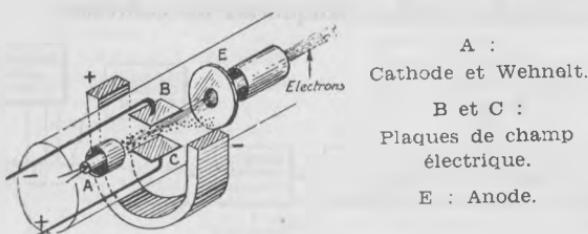


Fig. 12. — PRINCIPE D'UN PIEGE A IONS.
Les ions (gros points) sont déviés vers le bas.

Les électrons traversent ces champs sans déviation, mais les ions subissent l'action du seul champ électrique qui les envoie se faire capturer par l'anode (fig. 12). Récemment, on a supprimé sans piège la tache ionique en recouvrant l'écran fluorescent d'une couche ultra-mince d'aluminium, qui arrête les ions tout en laissant passer les électrons plus ténus et plus rapides.

11. — Les circuits du récepteur.

Nous savons en quoi consistent les signaux reçus par l'antenne et comment les images peuvent se former sur l'écran fluorescent du tube cathodique. Il s'agit maintenant de les réunir par des circuits appropriés.

(*) La déflexion magnétique est proportionnelle à la racine carrée du rapport charge/masse. Comme un ion est plusieurs milliers de fois plus lourd qu'un électron, il sera dévié plusieurs milliers de fois moins.

En même temps que le signal de vision, l'émetteur a lancé dans l'éther sur une longueur d'onde voisine le signal sonore d'accompagnement : il y a donc deux ondes modulées, une pour la vision sur une très large bande, l'autre pour l'audition sur une bande relativement étroite.

Pour simplifier notre exposé, nous ne considérerons dans ce qui va suivre que la réception des 441 lignes, celle des 819 lui ressemblant beaucoup, aux difficultés près causées par la fréquence plus grande de la porteuse et la largeur de la bande passante.

L'antenne capte les deux signaux à la fois. Il faut d'abord les séparer pour envoyer l'un dans un récepteur classique de radio et l'autre dans le récepteur de télévision proprement dit. C'est l'affaire d'un filtre, ou mieux d'un changeur de fréquence qui équipe la majorité des téléviseurs modernes. Par exemple, si les deux signaux ont 42 et 46 Mc/s, l'oscillateur local à 55 Mc/s fera naître deux fréquences moyennes : 9 Mc/s pour le son et 13 Mc/s pour la vision, qui deviennent faciles à séparer.

La MF-vision est d'abord amplifiée, puis détectée. Cela fait naître une tension redressée semblable à la figure 7, mais sans l'intervalle de 5 % séparant l'horizontale zéro volt du fond des impulsions de synchro. Ces 5 % de tension continue manquante, il faudra les restituer au signal-lumière avant de l'appliquer au wehnelt, sous peine de ne pas atteindre le blanc absolu à 100 %, mais seulement un gris léger à 95 % de modulation : l'image manquerait de contrastes.

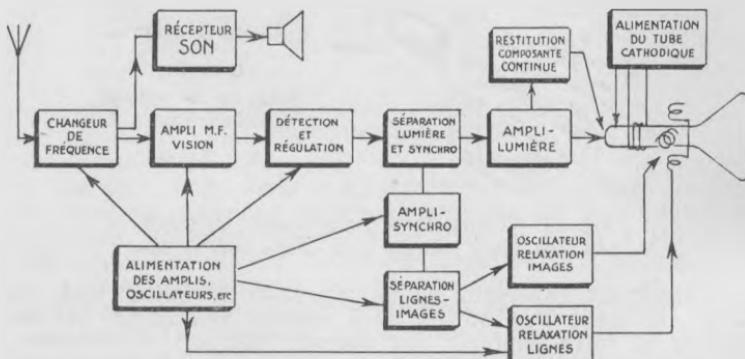


Fig. 13. — SCHEMA GENERAL D'UN RECEPTEUR DE TELEVISION.

Le signal détecté passe ensuite dans un circuit sélecteur, qui sépare tout ce qui dépasse 30 % de modulation de tout ce qui ne les dépasse pas. La première partie constitue le signal-lumière, qui sera encore amplifié et stabilisé, puis envoyé au wehnelt du tube cathodique. La seconde partie comprend uniquement les signaux de synchronisation de lignes et d'images, de fréquences différentes. On commence par les amplifier, puis un circuit sélecteur les sépare et les envoie aux deux oscillateurs à relaxation qu'ils contrôlent, et ceux-ci commandent à leur tour les bobines de déflection chargées de faire danser le spot sur l'écran.

On voit que la complication d'un récepteur de télévision dépasse de loin celle du poste de radiodiffusion le plus évolué. La figure 13 en donne le schéma par blocs qui vont être étudiés.

12. — Les exigences de la télévision.

On sait que les circuits de radio introduisent des distorsions plus ou moins importantes selon leurs imperfections : le gain n'est pas le même à toutes les fréquences, ou bien il varie avec l'amplitude — la courbure des lampes introduit des harmoniques ou fréquences parasites — les résistances combinées avec les réactances causent des déphasages. Ces défauts se retrouvent évidemment en télévision, mais leur importance n'est pas la même qu'en radiophonie.

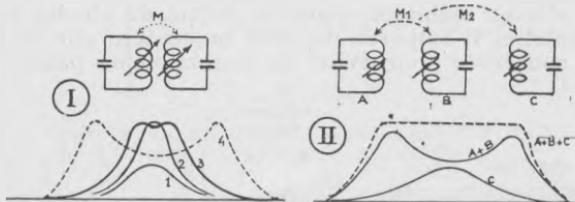


Fig. 14. — CIRCUITS RESONNANTS A LARGE BANDE.

- I. - Deux circuits couplés par inductance mutuelle M
 - 1. Faible couplage.
 - 2. Couplage critique ($\omega M/R = 1$).
 - 3. Surcouplage.
 - 4. Surcouplage important.
- II. - Trois circuits couplés, accordés sur la même fréquence.
 - A et B sont très surcouplés ($\omega M/R > 1$), le 3^e circuit.
 - C faiblement couplé et amorti (faible Q, $\omega M/R < 1$).

La distorsion de fréquence est très gênante en télévision. Si les fréquences élevées ne « sortent » pas, les changements rapides de luminosité sont étalés et confondus, d'où image floue. Si les basses fréquences sont escamotées, ce sont au contraire les larges plages uniformément éclairées qui sont dégradées ou réduites.

La distorsion d'amplitude a moins d'importance, car seuls les blancs sont affectés et traduits en gris léger, ce qui réduit un peu le contraste.

Quant à la distorsion de phase, qui n'est même pas soupçonnée quand on écoute la radio, elle gâche les images de la télévision. Elle se traduit par une durée de transmission qui dépend de la fréquence, d'où décalage sur l'écran des finesse par rapport aux grandes lignes, donc images floues pouvant aller jusqu'au doublage des traits verticaux.

● L'amplification uniforme d'une bande de fréquence de plusieurs mégacycles par seconde ne peut évidemment se faire à l'aide de circuits oscillants calqués sur ceux de la TSF, dont la courbe de résonance est trop pointue, surtout avec des bobinages de bonne qualité. Pour aplatiser la courbe sur une aussi large plage, on est conduit à amortir délibérément les circuits à l'aide de résistances en parallèle, ou à utiliser des filtres de bande formés de deux ou trois circuits

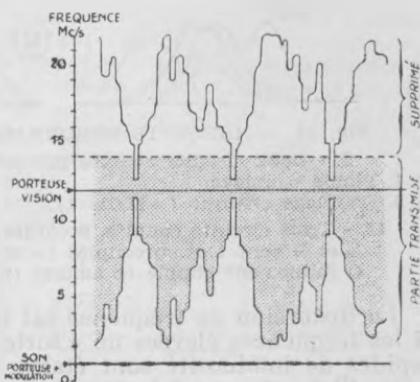
accordés sur la même fréquence (fig. 14), ou encore des chaînes de circuits accordés sur des fréquences voisines réparties le long de la bande désirée.

● En haute définition, la bande de fréquences de modulation serait beaucoup trop large pour permettre l'amplification uniforme par des moyens commercialement abordables. Alors, on a tout simplement supprimé la modulation d'un côté de l'onde porteuse, ce qui réduit d'autant la bande à transmettre (fig. 15).

Pour éviter la distorsion de phase, cette élimination n'est toutefois pas totale, une fraction de la bande latérale supérieure est conservée. Ce système entraîne cependant quelques délicatesses, car la courbe de fréquence des circuits accordés transmettant cette unique bande latérale doit théoriquement être rectangulaire pour ne pas introduire d'affaiblissement. Comme elle est habituellement en forme de cloche plus ou moins aplatie, il importe de bien la centrer sur la bande latérale conservée pour éviter la distorsion de phase.

Fig. 15.
MODULATION
UNILATERALE
DU SIGNAL
A HAUTE DEFINITION
(819 lignes)

Malgré les apparences, le signal-son tel qu'il est représenté est encore VINGT CINQ FOIS trop large par rapport au Signal-Vision, car il n'occupe que 10 Kc/s.



● Aux très hautes fréquences mises en jeu, les inductances et capacités d'accord sont très faibles. Les lampes amplificatrices courantes ne conviennent pas, car elles demandent des impédances de charge importantes et n'ont qu'une faible pente avec des capacités internes trop élevées. Or, l'impédance des circuits accordés de télévision est toujours faible, d'autant plus qu'on est souvent obligé de les amortir.

Puisque le gain d'une pentode est pratiquement égal au produit de sa pente par l'impédance de charge, il faut utiliser des lampes amplificatrices à pente aussi élevée que possible.

Ce n'est pas tout : il faut encore que la lampe présente une impédance d'entrée importante, afin de ne pas constituer un chemin de fuite facile à la haute fréquence appliquée à la grille, ce qui réduirait le gain. Or, l'impédance d'entrée diminue proportionnellement à la capacité grille-cathode, à l'inductance entre cathode et masse, au carré de la fréquence et à la pente. Les qualités d'une bonne lampe de télévision sont donc contradictoires : il faudrait une forte pente à cause du gain et une faible pente à cause de l'impédance d'entrée.

Comme d'autre part la capacité de sortie de la lampe et celle répartie des connexions se trouvent en parallèle avec l'impédance de charge, il faut les réduire autant qu'il se peut — donc connexions courtes et bien placées — si bien qu'en définitive une lampe de télévision sera d'autant meilleure qu'elle aura une plus forte pente et que la somme de ses capacités d'entrée et de sortie sera plus faible.

13. — L'Antenne.

Le sujet étant trop vaste pour être traité ici, nous nous bornerons à énoncer quelques principes sans les démontrer et à indiquer les types d'antenne les plus classiques.

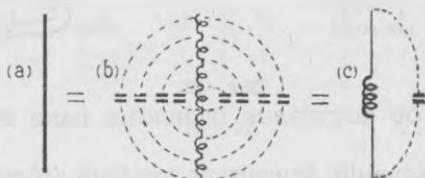


Fig. 16. — UN TRONÇON DE CONDUCTEUR EST UN CIRCUIT ACCORDE.

— Un tronçon de conducteur rectiligne possède une certaine self-induction et une capacité réparties. On peut le considérer comme une chaîne d'inductances élémentaires en série ayant en parallèle des condensateurs minuscules, ce qui équivaut à une self accordée par une capacité (fig. 16). C'est donc un circuit capable d'osciller à une fréquence déterminée si sa résistance est faible.

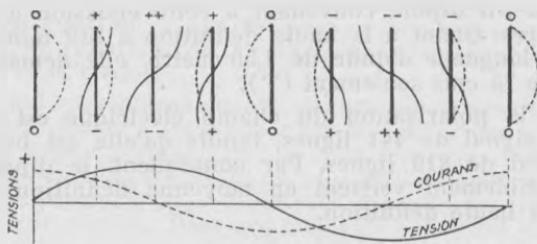


Fig. 17. — REPARTITION DES TENSIONS ET DES COURANTS LE LONG D'UN DIPOLE PENDANT UNE PÉRIODE DU CHAMP ELECTRO-MAGNETIQUE.

(Les 9 vues représentent le même dipole à différents moments de la période).

— Plaçons ce conducteur dans un champ électromagnétique oscillant à la même fréquence. On sait que ce champ a deux composantes, une électrique, l'autre magnétique qui sont en quadrature, c'est-à-dire que l'une grandit alors que l'autre diminue pendant une alternance, et vice-versa pendant la suivante. Si le tronçon conducteur est dirigé suivant le champ électrique, il en suivra les variations et des différences de potentiel alternatives apparaîtront à ses extrémités.

Comme sa période est la même que celle du champ, il entrera en résonance et vibrera par conséquent en demi-onde (fig. 17) et sera parcouru par un courant alternatif à haute fréquence dont l'intensité maximum sera au centre du conducteur : c'est évidemment là qu'il convient de le recueillir. Notre tronçon conducteur vibrant en demi-onde comme un tuyau acoustique ouvert (*) est une antenne appelée *dipôle*, car elle présente bien deux pôles électriques à ses extrémités alternativement positives et négatives, le centre étant au potentiel zéro.



Fig. 18.

INJECTION OU SOUTIRAGE D'ENERGIE DANS UN DIPOLE.

— Pour recueillir le courant oscillant (réception) ou au contraire pour l'injecter dans le dipôle (émission), les deux moitiés peuvent être réunies par le primaire d'un transformateur, qui sera parcouru par le courant à haute fréquence. Le secondaire sera réuni aux organes d'utilisation (fig. 18 a). Comme il serait peu pratique d'installer ceux-ci sur les toits, on réunit le primaire aux deux bras du dipôle par une ligne ou feeder (fig. 18 b) formée de deux conducteurs parallèles sur lesquels nous reviendrons.

— Les signaux français à 441 lignes sont émis sur 46 Mc/s, soit une longueur d'onde de 6,53 mètres. Or, la longueur d'un dipôle est presque égale à la moitié de celle de l'onde d'accord. Un dipôle convenant à cette émission aura donc 3,30 mètres. Quant à la haute définition à 819 lignes, émise sur une longueur d'onde de 1,50 mètre, elle demandera un dipôle de 75 cms seulement (**).

Mais la polarisation du champ électrique est verticale pour le signal de 441 lignes, tandis qu'elle est horizontale pour celui de 819 lignes. Par conséquent, le dipôle devra être sensiblement vertical en moyenne définition, et horizontal en haute définition.

14. — Rélecteur, directeur, antenne repliée.

Un dipôle reçoit indifféremment dans toutes les directions qui lui sont perpendiculaires, la réception étant pratiquement nulle dans sa propre direction. Comme c'est une antenne résonnante elle fournit au récepteur un signal plus fort qu'une antenne apériodique telle que celles utilisées en radiophonie.

(*) Voir Memento Tungsram IV, « L'Acoustique en Zig-zag », p. 43 et suivantes.

(**) On calcule la longueur d'onde en mètres d'un dipôle en divisant 140,5 par la fréquence d'accord en Mc/s. Celle-ci est le centre géométrique de la bande passante, c'est-à-dire la racine carrée du produit des deux fréquences extrêmes de la bande.

Mais on sait que les ondes électromagnétiques à très haute fréquence se propagent presque comme la lumière et n'ont qu'une portée limitée, car elles ne sont pas réfléchies par les couches ionisées de la haute atmosphère et elles contournent difficilement les obstacles importants. Dès que la distance de l'émetteur atteint quelques dizaines de kilomètres, le signal fourni par un simple dipôle est souvent trop faible. Alors, on fait comme pour la lumière : on met derrière l'antenne un « réflecteur » qui « concentre » sur l'antenne le champ arrière qu'elle laissait perdre.

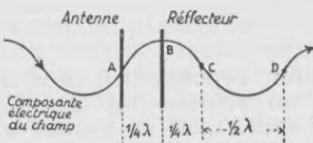


Fig. 19.

Ce réflecteur n'est rien d'autre qu'un second dipôle semblable et parallèle au premier, mais il n'est relié à rien : c'est donc une simple tige métallique rectiligne et isolée, distante du premier dipôle d'un quart de longueur d'onde (fig. 19). Maintenant, considérons une onde qui arrive juste « en alignement », touchant d'abord l'antenne, puis le réflecteur. Le réflecteur oscille dans le champ comme l'antenne, mais réexpédie l'énergie reçue sans pouvoir l'absorber, puisqu'il n'a pas de charge. Seulement, le réflecteur a oscillé 1/4 de période plus tard que l'antenne, son onde réfléchie vers l'antenne y arrivera avec un nouveau retard de 1/4 de période et y produira un courant induit inverse, donc encore retardé d'une demi-période : total, un décalage d'une période entière qui équivaut à pas de décalage du tout. Le courant induit par le réflecteur est en phase avec le signal capté par l'antenne et le renforce.

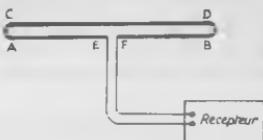
Le signal augmentera encore si nous plaçons un troisième dipôle isolé devant l'antenne : c'est le « directeur » qui agit suivant le même principe que le réflecteur. On réalise ainsi des ensembles complexes où, en plus de l'antenne, il y a un réflecteur et jusqu'à trois directeurs distants de 1/4, 1/2 et une longueur d'onde. Tous ces éléments reçoivent et se renvoient l'énergie, comme des joueurs de tennis, et finalement toutes les balles se retrouvent dans le filet de l'antenne.

Bien entendu, on n'a rien pour rien : cette sensibilité supplémentaire n'est acquise qu'au prix de la réduction de l'angle de captation. Un tel ensemble est très directif, et cela se comprend : une onde qui n'arrive pas de front est incapable de se mettre correctement en phase dans un tel jeu de réflexions successives et trébuche avant de pouvoir retomber à pieds joints sur l'antenne. De même, une fréquence qui n'est pas exactement celle d'accord rebondit trop loin ou trop près, et rate son effet. L'accroissement de sensibilité réduit parallèlement la bande passante.

Or, nous avons vu qu'en télévision il faut recevoir une large bande de fréquences. Une antenne accordée, tout comme

un circuit oscillant, a une résistance — appelée ici résistance de rayonnement (*) — qui est d'autant plus faible que l'antenne est plus sélective, c'est-à-dire reçoit une bande de fréquences plus étroite. Une antenne capable de recevoir une large bande doit donc avoir une grande résistance de rayonnement.

Fig. 20.
ANTENNE REPLIEE
« TROMBONE ».



Une bonne antenne répondant à cette condition est celle dite « trombone » ou repliée (fig. 20). Elle est également longue d'une demi-onde. C'est en somme un dipôle AB avec un dipôle semblable en parallèle CD. Pour une même énergie recueillie, l'intensité sera donc moitié dans chaque dipôle, d'où (à cause de $W = RI^2$) une résistance au rayonnement quadruple entre E et F. Alors qu'un dipôle simple n'aurait que 75 ohms, le trombone en aura 300. Il peut également être complété par des directeurs, et un réflecteur.

Il y a bien d'autres types d'antennes, plus simples ou plus compliquées, mais nous ne pouvons les décrire toutes dans cet exposé sommaire.

15. — Ligne ou feeder.

Une antenne peut être considérée comme un générateur HF qui, comme tous les générateurs, a une impédance propre et débite dans une impédance de charge. Le transfert maximum d'énergie a lieu, on le sait, quand ces impédances sont égales. Quand l'antenne résonne, son impédance se réduit à la seule résistance (ohmique + rayonnement), qui est une quantité fixe. Mais le générateur (l'antenne) et sa charge (le circuit d'entrée du téléviseur) sont réunis par une ligne à deux conducteurs, qui a une self-induction et une capacité également réparties sur toute sa longueur si les conducteurs sont parallèles. Quand elle est parcourue par un courant alternatif, une telle ligne lui opposera évidemment une certaine impédance, qui a pour valeur approximative :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ ohms.}$$

Or, remarquez que ce Z a toujours la même valeur quelle que soit la longueur de la ligne : en effet, si $L = 900$ microhenrys et $C = 1$ microfarad pour une longueur donnée, Z vaudra $\sqrt{900} = 30$. Pour le centième de cette longueur, nous aurons $L = 9$ et $C = 0,01$, et $Z = \sqrt{9/0,01} = 30$, c'est-à-dire toujours 30. Cette impédance indépendante de la longueur

(*) Cette résistance de rayonnement est égale au quotient de la puissance rayonnée (ou captée) par l'antenne, et du carré de l'intensité qui la parcourt : $R_a = W/I^2$. Elle s'ajoute à la résistance ohmique ordinairement négligeable, qui est égale à la puissance rayonnée en chaleur divisée par le carré de l'intensité (Loi de Joule).

de la ligne s'appelle l'*impédance caractéristique* (*), elle ne dépend que de sa construction.

Le lecteur a déjà compris que le meilleur rendement sera obtenu quand l'impédance caractéristique de la ligne sera égale à la résistance de rayonnement de l'antenne et à l'impédance de charge. Dans le cas contraire, il se produit des phénomènes de résonance le long de la ligne avec des pertes considérables et apparition d'images-fantômes sur l'écran pour peu que la ligne soit longue, sauf à recourir à certains dispositifs pour accorder les impédances différentes.

Il faut encore éviter que la ligne ne se mette à « jouer à l'antenne », en captant au passage les ondes et les parasites. Le meilleur remède consiste à utiliser deux conducteurs concentriques, soit donc un fil au centre d'un tube avec aussi peu que possible d'isolant solide entre eux : c'est la *ligne coaxiale* où un conducteur blinde l'autre.

16. — Le circuit d'entrée.

Le circuit d'entrée n'est autre que le transformateur déjà indiqué dans la figure 18 a, dont le primaire à une seule spire se trouve au ventre d'intensité qui apparaît au centre du dipôle. On le relie au téléviseur à l'aide d'une ligne de transmission bifilaire ou coaxiale. Si cette ligne a la même impédance que l'antenne et le circuit d'accord, tout se passe comme si elle n'existe pas (à part un affaiblissement négligeable du signal).

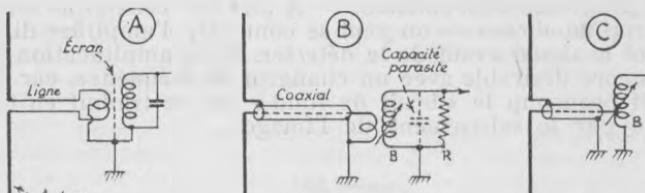


Fig. 21. — CIRCUITS D'ENTREE.

Avec une ligne bifilaire, il est théoriquement désirable de mettre à la terre le point milieu du primaire et de séparer les deux bobinages par un écran électrostatique pour éviter tout transfert des ondes ou parasites captés par la ligne (fig. 21 A). Mais en pratique le primaire n'a qu'une spire et la capacité entre bobinages est faible. C'est pourquoi l'on se contente de la solution B, et même de celle C en auto-transfo encore plus simple.

(*) L'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne bifilaire (2 fils parallèles) de diamètre d et d'écartement D a pour expression :

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{D}{d} \text{ ohms}$$

ϵ étant la constante diélectrique de l'isolant qui les sépare (pour l'air, $\epsilon = 1$). Avec une ligne coaxiale où d = diamètre du fil axial et D = diamètre intérieur du tube :

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{D}{d} \text{ ohms}$$

Avec les fréquences élevées de la télévision, on se doute que les circuits accordés ont peu de spires et peu de capacité. Il ne peut être question de faire varier l'accord à l'aide d'un condensateur rotatif, qui demanderait de véritables bijoux de la plus haute précision. En fait, la capacité parasite des connexions est largement suffisante, et l'accord se fait en faisant varier l'inductance du bobinage, qui comporte seulement 7 spires sur mandrin de 8 mm. pour les 441 mètres et rien qu'une spire pour les 819 lignes !

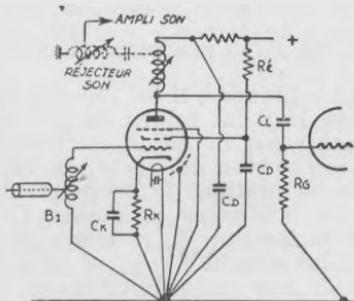
Mais ce n'est pas tout : ce circuit accordé, il faut qu'il laisse passer la formidable bande de modulation dont nous avons parlé — autrement dit, il doit avoir une « courbe de résonance » aplatie à souhait. Au lieu de rechercher un grand facteur de surtension, on est conduit au contraire, à « assommer » le bobinage en lui mettant une résistance amortisseur en parallèle, comme le montre la figure 21 B où l'on voit aussi en pointillé l'équivalent des capacités parasites.

L'amortissement peut encore être obtenu en absorbant une partie du champ du bobinage par effet Joule, en y plaçant un morceau de métal non magnétique — et ceci fournit un élégant moyen d'accorder le « circuit oscillant » : il suffira de munir la bobine d'un plongeur mobile qui fera varier l'inductance en même temps qu'il aplatira la courbe de résonance, sans résistance supplémentaire.

17. — Amplification à haute fréquence.

A proximité d'un émetteur — et tant que ceux-ci ne seront pas trop nombreux — on peut se contenter d'amplifier directement le signal avant de le détecter. Cette amplification HF est encore désirable avec un changeur de fréquence, car elle réduit beaucoup le « bruit de fond » qui se traduit en télévision par le salissement de l'image.

Fig. 22.
AMPLIFICATEUR
H.F.



Pour réaliser la liaison entre étages, on pourrait utiliser un transformateur à primaire et secondaire accordés formant filtre de bande, mais on se contente le plus souvent de la liaison dite « à plaque accordée » représentée par la figure 22. C'est le montage classique autrefois très utilisé en radiophonie, avec cependant quelques particularités : les découplages sont très élaborés, le suppresseur est à la masse et

non à la cathode, les connexions sont aussi courtes que possible avec un blindage bien étudié pour réduire au minimum les capacités et les couplages parasites — et surtout le retour de toutes les masses se fait au même point du châssis.

Lorsqu'il n'y a pas de changeur de fréquence, il faut débarrasser le signal-vision du signal-son qui lui est accolé sur une fréquence très voisine. C'est l'affaire d'un filtre rejetteur figuré en pointillé, formé d'un circuit oscillant-série qui dérive la fréquence sonore à la masse. On préleve cependant une partie de la tension oscillante le long de cette bobine pour l'envoyer à l'ampli du son.

Au lieu de mettre la bobine accordée B_2 dans la plaque et la résistance R_G dans la grille suivante, on peut faire l'inverse, ce qui est techniquement équivalent aux très hautes fréquences (*). C'est ce que montre la figure 23, où l'on voit encore un rejetteur de son qui prend ici la forme d'un circuit oscillant parallèle dans la cathode où il agit par contre-réaction.

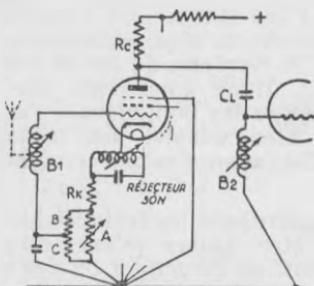


Fig. 23.

AMPLI H. F. A GAIN VARIABLE.

Les circuits d'écran et de découplage ne sont pas figurés. Les circuits rejetteur et variateur de gain ne se répètent pas dans les étages suivants.

Pour doser le signal amplifié, le premier étage HF est généralement muni d'une commande de « contraste » qui fait varier la pente de la lampe. On ne peut se contenter de modifier la polarisation d'une lampe à pente variable comme en radiophonie, car la capacité d'entrée varie en même temps que la pente avec des effets désastreux en télévision. En effet, le circuit d'entrée est accordé uniquement par les capacités parasites du câblage et celle d'entrée de la lampe, qui sont très faibles : la moindre variation de cette dernière produirait un désaccord important. Pour éviter ceci, il faut polariser aussi le suppresseur, mais 10 à 15 fois plus que la grille de contrôle, ce qui peut être obtenu entre autres moyens à l'aide des trois résistances A, B, C de la figure 23. Par exemple : A = 25 K, B = 5 K, C = 75 K.

● On conçoit que le gain d'un étage ainsi étouffé dans le but d'élargir la bande passante ne peut être important. Alors qu'il est approximativement égal au produit de la pente par

(*) En effet, C_L est pratiquement un court-circuit en HF, si bien que B_2 et R_G se trouvent en parallèle sur l'espace cathode-anode de la lampe, ainsi que les capacités parasites, celle de sortie de la première lampe et celle d'entrée de la seconde. On peut donc intervertir ces éléments sans rien changer au fonctionnement.

la résistance de charge dans un ampli normal à pentode, on peut montrer qu'il devient ici :

$$G = \frac{S \sqrt{1/A} - 1}{2 \mu (f_2 - f_1) C}$$

Dans cette formule, S est la pente et C la somme des capacités d'entrée et de sortie, A est l'atténuation en décibels aux extrémités de la bande passante f_2-f_1 . On s'en sert pour choisir les lampes nécessaires et déterminer le nombre d'étages à prévoir pour relever le signal incident à un niveau déterminé.

Avec les lampes actuelles et dans de bonnes conditions, le gain oscille entre 10 et 20 par étage. Comme une bonne antenne en banlieue de Paris donne en moyenne 200 micro-volts, que le transfo d'entrée remonte à 600, on peut voir qu'il faudra 4 étages avec un gain de 10 chacun pour appliquer au détecteur une tension de 6 volts.

Or, quatre étages d'amplification directe ne se laissant pas facilement stabiliser, malgré les blindages qui réduisent encore le gain. D'autre part, si ces étages sont accordés sur la même fréquence, nous obtiendrons bien la multiplication prévue, mais la bande passante se rétrécira au fur et à mesure que nous ajouterons les étages. Il ne nous reste que deux ressources : ou bien abrutir encore les bobinages à l'aide de résistances en parallèle, ou bien décaler les fréquences d'accord des étages successifs de façon à explorer ainsi toute la bande passante.

Dans l'un et l'autre cas, le gain paie les frais, si bien que l'amplification directe ne peut être utilisée qu'avec un signal puissant, ce qui exige la proximité de l'émetteur ou des conditions locales favorables avec une bonne antenne.

18. — Le changeur de fréquence.

Le changement de fréquence apporte de précieux avantages au prix d'une ou deux lampes supplémentaires. L'amplification se fait en deux étapes indépendantes, en haut puis en moyenne fréquence, et peut de ce fait être poussée beaucoup plus loin sans acrobaties. Le gain d'une lampe est plus élevé en MF qu'en HF parce que son impédance d'entrée est moindre, et la stabilité est plus facile à assurer. La séparation du son et de la vision est facilitée, car la conversion accentue l'écart de fréquence. On peut n'utiliser qu'une seule bande de modulation au lieu des deux, ce qui permet encore d'augmenter le gain de l'ampli MF en réduisant la bande passante de moitié. Enfin, la conversion deviendra une nécessité lorsque nous aurons le choix entre plusieurs émetteurs de fréquences voisines, parce qu'elle les séparera mieux et que sa commutation sera plus simple.

Mais le changement de fréquence présente aussi des inconvénients : son bruit de fond est normalement plus important que celui d'un ampli HF et il est sujet à diverses interférences, ce qui se traduit par une perte de netteté et l'apparition d'images parasites sur l'écran.

Le bruit de fond s'atténue beaucoup si la convertisseuse est judicieusement choisie, c'est-à-dire avec une bonne pente de conversion et une résistance équivalente de souffle (*) aussi faible que possible, et surtout si le changeur de fréquence est précédé d'un étage HF.

Le problème des interférences est plus complexe, car les causes en sont nombreuses et se combinent entre elles. Leur élimination dépend beaucoup du choix de la moyenne fréquence.

Comme la bande passante pour 441 lignes est large d'au moins 6 Mc/s pour la modulation bilatérale et 3 Mc/s si on n'en conserve qu'une, il faut évidemment que la moyenne fréquence porteuse soit au moins égale à ces chiffres. On la choisit donc assez basse pour stabiliser aisément l'ampli MF, mais pas trop basse pour que la différence de fréquence entre cette MF et les fréquences les plus hautes du courant détecté soit encore assez grande pour permettre un filtrage facile après détection. Mais ce n'est pas tout.

La porteuse SON a 42 Mc/s, celle VISION en a 46 qui sont modulés de 43 à 49 Mc/s. Il faut d'abord éviter de choisir pour MF la différence entre les deux porteuses ou ses harmoniques, ce qui interdit tous les multiples de 4 Mc/s. Il faut ensuite éviter les harmoniques inférieurs de la bande de fréquences passante, soit jusqu'au cinquième :

*Pour les deux bandes de modulation (43 à 49 Mc/s) :
21,5 à 24,5 — 14,3 à 16,3 — 10,7 à 12,2 — 8,6 à 9,8 Mc/s.*

*Pour la seule bande supérieure de modulation (46 à 49 Mc/s) :
23 à 24,5 — 15,3 à 16,3 — 11,5 à 12,25 — 9,2 à 9,8 Mc/s.*

Dans les plages restantes, il faut encore s'interdire celles qui sont infestées par les émetteurs à ondes courtes, si bien que le choix devient assez réduit. C'est la fréquence de 13 Mc/s qui est généralement adoptée, elle donne le minimum d'interférences même avec un blindage normal, un gain élevé et un filtrage sommaire après détection.

Il peut cependant subsister un brouillage par *fréquence image*, dont on connaît le mécanisme : s'il arrive sur la grille modulatrice deux émissions dont les fréquences sont distantes de celle de l'oscillatrice de + 13 et - 13 Mc/s, elles se retrouveront toutes deux, à l'état de MF à 13 Mc/s, dans les circuits suivants et jusque sur l'écran. Il n'est même pas nécessaire que l'émission brouilleuse présente l'écart exact de 13 Mc/s : par exemple, un écart de 11 Mc/s donnera une MF de 11 Mc/s que l'ampli acceptera vu sa large bande passante. Est-ce tout ? Hélas non ! L'harmonique 2 d'une émission de fréquence moitié moindre, l'harmonique 3 d'une autre dont la fréquence est trois fois plus faible pourront

(*) C'est la résistance qui, connectée entre grille et cathode de la même lampe supposée sans souffle, produirait le même bruit par agitation thermique. Elle est assez faible pour une pentode mélangeuse (de 3.000 à 35.000 ohms), et beaucoup plus élevée pour une hexode ou heptode normale (de 200.000 à 350.000 ohms).

s'introduire par le même procédé. Et les harmoniques que peut produire l'oscillatrice nous créeront les mêmes ennuis.

Fort heureusement, une antenne accordée et un étage HF constituent un préselecteur efficace, le choix de la fréquence d'oscillation à 13 Mc/s de plus que celle du signal et les soins apportés à la construction et au réglage de l'oscillateur permettent d'éviter cette cause de brouillage.

• Quand on exploite les deux bandes de modulation, l'oscillateur est accordé de telle façon que la porteuse MF coïncide avec la fréquence d'accord de l'ampli, donc au centre de sa courbe de résonance (fig. 24, A), laquelle doit être très aplatie pour laisser passer les 6 Mc/s de modulation bilatérale. Pour n'utiliser qu'une seule bande de modulation, il suffit de régler le récepteur pour que la porteuse MF tombe non plus au milieu de la courbe de résonance, mais au milieu de ses flancs (fig. 24, B). De cette façon, la bande inférieure de modulation est à peine amplifiée et seulement aux fréquences basses de modulation et on ne risque pas la distorsion de phase. Avec une bande passante plus large que celle représentée, et des flancs plus raides, il y aurait intérêt à reporter le point d'intersection M un peu plus haut (fig. 24, C) afin de conserver les plus hautes fréquences de modulation.

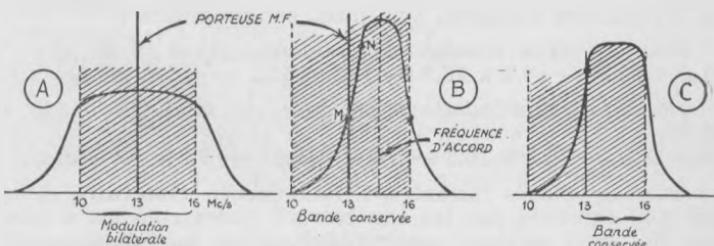


Fig. 24. — ACCORD M.F. POUR MODULATION :
bilatérale (A) et unilatérale (B et C).

L'amplification d'une seule bande de modulation présente le gros avantage de réduire de moitié la bande passante, ce qui permet de doubler le gain de l'ampli MF. Mais cet avantage s'achète au prix d'un désaccord qui a précisément tendance à réduire le gain, sans compter la distorsion de phase presque inévitable et la difficulté de placer correctement le point M pour chacun des étages.

Réalisation. — Les schémas n'offrent rien de particulier, ils sont semblables à ceux utilisés en ondes courtes. Toutefois, la conversion en télévision a quelques exigences : il faut que la fréquence MF soit stable, surtout si on n'exploite qu'une bande de modulation — l'oscillateur doit amplement osciller sans créer des harmoniques, d'où faible couplage du circuit oscillant avec le tube et connexions courtes bien étudiées.

Les tubes multiples tels que le triode-hexode sont en général moins recommandables que l'oscillatrice et la modulatrice séparées, parce qu'ils ont une résistance équivalente

de souffle plus importante, un gain de conversion moins élevé et un certain glissement de fréquence qui compromet la stabilité de l'oscillation locale. Mais des progrès ont été faits, et ces inconvénients ont beaucoup diminué : par exemple, la triode-hexode ECH 42 a une résistance de souffle de 75.000 ohms seulement et une pente de conversion de 0,75 mAV, ce qui permet de réaliser un changeur de fréquence à une lampe sur 46 Mc/s (fig. 25). On pourrait encore utiliser une seule pentode, comme le montre la figure 25 B où la bobine oscillatrice est à cheval entre la grille et l'écran. Le condensateur ajustable de 50 pF égalise les capacités des deux branches avec la masse. Le signal provenant de la lampe précédente ou de l'antenne est injecté au centre de la bobine oscillatrice.

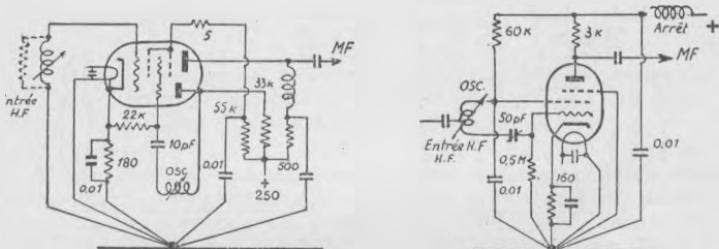


Fig. 25. — CONVERSION MONOLAMPE.
a) par triode-hexode ECH 42 - b) par pentode EF 42.

Les meilleurs résultats sont cependant obtenus par le changement de fréquence à oscillatrice et modulatrice séparées. On obtient ainsi une amplification plus grande, la stabilité de la MF est mieux assurée, la tension oscillante peut être plus faible et plus pure. La figure 26-A indique une disposition où la pentode à grande pente et faibles capacités (6 AK 5, 6 AC 7, etc.) a sa grille de commande attaquée par le transfo d'entrée ainsi que par l'oscillateur local qui lui envoie la tension oscillante à travers un petit condensateur de 1 à 3 pF seulement. Cet oscillateur n'a rien de particulier, c'est une triode à grande pente montée en Hartley. La figure 26-B montre une variante, où l'attaque de la grille est réalisée par une boucle couplée avec le circuit oscillant, ce qui permet un réglage plus facile.

19. — Séparation des signaux son-vision

Nous avons vu qu'en moyenne définition le son est émis sur 42 Mc/s et la vision sur 46 Mc/s. Si l'oscillateur local est réglé sur 59 Mc/s, le circuit-plaque de la modulatrice sera parcouru par trois courants : le continu de repos, la MF à $59 - 46 = 13$ Mc/s porteuse des signaux de vision et celle à $59 - 42 = 17$ Mc/s porteuse du son. Avec un tel écart de fréquence, la séparation des deux MF est facile. Elle le serait plus encore si l'oscillateur était réglé sur 33 Mc/s, ce qui donnerait deux moyennes fréquences de 13 et 9 Mc/s (écart de 4/9 au lieu de 4/13).

Il suffit de monter un réjecteur de son, soit dans la plaque de la convertisseuse, soit dans la cathode de la première amplificatrice MF de vision, pour nous débarrasser de la MF de son qui a une bande passante de 10 à 20 kilocycles/secondes seulement. On voit un exemple du premier cas sur la figure 26 : le réjecteur-son est un circuit oscillant-série qui dérive le son vers la masse. Le second a déjà été examiné au paragraphe 17 (fig. 23), c'est un circuit-bouchon agissant par contre-réaction. Dans les deux cas, on prélève le long de la bobine la tension sonore qui est envoyée au récepteur de son aboutissant au haut-parleur.

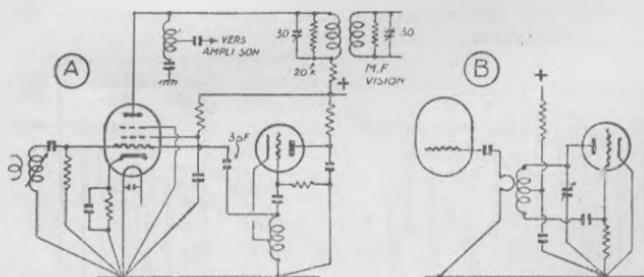


Fig. 26. — CHANGEMENT DE FREQUENCE A DEUX LAMPES.

20. — L'amplificateur à moyenne fréquence.

Nous avons maintenant affaire à une porteuse de 13 Mc/s modulée par le signal de vision qui s'étale de part et d'autre sur 4 Mc/s. Notre ampli MF devra donc avoir un gain pratiquement constant dans une bande de 6 Mc/s s'il utilise toute la modulation, de 3 Mc/s seulement s'il se contente d'une seule bande latérale. A la fréquence porteuse près, le problème est le même que pour l'amplificateur à haute fréquence (§ 17). Comme il faut se garder d'amplifier quoi que ce soit en dehors de cette bande, sous peine d'introduire des restes de MF du son d'un côté et des émissions de fréquence voisine de l'autre côté, on voit que la bande passante doit encore avoir des flancs abrupts, ce qui complique le problème.

La formule du gain que nous avons indiquée au § 17 reste applicable, elle montre que le gain atteindra 10 à 20 avec de bonnes pentodes à grande pente et faibles capacités, et qu'il faudra prévoir de 3 à 5 étages selon l'antenne, les conditions locales et la préamplification HF, car l'étage convertisseur n'a qu'un gain très faible.

Pour obtenir une aussi formidable largeur de bande passeante, nous avons vu que nous avions trois moyens : l'amortissement des circuits oscillants, les filtres passe-bande et l'étagement des fréquences de résonance des circuits successifs. Il n'est pas rare de les voir combinés tous les trois dans le même amplificateur.

- L'amortissement est le moyen le plus simple. Les étages successifs sont du type « à plaque accordée », où le circuit

oscillant peut indifféremment se trouver dans la plaque ou dans la grille suivante (voir fig. 22 et 23), avec un facteur de surtension très faible et même une résistance en parallèle sur elle pour l'abrutir encore. L'accord se fait par noyau plongeur, magnétique ou absorbant, généralement sans autre capacité que celles parasites. Tous les circuits étant accordés sur la même MF, on obtient une courbe de résonance globale aussi plate qu'il convient, mais au prix de deux inconvénients : les flancs ne sont pas abrupts, la sélectivité est faible et le gain par étage l'est aussi.

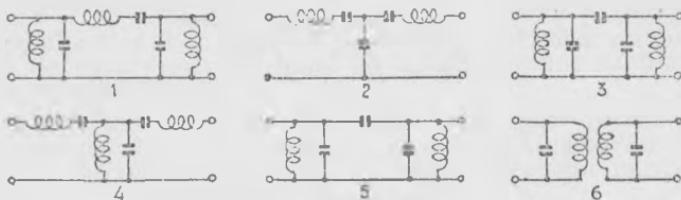


Fig. 27. — FILTRES PASSE-BANDE.

● L'emploi de filtres passe-bande comme liaison entre étages n'a pas ces défauts. Ce sont des combinaisons de selfs et capacités telles que les fréquences indésirables sont court-circuitées tandis que les autres passent librement. La figure 27 en indique quelques types parmi les plus simples. Dans les cinq premiers, les bobines ne sont pas couplées magnétiquement, à l'inverse du sixième où le couplage est serré.

La figure 28 montre deux lampes couplées par le filtre 4 où le condensateur de la branche verticale est remplacé par la capacité propre du bobinage, tandis que la figure 26 montre une application du filtre à surcouplage magnétique 6, placé entre la modulatrice et le premier étage MF. On remarquera que le primaire et le secondaire sont en outre amortis par deux résistances en parallèle pour pouvoir élargir la bande passante par un surcouplage important sans faire apparaître un « dos de chameau » trop proéminent dans la courbe de résonance.

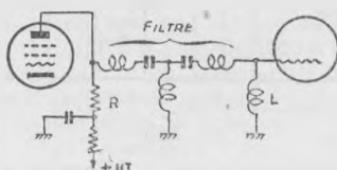


Fig. 28. — LIAISON ENTRE ETAGES PAR FILTRE PASSE-BANDE.

Les filtres passe-bande permettent d'obtenir une amplification et une sélectivité meilleures que l'amortissement, mais au prix d'une certaine complication : il y a au moins deux circuits accordés par étage et le réglage est critique. Aussi l'utilise-t-on le plus souvent à exemplaire unique, entre le changeur de fréquence et l'ampli MF.

L'étagement des fréquences d'accord permet d'obtenir un gain encore plus grand avec une sélectivité presque aussi bonne et un seul circuit accordé par étage. Il y aura par exemple trois étages amplificateurs à simple résonance respectivement accordés sur 11,5, 13 et 14,5 Mc/s. Si l'amortissement des circuits est exactement dosé, la résultante des trois courbes de résonance sera celle indiquée par la figure 29. Mais il importe que le décalage des fréquences soit juste ce qu'il faut, ni trop, ni trop peu, sinon la résultante sera terriblement bossue et dissymétrique.

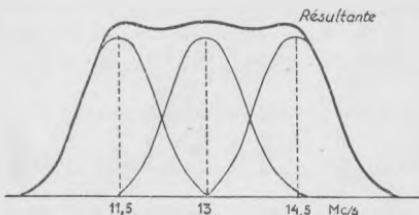


Fig. 29. — LARGE BANDE PASSANTE PAR ACCORDS DECALEES.

La figure 30 montre un ampli à trois lampes suivant la modulatrice, une des liaisons est figurée en traits gras. On remarquera que la première lampe a dans sa cathode un réjecteur de son, pour débarrasser le courant MF des traces de modulation sonore qui pourraient subsister après le premier réjecteur monté dans la modulatrice. Ce même étage est muni aussi d'une commande de gain variable (voir § 17) où retournent la grille de commande et la cathode.

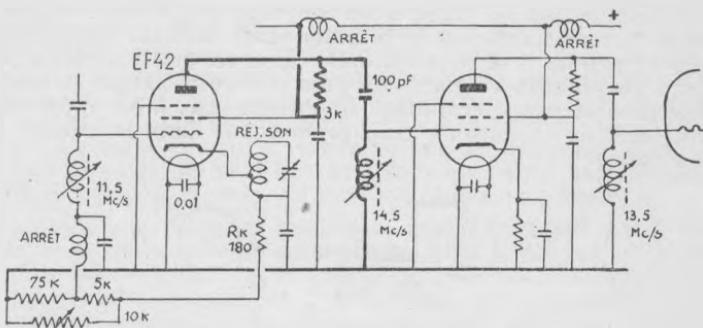


Fig. 30. — AMPLI MF A TROIS ETAGES DECALEES.

Bien entendu, il est possible de combiner le filtre de bande avec le décalage des accords. Par exemple, la modulatrice sera suivie d'un transfo MF accordé sur 13 Mc/s, peu amorti mais à fort couplage, ce qui fait apparaître deux pointes de résonance écartées et pointues (fig. 14-I, courbe 4). La vallée entre ces pics est remplie par la courbe du dernier étage MF accordé aussi sur 13 Mc/s, et la courbe résultante est encore

élargie par l'apport des deux étages précédents décalés de part et d'autre des 13 Mc/s. On peut obtenir ainsi une large bande passante avec un rendement satisfaisant, tout en ayant l'entrée et la sortie de l'ampli sur l'accord exact de la moyenne fréquence.

21. — La détection.

La modulation contenue dans la moyenne fréquence est maintenant amplifiée au maximum, sa tension efficace oscille entre 8 et 20 volts. Pour faire mieux, il faudrait passer par la complication d'un étage de puissance. Le moment est donc venu de débarrasser le signal de la MF devenue inutile, à l'aide d'un détecteur.

Ce détecteur doit être aussi linéaire que possible, ce qui exclut la détection par courbure de plaque dont la caractéristique est parabolique. En fait, on n'utilise guère que la diode et le détecteur à « cristal » de germanium.

Nous savons que le signal doit finalement moduler le wehnelt ou « robinet à lumière » du tube cathodique, qui demande généralement une variation de 0 à — 25 volts pour faire passer le spot du blanc au noir. Mais 30 % du signal sont occupés par les « tops » de synchronisation : il faut donc disposer finalement d'un signal d'au moins 35 volts de pointe.

Or, le rendement d'un détecteur normal atteint rarement 50 % en télévision; il ne donnera pas plus de 10 volts de pointe. On a bien essayé d'amplifier davantage en MF et de redresser les deux alternances, ou encore d'utiliser des détecteurs en doubleurs et quadruplieurs de tension, mais on a finalement abandonné ces acrobaties à cause des inconvénients : instabilité, dissymétrie des alternances redressées, faible rendement aux faibles tensions, distorsion de phase, etc. Il est plus simple et plus sûr de redresser une seule alternance à l'aide d'un détecteur classique et d'amplifier ensuite.

Détection positive et négative. Une diode ou un cristal détecteur peuvent être montés à l'endroit ou à l'envers (fig. 31) et selon le cas, c'est la moitié positive (A) ou négative (B) de la tension du signal qui apparaîtra en haut du condensateur-réservoir C (*). Cela n'a aucune importance en phonie, mais il n'en est pas de même en vision. En effet, l'amplitude d'un signal français augmente quand le point exploré est plus blanc — et à la réception le spot correspondant devient plus lumineux à la condition que le wehnelt devienne plus positif. Par conséquent, c'est le schéma A qui doit être adopté. Le schéma B, en donnant un signal inversé, ferait apparaître sur l'écran une image où les noirs seraient traduits par des blancs et vice-versa.

(*) Rappelons que ce condensateur se charge progressivement et atteint presque la tension de pointe au bout de 3 ou 4 périodes. Sans lui, un détecteur parfait ne délivrerait que la tension moyenne d'une demi-période (soit 63 % de la tension de pointe) divisée par deux puisque l'autre demi-période est inactive. Le condensateur triple donc le rendement du détecteur.

Mais il faut amplifier après détection, et nous savons qu'une lampe amplificatrice inverse le signal qu'on lui fournit. Donc : *Chaque fois que nous ajouterons ou retrancherons un étage d'amplification après le détecteur, nous devrons inverser les connexions de celui-ci pour avoir sur l'écran une image positive.* Avec les signaux français ou anglais, nous prendrons le schéma B s'il y a un étage amplificateur et de nouveau le schéma A s'il y en a deux.

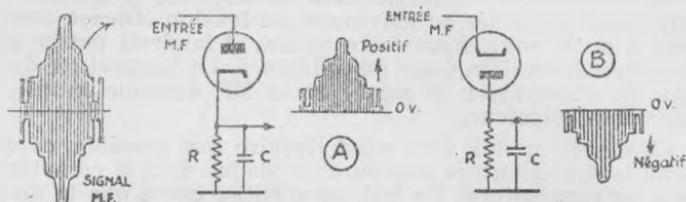


Fig. 31. — DETECTION POSITIVE ET NEGATIVE.
A droite de chaque schéma : le signal après détection.

Résistances et capacités. — Il s'agit de transmettre des fréquences bien plus élevées qu'en phonie, puisqu'elles s'étendent de 0 à plus de 3 Mc/s. Or, la transmission des fréquences élevées a un ennemi : la constante de temps, qui est le produit de la résistance du circuit par sa capacité. C'est elle qui détermine le temps nécessaire pour transmettre une variation de tension, et par conséquent le nombre de variations transmises par seconde, c'est-à-dire la fréquence. Il faut donc réduire les résistances et capacités à leur strict minimum, en commençant par celles du détecteur. Au lieu du demi-mégohm familier en radiophonie, la résistance de détection n'a ici que 3.000 à 10.000 ohms, ce qui réduit évidemment le rendement du détecteur. Quant à la capacité C, elle est également très faible et souvent réduite aux seules capacités parasites.

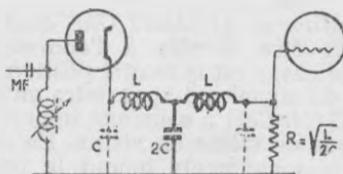
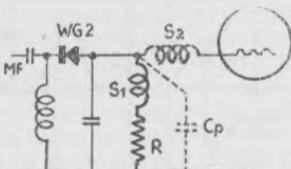


Fig. 32. — CHARGE FILTRANTE DE DETECTION.

Filtrage et compensation. — La tension aux bornes du condensateur C a trois composantes : le signal variable, sa valeur moyenne continue et les vestiges de l'onde porteuse HF ou MF selon le type de récepteur. Il faut débarrasser le signal de ces vestiges de porteuse et de leurs harmoniques qui brouilleraient l'image. On y arrive en complétant la charge de la diode par un filtre passe-bas qui coupe net tout ce qui dépasse 5 Mc/s. Un tel filtre « à k constant » est représenté par la figure 32.

Etant donné l'énorme gamme de fréquences à transmettre, les capacités parasites court-circuient les fréquences élevées qui sont mal transmises. On les relève en prolongeant la résistance de charge R (fig. 33) par une self S₁. Cela s'appelle « correction-shunt », parce que S₁ est un shunt sur la capacité parasite. La compensation est encore améliorée par une bobine S₂ en série avec la cellule précédente. C'est la correction shunt-série.



L'impédance Z à la fréquence f qu'il faut relever est $Z = 1/2 \pi f C P$.
Correction shunt seule :
 $S_1 = 0,5 Z^2 (C + C_p)$.
Correction shunt-série
 $S_1 = \text{env. } 0,4 Z^2 (C + CP)$
 $S_2 = \text{env. } 1,7 Z^2 (C + CP)$.

Fig. 33. — COMPENSATION SERIE-SHUNT.

Ces circuits compensateurs éliminent en outre assez bien les vestiges de l'onde porteuse, surtout si celle-ci est à haute fréquence. Ils seront étudiés de plus près au paragraphe suivant (Video-fréquence).

Antifading. — On pourrait utiliser la composante continue du signal détecté pour commander la pente des lampes amplificatrices HF ou MF, mais comme la propagation des ondes très courtes se fait sans réflexion appréciable par les couches ionisées de la haute atmosphère, le fading n'existe pratiquement pas. La régulation automatique de sensibilité ne sera guère utile que lorsque nous recevrons plusieurs émetteurs. Pour la réception à grande distance, elle peut cependant être nécessaire à cause de la réflexion sur les obstacles et des variations météorologiques de l'espace traversé qui absorbe plus ou moins le signal. Les dispositifs sont semblables à ceux utilisés en phonie.

22. — Amplificateur à vidéo-fréquence.

C'est l'homologue de l'ampli BF en radiophonie. Comme son nom l'indique (en latin, *video* : je vois), c'est lui qui est chargé d'amplifier la tension du signal détecté avant de l'appliquer au tube cathodique.

Le signal contient deux messages : la tension d'image, destinée au wehnelt, et les tops de synchronisation qu'il faudra séparer pour les envoyer aux oscillateurs chargés de faire danser le spot. Ces tops occupent 30 % de l'amplitude maximum du signal arrivant au détecteur, mais celui-ci n'est pas parfait, sa caractéristique est courbe (fig. 34) et les tops sont sacrifiés si le signal est faible : au lieu de 30 %, ils n'occupent plus que le dixième de l'amplitude totale ou même moins, et leur séparation est difficile. Par conséquent, il faut fournir au détecteur un signal HF ou MF assez amplifié pour que le signal détecté ait au moins 5 volts de crête, si bien que le gain de l'ampli VF (vidéo fréquence) peut être très bas : 4 à 5 pour les tubes cathodiques courants, 20 pour la commande des plus rétifs. En général, un étage est suffisant.

L'idéal serait même de s'en passer et d'attaquer directement le wehnelt du tube à partir du détecteur, mais il faudrait alors un ampli MF spécial et un cathodique très sensible.

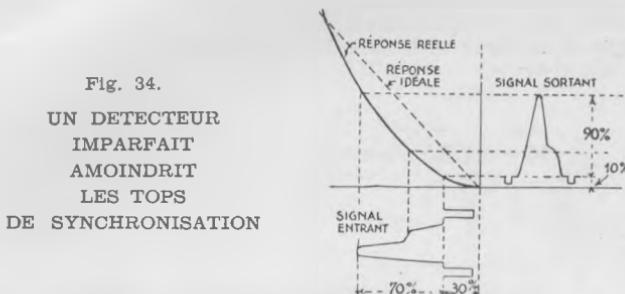


Fig. 34.
UN DÉTECTEUR
IMPARFAIT
AMOINDRIT
LES TOPS
DE SYNCHRONISATION

L'ampli VF a des exigences encore plus grandes que ceux HF ou MF examinés plus haut. Il doit, en effet, amplifier uniformément depuis la fréquence zéro ou tension continue jusqu'à 3 ou 4 mégacycles par seconde pour la moyenne définition et même beaucoup plus loin pour les 819 lignes.

En effet, il ne suffit pas comme en radiophonie de transmettre correctement la forme du signal représentant ses variations de tension, il faut encore fournir au cathodique sa position correcte par rapport à l'axe de zéro volt : autrement dit, le wehnelt doit recevoir les variations de tension et la tension continue moyenne du signal, laquelle varie avec l'amplitude instantanée. La figure 35 nous montre pourquoi.

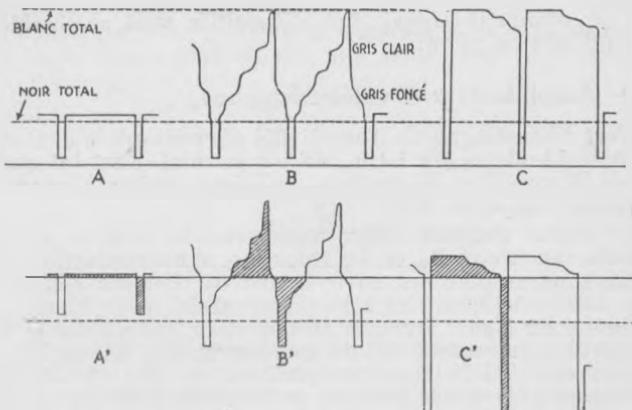


Fig. 35.

En haut on voit, tels qu'il faut les fournir au wehnelt, trois fragments de signal : en A, ligne noire; en B, ligne d'image noire et grise; en C, ligne d'image blanche et gris

très léger. Le noir total correspond à la tension moyenne du wehnelt (voisine de celle de la masse mais très négative par rapport à la cathode). Le blanc total correspond à la tension positive de crête du signal, qui rend le wehnelt positif par rapport à la masse, mais toujours légèrement négatif par rapport à la cathode.

Mais amplifions ce signal dans un ampli à liaison par capacité. Celui-ci transmettra bien les variations de tension, mais non sa polarisation. Il traitera chaque ligne avec son topo comme une période d'onde complexe et la centrera sur une ligne à potentiel zéro de telle façon que les aires occupées par les deux « demi-périodes » soient égales. C'est ce qu'on voit sur la ligne inférieure de la figure 35. Nous ne pouvons plus envoyer au wehnelt ce signal ainsi amplifié, car si la ligne noire A' serait toujours bien rendue, la B' serait beaucoup trop foncée. Pour la ligne C' ce serait encore plus catastrophique : elle serait gris très foncé, presque noir. Et remarquez que nous ne gagnerions rien en polarisant positivement le wehnelt par rapport à la masse, ou en ajoutant une tension fixe continue au signal amplifié pour baisser son axe jusqu'à la ligne pointillée : car si les lignes B' et C' seraient mieux rendues, la ligne noire A' deviendrait grise et le retour du spot laisserait sa trace sur l'écran. Il n'y a donc qu'une solution : *il faut amplifier tout le signal avec sa tension continue moyenne*, qui varie suivant l'amplitude, ou trouver un moyen de la restituer au signal amplifié sans elle.

● *L'amplificateur à résistance et ses défauts.* — Pour avancer une telle bande de fréquence partant du zéro, on pourrait faire appel à un ampli continu genre Loftin-White décrit quelque part dans ce livre. Mais il est assez instable et compliqué pour une telle gamme si on l'alimente par le secteur. On lui préfère l'ampli à résistance-capacité qui n'amplifie pas la tension moyenne continue, quitte à restituer celle-ci au wehnelt par un montage approprié.

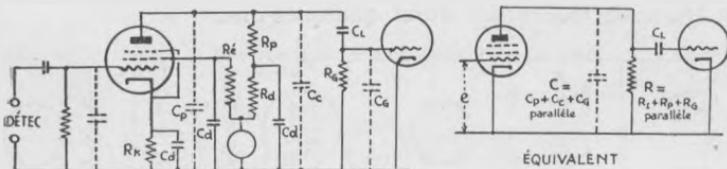


Fig. 36. — AMPLIFICATEUR NORMAL A RESISTANCE.

Un ampli normal à résistance, tel que celui représenté par la figure 36, a une courbe de réponse qui fléchit aux fréquences basses et élevées, à cause des capacités en circuit.

Pour les tensions alternatives qui seules nous intéressent, la source HT et les capacités de découplage C_n sont des courts-circuits. Pour les très hautes fréquences, par contre, nous ne pouvons plus ignorer la capacité de sortie C_g . Comme la capacité de liaison C_L est un court-circuit pour ces fréquences, les trois capacités C_p C_c C_g sont toutes trois entre plaque et masse, shuntant la résistance de charge R_p . De même, la résistance interne de la pentode et celle de fuite R_g du wehnelt sont en parallèle sur R_p , mais comme elles sont très grandes, elles n'en font guère baisser la valeur et nous pouvons les négliger dans cette étude.

sommaire. Finalement, notre fig. 36 peut se résumer suivant le schéma de droite qui nous montre que :

a) Aux fréquences moyennes, la charge est R et le gain = SR (S étant la pente de la pentode) ;

b) Aux fréquences élevées, la charge est $R + X_C$ en parallèle ($X_C = 1/\omega C$ étant la réactance de C à la fréquence considérée) et le gain ci-dessus se trouve divisé par $\sqrt{1 + (RC\omega)^2}$;

c) Aux fréquences basses, tout se passe comme si C n'existaient pas, car sa réactance est très grande. Par contre, celle du condensateur de liaison n'est plus négligeable, elle produit une chute de tension et le gain se trouve divisé par $\sqrt{1 + (1/R_{S0}Ct)^2}$.

R_S étant ici la somme de R_I et R_P en parallèle avec R_G en série.

Nous pouvons déduire de ces expressions que :

— Pour conserver une amplification uniforme aux fréquences élevées, il faut une résistance de charge et des capacités d'entrée, de sortie et de câblage très faibles.

— Pour les fréquences très basses, il faut une capacité de liaison et une résistance de grille très fortes.

Ajoutons que la perte de gain aux très hautes et très basses fréquences s'accompagne d'un déphasage proportionnel dont nous avons déjà souligné les méfaits. On comprendra tout l'intérêt d'une amplification uniforme.

Le problème des fréquences très élevées étant de loin le plus important, nous retiendrons que l'amplification ou gain est :

$$A = \frac{SR}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \quad \text{avec } \omega = 2\pi f \quad T = \text{constante de temps } RC$$

Comme la somme des capacités parasites est d'environ 20 pF pour une lampe moderne attaquant un tube cathodique, il est facile de calculer que, même avec une EF 42 dont la pente atteint 9,5 mA/V, l'amplification uniforme à 10 % près jusqu'à 3,5 Mc/s dépassera à peine 10, la résistance de charge ne pouvant être que 1.130 ohms.

C'est peu. On a donc imaginé des procédés de correction pour relever le gain aux fréquences extrêmes, ce qui devient indispensable en haute définition où il faut monter jusqu'à 10 Mc/s au moins. En voici quelques-uns.

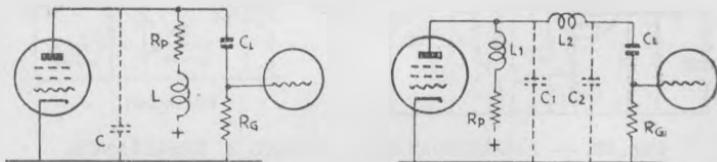


Fig. 37. — CORRECTIONS SHUNT.
A gauche : shunt simple - A droite : shunt parallèle.

● Correction shunt (fig. 37).

Nous l'avons déjà signalée à propos du détecteur : c'est une self L en série avec la résistance de charge (donc en shunt sur la capacité parasite C). Aux fréquences élevées, l'inductance $2\pi fL$ de la self grandit et augmente la charge de la lampe, ce qui relève le gain, mais en introduisant un déphasage qui grandit aussi.

Pour avoir une amplification constante à 10 % près jusqu'à une certaine fréquence f sans distorsion de phase inadmissible, il faut que :

$$R = \frac{1}{\omega C} = 2\omega L, \text{ avec } \omega = 2\pi f$$

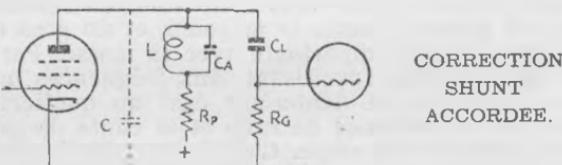
ce qui permet de calculer aisément R et L connaissant C.

Par exemple, si comme ci-dessus $C = 20 \text{ pF}$ et $f = 3,5 \text{ Mc/s}$, $R = 2235 \Omega$, $L = 2235/4 \times 3,14 \times 3,5 \times 10^{-9} = \text{environ } 52 \text{ microhenrys}$. On peut constater que le gain a doublé en même temps que la résistance de charge.

Correction shunt-parallèle.

C'est l'une des plus employées. C'est la correction shunt complétée par une self L_2 qui sépare la capacité de sortie de la lampe de celle d'entrée de la grille ou wehnelt et qui est accordée par elles sur la fréquence à relever. La surtension apparaissant sur C_A remonte le gain. Bien réalisée, cette correction permet un gain cinq fois plus important que l'ampli normal à résistance, avec une faible distorsion de phase.

Valeurs types : $R_P = 3.500 \Omega$ - $L_1 = 70 \mu\text{H}$ - $L_2 = 280 \mu\text{H}$.



Correction shunt accordée.

Pour augmenter encore l'impédance en shunt sur C parasite et réduire le déphasage de moitié, on accorde L avec une capacité C_A .

On peut prendre :

$$R = \frac{0,85}{\omega C} \quad L = \frac{0,3}{\omega^2 C}$$

avec $\omega = 2\pi f$ à la fréquence maximum conservée.

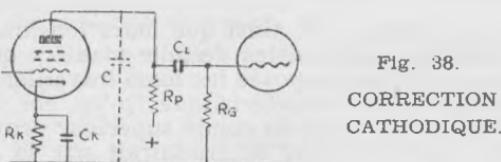


Fig. 38.

CORRECTION
CATHODIQUE.

● *Correction cathodique (fig. 38).*

C'est une contre-réaction d'intensité sur les fréquences basses, ce qui avantage les élevées. On l'obtient tout simplement en réduisant la capacité by-pass de cathode C_K à 500-1.000 pF. Les constantes de temps $R_K C_K$ de la cathode et $R_P C$ de la plaque doivent être sensiblement égales pour éviter la distorsion de phase, mais on préfère généralement dépasser un peu le gain moyen au début des fréquences à relever

afin d'élargir la bande. Avec la lampe EF 42, par exemple, on peut prendre $R_P = 3.000 \Omega$, $R_K = 160 \Omega$, $C_K = 750 \text{ pF}$, ce qui donne un gain sensiblement constant de 10 jusqu'à 4 Mc/s.

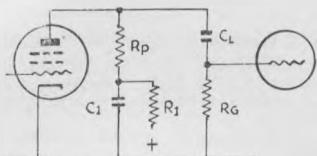


Fig. 39.

CORRECTION
AUX BASSES
FREQUENCES.

● Correction aux fréquences très basses (fig. 39).

Nous avons vu plus haut que le gain aux fréquences basses est divisé par le facteur $\sqrt{1 + (1/R_S \omega C_L)^2}$. Or, R_S vaut très sensiblement R_G , qui est la résistance de fuite, et l'expression ci-dessus nous montre que, pour transmettre sans perte les très basses fréquences, le produit de la résistance de fuite par la capacité de liaison doit être aussi grand que possible.

Mais on est vite limité dans cette voie. La résistance de fuite ne peut guère dépasser le mégohm, et un gros condensateur a une capacité importante avec la masse. Par conséquent C_L sera toujours insuffisant. Aux fréquences basses, il introduira un angle de déphasage égal au quotient de sa réactance par la résistance de fuite et la chute du gain sera égale au cosinus de cet angle. C'est le premier inconvénient qui est de beaucoup le plus important, car il déforme les tops de synchronisation et produit du trainage dans l'image.

Pour compenser la chute des basses fréquences, on peut prolonger la résistance de charge par une cellule R_C , dont l'impédance et la phase produisent l'effet opposé. Ce résultat est approximativement obtenu quand le produit $R_P C_1$ est égal à celui $R_G C_L$, avec R_1 beaucoup plus grand que $1/\omega C_1$.

● Réglage des lampes.

Nous nous bornerons à énoncer rapidement quelques principes :

— La ou les lampes VF ainsi que leurs tensions d'anode et d'écran doivent être choisies de telle manière que l'oscillation-grille qui leur est imposée les fasse travailler dans une portion droite de leur caractéristique I_p-V_g , car l'exploitation du coude inférieur, ou du coude supérieur provoqué par la surcharge (courant-grille) se traduirait par la perte des détails dans les noirs ou les blancs.

— Si le gain est trop important pour le tube cathodique, on prélève une partie de la tension avant ou après amplification à l'aide d'un diviseur.

— La polarisation est parfois obtenue en rendant la grille négative à l'aide d'une prise sur l'alimentation (filtrage par le moins, résistance entre point milieu du transfo et masse, etc.) découpée par une résistance de 0,1 M et une capacité de 0,1. Mais on l'obtient le plus souvent par chute de tension

dans une résistance cathodique, soit fortement découplée par un C de $500 \mu\text{F}$ pour respecter les fréquences basses, soit au contraire sans aucun C en parallèle ou avec un C très faible, ce qui réduit le gain aux fréquences basses et moyennes en favorisant les élevées.

Quand il n'y a qu'un étage VF, nous savons que le signal à sa grille doit être négatif et on peut à la rigueur se passer de polarisation : la grille et la cathode sont tout simplement retournées à la masse. Mais il vaut mieux polariser la grille à $-0,5$ ou -1 volt, pour éviter le courant-grille et la saturation.

23. — Restitution de la composante continue du signal.

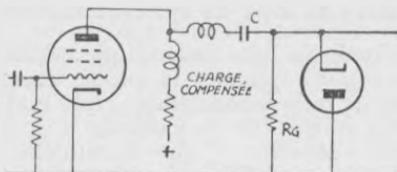


Fig. 40. — RESTITUTION DE LA TEINTE MOYENNE PAR DIODE.

Nous en avons vu plus haut la nécessité (fig. 35). C'est bien facile : il suffit de détecter une seconde fois dans le bon sens le signal sortant de l'ampli VF (fig. 40). Pendant la transmission des lignes, la cathode de la diode est positive et il ne se passe rien, mais elle est négative pendant les tops de synchronisation et la diode redresse en chargeant C. Mais la figure 35 a encore quelque chose à nous apprendre : on voit en A' qu'un top suivant une ligne noire est peu négatif par rapport à la masse, tandis que celui C' suivant une ligne blanche l'est beaucoup, si bien que le potentiel positif apparaissant sur C représentera très sensiblement la tension moyenne continue. Comme C est directement relié au wehnelt, il va lui fournir à la fois le signal venant de l'ampli video et la tension continue moyenne venant de la diode, qui fixe le niveau de brillance moyenne.

Cette solution n'est pas rigoureusement correcte, mais elle est pleinement satisfaisante en pratique.

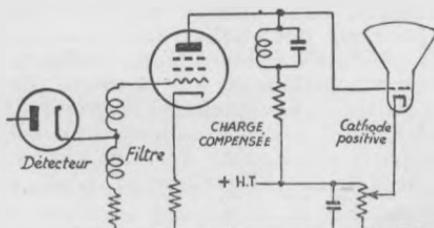


Fig. 41. — LIAISON DIRECTE AU WEHNELT.

● Pour économiser une diode, lorsqu'il n'y a qu'un étage VF, on réalise aussi le couplage direct depuis le détecteur jusqu'au tube cathodique (fig. 41), ce qui fournit au wehnelt le signal détecté, inversé et amplifié avec sa composante continue. Cette solution a toutes les qualités : économique, faible capacité parasite, gain plus élevé. Malheureusement, elle a un gros défaut : si le filament de la lampe ou son écran ne sont plus alimentés (grillage, rupture d'une connexion, etc), le courant-plaque s'annule, la tension-plaque monte et rend le wehnelt positif par rapport à la cathode, ce qui tue infiniment la tube cathodique. Pour la même raison, on doit prévoir une alimentation HT par valve à chauffage indirect, pour éviter que la HT n'apparaisse sur la plaque avant l'échauffement de la cathode de la lampe VF.

24. — Séparation des tops de synchronisation.

Donc, le wehnelt du tube cathodique reçoit tout le signal, positif en France par rapport à la masse, avec une amplitude maximum réglée de telle façon qu'elle reste toujours inférieure au potentiel fixe positif de la cathode (*), que le spot ne commence à se « réveiller » que lorsqu'elle dépasse 30 % (niveau du noir absolu) et que le blanc pur soit atteint avec 100 % d'amplitude. Les tops de synchronisation, d'amplitude 30 %, font partie du signal, ils suppriment par conséquent le faisceau cathodique pendant le retour du spot à la ligne ou à l'image suivante, et tout va très bien ainsi.

Mais les oscillateurs à relaxation qui commandent les mouvements du spot doivent être déclenchés au moment opportun par les tops. Il s'agit donc de les extraire du signal, puis de les départager en tops de fin de ligne et tops de fin d'image pour les aiguiller chacun vers l'oscillateur qui doit leur obéir. Certains séparateurs extraient les tops avec leur polarité initiale, d'autres la renversent. Certains types d'oscillateurs demandent des tops positifs, d'autres les veulent négatifs. Il y en a qui sont très « sensibles au top », d'autres qui ont des exigences plus grandes, ce qui peut conduire à des séparateurs comprenant jusqu'à quatre lampes. Comme on le voit, les solutions sont nombreuses, d'autant plus que la séparation des tops peut se faire avant la détection, avant l'ampli VF ou après lui. Nous nous bornerons à en indiquer quelques-unes.

Mais notons auparavant que le séparateur ne souffre pas la médiocrité. Il doit retenir exclusivement et totalement les tops non déformés, sans laisser subsister aucune tension parasite qui pourrait déclencher intempestivement un des oscillateurs. Il ne doit exister aucune réaction des tops de ligne ou de leur oscillateur sur l'entrée de l'oscillateur d'images, pour éviter le déclenchement prématuré de celui-ci. Il faut en outre qu'il n'y ait aucune imprécision dans la cadence des départs, sous peine de faire glisser les lignes ou les images et de détruire l'interlignage. C'est, on le voit, un

(*) Dans certains téléviseurs, c'est le contraire : le signal amplifié est appliqué entre cathode et masse, et le wehnelt est à la masse. Le résultat reste le même.

organe chronométrique qui doit fonctionner avec la plus haute précision, ce qui n'est pas toujours compatible avec la simplicité.

● *Séparation des tops par diode (fig. 42).*

La diode figure 42-A conduit quand sa plaque est positive par rapport à la cathode. Elle reçoit à travers C un signal inversé, composé d'alternances + et -. Les tops positifs passent, chargeant C et rendent de ce fait la plaque moins positive, tandis que la cathode devient très positive à cause de la chute de tension dans R_2 . A l'alternance négative, la diode ne conduit pas, C se décharge dans R_1 et maintient ainsi la cathode polarisée positivement jusqu'au top suivant. R_1 et C sont réglés pour que cette polarisation soit juste suffisante pour ne laisser passer que les tops, sans amorce de modulation de ligne.

Si la polarité du signal est inversée, il suffit dans le schéma A d'inverser aussi la diode.

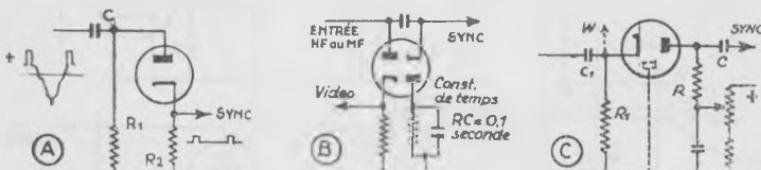


Fig. 42. — SEPARATION PAR DIODE.

La figure 42-B représente la détectrice et la séparatrice combinées en une double diode à deux cathodes telle que la EB 4. Il est évidemment nécessaire que le niveau de coupure corresponde au niveau du noir du signal.

La figure 42-C montre un autre montage, où l'anode reçoit à travers R une tension positive sensiblement égale (au repos) à l'amplitude des tops du signal. Si l'alternance redressée contient une amorce de ligne, le courant plus intense traversant R réduit la polarisation positive de l'anode pour ne laisser passer que le top. On remarquera que grâce à la constante de temps R_1C_1 cette séparatrice peut aussi restituer la composante continue au wehnelt, comme le montre de la figure 40, surtout avec la seconde plaque diode en pointillée.

Les diodes séparatrices n'inversent pas les tops. Elles sont simples, mais la séparation est un peu imprécise et les tops sont un peu faibles.

● *Séparation par cut-off et saturation (fig. 43).*

Le principe en est facile à comprendre. Le croquis A, figure 43, représente en haut à gauche une caractéristique I_p/V_g d'une triode avec dessous le signal arrivant à la grille et à droite le signal sortant de la plaque. La courbe présente à gauche le point de cut-off où la polarisation est suffisante pour annuler le courant plaque, et à droite la courbure supérieure qui s'amorce à 0 volt grille et se continue en palier : c'est la saturation.

Réglons la tension plaque pour que l'amplitude des tops incidents soit plus grande que celle de la grille, et la polarisation P pour qu'elle tombe au milieu des tops, comme le montre le croquis A. Dès lors, le courant plaque ne pourra reproduire que la partie des tops comprise entre les deux traits pointillés verticaux, et il en résultera des tops nets, sans amorce de modulation de ligne et inversés. On conçoit qu'il est intéressant de prélever le signal à un point où sa tension est déjà importante, c'est-à-dire après l'amplification vidéo. On peut même faire suivre cette triode d'une autre triode (seconde moitié d'une 6 SN 7 ou ECC 40) travaillant comme la première pour rogner encore le top après l'avoir amplifié, supprimer ses irrégularités et toute amorce de modulation, et maintenir une bonne synchronisation même avec un faible signal.

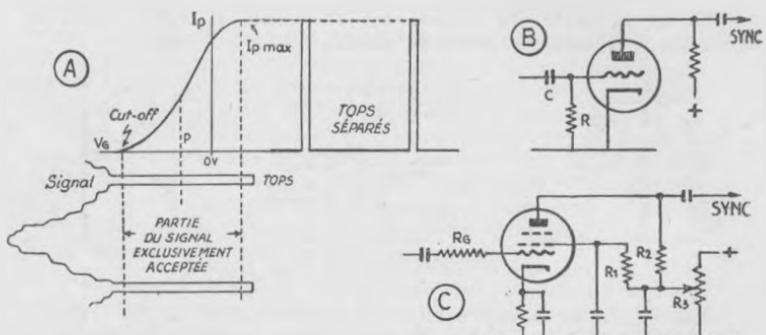


Fig. 43. — SEPARATION PAR SATURATION ANODIQUE.

Au lieu d'un triode, on peut prendre une pentode dont la plaque et l'écran ne reçoivent qu'une faible tension, ce qui lui donne une caractéristique I_p/V_g rapidement saturée. Une telle pentode peut encore être utilisée en détectrice par courbure de la caractéristique I_p/V_g (fig. 43-C). Le signal est alors inversé, on règle les tensions et la polarisation pour que les tops exploitent le recul de grille depuis le cut-off jusqu'à zéro volt, tandis que la modulation des lignes rend la grille positive et ne peut augmenter le courant plaque, puisque la saturation est atteinte. La résistance R_g dans la grille est élevée (0,1 à 0,2 megohms), elle est parcourue par le courant grille s'il passe une amorce de modulation qu'elle freine énergiquement, servant ainsi de limitatrice supplémentaire.

● Dissociation des tops de lignes et d'images.

A la sortie de la séparatrice, nous n'avons plus que des tops qui se succèdent avec la même amplitude. Pour les trier, nous ne pouvons plus utiliser que leur différence de durée et de fréquence.

Les fins de lignes sont marquées par un top bref, tandis que les fins d'image correspondent à un top plus prolongé pour le 819 lignes, ou une série de tops prolongés pour le

441 lignes français ainsi que pour les signaux anglais ou américains. Nous prendrons comme exemple le signal à 441 lignes, car les dispositifs sont semblables pour les autres normes.

Il s'agit de tirer de ces tops, à chaque fin de ligne ou d'image, une impulsion brusque, puissante et précise pour chaque oscillateur.

- Il existe des circuits très simples qui savent réaliser sur les courants des opérations mathématiques délicates comme la différentiation et l'intégration. La première consiste à produire une tension instantanée proportionnelle à la vitesse de croissance ou de décroissance d'un courant, la seconde à totaliser de minuscules variations dans les deux sens pour faire apparaître leur somme.

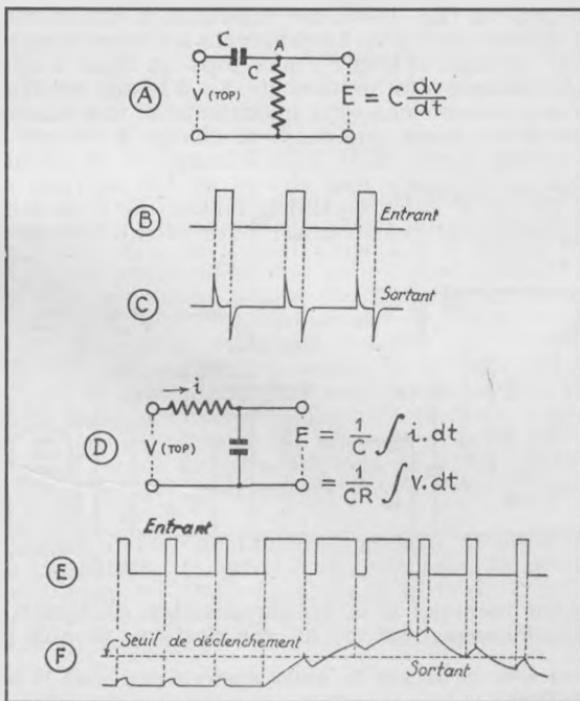


Fig. 44. — CIRCUIT DIFFÉRENTIATEUR (A, B, C)
et CIRCUIT INTÉGRATEUR (D, E, F).

Un circuit *différentiateur* (fig. 44-A) est formé d'une très faible capacité C et d'une résistance R en série recevant les tops, les impulsions apparaissent aux extrémités de la résistance. Voyons comment il agit sans faire appel aux mathématiques.

Un top, signal carré, est une tension qui croît brusquement, reste stationnaire, puis s'annule brusquement. La différentiation doit donc donner une tension qui soit l'image

instantanée des *variations* : ce sera une pointe de tension positive retombant aussitôt à zéro quand le top arrive, puis rien pendant qu'il est stationnaire, puis une pointe de tension négative s'annulant aussitôt à la fin du top. Cela fait deux impulsions opposées dont on n'utilise qu'une (*).

Mais un signal carré comprend une infinité d'harmoniques impairs et le front du top est d'autant plus raide qu'on a conservé les plus élevés. Le condensateur et la résistance, dont la constante de temps est très faible ($RC = \text{mégohms} \times \text{microfarads} = \text{constante de temps en secondes}$), laisse passer ces fréquences élevées en freinant les basses et fait apparaître les impulsions le long de R. Il faut pour cela que R soit beaucoup plus petit que $2\pi f C$ pour la fréquence du dernier harmonique conservé. La différenciation des signaux figure 44-B donne les impulsions figure 44-C.

L'intégrateur (fig. 44-D), au contraire, a une constante de temps beaucoup plus grande qui arrête les harmoniques élevés et le rend presque insensible aux tops de ligne trop courts. Le bord d'attaque des signaux de fin d'image ne l'influence guère, mais comme ces tops maintiennent une tension pendant leur durée assez grande, C se charge à travers R et sa tension monte. Entre deux tops d'image, il se décharge un peu, puis recommence une charge au top suivant, et ainsi de suite (fig. 44-E et F). Quand la tension de C est suffisante, le top suivant peut synchroniser l'oscillateur d'images.

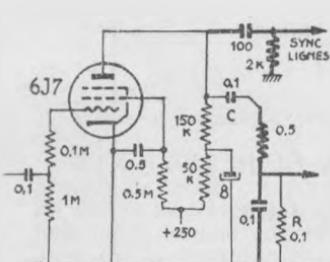


Fig. 45.

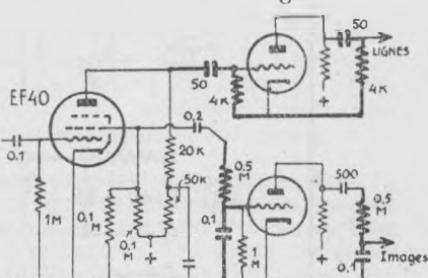


Fig. 46.

On peut voir que si la synchronisation de lignes est précise, celle d'images l'est moins, car c'est une montée progressive.

(*) Pour ceux qu'un peu de maths n'effraie pas, voici le schéma de fonctionnement :

Dans un différentiateur, formé de R et C petit avec R beaucoup plus petit que $1/\omega_0 C$, on a successivement en appliquant une tension efficace u à l'entrée :

$$dQ = Cdu = idt, \text{ d'où } i = Cdu/dt$$

et on recueille aux bornes de R une tension de sortie V :

$$V = iR = CR \frac{du}{dt}$$

Dans un intégrateur, au contraire, R et C sont grands avec R beaucoup plus grand que $1/\omega_0 C$, la tension de sortie V est celle qui se trouve aux bornes de C, et on a :

$$dQ = idt = CV, \text{ d'où } dV = \frac{idt}{C}$$

Comme $i = \frac{u}{R}$, $dV = \frac{udt}{CR}$, et en intégrant : $V = \frac{1}{CR} \int u dt$.

sive de tension qui se produit dans la capacité et non une impulsion brutale.

La figure 45 montre, en traits gras, un différentiateur et un intégrateur suivant une séparatrice pentode. La figure 46 montre un autre montage où la plaque attaque le différentiateur tandis que l'intégrateur est relié à l'écran agissant comme la plaque d'une triode. Du fait de cette séparation, les signaux de lignes ne risquent pas d'influencer l'oscillateur d'images. Les impulsions sont amplifiées par deux triodes (moitiés de 6SN 7 ou ECC 40) suivies encore d'un différentiateur et d'un intégrateur.

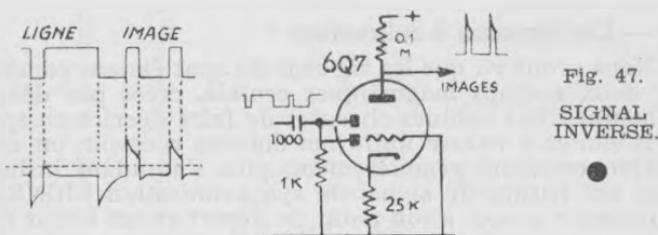


Fig. 47.

SIGNAL
INVERSE.

● Au lieu d'un intégrateur, on peut utiliser un différentiateur (fig. 44-A) à constante de temps un peu longue. Si on lui envoie une suite de tops de lignes et d'images (fig. 47), tout front raide avant ou arrière d'un top se retrouve instantanément en A sur l'autre plaque du condensateur, mais diminue de 63 % au bout d'une constante de temps, et presque totalement au bout de trois. La tension aux bornes de la résistance du différentiateur prendra la forme indiquée à la figure 47, car la chute de tension sera faible pendant la durée d'un top de ligne et totale pendant un top d'image plus long. Le front arrière du premier top d'image prendra une amplitude presque double de celle des tops de ligne, et leur différence pourra servir à déclencher l'oscillateur d'image à ce moment précis.

Le schéma montre un montage pratique utilisant les tops négatifs. La cathode de la 6 Q 7 est juste assez polarisée pour ne pas redresser les petits crochets positifs du front arrière des tops de ligne. Par contre, celui du premier top d'image sera redressé, amplifié et envoyé à l'oscillateur d'image.

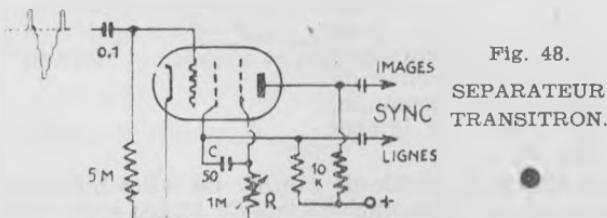


Fig. 48.

SEPARATEUR
TRANSITRON.

● Nous décrirons encore rapidement le *transitron* (fig. 48) qui sépare et dissocie les tops en donnant des impulsions à front raide avec une seule lampe. La grille 1, bloquée par R_g

très grand, sépare les tops par cut-off, comme une plaque diode. Un top positif la débloque, déclenche le courant d'écran et baisse brutalement la tension d'écran, rendant le suppresseur G_s négatif (via C), ce qui maintient nul le courant plaque. Mais C se décharge vite dans R , neutralisant le suppresseur peu après un top court.

Si au contraire le top est long (fin d'image), G_s retourne à zéro avant lui, débloque le courant anodique, ce qui fait chuter le courant de l'écran et monter brusquement sa tension. Cette impulsion positive de tension se reporte sur G_s via C , d'où montée brutale du courant-plaque et impulsion négative de la tension anodique.

25. — Oscillateurs à relaxation.

Nous avons vu que les zig-zags du spot étaient commandés par deux champs magnétiques croisés, créés par deux jeux de bobines. Les bobines chargées de faire décrire au spot des horizontales à vitesse uniforme doivent recevoir un courant continu croissant régulièrement, puis s'annulant instantanément sur l'ordre du signal de synchronisation LIGNES, afin de ramener le spot à son point de départ en un temps record. Mais il faut encore espacer régulièrement les lignes : c'est l'affaire de l'autre jeu de bobines, également parcourues par un courant qui croît lentement et s'annule brutalement, mais à cadence beaucoup plus lente.

La déflection électrostatique fonctionne de façon à peu près semblable, sauf que des paires de plaques remplacent les paires de bobines et qu'on applique une tension dansante au lieu d'un courant.

Dans l'un et l'autre cas, il faut deux oscillateurs capables de donner ces courants ou tensions dits « en dents de scie », parce que leur onde a justement la forme d'une scie (fig. 49-A). Nous sommes loin de la pure sinusoïde : l'analyse nous montrerait en effet qu'elle contient tous les harmoniques pairs et impairs. Pour l'émission française à 441 lignes (soit 450 en comptant les lignes perdues entre deux cadres), l'oscillateur-ligne doit avoir une fréquence de 11.750 cycles par seconde, tandis que celui des images n'aura que 50 c/s.

Un générateur capable de donner de telles tensions ou de tels courants s'appelle une « base de temps » ou mieux un relaxateur, car il est basé sur le principe général suivant : on charge une capacité à l'aide d'un courant continu constant, ce qui fait monter régulièrement la tension à ses bornes, puis on le court-circuite, ce qui fait brutalement tomber

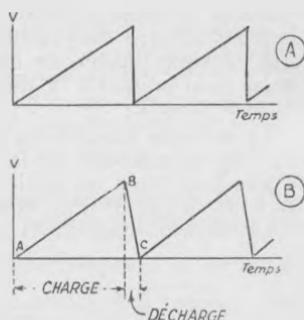


Fig. 49.

ladite tension. Comme la chute ne peut être absolument instantanée, mais seulement très rapide (le court-circuit ayant lui-même une faible résistance) nous obtiendrons les dents de scie de la figure 49-B, où la courbe exponentielle de décharge peut être assimilée à une droite très plongeante.

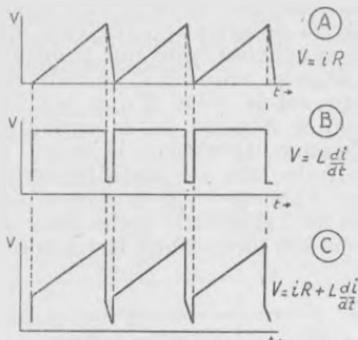


Fig. 50.
FORME DE TENSION
REQUISE
AUX BORNES :

A
d'une résistance pure

B
d'une inductance pure.

C
d'une inductance avec
résistance.

Une telle tension appliquée aux plaques déviatrices d'un tube électrostatique promènera correctement le spot en zig-zags, sous réserve que l'amplitude soit suffisante; la montée rectiligne AB tracera par exemple une ligne, la descente rapide BC sera le retour. Mais un tube à déviation magnétique a besoin d'une tension de forme différente aux bornes de ses bobines de déflexion. Il faut ici que le *courant* qui parcourt les bobines croisse régulièrement, puis s'annule brutalement à chaque zig-zag du spot : or, un courant qui croît régulièrement dans une inductance fait naître à ses bornes une tension constante négative, et réciproquement — d'autre part, l'annulation brusque du courant fait bondir exponentiellement une tension positive à ses bornes. Si les bobines étaient des inductances pures, la tension devrait avoir l'allure de la figure 50-B.

Mais les bobines ont aussi une résistance, et la tension de déviation sera finalement formée de deux composantes : l'une qui est le produit de la résistance par l'intensité, l'autre le produit de la self L par la dérivée constante de l'intensité. La courbe de la tension résultante C participe donc de celle A (résistance pure) et B (inductance pure). On l'obtient simplement en amenant la tension A aux bobines via une résistance et une capacité en série. La composante en dents de scie naît dans la résistance et celle en crêteau dans la capacité.

● Oscillateur à thyratron.

On sait qu'un thyratron est un triode ou une tétrode contenant un gaz inerte sous faible pression : argon, hélium, etc. A chaque tension plaque correspond un tension grille qui amorce l'ionisation du gaz, la résistance interne devient très faible, un courant intense passe de cathode à plaque et ne s'arrête que lorsque la tension plaque est tombée au-dessous d'une certaine valeur dite de désionisation.

La figure 51 représente une base de temps LIGNES à thyratron. Le condensateur de 3.000 pF entre cathode et plaque du thyratron EC 50 est chargé à travers 250.000 ohms par la H.T. La charge est évidemment exponentielle, mais la courbure de la tension montante aux bornes du C est faible au début de la charge qui est seule exploitée.

La tension croît donc à la plaque, elle est prêt d'atteindre la limite d'amorçage fixée par la polarisation réglable, quand arrive à la grille l'impulsion synchronisante qui produit une brusque surtension : la décharge se produit, C se vide et tout recommence. Le condensateur est le siège d'une tension en dents de scie, dont la fréquence dépend de sa capacité, de la haute tension, de la résistance de charge et aussi de la polarisation qui fixe l'amplitude des oscillations, donc la durée normale de charge en l'absence de synchronisation. On remarquera les résistances de 5 K dans la grille pour éviter les oscillations parasites, et de 300 ohms dans la plaque pour limiter l'intensité (*).

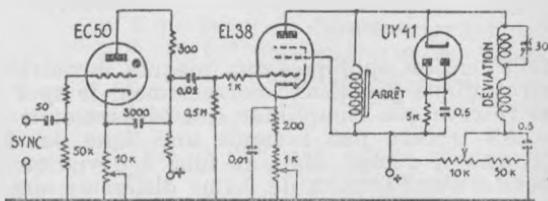


Fig. 51. — BASE DE TEMPS A THYRATRON.

Le thyratron est suivi d'une amplificateur. Comme la dent de scie du thyratron était un peu bombée, la caractéristique de l'ampli est un peu creuse, et l'une compense l'autre en rectifiant les dents de scie qui apparaissent à la plaque. L'anode est alimentée par une bobine d'arrêt qui envoie les variations d'intensité en dents de scie dans les bobines de déviation.

Mais le retour du spot est extrêmement rapide, et les bobines réagissent en induisant une forte surtension ($L\frac{di}{dt}$) qu'il faut absorber. On la court-circuite donc par la diode figurée. Quant au C de 30 pF en shunt sur une des bobines, il sert à équilibrer les capacités réparties. La chaîne potentiométrique entre + et masse permet de centrer les lignes sur l'écran pour réaliser un bon cadrage.

La base de temps IMAGE est à peu près semblable, aux valeurs près. Toutefois, la diode d'amortissement n'est plus indispensable, étant donné la fréquence beaucoup plus basse qui réduit beaucoup la surtension dans les bobines.

● Oscillateur « Blocking ».

C'est l'un des plus utilisés. Il est simple, facilement synchronisable et son fonctionnement est plus stable que le précédent, car il utilise un tube à vide dont l'*« atmosphère »* ne peut changer de pression par échauffement.

(*) Voir paragraphe « Le Thyratron » au chapitre « Relais et Automatisme ».

Le blocking (fig. 52) est un oscillateur rappelant l'auto-dyne, avec les circuits grille et plaque fortement couplés par transformateur. Dans la grille se trouve un condensateur C_1 assez grand, susceptible de se décharger dans une forte résistance réglable R_1 . Il n'y a pas de polarisation, et le branchement du transfo est tel que la naissance du courant plaque rend la grille positive. Appliquons la tension plaque : le courant passe, la grille devient +, ce qui amplifie le courant, ce qui rend la grille ++, et ainsi de suite. C'est une véritable explosion du courant plaque et de la tension grille.

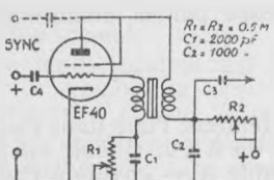


Fig. 52.
PRINCIPE DU BLOCKING
(oscillateur bloqué).

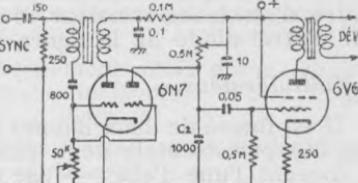


Fig. 53.
BLOCKING AVEC
TRIODE DE DÉCHARGE
ET AMPLI.

Mais la grille positive attire les électrons qu'elle évacue mal à cause de R_1 trop fort, et nous assistons à la série de phénomènes simultanés suivants : la grille devient négative, le condensateur C_1 se charge, le courant plaque tombe à zéro, ce qui par le jeu du transfo rend la grille encore plus négative. C'est l'explosion inverse qui bloque la lampe. Ceci fait, le condensateur C_1 se décharge progressivement dans R_1 , ce qui finit par débloquer la grille, et le cycle recommence.

Il y a trois temps qui se répètent indéfiniment (fig. 54) :

A. — Impulsion positive de I_P et de V_G , négative de V_P .

B. — Impulsion négative de V_G , blocage, I_P nul.

C. — Décharge exponentielle de C_1 , jusqu'au cut-off (déblocage), I_P nul.

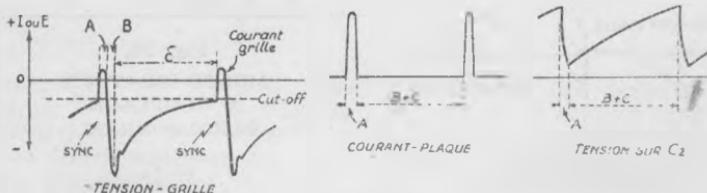


Fig. 54. — FONCTIONNEMENT DU BLOCKING.

Juste avant que la grille ne se débloque par ses propres moyens, on lui applique l'impulsion *positive* de synchronisation via C_s , qui lui fait dépasser instantanément le cut-off et déclenche le nouveau cycle. On pourrait aussi bien se servir d'une impulsion négative : il suffirait alors de l'injecter dans la plaque, par C_s , elle se retrouverait inversée donc positive sur la grille par le jeu du transformateur. Notons que la fréquence naturelle des oscillations dépend de la constante de temps $R_1 C_1$ et se règle par R_1 variable.

Entre deux impulsions, le courant plaque est nul, le condensateur C_2 se charge via R_2 et il se décharge dans la plaque quand la grille devient positive. C_2 est donc le siège d'oscillations en dents de scie transmises par C_3 , leur amplitude est réglée par R_1 qui détermine la charge de C_3 . La figure 53 montre un blocking (1/2 6 N 7) de balayage horizontal, suivi d'une triode de décharge (1/2 6 N 7). Leurs grilles étant réunies, le synchronisme est assuré. On obtient ainsi des décharges plus rapides de C_2 , car elles ne traversent pas le transformateur. Les dents de scie sont amplifiées par la 6 V 6 et appliquées aux bobines de déviation par l'intermédiaire d'un transformateur, ou encore par la combinaison self d'arrêt-diode de la figure 51.

● Multivibrateur.

Il est formé de deux lampes qui débitent l'une dans l'autre (fig. 55) par exemple deux moitiés de 6 N 7. Quand on met le courant l'une d'elles — par exemple A — envoie à l'autre une infime variation de potentiel par C_2 . Le tube B l'amplifie, la déphase de 180° , la renvoie à A qui en fait autant et la retourne à B, donc en phase avec le premier signal et amplifié deux fois. Ce ping-pong électronique ultra-rapide se répète plusieurs fois, le potentiel de la grille B monte à une allure explosive, en même temps que celui de la grille A dégringole jusqu'au cut-off : à ce moment, le courant-plaque de B est énorme et celui de A est nul, tout s'arrête brusquement. Mais

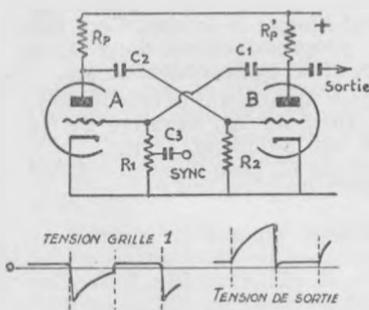


Fig. 55.

PRINCIPE DU
MULTIVIBRATEUR.

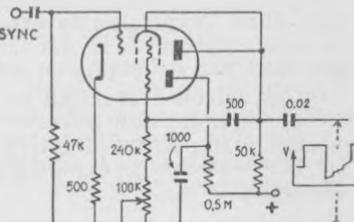


Fig. 56.

MULTIVIBRATEUR
A COUPLAGE
ELECTRONIQUE.

ces potentiels de grille ont chargé les condensateurs, qui vont maintenant se décharger dans les résistances de grille, ce qui ramène le système au repos. Mais l'inertie (due par exemple à la self-induction des connexions, etc.) fait dépasser le point d'équilibre d'une quantité infinitésimale, et le ping-pong recommence, cette fois-ci de B vers A, puis le cycle se répète.

Le multivibrateur est très sensible à la synchronisation, il peut produire des dents de scie depuis 1 c/s jusqu'aux plus hautes fréquences transmissibles par résistance-capacité.

La fréquence naturelle dépend principalement de la constante de temps RC. On peut la contrôler en retournant les grilles à une tension positive réglable. Quant à l'amplitude de la tension des dents de scie, elle dépend surtout de la tension d'alimentation. Le signal de synchronisation (négatif de préférence) peut être injecté dans l'une des grilles.

Il y a plusieurs variantes de multivibrateurs. La figure 56 en montre une dissymétrique, où les deux lampes sont la triode et l'hexode d'une triode-hexode ECH 42 (*). L'hexode envoie normalement son signal à la triode, mais le couplage réciproque est électronique. L'avantage principal est de pouvoir disposer de la tension de sortie sans perturber le fonctionnement.

Le multivibrateur est habituellement suivi d'une amplificatrice et, pour la base de temps horizontale, d'une diode amortisseur, comme le montre la figure 51.

Il y a encore bien d'autres types d'oscillateurs à relaxation et on en imagine sans cesse de nouveaux.

● Déviation électrostatique (fig. 57).

Les tensions en dents de scie, convenablement amplifiées, sont envoyées aux deux paires de plaques déviatrices. L'amplificateur doit être un push-pull pour obtenir une variation

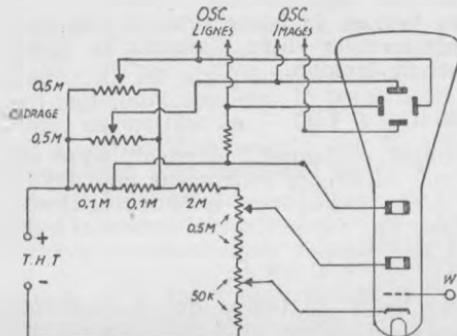


Fig. 57.
CONNEXIONS
D'UN TUBE
ELECTRO-
STATIQUE.

symétrique. Une tension constante, réglable par potentiomètres, peut être appliquée aux plaques afin de centrer exactement l'image sur le fond du tube cathodique. Comme les tubes électrostatiques sont peu employés actuellement, nous nous bornerons là.

26. — L'alimentation.

Un récepteur de télévision a besoin de courant de chauffage pour les filaments, de tensions anodiques pour les nombreuses lampes qui le composent, de courant pour la bobine de concentration du tube et de très haute tension capable d'accélérer suffisamment le faisceau cathodique pour former un spot brillant.

(*) Ce montage est utilisé dans le T.V.3 Sonora.

● Alimentation des filaments.

Le plus souvent, les filaments sont alimentés en série directement sur le secteur, en une ou plusieurs chaînes. Les étages chatouilleux (par exemple, les lampes de la base de temps image) sont isolés par des découplages, formés soit d'une simple capacité, soit d'une capacité et d'une bobine d'arrêt (fig. 58). Les consommations différentes des tubes sont compensées par des résistances, comme dans les récepteurs tous-courants.

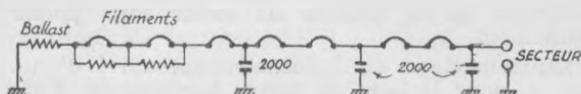


Fig. 58. — UNE CHAÎNE DE FILAMENTS CHAUFFANTS.

Certaines lampes ont leur cathode à un potentiel élevé : c'est le cas des séparatrices diode, des diodes d'amortissement, et comme nous le verrons, de la valve T.H.T. de certains montages. De même, la cathode du tube cathodique n'est pas à la tension de la masse. Pour ces filaments « hors série », on réserve un enroulement de chauffage individuel sur le transformateur qui va fournir la haute tension des anodes, afin d'éviter les courts-circuits entre filaments et cathodes soumis à un fort écart de tension.

● Tensions anodiques.

Elle est habituellement classique : valve biplaqué suivie d'un filtrage très soigné, ou encore redresseur cuproxyde ou au sélénium sur les deux alternances. Ici encore, il est de bonne règle de découpler par capacités, résistances et bobines d'arrêt les électrodes des lampes amplificatrices précédant la détection.

Ce sont surtout les bases de temps qui demandent un découplage très sérieux, et même une alimentation particulière avec un filtrage impeccable, car les harmoniques et le ronflement résiduels peuvent produire des déclenchements intempestifs.

La bobine de concentration est souvent alimentée par une dérivation de la haute tension. Parfois, son alimentation se fait en série, entre le retour HT et la masse. La bobine est alors shuntée par un potentiomètre en série avec une résistance pour ajuster la mise au point du spot.

Les différentes sections du téléviseur (amplis, bases de temps, récepteur de son) sont de préférence alimentées par des filtres séparés pour éviter toute interaction.

● Très haute tension (T.H.T.).

Si l'anode qui suit le wehnelt se contente sagement de la haute tension courante à 250 ou 300 volts, il n'en est pas de même de l'anode n° 2, représentée dans le tube à déviation

magnétique par le dépôt de graphite colloïdal qui tapisse sa panse et une partie de son col. Il faut ici des milliers de volts (jusqu'à 50.000 dans les tubes à projection !), mais heureusement avec un débit dérisoire : 1 ou 2 milliampères pour les tubes les plus courants.

- La première solution fut évidemment un transformateur pour éléver la tension et une valve pour la redresser. Etant donné le faible débit, les capacités du filtre faisant suite à la valve peuvent être faibles ($0,1 \mu\text{F}$) et elles se maintiennent chargées à peu près à la tension de pointe. Pour la même raison, la self de filtrage est remplacée par une résistance élevée, et on se contente du redressement monophasé (fig. 59).

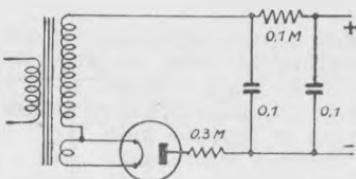


Fig. 59. — TRES HAUTE TENSION PAR TRANSFO-SECTEUR

Etant donné les tensions en jeu — et surtout la tension inverse de pointe — le transformateur est soumis à dure épreuve, il est obligatoirement encombrant et coûteux. On peut cependant soulager le transfo de la tension inverse de pointe, en mettant le + THT à la masse au lieu du moins : c'est alors la cathode avec son filament et son wehnelt qui doivent être soigneusement isolés de la masse.

Les condensateurs de filtrage, même de $0,1 \mu\text{F}$, sont des dangers mortels pour le dépanneur, car ils sont obligatoirement bien isolés et restent longtemps chargés après l'extinction du téléviseur. Il est prudent d'insérer dans la sortie d'anode de la valve une résistance de $0,3 \text{ M}$ qui réduit sans doute un peu la tension, mais évite le choc fatal si l'on vient à toucher l'anode. Une autre précaution consiste à remplacer les C de filtrage de $0,1$ par des $0,05$ et même moins. Pour compenser, on ajoute une cellule de filtrage de $0,1 \text{ M}$ et $0,03 \mu\text{F}$. Une maladresse donnera bien une secousse très désagréable, mais les dégâts seront probablement limités. Tout ceci ne vaut pas la règle d'or suivante :

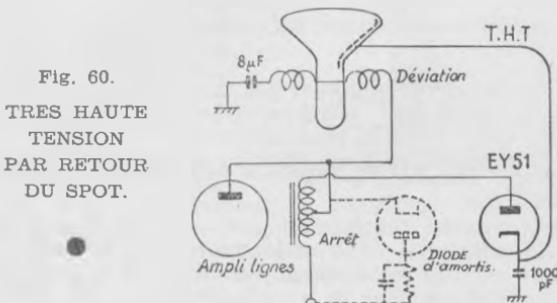
Travailler sur sol isolant, avec des chaussures à semelle de crêpe. Décharger les condensateurs de filtrage *d'une main, l'autre étant dans la poche*, à l'aide d'un outil à fort isolement, avant de toucher à quoi que ce soit.

Pour toutes ces raisons, l'alimentation THT par transformateur-secteur est de moins en moins utilisée.

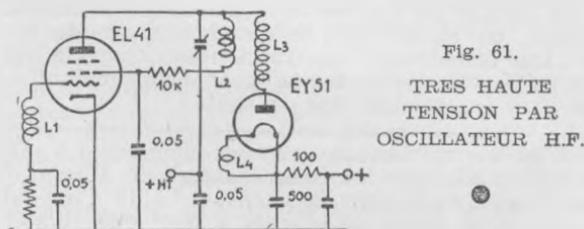
- Afin de réduire le volume et le prix du transformateur THT, on peut utiliser un montage doubleur de tension, ou même quadrupleur. On en trouvera les schémas au chapitre

«RADIO-MECCANO», section Alimentation, page 234. Il faut utiliser des valves monoplaques, car les tensions en jeu sont trop importantes pour l'isolement entre cathode et filament des valves biplaques.

● Un montage très ingénieux et de plus en plus employé est celui qui utilise la surtension importante créée par la chute du courant dans les bobines de déviation horizontale pendant le retour du spot. Cet « extra-courant de rupture », comme on disait autrefois, formé d'impulsions à la fréquence de 12.000 ou 18.000 par seconde selon le nombre de lignes, est un courant à haute tension et haute fréquence qu'il suffit de redresser par une valve ou un redresseur sec, puis de filtrer sommairement avant de l'envoyer au tube cathodique.



La figure 60 montre une application de ce principe, à la fois économique, peu encombrante et sans danger, car la fréquence élevée des impulsions permet d'employer pour le filtrage un simple condensateur de 1.000 à 1.500 pF dont la charge n'est pas dangereuse. Comme tout ce qui touche à la très haute tension, ce condensateur doit être d'excellente qualité et supérieurement isolé.



Néanmoins, la stabilité de la tension peut laisser un peu à désirer avec les THT récupérant les pointes de tension du balayage de lignes, car elle dépend de la rapidité du retour du spot qui est liée à la stabilité des bobines de déflection, de la bobine d'arrêt, de l'amortissement par la diode entre autres paramètres.

● On lui préfère souvent un montage plus stable : la THT par oscillateur HF, dont on trouvera la description au chapitre «RADIO-MECCANO» section Alimentation, page 237. Nous en donnons néanmoins une autre version à la figure 61. C'est une oscillatrice à plaque accordée à bobinages L_1L_2 induisant dans la bobine L_3 à grand nombre de spires une très haute tension redressée par la valve EY 51, dont le filament est lui-même chauffé à haute fréquence par l'enroulement L_4 . L_1 , L_2 , L_3 , L_4 sont couplés ensemble, étant montés sur un même mandrin. On trouvera tous les détails de construction d'un tel bloc THF dans le numéro de mars 1950 de « Télévision ».

27. — La Projection.

Pour obtenir une grande image, on ne peut agrandir indéfiniment les dimensions du tube cathodique, à cause de l'encombrement et de la fragilité des gros tubes. La première idée qui vient à l'esprit consiste évidemment à mettre le fond d'un petit tube au foyer d'un objectif et de projeter l'image agrandie sur un écran, exactement comme on projette un film ou une diapositive. Mais on est vite arrêté dans cette voie par la luminosité et le prix de l'objectif, comme nous allons le voir.

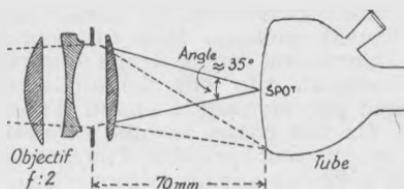


Fig. 62.

L'OBJECTIF N'EXPLOITE QU'UN FAIBLE CONE LUMINEUX.

Le tube à projection type MW 6-2, par exemple, donne une image de 36-48 mm., soit une diagonale de 60 mm. Pour la projeter avec un objectif à grande ouverture $f:2$, il faut que celui-ci ait une distance focale d'au moins 70 mm., et l'ouverture utile de l'objectif aura par conséquent un diamètre de 35 mm. Donc, il ne peut passer dans l'objectif qu'un cône de lumière ayant pour base l'ouverture et pour sommet le spot qui se trouve à 70 mm. plus loin quand il est au centre de l'image, et à 80 mm. quand il est au bord. Toute lumière qui n'est pas émise dans ce cône est perdue. Dans ces conditions, il est facile de calculer que le rendement lumineux ne dépasse pas 4 % (fig. 62).

Il n'y a qu'un remède à cette situation : augmenter l'ouverture utile. Avec un objectif, la solution est coûteuse pour un gain encore insuffisant, car même une ouverture $f:1$ ne donnerait encore qu'un rendement maximum de 15 %.

Mais plaçons l'écran du tube à l'intérieur d'un miroir concave, quelque part entre son centre de courbure et la

moitié de la distance de ce centre au miroir (foyer principal) : le miroir projette alors une image du fond du tube qui peut être reçue sur un écran, et elle sera d'autant plus grande et plus éloignée que le fond du tube sera plus près du foyer du miroir (fig. 63). Dès lors, nous pouvons prendre un grand miroir, et nous pourrons exploiter un cône lumineux qui peut atteindre 120° et même davantage. Il n'y a qu'une ombre à ce beau tableau : l'aberration sphérique des miroirs,

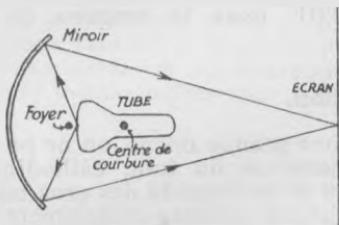


Fig. 63. — PROJECTION PAR MIROIR SPHERIQUE.

due à l'excès de convergence du bord du miroir. Au lieu d'un miroir sphérique, il le faudrait parabolique comme dans les télescopes. Malheureusement, un miroir parabolique parfait est terriblement coûteux. Mais on peut corriger cette aberration en interposant sur le trajet des rayons une lentille à bord divergent, dite « de Schmidt », qu'on fabrique aisément en série par moulage à chaud d'une matière plastique, la lucite. On fait passer le tube cathodique au centre de la lentille et on peut projeter l'image agrandie, directement ou après réflexion sur un miroir plan incliné (fig. 64). Le rendement lumineux peut atteindre 35 %.

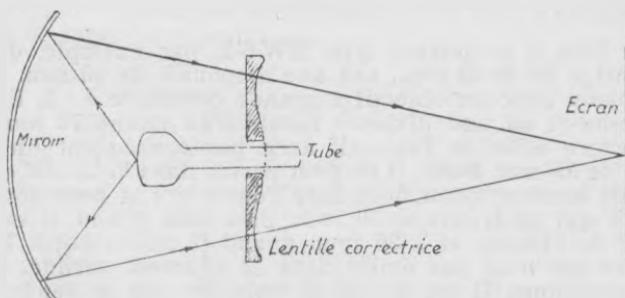


Fig. 64. — PROJECTION PAR MIROIR SPHERIQUE CORRIGEE PAR LENTILLE DE SCHMIDT.

Les tubes à projection donnent une image très lumineuse susceptible d'être projetée sur un grand écran, car leur tension anodique est très élevée (25 à 30 kilovolts).

...Et l'émission ?

« Tout ceci est bel et bon, diront les insatiables, mais si vous nous parliez maintenant de l'émission ? »

Nous voudrions bien, mais ne le ferons pas ici pour plusieurs raisons. D'abord, la plupart des dépanneurs radio s'occupent fort peu de connaître comment on s'y prend, à l'autre bout de l'antenne, pour mettre les concerts dans l'éther, et il y a de fortes chances pour qu'il en soit de même en télévision. Ensuite, un émetteur de télévision est tout de même un peu plus « calé » qu'un récepteur, et il est bon de digérer d'abord celui-ci avant de s'occuper de celui-là. Enfin, la description commentée d'un émetteur demanderait un nombre respectable de pages.

Et voilà comme quoi, tel Balthazar, le lecteur insatiable devra se contenter de voir la main qui trace en lettres de feu sans connaître celui qui l'anime, par là-bas, derrière les nuages.

Mais il lui reste la ressource de consulter un autre prophète.

Quel que soit
votre montage

TUBES
TUNGSRAM
RADIO

T S

L'ART DU DÉPANNAGE

Tout poste bien portant
est un malade qui s'ignore.

(Le Docteur Knock)

Nous avons — puisqu'il sied à un auteur de dire « nous » comme le roi — nous avons donc quelques amis dépanneurs qui dépannent chacun à sa manière. L'un a des appareils dignes d'un laboratoire de recherches et s'en sert d'ailleurs fort bien. Un autre ne manque pas non plus d'appareils, mais ils sont presque tous de sa fabrication, jamais finis, avec des astuces dont il est très fier et des coffrets lamentables. Ailleurs, c'est l'équipement banal qu'on trouve : polymètre à résistance courante, hétérodyne qui fuit de partout et qu'un constructeur mégalomane a baptisé « générateur étalonné ». Enfin, il y a celui dont l'instrument n° 1 est le pifomètre aidé par une boussole à 200 ohms par volt dont il est seul à savoir interpréter les vagues indications.

Or, ces amis savent tous dépanner fort honorablement un poste normal, sinon le régler avec la même précision. Bien entendu, chacun a sa méthode — il y en a même un dont la méthode consiste à ne pas en avoir et à laisser faire l'inspiration du moment — et ils sont intimement persuadés qu'elle est la meilleure, sauf un d'entre eux qui doute de tout en commençant par lui-même.

Lequel a raison ? Tout bien pesé, nous avons fini par croire qu'il n'y a pas de méthode privilégiée, mais que tout dépend du poste, de son âge, de sa panne et surtout de l'équation personnelle du praticien. Toutes les méthodes finissent sans doute par conduire au résultat final, qui est la guérison plus ou moins réussie du malade, mais elles y arrivent plus ou moins vite et plus ou moins sûrement. Il faut savoir sauter de l'une à l'autre suivant les circonstances, sans devenir l'esclave d'un système. Mais n'anticipons pas, et examinons d'abord quelques-unes de ces disciplines.

LA MÉTHODE DE LA QUESTION

« Moi, nous a dit notre ami dépanneur n° 1, c'est bien simple. Un coup d'œil rapide pour voir s'il n'y a pas une grosse blague bien criarde, comme des lampes qui ne s'allument pas dans un tous-courants ou un cordon coupé, et en avant ! Je commence par deux coups d'ohmmètre au primaire du transfo d'entrée et aux condensateurs de filtrage pour voir s'il y a coupure ou court-circuit, un coup de voltmètre entre le châssis et les plaques pour voir s'il y a du jus, et on passe immédiatement à la question si l'accusé n'a pas avoué. Pas de pitié pour les canards boiteux ! D'abord le brodequin, ensuite le chevalet « pour y estre tiré jusques au septième trou ».

— Vous voulez dire que vous l'accrochez à vos oscillateurs, outputmètres, oscilloscope, voltmètre électronique et autres instruments de torture ?

— Tout juste. Inutile de finasser ni de se casser la tête : le poste est muet ou bien il dit des sottises, il s'agit de connaître son secret. Si le supplice du fer rouge ne suffit pas, il y a encore la question de l'eau, jusqu'à trois coquemars et une chopine. Ainsi chatouillés, tous mes lascars ont toujours avoué.

— Voilà bien un luxe de tortures par un pauvre petit châssis qui n'a peut-être qu'un péché mignon sur la conscience et qu'on pourrait probablement confesser avec douceur !

— Mon cher, je n'ai pas de temps à perdre avec les délinquants, ma méthode a fait ses preuves, je m'y tiens et je la généralise. Au lieu de faire de savants raisonnement sur de rares indices péniblement recueillis et finir en fin de compte par où j'aurais dû commencer, je les traite tous comme des simulateurs qui n'ont nulle envie de se mettre à table et je les passe au crible en commençant par la tête et en finissant par les pieds. C'est parfois excessif, d'accord, mais dans l'ensemble j'y gagne du temps. De plus, cela me permet de faire des constatations inattendues. On part pour trouver la cause d'une panne, on constate que c'est un condensateur de liaison BF claquée, comme l'aurait fait votre doux confesseur. Mais la torture systématique me livre en outre quelques crimes et délits supplémentaires soigneusement camouflés par l'opéré : un condensateur d'accord MF pas tout à fait innocent, un filtre de bande légèrement désaccordé, une lampe dont le filament n'est pas absolument isolé de la cathode, un antifading mal réglé, une résistance d'écran trop forte, un chimique qui se dessèche. Parti pour tirer un lièvre, je ramène en outre un faisan, trois perdreaux et un chevreuil. Cela se traduit évidemment par un profit supplémentaire et une client bougrement satisfait de son dépanneur. »

Le lecteur a deviné que cette méthode est une synthèse de l'analyse dynamique et de l'analyse à l'oscillograph qui ont été exposées dans le Memento Tungsram IV sous le titre

« Méthodes modernes de dépannage ». En gros, elle consiste à injecter un signal étalonné aux points sensibles. Pendant ce temps, un outputmètre mesure si chaque étage ou portion d'étage est à la hauteur, par comparaison avec le gain normal qu'on est en droit d'en attendre.

Tandis qu'un oscilloscope « regarde » s'il y a saturation, déformation, oscillation parasite, couplage indésirable, vestiges de ronflement du secteur, polarisation défectueuse, naissance de courant-grille, fuites d'isolement, surcharge d'une lampe, désalignement, etc., un voltmètre électronique mesure entre autres tensions celles des grilles et de l'anti-fading (fig. 1).

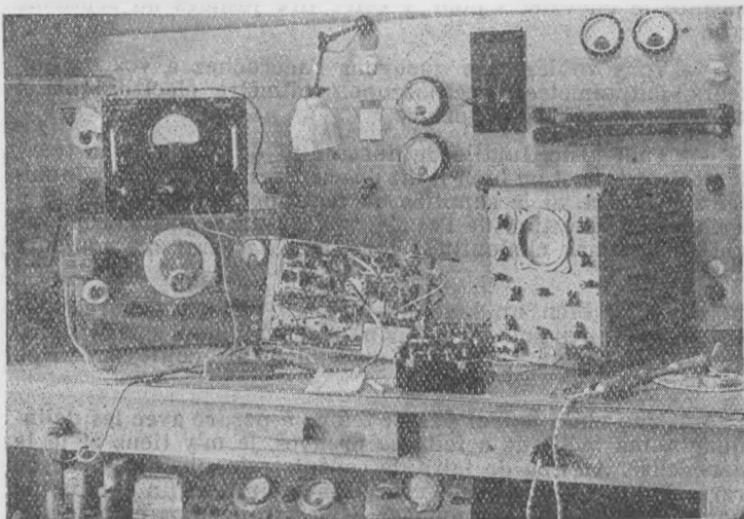


Fig. 1. — MONTAGE POUR L'ETUDE D'UN RECEPTEUR MALADE.

Avec un tel coup de filet, il y a évidemment peu de chances de rater le diagnostic. Toutefois, la méthode exige 1° un matériel coûteux 2° des connaissances théoriques suffisantes avec une certaine habitude pour interpréter correctement les indications des cadrans et lire les courbes qui se dessinent sur l'écran fluorescent, 3° une documentation suffisante sur les gains d'étages et les caractéristiques des récepteurs. Les deux premières conditions sont malheureusement l'apanage de quelques privilégiés. Quant à la troisième, elle est à la portée de tous.

Comme ces renseignements peuvent être utiles même à ceux qui ne pratiquent pas l'analyse dynamique, nous indiquerons quelques chiffres de référence, dont certains ont été relevés par le Bureau d'études METRIX d'Annecy et sont publiés avec leur aimable autorisation (*), les autres ayant été déterminés par l'auteur. Ils correspondent à l'emploi d'un

(*) Extrait de la brochure accompagnant le générateur METRIX.

générateur étalonné sérieux, mais on pourra néanmoins en tirer parti avec un oscillateur d'une classe moyenne, pourvu qu'il soit muni d'un indicateur de tension de sortie et d'un atténuateur décimal à peu près potable.

1. — Et à défaut de générateur étalonné ?

Les générateurs étalonnés, qu'ils soient HF ou BF, sont des outils coûteux que tous les dépanneurs ne peuvent pas se payer. Par contre, tous ont — ou devraient avoir — une hétérodyne modulée, et tous pourraient se construire à moments perdus un oscillateur BF simple, ainsi que cet autre instrument utile entre tous : le voltmètre électronique (*).

Munis de ces deux appareils, nous avons tout ce qu'il nous faut pour faire quand même de l'analyse dynamique : l'oscillateur non étalonné étant branché au point où nous voulons faire une injection, le voltmètre à lampe sera branché alternativement à ce point et à l'endroit où nous voulons savoir ce qu'est devenu le signal, par exemple à la sortie de la lampe finale. Nous mesurons ainsi la tension injectée et celle amplifiée avec le même appareil, ce qui est une garantie de précision.

Pour passer instantanément d'une position à l'autre, le mieux est de munir une connexion du voltmètre d'un interrupteur dont les deux pôles sont reliés l'un au point d'injection, l'autre au point de prélèvement (fig. 2).

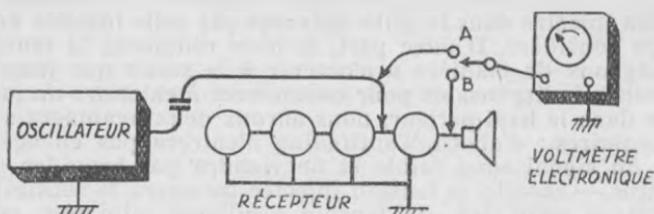


Fig. 2. — ANALYSE DYNAMIQUE AVEC UN OSCILLATEUR NON ETALONNE ET UN VOLTMETRE A LAMPE.
Branchement pour essai de l'étage final.

Il y a toutefois un petit inconvénient : c'est que nous devrons réduire beaucoup la tension injectée BF, MF ou HF au fur et à mesure que nous remonterons vers l'antenne, afin de ne pas surcharger les lampes et de ne pas déclencher l'action de l'antifading qui brouillerait les mesures en réduisant la sensibilité des étages. Il pourrait donc arriver que cette tension injectée soit trop faible pour faire dévier le voltmètre électronique chargé de la mesurer. On tourne aisément cette difficulté : il suffit d'intercaler un diviseur de tension, par exemple 10 : 1, entre la sortie de l'oscillateur et

(*) On consultera utilement à ce sujet l'excellent ouvrage de Haas : LABORATOIRE RADIO (Editions Radio, 9, rue Jacob, Paris) où on trouvera schémas et instructions de montage d'une foule d'appareils utiles.

la masse. La prise au 1/10 de la résistance à partir de la masse est reliée au point d'injection, tandis que le voltmètre électronique mesure la tension totale donnée par l'oscillateur. En divisant cette tension par 10, on aura la tension réelle d'injection. Le diviseur, de haute résistance, sera formé de deux R au carbone, à l'exclusion de tout bobinage.

2. — Le niveau de sortie.

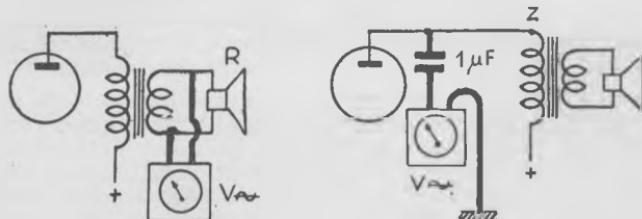


Fig. 3. — BRANCHEMENT D'UN VOLTMETRE DE SORTIE.

Rappelons brièvement le principe de la méthode. On injecte aux points sensibles, en remontant depuis la dernière grille jusqu'à l'antenne, un signal étalonné BF, MF ou HF selon le cas, juste suffisant pour donner toujours la même puissance modulée à la sortie de l'appareil. Dans ces conditions, le gain d'un étage se déduit aisément en divisant la tension injectée dans la grille suivante par celle injectée dans l'étage considéré. D'autre part, si nous réduisons la tension des signaux de manière à n'obtenir à la sortie que juste la puissance indispensable pour commencer à entendre un murmure dans le haut-parleur, nous aurons deux avantages supplémentaires : d'abord, l'antifading n'entrera pas en action avec un signal aussi faible et ne viendra pas brouiller nos mesures — ensuite, la tension injectée mesurera la sensibilité de l'étage considéré, ou tension oscillante minimum pour réveiller le haut-parleur.

Ce seuil de puissance de sortie, encore appelé niveau de référence, a été conventionnellement fixé à 50 milliwatts pour les mesures de sensibilité et de sélectivité. On le mesure à l'aide d'un wattmètre de sortie, ou encore avec un voltmètre alternatif en appliquant la loi de Joule : $W = V^2/Z$, avec W en watts, V étant la chute de tension le long de l'impédance d'utilisation, Z en ohms, représentée par la bobine mobile du haut-parleur ou son homologue, le primaire du transformateur de sortie. Le voltmètre se branche, soit directement aux bornes de la bobine mobile, soit en parallèle sur le primaire du transformateur de sortie (fig. 3) en interposant un condensateur au papier de un microfarad isolé à 500 volts, pour arrêter le courant continu.

Dans le premier cas, l'impédance à 400 c/s de la bobine mobile ne dépasse guère sa résistance mesurée à l'ohmmètre; pour un niveau de sortie de 50 milliwatts, nous lirons sur un voltmètre très résistant :

0,31	volt pour	R = 2 ohms
0,35	—	R = 2,5 —
0,39	—	R = 3 —
0,45	—	R = 4 —
0,50	—	R = 5 —
0,71	—	R = 10 —

Dans le second cas, la lampe finale est chargée normalement à l'optimum, et cette impédance d'adaptation, représentée par le primaire du transformateur de sortie, varie suivant la lampe. Voici quelques valeurs pour les tensions-plaque habituellement employées, avec l'indication de la tension de sortie lire sur un voltmètre résistant.

TABLEAU 1
IMPEDANCES DE CHARGE ET TENSIONS DE SORTIE
pour un niveau de puissance de 50 milliwatts

Type	Charge (ohms)	Volts de sortie	Type	Charge (ohms)	Volts de sortie	Type	Charge (ohms)	Volts de sortie
AD 1	2.500	11,2	EBL 1	7.000	18,6	6 K 6	7.500	19,4
AL 1	7.000	18,6	EL 2	8.000	20	6 L 6	2.500	11,2
AL 2	7.000	18,6	EL 3	7.000	18,6	6 M 6	7.000	18,6
AL 4	7.000	18,6	EL 5	3.500	13,2	6 V 6	5.000	15,8
AL 5	3.500	13,2	EL 41	7.000	18,6	25 A 6	4.500	15
BF 41	7.000	18,6	EL 42	11.000	23,5	25 L 6	2.000	12,2
BF 42	11.000	23,5	UL 41	3.000	12,2	35 L 6	2.500	11,2
BF 451	3.000	12,2	2 A 5	7.000	18,6	50 A 5	2.000	12,5
CBL 1	4.500	15	6 A 5	2.500	11,2	50 B 5	2.500	11,2
CBL 6	4.000	14	6 AQ 5	5.000	15,8	50 L 6	3.000	12,2
CL 2	2.000	12,2	6 AG 6	8.500	20,5	42	7.000	18,6
CL 6	2.000	12,2	6 F 6	7.000	18,6	43	4.000	14

Ces tensions ont été calculées d'après la formule indiquée plus haut.

Pour une sortie en push-pull, l'ensemble voltmètre + condensateur ne se branche pas entre plaque finale et masse, mais aux deux extrémités du primaire du transformateur de sortie.

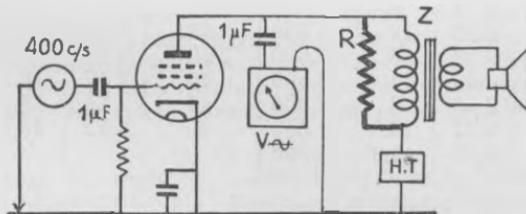


Fig. 4. — MESURE DE LA CHARGE D'UNE PENTODE.

Les impédances de charge indiquées au tableau 1 ci-dessus sont celles qu'on rencontre le plus souvent. Si l'on tient à la précision, on mesure l'impédance du primaire par la méthode classique (fig. 4) : on injecte du 400 c/s dans une grille BF jusqu'à lire 30 volts sur le voltmètre de sortie. Sans toucher au réglage de l'oscillateur, on met en parallèle sur le primaire

une résistance telle qu'elle fasse tomber le voltmètre à 15 volts : à ce moment, cette résistance est pratiquement égale à l'impédance du primaire si la finale est une pentode (grande résistance interne) et si le voltmètre est électronique (haute impédance d'entrée). Avec un voltmètre à 4.000 Ω par volt, elle sera toujours inférieure d'environ 10 % au Z du primaire, car l'instrument mesure la chute de tension, non de Z ou Z + R en parallèle, mais bien celle dans le système Z + résistance interne de la lampe + résistance du voltmètre + R, le tout en parallèle, comme le montre la figure — donc inférieure à la plus petite d'entre elles*.

3. — L'étage de sortie.

On réalise le montage de la figure 5. Le générateur à 400 c/s est réglé pour lire 50 mW au wattmètre de sortie (ou bien la

TABLEAU 2
SENSIBILITE DE L'ETAGE FINAL
Volts oscillants-grille pour niveau de sortie = 50 mW.

TYPE	Volts inject.	Réglages		TYPE	Volts inject.	Réglages	
		Polar	Z charge			Polar	Z charge
AD1	3,2	45	2.500	2A5	1,33	16,5	7.000
AL1	1,05	15	7.000	6A5	3,3	45	2.500
AL2	1,12	25	7.000	6AG6	0,53	6	8.500
AL4	0,31	6	7.000	6AQ5	0,84	12,5	5.000
AL5	0,49	14	3.500	6F6	1,17	16,5	7.000
BF41	0,33	6	7.000	6K6	1,53	18	7.500
BF42	0,77	13,5	11.000	6L6	0,8	14	2.500
BF451	0,53	5,3	3.000	6M6	0,31	6	7.000
CBL1	0,56	4	4.500	6V6	0,84	12	5.000
CBL6	0,59	8,3	4.000	25A6	1,65	15	4.500
CL2	1,52	15	2.000	25L6	0,67	7,5	2.000
CL6	0,65	8,3	2.000	35L6	0,85	7,5	2.500
EBL1	0,31	6	7.000	50A5	0,67	7,5	2.000
EL2	0,98	18	8.000	50B5	0,65	7,5	2.500
EL3	0,33	6	7.000	50L6	0,58	7,5	2.000
EL5	0,49	14	3.500	42	1,17	16,5	7.000
EL41	0,33	6	7.000	43	1,65	15	4.500
EL42	0,77	13,5	11.000	47	1,17	16,5	7.000
UL41	0,53	5,3	3.000				

Les tensions plaques et écran sont : 250 volts pour les lampes normales et 110 volts pour les lampes tous-courants.

(*) En effet, si nous appelons ρ la résistance interne de la lampe et r celle du voltmètre, nous avons :

$$\text{Impédance totale en parallèle} = \frac{Z}{1 + \frac{Z}{R} + \frac{Z}{\rho} + \frac{Z}{r}}$$

les deux derniers termes du dénominateur ne sont négligeables que si ρ et r sont très grands, et il reste alors : $Z_{\text{total}} = Z/2$.

tension de sortie indiquée en face de chaque lampe dans le tableau 1 ci-dessus). Les atténuateurs du générateur indiquent alors la tension oscillante juste nécessaire à la grille finale pour obtenir 50 mW à la plaque, chiffre qui caractérise la *sensibilité de l'étage final*. Plus l'étage est sensible, plus cette tension injectée sera faible. S'il y a une ligne de contre-réaction, il faut la paralyser pour faire cette mesure, car elle peut réduire la sensibilité à la moitié ou au tiers de sa valeur normale.

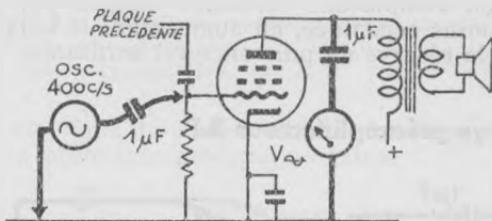


Fig. 5. — MESURE DE LA SENSIBILITE DE L'ETAGE FINAL.

Il peut exister des variations assez importantes d'une lampe à l'autre d'un même type.

● *Distorsion de fréquence*. — Le montage est le même, mais on injecte un signal BF étalonné à fréquence variable (par exemple de 50 à 5.000 c/s) de tension juste suffisante pour obtenir le niveau de sortie de 50 mW. On note ces tensions pour chaque fréquence caractéristique. Le même essai est recommandé, mais pour un niveau sonore normal, qu'on apprécie à l'oreille car il varie d'un poste à l'autre. Ce niveau est indiqué par le wattmètre ou le voltmètre de sortie, on le maintient constant pour toutes les fréquences sonores.

L'examen des listes de tensions injectées ou des courbes qui en dérivent permet de voir les irrégularités dues à l'étage final (chute des basses et des aiguës, résonances) et d'y porter judicieusement remède. Les résonances de caractère électrique — les seules du reste qui soient décelables par la méthode — ont toujours leur source dans un bobinage accordé par une capacité parasite ou répartie. La chute des basses et des aiguës est due le plus souvent à des organes de liaison mal adaptés (capacités, résistances, impédance de charge), aux capacités parasites, au contrôle de tonalité défectueux.

Distorsion harmonique. — On la détecte à l'aide de l'oscilloscope, dont la borne masse est réunie en permanence à la masse du châssis étudié, ce qui permet de le faire intervenir à tout moment sans perte de temps (fig. 1). On découvre aisément, avec un peu d'habitude, les stigmates de toutes les distorsions dans les courbes qui s'inscrivent sur le fond du tube : présence d'harmoniques pairs et impairs, courant-grille dû à la saturation de la lampe, restes de 50 c/s par filtrage insuffisant, polarisation défectueuse, etc. Bien entendu, le diagnostic est d'autant plus facile que le signal est plus pur.

Comme la recherche des distorsions BF à l'oscilloscope intéresse également l'étage préamplificateur, nous attendrons d'être arrivés à ce point pour en exposer les grandes lignes. Disons cependant que les harmoniques qui causent la distorsion de fréquence ont leur source dans la «courbure» d'un organe de transit, et principalement dans les caractéristiques courbes des lampes. On corrige ce défaut en les réglant convenablement (voir Memento IV : Réglage des Tubes amplificateurs BF, pages 377-390 et tableaux à la fin du présent ouvrage), en remplaçant certaines lampes par d'autres à courbure moins accentuée, en augmentant le taux de contre-réaction si la réserve de puissance est suffisante.

4. — L'étage préamplificateur B.F.

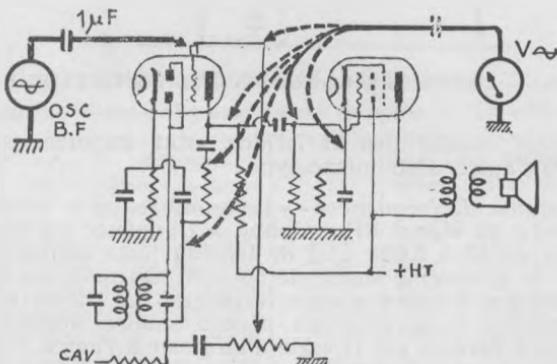


Fig. 6. — ESSAI D'UN ETAGE PREAMPLIFICATEUR.

Pour mesurer le gain d'un étage préamplificateur, nous disposons de deux procédés :

1° Nous pouvons injecter un signal BF étalonné dans la grille de la préamplificatrice, et mesurer à l'aide d'un voltmètre électronique ou de l'oscillographe, la tension qui apparaît à la grille suivante. C'est la méthode la plus expéditive, car les instruments étant ainsi branchés au récepteur, on en profite pour promener le probe ou la pointe de touche sur d'autres points (écran, contre-réaction, plaque préampli avec 1 microfarad interposé, etc.), ce qui permet de voir si le condensateur de liaison ne fuit pas, si les tensions d'écran, de polarisation, de contre-réaction sont bonnes. Le montage est celui de la fig. 6, qui représente la basse fréquence d'un récepteur courant. Les coups de sonde du voltmètre électronique ou de l'oscillographe sont indiqués par des flèches, et se passent de commentaires. Comme on le voit, le coup de filet est rapidement donné. C'est l'opération qui était en cours au moment de la photo figure 1, l'oscilloscope servant à voir l'allure du son, le voltmètre à lampe (juché sur le générateur) à mesurer les tensions sans les perturber.

2° A défaut de voltmètre électronique, nous pouvons d'abord mesurer la sensibilité de l'étage final, comme il a été dit plus haut, puis nous injectons dans la grille de la lampe précédente de la B.F. étalonnée, et nous réduisons la tension jusqu'à ce que le wattmètre ou le voltmètre de sortie indique de nouveau le niveau de 50 milliwatts. Comme ci-dessus, le quotient des tensions injectées dans les deux grilles successives donne le gain de l'étage préamplificateur.

Dans l'un ou l'autre procédé, il est bon de recommencer en se fixant un niveau de sortie correspondant à une audition normale, et de varier les fréquences injectées, pour constater les irrégularités et leur porter éventuellement remède.

S'il y a une ligne de contre-réaction, on la paralysera avant de faire les premières mesures de gains.

TABLEAU 3

GAINS MOYENS DES PRE-AMPLIFICATRICES A RESISTANCE

TYPE DE LAMPE	ABC 1 EBC 3	EF 6 EF 9	2 A 6 75	2 B 7 6 B 7 6 B 8	6 C 6 6 J 7 EF 41 EAF 41 DC 1 HF 61 UF 41	6 Q 7 6 AT 6 12 AT 6	UAF 41 D 121
Récepteur alternatif	$\times 10$ $+20 \text{ db}$	$\times 120$ $+41 \text{ db}$	$\times 35$ $+31 \text{ db}$	$\times 60$ $+36 \text{ db}$	$\times 100$ $+40 \text{ db}$	$\times 40$ $+32 \text{ db}$	
Récepteur tous-courants	$\times 8$ $+18 \text{ db}$	$\times 95$ $+39 \text{ db}$	$\times 30$ $+29 \text{ db}$	$\times 50$ $+34 \text{ db}$	$\times 80$ $+38 \text{ db}$	$\times 30$ $+29 \text{ db}$	$\times 70$ $+37 \text{ db}$

Comme pour l'étage final, il est intéressant de profiter du montage pour faire varier la fréquence injectée et se faire une idée, sinon tracer la courbe, de la sensibilité de l'étage préamplificateur aux graves, aux moyennes et aux aiguës. En comparant les chiffres relevés pour différents réglages de la contre-réaction ou du contrôle de tonalité, on voit dans quel sens et quelle mesure il peut être nécessaire de modifier ces organes. A défaut d'oscillateur BF à fréquence variable, un disque de fréquences tel qu'en éditent plusieurs marques (*) peut être utilisé.

D'autre part, l'oscilloscopie détectera les irrégularités, ainsi que la distorsion, de fréquence ou harmonique, comme il a été dit pour l'étage final. Si on dispose d'un commutateur électronique, on pourra vérifier si la tension de contre-réaction sur les deux étages, qui devrait être en antiphase avec le signal, ne subit pas une rotation de phase de valeur telle qu'elle se traduit par une réaction positive à certaines fréquences, avec tous les inconvénients d'instabilité et de déformation qui en résultent.

(*) Decca, La Voix de son Maître, entre autres.

5. — Que dit l'oscilloscope ?

Filtrage. — On relie la masse du scope à celle du poste, on règle le balayage à 25 c/s, synchronisation interne, on touche successivement :

a) Le + HT sortant du filtre : la ligne horizontale doit rester rectiligne si le filtrage est bon, à peine ondulée si c'est un tous-courants. Des aspérités qui se suivent en courant vers la droite indiquent un début de court-circuit quel que part dans le filtre, C ou self (fig 7-1);

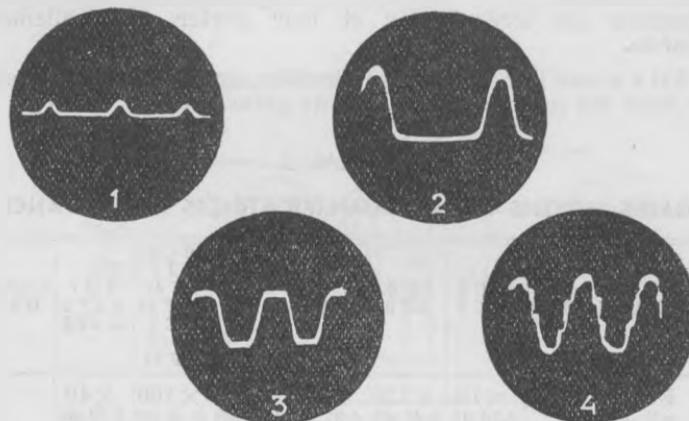


Fig. 7. — OSCILLOGRAMMES DE L'ALIMENTATION.

b) La cathode de la valve. L'aspect 7-2, normal pour un tous-courants, indiquerait un demi-secondaire coupé en alternatif. La troncature des demi-périodes (7-3) indique une valve vieillie ou saturée. Le trait irrégulier et verruqueux (7-4) est dû à l'émission irrégulière de la cathode (taches cathodiques, ionisation).

Traces de secteur. — On relie la masse du scope à celle du poste, et on règle le balayage pour avoir au moins deux oscillations complètes sur le fond du tube. Synchronisation interne. Vertical relié à la plaque finale.

a) On peut d'abord s'assurer que l'alimentation n'introduit pas de distorsion. Pour cela, on injecte un signal à 500 c/s dans la grille finale. Si la HT est mal filtrée, le trait est granuleux, en chapelet, avec une épaisseur anormale (fig. 8-5). En faisant varier la fréquence du signal, les grains se rapprochent ou s'éloignent.

b) On recherche ensuite si l'ampli ne cueille pas la fréquence du secteur (généralement par le circuit-grille de la préamplificatrice). Il suffit de débrancher l'oscillateur et de pousser l'ampli vertical au maximum, le balayage étant réglé à 25 c/s. Toute introduction de 50 c/s dans une grille se traduit par une sinusoïde plus ou moins ondulée par ses harmoniques (fig. 8-6) ou par la distorsion.

c) En injectant un signal sinusoïdal de fréquence multiple de 50, on obtient un tracé multiple (fig. 8-7), dont le nombre de lignes dépend du rapport des fréquences si les 50 c/s du secteur sont introduits dans l'amplificateur.

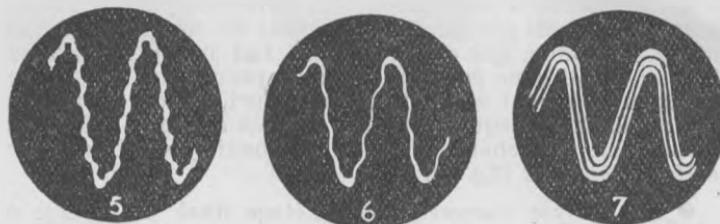


Fig. 8. — TRACES DE SECTEUR DANS LA H.T. (5)
ET DANS LES CIRCUITS DE GRILLES B.F. (6 et 7).

L'injection de signal carré. — Dans le Memento IV, nous avons indiqué la marche à suivre pour diagnostiquer à l'oscilloscope certains défauts de la BF, en injectant un signal sinusoïdal tel que le donne un oscillateur normal.

Mais il est beaucoup plus intéressant d'étudier un ampli basse fréquence en injectant un signal en créneaux, ou « carré »; dont le développement en série de Fourier est de la forme :

$\cos x - 1/3 \cos 3x + 1/5 \cos 5x - 1/7 \cos 7x \dots$ etc.

et qui contient par conséquent tous les harmoniques impairs jusqu'à la millième génération. D'abord, les déformations d'un signal carré sont bien plus faciles à juger que celles d'une sinusoïde. Mais surtout, le signal carré permet de voir comment l'ampli répond aux transitoires (impulsions brutes, percussions) en même temps qu'il renseigne sur les distorsions de phase dont on commence à entrevoir l'importance même en radiophonie pour la reproduction à haute fidélité.

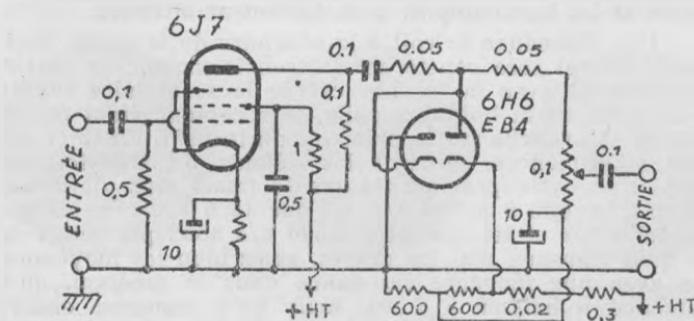


Fig. 9. — GENERATEUR DE SIGNAUX CARRÉS
par écrétage d'un signal sinusoïdal.

Les signaux carrés sont donnés par divers types de multi-vibrateurs, les générateurs BF modernes donnent souvent l'onde en créneaux et l'onde sinusoïdale. Mais il est assez facile de se tirer d'affaire avec un oscillateur simple à signaux sinusoïdaux. Une première solution consiste à exciter un amplificateur à une lampe 6J7, polarisée jusqu'à l'annulation du courant plaque, par un signal BF de grande amplitude. La seconde, qui est préférable, fait suivre l'oscillateur BF d'un ampli avec écrêteur à diode, permettant d'amplifier beaucoup le signal et de tronquer court, ce qui donne un signal à flancs presque verticaux coupés à angles vifs. Nous reproduisons le schéma d'un tel dispositif, extrait du livre de Haas déjà cité (fig. 9).

● On analyse successivement l'étage final, puis celui de préamplification, afin de bien situer où se produit la distorsion. Pour l'étage final, le signal carré est injecté dans sa grille, et l'oscilloscope est branché entre masse et plaque finale.

Pour l'étage préamplificateur, les plaques verticales du scope sont branchées successivement :

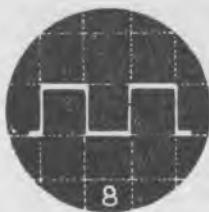
- entre masse et grille finale;
- entre masse et plaque préamplificatrice,

l'injection du signal se faisant à la grille de celle-ci. Pour ces essais, le balayage est réglé pour obtenir deux créneaux sur le fond du tube.

Nous donnerons quelques images de fond de tube, avec le diagnostic qui en découle (fig. 10).

On remarque que :

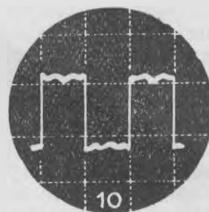
- Le déphasage se traduit par l'inclinaison de gauche à droite des horizontales haute et basse.
- La distorsion harmonique — autrement dit l'addition d'harmoniques et fréquences anarchiques, est indiqué par la vibration plus ou moins régulière de ces horizontales.
- L'atténuation des harmoniques de la fréquence injectée a pour signe l'arrondissement des angles.
- L'atténuation de la fréquence injectée se reconnaît à l'inclinaison en trapèze des créneaux, pouvant atteindre le triangle si les harmoniques sont également atténués.
- Une résonance se voit à la courbure de la partie horizontale. L'essai sera répété sur le transformateur de sortie, en alimentant avec la tension carrée le secondaire séparé par un bout de la bobine mobile, le récepteur étant éteint. Le scope se branche sur le primaire du transfo. En injectant diverses fréquences, on voit les défauts du transfo. Par exemple, un oscillogramme tel que 15 (mais sans vibration) à 50 c/s, tel que 9 à 400 c/s, tel que 16 à 850 c/s, tel que 13 à 1.500 c/s et tel que 14 à 2.500 c/s nous permettra de dire qu'il transmet mal les graves, assez bien les moyennes, mais avec une fâcheuse résonance dans le médium, qu'il commence à baisser à 1.500, mais qu'il transmet encore l'harmonique 3, soit 4.500 c/s, quoique assez faiblement et qu'il ne monte guère au-delà. C'est un transformateur très moyen, tout juste bon pour un poste à bas prix.



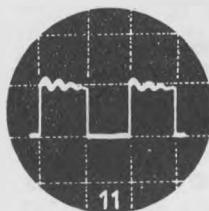
ABSENCE DE DISTORSIONS harmonique et de phase.



DEPHASAGE mais sans distorsion harmonique.



SURCHARGE jusqu'au cut-off Courant-grille et distorsion.



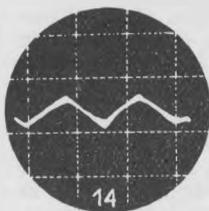
SURCHARGE UNILATERALE Cut-off ou courant-grille.



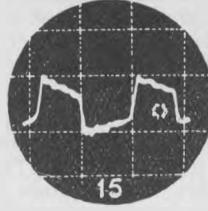
FAIBLE ABSORPTION DES HARMONIQUES supérieurs du signal.



CHUTE ACCEPTABLE DES AIGUES ET DEPHASAGE Injection : 2.000 c/s.



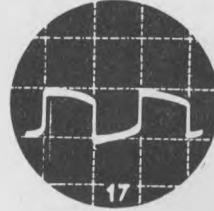
CHUTE IMPORTANTE DES FREQUENCES ELEVEES. Injection : 2.000 c/s.



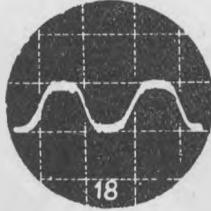
CHUTE DES GRAVES DISTORSION ET DEPHASAGE. Injection : 50 c/s.



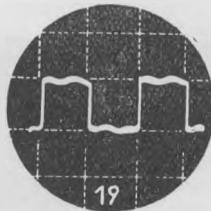
RESONANCE ABSORBANTE à la fréquence injectée.



RESONANCE AMPLIFIANTE à la fréquence injectée.



CHUTE DES GRAVES sans distorsion ni déphasage. Injection : 50 c/s.



BONNE REPONSE mais harmoniques dûs à la lampe. (Ici, harmonique 3).

Fig. 10.

Cas du push-pull. — Il est très important que les grilles des lampes finales d'un P.P. reçoivent des tensions égales, sans distorsion et exactement déphasées de 180° . Pour vérifier ceci, la méthode la plus simple consiste à réunir une plaque déviatrice verticale et une horizontale à la masse du poste, les deux autres plaques étant branchées chacune sur une des deux grilles finales (fig. 11). On supprime le balayage, ainsi que les amplifications verticale et horizontale du scope. On injecte une tension BF et sinusoïdale dans la grille de la préamplificatrice et on pousse le contrôle de volume jusqu'à obtenir un tracé de bonne grandeur.

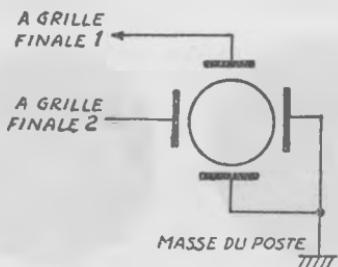


Fig. 11.

MONTAGE DE
L'OSCILLOSCOPE POUR
VERIFICATION
DU DEPHASAGE P.P.

Tout défaut de déphasage donne un tracé en courbe fermée plus ou moins elliptique, d'autant plus plate que l'erreur de déphasage est moins importante. Un cercle indiquerait une erreur de 90° , mais c'est un cas théorique. Une ellipse dont le grand axe serait double du petit axe dénoterait une erreur de 45° , triple signifierait 30° , et ainsi de suite (fig. 12-20).

Si les tensions sont égales, l'axe de l'ellipse est incliné de 45° sur le fond du tube. Tout écart indique une inégalité, on la vérifie à l'aide des carrés de l'écran transparent du scope. Si l'axe tend vers l'horizontale (cas de la figure), la grille reliée à la plaque horizontale a la plus forte tension, et ce serait le contraire si l'axe était plus vertical.

Une ellipse déformée est le signe de la distorsion. Par exemple, la figure 12-20 montre une trace d'harmonique 3.

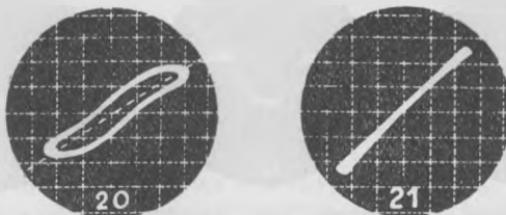


Fig. 12. — VERIFICATION DU DEPHASAGE D'UN PUSH-PULL

20 : Inégalité de tensions, écart de phase 20° .

21 : Bon déphasage.

Une courbe en forme de huit indiquerait la présence de l'harmonique 2.

La fig. 12-21 est un tracé correspondant à un bon déphasage : trace unique presque rectiligne, inclinée à 45°, distortion négligeable.

Les causes sont évidentes : lampe mal réglée en cas de distorsion, mauvaise division des tensions d'excitation (charge cathodique à modifier pour un cathodyne, diviseur mal réglé pour un paraphase, etc.). Il faut équilibrer les résistances si les tensions sont inégales, ou les capacités s'il y a déphasage.

6. — La détection.

A part le cas de la lampe défectueuse et le déréglage des moyennes fréquences, toutes les irrégularités de fonctionnement de la détection par diode se découvrent aisément par la mesure des résistances, des capacités et des isolements de la chaîne formée par la résistance de détection, les filtres et le potentiomètre. En particulier, une résistance de charge mal calculée, trop forte, produit de la distorsion et de l'instabilité. Les pannes sont du reste assez rares.

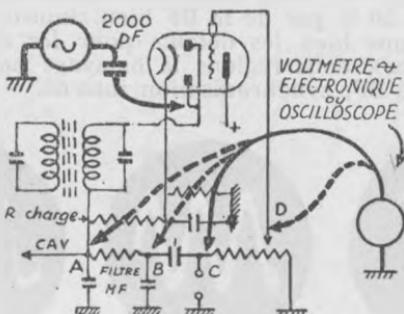


Fig. 13.

On vérifie le bon fonctionnement de la détection en mesurant si la tension BF délivrée par la détectrice est bien égale à la fraction du signal MF modulé correspondant au pourcentage de modulation. Par exemple, pour chaque volt de signal modulé à 30 %, on doit trouver 0,3 volt BF après détection. Plusieurs méthodes se présentent, selon l'outillage dont on dispose :

1° Le potentiomètre étant au maximum, on injecte de la MF modulée à 30 % dans la plaque diode affectée à la détection, à travers un C de 2.000 pF. Le voltmètre à lampe, branché en haut du potentiomètre (point C, fig. 13) doit indiquer une tension BF sensiblement égale au quart de la tension MF injectée.

2° Metrix recommande d'injecter dans les mêmes conditions du 1.000 kc/s modulé par 50 c/s à 65 %, afin de se

trouver en dehors des résonances du circuit et d'éviter l'influence de la capacité de 2.000 pF sur l'impédance de charge. Dans ce cas, la tension lue au voltmètre électronique sera la moitié de celle HF injectée.

3° A défaut de voltmètre électronique, le voltmètre de sortie branché après l'étage final permet aussi d'apprecier la tension détectée. On injecte dans la diode détectrice, sans condensateur interposé, de la BF étalonnée (400 c/s ou mieux encore 50 c/s) dont on règle la tension jusqu'à obtenir le niveau de sortie standard de 50 mW. Ensuite, on injecte de la MF ou du 1.000 kc/s, comme indiqué ci-dessus, en réglant la tension jusqu'à obtenir encore 50 mW à la sortie. Le rapport des tensions sera le même que ci-dessus : 1/2 pour la MF modulée à 30 %, 1/4 pour HF modulée à 65 %.

On profitera du montage pour relier le voltmètre électronique à la grille de la préamplificatrice (D, fig. 13) afin de voir si le balayage du potentiomètre ne fait pas apparaître des irrégularités, faiblesses ou coupures.

● *L'oscilloscophe intervient.*

Nous branchons ses plaques verticales entre masse et extrémité du potentiomètre commandant la grille préamplificatrice (C, fig. 13), nous injectons comme ci-dessus de la MF modulée à 30 % par de la BF bien sinusoïdale (ou dont nous connaissons bien les défauts pour les avoir vus sur le fond de tube), nous réglons le balayage horizontal à la demi-fréquence BF, synchronisation interne.



Fig. 14. — OSCILLOGRAMMES DE LA DETECTION.

22. Bonne détection - 23. Idem, mais mauvais filtrage MF (ou HF)
24. Détection défectueuse.

Si tout va bien, nous voyons apparaître en trait fin l'image exacte de la BF modulant la MF (fig. 14-22). Un aspect tel que 23, à trait empâté ou flou impossible à mettre au point par les commandes de brillance et de foyer, indique un filtrage MF imparfait, qui peut engendrer plus loin l'accrochage et la distorsion. La distorsion du signal BF, dont 24 montre un exemple, est due à la détection défectueuse si l'examen de la MF produite par le générateur a montré qu'elle était sinusoïdale. Pour s'assurer que cette déformation n'est pas due à la chaîne de transmission, l'oscilloscophe est branché successivement aux points C, B, A de la fig. 13, puis ses

plaques verticales reliées aux deux extrémités de la résistance de charge diode de son. Le tracé s'épaissit à cause de la MF présente à partir du point A, mais si la distorsion persiste, il faut changer la résistance de charge et peut-être la lampe. Quand on ne veut pas être gêné par l'épaisseur du trait en amont du filtre MF, il suffit de mettre, dans la connexion allant à la plaque verticale du scope, un filtre MF ou circuit bouchon, formé par un secondaire de transfo MF accordé.

7. — La moyenne fréquence.

La mesure du gain de l'étage — ou de chaque étage s'il y en a deux — se fait suivant une méthode analogue à celle employée pour la préamplificatrice. Le potentiomètre du poste étant au maximum, on injecte dans la grille un signal MF (à la fréquence de réglage du récepteur) modulé à 30 % par 400 c/s. La tension du signal doit être assez faible, juste suffisante pour obtenir le niveau de sortie de 50 mW, afin de ne pas déclencher l'antifading. Soit v cette tension MF.

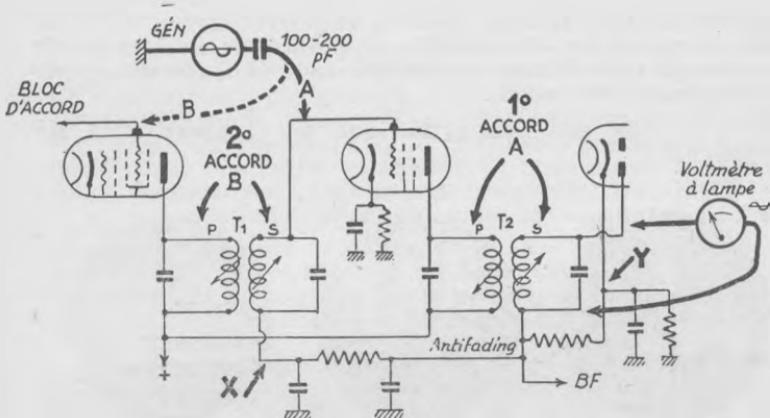


Fig. 15. — AMPLIFICATEUR M.F. MESURES DE SENSIBILITE ET DE SELECTIVITE. - ALIGNEMENT.

Or, nous avons relevé plus haut la tension V qu'il fallait appliquer à la grille suivante (celle de la préamplificatrice) pour avoir le même niveau de sortie. Donc, V est théoriquement égal à 30 % de v qui ont été amplifiés par l'étage MF, et par conséquent le gain est égal à $V/0,3 v$. Il lui est même légèrement supérieur, de 10 % environ, à cause des pertes subies dans les filtrages qui suivent la détection (MF, C.A.V.). Une condition de précision de cette mesure est que la détection soit normale, sans faiblesse ni surcharge.

Le voltmètre électronique est plus expéditif : il suffit de le brancher aux bornes du secondaire attaquant la diode (ou entre le haut du secondaire et la masse) et d'injecter dans

la grille précédente un signal MF non modulé, mais de tension connue. En divisant la tension lue au voltmètre par celle injectée, on obtient le gain (fig. 15, injection en A).

Ce gain est donné avec une bonne approximation par la formule simple suivante applicable aux amplis à filtre de bande :

$$G = S \frac{2\pi f \sqrt{L_p L_s} \sqrt{Q_p Q_s}}{2}$$

où S est la pente de la lampe, f la moyenne fréquence, L_p et L_s les inductances primaire et secondaire, Q_p et Q_s leur facteur de surtension. Il varie donc beaucoup avec le type de lampe utilisé et la qualité des bobinages. On peut cependant tabler sur les gains moyens suivants :

Gain pour bobinages moyens : 30 fois la pente du tube

Gain pour bobinages de qualité : 50 fois la pente du tube

Exemple : Une EF41, dont la pente est 2,2, aura un gain moyen de 77 avec un transfo MF courant et 110 avec des bobinages de bonne qualité.

En faisant varier la fréquence d'injection de ± 15 Kc/s, sans modifier la tension injectée, on pourra tracer la courbe de sélectivité de l'étage, soit par points sur une feuille de papier, soit sur l'écran de l'oscilloscope (à l'aide d'un wobuleur) et voir ainsi :

- 1) Si elle est bien symétrique par rapport à la MF nominale.
- 2) Si l'affaiblissement est suffisant (au moins 4 fois) à 9 kc/s en plus ou en moins de la MF nominale.

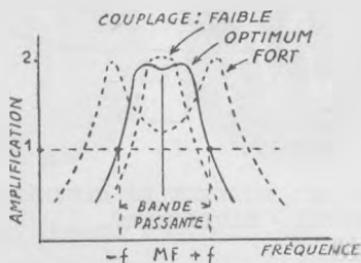


Fig. 16.

INFLUENCE
DU COUPLAGE
DANS UN
FILTRE DE BANDE.

- 3) Si la courbe présente bien un plateau, ou deux « bosses de chameau » peu accusées (fig. 16).

- 4) Si la bande passante (c'est-à-dire l'écart des deux fréquences de part et d'autre de la MF nominale où l'amplification n'est que moitié de celle obtenue pour la fréquence nominale) a bien une largeur de 9 Kc/s (fig. 16).

Défauts et remèdes. — Laissant de côté les pannes muettes dues à une lampe morte, une coupure ou un court-circuit, un désalignement total, etc. et qui sont traitées dans une autre section, ainsi que les siflements et accrochages banaux dus

au mauvais réglage des tensions, aux mauvais retours de masse, aux découplages imparfaits, aux blindages insuffisants, aux connexions non blindées de deux étages qui cheminent côté à côté, nous nous bornerons à examiner les enseignements qu'on peut tirer de l'analyse dynamique ci-dessus.

1) Une courbe de résonance dissymétrique, avec une bosse beaucoup plus haute que l'autre, peut provenir de l'amortissement d'un des deux enroulements d'un transformateur (condensateur qui fuit, mauvais isolement, soudure résistante) ou de son désaccord.

2) L'affaiblissement insuffisant quand on s'éloigne beaucoup de la MF nominale, qui caractérise le manque de sélectivité, peut être dû à des bobinages à faible surtension, donc de mauvaise qualité, ou à leur amortissement (par défaut d'isolement, condensateur défectueux, résistance en série) ou au désaccord.

3) La courbe de résonance en pointe unique ou à deux pics séparés par une vallée est due au couplage mal réglé des deux enroulements, qu'il faut retoucher en variant leur espacement sur le mandrin ou par tout autre moyen.

Une courbe à pointe unique, sans plateau, étouffe les notes aiguës. Pour l'élargir, il faut, soit augmenter le couplage entre primaire et secondaire, soit amortir légèrement les enroulements, par exemple à l'aide d'une résistance élevée en parallèle sur la capacité d'accord. On pourra souvent relever l'amplification ainsi réduite à l'aide d'une lampe à plus forte pente. Une bande passante trop large réduit la sélectivité et se corrige par des remèdes opposés.

La figure 17 montre l'effet simultané, sur la courbe de résonance d'un filtre de bande, de la modification du facteur de surtension Q des bobinages qui caractérise leur qualité et du coefficient de couplage K, qui est le quotient de la largeur de bande par la fréquence de résonance des circuits accordés.

La sélectivité d'un transfo, d'un étage ou d'un ampli peut se définir comme ceci : c'est le nombre de fois que la réponse sera plus faible à 9 Kc/s d'écart de la MF nominale. Par exemple, si pour une même tension d'injection, nous obtenons une tension amplifiée de 40 mV à 472 Kc/s, alors qu'elle n'est plus que 2 mV en moyenne à 463 et 481 Kc/s, le chiffre de sélectivité sera 20. La mesure de la sélectivité d'un étage MF peut se faire suivant le montage de la figure 15 : oscillateur réglé sur la MF et relié à la grille par une capacité de 1.000 à 2.000 pF, voltmètre électronique alternatif sur la sortie du secondaire du transfo MF. On injecte une faible tension constante non modulée, on fait varier la MF de -9 Kc/s à +9 Kc/s, on note les indications du V.E. et on fait la moyenne de ces deux valeurs extrêmes. En divisant la tension obtenue pour la MF nominale par cette moyenne, on obtient le chiffre de sélectivité de l'étage.

Faute de voltmètre électronique, on pourra utiliser le wattmètre ou le voltmètre de sortie, comme indiqué plus haut, mais c'est un peu moins commode. Il faut en effet éliminer l'antifading, en reliant le retour de grille soumis à

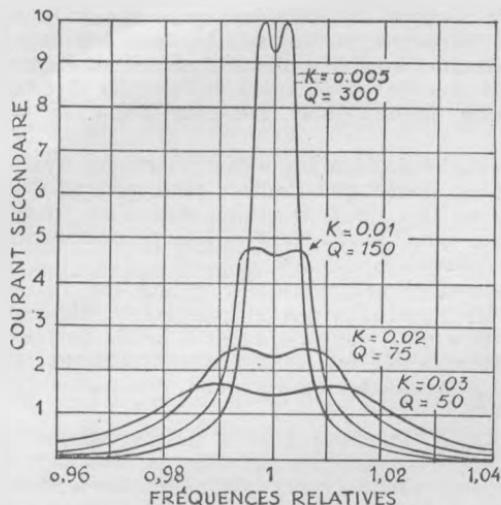


Fig. 17. — COURBES DE RESONNANCE D'UN FILTRE DE BANDE
(d'après Terman).

son action (point X) au retour de la résistance de détection qui donne la tension CAV (point Y), puis injecter de la MF modulée à 30 % par 400 c/s dans la grille, toujours à travers un condensateur de 1.000 à 2.000 pF, en réglant les atténuateurs pour obtenir le niveau de sortie de 50 mW pendant toute la mesure. En faisant varier la fréquence MF de + 9 à — 9 Kc/s, on obtient ainsi trois tensions injectées correspondant à des écarts de + 9, 0 et — 9 Kc/s. En divisant la demi-somme des première et troisième par la seconde, on obtient le chiffre de sélectivité de l'étage.

8. — Gain et sélectivité MF globaux.

Mais l'amplificateur MF est composé d'au moins deux étages, puisque la moyenne fréquence prend sa source dans le sein de la convertisseuse. Parfois même, il y en a trois. Il convient donc de profiter de l'installation réalisée pour répéter les mesures et vérifications ci-dessus en remontant jusqu'à la convertisseuse, pour s'assurer que chaque étage est à la hauteur de sa tâche, puis de relever le gain et la sélectivité de tout l'amplificateur pris en bloc. Le lecteur n'aura aucune peine à répéter les mesures pour les étages successifs, sans autres explications. Pour la convertisseuse, c'est encore dans sa grille réservée au signal qu'on injecte la tension MF, et la fig. 15 montre la mesure des gain et sélectivité globaux de l'ampli MF (injection suivant la ligne pointillée B).

La sélectivité globale d'un ampli MF à deux transformateurs accordés, qui est de loin le plus courant, varie selon qu'on recherche la sélectivité (grand Q et faible couplage) ou la musicalité (couplage plus fort et plus faible Q), comme le montre la figure 17. Avec de bons transformateurs à fer et

fil divisés, on obtiendra en moyenne une sélectivité globale de 250 dans le premier cas et 160 dans le second, avec une bande passante de 4,5 à 6,5 Kc/s respectivement. Avec des transfos moyens, la sélectivité tombe en moyenne à 50, avec une bande passante de 4 Kc/s seulement.

TABLEAU 4
GAIN MF DE L'ETAGE DE CONVERSION

TYPE DE LAMPE	AK 1 AK 2 EK 2 CK 1	EK 3	2 A 7 6 A 7	6 A 8	6 E 8 6 TH 8 ECH 3
Bobinages de qualité moyenne	× 75 + 37 db	× 105 + 40 db	× 53 + 34 db	× 60 + 35 db	× 90 + 39 db
Bobinages de bonne qualité	× 100 + 40 db	× 140 + 43 db	× 70 + 37 db	× 80 + 38 db	× 120 + 42 db

Ces gains moyens sont susceptibles de variations assez importantes, jusqu'à 25 %, selon l'âge des tubes et la qualité des bobinages.

8. — Alignement de la moyenne fréquence.

C'est de loin le réglage dont le besoin se fait le plus sentir, surtout sur les vieux appareils de qualité populaire. Il faut pour cela :

- 1° Un oscillateur MF;
- 2° Un indicateur de résonance, qui peut être :
 - Un voltmètre électronique, branché entre la diode de son et la masse (fig. 15), et qui indiquera l'accord par un *maximum* de lecture;
 - L'œil magique du récepteur, lumineux au *maximum* sur l'accord;
 - Un voltmètre continu, branché entre cathode de la lampe MF et masse, et qui indiquera l'accord par un *minimum* de lecture. Il devra être assez résistant pour ne pas modifier sensiblement la valeur de la résistance de polarisation, en parallèle avec lui;
 - Un milliampèremètre continu inséré dans le circuit plaque de la lampe MF. Comme pour le voltmètre précédent, il faut que cette lampe soit commandée par anti-fading. L'accord correspond à un *minimum* de lecture;
 - Un wattmètre ou un voltmètre de sortie, utilisés comme il a été dit plus haut. Il indique l'accord par un *maximum* de lecture.

Le plus pratique à notre sens est le voltmètre électronique, car il ne dépend pas de l'action de l'antifading qui peut être absent, et il n'a même pas besoin de MF modulée.

Il y a plusieurs méthodes d'alignement. Voici l'une des meilleures :

1° Injecter dans la grille de la lampe MF (point A) à travers 1.000 ou 2.000 pF, un signal à la fréquence MF de l'amplificateur, modulé à 30 % par une fréquence BF aussi élevée que possible si l'indicateur n'est pas un voltmètre à lampe. Le signal sera juste suffisant pour réveiller l'indicateur.

2° Régler les trimmers ou les noyaux magnétiques du dernier transformateur jusqu'à l'accord maximum, en réduisant la tension injectée au fur et à mesure qu'on approche de la syntonie, pour éviter de faire intervenir l'antifading.

3° Déplacer la connexion du générateur de la grille MF (point A) à la grille de commande précédente (convertisseuse, point B). Mettre le condensateur variable du récepteur au minimum, donc côté des ondes les plus courtes, et le bouton de gamme sur la position P.O.

4° Régler les trimmers ou les noyaux magnétiques du premier transformateur exactement comme il a été dit au 2°.

5° Sans rien toucher à l'oscillateur, fignoler l'accord du second transfo, jusqu'à obtention du maximum de syntonie.

6° Vérifier si la courbe de sélectivité est satisfaisante, comme il a été exposé plus haut.

● *L'oscilloscope en action.*

Tout va dépendre de l'appareil dont nous disposons. Avec un scope assez banal, muni d'une base de temps à thyratron ne montant pas plus haut que 30-40 Kc/s de balayage, nous verrons déjà pas mal de choses : surcharge et diverses distorsions qu'il faudra cependant deviner dans un nuage. Avec un balayage plus rapide, nous pourrons isoler les oscillations les unes des autres et voir leur forme exacte avec tous leurs défauts. Les deux se prêtent à l'alignement visuel quand on les complète par un wobbulateur, ou oscillateur HF à modulation de fréquence.

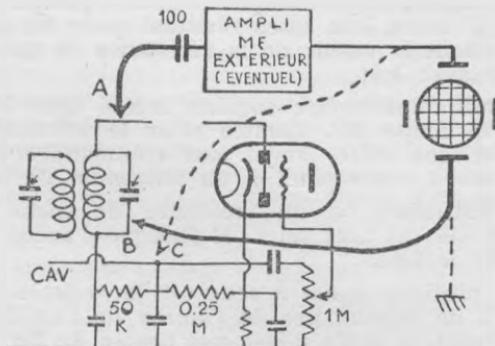


Fig. 18. — MONTAGE DE L'OSCILLOSCOPE
pour l'étude de la moyenne fréquence.

La tension MF est trop faible pour donner une déviation sensible, il faut donc l'amplifier. Les oscilloscopes d'un certain prix ont habituellement un ampli vertical capable de monter jusqu'au mégacycle et même plus loin, mais les appareils plus populaires s'arrêtent beaucoup plus bas. Heureusement, tout dépanneur a, dans ses « archives » tout ce qu'il faut pour se fabriquer un ampli MF séparé, qui lui servira du reste à d'autres usages, comme nous le verrons plus loin (*). On se construira un petit bloc très classique à un ou deux étages MF sans antifading, dont les transformateurs amovibles (parce que montés sur des culots de lampe) seront accordés sur les principales fréquences MF.

Le montage de l'oscilloscope est indiqué par la figure 18.

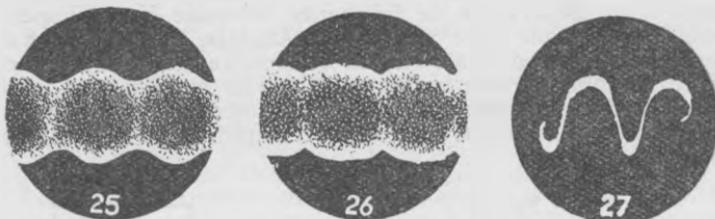


Fig. 19. — SURCHARGE EN MOYENNE FREQUENCE.

25. M.F. modulée normale - 26. Ampli M.F. surcharge.

27. Détection et amplification de 26.

● Nous commencerons par contrôler la MF modulée sortant du générateur, qui sera branché à travers un C de 100 pF à l'entrée de l'ampli vertical. Le balayage est réglé au tiers de la fréquence de modulation, avec synchronisation interne. On voit apparaître sur l'écran une image dont l'aspect 25, fig. 19, donne une idée : c'est une plage lumineuse à bords ondulés symétriques plus clairs que le centre, mais dans laquelle on ne distingue pas les sinusoïdes MF trop serrées. L'ondulation des bords n'est autre que la modulation, égale ici à 30 %, elle doit donc être une pure sinusoïde si la *modulation* est exempte d'harmoniques.

Injectons cette moyenne fréquence modulée dans une des grilles d'un bon ampli MF et branchons l'oscilloscope aux extrémités du secondaire du dernier transfo MF (traits pleins, fig. 18). En réglant les atténuateurs, nous devons retrouver la même image. L'aspect 26 montre la surcharge d'un ampli : les bords, aux sommets nettement aplatis, s'éloignent beaucoup de la pure sinusoïde. Le taux de modulation semble avoir dégringolé à 10 % seulement, par le fait de cette amputation des sommets.

D'ailleurs, si nous branchions les plaques verticales entre C et masse (traits pointillés, fig. 18) nous verrions apparaître la BF détectée suivant l'aspect 27, où la distorsion est évidente. Avec un peu d'habitude, l'aspect de l'ondulation de

(*) La méthode de l'Echange Standard, page 122.

la plage lumineuse 26 est aussi révélateur que la courbe 27, ce qui permet de remonter depuis la résistance de détection jusqu'à la convertisseuse pour saisir sur place la cause de distorsion : lampe faible, ou mal choisie, ou mal polarisée, ou mal alimentée, ou surchargée par mauvais réglage de l'anti-fading, ou paralysie de celui-ci par R défectueux ou C qui fuit, etc. Remarquons en passant qu'il y a intérêt à augmenter le taux de la modulation pour rendre le défaut plus visible, que la capacité d'entrée de l'ampli du scope dérègle le secondaire et qu'il faut par conséquent la réduire autant que possible par des connexions courtes, et que la modulation par un signal carré serait encore plus caractéristique.

Alignement au wobbulateur. — Mais le triomphe de l'oscilloscope, c'est le réglage des filtres de bande, quand il est attelé à un générateur de fréquence modulée qu'on appelle wobbulateur pour faire plaisir aux Anglais. On voit alors se dessiner la courbe idéale en dos de chameau, à moins que ce ne soit quelle horreur qu'on corrige vite et bien, car toute retouche d'un trimmer s'inscrit immédiatement sur la courbe de résonance. Essayons d'en exposer rapidement le principe.

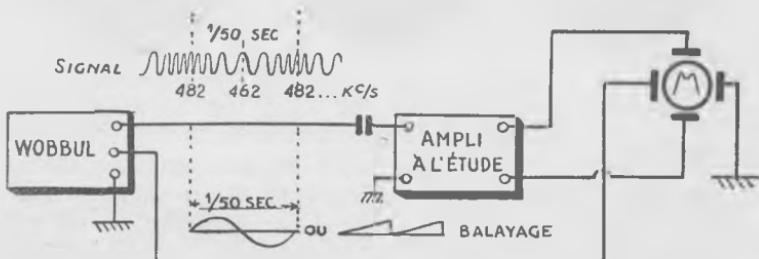


Fig. 20. — ALIGNEMENT AVEC WOBBULATEUR + OSCILLOSCOPE.

Le wobbulateur engendre une tension MF, par exemple à 472 Kc/s nominaux, mais qui ne reste pas fixe en fréquence : elle varie de -10 à $+10$ Kc/s à une cadence assez rapide, balayant ainsi une bande de 20 Kc/s dans les deux sens. Autrement dit, la fréquence va passer de 462 à 482 Kc/s et retour cinquante fois par seconde. Ce signal fixe en tension, mais à fréquence variable, est injecté dans l'ampli à l'étude dont la sortie est reliée aux plaques verticales de l'oscilloscope (fig. 20). En l'absence de balayage horizontal, le spot lumineux va monter et descendre verticalement au centre de l'écran fluorescent, et à tout instant sa hauteur indiquera évidemment l'amplification obtenue pour la fréquence instantanée du signal. Si l'ampli est bien réglé, cette hauteur sera nulle ou presque à 462 Kc/s, maximum à 472, s'annulant à nouveau à 482 Kc/s, et la même chose au retour à 462 Kc/s.

Mais appliquons aux plaques horizontales une tension de balayage de même forme et même fréquence que celle qui commande la variation de fréquence du wobbulateur. Au lieu de décrire une ligne verticale, le spot va maintenant se déplacer en hauteur et en largeur. A chaque instant, sa position en

hauteur indiquera la tension de sortie de l'ampli, et celle en largeur la fréquence instantanée : autrement dit, il tracera la courbe de résonance de l'ampli — et comme il la tracera cinquante fois par seconde, nous verrons une courbe continue.

Il y a plusieurs types de wobblateurs, simples ou complexes, à balayage sinusoïdal ou en dents de scie, à simple ou double trace, avec de petites variantes de branchement. Par exemple, certains à balayage en dents de scie, qui donnent par conséquent deux courbes superposées et symétriques, peuvent escamoter à volonté une des deux courbes en obscurcissant le tube cathodique pendant une demi-période sur deux, grâce à une tension négative qu'ils injectent dans son wehnelt ou au court-circuitage du balayage pendant une période sur deux. Mais le principe général reste le même, ainsi que le résultat pratique.

La marche à suivre est simple : le wobblateur est branché successivement aux grilles commandant la MF, on règle trimmers ou noyaux magnétiques jusqu'à voir la courbe idéale aussi haute que possible, et c'est tout. Afin de voir une ligne et non une plage lumineuse, le vertical de l'oscilloscope sera branché de préférence entre masse et le point haut de la résistance de détection, juste en amont de la capacité de blocage (point C, fig. 18).

Nous reproduisons quelques aspects caractéristiques de courbes obtenues avec un wobblateur à simple trace par extinction périodique du spot (fig. 21). La double trace — qu'on imaginera aisément en prenant un calque des aspects de la figure 21 sur un papier transparent et en le superposant à l'original après l'avoir retourné de gauche à droite — a l'avantage d'accuser le moindre défaut de symétrie de la courbe de résonance, mais il embrouille souvent le tracé et empêche parfois de déceler certaines irrégularités d'un oscillogramme un peu touffu. Pour bien interpréter les oscillogrammes, il est bon de se faire des écrans transparents s'appliquant sur le fond du tube cathodique et gravés d'une ligne centrale représentant chaque moyenne fréquence nominale, avec des traits verticaux de part et d'autre écartés de 2 en 2 Kc/s jusqu'à 10 Kc/s. On juge ainsi les écarts de symétrie sans difficulté et on apprécie aisément la largeur de bande passante.

Aspect 28. — Bonne courbe de réponse d'un ampli MF sélectif.

Aspect 29. — Bonne réponse d'un ampli assez musical : sommet plat indiquant un bon couplage, bande passante satisfaisante.

Aspect 30. — Ampli à transfo passe-bande trop couplé, mauvais accord et surtout mauvais bobinages.

Aspect 31. — Tracé incomplet, dû à la bande de fréquence du circuit étudié plus large que celle du wobblateur (principal et secondaire accordés sur deux fréquences situées de part et d'autre de la MF nominale du wobblateur). En outre, bobinages de mauvaise qualité et probablement fuite du C accordant celui de droite.

Aspect 32. — Tracé dissymétrique produit par l'accord d'un bobinage, primaire ou secondaire, sur une fréquence légèrement différente de celle du wobbulateur.

Aspect 33. — Désaccord complet.

Aspect 34. — Le wobbulateur et l'ampli ne sont pas accordés sur la même fréquence, mais les primaire et secondaire de l'ampli répondent bien à la même fréquence.

Aspect 35. — Alignement correct, mais début d'instabilité dans l'ampli MF. Le trait est dentelé latéralement.

Aspect 36. — Trait épais, flou, surtout dans les parties peu inclinées : présence de MF dans la tension allant aux plaques verticales. Un C de filtrage MF de la détection doit être en mauvais état.

Aspect 37. — Génération d'oscillations dans l'ampli par réaction. Tracé flou par la vibration, dissymétrique, bande passante rétrécie.

Aspect 38. — Amplificateur à deux transformateurs MF accordés sur trois fréquences échelonnées :

Primaire transfo 1 : 470,5 Kc/s;

Primaire transfo 1 et secondaire transfo 2 : 472 Kc/s;

Secondaire transfo 2 : 473,5 Kc/s;

avec couplage critique. La bande passante s'est élargie, la musicalité s'est améliorée, mais l'amplification est un peu diminuée. Bon réglage.

Aspect 39. — Même méthode, mais les fréquences sont inégalement espacées : 470,5, 471,5 et 473,5 Kc/s. Cet oscillogramme montre l'importance de la mesure exacte des fréquences quand on veut accorder deux transformateurs en escalier.

9. — Le Changeur de Fréquence.

Le récepteur a été reconnu bon pour le service à partir du premier transfo MF, et pourtant l'audition est nulle ou défectueuse sur au moins une gamme d'ondes. Afin de localiser la « tranche malade » de l'appareil, nous allons lui faire une injection de haute fréquence modulée par 30 % de 400 c/s, en parcourant toutes les gammes et à diverses tensions. Bien entendu, le commutateur de gamme du récepteur sera réglé en synchronisme avec celui du générateur.

Nous pourrions à la rigueur injecter directement dans les grilles, mais il vaut mieux procéder comme suit pour éviter l'influence des circuits accordés qui ne sont pas en cause.

Nous enlevons le clip de la grille d'entrée de la convertisseuse et nous raccordons à sa place le générateur HF, par l'intermédiaire d'un C de 200 à 500 pF, avec une R de fuite à la masse de 0,25 à 0,5 M Ω (fig. 22). L'injection faite comme il a été dit ci-dessus, nous remettons le clip et nous recommençons la même opération à la grille de la lampe HF s'il y en a une. Ceci fait, nous branchons le générateur à la borne d'antenne, sans R de fuite évidemment, et nous recommençons notre injection. Avec ces trois cylstères, le poste a bien dû nous dire s'il était malade du changeur de fréquence ou du présélecteur.

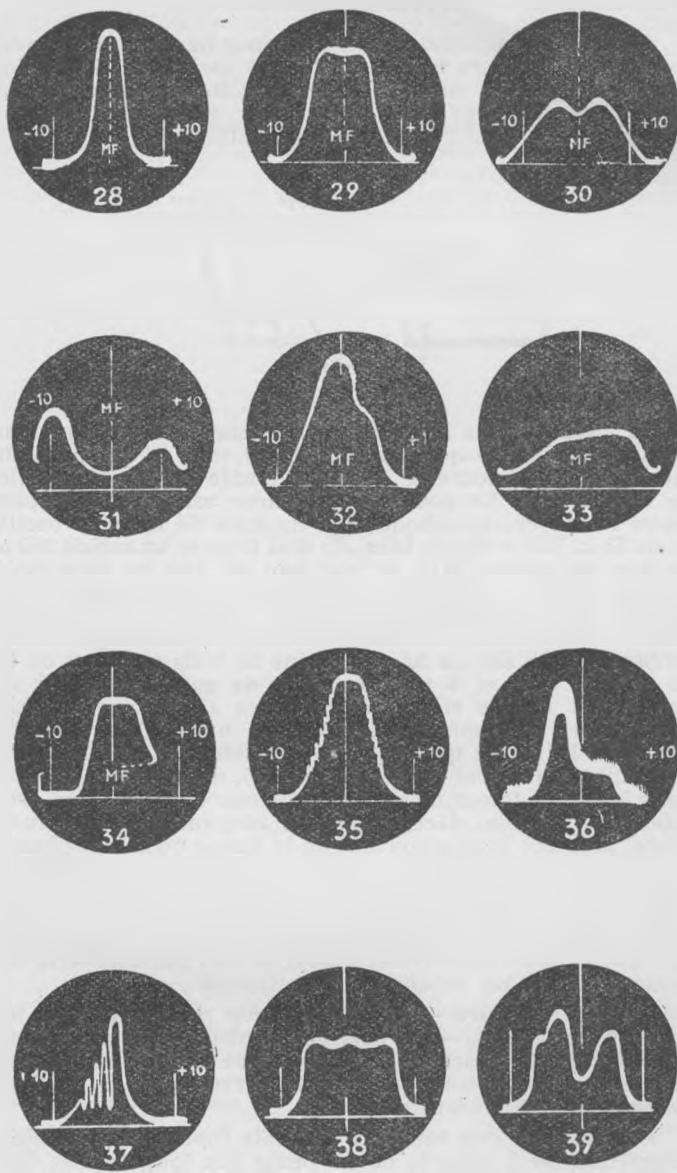


Fig. 21.

OSCILLOGRAMMES D'ALIGNEMENT D'UN AMPLIFICATEUR M.F
(voir diagnostics dans le texte).

● *Le changeur de fréquence fonctionne mal.*

Qu'elle soit heptode, octode ou triode-hexode, une convertisseuse est toujours très sensible aux variations de tension. C'est donc par des mesures de tension, surtout celles d'écran et de polarisation qu'il faut commencer, et n'admettre que de faibles tolérances si l'on tient à la sensibilité.

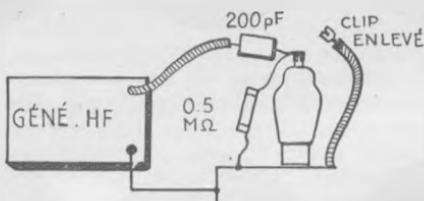


Fig. 22.

La lampe ou les lampes du changeur de fréquence étant vérifiées, de même que les contacts et tout ce qui peut être mesuré sans démontage, l'étape suivante est la vérification de l'oscillation. Le meilleur indicateur est un milliampermètre inséré entre cathode et R de fuite de la grille oscillatrice. Si la lampe oscille bien, on doit trouver au moins $200 \mu\text{A}$ en bas de gamme P.O. et pas loin de 100 en haut de la gamme O.C. Le voltmètre électronique permet la même vérification sans rien dessouder, puisqu'il suffit de le brancher entre la masse et la grille oscillatrice. Si la résistance de fuite mesurée est $50 \text{ k}\Omega$, on lira au moins 10 volts continus en bas de gamme P.O. et 4 volts en haut de gamme O.C. Si une gamme est muette et qu'on ne trouve aucun courant-grille oscillatrice, c'est que l'oscillation est nulle. Cela peut provenir de la lampe qui n'oscille pas (surtout en O.C.), d'un court-circuit (surtout dans un trimmer), d'un mauvais contact dans le commutateur de gamme ou d'une coupure. Une oscillation trop faible, décelée par un courant de grille insuffisant, provient le plus souvent de la lampe qu'il faut changer ou d'une réaction anémique. On peut essayer de mettre un condensateur plus fort entre grille oscillatrice et bobine, ou d'ajouter des spires de réaction, ou de modifier la prise cathodique le long du bobinage dans les oscillateurs du type catho-dyne, mais ces deux derniers moyens sont délicats et il vaut mieux changer les bobinages d'oscillation.

L'excès contraire — oscillation trop puissante, avec blocages et hurlements — se corrige simplement en avachissant le bobinage de réaction à l'aide d'une résistance mise en parallèle sur elle, toujours sous la surveillance du milliampermètre ou du voltmètre.

Et signalons une cause de mauvais fonctionnement de la convertisseuse à laquelle on ne pense pas toujours : le déréglage de l'antifading quand cette lampe est soumise à son contrôle. Le meilleur guide est toujours le voltmètre électronique qui mesure la tension de polarisation *entre la corne de grille et la cathode* au cours des injections dont il a été question ci-dessus.

Les pannes des changeurs de fréquence à deux tubes ne différant pas sensiblement de celles où il n'y en a qu'un, nous nous bornerons à les saluer en passant.

● Les circuits sont désaccordés.

Comme toute chose, un poste vieillit et ses accords aussi. Un alignement de l'accord et de l'oscillation devient nécessaire lorsqu'un poste — surtout un tous-courants — a fonctionné longtemps, quand une convertisseuse a été remplacée par un tube d'un autre type (par exemple une 6 TH 8 par une ECH 3) ce qui détruit l'alignement en O.C., quand on vient d'aligner la moyenne fréquence et chaque fois que le changement de fréquence n'est plus à la hauteur de sa tâche, les autres causes ayant été éliminées.

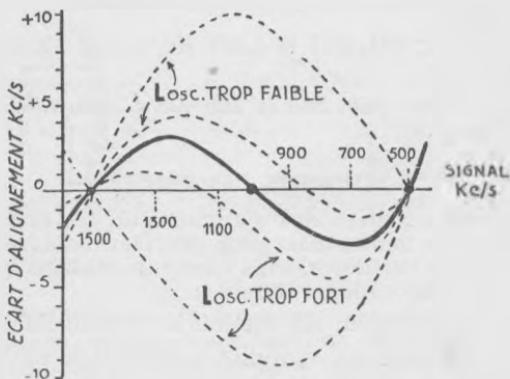


Fig. 23. — ALIGNEMENT DE LA COMMANDE UNIQUE.

Les trois points d'accord. — On sait que les circuits d'entrée et d'oscillation ne vibrent pas en syntonie, mais doivent être accordés sur deux fréquences différentes présentant un écart constant qui est justement la moyenne fréquence, et cela pour toutes les gammes et toutes les stations reçues. Ce résultat idéal n'est cependant pas atteint par la commande unique moderne, qui se contente de l'obtenir sur trois points seulement : en bas, au milieu et en haut de chaque gamme d'onde. En dehors de ces trois points, il subsiste un léger désaccord (fig. 23) mais sans conséquences désastreuses, d'abord parce qu'il ne dépasse pas 3 % de la fréquence du signal, et surtout parce que la moyenne fréquence n'en est pas modifiée pour cela. En effet, elle ne dépend que de la fréquence de l'émetteur à recevoir et de celle de l'oscillateur local, si bien qu'un faible désaccord du circuit d'entrée se traduit simplement par un peu moins de sensibilité et de présélection. On voit aussi sur la figure 23 l'effet d'un bobinage oscillateur mal calculé : les trois points d'alignement ne sont plus également espacés et l'écart devient important.

L'oscillateur local est habituellement réglé sur la fréquence de l'accord *plus la moyenne fréquence* en G.O. et P.O., et

moins la moyenne fréquence en O.C. pour faciliter l'oscillation. On sait comment la différence de fréquence est maintenue malgré l'emploi de condensateurs variables identiques pour l'accord et l'oscillation : le point milieu s'obtient directement par un écart convenable entre les inductances des bobinages d'accord et d'oscillation — le point le plus haut en fréquence (1.500 Kc/s, fig. 22) à l'aide d'un trimmer en parallèle sur le condensateur variable d'oscillation dont il retarde la diminution de capacité — et le point le plus bas à l'aide d'un padding en série avec le circuit oscillant, dont il retarde par conséquent l'augmentation de capacité en fin d'échelle.

Ces points de recouplement varient d'un constructeur à l'autre. Voici cependant les standards SPIR :

Ondes courtes : 6.000, 9.000 et 16.000 Kc/s, soit 50, 33,31 et 18,74 mètres.

Petites ondes : 574, 904 et 1.393 Kc/s, soit 522,3, — 331,7 et 215,4 mètres.

Grandes ondes : 160, 200 et 260 Kc/s, soit 1.875, 1.500 et 1.154 mètres.

L'ALIGNEMENT DES CIRCUITS

Il y a plusieurs méthodes d'alignement, les unes rapides, les autres un peu moins mais plus précises. Nous allons examiner une de ces dernières, sous forme de tableau synoptique pour éviter l'embrouillage. Il faut :

1° Un bon générateur HF modulé à 30 % de BF à 400 c/s.

2° Un indicateur de syntonie : wattmètre ou voltmètre de sortie, œil magique, voltmètre électronique, voltmètre résistant sur la résistance de polarisation d'une lampe MF commandée par l'antifading ou milliampèremètre dans la plaque d'icelle.

Le montage et l'interprétation de l'indicateur sont exactement les mêmes que pour l'alignement de la moyenne fréquence. Quant au générateur, on le branche par un condensateur de 200 pF à la borne antenne du poste s'il n'y a pas d'étage haute fréquence, la masse de l'hétérodyne étant réunie à la masse du récepteur. S'il y a une lampe HF, on peut utiliser le même montage, mais il est préférable d'attaquer d'abord la grille de la lampe HF débarrassée de son clip, avec une résistance de fuite de 0,5 M réunissant la grille à la masse (figure 22). Une fois l'alignement fait, on règle les bobinages d'entrée en injectant dans l'antenne.

● Dans certains récepteurs, on distingue mal les trimmers et les paddings les uns des autres. Pour repérer par exemple un trimmer P.O., on injecte une tension P.O. de faible longueur d'onde, par exemple 1.400 Kc/s, on règle dessus le récepteur. Le trimmer P.O. est celui qui fait varier l'accord quand on y touche. De même, le padding P.O. est celui qui fait varier l'accord quand on injecte une tension P.O. à grande longueur d'onde (600 mètres ou 500 Kc/s, par exemple).

● Les paddings manquent en O.C. dans la plupart des récepteurs. Dans les récepteurs anciens, ils sont parfois en série, dont l'un court-circuiteable avec une partie de l'enroulement en P.O. (figure 24). Dans les postes modernes, les paddings sont souvent fixes, mais les noyaux des bobines sont réglables (figure 25). On rencontre encore des paddings réglés une fois pour toutes par le constructeur, surtout dans les postes bon marché. Quant aux bons postes pas trop anciens, ils ont le plus souvent des bobinages séparés pour chaque gamme, avec paddings réglables sauf en OC et un trimmer par bobinage.

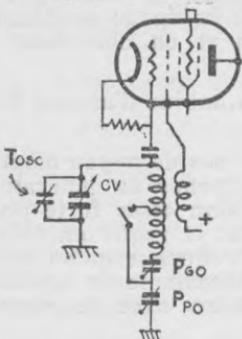


Fig. 24.

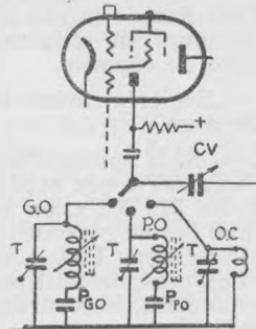


Fig. 25.

● Les trimmers, eux aussi, se présentent de façon différente, tantôt sur les condensateurs variables, tantôt sur le bloc de bobinages. Dans certains récepteurs un peu anciens, il n'y a parfois qu'un seul trimmer sur le CV, tant à l'accord qu'à l'oscillation, pour les PO et les GO. De moins anciens ou plus soignés ont bien un trimmer sur le CV, mais il est complété par un trimmer supplémentaire sur la partie court-circuiteable du bobinage GO. Les postes modernes ont en général un trimmer par bobinage d'accord ou d'oscillation, et on les trouve avec les paddings sur le bloc de bobinages.

Ceci vu, voici la suite des opérations. Si les trimmers et paddings manquent ou ne sont pas réglables, on fera ce qu'on pourra suivant l'inspiration du moment...

10. — Alignement de l'accord P.O.

1. — Générateur : réglé sur 1.400 Kc/s, ou mieux sur le point de recouplement voisin indiqué par le constructeur du poste.

2. — Cadran : réglé sur la même fréquence, ou l'aiguille mise sur une station de même longueur d'onde.

3. — Régler le trimmer du bobinage *oscillateur P.O.* jusqu'à réponse de l'indicateur ou audition de la modulation.

4. — Fignoler le trimmer en réduisant la tension injectée jusqu'à obtenir le maximum de réponse pour le minimum de tension. Pour avoir une grande précision dans tous les réglages, voici un tour de main pratique : on fait varier

légèrement le réglage de part et d'autre du point milieu une fois par seconde jusqu'à entendre une *légère* diminution de la réponse, puis on réduit la variation au minimum à la même cadence et on s'arrête juste au milieu de la course.

5. — Régler de la même façon le trimmer d'*accord PO* en réduisant encore la tension injectée.

6. — Générateur : réglé sur 575 Kc/s, ou mieux sur le point de recouplement voisin par le constructeur.

7. — Cadran : réglé sur la même fréquence.

8. — Régler, comme indiqué ci-dessus, le *padding PO*, ou s'il est fixe, le noyau magnétique du bobinage oscillateur P.O., toujours en réduisant la tension et en cherchant le maximum de réponse.

9. — Régler de même le noyau de la bobine d'accord P.O. s'il y en a un.

10. — Si la bobine *d'accord P.O.* n'a pas de noyau magnétique, balancer assez rapidement la fréquence du générateur autour des 575 Kc/s, en réglant la tension assez forte pour avoir une bonne réponse de l'indicateur, et régler en même temps le padding P.O. A une certaine fréquence qu'on serre de plus en plus, on finit par obtenir le maximum de réponse. A ce moment, le cadran concorde bien avec le circuit d'accord.

11. — Si la fréquence lue sur le générateur s'écarte de plus de 2 Kc/s de celle lue sur le cadran, on peut :

a) Régler la self de bobinage d'accord en rapprochant les spires écartées (cas de la fréquence trop élevée) ou en les écartant davantage (fréquence trop faible);

b) Fixer en place dans le bobinage, avec un peu de cire à cacheter, un fragment de fer divisé provenant d'un vieux noyau magnétique si la fréquence est trop élevée, ou de cuivre si elle est trop faible. On présentera préalablement les fragments collés au bout d'une mince tige isolante et on les rognera suivant les besoins;

c) Injecter 575 Kc/s, modifier l'accord du récepteur pour obtenir la réponse maximum, décaler l'aiguille pour l'amener sur 575 Kc/s, la recalier et répéter l'alignement sur 1.400 et 575 Kc/s comme indiqué plus haut.

11. — Alignement de l'Oscillateur P.O.

1. — Mettre le cadran sur 575 Kc/s, et régler le générateur sur la même fréquence.

2. — Régler le padding G.O. (ou le noyau magnétique du bobinage oscillateur P.O. si le padding est fixe) jusqu'au maximum de réponse de l'indicateur.

3. — Retoucher le trimmer oscillateur en remettant le cadran du poste sur 1.400 Kc/s, ainsi que le générateur.

4. — Pour un alignement soigné, fignoler en répétant 1, 2 et 3.

5. — Mettre le cadran sur le point milieu d'alignement indiqué par le constructeur (907 Kc/s dans notre exemple).

6. — Régler le générateur sur 907 Kc/s, et le « balancer » autour de cette fréquence. Si le maximum de réponse est obtenu avec un écart supérieur à 5 Kc/s, ou bien la MF est accordée sur une fréquence incorrecte, ou bien l'organe fixe d'oscillation P.O., self ou padding, est mal adapté.

Fréquence trop élevée : MF trop faible, ou self fixe trop faible, ou padding fixe trop fort.

Fréquence trop faible : MF trop forte, ou self fixe trop forte, ou padding fixe trop faible .

12. — Alignement des G.O.

Si la gamme des grandes ondes a des trimmers et des paddings réglables comme celle des P.O. — ou des bobinages à noyaux réglables — l'alignement se fera comme pour les petites ondes, en se basant évidemment sur les trois points de recouplement indiqués par le constructeur, ou à défaut 260, 200 et 160 Kc/s.

Mais, comme nous l'avons vu, les trimmers peuvent manquer en G.O. (fig. 24) et il ne reste que le padding à régler.

1. — Régler le générateur sur 200 Kc/s et mettre le cadran du poste sur la même fréquence.

2. — Régler le padding G.O. jusqu'au maximum de réponse de l'indicateur.

3. — Balancer assez rapidement la fréquence du générateur de part et d'autre de 200 Kc/s, en réglant le padding et en rétrécissant le balancement autour de la fréquence qui donne la réponse maximum de l'indicateur.

4. — Vérifier si les indications du cadran du poste concordent avec celles du générateur quand celui-ci est accordé sur les deux autres points de recouplement (par exemple 160 et 260 Kc/s). Si le désaccord dépasse 2 %, faire un compromis en dérégulant légèrement le padding.

13. — Alignement des O.C.

On procède de même que pour les P.O. si la gamme O.C. a des trimmers et un padding réglables, ou leur équivalent, sauf que les points de recouplement seront 16, 9 et 6,5 Mc/s, ou de préférence ceux indiqués par le fabricant de l'appareil.

Mais le jeu des organes de réglage O.C. est souvent incomplet dans les postes moyens un peu anciens. Le padding est presque toujours absent, ou bien il est fixe. Parfois même, il n'y a pas de trimmers variables, ou bien il n'y en a qu'un sur l'oscillateur. Il faut alors sauver ce qui peut l'être, sans espérer faire un alignement sur toute la gamme.

1. — Mettre le cadran du poste sur 6 Mc/s, ou la fréquence voisine indiquée par le constructeur.

2. — Régler le générateur sur la même fréquence.

3. — Régler l'inductance du bobinage oscillateur O.C. en déplaçant ses spires (les espacer pour la réduire, les rapprocher pour l'augmenter) sans cependant les tasser, ou bien en collant dans l'axe un fragment de cuivre pour réduire l'inductance ou de noyau magnétique pour l'augmenter. Par tâtonnements, on arrive à obtenir ainsi le maximum de réponse.

4. — Mettre le cadran du poste et celui du générateur sur 16 Mc/s.

5. — Régler le trimmer d'oscillateur pour obtenir la réponse maximum. On trouvera souvent deux points de réglage, on choisira celui qui correspond au maximum de capacité. Si le trimmer est remplacé par un noyau magnétique, c'est le point correspondant au minimum de pénétration qu'il faut choisir.

6. — Ajuster de même le trimmer ou le noyau du bobinage d'accord, si ces réglages existent.

14. — Alignement avec étage H.F.

Quand il y a un étage HF, ou un présélecteur, il reste à régler les trimmers des circuits d'entrée, ce qui n'offre aucune difficulté, puisqu'il suffit de brancher le générateur à la borne d'antenne et à régler ces trimmers jusqu'à obtenir le maximum de réponse.

Les présélecteurs, qu'on ne voit plus guère, demandent parfois le réglage du couplage pour obtenir la bande passante « en dos de chameau ». Un couplage trop serré diminue la sélectivité, trop lâche il réduit la sensibilité. Le réglage dépend évidemment du type de présélecteur.

L'oscilloscope a son mot à dire.

Bien que les fréquences élevées alliées aux très faibles tensions mises en jeu limitent ici les applications de l'oscilloscope de service, dont l'amplificateur vertical et le balayage ne peuvent suivre la cadence des phénomènes, il pourra cependant nous rendre service dans ce domaine si la moyenne fréquence ne lui fait pas peur. Il va d'abord nous renseigner sur la pureté de l'onde produite par l'oscillateur local du récepteur.

En effet, si ce dernier donne trop d'harmoniques, il se produira des battements avec les fréquences indésirables qui arrivent au poste, et sa propre MF, et leurs propres harmoniques, d'où une kyrielle de siflements, grondements et modulations qui constituent le bruit de fond des supers. Ces harmoniques ont plusieurs causes : vieille oscillatrice, oscillation trop puissante, réaction trop poussée, mauvais rapport entre l'inductance et la capacitance du circuit oscillant.

Pour voir cela, nous injecterons dans l'antenne un signal bien sinusoïdal non modulé, nous réglerons le récepteur sur le signal. L'oscilloscope aura été branché aux deux bouts du secondaire du dernier transfo MF, par l'intermédiaire d'un C de 500 à 1.000 pF, l'amplification verticale sera poussée à pleins gaz pour avoir une image assez haute, le balayage sera réglé à une bonne vitesse pour tâcher de séparer les

oscillations MF les unes des autres. Avec un balayage capable de monter à 30.000 c/s, ce qui est courant, on doit déjà commencer à séparer les 472 Kc/s.

Si les deux fréquences interférentes sont pures, le battement doit l'être aussi. Donc, si l'oscillation locale est pure, nous devons avoir de pures sinusoïdales. L'aspect 40 de la figure 27 montre du 472 Kc/s balayé par 118 Kc/s, ce pourrait être aussi du 130 Kc/s balayé par 32,5 Kc/s.

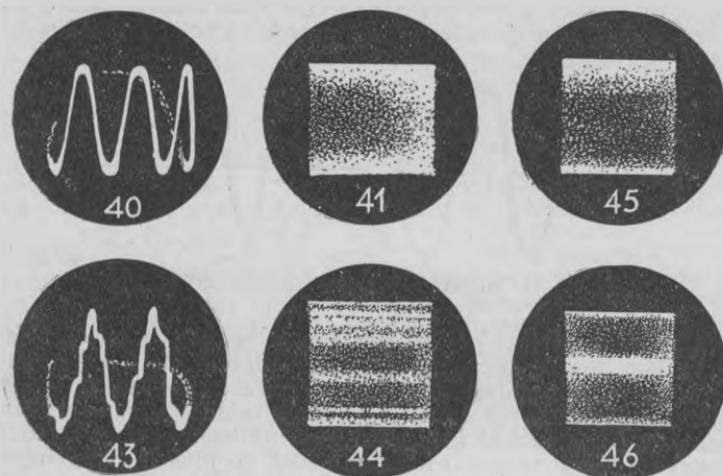


Fig. 27. — HARMONIQUES DE L'OSCILLATEUR.

Mais réduisons la vitesse de balayage, les sinusoïdes vont se resserrer, puis se confondre, et nous aurons l'aspect 41. C'est une plage lumineuse à *bords haut et bas plus lumineux se dégradant vers le centre, et sans barre lumineuse horizontale*. C'est le critère de l'oscillation sinusoïdale. Au contraire, considérez l'aspect 43, qui est celui d'une onde impure (472 Kc/s balayé à 157 Kc/s). On voit ses multiples irrégularités. En réduisant la vitesse de balayage, les zig-zags se rapprochent, se multiplient et se confondent, ce qui donne l'aspect 44 : chaque coude, chaque accident du tracé 43 donne naissance dans 44 à une trainée lumineuse horizontale, d'autant plus nette que l'accident est plus brutal, donc plus riche en harmoniques supérieurs. Nous pouvons donc formuler la règle : *en balayage lent, une oscillation rapide se traduit par une plage lumineuse présentant des rayures horizontales s'il y a des harmoniques*. Nous avons aussi vu plus haut que la modulation d'une onde pure dentelait à la fois les deux bords de façon symétrique : en balayage lent, la modulation se traduira par des rayures marginales horizontales *symétriques par rapport à l'axe de l'oscillogramme*.

Nous voilà donc armés pour fouiller au besoin dans la haute fréquence avec un oscilloscope de service courant : il

suffit de disposer d'un générateur donnant une onde pure et de savoir interpréter les lignes des plages. Et si le générateur n'est pas pur, eh bien, nous tiendrons compte de ses imperfections en faisant abstraction des lignes qu'il produit lui-même. Ce qui est à retenir dans ce cas, c'est la différence entre l'oscillogramme donné par le générateur directement relié à l'oscilloscope et celui relevé à la sortie du circuit à l'étude. Mais c'est un peu plus sportif qu'une simple comparaison, car il intervient presque toujours du déphasage dont il faut tenir compte. C'est pourquoi rien ne vaut une bonne injection d'onde pure, qui nous évitera de mettre encore un circuit déphaseur dans la chaîne pour faire nos comparaisons.

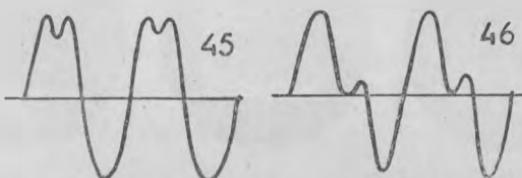


Fig. 28. — DEPHASAGE DE L'HARMONIQUE 2.

Nous avons dit que le critère de la non-distorsion est une plage lumineuse sans raies avec des bords haut et bas plus lumineux et dégradés. Mais ce n'est pas tout : il faut encore que ces bords soient également lumineux et dégradés. Considérez l'aspect 45 : il a l'air bien innocent et nous serions tentés de lui donner l'absolution : tout au plus le bord supérieur est-il un peu plus clair que celui du bas. Mais intercalons un déphaseur à l'entrée de l'oscilloscope : c'est un circuit normalement formé de trois résistances et une capacité avec

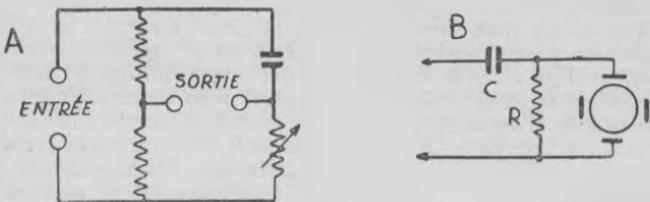


Fig. 29. — CIRCUITS DEPHASEURS.

la sortie en pont, comme le montre la figure 29-A, mais nous nous contenterons du montage plus simple, figure 29-B, avec $R = 1$ megohm et $C = \text{environ } 2.000 \text{ pF}$ pour voir du 472 Kc/s (on peut faire R variable et modifier la valeur de C suivant la fréquence et le déphasage désiré). Dès lors, tout change, et nous voyons apparaître une superbe barre claire horizontale : c'est le bord supérieur qui s'est déplacé et se trouve maintenant en plein champ.

Que s'est-il passé ? La figure 28, qui nous montre l'aspect de l'oscillation avant et après déphasage, nous l'explique :

en 45, il y avait de la distorsion par harmonique 2, mais l'accident révélateur était tout en haut, donc ne formait pas de raie dans le champ et pouvait se confondre avec le bord normalement plus lumineux d'une brave sinusoïde. En 46, par contre, le déphasage ayant déplacé l'accident, il se trouve maintenant vers le centre de l'oscillogramme et on le repère parfaitement.

**

LA MÉTHODE SHERLOCK-HOLMES

« Vous me faites tous rigoler, dit l'ami non-conformiste qui dépanne avec un matériel réduit à sa plus simple expression. Vous me faites intensément rigoler avec vos analyseurs, wobblateurs, oscillateurs et autres trucs en scope et en mètre pour épater le client et s'épater soi-même. Cela me fait penser au gars qui a besoin de sa voiture pour aller jeter une lettre à la poste. Vous vous rendez compte : un générateur à cent mille balles, un oscillo dans les mêmes eaux si on tient à quelque chose de correct, et le reste assorti. Ci : un demi-million d'outillage, et pour quoi faire ? Pour trouver qu'un chimique est mort, ou qu'une lampe est en train de défunter de vieillesse, ou toute autre panne standard archiconnue qui vous crève les yeux si vous savez regarder, écouter et faire marcher votre comprenotte. Toute votre usine n'a sa raison d'être qu'une fois sur cinquante ou sur cent, pour vous économiser dix minutes de réflexion ou pour régler les circuits si vous n'avez pas d'oreilles. Calculez ce que cela vous coûte par client, et dites-moi si c'est une bonne opération commerciale !

— Avouez cependant qu'un oscillographie voit mieux l'électricité que vos yeux, et qu'une mesure précise a plus de valeur que l'idée qu'on s'en fait...

— Sans doute, mais c'est avec l'oreille et non à l'outputmètre qu'on écoute la radio. Quant à vos mesures systématiques, c'est trop long pour moi, je n'ai pas le temps de faire joujou. Je mesure une tension ou une intensité quand c'est absolument nécessaire. Pourquoi voudriez-vous que j'analyse toute la basse fréquence quand mon doigt posé sur le téton de la 6 Q 7 m'a déjà dit qu'elle est en bon état ?

— En somme, vous estimatez que le raisonnement est l'outil n° 1 d'un bon dépanneur et qu'il remplace presque tous les autres ?

— Parfaitement, et j'ajoute que c'est le plus rare parce qu'il ne coûte rien. »

Il y a sans doute un fond de vérité dans la thèse de ce contempteur du progrès, mais ce qu'il ne dit pas, c'est qu'il dépanne des postes depuis vingt ans, qu'il connaît à peu près tous les châssis comme sa poche et qu'il a un flair particulier qui le met rapidement sur la bonne piste.

En dernière analyse, cette sûre intuition est tout simplement la résultante d'une observation méticuleuse et d'un raisonnement subconscient devenu automatique grâce à une grande habitude du métier. Le débutant s'étonne, puis s'extasie quand il le voit aborder un poste inconnu, faire glisser le cordon d'alimentation entre ses doigts et tirer machinalement sur les deux fils de la fiche qu'il enfonce dans la prise de courant en s'y reprenant à deux fois, tâter et flairer le transfo d'alimentation, tapoter les lampes et toucher successivement les grilles, mettre des broches de lampes à la masse d'abord avec son doigt, puis avec son tournevis, pousser sur des connexions avec son stylo et décréter enfin d'un air inspiré : « C'est le secondaire du premier transfo MF qui fait des siennes, sans compter le condensateur de découplage de cathode de la préamplificatrice BF qui a besoin d'être changé. » Toute la scène s'est déroulée en dix minutes, et bien entendu le débutant n'y a vu que du feu. Et pourtant, sans même faire une seule mesure de tension, notre praticien a vérifié successivement :

- 1° Que le cordon n'est pas coupé, ni la fiche mal serrée;
- 2° Que les étincelles provoquées à la prise de courant en la touchant avec la fiche sont normales pour un poste de cette importance, donc que l'intensité primaire est acceptable et que par conséquent on peut planter définitivement la fiche;
- 3° Que le transfo ne chauffe pas et que la valve n'est pas surchargée (pas d'éclairs sur la cathode, par d'effluve, pas de plaque rougissante), donc qu'il n'y a pas de court-circuit dans les chimiques, pas plus que dans le transformateur;
- 4° Un doigt sec posé rapidement sur la haute tension indique immédiatement au dépanneur si elle est normale ou non. Notre ami Marc Seignette † arrivait même à apprécier une tension à 10 % près sans avoir besoin de voltmètre ! Il tâtait avec l'ongle ou les doigts plus ou moins mouillés, selon le cas;
- 5° Les lampes remuées et tapotées ont répondu que les contacts avec les culots étaient bons, que les connexions internes semblaient bonnes et que les électrodes ne se frôlaient pas;
- 6° Les grilles touchées ont répondu successivement que les étages BF n'étaient pas morts et que le signal passait de l'antenne à la BF, avec toutefois une anomalie en MF. L'arrêt par court-circuit de l'oscillateur (toujours avec le tournevis !) se répercute plus ou moins, et permet de juger s'il fonctionne à peu près correctement;
- 7° Les cathodes rapidement mises à la masse ont permis de se faire une idée des polarisations et des tensions d'anti-fading;
- 8° La traction sur les connexions a décelé une coupure avec contact imparfait dû à la corrosion dans une entrée de transfo MF;
- 9° Enfin, l'examen systématique de toutes les pièces a révélé qu'un chimique de polarisation est vert-de-grisé à un

bout, donc qu'il est bon à remplacer, ainsi qu'une lampe qui avoue un contact variable ou une grille qui touche la cathode quand on la percuté dans un certain sens.

Il va de soi que toutes les pannes ne se laissent pas mettre la main au collet aussi aisément. Notre thaumaturge doit parfois abandonner son occultisme pour faire des mesures comme tout le monde, mais ce sont là des couplets dont le raisonnement est toujours le refrain.

Nous allons examiner plus en détail cette séduisante méthode, en faisant toutefois moins de place à l'intuition et davantage aux instruments courants du dépanneur qui sont tout de même faits pour qu'on s'en serve. Mais auparavant nous voulons présenter un magnifique appareil :

15. — Le voltmètre sans consommation... et sans voltmètre !

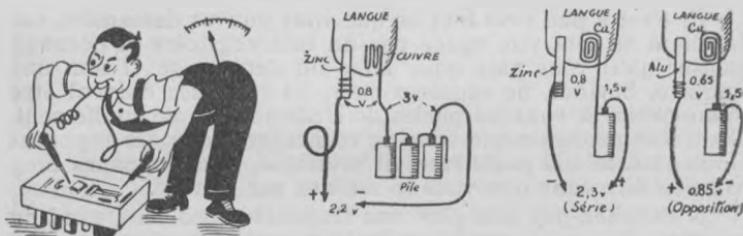


Fig. 30. — EVALUATION D'UNE FAIBLE TENSION CONTINUE PAR OPPOSITION D'UNE TENSION CONNUÉ.

La langue indique l'équilibre par annulation de la sensation.

Vous n'avez pas de voltmètre à 20.000Ω par volt, encore moins de voltmètre électronique. Comment mesurer une tension d'antifading et en général les faibles tensions continues quand le voltmètre courant donne des lectures fausses, ou quand on n'a même pas un voltmètre sous la main ?

C'est bien simple : nous n'avons qu'à les « mesurer » à l'aide de deux fils maintenus sur la langue sans se toucher : la langue juge assez correctement la tension d'après la sensation produite, quand elle a un peu d'habitude. Bien mieux : si on met en série dans un des fils un, deux ou trois éléments de pile de poche (soit 1,5 à 4,5 volts) *en opposition* avec la tension à mesurer, on arrive à mesurer avec une précision fort satisfaisante. Et voici mieux encore : en nous servant d'un fil de cuivre dénudé à un bout sur une certaine longueur et replié plusieurs fois sur lui-même pour faire une électrode d'une certaine surface, et d'un fil terminé par une électrode en zinc, nous formons sur la langue un couple galvanique cuivre-salive-zinc dont la tension mesurée au voltmètre électronique a été trouvée égale à 0,8 volt. Avec un couple cuivre-salive-aluminium, nous avons lu 0,65 volt. Voilà de quoi faire de la précision : si les deux fils terminés sur ma langue par cuivre et zinc me donnent une sensation quand je touche la masse

et la ligne CAV, puis plus rien quand j'inverse les deux pointes de touche, c'est que la tension CAV est exactement égale à 0,8 volt. Si deux éléments de pile, en opposition avec une tension cathode et masse, ne donnent aucune sensation, c'est qu'il y a 3 volts. Si pour obtenir l'absence de sensation je dois ajouter mon couple cuivre-salive, aluminium, j'aurai $3 - 0,65$ ou $3 + 0,65$, soit 2,35 ou 3,65 volts selon le branchemet. La figure 30 illustre quelques cas de ce voltmètre de fortune. Cela ne vaut pas un voltmètre à 20.000 ohms par volt, sans doute, mais cela ne marche pas trop mal.

16. — D'abord, le confessionnal.

Avant le poste, il faut questionner le client et pour cela le mettre en confiance. Quelles ont été les circonstances de la panne ? Qu'a-t-il constaté un peu avant celle-ci ? Et les jours précédents ? Quelle est l'histoire du poste, a-t-il déjà été dépanné, quand, pourquoi et par qui ? Que reproche-t-on à l'appareil ? En quoi consistent l'antenne et la terre ?

Et c'est à peu près tout ce que vous pouvez demander, car le client se sent vite agacé par un interrogatoire et pourrait penser qu'il vous paie pour faire un dépannage et non une enquête. Surtout, ne suggérez rien, les réponses doivent être spontanées. Si vous lui parlez de sifflement ou de ronflement, il est fort probable que vous ne recueillerez que des réponses douteuses. Si son poste ronflait vraiment, le client saura bien vous le dire sans que vous le mettiez sur la voie.

N'attendez pas non plus une franchise absolue. Quand on a essayé de se dépanner soi-même sans y parvenir, on se garde généralement de l'avouer au professionnel. Il vous faudra séparer le bon grain de l'ivraie dans les réponses, mais vous recueillerez probablement quelques indices qui vous éviteront des tâtonnements. Il faudra aussi faire la part de l'exagération. Quand un client se plaint que son poste « fait un boucan du tonnerre de Dieu », cela peut tout simplement traduire le fait qu'il y a quelques parasites captés par une antenne intérieure. De même, le poste « merveilleux, qui n'a presque rien, sauf que... » est peut-être un affreux cheval de retour qui vous réserve les pires surprises, à commencer par la panne intermittente avec toutes les soudures à refaire et tous les condensateurs à changer.

17. — Ensuite, connaître le châssis.

Ce n'est pas quand il a ouvert le ventre de son client que le chirurgien doit apprendre l'anatomie humaine. Un bon dépanneur placé devant un châssis dont il n'a pas l'habitude commence par l'étudier à fond avant la moindre intervention, il en suit les circuits principaux et reconstitue dans son esprit le schéma existant ou manquant. Tant qu'on n'a pas bien compris, on a de fortes chances de perdre du temps ou même d'estropier définitivement le malade, car ce tout petit circuit ou même cet accessoire minuscule dont on ne s'explique pas bien le rôle peuvent modifier complètement le fonctionnement supposé et l'interprétation des mesures. Un exemple fera mieux comprendre ceci.

Un ami, dépannant un poste inconnu, trouve une résistance grillée, soudée entre une cathode et le + HT. « Qu'est-ce que cela vient faire là, c'est encore du travail de corniaud », nous dit-il. Et il voulait la supprimer pour remettre les choses en ordre. Mais un examen un peu plus attentif nous montra que le circuit un peu particulier faisait travailler la grille à un potentiel positif par rapport à la masse, et que par conséquent la cathode devait être encore plus positive. Le constructeur avait prévu une polarisation semi-fixe, la résistance carbonisée formait diviseur de tension avec celle de cathode. Il fallait calculer la résistance inconnue dont l'indication n'était plus lisible, la remplacer et supprimer la cause du grillage, qui était le court-circuit du condensateur de découplage C_K (fig. 31).

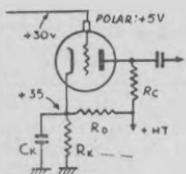


Fig. 31.
LA RESISTANCE R_D
N'EST PAS SUPERFLUE

On trouve souvent dans un poste des tas de résistances ou de capacités dont on ne saisit pas immédiatement l'intérêt : tels sont certains filtres utilisés en BF, les séparateurs de fréquences, découplages, bloqueurs d'oscillations parasites, correcteur de phase, diviseurs de tension, sans compter les circuits spéciaux, tels que les expandeurs, limiteurs, silencieux, etc. A moins d'imaginer un constructeur ignare ou fou, ce qui est heureusement assez rare, tout est probablement utile dans un poste. Il en est de ces accessoires comme des roues en surnombre que l'apprenti horloger trouve dans une pendule : il s'agit, d'en comprendre l'utilité avant de les démonter. Les exceptions sont assez rares et l'on pêche surtout par excès de simplification.

18. — Les essais préliminaires.

Avant de se lancer à corps perdu dans les arcanes de la haute technique, il faut commencer par les choses simples, sous peine de perdre des heures à chercher dans le changement de fréquence ou la MF une panne qui a sa source dans la descente d'antenne ou la prise de courant.

Donc, on s'assurera d'abord des six points suivants. Cela doit devenir une habitude, un acte réflexe qu'on fait machinalement :

1° L'antenne et la terre sont-elles correctes ?

2° Le courant arrive-t-il bien au poste ?

3° N'y a-t-il pas de court-circuit entre + HT et masse ? Si tel était le cas, il faudrait évidemment s'abstenir de donner le courant, sous peine de griller la valve et le transformateur d'alimentation ;

4° Les lampes reçoivent-elles les tensions correctes ? (mesurées de préférence aux broches, puis aux supports pour vérifier les contacts, avec un appareil à haute résistance) ;

5° Sont-elles bonnes ? (essai au lampemètre ou remplacement par des lampes sûres en cas de doute) ;

6° Le haut-parleur et son transfo sont-ils sans reproche ?

Pour ce qui va suivre, nous nous référerons à la figure 32 qui est le schéma d'un poste archi-courant.

Le questionnaire ci-dessus appelle quelques commentaires.

VOIR PLANCHE DEPLIABLE

Fig. 32.

● Le dépanneur a toujours intérêt à connaître exactement à quoi le client accroche son récepteur. Il n'y a rien de tel qu'une mauvaise antenne pour fabriquer des craquements, des intermittences, des interférences qu'on cherchera en vain à l'atelier, sans compter un bruit de fond renforcé parce que le poste est obligé de se mettre au maximum de sensibilité lorsque le signal fourni par l'antenne est trop faible.

● On peut vérifier l'alimentation sans rien démonter.

Primaire du transfo. — a) Un coup de « sonnette » ou d'ohmmètre aux deux broches de la prise de courant indique si le courant peut passer, même quand on secoue le câble;

b) On sonne entre chaque broche et la masse : un court-circuit indique un défaut d'isolement de l'enroulement primaire ou le claquage d'au moins deux des capacités anti-parasites 26, 27 et 28;

c) Idem, mais fusible enlevé : si C_{27} est intact, on n'aura pas de court-circuit entre masse et une des broches.

Pour ces essais, l'interrupteur aura été fermé.

Chimiques de filtrage. — On enlève d'abord la valve de son support et on « sonne » entre la masse et la douille de cathode (ou une douille de filament s'il n'y a pas de cathode).

a) Court-circuit (quelques ohms) : le premier condensateur de filtrage C_{25} est claquée. Plus rarement, la self est à la masse à l'entrée reliée à C_{25} .

b) Résistance plus forte, un millier d'ohms : c'est le second chimique qui est claquée, à moins que le self de filtrage ne soit à la masse par l'autre bout.

c) La résistance doit être d'au moins 3.000 ohms pour avoir le droit de planter la fiche dans la prise de courant sans danger pour la valve et le transformateur d'alimentation. Remarquez qu'on aurait pu aussi faire ces essais entre la masse et la douille écran de la lampe finale.

Secondaire HT. — On sonne entre la masse et chaque douille de plaque de la valve, pour vérifier si les demi-secondaires ne sont pas coupés. Si on se sert d'un ohmmètre, on doit faire deux lectures identiques. Une résistance plus faible

que l'autre indiquerait un court-circuit dans un demi-secondaire.

Continuité de la self de filtrage. — En sonnant entre la plaque de la lampe finale et la cathode de la valve, on vérifie d'un seul coup la continuité de la self de filtrage et du primaire du transformateur de sortie.

Toutes ces vérifications auront duré deux minutes et décelé 20 % des pannes, sans même avoir enlevé le châssis de son coffret.

● Les tensions qu'on droit trouver aux électrodes des lampes ont été discutées à un autre endroit de ce chapitre (la méthode des mesures systématiques), nous n'y reviendrons pas ici.

● En cas de panne intermittente, l'essai des lampes au lampemètre ne vaut pas leur remplacement.

● Un moyen bien simple de s'assurer que le haut-parleur et ses organes associés sont bons consiste à injecter dans le primaire du transformateur de sortie un fort signal BF, qui peut être fourni par le secteur à l'aide d'une *sonnette lumineuse* que tout dépanneur devrait avoir, car elle sert à bien d'autres choses. C'est une prise de courant prolongée par deux fils qui se terminent par deux pointes de touche, l'un des fils contenant en série une lampe de 25 watts au plus. Avec cela, on voit immédiatement si tout va bien et on discerne même si la bobine touche dans l'entrefer, ou si quelque chose prend du jeu dans l'équipage mobile (fig. 33). Pour cet essai, le poste est évidemment débranché du secteur.

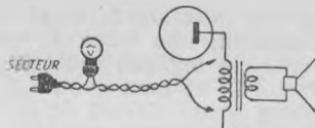


Fig. 33. — VÉRIFICATION RAPIDE D'UN HAUT-PARLEUR.

Quand on a fait le tour de ces six questions, deux postes sur trois ont déjà révélé la cause de leur mal pour peu qu'on ait un rien de logique, le schéma bien en tête ET DES YEUX POUR VOIR. Car on observera en cours de route toutes les anomalies des pièces et du câblage : soudures mal faites ou trop voisines d'organes qui ont été surchauffés, condensateurs qui ont coulé par suite d'un court-circuit, culots et tétons de lampes desscellés, trimmers bloqués à fond par le client ou ses amis « qui s'y connaissent », résistances roussies, gaines blindées qui s'effilochent et touchent, C variables envahis par la poussière, contacteurs aux paillettes faussées, sales ou lâches, fils dénudés dans les passages, membrane de haut-parleur déchirée ou froissée, gouttes de soudure coincées, vernis qui a débordé ou isolé des blindages, écrous desserrés, contacts oxydés, etc. Rien qu'en remettant de l'ordre dans tout cela — ce qu'un bon dépanneur ne manque jamais de faire — on supprime du même coup bien des causes de

pannes sans même les avoir cherchées. Il est bien avancé, le monsieur pressé « qui n'est pas là pour faire le ménage des clients », lorsqu'après deux heures de recherches méthodiques il s'aperçoit que la panne provient d'un contact oxydé qui lui crevait les yeux depuis la première minute, et qu'il lui faudra bien astiquer quand même !

Des yeux pour voir ! Tel Argus, le dépanneur devrait en avoir cent pour tout observer en même temps. Quand on met un poste inconnu sous tension, il faut regarder à la fois dessus et dessous, la main toute prête à couper le courant. Si le condensateur de liaison grille de la finale n'est pas étanche, ou encore si le contact-plaque est mauvais dans le support, l'écran se met à rougir et cela ne vaut rien pour sa santé. Si une fumée monte de quelque part, il est désirable de la voir à temps. Et si quelque « amateur qui s'y connaît » a mis les pattes dans les œuvres vives de l'appareil, il est bon de faire d'abord disparaître toute trace de son « travail » avant de chercher ailleurs. Il nous souvient d'un poste assez compliqué qui nous fut envoyé par un ami, sans avouer évidemment qu'un « connaisseur » l'avait préalablement charcuté. C'était un de ces châssis à cloisons, bourré de résistances et de capas montées verticalement et serrées comme harengs en caque. En fouillant les profondeurs avec une lampe de poche, nous découvrîmes une résistance 1/4 watt en chutrice de tension plaque qui s'était incinérée en fondant un condensateur voisin, plus deux R de 40.000 en parallèle pour remplacer la résistance originale de 40.000 également, plus une inversion de deux connexions signalée par deux soudures malpropres. Cela valait évidemment la peine d'être vu.

Après ces essais et les réparations qu'ils indiquent, un poste ne peut plus être *absolument muet* : on doit entendre au moins un bruissement, une trace de ronflement dans le haut-parleur. En effet, la logique indique que l'absence de tout bruit, si léger soit-il, ne peut avoir que trois causes : la mort de l'alimentation ou du circuit de la bobine mobile du haut-parleur, ou l'absence de courant dans le primaire du transformateur de sortie. Ces causes ayant été éliminées, le haut-parleur doit émettre quelque chose, ne serait-ce qu'un souffle léger audible dans le silence.

Ecouteons successivement les symptômes auditifs. Par eux-mêmes, ils nous mettront rarement la panne sous les doigts, car les châssis n'ont pas un vocabulaire médical bien étendu, mais ils vont nous permettre de circonscrire les recherches.

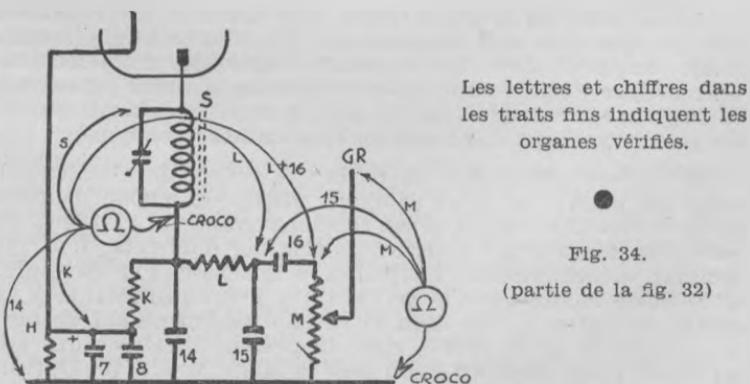
19. — Aucune trace de musique.

Le haut-parleur est bien vivant, il ronflotte doucement quand on se met l'oreille dedans, mais la musique ne passe pas, bien que le poste soit accordé sur une émission et le potentio poussé au maximum. M. de la Palice dirait (s'il était encore en vie !) qu'elle a été arrêtée quelque part entre l'antenne et le transfo de sortie à moins qu'elle ne se soit évanoüie en route, et il aurait raison. Nous traduirons cela en disant : il y a quelque part une coupure, un court-circuit ou un dérèglement qu'il s'agit de trouver par les voies les plus rapides.

Déjà, le doigt posé successivement sur les tétons de grille des lampes BF, en commençant par la finale, leur a fait dire en un ronflement de plus en plus puissant qu'elles travaillaient bien. Chacun sait que la première qui ne dit rien s'accuse par son silence, ou du moins accuse ses circuits, depuis son condensateur de grille jusqu'à celui de la suivante. Mais cet essai qu'on fait machinalement dès que le poste est allumé n'est même pas nécessaire, car la mesure des tensions aux électrodes des lampes a déjà fait parler le haut-parleur.

En effet, chaque fois que nous touchions une anode avec la pointe du voltmètre, nous donnions une impulsion dans le courant-plaque, et cette impulsion était normalement transmise à la grille suivante et de là jusqu'au haut-parleur qui accusait le coup par un *toc* plus ou moins sonore : en somme, comme M. Jourdain, nous faisions du « signal injection » sans le savoir. Ceci vu, il n'est pas difficile de comprendre que l'absence de TOC à l'une des plaques et sa réapparition à la plaque suivante est le signe que quelque chose ne va pas juste en amont de cette dernière plaque, et par conséquent entre la plaque précédente et celle qui a répondu. Par exemple, dans la figure 32, si on a obtenu un TOC en mesurant la plaque de la EBF 2 et pas de toc à la plaque de la 6 E 8 (les tensions étant correctes), il y a de fortes chances pour qu'on trouve la cause de la panne dans le premier transfo MF, et ce ne peut être que : secondaire coupé, court-circuit ou déréglage total de l'un des trimmers, court-circuit entre la connexion de grille EBF 2 et la masse, par exemple par sa gaine blindée.

L'absence de TOC à la plaque de la EBF 2, alors qu'il réapparaît à celle de la 6 J 7 va demander un geste supplémentaire : toucher la grille de cette même 6 J 7. Elle répond par un grognement ? Le défaut se trouve donc entre A et B. Elle ne répond pas ? Alors, le défaut est entre B et C. Dans ce dernier cas, les tensions étant correctes, il ne reste guère qu'à vérifier si la grille n'est pas à la masse par la gaine blindée de sa connexion. Dans le premier cas, c'est un peu plus trapu, car la panne peut se trouver quelque part dans le second transformateur MF ou dans la détection. Voyons



VERIFICATION RAPIDE DE LA CHAINE D'ANTIFADING.

d'abord celle-ci. Elle est formée par la chaîne de résistances et capacités allant de C_8 à la prise de pick-up.

Un coup d'œil sur le schéma montre qu'on peut mesurer les résistances K, L et M sans rien dessouder. De même, puisque K et M font un demi-megohm et L environ $50\text{ k}\Omega$, les condensateurs 14, 15 et 16 peuvent être vérifiés sans démontage. Inutile d'essayer C_8 , dont le court-circuit aurait annulé la polarisation de la lampe EBF 2, et dont la coupure ne peut entraîner le silence. Le défaut réside probablement dans le potentiomètre M, en particulier dans le contact du balai; et c'est par lui qu'on commencera (fig. 34).

Reste le transfo MF n° 2. Le primaire n'est pas coupé, puisque la plaque EBF 2 a le potentiel voulu. Mais il peut être en court-circuit par son trimmer, ou bien il est totalement désaccordé. Quant au secondaire, on le sonnera pour révéler une coupure ou mieux on mesurera sa résistance pour révéler un court-circuit. Après cela, il faudra bien se résigner à vérifier l'alignement par les méthodes classiques si nos remèdes de rebouteux n'ont pas réduit la fracture.

La dernière étape comprend la convertisseuse avec sa suite. Même si la lampe est bonne, la première chose à faire est de voir si elle oscille bien dans le récepteur. On connaît le moyen : un milliampèremètre inséré entre la cathode et la résistance de fuite B, et balayage de toutes les gammes avec le bouton d'accord. Si on lit moins de 100 mA, il faudra vérifier C_4 et le condensateur variable (court-circuit entre lames) ainsi que le commutateur si toutes les gammes sont muettes. Une seule gamme inerte accuse évidemment ses bobinages (coupure) ses trimmers et surtout son commutateur.

Ceux qui n'ont pas le temps de faire chauffer un fer à souder pour greffer le milliampèremètre n'auront qu'à avoir un voltmètre très résistant pour mesurer la chute de tension produite par l'oscillation le long de la résistance de fuite B. Un ou deux essais sur des postes en bon état leur auront vite enseigné quelles lectures ils doivent trouver sur leur instrument, et après cela les vérifications d'oscillateur local se feront en un temps record.

Quant aux circuits d'accord, une seconde de réflexion indique que s'ils sont responsables du silence total, le couple ne peut être qu'un court-circuit du condensateur d'accord, le délabrement du commutateur d'ondes ou encore le bobinage d'entrée foudroyé par le secteur qu'on a utilisé en guise d'antenne à travers un condensateur claquée.

- Un cas particulier du poste qui refuse de chanter est celui qui ne répond qu'en ronflant, sifflant ou hurlant comme un possédé. Les lampes et les tensions ayant été vérifiées, la première manœuvre consiste à déterminer d'où cela vient, en mettant successivement les grilles à la masse. Par exemple, si le poste ronfle avec la grille de la préamplificatrice à la masse, le mal se trouve dans la BF. S'il se tait quand on met à la masse la grille finale, c'est la préamplificatrice qui est en cause. Pour éliminer à son tour la lampe finale, il suffit de la remplacer par une résistance, entre sa douille plaque et la

masse, égale au quotient de la haute-tension par le courant plaque (fig. 35) par exemple pour une $6\text{ V} / 6 = 250 / 0,045 =$ env. 5.550Ω , on mettra une 5.000 ohms bobiné. Si le ronflement persiste, il ne peut se trouver que dans le HP qui capte la fréquence du secteur (transfo de sortie mal placé, branché à l'envers, qui vibre) ou, ce qui est plus probable, dans l'alimentation (chimiques secs ou trop faibles, surtout le second, self de filtrage en court-circuit interne, valve dont une plaque n'est pas reliée à son demi-secondaire, tension trop élevée au primaire).

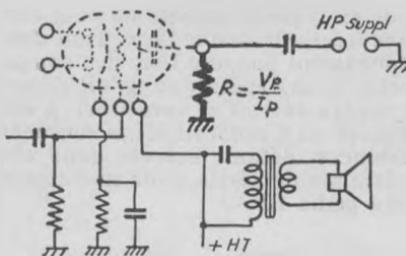


Fig. 35. — REMPLACEMENT DE LA LAMPE FINALE.
par une résistance équivalente pour isoler le haut-parleur.

Le ronflement du secteur qui s'est éteint en enlevant la lampe finale ou en mettant les grilles à la masse est évidemment dû à l'injection ou l'induction dudit secteur. Pour paralyser en même temps la musique, il faut que le défaut touche les œuvres vives, ce qui restreint les possibilités. Par exemple, c'est la lampe finale qui se trouve incriminée. Qu'est-ce qui, dans cet étage, peut faire ronfler et paralyser tout à la fois ? Il n'y a guère que deux causes : le court-circuit de la capacité de liaison 19, qui rend la grille impotente et positive en exagérant le courant-plaque, et (cas des anciennes lampes à filament) le filament qui touche la grille. Les autres causes de ronflement du dernier étage : C_{22} claqué, mauvaise polarisation, ont déjà été éliminées. La coupure de la résistance de fuite T peut provoquer du motor boating, avec disparition plus ou moins complète de la musique. Le claquage de C_{22} arrêterait la musique, mais sans produire de ronflement. Un filament qui touche la cathode ferait ronfler le poste, mais non se taire. On voit qu'il vaut la peine de réfléchir une seconde pour s'épargner des minutes de travail inutiles.

On traitera de même les autres bruits avant de se livrer au décorticage systématique. Motor-boating ? Pensons d'abord à une grille en l'air, à l'antifading défectueux, avant de rechercher des causes plus complexes telles que le redressement d'oscillations parasites HF par la détection.

20. — Musique faible.

Un récepteur peut être sensible et ne donner qu'un filet de musique si sa basse fréquence est faible. De même, un poste très quelconque est capable d'ameuter tout le quartier

lièrement le champ des recherches, puisqu'on n'a plus affaire qu'à deux commutateurs et deux bobinages dans le bloc d'accord. Ensuite, vérification de l'oscillation locale qui devrait donner un courant d'au moins 200 mA en petites ondes, dans la résistance de fuite de la grille oscillatrice. Un coup d'œil aux commutateurs pour constater que tout est propre, bien cambré, bien isolé, et c'est à peu près tout. Ceux qui ont la bonne fortune de posséder un voltmètre électronique ou même un « 20.000 ohms par volt » ne manqueront pas de vérifier les tensions réelles aux grilles et le fonctionnement correct de l'antifading. Les autres pourront, soit compléter leur contrôleur pour en faire le *volt-amp-capacitomètre à lampe* décrit au chapitre « Pour le Labo », soit évaluer quand même lesdites tensions avec un contrôleur courant en mesurant la chute le long de la résistance de cathode. On sait que pour obtenir une lecture assez précise, la résistance du voltmètre doit être aussi élevée que possible : on aura donc soin de régler le contrôleur sur la plus haute gamme de tensions permettant encore une lecture au début de l'échelle. Par exemple, pour mesurer une polarisation de l'ordre de 8 volts avec un instrument de 1.000 ohms par volt, l'erreur sera moins grande en utilisant la sensibilité 50 volts que celle 10 volts, car dans le premier cas nous mettons 50.000 ohms en parallèle sur la R de cathode, et 10.000 ohms seulement dans le second cas.

Nous tirerons les conclusions qui s'imposent si ces polarisations exagèrent : elles diminuent la pente des lampes commandées par le CAV, donc la sensibilité. Le remède découle de source : vérification des organes de polarisation et d'antifading moribonds ou qui ont été remplacés par des mains inexpertes.

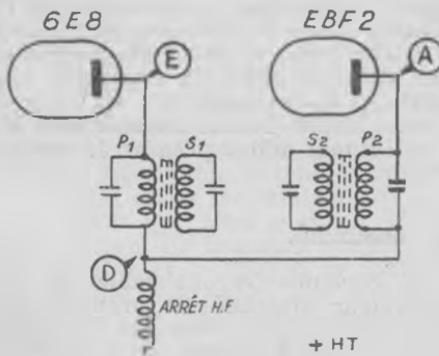


Fig. 38.

- $E = 230 \text{ v.}$ et $A = 0$: COUPURE DE P2.
- $E = 0$ et $A = 230 \text{ v.}$: COUPURE DE P1.
- $E = 0$ et $A = 0$: COUPURE D'ARRÊT HF.

Dans le même ordre d'idées, les mesures des tensions de plaque et d'écran, qui doivent précéder toute intervention, auront déjà fourni des indices à qui sait raisonner. Par exemple : pas de tension à la plaque EBF 2 (fig. 38 extraite

du schéma-type fig. 32) alors que la tension est normale à la plaque de la convertisseuse, ne peut provenir que d'une coupure du primaire du *second* transfo MF. Le contraire prouverait une coupure du primaire du *premier* transfo, tandis que l'absence de tension-plaque à ces deux lampes seulement ne pourrait provenir que d'une coupure de la bobine d'arrêt CH.

Mais une tension insuffisante peut expliquer la faiblesse de la réponse en MF. Voici un cas : nous devions trouver 230 volts aux plaques 6 E 8 et EBF 2, or nous n'avons respectivement que 140 et 230. Après avoir bourré sa pipe d'écumé, Sherlock Holmes dirait : « Ces 90 volts qui manquent à la plaque 6 E 8 n'ont pu se perdre qu'entre le point D et la plaque, par conséquent dans le primaire du premier transfo MF qui doit présenter quelque part un point de contact imparfait n'arrêtant pas la MF, mais freinant le continu — quelque chose comme un fil rompu dont les bouts sont réunis par une couche d'oxyde, probablement à une soudure. » Nous ajouterons que cette résistance accidentelle du bobinage fait dégringoler son facteur de surtension et varier légèrement l'accord, d'où perte de sensibilité et de sélectivité s'ajoutant à la perte de puissance de la 6 E 8 sous-alimentée.

Mais les meilleures choses ont une fin, et toutes les déductions du monde ne remplaceront pas les injections de HF, puis de MF avec lecture des résultats. Notre ami le non-conformiste y arrive sans doute assez bien avec Luxembourg et le National en guise de générateur modulé, sinon étalonné, l'œil magique du poste jouant au voltmètre électronique et ses oreilles montées en outputmètre. Pour régler les transfos MF, il leur envoie du 472'Kc approximatif prélevé sur un poste « qui marche » et provisoirement promu au grade d'étalon, ce qui tend à généraliser une certaine moyenne fréquence non-conformiste parmi sa clientèle. Mais tout le monde ne sait pas danser avec grâce sur la corde raide. L'oscillateur le plus sommaire et un indicateur quelconque, mais objectif, sont infiniment plus pratiques pour le commun des mortels.

Quant aux injections HF et MF et à leur interprétation, nous en avons parlé plus haut (la méthode de la question) nous n'y reviendrons donc pas. D'ailleurs, le lecteur le plus novice a compris depuis longtemps qu'à part quelques découvertes assez rares (mauvais isolement du stator d'un condensateur variable, mauvaise soudure, commutateurs fuyants ou résistants) on trouvera probablement la cause de faiblesse dans les transfos MF si cette faiblesse est la même sur toutes les gammes, dans la commande unique si elle n'affecte qu'une ou deux gammes. Et on recherche dans l'ordre logique : *coupures* (continuité des enroulements et des soudures) *courts-circuits* (entre spires, en voie de formation entre les armatures des trimmers ou des paddings) et *dérégagements* (couplage trop serré ou pas assez, désaccord).

Il reste à évoquer les récepteurs qui furent éblouissants au temps de leur jeunesse, mais que les années, l'épuisement les secousses ou les guérisseurs ont rendu complètement abouliques. Ceux-là sont malades de la tête à la queue, depuis les

lampes pompées à blanc jusqu'aux résistances qui ont varié, aux bobinages dont l'isolement est douteux, aux condensateurs qui n'offrent plus aucune garantie, aux alignements qu'il faut refaire, aux contacteurs qu'il faut nettoyer et resserrer, aux isolants sales, aux douilles oxydées et lâches, etc.

Pour leur rendre vigueur et santé, il faudrait rebâtir le tout, et le jeu ne vaut pas la chandelle dans la plupart des cas. Car la radio est comme l'auto : quand on commence à « refaire » le moteur, on n'est pas loin de devoir « refaire » aussi la boîte à vitesses, les freins, l'embrayage et le différentiel, pour n'avoir en fin de compte qu'une vieille bagnole qui vous réserve encore des surprises du côté de la direction, des roues et des ressorts. La sagesse consiste à savoir se contenter d'une honnête amélioration, sans trop chercher à faire du neuf avec du vieux.

22. — Distorsions et bruits.

Ici, nous entrons en territoire marécageux, où rien n'est bien défini, où tout est douteux. D'abord, tous les récepteurs trahissent l'original, même les plus coûteux — et il faut avoir la foi d'un illuminé ou l'outrecuidance d'un charlatan pour proclamer qu'un poste normal reproduit fidèlement les graves et les aiguës. Ensuite, beaucoup de clients sont comme Martine qui se plaisait à être battue : ils sont habitués aux distorsions de leur récepteur au point que si vous les faites disparaître sans en être prié, on pourra vous reprocher d'avoir démolî la merveilleuse tonalité dont on était si fier. Enfin, le même récepteur peut donner dans son cadre habituel une reproduction de caractère très différent de celui que vous obtenez au laboratoire, car la pièce avec ses recoins, ses tentures, ses surfaces réfléchissantes, ses ouvertures constitue un résonateur fort complexe qui renforce certaines fréquences, en affaiblit d'autres et crée des ondes stationnaires.

Mais il est des distorsions que tout le monde s'accorde à trouver intolérables : ce sont les résonances ou renforcements de certaines notes, toujours les mêmes, et le hachage suraigu des sons comparable à l'audition obtenue quand on tourne le bouton très au delà de l'accord précis.

En y réfléchissant, on voit vite que la résonance, n'affectant que la modulation et non la porteuse HF ou MF, ne peut avoir que trois sources : une transmission électrique privilégiée en BF, due par exemple à l'accord d'une inductance par une capacité répartie — une particularité de haut-parleur — et l'ébénisterie qui fait caisse de violon en renforçant des sons privilégiés.

La première cause se trouve dans le transformateur de sortie, qui est lamentable dans la plupart des récepteurs. On s'efforce d'éviter toute distorsion dans les amplificateurs, puis on met derrière un transfo qui anéanti le résultat avec son fer trop petit, son cuivre trop court et sa formidable capacité répartie. Un transformateur de sortie digne de ce nom devrait peser près de deux kilogs.

Quant au haut-parleur, il peut avoir une mauvaise membrane (fig. 39), une suspension dont l'élasticité combinée avec l'inertie de la partie mobile donne naissance à une résonance acoustique (*). L'ébénisterie peut à son tour vibrer mécaniquement si elle est trop mince, et sa masse d'air peut entrer en résonance sur une fréquence émise par le haut-parleur, ou même devenir le siège d'ondes stationnaires qui compliquent le phénomène. Il faut alors absorber ces ondes par un revêtement absorbant (feutre), ou modifier la masse d'air par des cloisonnements.

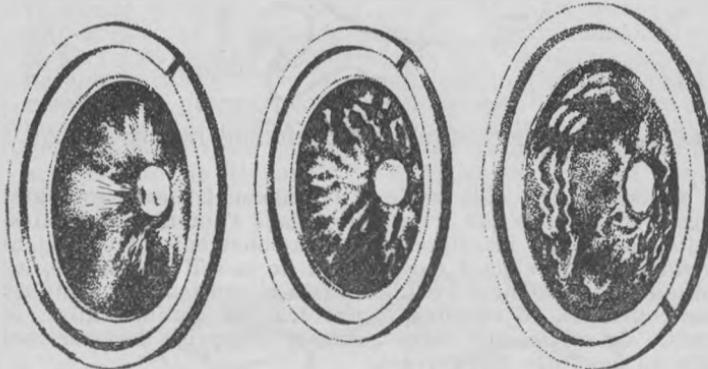


Fig. 39.

OSCILLATIONS ERRATIQUES D'UNE MEMBRANE DE HAUT-PARLEUR
(d'après photo d'une membrane métallisée)
montrant divers modes de vibrations génératrices d'harmoniques.

● La mutilation qui se traduit par le hachage du son, la voix de fausset, cette sonorité rugueuse si désagréable pour tout le monde peut avoir plusieurs sources qu'il faut inspecter successivement en commençant par les plus probables : lampe mal polarisée, ou épuisée, ou dont l'admissibilité de grille est trop étroite pour la tension oscillante injectée — condensateur de liaison, grille qui fuit, antifading, tonalité ou contre-réaction mal réglés, bobine mobile excentrée, rapport du transfo de sortie mal adapté à la lampe finale, filtres de détection (entre diode et grille BF) en mauvais état ou mal calculés, résistance de détection trop forte.

Bien entendu, on aura d'abord vérifié si les tensions de plaque et d'écran sont correctes.

Signalons en passant une cause assez déroutante de reproduction criarde : la réaction en basse fréquence, le plus souvent par voie capacitive entre une plaque (par exemple la finale) et la grille de la lampe précédente. Dans un push-pull, un mauvais déphasage peut aussi donner le même défaut. Cela se vérifie très aisément au casque, qu'on branche entre la masse et les deux plaques finales réunies, en interposant en série un condensateur de 1 microfarad bien isolé

(*) Voir Memento Tungsram 4^e vol. : « L'Acoustique en zig-zag », Résonance, p. 24.

(fig. 40). Si le push-pull est bien équilibré, on ne doit rien entendre, ou presque rien.

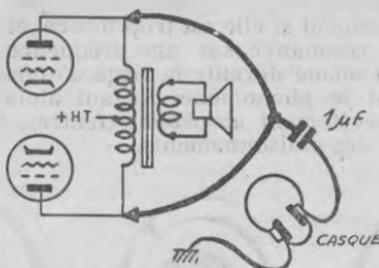


Fig. 40. — VERIFICATION DE L'EQUILIBRE DU DEPHASAGE.

● Nous avons déjà parlé du ronflement. Les principales causes sont, on le sait, l'induction dans l'antenne ou sa descente, le filtrage insuffisant par déssèchement d'un condensateur ou court-circuit entre spires de la self de filtrage, les cathodes qui touchent les filaments à chaud (surtout dans les tous-courants), le couplage entre transfo d'alimentation et transfo de sortie, une valve gazeuse, une prise de terre mal faite ou des tôles mal serrées.

A part ce couplage entre les deux transformateurs, toutes ces causes ont été automatiquement découvertes lors des essais préliminaires. Mais il y en a d'autres moins connues.

— Un courant trop intense traversant la self de filtrage peut saturer son fer et réduire l'efficacité. Deux secondes de réflexion indiquent qu'une consommation HT exagérée peut provenir d'une mauvaise polarisation de la lampe finale, d'une capacité de liaison-grille qui fuit, d'une tension trop forte au primaire du transfo d'alimentation (mais on aurait alors trouvé des tensions trop fortes aux écrans et aux plaques).

— Les connexions des grilles peuvent cueillir le champ de fuite à 50 c/s du transformateur d'alimentation.

● Il nous reste à jeter un rapide coup d'œil sur ce que nous appellerons prosaïquement les « bruits divers », et qui comprennent les siffllements, cuis-cuis, pétarades, craquements, chuintements et autres vocables plus ou moins imitatifs. Les décrire tous avec toutes leurs causes serait fastidieux et du reste inutile, car chaque poste a son tempérament propre, qui dépend de son anatomie, de son âge et de son casier judiciaire. Ce qui est vrai pour l'un peut parfaitement être faux pour l'autre, et c'est ici que la logique du détective devient le plus nécessaire.

Laissant provisoirement de côté la classification et la cause du bruit parasite, la première chose à faire est de déterminer d'où il vient. D'abord, enlevons la fiche d'antenne. S'il disparaît, nous voilà fixés : parasites créés par un voisin ou induction du secteur dans l'antenne.

Mais cela continue. Ce qu'il nous faudrait pour repérer l'endroit où se trouve le coupable, c'est une sonde nous permettant d'écouter à chaque point sensible du récepteur, afin de saisir le défaut juste à sa naissance : c'est le « signal tracing » dont nous avons exposé les principes et l'application dans le quatrième volume du Memento.

Faute d'un signal tracer, nous emploierons une autre méthode, qui est exactement le contraire de l'injection de signal dont il a été question plus haut : nous allons *injecter le silence*, et nous verrons bien l'endroit où le haut-parleur va cesser d'émettre le bruit gênant. Et notre seringue sera fort simple : un gros condensateur *au papier* isolé à 500 volts, le plus gros possible, par exemple 8 μF ou davantage. Nous brancherons une borne au châssis par une courte connexion munie d'une pince crocodile, et nous mettrons à l'autre borne un bout de fil souple terminé par une pointe de touche (fig. 41) avec laquelle nous toucherons les points sensibles. Nous aurons soin de décharger le condensateur chaque fois que nous aurons touché un point où passe la haute-tension.

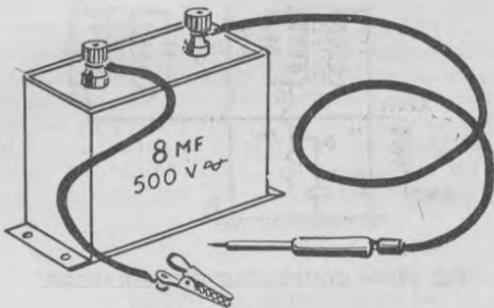


Fig. 41. — L'INJECTEUR DE SILENCE.

Avec une telle capacité, toute oscillation présente est court-circuitée et ne peut plus atteindre le haut-parleur.

Soit un crachement irrégulier dans un poste du type de la figure 32, qui disparaît en touchant la plaque 6 J 7 (point C) et reparait en touchant la grille. Le défaut est donc en amont de la plaque, non dans le circuit de grille ni dans les étages précédents. Nous toucherons la jonction des résistances Q et R pour nous assurer qu'il ne s'agit pas d'un défaut de Q ou du condensateur de découplage, puis nous toucherons la douille d'écran et enfin celle de cathode. Si le bruit cesse, c'est qu'il a sa source dans la partie court-circuitée, par exemple le condensateur de polarisation 17. On arrive ainsi à encercler le défaut jusqu'à mettre le doigt dessus.

Une pétarade qui cesse quand on touche la grille finale et reparait en touchant la plaque précédente provient évidemment de la grille finale « en l'air ». La résistance T est coupée.

L'injection de silence permet encore de déceler bien des siffllements, ronflements et autres bruits quand on réfléchit avec le schéma bien en tête. Il faut par exemple se « mettre dans la peau » de l'alternatif HF, MF ou BF pour suivre les chemins parfois peu orthodoxes qu'il peut prendre et qui se traduisent par des distorsions, des siffllements ou des hurlements. Pour illustrer ceci, considérons la figure 42, extraite du schéma que nous avons pris comme exemple. Si nous suivons le courant-plaque de la EBF 2 avec des yeux d'électricien, nous voyons simplement qu'il se referme sur l'alimentation suivant le chemin E-F-G-H-CH-+ HT, puis de là à la cathode par la voie M-N-O-P-Q-K, puisque le condensateur de polarisation 7 est un barrage pour la tension continue.

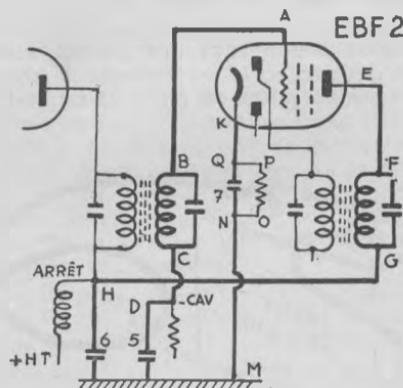


Fig. 42. — COUPLAGES INDESIRABLES.

Mais si nous le regardons avec les yeux de la moyenne fréquence, nous voyons que le chemin suivi est maintenant E-F-G-H-M-N-Q-K, car la résistance de cathode et la bobine d'arrêt CH sont délaissées, les capacités 6 et 7 offrant à la MF un chemin plus commode. Or, il y a un autre circuit parcouru par la même MF, mais déphasé théoriquement de 180° : c'est le circuit grille A-B-C-D-M-N-Q-K. Pour peu qu'en dehors de la partie commune MK l'un des circuits présente une impédance, plus grande que l'autre (C_r ou C_e coupé, mauvaise soudure) le déphasage n'est plus 180° , et c'est tout ce qu'il faut pour amorcer une belle réaction à la faveur d'une impédance commune telle que C_r desséché, prise de masse résistante, inductance mutuelle par bobinages mal blindés ou capacité entre connexions. Avec notre « injecteur de silence », nous toucherons donc les points H, G, C, D, Q pour supprimer successivement les impédances parasites supposées dont les plus communes sont dues à la perte de capacité d'un condensateur.

Les usages de cet outil sont innombrables et se suggèrent d'eux-mêmes. On finit par s'en servir instinctivement pour

éprouver les condensateurs de découplage tels que C_1 , C_3 , C_{22} du schéma-type, pour doubler un chimique de filtrage sec, pour « court-circuiter » sans danger toutes les sources supposées de bruit, depuis le contact qui crache et la résistance qui grésille jusqu'à l'espace cathode-anode de lampes soupçonnées coupables d'émission irrégulière.

C'est surtout en haute fréquence qu'il importe de traquer les capacités et les couplages parasites, car nous avons affaire ici à un fluide essentiellement volatil qui file à travers les fentes et les trous des blindages, saute d'une connexion à l'autre avec d'autant plus d'agilité que la fréquence est plus haute et s'évanouit dans une résistance insoupçonnée. C'est dire que des accrochages peuvent se produire ici pour des raisons dérisoires : un blindage qui ne joint pas bien au châssis, une prise de masse imparfaite, une connexion trop longue ou mal blindée, un retour commun à la masse, un fil déplacé, etc...

Pour une étude plus complète sur les divers siflements, on pourra consulter le Memento, troisième volume, au chapitre « Les oscillations parasites ». Et pour terminer, disons qu'il est bien inutile d'essayer de perfectionner un vieux poste dont la moyenne fréquence se situe vers les 120 Kc/s, voué aux siflements-images s'il n'y a pas de préselecteur. Tout ce qu'on peut faire pour lui, c'est un alignement soigné dont il a du reste besoin. Le remplacement du bloc oscillateur et des transfos MF ne peut donner rien de bon, car il faudrait changer aussi l'oscillatrice et la suite, refaire tout le câblage et probablement bousculer toute la topographie du châssis. Autant vaudrait transformer un vieux taxi Renault en traction-avant.

● Il nous reste à dire deux mots du bruit de fond, qui est dû à l'agitation thermique des atomes dans les résistances d'entrée de la première lampe, à l'émission en rafales des électrons par les cathodes, à leur captation par les grilles-écrans et surtout aux parasites de toutes sortes venant de l'antenne. Le premier remède est évidemment une antenne anti-parasites.

Le bruit de fond s'entend d'autant plus que le signal est plus faible, donc que l'amplification doit être plus forte pour obtenir une audition suffisante. Comme c'est l'antifading qui commande la sensibilité et que son action dépend de la tension du signal au niveau de la détectrice, on conçoit aisément qu'il y a intérêt à obtenir l'amplification maximum en moyenne fréquence à l'aide de circuits à haute surtension rigoureusement alignés, afin de ne pas obliger l'antifading à sensibiliser exagérément les premiers étages et à accroître ainsi l'importance du bruit de fond par rapport à la musique. De plus, il est évident qu'un déréglage de la ligne d'antifading peut augmenter le bruit de fond, pour les raisons que nous venons d'indiquer. Et on pensera finalement au remplacement des lampes « soufflantes » par d'autres à forte pente et faible résistance interne, ou à électrons dirigés pour éviter la grille-écran comme dans la EF 8.

LA MÉTHODE DE L'ÉCHANGE STANDARD

« C'est bien simple, nous a dit notre ami n° 3. Autrefois, je faisais comme le petit mécano qui perd son temps à réparer des pompes à essence, désulfater des batteries et rectifier des vilebrequins. Mais j'ai évolué. Je fais l'échange standard de la pompe, de la batterie et du moteur. Les clients sont contents et moi aussi. D'abord parce que c'est vite et bien fait, ensuite parce que cela rapporte souvent davantage que la réparation classique.

— Mais vous ne pouvez pas enlever le changeur de fréquence en dévissant quatre boulons pour mettre à sa place un autre changeur révisé par le constructeur !

— D'accord, la technique n'en est pas encore là, mais cela viendra bien. En attendant cet heureux jour qui nous délivrera de bien des migraines, il y a déjà pas mal de pièces standard dans les postes, depuis les lampes jusqu'au haut-parleur. Prenez les lampes, par exemple. Le meilleur lampemètre du monde aura un verdict moins sûr que le remplacement de la lampe douteuse par une bonne. Il vous dira qu'une lampe est malade, mais il ne la guérira pas : or, une lampe malade est tout juste bonne pour la boîte à ordures. Par conséquent, un jeu des lampes les plus courantes, reconnues bonnes et que je conserve comme étalons, vaut bien mieux qu'un lampemètre, travaille plus vite et ne coûte pas plus cher. Remarquez bien que j'ai un lampemètre comme tout le monde, parce que je ne peux tout de même pas stocker tous les types de tubes en triple exemplaire. Mais chaque fois que je peux, je commence par changer les lampes des étages douteux, c'est plus sûr. Le poste dépanné, il est encore temps de s'occuper des vieilles pour voir si elles peuvent resservir, sans se compliquer l'existence avec des sources de pannes si faciles à éliminer au départ.

— Et bien entendu, vous ne vous arrêtez pas en si bon chemin ?

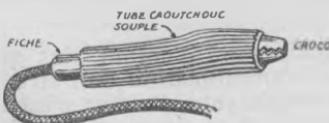


Fig. 43.

— Vous y êtes. Si la tonalité n'est pas bonne ou s'il y a un bruit de ferraille, je commence par supprimer une cause possible en remplaçant, d'un coup de fer et avec deux pinces crocos, le haut-parleur et son transfo de sortie par celui de l'atelier dont je suis sûr, et qui est muni d'un transfo à impédance réglable. De même, l'alimentation est provisoirement remplacée en cas de doute par celle de l'atelier, qui est bien filtrée et n'est pas calculée trop juste : cela se pratique aussi avec un coup de fer pour séparer la ligne HT du filtre et deux fils avec des pinces crocos. Remarquez, je vous prie, que mes pinces sont isolées extérieurement par un bout de tube

en caoutchouc (fig. 43) qui les protège jusqu'à deux millimètres du bout des mâchoires, afin d'éviter les courts-circuits quand elles basculent dans le câblage. Pour le reste, j'ai Osiris.

— Le dieu égyptien des morts ?

— Tout juste. Osiris, dont les morceaux dispersés furent retrouvés par Isis à l'exception du phallus, réunis et ressusciés pour la vie éternelle. Osiris, c'est le châssis que vous voyez là, et je vous prie de croire qu'il a la vie dure bien que je lui emprunte souvent des morceaux. C'est un poste de récupération que j'ai retapé et qui marche du tonnerre, seulement tous ses étages sont indépendants et se raccordent les uns aux autres par des connexions séparables, ce qui me permet d'isoler la tête ou les bras d'Osiris pour les prêter à un poste à la place des siens. Avec sa MF à 472 Kc/s, je peux même ne lui emprunter que son changeur de fréquence ou son étage MF au lieu du bloc entier, pour les greffer provisoirement à la plupart des postes construits depuis 1937. C'est vite fait : deux connexions volantes courtes et minces, une autre entre masse et masse, et je suis fixé mieux qu'avec un appareillage compliqué, parce que je compare l'effet produit par un organe qui marche avec celui de l'organe douteux. Et si mes soupçons se confirment, pas de pitié pour les canards boîteux ! Je remplace dans l'étage tout ce qui peut l'être, condenseurs, résistances, potentios au besoin. C'est plus vite fait et c'est plus sûr que des tas de mesures qui ne décèlent pas toujours le défaut, comme par exemple une faiblesse ou une panne intermittente due à une mauvaise soudure ou un condensateur surchauffé. Avec le remplacement, tout doit rentrer dans l'ordre neuf fois sur dix.

— Et votre méthode réussit toujours ?

— Hélas, rien n'est parfait ici-bas, il y a malheureusement des postes compliqués, mais j'arrive assez souvent à placer les services d'Osiris. Je vais même lui donner un compagnon : un changeur avec son étage MF à 135 Kc/s, le tout monté avec des lampes à 4 volts que je nourrirai sur l'alimentation universelle de l'atelier. La méthode de l'échange-standard ne me dispense pas absolument de faire des mesures, mais elles les réduit singulièrement et me simplifie beaucoup la recherche des pannes. Il m'arrive même souvent de les avoir fait disparaître sans trop savoir comment ni pourquoi !

— Mais les vieilles pièces, que deviennent-elles ?

— Mon cher, c'est comme les vieilles lunes : on en fait de nouvelles. A mes moments perdus, je passe le stock au lampemètre, à l'ohmmètre, au pont ou à tout ce que vous voudrez pour les vérifier en série et les reclasser, et je récupère ce qui en vaut la peine. Cela va d'ailleurs plus vite qu'en cours de dépannage parce qu'elles sont plus maniables et qu'on n'a que cela à faire, au besoin, je les fais vérifier par mon fils qui s'en tire très bien. J'ai comme cela des résistances de 50.000 ohms qu'il a fallu remarquer 180.000 ou 200.000. Croyez bien que, malgré l'élasticité des tolérances, elles travailleront mieux là où je les ressouderai qu'à l'endroit d'où je les ai tirées.

— Et les lampes ?

— Eh bien, il y a des mortes, des moribondes, des valéitudinaires et d'autres qui sont seulement un peu anémiques. Or, j'estime que c'est souvent un péché de mettre une lampe neuve qui pète des quatre fers sur un vieux coucou impossible à rajeunir, faute d'argent pour le rebâtir complètement, et qui finira bientôt sa triste existence de gâteux. Si je lui remplace une lampe moribonde par une légèrement anémique, c'est tout ce qu'il faut à ce vénérable vieillard, et cela me permet, avec le budget alloué par le client auquel j'explique tout ceci, de changer par surcroit une ou deux pièces supplémentaires qu'il n'aurait pas pu avoir sans cela.

— Hum ! Je n'aime pas beaucoup ces greffes de vieilles glandes pour revigorer les patriarches...



La méthode qui vient d'être exposée dans ses grandes lignes n'est en réalité qu'une demi-méthode, car elle n'exclut pas les autres et, quoi qu'en dise notre ami, il lui faut quand même raisonner ce qu'il fait. Ses applications sont forcément limitées, le remplacement aveugle de toutes les pièces amoibles d'un étage malade ne s'impose pas toujours, et du reste conduit assez souvent à un gros travail quand le câblage est compliqué.

Il reste cependant quelques bonnes choses que nous allons examiner d'un peu plus près.

23. — Le poste à tout faire.

● La substitution d'un étage qui marche à un autre dont on n'est pas sûr est évidemment un procédé commode qui donne d'utiles indications. Nous en avons du reste déjà écrit ailleurs (*). Il donne d'excellents résultats quand les caractéristiques ne sont pas trop divergentes : en particulier, l'admissibilité de grille et la polarisation de l'étage greffé doivent être suffisantes pour ne pas risquer la saturation si l'étage précédent est un peu nerveux. Pour des raisons évidentes, les découplages devront être très soignés.

Comme en principe chaque étage peut emporter avec lui son alimentation, on peut parfaitement substituer une partie du « poste à tout faire » alternatif à une partie d'un tous-courants, puisqu'il n'intervient que pour recevoir ou donner des volts oscillants. Il suffira au besoin de mettre les énergies à l'unisson par un doseur qui peut être un simple diviseur de tension ou un potentiomètre.

Reste la question de l'antifading. Deux solutions : ou faire les retours à la masse, ou bien modifier éventuellement les résistances doseuses sous le contrôle du voltmètre électrique. La seconde est un peu plus longue, mais préférable.

Quant à la contre-réaction du récepteur à dépanner, il faudra la rendre inactive si on est obligé de substituer une partie de la BF contrôlée par elle, car son réglage entraînerait trop loin.

(*) Memento Tungsram I-II : Le Dépannage chirurgical.

● Le poste à tout faire ne diffère absolument en rien d'un récepteur banal, puisque c'en est un, réduit au seul châssis, sans haut-parleur ni alimentation. On peut parfaitement se servir d'un poste un peu ancien modernisé en 6,3 volts et 472 Kc/s. Ce qui importe, c'est qu'il ait des lampes nerveuses, à bonne pente et bien réglées, afin de faire de brillantes performances. Le haut-parleur et l'alimentation seront séparés pour pouvoir les brancher seuls sans tout mobiliser. D'ailleurs, tout dépanneur devrait avoir un H.P. muni d'un transformateur à impédance d'entrée réglable (primaire à prises) et une boîte d'alimentation universelle donnant toutes les tensions de chauffage (6,3 et 4 volts), la haute tension bien filtrée par deux cellules et bien stabilisée, ainsi que quelques tensions de polarisation réglables.

OSIRIS, LE POSTE A TOUT FAIRE

(Voir Planche dépliable, fig. 44)

Il s'agit de pratiquer, dans le câblage de ce châssis, un certain nombre de coupures, qui seront normalement court-circuitées, mais que nous pourrons aisément rouvrir pour isoler un étage ou certains organes et les brancher. Ces coupures sont représentées par un cercle sur le schéma de la figure 44. Il y a d'abord les cercles à centre blanc : ce sont les prises de haute tension qu'on fera bien de peindre en rouge pour éviter les erreurs funestes, de fixer solidement au châssis pour éviter les courts-circuits dangereux pour l'alimentation, de réunir au même endroit pour faciliter les groupements et de constituer par des prolongateurs isolés à vis et trous sous porcelaine ou bakélite dont il va être question.

Quant aux cercles noirs numérotés, ce sont de vraies coupures et non des terminaisons. Il faudra bien se résigner à faire des contacts et non des soudures qui prendraient trop de temps. Une broche de lampe s'engageant dans une douille à pince retirée d'un support de lampe fournit bien une première solution, mais cela demande des fils souples et un effort qui finit par tordre les connexions. Finalement, le père d'Osiris a choisi une solution simple et pratique qui a toutes sortes d'avantages. Vous achetez une demi-douzaine de prolongateurs électriques qu'on appelle aussi des « morceaux de sucre », en les choisissant du plus petit modèle. Vous en cassez la porcelaine, cela vous donne douze prolongateurs unipolaires, vous les sciez par le milieu, ce qui fait vingt-quatre mignonnes petites bornes ayant chacune un trou et une vis de serrage (fig. 45). Il n'y a plus qu'à souder chacune d'elles à un bout de chacune des coupures, du côté de l'étage ou de l'organe servant de greffon. L'autre bout s'engagera dans le trou par un coude terminal permettant un dégagement latéral aisément, même si les connexions sont courtes. Il y a évidemment intérêt à renforcer et raccourcir la connexion porteuse de la borne.

Notons aussi que les coupures 3 et 6 n'ont été indiquées que pour mémoire, elles correspondent simplement à l'enlèvement du clip du téton de grille des lampes, sans autre appareillage.



Fig. 45. — 1 MORCEAU DE SUCRE = 4 PROLONGATEURS.

24. — L'échange-standard.

Le branchement d'une partie du poste à tout faire n'offre aucune difficulté et se pratique le plus souvent sans rien dessouder dans le récepteur.

Pour remplacer le changeur de fréquence, par exemple, nous brancherons l'antenne et la terre à Osiris, dont la masse sera réunie à celle du récepteur tandis que son retour de grille 1 sera mis à la masse pour commencer, et sa plaque convertissuse (2) réunie à celle du récepteur, ce qui ouvre la coupure 2 et isole l'étage du reste. On paralyse le changeur de fréquence du récepteur en court-circuitant le condensateur variable d'oscillation, et la substitution est faite.

Le remplacement d'un étage MF est encore plus facile. On coupe 3 et 5 sur Osiris, on raccorde sa grille au clip enlevé de la grille MF du poste, et sa plaque 5 à celle MF de la même lampe. La lampe d'Osiris avec tous ses réglages se trouve ainsi greffée sur le récepteur qui garde ses propres transformateurs. En étudiant la figure 24, on peut voir qu'il est possible de substituer de même, soit l'étage tout entier, soit seulement ses transformateurs à l'entrée ou à la sortie, soit encore deux étages MF ou lieu d'un. Toutefois, le prêt des transfos exige dans le récepteur la séparation d'une soudure à l'endroit le plus commode entre la plaque précédente et la haute tension, afin de mettre hors circuit le primaire du transfo remplacé dont le secondaire est automatiquement coupé quand on enlève le clip de la grille.

La détection offre la même variété de substitutions, puisqu'on peut utiliser tout l'étage avec la préamplificatrice et le dernier transfo MF, ou la détection + préampli (coupures 9, 10 et 13), ou le bloc détecteur seul avec son filtre MF (coupures 10, 11, 12), ou toute la détection sans préampli (coupures 9, 10, 12), ou la préampli seule (coupures 12 et 13). Les branchements se suggèrent d'eux-mêmes.

L'étage de sortie ne demande aucun commentaire.

Comme on le voit, le poste à tout faire est d'un emploi très commode et ses applications sont nombreuses, car il se branche dans ses multiples combinaisons avec presque autant de facilité qu'un milliampèremètre. En HF et MF, on aura soin de faire des connexions courtes et minces pour réduire autant que possible la capacité.

25. — La panne intermittente.

C'est la bête noire du dépanneur, la maladie qu'on n'est jamais sûr de guérir, qui peut faire perdre des journées sans résultat, et qui nous met les nerfs en pelote pour se solder, quand on a le rare bonheur de mettre le doigt sur le point sensible, par une soudure ou le remplacement d'une pièce de rien du tout, donc par une perte sèche.

Osiris apporte une arme nouvelle quand le cycle des coupures ou des affaiblissements n'est pas trop lent, ou quand elles se produisent lorsqu'on touche au récepteur. Il suffit de lui remplacer d'abord sa HF, puis sa MF, puis sa BF par celles du poste à tout faire, de mettre en marche et d'attendre. Si le défaut disparaît, il y a des chances pour qu'il se trouve dans l'étage mis au repos. En serrant de plus en plus le champ des investigations, ce qui est facile avec un tel auxiliaire, il y a de fortes chances de mettre la main au collet de l'organe délinquant ou de la soudure collée qui cause tant de mal. Et si on ne voit rien, il reste toujours la ressource de remplacer tout ce qui peut l'être : lampe, condensateurs et résistances, et de refaire toutes les soudures même celles qui semblent les plus vertueuses. C'est souvent moins long, moins cher et plus efficace que les recherches méthodiques.

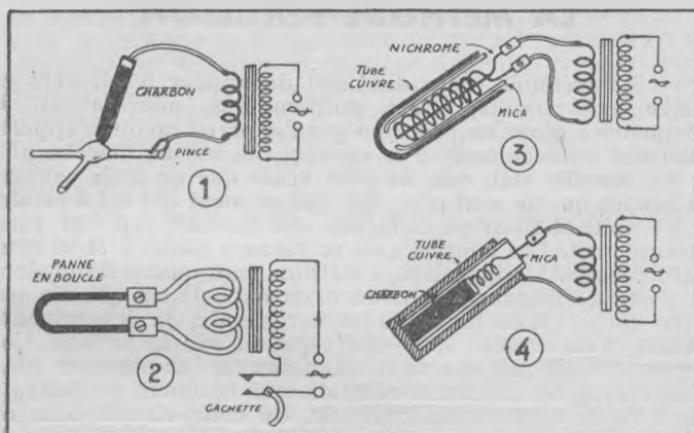


Fig. 46. — PRINCIPES DE FERS A SOUDER RAPIDES.

1. Soudure au charbon. - 2. Pistolet à souder.
3. Panne-cathode. - 4. Panne creuse à charbon.

26. — Les petits frères d'Osiris.

Il a déjà sa boîte d'alimentation et son haut-parleur universel, ce qui est bien. On peut encore le compléter par deux accessoires qu'on achète tout faits ou qu'on se fabrique

(*) Voir Memento Tungsram III : « Groggnements et Silences » et IV « Les interruptions ».

justement à l'aide des pièces récupérées par l'échange standard : une décennie de capacités et une décennie de résistances. Avec cela, vous faites défiler diverses valeurs en un temps record, c'est l'idéal pour régler une polarisation, un tone-contrôle, une contre-réaction, un découplage, pour choisir une bonne valeur de condensateur de liaison, etc...

L'accessoire tout indiqué de ces belles choses, c'est un fer à souder à chauffe rapide (fig. 46). Pour le dessoudage, le transfo BF avec électrode en charbon a nos préférences, parce qu'il ne consomme rien à vide et qu'on n'attend pas une seconde — mais il convient moins bien pour le soudage, qui ne se fait vraiment bien qu'avec une panne en cuivre. Il reste alors trois solutions : celle de la panne tubulaire chauffée intérieurement à basse tension comme une cathode, une semblable où le chauffage interne se fait par le contact imparfait d'un charbon, et celle de la boucle en gros fil de cuivre rouge chauffée par le courant secondaire d'un transfo abaisseur muni d'une crosse et d'un contact à gâchette comme un revolver. Tout cela se trouve dans le commerce, ou se bricole.



LA MÉTHODE BERTILLON

— Ma méthode, nous dit l'ami dépanneur n° 4, tient en quatre mots : volts, ohms, milliampères, microfarads. Je commence à poser en principe que l'appareil qu'on m'apporte a marché correctement. Par conséquent, s'il ne marche plus ou s'il marche mal, cela ne peut venir que de trois causes : les lampes qui ne sont plus oké, l'alignement qui est à refaire et les volts-ohms-ampères-farads des circuits qui ont varié sérieusement. Les lampes, cela se mesure d'abord et se remplace ensuite. L'alignement, c'est bien rare quand il empêche un poste de marcher et qu'on m'en apporte un qui n'a pas autre chose. Mais les volts et compagnie, je les retrouve partout, c'est comme le péché répandu sur le monde. Une coupure ? Cela fait des volts en moins ou des ohms en plus. L'antifading ou la contre-réaction qui bloquent ou bafouillent ? Voyez ohms et microfarads. Un court-circuit dans un bobinage ? Toujours les ohms révélateurs. Une distorsion, un ronflement, une faiblesse, un accrochage ? Vous pouvez être sûr de trouver un des conjurés dans le coup.

— Donc, il n'y a qu'à tout mesurer pour mettre infailliblement le doigt dans la plaie ?

— Oui, mais à la condition de savoir mesurer et d'interpréter correctement les chiffres. Voyez-vous, je fais comme la police quand un crime a été commis. Au lieu de faire des tas de suppositions, de bâtir des chefs-d'œuvre de logique ou de mobiliser l'artillerie lourde des générateurs et des oscillographes, je recueille d'abord des indices, des empreintes digitales, je fouille tout, je mesure tout, et puis je compare

ma récolte avec mes fiches signalétiques des délinquants et mes renseignements sur les habitudes de la victime. Cela ne m'empêche pas de réfléchir pendant ce travail et de vérifier certaines hypothèses.

— Mais toute cette anthropométrie doit vous prendre énormément de temps ?

— Cela dépend beaucoup de la disposition des lieux, mais c'est en général assez rapide, parce qu'on finit par connaître des raccourcis qui réduisent au minimum les quelques des-soudages et ressoudages nécessaires. Quand le voltmètre est en marche, il a vite fait de mesurer toutes les tensions du poste. Le mien fait 15.000 ohms par volts, il me donne une bonne idée des tensions d'antifading. Même chose pour les ohms, les millis et les capas. Je fais des listes abrégées de chiffres importants ou singuliers que je trouve, avec le nom du châssis, celui de son propriétaire, et cela va grossir ma documentation. Et je fais cela pour tous les postes qui m'arrivent.

— J'admire votre esprit de méthode peu commun, mais je crains que beaucoup de vos mesures ne servent à rien.

— Détrompez-vous. Sur un poste ainsi peigné, vous ne trouverez plus une seule puce. J'ai noté au passage la résistance qui a varié, le chimique qui faiblit sans trop le montrer, le condensateur qui peut encore passer, mais dont on fera bien de se souvenir à l'occasion, le contact résistant du commutateur, la variation irrégulière du potentiomètre dont la piste s'encrasse ou s'use, l'isolement douteux d'un bobinage. Quand il me reviendra, je saurai où regarder d'abord, si je n'ai pas changé les pièces encore passables. Et lorsqu'un poste du même type m'arrivera, je connaîtrai d'avance ses points faibles.

— En somme, vous faites tout avec un bon contrôleur universel ?

— C'est bien mon principal outil, mais j'ai aussi un petit pont d'impédance que je ne donnerais pas pour un sourire de Mistinguett. Il est sous pression toute la journée, ses pointes de touche toujours prêtes à mesurer une capacitance, une résistance ou une inductance. Avec lui, les soudures collées révèlent leur secret, un contact défectueux confesse ses deux ou trois ohms, on ne prend pas cent picofarads pour un demi-micro, ni un condensateur à cent sous pour un étalon de laboratoire, parce qu'il doit avouer non seulement sa vraie capacité, mais encore son angle de perte. A part cela, je n'ai guère qu'un lampemètre et une vulgaire hétérodyne qui a pas mal de bouteille, mais dont je me contente en attendant d'avoir touché le gros lot. »

27. — D'abord, des mesures utilisables.

Un poste de T.S.F. n'est, après tout, qu'un assemblage plus ou moins complexe d'organes plus ou moins résistants, dans lesquels circulent des courants qui font naître des différences de potentiel entre certains points. L'étude d'un tel réseau en

alternatif est particulièrement ardue : elle exige en effet la connaissance des mathématiques dites supérieures, rien que pour être correctement comprise.

Fort heureusement, le dépanneur peut laisser aux ingénieurs d'étude cet aspect aride de la radio, car si la physiologie exacte du récepteur lui échappe partiellement, il lui reste l'anatomie qui ne recèle aucun secret, puisqu'il peut tout disséquer et qu'il a tout sous les yeux. Dans un poste bien portant, les résistances des organes sont bien définies et ne doivent pas varier, de même que les chutes de tension qu'elles provoquent. Il suffit donc de mesurer les résistances, les tensions ou les deux pour se faire une idée fort concrète, sinon du mécanisme exact du trouble constaté, du moins de sa cause et de sa localisation. Et c'est le plus souvent tout ce qu'il faut pour guérir le malade.

L'avantage de la méthode, c'est qu'elle ne fait guère appel qu'au courant continu, ce qui simplifie énormément les choses : plus besoin de s'encombrer d'équations trapues et de puissants raisonnements, il suffit d'appliquer la toute simple loi d'ohm en continu. Par contre, elle vaut ce que valent la documentation du dépanneur et l'exactitude des mesures qu'il fait. S'il n'est pas capable d'interpréter une tension relevée en un certain point, ou s'il ne sait pas quelle doit être la résistance normale d'un organe, il ne sera pas plus avancé que si on lui téléphonait en chinois la cause exacte de la panne. De même, si son voltmètre indique 5 volts là où il y en a près de 100, ou si son ohmmètre est incapable de mesurer les faibles et les hautes résistances, le diagnostic devra encore faire appel au très fameux pifomètre.

28. — L'outillage nécessaire.

Il faut donc disposer avant tout d'un excellent contrôleur universel d'au moins 2.000 ohms par volt si on veut lire des tensions susceptibles d'interprétation. Cette résistance est encore insuffisante dès qu'il y a une résistance importante en jeu : mesure des tensions d'écran, d'antifading, etc. Un 5.000 ohms par volt est mieux, un 20.000 ohms par volt est excellent, mais trop fragile pour traîner sur les établis.

Mais le contrôleur, quelle que soit sa qualité, mesure mal les capacités faibles et les résistances de quelques ohms ou de quelques mégohms. Or, ce sont celles qui nous intéressent justement le plus. Il est bon par conséquent de le compléter par un petit pont d'impédance qui supplée à ses défaillances et permet, entre autres services, la mesure de la résistance des mauvais contacts.

Cependant, il y a encore mieux à notre avis : c'est le curieux Mécanomètre (*) qui nous semble bien être l'instrument n° 1 du dépanneur progressiste, car il mesure une gamme formidable de valeurs en lecture directe, sans attente, sans précautions, sans risque de « griller » un cadre : des tensions continues de 0,1 à 1.800 volts, des intensités de

(*) Mecanotest, à Rueil-Malmaison (S.-et-O.).

2 microamps à 1,9 A, des résistances de 0,1 ohm à 1.000 mégohms, des capacités de quelques picofarads à 100 micros, des selfs de 100 millihenrys à 10 H. Comme l'entrée est l'espace cathode-grille d'une lampe, l'appareil mesure les tensions sans consommation, en alternatif aussi bien qu'en continu, aux fréquences les plus basses et même en ondes courtes, car il est en même temps voltmètre électrique.

29. — Rappel de quelques règles.

Pour tirer tout le profit des mesures qu'on fait, il est bon de connaître les lois élémentaires des circuits, et surtout de savoir les appliquer :

● Loi d'Ohm : $E = IR$.

Pour se la rappeler, il suffit de mettre les lettres dans l'ordre alphabétique. On en tire aisément chaque valeur :

Volts = ampères \times ohms;

Ampères = volts divisés par ohms;

Ohms = volts divisés par ampères.

Surtout, ne pas faire de salade avec des milliampères alliées à des volts ou des mégohms ! Les unités sont le volt, l'ampère et l'ohm.

● Lois de Kirchhoff.

Il y en a deux, dont l'évidence saute aux yeux :

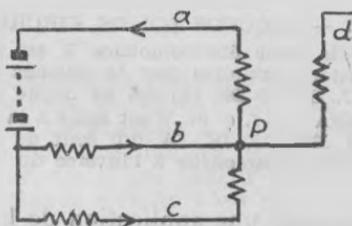


Fig. 47. — PREMIERE LOI DE KIRCHHOFF.

APPLICATION AU POINT P : Si le courant $b + c$ est plus petit que a , le courant d va vers le point P. Dans le cas contraire, il s'éloigne de P.

Si $b + c = a$, le courant d est nul.

1° Le courant ne s'accumule nulle part dans un circuit : donc les ampères qui arrivent en tout point sont égaux à la somme des ampères qui le quittent (fig. 47) ;

2° Dans tout trajet fermé de n'importe quel circuit, la somme algébrique des forces électromotrices rencontrées est égale à la somme algébrique des chutes de tension (fig. 48).

Ces deux lois sont en somme un aspect nouveau de l'axiome de Lavoisier : rien ne se perd, rien ne se crée. Elles fournissent un puissant moyen d'étude des réseaux complexes de radio, où l'on trouve tant de résistances visibles ou occultes et tant de noeuds où se divisent les courants. La seconde loi surtout est précieuse pour déterminer la tension qu'on doit

trouver aux deux bouts d'une résistance et vérifier si on n'a rien oublié. En partant d'un point, on additionne les forces électro-motrices dirigées dans un sens et on retranche celles de sens opposé, on soustrait les chutes de tension rencontrées dans le sens du courant et on ajoute celles parcourues à rebrousse-poil : le total doit être égal à zéro quand on se retrouve au point de départ, quel que soit le trajet suivi dans le réseau, sinon, il y a quelque erreur ou quelque omission, par exemple une résistance insoupçonnée. C'est comme le voyageur qui revient chez lui après un long parcours, la somme de ses montées est exactement égale à celle de ses descentes.

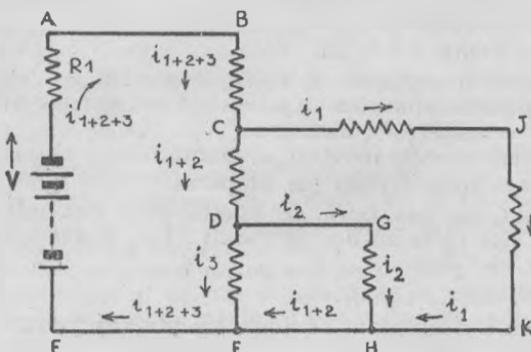


Fig. 48. — SECONDE LOI DE KIRCHHOFF.

Trajet ABCDEFA : la force électromotrice V est égale à la somme des chutes de tension produites par le passage du courant dans R_1 , BC, CD et DE (toutes de même sens).

Trajet ABCJKHGDEFA : la f. e. m. V est égale à la somme des chutes de tension dans R_1 , BC, CJ, JK, DE qui sont de même sens, moins celle dans GH parcourue à l'inverse du courant.

La figure 48 montre une application de la seconde loi de Kirchhoff dans un réseau complexe, où le sens du courant est indiqué par les flèches. Remarquez en passant que le courant total traverse R_1 et BC — qu'un même courant traverse CJ et JK — que celui dans CD est la somme de ceux dans DE et GH, etc. Il ne faut surtout pas omettre la résistance interne de la source de tension, représentée ici par R_1 .

Les lois d'Ohm et de Kirchhoff s'appliquent également en courant alternatif, mais il faut alors remplacer les résistances par les impédances et faire des sommes géométriques au lieu d'algébriques afin de tenir compte des déphasages, ce qui complique passablement le calcul...

● Sommes de résistances.

On sait que les résistances en série s'ajoutent tout simplement, mais beaucoup de dépanneurs sont embarrassés pour déterminer la somme de plusieurs résistances en parallèle (cas des filaments de chauffage d'un poste alternatif, par exemple). Les règles sont simples :

— La résistance équivalente de deux résistances en parallèle est égale à leur produit divisé par leur somme.

Exemple : 10 K Ω et 30 K Ω donnent 10 × 30 divisé par 10 + 30, soit 7,5 K Ω .

— S'il y en a plus de deux, il vaut mieux appliquer la formule générale : la somme de résistances en parallèle est égale à l'une d'entre elles, divisée par la somme de 1 plus les quotients de cette résistance par chacune des autres. Autrement dit : $a + b + c + d$ en parallèle = $\frac{a}{1 + \frac{a}{b} + \frac{a}{c} + \frac{a}{d}}$

Exemple : 50, 10, 25 et 100 ohms en parallèle donneront :

$$\frac{100}{1 + \frac{100}{50} + \frac{100}{10} + \frac{100}{25}} = \frac{100}{1 + 2 + 10 + 4}$$

soit 100 divisé par 17, ce qui donne environ 5,9 ohms.

30. — La mesure des tensions.

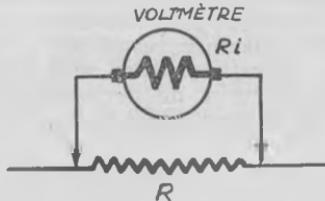


Fig. 49

Avec un voltmètre très résistant (20.000 ohms par volt), ou mieux encore avec un appareil tel que le mécanomètre, aucune difficulté : on branche n'importe où, on lit et c'est tout. Par contre, les instruments moins résistants donnent des lectures entachées d'une erreur plus ou moins grande lorsque leur résistance interne n'est pas très importante par rapport à celle qui existe entre les deux points où se fait la mesure (fig. 49). En effet, le voltmètre ne mesure pas la tension existant aux extrémités de la résistance R, mais bien de celle formée par la mise en parallèle de R et de la résistance interne Ri du voltmètre. Or, nous savons que la résistance résultante est toujours plus petite que la plus faible des deux : par conséquent, la tension lue sera inférieure à celle qui existe réellement aux bornes de R, et d'autant plus que Ri sera plus faible. D'où la règle : *Quand on doit mesurer une tension entre deux points séparés par une résistance appréciable avec un voltmètre normal, il faut régler celui-ci sur la gamme de tensions la plus élevée qui permette encore une lecture correcte.*

Par exemple, soit à mesurer une tension d'écran de 40 volts, produite par le courant d'écran de 0,5 mA traversant la résistance chutrice de 80.000 ohms (fig. 50), en nous servant d'un voltmètre à 2.000 ohms par volt dont les gammes sont 2,5, 10, 50, 250, 1.000 volts.

a) Si nous prenons la gamme de 50 volts qui semble la plus indiquée, la résistance interne du voltmètre, égale à 100.000 ohms, va se trouver en parallèle avec la R chutrice, ce qui fera une résultante de 44.000 ohms. Le courant d'écran traversant cette résultante donnera, selon la loi d'Ohm, une chute de tension de $0,0005 \times 44.000 = 22$ volts, soit une erreur de 45 %.

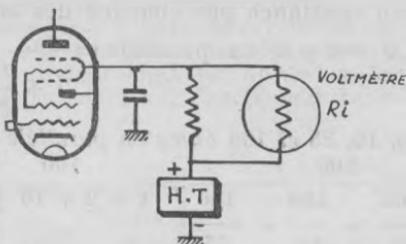


Fig. 50

b) Si nous choisissons la gamme 1.000 volts, nous lirons difficilement 40 volts avec une sûreté acceptable. Nous prendrons donc la gamme 250 volts, où 40 volts se lisent commodément. La résistance interne de l'appareil sera $2.000 \times 250 = 500.000$ ohms qui, mis en parallèle avec les 80.000 de la chutrice, feront une résistance résultante de 69.000 ohms, et la chute de tension lue au voltmètre sera cette fois $0,0005 \times 69.000 = 34,5$ volts. L'erreur ne dépasse pas 14 %. Si nous avions pu utiliser la gamme 1.000 volts, elle n'eut plus été que de 3,75 %.

- Avec un contrôleur à résistance encore plus faible, on comprend que les lectures deviennent fantaisistes dès que le circuit extérieur présente une certaine résistance. Il n'y a plus que deux moyens : ou bien corriger les lectures comme nous venons de l'esquisser, ou bien mesurer les intensités et calculer la tension désirée en appliquant la loi d'Ohm.

31. — La mesure des résistances.

Partant de l'idée fausse que les résistances n'ont pas besoin d'être justes, sauf peut-être celles de polarisation, beaucoup de dépanneurs ne s'en occupent guère que pour changer occasionnellement une résistance coupée. Pourtant, les résistances ne sont pas invariables, surtout celles qui dissipent de l'énergie, et leurs variations peuvent compromettre sérieusement le fonctionnement d'un récepteur. Il n'est pas indifférent, par exemple, que la résistance chutrice d'un écran ou d'une plaque oscillatrice varie de 30 %. Or, on constate souvent des variations bien plus importantes.

Faut-il donc vérifier toutes les résistances d'un poste ? En principe, oui, en pratique, non, car il y a des résistances qu'on ne peut mesurer individuellement qu'en dessoudant un de leurs bouts (heureusement assez rares) et d'autres d'un intérêt assez faible pour admettre des variations importantes sans gros inconvénient (par exemple celles d'un contrôle de tonalité). Le plus souvent, on peut vérifier les principales

sans même sortir le châssis de sa boîte, quand on a le schéma sous les yeux. Voyez par exemple la figure 51, où l'on mesure, poste débranché, aux douilles des lampes et à la masse :

- R₂ entre cathode 6 A 8 et masse;
- R₃ entre cathode 6 A 8 et grille 1;
- R₄ entre écran et masse;
- R₅ entre grille 2 de 6 A 8 et écran 6 F 6;
- R₆ entre cathode 6 K 7 et masse;
- R₇ entre écran 6 K 7 et écran 6 F 6;
- R₁₀ entre cathode 6 Q 7 et masse;
- R₁₁ entre plaque 6 Q 7 et écran 6 F 6;
- R₁₂ entre grille 1 de 6 F 6 et masse;
- R₁₃ entre cathode 6 F 6 et masse;
- P₁ entre grille 6 Q 7 et masse.

VOIR PLANCHE DEPLIABLE

Fig. 51.

Il ne reste que R₁, R₈ et R₉ que nous n'atteignons pas directement. Mais nous pouvons mesurer R₁ + R₈, en mettant le commutateur sur 3 et en mesurant entre grille 4 de 6 A 8 et plaque diode 6 Q 7; l'erreur due à la présence en série de la bobine B ne sera pas bien grande, car R₁ et R₈ ont des valeurs beaucoup plus élevées. Si nous mesurons maintenant entre la grille 4 de la 6 A 8 et la cathode de la 6 Q 7, nous aurons la somme R₁ + R₈ + R₉. Par différence, nous en tirons aisément la valeur de R₉.

Dans ces mesures comme dans celles qui suivent, il ne faut pas perdre de vue que les résistances au carbone ne sont étalonnées qu'à 10 % près, et qu'un ohmmètre courant n'est guère plus précis, surtout aux extrémités du cadran. Par conséquent, une résistance marqué 0,5 M qui indique 450.000 ou 550.000 ohms quand on la mesure avec un contrôleur doit être absolue.

Voilà donc toutes nos résistances — ou plutôt tous nos résistors (pour employer un néologisme dont le besoin se fait sentir), mesurées sans rien ouvrir ni dessouder. Si nous trouvons des valeurs très différentes de celles indiquées, c'est qu'il y a coupure ou vieillissement en cas d'excès, et court-circuit plus ou moins franc en cas de déficience. Par exemple, R₁₀ beaucoup plus faible accuse C₁₀ de court-circuit, et R₉ nul est coupé ou accuse C₁₀.

Mais il y a bien d'autres résistances à mesurer que celles des « résistors », à commencer par l'isolement des pièces et l'absence de fuites dans les condensateurs, ce dont on ne se méfie pas assez. Ces mesures exigent évidemment un mégohmmètre, un pont ou un mécanomètre, mais elles en valent la peine. On vérifie ainsi les bobinages : par exemple, l'égalité des primaires et des secondaires des transfos MF, pour déceler les courts-circuits internes, ainsi que les deux demi-secondaires du transfo d'alimentation, qu'on mesure entre les deux douilles plaque de la valve et la masse. On vérifie en même temps l'isolement entre les bobinages et la

masse (au besoin en dessoudant provisoirement celle-ci), dans tous les transfos, selfs de filtrage et haut-parleur, l'isolation des condensateurs variables, le bon état de ceux de découplage et de filtrage.

32. — La résistance des bobinages.

Quelques constructeurs consciencieux, malheureusement trop peu nombreux, publient les résistances normales de leurs bobinages, ce qui facilite énormément la recherche des courts-circuits entre spires. Il est à souhaiter que ce service s'intensifie. En attendant, le dépanneur n'a d'autre ressource que de constituer lui-même sa documentation petit à petit, en notant les valeurs rencontrées dans les postes qui lui arrivent.

Nous allons indiquer quelques valeurs courantes, en prévenant le lecteur qu'il existe des exceptions et que ces tableaux ne remplacent pas la documentation conseillée plus haut. Les chiffres s'appliquent aux bobinages de la figure 52, qui représente la disposition la plus répandue dans les postes pas trop anciens.

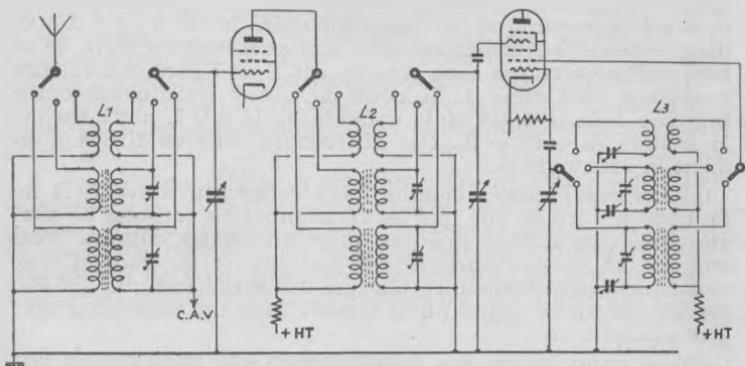


Fig. 52.

S'il n'y a pas d'étage haute-fréquence, les bobinages L_1 prennent simplement la place de ceux L_2 qui sont, de ce fait, supprimés.

RESISTANCES COURANTES DES BOBINAGES HF

Gamme	Transfo d'antenne		Transfo H.F.		Oscillateur	
	Primaire	Secondaire	Primaire	Secondaire	Primaire	Secondaire
O.C.	0,1 à 0,5	0,1 à 0,5	0,1 à 0,5	0,1 à 0,5	0,1 à 0,5	0,1 à 0,5
P.O.	10 à 40	2 à 6	4 à 20	2 à 10	2 à 8	2 à 8
G.O.	20 à 150	15 à 50	25 à 100	15 à 60	6 à 30	4 à 25

Les chiffres les plus bas correspondent aux bobinages à fer divisé.

TRANSFORMATEURS M.F. : Leur résistance est habituellement très faible quand ils sont bobinés sur noyau en fer divisé : de 2 à 6 ohms. Ceux à air accordés sur 450 Kc/s et au-dessus ont une résistance environ double. Quant aux anciens transfos accordés sur 130 Kc/s environ, leur résistance oscille de 80 à 150 ohms.

SELF DE FILTRAGE : de 200 à 2.000 ohms.

EXCITATION DU H.P. : en série 1.000 à 2.500 ohms, en parallèle 2.500 à 8.000 ohms.

TRANSFORMATEUR DE SORTIE : Primaire 200 à 800 ohms, Secondaire + bobine mobile : 0,1 à 20 ohms.

TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION : très variable suivant puissance et qualité. Pour un poste moyen : Primaire : 20 à 150 ohms. Chaque demi-secondaire : 100 à 300 ohms.

33. — Les condensateurs.

Les mesures de capacité à l'aide d'un contrôleur courant sont d'un intérêt assez mince, car il ne peut guère estimer que les capacités un peu importantes non électrolytiques. Il servira surtout comme ohmmètre pour déceler les fuites et les claquages.

Des condensateurs tels que C-2, 3, 4, 7, 9, 19, 21, 11 de la figure 51 se vérifient au point de vue de l'isolement rien qu'en mesurant la résistance entre certaines douilles et la masse, donc sans rien démonter. Par contre, la mesure des capacités demande souvent un dessoudage, et c'est ici qu'on apprécie l'utilité d'un fer à chauffage rapide dont il a été question plus haut.

Et on n'oubliera surtout pas de vérifier l'isolement des condensateurs de filtrage C17, ce qui se fait commodément en mesurant la résistance entre la cathode de la valve et la masse pour l'un, l'écran de la 6F6 et la masse pour l'autre. On doit trouver au moins 2.000 ohms avant d'avoir le droit de brancher l'appareil au secteur.

Bien entendu, tous les récepteurs ne sont pas aussi simples que celui de la figure 51, mais les débutants eux-mêmes n'auront aucune difficulté à déterminer et faire les mesures de résistance qui s'imposent en examinant attentivement le schéma.

● Quelques cas montreront tout le parti qu'on peut tirer des mesures de résistance.

— Un récepteur était « indéronflable » et sa puissance était faible, ce qui semblait normal étant donné l'âge des lampes. Condensateurs de filtrage en bon état, valve idem, tensions bonnes, condensateur de liaison non fuyant, pas d'induction en vue, bon blindage du fil de grille de la pré-ampli — bref, tout semblait en ordre. Mais une mesure de la résistance de l'enroulement excitateur du HP, qui servait de filtrage, montra ce que les mesures de tensions n'avaient pas révélé : une centaine d'ohms seulement, par suite d'un court-circuit entre spires et le fil d'entrée qui longeait la joue de la bobine. Le courant passait bien, mais se filtrait mal et n'excitait pas suffisamment le H.P.

— Quand on ne dispose pas d'un voltmètre sans consommation, nous avons vu que la mesure de certaines tensions devient décevante. Il reste alors la ressource de mesurer le courant et la résistance qu'il traverse, puis d'appliquer la loi d'Ohm qui donne alors la tension vraie.

— La résistance des contacts des combinateurs est, elle aussi, de la plus haute importance, car une résistance en série avec les circuits oscillants réduit énormément leur facteur de surtension, d'où perte de sensibilité et de sélectivité. Bien des faiblesses ne proviennent pas d'autre chose.

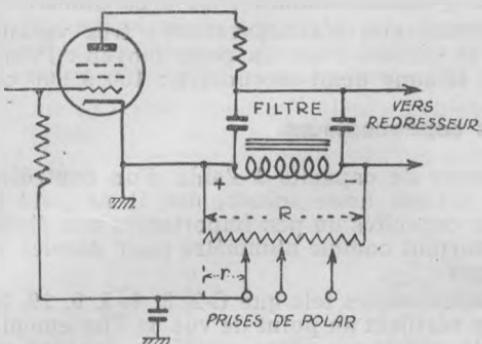


Fig. 53. — POLARISATION = TENSION AUX EXTREMITES DE R.
MULTIPLIEE PAR r/R .

— Dans certains appareils, la polarisation est obtenue par un diviseur de tension monté en parallèle sur la self de filtrage (fig. 53) ou un montage équivalent. Pour ne pas compromettre le filtrage, les résistances du diviseur sont importantes, et de ce fait la mesure des tensions de polarisation à l'aide d'un voltmètre ne donne que des résultats douteux. Au contraire, il est bien facile de mesurer la différence de potentiel aux extrémités de la self, ainsi que la valeur exacte des résistances du diviseur, et d'en tirer les tensions de polarisation réelles en appliquant une simple règle de proportions.

34. — Et s'il n'y a pas de schéma ?

Dans ce cas, il reste toujours les valeurs inscrites sur les résistances et les condensateurs, qu'on peut vérifier pour voir s'il y a coupure, variation ou court-circuit. Dans le schéma de la figure 51, supposons que le condensateur C 11 soit claqué. P₁, qui fait 500.000 ohms, se trouve en parallèle sur la résistance de détection R₆ de même valeur, d'où une première cause de faiblesse. En outre, la tension d'antifading trouve en P₁ un chemin vers la masse et vers la grille 6 Q 7, d'où nouveaux troubles qui ne conduisent cependant pas à une panne totale. Les mesures de tension ne montreront rien, et on pourrait chercher longtemps si on ne mesurait pas C 11. On voit par cet exemple tout l'intérêt des mesures systématiques, même si on ne les comprend pas toujours, même

si on n'a pas de schéma. Tout condensateur autre qu'un électrolytique doit avoir une résistance théoriquement infinie.

Nous ne manquerons pas de mesurer les bobinages pour voir s'ils ont des valeurs logiques, et surtout de faire des essais de « résistance nulle », qu'on ne doit pas trouver :

- Entre plaque et grille de contrôle d'un tube;
- Entre cathode et grille écran;
- Entre cathode et plaque;
- Entre plaque et grille-écran, sauf dans le tube final;
- Entre la plaque d'un tube et la grille d'un tube suivant, sauf dans les amplis à liaison directe genre Loftin-White.

En l'absence de schéma, il faudra se méfier des mesures faites hâtivement sans libération d'une extrémité de l'organe vérifié, car il peut être relié à d'autres résistances par une connexion qui se perd dans le fouillis du câblage, si bien qu'on mesure en réalité plusieurs résistances en série ou en parallèle sans le savoir. Un peu d'attention évite cet inconvenient.

35. — Les condensateurs électrolytiques.

Une capacité chimique a toujours un peu de fuite, qui est normalement de l'ordre de :

- 500.000 ohms pour un 16 μ F à 500 volts;
- 25.000 » » 50 μ F de filtrage tous courants;
- 20.000 » » 25 μ F de polarisation.

En mesurant ces résistances avec un ohmmètre, il faut les brancher dans le bon sens, car si la polarité du condensateur ne correspond pas avec celle de l'ohmmètre, on aura une lecture beaucoup trop faible. Dans le doute, c'est donc la résistance *la plus forte des deux* qui est la bonne, quand on inverse la polarité.

Quand le contact est établi, l'aiguille dévie fortement pendant la charge, puis revient lentement en arrière avant de se stabiliser. Il faut attendre ce moment avant de faire la lecture.

Un électrolytique de filtrage dont la résistance est plus faible que 100.000 Ω (50.000 pour un 8 μ F à 500 volts) doit être remplacé, car il ne tardera pas à périr. Par contre, si la résistance d'un chimique est normale, sa présence en shunt sur un « résisteur » de polarisation est pratiquement indécelable lors de la mesure de ce dernier et ne peut par conséquent troubler le diagnostic. Il en est du reste de même pour les chimiques de filtrage, dont la présence ne modifie pas plus de 5 % la résistance effective du circuit d'alimentation.

36. — Les résistances « variables à chaud ».

Malheureusement, toutes les résistances ne sont pas stables. Il peut exister des contacts parfaits à froid, mais qui se coupent à chaud sous l'effet de la dilatation, ou au

contraire des isolements insoupçonnables à froid qui se court-circuent quand le courant passe. Dans la première catégorie, on trouve les coupures d'enroulements, les mauvaises soudures, les chapeaux de résistances fixes, les connexions internes des lampes. Dans la seconde, l'isolement entre filaments et cathodes, les entrées de condensateurs, les chimiques partiellement claqué, les isolements entre primaire et secondaire ou entre bobinage et masse, etc.

Il est bien évident que les mesures faites à froid ne donneront qu'une indication douteuse, d'où la moralité : *Si les mesures de résistance « à froid » n'ont rien révélé, il faut recommencer « à chaud » celles qui peuvent être soupçonnées.*

Mais la résistance est parcourue par un courant. Si nous branchons notre ohmmètre, il sera lui aussi parcouru par le courant — et même sans courant, il mesurera la résistance *et le reste du circuit en parallèle avec elle*. Cette double cause d'erreur ne pouvant être évitée, il faut trouver autre chose. Nous mesurerons donc la chute de tension aux bornes de ladite résistance à l'aide d'un voltmètre résistant, ou bien l'intensité qui la traverse, ou les deux si nous avons besoin de précision, suivant les circonstances. Par exemple, une résistance qui se coupe à chaud pourra se contenter d'une mesure de chute de tension, qu'on verra varier au fur et à mesure de l'échauffement — un condensateur de découplage de cathode qui fuit à chaud demandera l'insertion d'un milliampermètre entre lui et la masse, à cause de la résistance de polarisation en parallèle.

37. — La mesure de consommation.

Si on a commencé sagement par la mesure des résistances, on peut planter bravement la fiche dans la prise de courant sans assister à la crémation du transformateur d'alimentation avec mise à mort de la valve. Mais nous sommes bien tranquilles : les bons conseils ne sont jamais suivis, et les gens pressés, qui sont les plus nombreux, commencent toujours par mettre le courant et mesurer les tensions.

Dans ce cas, la première mesure à faire n'est pas même une tension, mais une intensité : celle qui traverse le primaire du transfo d'alimentation. Il vaut la peine de brancher le récepteur avec le contrôleur commuté en ampèremètre et mis à la place du fusible du poste, ou encore à une prise de courant munie d'un ampèremètre fixe à fer mobile, donc d'un prix abordable, capable de lire jusqu'à 1,5 ou 2 ampères.

L'œil rivé sur le cadran, nous plantons donc la fiche dans la prise, tout prêt à l'en arracher instantanément suivant les réactions de l'aiguille. Il serait même plus prudent encore — surtout avec un tous-courants dont la valve est si fragile — d'avoir en série sur le tout un rhéostat (fig. 54) permettant de donner progressivement le courant à notre poste alternatif, qui consomme normalement un demi ampère environ pour un cinq lampes, et un ampère pour un gros poste alternatif à dix lampes avec sortie en push-pull. Un tous-courants ne dépasse guère 0,4 ampère.

Occupons-nous d'abord des postes alternatifs.

a) *L'intensité est beaucoup trop forte, l'aiguille bondit.*

Il faut éteindre sans délai, enlever la valve et remettre le courant :

— Si l'intensité tombe au-dessous de la normale, il y a court-circuit dans la valve ou le premier chimique de filtrage. Eteindre aussitôt;

— Si elle dépasse toujours la normale, le court-circuit est dans le chauffage des filaments. Eteindre aussitôt. Quand un poste a eu de pareils courts-circuits, le transfo d'alimentation s'en est trouvé malmené et il est bon de vérifier son isolement. A vide, un transfo normal admet un courant primaire de 0,1 à 0,3 ampère, représentant ses pertes dans le cuivre de ses enroulements et dans le fer de son circuit magnétique. Ce courant à vide sera d'autant plus faible que le transfo sera plus gros et de meilleure qualité, à nombre de lampes égal — mais un courant à vide important est toujours de mauvais augure et doit faire suspecter l'isolement des enroulements.

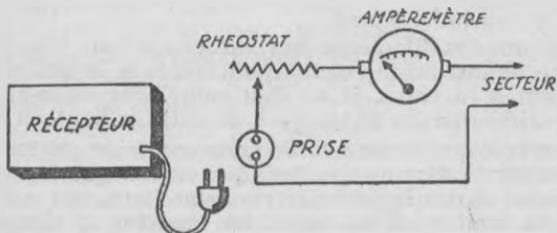


Fig. 54.

b) *Le courant est nul.*

La panne se trouve dans le circuit primaire : fiche-câble-fusible — surtout l'interrupteur — rarement l'enroulement du transformateur.

c) *Le courant est plus faible que la normale.*

Il y a probablement une coupure dans la haute tension (connexions de la valve au transformateur, self de filtrage), ou la lampe finale est inopérante (morte ou connexion coupée), ou bien la valve est à remplacer lorsqu'on aura vérifié l'isolement du premier chimique de filtrage.

d) *Le courant est un peu trop fort.*

Ici, trop de causes peuvent agir pour tirer un enseignement de l'indication de l'ampèremètre : court-circuit dans un primaire de transfo MF, un condensateur de liaison, ou de polarisation de la lampe finale, ou de découplage dans un étage quelconque — court-circuit dans le primaire du transfo de sortie ou la self de filtrage. Il faut procéder à des mesures de résistance pour encercler le défaut. Vérifier aussi si le distributeur du transfo d'alimentation n'est pas placé sur une tension trop élevée, ce qui augmenterait toutes les consommations.

- S'il s'agit d'un Tous-Courants, on fera bien de se souvenir que leurs valves sont particulièrement sensibles aux courts-circuits.

Ici, nous ne risquons guère de voir bondir l'aiguille à cause d'un court-circuit du premier chimique de filtrage, pour l'excellente raison que la valve est morte depuis longtemps si un tel court-circuit s'est produit. Nous nous garderons surtout de mettre une valve neuve tant que nous n'aurons pas la certitude que les chimiques sont bons et qu'il n'y a pas de court-circuit dans la H.T., toujours pour la même raison. Voyons maintenant ce que dit l'ampèremètre.

a) *Le courant est trop fort : plus de 0,5 A.*

Eteindre aussitôt, la valve est en danger. Les causes sont les mêmes que pour un poste sur alternatif, plus celles propres au tous-courants : court-circuit du filament de la valve ou de la lampe finale.

b) *Le courant est trop faible.*

La valve ou la lampe finale sont mortes, ou fatiguées, ou ont une connexion coupée, ou bien le premier chimique de filtrage est sec.

c) *Le courant est nul.*

C'est un des filaments qui est coupé, ou plus rarement la lampe ballast ou le cordon chauffant. Si le filament coupé appartient à la valve, il ne faut remplacer celle-ci qu'après avoir vérifié que les chimiques de filtrage sont en bon état.

● On voit que la mesure de consommation permet souvent de dégrossir le dépannage, mais pas mieux que la mesure des résistances et des isolements vue plus haut, qui a l'avantage de ne pas mettre les valves ou les transfos en danger.

38. — La mesure des tensions et des intensités.

Pour qu'un poste fonctionne bien, il faut que les tensions et les intensités continues prévues par le constructeur se trouvent à certains points caractéristiques, et en particulier aux connexions des lampes. Tout écart important est un symptôme de mauvais fonctionnement qui permet souvent d'en trouver la cause.

Les schémas publiés indiquent généralement quelques-unes de ces tensions et intensités, mais le dépanneur fera bien de prendre l'habitude de relever systématiquement les données manquantes sur tous les récepteurs en bon état qui lui passent entre les mains.

La mesure des intensités ne peut se faire qu'en insérant un milliampèremètre, donc en coupant une connexion. Autrefois, nous avions des « intermédiaires » qui s'intercalait entre les lampes et leur support, ce qui permettait d'insérer aisément l'instrument dans la plaque ou l'écran, mais la multiplication des culots différents et les capacités parasites ainsi introduites les ont démodés, et c'est bien dommage. Heureusement, nous avons maintenant la ressource de dessouder et ressoudre les connexions qui nous intéressent au support des lampes, en quelques secondes, grâce aux fers à chauffage rapide toujours prêts.

39. — L'alimentation.

Il y a deux types principaux de filtres H.T. : ceux à entrée par condensateur et ceux à entrée par self (fig. 55 et 56). Ils sont à une ou deux cellules, selon la qualité du filtrage désiré. Les selfs de filtrage sont autonomes, ou constituées par l'enroulement inducteur du haut-parleur, l'une d'elle ou même les deux pouvant être remplacées par une résistance à fort wattage dans les récepteurs peu puissants.

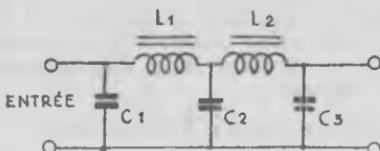


Fig. 55. — FILTRE A ENTREE CAPACITIVE.

L'entrée par self donne une meilleure régulation de la tension quand le débit est susceptible de subir des variations, mais l'entrée par capacité donne une tension filtrée plus grande, parce que sa capacité d'entrée C_1 se charge à la *tension de pointe* d'entrée alors que le premier condensateur de la fig. 56 se charge seulement à la *tension moyenne* (*) diminuée de la chute de tension due à la résistance de L_1 . C'est pourquoi l'entrée par capacité est presque exclusivement utilisée dans les récepteurs : elle permet d'obtenir une tension redressée élevée à l'aide d'un transformateur à prix abordable, mais elle paie cet avantage par la tension élevée qui martèle le premier condensateur C_1 qui doit être d'excellente qualité et éprouvé à une tension très supérieure à celle de service.

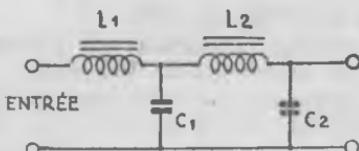


Fig. 56. — FILTRE A ENTREE SELFIQUE.

Un autre inconvénient de l'entrée par capacité, c'est qu'on a tendance à la faire la plus grande possible pour obtenir le maximum de tension redressée avec le minimum de tension alternative au secondaire du transformateur. En effet, C_1 de la figure 55 se charge bien à la tension de pointe, mais tend à se décharger dans le filtre pendant le reste de chaque demi-période (récepteur alternatif) ou de chaque période (tous-courants), et d'autant plus vite qu'il est plus petit, si bien

(*) Rappelons qu'en courant sinusoïdal, la tension de pointe est égale à 1,414 fois la tension efficace indiquée par le voltmètre normal, tandis que la tension moyenne vaut les 9/10 de la tension efficace (exactement $2/\pi$ fois la tension de pointe).

que le filtre ne donne que sa tension moyenne moins la chute dans la self.

Il faut être très prudent quand on remplace une capacité d'entrée par une autre plus forte, car le courant instantané demandé par C_1 à chaque impulsion peut dépasser le débit maximum de la cathode de la valve, qui sera rapidement « pompée ». Nous avons même vu le cas d'un tous-courants qui tuait une 25 Z 6 tous les trois jours, tantôt par épuisement de ses cathodes, tantôt par coupure de ses connexions fusibles internes : un dépanneur optimiste avait trouvé intelligent de doubler le premier chimique de filtrage par un autre de $100 \mu\text{F}$, et la valve profitait de la première surtension du secteur pour se suicider, afin d'échapper au travail de forçat qu'on lui imposait.

● Les mesures de tension à faire sont :

1° *Tensions des deux demi-secondaires* (entre chaque plaque valve et masse). Elles doivent être égales, sinon il y a une coupure ou une résistance quelque part et échauffement dans ce dernier cas.

2° *Tension d'entrée de filtre* (entre cathode et masse).

On trouvera environ 350 volts si la self de filtrage est l'enroulement d'excitation du H.P., 275 à 300 volts si le H.P. est à aimant permanent. Dans un tous-courants, ces chiffres tombent respectivement à 105-110 et 110-120 volts pour un secteur à 110 volts.

Si elle est nulle, la valve est morte, ou elle a une électrode non raccordée (support défectueux), ou le premier chimique est claqué. Dans ce dernier cas, les plaques de la valve ne tardent pas à rougir et le transfo ronfle. ETEINDRE IMMEDIATEMENT.

Si elle est faible, la valve est épuisée ou le premier chimique fuit.

3° *Tension à la sortie du filtre*.

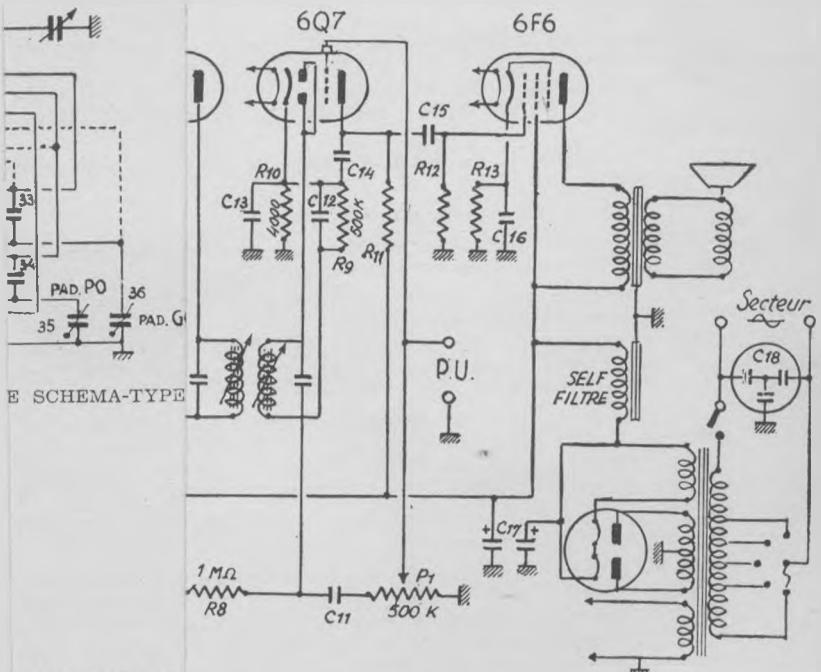
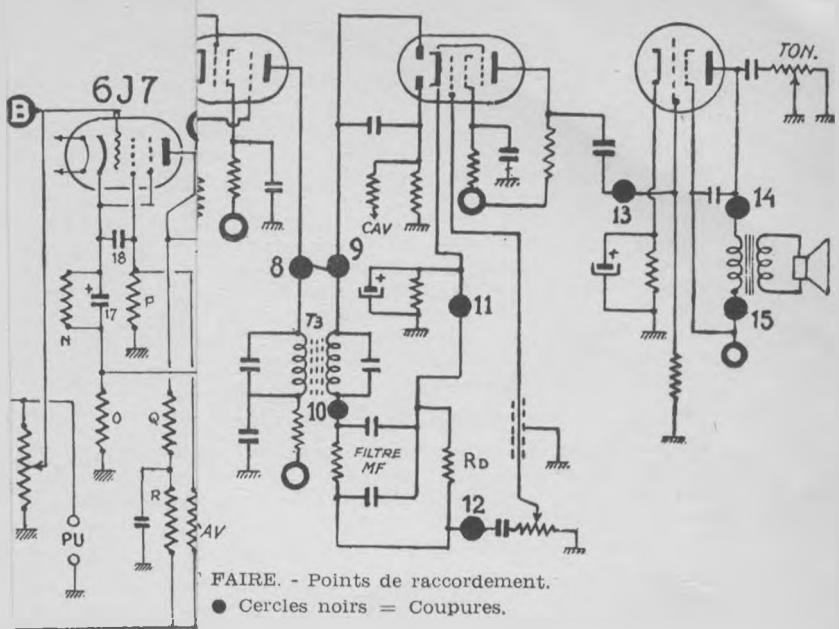
Dans un récepteur alternatif on trouve généralement 250 volts, dans un tous-courants 100 volts.

Une tension nulle indique une coupure dans la self, ou un court-circuit dans un condensateur de filtrage ou entre + HT et masse dans le poste. Un tel court-circuit échauffe beaucoup la self de filtrage et met en danger la valve dont les plaques rougissent et la cathode s'épuise.

Une tension faible est le signe d'une self résistante, d'un condensateur de filtrage qui fuit, d'une consommation excessive du récepteur (court-circuit d'un C de découplage, C de liaison plaque-grille qui fuit, C de polarisation claqué à la lampe finale, etc.).

4° *Diviseur de tension* (fig. 57).

Dans certains récepteurs, pour la plupart un peu anciens, le filtre est suivi d'un diviseur destiné à fournir les diverses tensions destinées aux plaques et aux écrans des lampes HF, MF et préamplificatrice. Le nombre de prises peut être plus grand encore, comme le montre la variante, pour fournir également diverses tensions de polarisation.



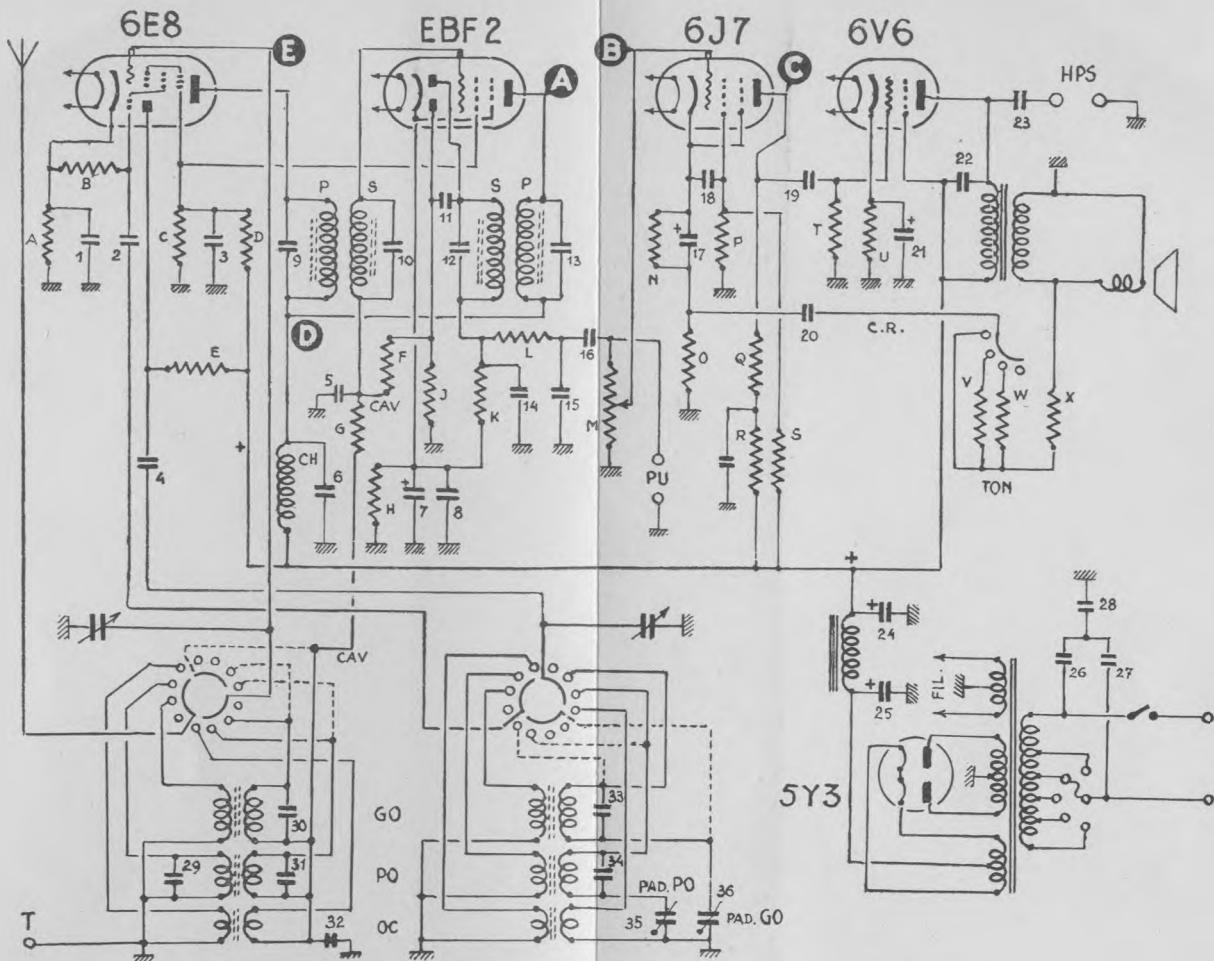


Fig. 32. — LE SCHEMA-TYPE.

L'ART DU DÉPANNAGE

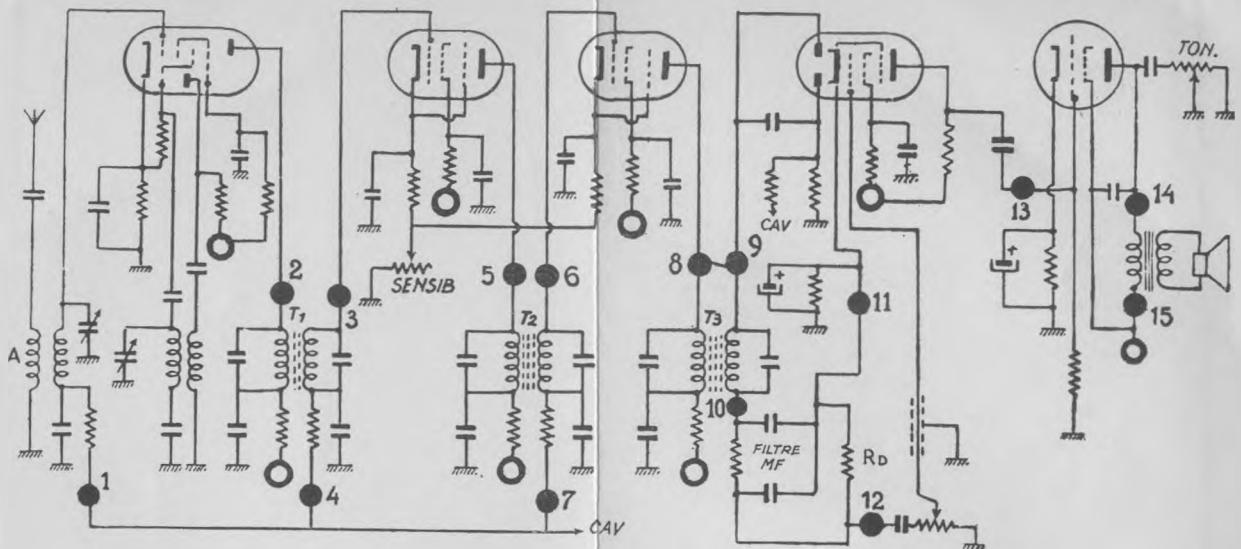


Fig. 44. — LE POSTE A TOUT FAIRE. - Points de raccordement.
Cercles blancs = Prises Cercles noirs = Coupures.

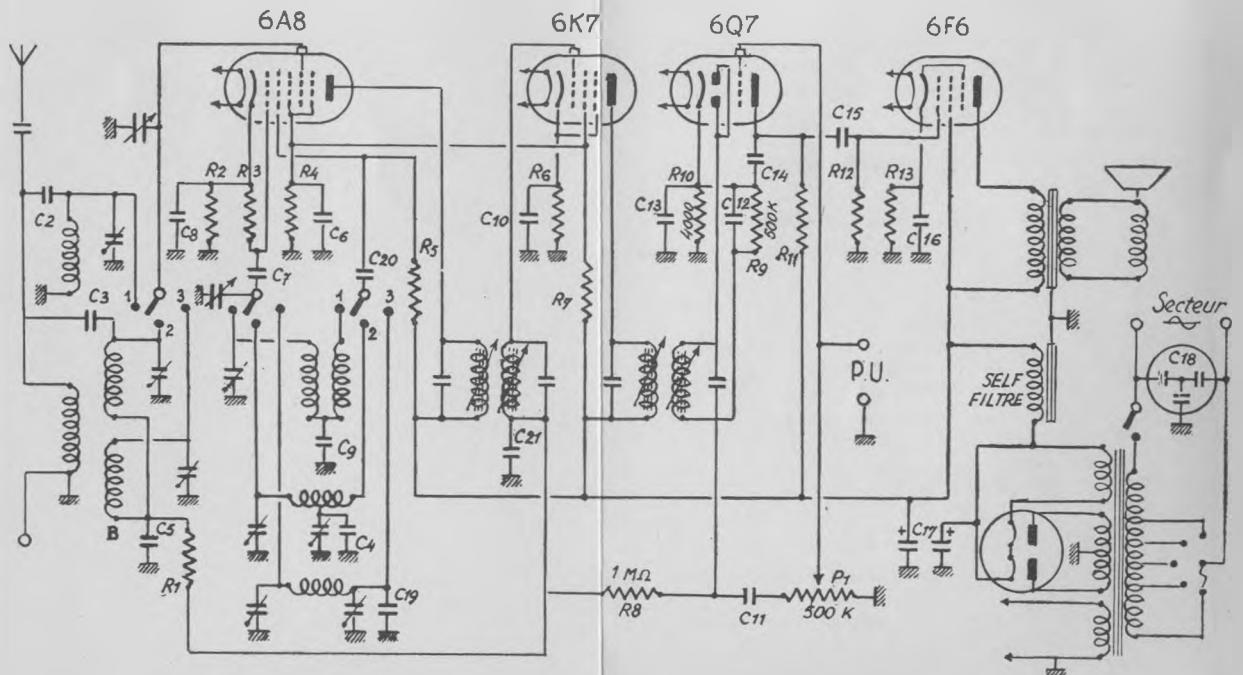


Fig. 51.

Les mesures de tension se passent ici de commentaires, de même que les irrégularités constatées dont les causes sont évidentes.

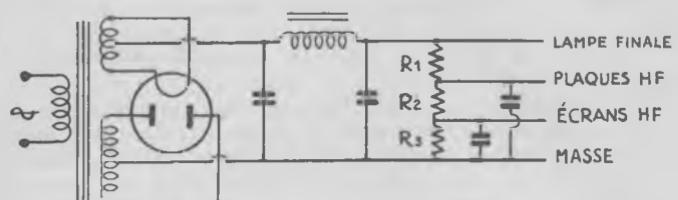
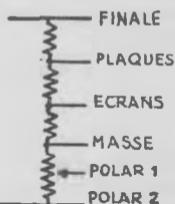


Fig. 57.

DIVISEUR DE TENSION EN SORTIE
DE FILTRE.

A droite :

VARIANTE DE DIVISEUR POUR POLAR.



Et faisons quelques remarques :

- a) Tout court-circuit dans le circuit de chauffage des filaments, ou de la valve, entraîne une augmentation de courant dans le primaire, donc une chute de tension corrélatrice dans le secondaire HT et une baisse de la tension redressée.
- b) Le dessèchement des capacités de filtrage se traduit par un ronflement du haut-parleur.
- c) Le fusible saute rarement avant que le transformateur n'ait été gravement endommagé : il ne faut pas trop compter sur lui, mais couper immédiatement le courant si on soupçonne un court-circuit dans la haute tension.

40. — La polarisation des lampes.

En l'absence d'indications du schéma de l'appareil, les tableaux des caractéristiques des dernières pages de ce livre donnent les tensions de polarisation et d'écran qui correspondent à la tension plaque disponible.

La polarisation est presque toujours obtenue aujourd'hui, sauf pour la sortie en push-pull, par chute de tension dans une résistance insérée dans la cathode : elle est alors égale au produit du courant cathodique par la résistance. Toutefois, elle n'est satisfaisante que si le courant cathodique est constant, comme dans les amplis classe A. On rencontre aussi des polarisations semblables aux figures 53 et 57, et parfois la polarisation par diode dans certains amplificateurs (fig. 58).

La mesure directe d'une polarisation entre grille et cathode exige un voltmètre électronique. Avec un voltmètre à cadre à haute résistance, on peut mesurer la polarisation entre cathode et masse, mais il faut avoir soin de choisir sur

l'instrument une gamme de tension élevée si le courant plaque est faible, afin de réduire au minimum l'affaiblissement de la résistance de cathode par sa mise en parallèle avec la R interne du voltmètre. Un voltmètre peu résistant risque de donner des lectures fausses, il vaut mieux alors mesurer le courant cathodique et en déduire la tension par la loi d'Ohm : volts polar = R polar en ohms \times intensité cathodique en ampères (et non en millis !).

Nous noterons cependant que la polarisation vraie est la tension qui existe entre grille et cathode, celle entre masse et cathode pouvant parfois être différente même quand la polar est obtenue par chute cathodique. C'est par exemple le cas quand le retour de grille se fait, non à la masse, mais à une prise sur la résistance cathodique. Il faut donc bien vérifier le câblage pour s'assurer qu'il ne réserve pas des surprises.

Voyons maintenant les défauts.

1° Polarisation nulle.

En HF ou MF, instabilité; en BF, musique puissante mais déformée. Dans tous les cas, tension plaque trop faible, courant plaque trop fort.

Le défaut peut être dû à une coupure du circuit de grille (secondaire du transfo de liaison, résistance d'antifading, résistance suppresseuse d'oscillations en série avec la grille), ou bien en BF, à une coupure de la résistance de fuite de grille. Dans ces cas, la mesure entre cathode et masse, au lieu de révéler l'absence de polarisation, indique au contraire une tension trop forte.

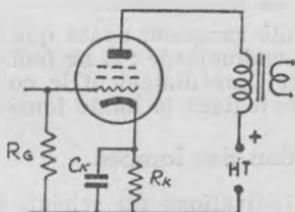


Fig. 58.

Mais la cause la plus courante est un court-circuit dans la résistance de cathode RK ou dans son condensateur by-pass CR (fig. 58). Remarquez que, dans l'étage final, la coupure de RK entraîne automatiquement le court-circuit de CR, qui supporte alors toute la haute tension.

Enfin, toute cause qui supprime le courant anodique (coupure dans le circuit-plaque, par exemple) supprime du même coup le courant cathodique et la polarisation.

2° Polarisation trop faible.

Elle peut provenir d'un défaut d'isolement de CR ou d'une mauvaise valeur de la résistance RK (ou des résistances du diviseur de tension des fig. 53 et 57).

3° Polarisation trop forte.

La reproduction est faible et très déformée. La cause peut être la coupure d'une résistance dans le diviseur. Par exemple, si la portion R_2 du diviseur de la figure 59 est coupée, toute la chute de tension le long de la bobine I se retrouve à la polarisation 1. On sait qu'une polarisation excessive (cut-off) supprime le courant-plaque.

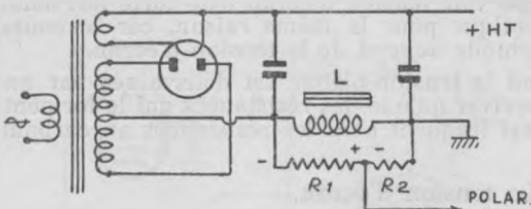


Fig. 59.

4° Polarisation positive.

La grille peut devenir positive quand le condensateur de liaison est mal isolé (C entre plaque de la préamplificatrice et la grille de la finale). Dans les liaisons par transformateur, il peut parfois se produire un court-circuit entre le primaire et le secondaire qui rend également la grille positive. La reproduction est très déformée et la lampe est en danger, la grille-écran rougit.

● En passant, signalons que les tensions d'une pentode sont dépendantes les unes des autres, et qu'il faut parfois chercher la cause d'une mauvaise polarisation dans une mauvaise tension d'écran. On sait en effet, que le courant-plaque d'une pentode dépend, non de la tension anodique, mais de celle d'écran. Si donc la résistance chutrice ou le diviseur qui alimentent l'écran n'ont pas les valeurs correctes, le courant-plaque ne le sera pas non plus, et de ce fait la chute de tension le long de la résistance de cathode n'aura pas la valeur prévue. Dans certains montages où la grille est positive par rapport à la masse, la polarisation correcte est de la plus haute importance, car sa faiblesse entraîne l'apparition du courant-grille avec ses fâcheuses conséquences.

Tout ce qui peut agir sur le courant cathodique doit donc être vérifié : résistance du circuit anodique, fuite des condensateurs de découplage, etc.

41. — La tension anodique.

1° Tension-plaque nulle.

Ceci peut être dû à une coupure dans le circuit anodique (diviseur de tension, résistance de charge, primaire de transformateur, mauvaise soudure) ou encore au claquage d'une capacité de découplage. Dans ce dernier cas, toutes les tensions anodiques sont trop faibles. L'ohmmètre n'est pas toujours suffisant pour déceler ce défaut, car il arrive que le

court-circuit ne soit effectif que sous tension. Il faut alors dessouder successivement les C de découplage et remettre chaque fois le courant pour arriver à localiser le coupable.

2° Tension-plaque faible.

Mêmes causes que ci-dessus, mais à un degré moindre. Une polarisation trop faible, en augmentant le courant-plaque, fait baisser sa tension par suite de la chute dans l'impédance de charge. Une tension d'écran trop forte fait baisser la tension anodique pour la même raison, car le courant-plaque d'une pentode dépend de la tension d'écran.

Quand la tension-plaque est déterminée par un diviseur, il peut arriver qu'une des résistances qui le forment ait varié. Le cas est fréquent avec les résistances au carbone.

42. — La tension d'écran.

Elle est habituellement obtenue par un diviseur de tension ou par une simple résistance chutrice. La grille-écran est en outre découpée par une capacité de 0,1 microfarad environ reliée à la masse.

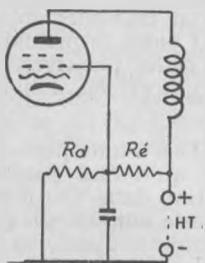


Fig. 60.

DIVISEUR DE HAUTE TENSION.

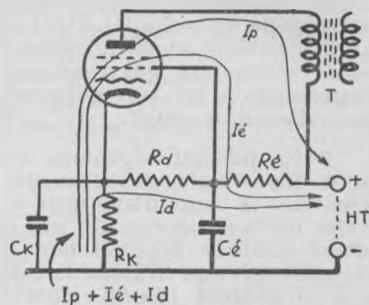


Fig. 61.

1° Diviseur de tension.

Les figures 60, 61 et 62 montrent comment il se présente, tantôt simple entre masse et + HT (60), tantôt plus complexe entre cathode et + HT (61) ou encore alimentant plusieurs écrans à des tensions différentes (62). Nous prendrons comme exemple la disposition de la figure 61, dont les autres ne sont que des simplifications ou des complications.

La prise de tension d'écran s'y fait le long d'une chaîne de trois résistances : celle de cathode R_K , celle de diviseur R_d et celle d'écran R_e . Les traits fins représentent les trois courants continus en présence : celui de plaque I_p , celui I_d dû à la résistance diviseuse R_d , et celui d'écran I_e . La figure montre que la somme des trois courants traverse la résistance de cathode R_K , tandis que celle d'écran est traversée seulement par $I_e + I_d$, et la diviseuse R_d par le seul courant I_d .

qui, d'après la loi d'Ohm, est égal à la haute tension totale divisé par $R_K + R_d + R_E$, et représente la « saignée potentiométrique ».

Ceci bien vu, les incidents sont faciles à comprendre. Avec ce petit fouillis de courants divers, on doit s'attendre à des aspects assez curieux pour déconcerter les débutants.

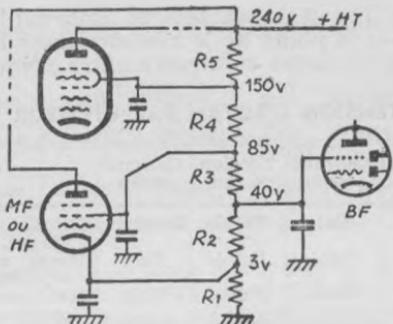


Fig. 62. — DIVISEUR DE H.T. - TENSION D'ECRAN.

- Supposons une coupure dans le primaire du transformateur T ou un mauvais contact entre la broche de plaque et la douille du support. Résultats : I_p nul ou très faible, d'où moindre chute de tension dans R_K , d'où moindre polarisation, d'où augmentation du courant d'écran, d'où chute de tension plus importante dans R_E , d'où tension d'écran plus faible que la normale. Par conséquent, le défaut se diagnostique par la présence simultanée des signes suivants : I_p et V_p nuls ou faibles, I_e trop fort et V_e trop faible, avec polarisation insuffisante.

- Supposons R_K coupé. Il restera bien la haute tension entre plaque et masse, mais tout le reste s'annule : la tension plaque (c'est celle qui existe entre cathode et plaque, et non entre plaque et masse), la tension d'écran et celle de polarisation, le courant plaque et le courant d'écran.

Maintenant, court-circuitons R_K , par claquage de C_K par exemple. Cette fois, la polarisation s'annule encore, mais la tension plaque sera presque normale ainsi que le courant d'écran, tandis que le courant plaque sera trop fort et la tension d'écran trop faible. Chose curieuse, la mesure de la polarisation est incapable de nous dire si R_K est coupé ou en court-circuit !

- Si R_d est coupé, la chute dans R_K et dans R_E diminue, d'où : légère réduction de la polarisation et de la tension d'écran, avec augmentation des courants plaque et écran.

Par contre, R_d en court-circuit diminuera les tension et courant plaque, tandis que la tension d'écran tombe à celle de polarisation avec chute du courant d'écran.

● La coupure de la résistance d'écran R_E , en supprimant la tension et le courant d'écran, supprime du même coup le courant plaque à cause de l'augmentation de la résistance interne, et de ce fait la polarisation s'annule. Au contraire, le court-circuit de R_E , en augmentant la tension d'écran jusqu'à égaler la tension plaque, augmente beaucoup le courant d'écran, ce qui augmente la chute de tension dans R_K , donc la polarisation. Le courant plaque réagit en baissant.

● Tout ceci paraît passablement embrouillé à première vue. Aussi vaut-il la peine de le résumer dans le tableau suivant où la tension plaque se mesure entre *plaque* et *cathode*.

TENSION D'ECRAN PAR DIVISEUR

Polar Nulle	Tension plaque	Courant plaque	Tension écran	Courant écran	Cause
Faible	Nulle	Nul	Faible	Excessif	Coupure du circuit-plaque.
Faible	Faible	Faible	Faible	Fort	Grosse résistance dans le circuit-plaque.
Nulle	Nulle	Nul	Nulle	Nul	Résistance de cathode coupée.
Nulle	Bonne	Excessif	Faible	Bon	Résistance cathode en C.C. ou C_K claquée.
Faible	Faible	Fort	Faible	Fort	Résistance diviseuse R_d coupée.
Faible	Faible	Faible	Faible	Faible	Résistance diviseuse R_d en C.C.
Faible	Bonne	Nul	Nulle	Nul	Résistance d'écran R_E coupée.
Faible	Bonne	Faible	Excessive	Excessif	Résistance d'écran R_E en C.C.
	Bonne	Faible	Nulle	Nul	Capacité découplage d'écran C_E en court-circuit.

Si on a bien assimilé les explications ci-dessus, il est facile de transposer ce tableau pour l'appliquer aux autres dispositions de diviseurs, par exemple ceux des figures 60 et 62, et de modifier la valeur des résistances sans tâtonnements pour obtenir l'effet désiré.

2° Résistance chutrice.

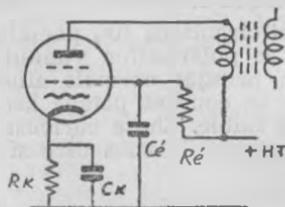


Fig. 63. — TENSION D'ECRAN PAR RESISTANCE CHUTRICE.

C'est en somme un cas particulier de celui que nous venons d'étudier. Nous ne reprendrons pas l'analyse que le

lecteur pourra faire aisément, et nous en consignerons immédiatement les conclusions dans le tableau suivant :

TENSION D'ECRAN PAR RESISTANCE CHUTRICE

Polar	Tension plaque à cathode	Courant plaque	Tension écran à cathode	Courant écran	Cause
Nulle	Bonne	Nul	Nulle	Nul	Résistance d'écran coupée.
Faible	Bonne	Faible	Excessive	Excessif	Résistance d'écran en C.C. ou Cé de découplage écran claqué.
Nulle	Nulle	Nul	Nulle	Nul	Résistance cathode coupée.
Nulle	Bonne	Excessif	Faible	Bon ou fort	Résistance cathode en C.C. ou Ck découplage cathode claqué.
Faible	Nulle	Nul	Faible	Fort	Coupe dans le circuit plaque.

On voit l'interdépendance des tensions, intensités et résistances dans un étage amplificateur HF, MF ou préampli BF utilisant une pentode ou toute autre lampe à écran interne. Une tension ou une intensité relevées isolément ne signifient rien, on ne peut tirer aucune conclusion tant qu'on n'a pas relevé toutes les tensions *et les intensités* d'un tube. Et ceci prouve la supériorité de la mesure des résistances sur celle des tensions et des courants, qui ne devrait pas avoir la première place qu'on lui réserve généralement.

43. — Quelles sont les tensions normales ?

Elles sont généralement indiquées sur les schémas, mais si elles manquent ?

Eh bien, nous regrettons vivement de ne pas publier des tableaux complets des tensions « que l'on doit trouver » à telles électrodes de telles lampes, comme le font certains auteurs pleins de bonne volonté, parce que ces tableaux ne servent pas à grand chose. En effet, nous venons de voir les répercussions que peut avoir le changement d'une tension d'écran sur le courant plaque, donc sur sa tension, ou d'une modification de polarisation, ou de la résistance de la charge. Comme aucun règlement n'oblige les constructeurs à standardiser les éléments de leurs postes ou les tensions, un même tube dans le même emploi peut avoir *normalement* des tensions variant du simple au double et même plus. Par exemple, on relève sur des postes *existants*, pour un 6 K 7, de 1 à 5 volts de polar, de 100 à 250 volts plaque et de 70 à 105 volts écran, et pour une 6 Q 7 des tensions plaque variant de 40 à 130 volts ! C'est la bouteille à l'encre, et les tableaux qu'on pourrait dresser seraient non seulement inutiles, mais nuisibles. Rien ne peut remplacer le tableau de valeurs correspondant à un récepteur *déterminé*. Si vous ne l'avez pas, il vous reste trois solutions : le relever sur un poste en bon état, ou bien déduire les valeurs probables d'après un étage

de même composition et disposition pêché dans une schéma-thèque, ou encore calculer les tensions que l'on doit normalement trouver dans le poste malade, en mesurant les résistances et en appliquant les lois d'Ohm et de Kirchhoff. Cela vaudra mieux que de vouloir trouver les tensions fantaisistes des tableaux de tensions standard, d'autant plus fantaisistes qu'elles correspondent souvent à un voltmètre qui n'a pas la même résistance que le vôtre.

44. — La marche à suivre.

C'est tout simple : on remonte de la queue à la tête, en mesurant les tensions aux électrodes des lampes et en réfléchissant quand on découvre une anomalie, comme nous l'avons vu, car hélas ! aucune méthode ne dispense absolument de réfléchir. Par exemple, une tension nulle indique une coupure ou un court-circuit, donc une demi-tension peut indiquer une demi-coupure ou un demi-court-circuit. Voyez la figure 63, qui représente une sortie de lampe finale. Une tension correcte en P mais insuffisante entre la plaque et la masse peut indiquer un primaire très résistant, mais le coupable pourrait être aussi le condensateur C claqué qui joue au diviseur de tension. Il faudra vérifier l'un et l'autre.

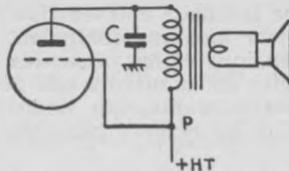


Fig. 64.

Chaque fois qu'on le pourra, c'est aux broches des lampes et non aux supports qu'on mesurera les tensions, afin de ne pas laisser dans l'ombre des contacts insuffisants, beaucoup plus fréquents qu'on ne le pense et qui sont responsables de bien des troubles inexplicés.

Quant aux intensités... nous ne nous faisons guère d'illusions : dessouder et ressouder une connexion est un travail surhumain, et tant pis pour les renseignements précieux que le milliampèremètre ne demande qu'à donner ! 99 dépanneurs sur 100 aiment mieux perdre une demi-heure en tâtonnements qu'une demi-minute à insérer un appareil dans un circuit.

On attend toujours l'inventeur qui nous dotera d'un instrument permettant de mesurer les microampères continus sans coupure ni calcul.

Et répétons encore qu'avant de prendre les tensions ou les intensités, il faut d'abord que les lampes soient bonnes. Nous avons vu un poste où la finale accusait un courant plaque double de la normale avec une polarisation (mesurée de cathode à masse) de 7 volts au lieu de 24. La R de cathode avait à peu près la valeur correcte, le C de cathode était bon, celui de liaison-grille aussi. Alors ? C'était un court-circuit entre cathode et filament (du reste décelé par un certain ronflement) qui réduisait la résistance entre cathode et masse, mais à chaud seulement. Il fallait *d'abord* changer la lampe.

POUR CONCLURE

Comme on a pu le voir, aucune méthode ne dispense de savoir, d'observer et de réfléchir. De même qu'un bon médecin doit avoir appris *et retenu* l'anatomie, la physiologie et la pathologie, on ne peut être bon dépanneur sans une connaissance approfondie de ce qui se passe dans les circuits parfois complexes qui peuvent se présenter.

Il y a sans doute des rebouteux adroits et des guérisons miraculeuses à côté de savants professeurs qui ne sauvent pas les moribonds à coup sûr. Il y a aussi des dépanneurs empiriques qui vous dépanneront parfois un certain récepteur plus vite que l'ingénieur qui l'a conçu.

Mais le propre du miracle est d'être rare, et le rebouteux n'est pas universel. L'histoire ne dit pas le nombre des malheureux définitivement estropiés par les empiriques, pas plus que le nombre de « dépannages » où tant de pauvres récepteurs ont perdu une partie de leur dynamisme.

Tous comptes faits, c'est encore dans les hôpitaux bien équipés qu'il y a le plus de miracles. C'est aussi dans la clinique d'un dépanneur instruit et bien outillé qu'on a le plus de chances de trouver du travail rapide et bien fait.

Dépannage!

9 fois sur dix la panne est dans un tube

Choisissez les TUBES

TUNGSRAM

RADIO

Garantie !

C'est d'abord la garantie matérielle qui est formellement stipulée sur l'emballage bleu et rouge

mais il y a plus

c'est le constant souci de perfection technique et la longue tradition de probité commerciale qui ont fait, bien avant la guerre, la réputation de
LA QUALITÉ TUNGSRAM



**TUBES
RIMLOCK**

**TUBES
MINIATURE**

**ANCIENS TUBES
EUROPÉENS
AMÉRICAINS**

... Signés

TUNGSRAM

Sécurité totale

RADIO-MECCANO

Une invention est faite de 1 % d'inspiration
avec 99 % de transpiration.

EDISON.

La Radio est une sorte de jeu de Meccano. On vous donne un certain nombre de schémas élémentaires : oscillateur, détecteur, filtre, synchroniseur, etc., et vous les assemblez suivant l'inspiration du moment. Les timorés font comme le petit garçon qui copie servilement les modèles simples de son album, tandis que les intrépides construisent d'abord les plus trapus — en les modifiant un tantinet, bien entendu, sinon de quoi aurait-on l'air ? — avant d'entreprendre des montages de leur cru depuis A jusqu'à Z. Et si vous avez une étincelle de génie, vous finirez bien par trouver que les pièces de votre Meccano sont insuffisantes : Vous les transformerez donc et au besoin vous en inventerez de nouvelles avec plus ou moins de bonheur. C'est comme cela que sont nées bien des inventions fameuses.

Nous allons nous constituer une belle boîte N° 1 que nous pourrons compléter par la suite, et qui contiendra la plupart des schémas de base qu'un dépanneur peut rencontrer ou désirer dans la pratique, en laissant provisoirement de côté l'émission, la télévision et la modulation de fréquence encore assez peu répandues. Pour peu que nous sachions appliquer les règles d'assemblage, notre meccano vaudra toute une bibliothèque.

LES REGLES D'ASSEMBLAGE

La plupart de nos schémas élémentaires indiquent des lampes et des valeurs types, mais celles-ci ne sont pas immuables. Il est toujours possible de remplacer une lampe, par exemple, à la condition de se plier aux règles du jeu. De même, l'assemblage des schémas élémentaires ne va pas sans quelques précautions : on ne marie pas une demoiselle sensible avec un gros butor sans aguerrir l'une et assouplir l'autre, on n'attèle pas un moteur rapide à un lourd camion sans interposer une boîte de vitesses.

Rappelons donc les principales lois d'assemblage :

1. — L'alimentation doit suffire à sa tâche. La somme des courants cathodiques des lampes + la consommation des diviseurs de tension + celle des selfs de filtrage ne doit pas excéder les 2/3 du courant maximum redressé, pour tenir compte des variations éventuelles de signal. Cette règle se limite à la classe A.

2. — Quand un circuit débite dans un autre, l'impédance de sortie du premier doit être comparable à celle d'entrée de l'autre. Sinon, il faut interposer un organe qui joue le rôle de la boîte de vitesse : transformateur, étage cathodique, etc., pour marier les impédances dissemblables. On sait que le rapport du transfo doit être égal à la racine carrée du rapport des deux impédances.

3. — Quand un circuit fournit des volts à une grille suivante, il faut s'assurer que celle-ci est capable de les digérer, autrement dit que le recul de grille est suffisant, et la polariser en conséquence.

4. — Les câblages les plus courts sont presque toujours les meilleurs. Ceci est spécialement vrai aux très hautes fréquences qu'il faut considérer comme un produit volatil exigeant des isolants parfaits, des condensateurs sans fuites, des capacités parasites aussi réduites que possible et des découplages sérieux.

5. — En O.C., éviter les impédances communes, et en particulier faire les retours de grille directs et non à la masse, laquelle agit comme une résistance commune capable de coupler des circuits qui ne peuvent pas se sentir.

6. — Les connexions à haute fréquence, particulièrement celles de grille, doivent être soustraites aux inductions indésirables par un blindage à faible capacité mis à la masse.

7. — De même, les bobinages doivent être blindés (métal conducteur à forte épaisseur à la masse) et éloignés des transformateurs ou selfs parcourus par la BF ou celle du secteur. Ces derniers non jointifs et bien orientés.

8. — Pour transformer un courant variable en tension variable susceptible d'être appliquée à une grille, on lui fait parcourir une impédance (résistance, inductance primaire d'un transformateur couplé à un secondaire élèveur ou abaisseur) et on recueille la chute de tension qui apparaît le long de l'impédance pour l'appliquer à la grille, directement ou par l'intermédiaire d'un condensateur.

9. — La constante de temps (en secondes: microfarads \times mégohms) des circuits parcourus par un courant variable doit être en rapport avec la fréquence à transmettre ou à arrêter. Par exemple, la constante de temps de la résistance de fuite de grille alliée à son condensateur de liaison doit être d'autant plus grande que la période à transmettre l'est elle-même, autrement dit que la fréquence est plus basse : donc, capacité importante, puisque la résistance de fuite ne peut pas être augmentée indéfiniment sous peine de bloquer la grille et d'amorcer des oscillations de relaxation.

10. — Les résistances utilisées doivent avoir le wattage correct pour éviter la surchauffe et les variations qui en résultent.

11. — En remplaçant un tube par un autre de caractéristiques différentes, s'assurer que :

- la polarisation est correcte,
- le recul de grille suffisant,
- les tensions et intensités conformes aux données du constructeur,
- la charge telle que la lampe soit exploitée dans une région de ses courbes où la distorsion est minimum,
- la R interne et le coeff. d'amplification (triode) ou la pente (pentode ou tétrode) de valeurs convenables pour obtenir l'amplification de tension ou de puissance recherchée,
- Les capacités d'entrée et de sortie compatibles avec l'application prévue.

12. — Découpler par une résistance et une capacité toutes les prises de haute tension aboutissant aux écrans et plaques, même celles qui peuvent admettre la tension maximum de sortie du filtre d'alimentation. Ce découplage est nécessaire pour éviter l'instabilité et les distorsions dues à l'impédance commune du filtre H.T.

La résistance R de découplage est déterminée par les volts V qu'on peut perdre et par l'intensité I en ampères qui la traverse ($R = V/I$), tandis que la capacité C dépend de la plus basse fréquence f , HF, BF ou MF, qu'il faut conserver. C en microfarads = $1,59/f$ R en mégohms.

AMPLIFICATEURS HF ET MF

Les avantages d'un ampli HF dans un récepteur sont importants : accroissement de la sensibilité, affaiblissement du bruit de fond causé par la conversion, efficacité plus grande de l'antifading sur sa grille que sur celle de la convertisseuse, qui peut recevoir une polarisation fixe, et surtout suppression des fréquences-images sans la perte de gain ni l'augmentation du bruit de fond qui accompagnent les présélecteurs.

On sait que la sensibilité qu'il est possible d'obtenir avec des étages à lampes est limitée par le bruit de fond : ce qui compte, ce n'est pas la sensibilité intrinsèque, mais la prédominance du son sur le bruit de fond. Dire qu'un poste est sensible au demi-microvolt ne signifie rien, si ce demi-microvolt de signal n'est pas exploitable parce qu'il est couvert par 8 microvolts de bruit.

Le bruit de fond est d'abord formé des parasites de toutes sortes dont on peut théoriquement se débarrasser par des précautions et des montages appropriés. Ceci fait, il restera encore deux phénomènes devant lesquels nous sommes presque désarmés : l'agitation thermique et le souffle des lampes.

Quand on applique une différence de potentiel à une résistance, les électrons libres se déplacent en sautant d'un atome à l'autre. Mais ces atomes sont animés de mouvements désordonnés (mouvement brownien), sautant et s'entrechoquant en tous sens d'autant plus que la température s'élève davantage, si bien que les électrons sont obligés de danser avec eux. Or, un électron qui se déplace est un courant électrique minuscule, et cette danse d'électrons sans loi, avec toutes les fluctuations imaginables, équivaut à un générateur qui produit une gerbe, un spectre continu de fréquences audibles et ultra-sonores. La tension efficace du souffle brownien dans un intervalle f de fréquences se calcule par une certaine formule*, mais il suffit de savoir qu'à la température normale des intérieurs et pour la bande des fréquences audibles amplifiées, cela correspond à peu près à une tension bruyante de 0,011 VR microvolts. Mettre une résistance de fuite de 0,5 MΩ à la grille d'une lampe équivaut à lui injecter une tension de bruit de 7,8 microvolts sur une bande de fréquences de 8 kilocycles.

Quant au souffle des lampes, il a plusieurs sources :

- a) La cathode émet irrégulièrement ses électrons, car leur expulsion est également due à l'agitation thermique qui alimente la charge spatiale enveloppant la cathode ;
- b) Variations de la résistance interne de la lampe sous diverses causes ;
- c) Ions positifs dus au vidage incomplet, qui font fluctuer la polarisation-grille ou la charge spatiale ;
- d) Capture par l'écran d'électrons destinés à la plaque, ce qui fait fluctuer le courant anodique.

L'agitation thermique et le souffle des lampes agissent évidemment d'un bout à l'autre du récepteur, mais leur influence devient presque négligeable à partir de la seconde lampe. En effet, si le premier tube lui délivre un signal 50 fois plus fort que le bruit de fond produit par ce second étage, le pourcentage de bruit sera trop faible pour être gênant. Or, le rapport son/bruit ne fait qu'augmenter d'étage en étage, si bien que l'agitation thermique et le souffle du dernier sont totalement inaudibles.

Tout dépend donc, en fin de compte, de la première lampe et des circuits qui la précédent, y compris l'antenne. La contribution de la lampe est du reste la plus importante. Pour réduire le souffle, on peut :

- 1° Réduire la résistance des bobinages d'accord et de l'antenne ;
- 2° Réduire la composante résistive (variable avec la fréquence et l'accord) en couplant l'antenne un peu plus

(*) $E_{eff} = 2 \sqrt{KTR} \cdot \Delta f$, formule simplifiée dans laquelle :
 K = Constante de Boltzmann = 1.374×10^{-22} Joules par degré absolu.

T = Température absolue en degrés Kelvin = Température centigrade + 273°.

R = Résistance pure du conducteur.

qu'à l'optimum (correspondant au maximum de transfert) ;

- 3° Favoriser le signal par rapport au bruit, avec une grande impédance d'entrée du premier tube (faible capacité d'entrée, isolement à faibles pertes, et pour les très hautes fréquences tube à faible temps de transit) ;
- 4° Eviter les amplis à résistance en HF ;
- 5° Choisir judicieusement la lampe : forte pente pour une résistance interne aussi faible que possible, souffle réduit ;
- 6° Chauffer davantage la cathode pour saturer la charge spatiale et régulariser l'émission cathodique.
- 7° Ne pas dépasser les tensions juste nécessaires de plaque et d'écran, et augmenter autant que possible le courant-plaque en diminuant la polarisation.

Ajoutons qu'un nouveau circuit HF à contre-réaction sélective qui sera décrit plus loin supprime le souffle du circuit d'entrée, ne laissant subsister que le souffle de la lampe H.F.

1. — Amplificateur à plaque accordée.

Ce montage n'a plus son ancienne vogue, mais c'est le plus simple de tous. Le retour de grille A est réuni, soit à

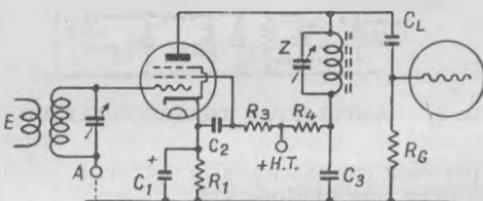


Fig. 1. — PLAQUE ACCORDEE.

la masse, soit au système antifading. La tension d'écran, ici obtenue par résistance chutrice R_3 découpée par C_2 , est plus fixe quand on l'obtient d'un diviseur de tension tel que celui R_2-R_3 de la figure suivante (transfo accordé). On sait que la chutrice R_3 se détermine en divisant le nombre de volts à perdre par le courant d'écran en milliampères, ce qui donne R_3 en *kilo-ohms*. R_1 dépend du tube et est indiqué dans les catalogues, $R_4 = \text{env. } 500 \Omega$ pour alimentation 250 v., C_1 , C_2 , $C_3 = 0,1 \text{ à } 0,01 \mu\text{F}$ suivant fréquence.

La lampe est chargée par : sa résistance interne, l'impédance Z du circuit oscillant parallèle et la résistance de fuite R_G de la grille suivante, toutes trois *en parallèle* (en négligeant l'impédance très faible du condensateur de liaison C_L). Comme dans une pentode la résistance interne est énorme, et comme d'autre part la résistance de grille R_G est d'au moins 0,5 M, soit beaucoup plus que l'impédance offerte par le circuit oscillant à la résonance, il est facile de voir par

deux lignes de calcul que la charge totale ne diffère guère de l'impédance du circuit bouchon, qui vaut $2 \pi f L Q$ à la résonance (L étant sa self et Q le facteur de surtension du bobinage). Dès lors, l'amplification avec une pentode vaut approximativement :

Amplification à la résonance = $2 \pi f L Q S$,
S étant la pente du tube utilisé.

Il faut noter toutefois que le Q effectif du circuit est moins élevé que celui mesuré, car la lampe le charge, ce qui aplati la courbe de résonance et réduit l'amplification. D'autre part, la liaison directe de la lampe au circuit oscillant ne permet pas de marier correctement leurs impédances.

2. — Amplificateur à transformateur.

Ici, on peut accorder le secondaire seul, ou le primaire et le secondaire à la fois, ce qui donne au montage des propriétés légèrement différentes. Mais le transfo permet toujours le mariage correct des impédances se traduisant par le meilleur rendement.

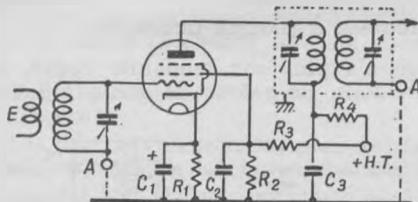


Fig. 2. — AMPLI H.F. A TRANSFORMATEUR.

Dans le premier cas (secondaire accordé seul), le gain approximatif avec une pentode est :

Amplification à la résonance = env. $2 \pi f M Q S$,
où S est la pente du tube, Q le facteur de surtension du circuit oscillant et M l'induction mutuelle des deux bobines.

En ce qui concerne le primaire qui charge effectivement la lampe, tout se passe comme si le secondaire n'existe pas, et qu'une impédance $(2 \pi f M)^2 / R_s$ ait été ajoutée en série avec lui, R_s étant la résistance du secondaire. Avec une triode, le maximum d'amplification a lieu quand cette impédance est égale à la résistance interne du tube. Avec une pentode, le gain maximum est obtenu au couplage maximum des deux circuits — donc avec M aussi élevé que possible, et le Q effectif devient pratiquement égal au Q théorique du circuit oscillant.

Si on accorde aussi le primaire, on réalise un filtre de bande capable de donner une amplification pratiquement constante d'une onde modulée avec ses fréquences latérales les plus utiles, au prix cependant d'une perte de gain. L'amplification maximum qu'il est possible d'obtenir à la résonance n'est plus que $\pi f S V L_p L_s V Q_p Q_s$, c'est la moitié

de ce qu'on obtiendrait avec un seul circuit accordé. L'effet de filtre de bande s'obtient en couplant les deux circuits un peu au delà de l'optimum. Un blindage et un découplage soigné stabiliseront l'étage. Le diviseur de tension R_2 - R_3 comportera respectivement 30 k et 25 k pour une 6 K 7 ou une 6 D 6, 30 k et 30 k pour une E F 9.

3. — Etage HF anti-souffle.

Ce montage (brevet Sonora) supprime le souffle du circuit d'entrée de la lampe H.F. en n'amplifiant que la bande de fréquences du signal.

Ce résultat est obtenu par contre-réaction totale d'intensité frappant les fréquences responsables du souffle, si bien qu'il ne subsiste que le souffle propre de la lampe utilisée.

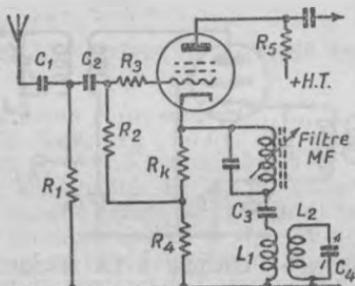


Fig. 3. — ETAGE H.F. ANTI-SOUFFLE.

On y trouve à partir de l'antenne : le condensateur C_1 , habituel, un filtre sommaire R_1 - C_2 pour bloquer les traces du 50 c/s qui auraient pu être recueillis par l'antenne, la résistance normale de fuite de grille R_2 , et enfin R_3 , destinée à s'opposer aux oscillations spontanées à T.H.F de la grille. Jusqu'ici, rien de particulier.

Mais à la cathode, où l'on trouve R_K de polarisation, nous avons en série la résistance R_4 égale à celle de charge d'anode R_5 : par conséquent, si nous faisons abstraction de tout ce qui se trouve à droite de R_K - R_4 , nous avons affaire à un montage à contre-réaction (cathodyne) rappelant certains déphasateurs pour push-pull. L'amplification de cet étage sans circuit oscillant d'entrée serait nulle, mais on fait apparaître l'amplification pour la seule bande du signal en mettant un filtre passe-bande entre cathode et masse. C'est ce filtre qui remplacera le condensateur de cathode habituel. Il pourrait être constitué par une self et une capacité en série accordées sur l'onde à recevoir, mais en pratique on le remplace par le transfo à secondaire accordé L_1 , L_2 , C_4 .

C_3 sert à bloquer le courant continu (et non à accorder L_1). En outre, un filtre MF est disposé en série dans la chaîne pour empêcher la transmission de la MF captée par l'antenne et sa combinaison avec une trace d'oscillation locale qui pourrait entrer dans la lampe.

4. — Amplificateur avec grille à la masse.

La triode est souvent préférable à la pentode en H.F., car elle a beaucoup moins de souffle que cette dernière. Malheureusement, la triode a tendance à osciller à cause de l'effet Miller, qui augmente la capacité d'entrée du tube de $A + 1$ fois la capacité grille-plaque (A étant l'amplification ou gain en volts). On peut, il est vrai, stabiliser le tube par la neutralisation, mais au prix de complications dans les bobinages et un réglage délicat. Une solution plus stable et plus simple est donnée par la triode à grille à la masse, où le signal est injecté dans la cathode. Ce renversement des rôles laisse subsister la tension entre grille et cathode, qui contrôle le courant-plaque, et la grille à la masse constitue un écran interdisant le couplage interne entre le circuit oscillant de cathode et celui de plaque, donc toute tendance à l'oscillation.

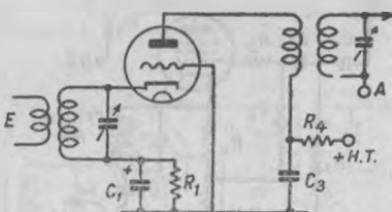


Fig. 4. — GRILLE A LA MASSE.

Toutefois, rien ne s'obtient gratuitement nulle part en ce monde : l'ampli ainsi formé a une amplification réduite, ce qu'on constate aisément en examinant le schéma. Supposons que la cathode devienne plus positive au cours d'une oscillation, tout se passe comme si la grille devenait plus négative, le courant-plaque diminue, et comme il passe aussi dans la cathode, la chute de tension diminue dans la résistance de polarisation R_1 , ce qui tend à rendre la cathode moins positive, donc à diminuer le signal. C'est une sorte de contre-réaction qui ne suffit cependant pas à neutraliser l'intérêt pratique du montage.

5. — Amplificateur Moyenne fréquence.

Il n'y a pas de différence essentielle entre un ampli HF et un MF. L'ampli à primaire et secondaire accordés décrit plus haut peut donc être considéré comme l'ampli MF typique, sous réserve d'accorder ses circuits sur la fréquence MF désirée. Toutefois, l'alimentation d'écran par résistance chutrice est recommandable si la lampe est soumise au C.A.V. (antifading) comme c'est habituellement le cas, car la tension d'écran tend alors à monter quand la grille devient très négative et il y a moins de distorsion aux signaux puissants.

Un étage est habituellement suffisant, mais l'usage de deux étages MF peu poussés, dont le premier seul est soumis au C.A.V., réduit grandement la distorsion aux signaux

puissants, fournit plus aisément une forte amplification lors de la réception des ondes courtes et permet d'obtenir une meilleure courbe de sélectivité à large bande passante et flancs abrupts. Mais il faut alors soigner les blindages, réduire les connexions et ne pas oublier de sérieux découplages pour éviter l'instabilité.

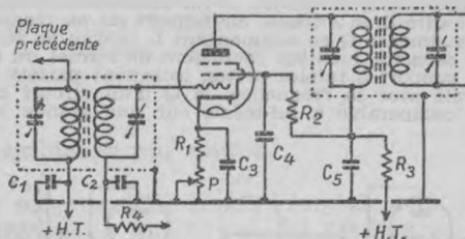


Fig. 5. — AMPLI A MOYENNE FREQUENCE

Dans le schéma représenté, $C_1 = C_3 = C_4 = C_5 = 0,1 \mu\text{F}$ pour la MF à 472 Kc/s, $C_2 = 0,01$, R_1 varie suivant la lampe (polarisation) et $P = 5.000$ à 10.000Ω sert de commande manuelle de sensibilité. R_2 est la chutrice d'écran dont la valeur pour chaque lampe se trouve dans les caractéristiques (voir tables finales). Quant à R_3 , on pourra lui donner de 1.500 à 3.000 Ω , suivant le découplage nécessaire pour assurer la stabilité et la tension HT disponible. $R_4 = 0,25 \text{ M.}$

6. — Amplis MF à large bande.

On demande généralement une amplification sensiblement uniforme dans une plage de ± 5 Kc/s autour de la moyenne fréquence nominale, avec chute brusque en deçà et au delà et amplification presque nulle à ± 20 Kc/s. Ceci s'obtient avec la courbe de sélectivité « en dos de chameau » à deux pointes peu accusées obtenues à l'aide de deux circuits accordés sur la même fréquence et couplés un peu plus qu'à l'optimum.

Si l'on désire une haute fidélité, ce résultat est insuffisant. La courbe de sensibilité doit alors présenter un dos sensiblement plat de ± 10 Kc/s autour de la fréquence MF nominale, et ceci demande un chameau à trois bosses, autrement dit trois circuits accordés. Le problème a plusieurs solutions, nous en citerons trois.

Schéma 1. — Le premier transformateur MF est normal avec secondaire et primaire accordés formant filtre de bande, mais le couplage est encore plus serré qu'il ne faudrait normalement, ce qui a pour effet d'accentuer et d'écorner encore les deux bosses de la courbe de sélectivité. Le second transfo n'a que son secondaire accordé. Si nous appelons Q_1 et Q_2 les facteurs de surtension * des primaire et secondaire du premier transfo, habituellement égaux, et Q_3 celui du secondaire du second transfo, on obtient un

large palier plat dans la courbe de sélectivité lorsque $Q_1 = Q_2 = 2 Q_s$, ce qui s'obtient facilement en amortissant légèrement le secondaire du second transfo (par exemple à l'aide d'une faible résistance en série ou d'une forte résistance en parallèle). L'amplification s'en trouve évidemment réduite, deux étages MF deviennent nécessaires.

(*) On sait que le Q ou facteur de surtension d'un circuit oscillant est son coefficient de mérite. Il est sensiblement égal au Q de sa bobine, c'est-à-dire $Q = 2 \pi f L / R$ ou rapport de sa réactance à sa résistance. On augmente Q en augmentant L (noyau en fer divisé, bobinage à faible capacité, meilleur coefficient de forme) ou en diminuant R (fil divisé, support à faibles pertes, isolement parfait entre spires). Comme R croît avec la fréquence, le Q d'un circuit oscillant reste sensiblement comparable à lui-même sur une grande bande de fréquences.

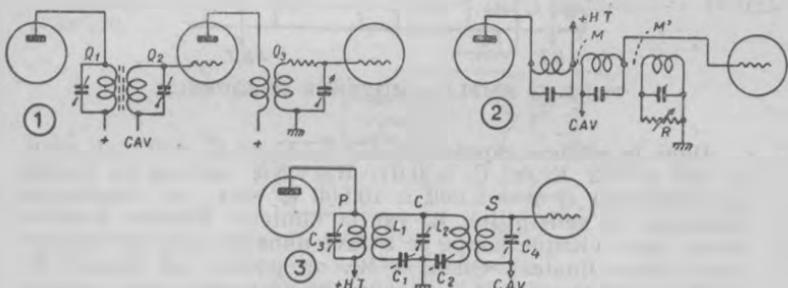


Fig. 6. — AMPLIFICATEURS M.F. A LARGE BANDE.

Schéma 2. — Nous retrouvons encore un circuit oscillant tertiaire amorti, mais il est couplé avec le secondaire du transfo proprement dit qui est accordé des deux côtés. L'induction mutuelle M entre primaire et secondaire gouverne la largeur de la bande, comme il a été dit ci-dessus, tandis que celle M' entre secondaire et tertiaire, combinée avec l'amortissement R de ce dernier, gouverne l'uniformité du gain dans cette bande passante. Les 3 bobinages peuvent se trouver sur un mandrin commun comme le montre la figure, M et M' se règlent alors par l'écartement des nids d'abeille.

Schéma 3. — L'âme du système est le circuit central qui couple le primaire P et le secondaire S accordés. Ce circuit central a, en effet, deux fréquences résonnantes, bien que tous les bobinages soient identiques ainsi que les capacités d'accord C_1 , C_2 , C_3 , et C_4 . En effet, une première fréquence est déterminée par L_1 , C_1 , C_2 , L_2 en série, c'est la même que celle du primaire P ou du secondaire S , car si la self est double, C_1 et C_2 en série ne font que la demi-capacité de C_3 ou C_4 . La seconde fréquence est celle déterminée par L_1 , C_1 , C , ou L_2 , C_2 , C en série, plus élevée que la première puisque C_1 et C en série offrent moins de capacité que C_1 tout seul. En réglant convenablement C , on peut placer cette fréquence au centre des deux bosses de la courbe de sélectivité, dont l'écartement dépend du couplage plus ou moins serré.

7. — Sélectivité variable.

Elle s'obtient habituellement en M.F. par variation du couplage ou par écrasement de la courbe de sélectivité. Ce dernier effet peut résulter, soit d'un désaccord entre les circuits oscillants, soit d'un amortissement variable de ceux-ci : par exemple, une résistance variable en parallèle sur le primaire, ou le secondaire, ou les deux à la fois, ou mieux encore sur un circuit tertiaire couplé avec les précédents. Le schéma 3 ci-dessus présente une telle commande de sélectivité variable.

8. — M.F. stabilisée par quartz.

Dans les récepteurs de trafic, l'amplificateur MF est parfois stabilisé par un quartz qui lui confère sa formidable sélectivité. Un quartz oscillant constitue en effet à lui seul un circuit oscillant à Q très élevé (d'au moins 2.000 alors

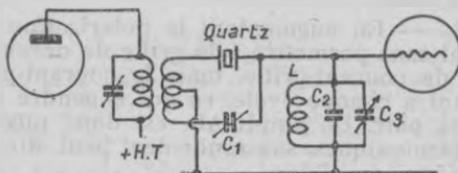


Fig. 7. — STABILISATION PAR QUARTZ.

qu'un bon circuit normal fait 100), ce qui se traduit par une courbe de sélectivité aiguë à flancs très abrupts. C'est parfait pour la sélectivité, mais ce l'est beaucoup moins pour la musicalité, car la bande passante d'un quartz à 472 Kc/s ne dépasse guère 50 c/s alors qu'il en faudrait au moins 9.000 pour une reproduction musicale acceptable. Ce n'est pas gênant tant qu'on se borne à recevoir du morse, mais il faut élargir la bande pour recevoir la parole intelligible, ce qui se fait par le moyen classique de la décapitation de la courbe trop pointue. Il suffit d'amortir le quartz.

Le schéma montre un transfo MF à primaire accordé, dont le secondaire constitue l'alternateur qui excite le quartz. Pour éviter le déphasage, la capacité C_1 équilibre celle de l'armature du quartz et de ses connexions. Le quartz est chargé par le circuit $L C_2 C_3$, normalement accordé sur la fréquence MF. Quand on le désaccorde par la capacité variable d'appoint C_3 , son impédance diminue et la sélectivité augmente, réduisant la bande passante.

Le point milieu du secondaire peut être remplacé par deux petits condensateurs en série entre les deux extrémités de cet enroulement avec prise entre les deux C identiques.

AMPLIS DE PUISSANCE BF

Ils utilisent des triodes, des pentodes ou des tétrodes à faisceaux dirigés telles que 6L6, 6V6 ou similaires. On sait que, selon l'importance de la polarisation et de l'amplitude du signal, les amplis normaux se divisent en plusieurs classes :

Classe A₁. — L'amplitude du signal ne dépasse jamais la demi-polarisation, il n'y a jamais de courant-grille, le courant-plaque ne s'annule à aucun moment. C'est le fonctionnement normal des amplis des récepteurs courants. Mais le rendement de la puissance cathodique est faible (Rendement = rapport de la puissance modulée de sortie à la puissance dépendue dans la plaque et l'écran), de l'ordre de 20 à 30 %.

Classe A₂, ou A'. — L'amplitude du signal est augmentée, le courant plaque ne s'annule jamais, mais la grille devient positive au cours des pointes de signal et il y a courant-grille à ce moment. Ce mode exige une charge anodique bien calculée, une polarisation bien constante et une lampe d'attaque (driver) capable de débiter assez de puissance dans la grille pendant les pointes. Le rendement atteint 40 %.

Classe AB₁. — En augmentant la polarisation et l'amplitude du signal sans permettre à la grille de devenir positive, il n'y a pas de courant-grille, mais le courant-plaque s'annule un instant à chaque cycle, ce qui engendre des harmoniques d'ordre pair. Un ampli AB₁ est donc push-pull pour annuler ces harmoniques, son rendement peut atteindre 50 %.

Classe AB₂. — Semblable à la précédente, sauf que l'amplitude de signal est étendue jusqu'au courant-grille aux pointes d'amplitude. Le rendement peut monter à 60 %, le push-pull est obligatoire pour annuler les harmoniques pairs, une lampe d'attaque capable de débiter dans la grille est nécessaire, le courant-plaque subit des fluctuations importantes.

Classe B. — Ici, une des lampes du push-pull amplifie la moitié positive du signal, et l'autre la moitié négative. Le courant-plaque de chaque lampe s'annule pendant une demi-période environ et l'amplitude du signal est poussée jusqu'au courant-grille. Le rendement est très élevé, jusqu'à 70 % le courant-plaque tombe presque à zéro en l'absence du signal. Mais il demande un étage d'attaque à faible impédance (habituellement triode de puissance à sortie par transfo abaisseur), une impédance de charge bien calculée, un push-pull bien équilibré, avec deux lampes identiques, une tension-plaque à bonne régulation et surtout une polarisation exacte et stable malgré les variations énormes du courant-grille qui est nul pendant presque tout le cycle mais bondit à près du tiers du courant anodique à chaque pointe du signal. Un ampli classe B n'est donc pas à conseiller s'il doit fonctionner en dehors de la surveillance d'un technicien compétent, sous peine de distorsions inadmissibles.

(Pour le réglage des amplis classe A et AB, voir *Memento Tungsram*, 4^e vol., p. 366 à 390).

9. — Sortie à une lampe.

Lorsque la charge R_C (qui représente l'appareil d'utilisation tel que haut-parleur ou l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission) peut être réglée pour devenir la charge optimum de la lampe finale, on peut utiliser la *sortie par self*. Cette self à fer doit offrir à la fréquence f la plus basse qu'on désire conserver, une impédance $2\pi fL$ supérieure à celle de R_C et C_3 , en série : elle doit donc être importante pour peu qu'on désire des basses. C_3 , au contraire, doit avoir la plus faible impédance possible à cette fréquence ($1/2\pi fC$), au moins inférieure à R_C , ce qui implique une grosse capacité. Par exemple, si nous voulons conserver 50 c/s avec une 6V6 chargée par $R_C = 6 \text{ k}\Omega$, nous ferons C_3 au moins égal à $1/6000 \times 2 \times 3,14 \times 50 = 0,67 \mu\text{F}$, et nous mettrons sagement $2 \mu\text{F}$ qui offriront une réactance de 1800 ohms seulement. La self L aura donc au moins $1800 + 6.000 = 7.800$ ohms de réactance, ce qui donne $2\pi fL = 7.800$, d'où nous tirons $L = 7.800/314 = 2,5$ henrys au moins. Cette self aura une faible capacité répartie si on désire conserver les aiguës, et sera bobinée sur des tôles à faibles pertes en fil de calibre suffisant pour laisser passer le courant-plaque sans échauffement.

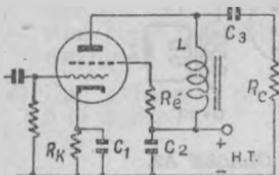


Fig. 8.
SORTIE PAR SELF.

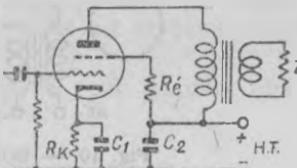


Fig. 9.
SORTIE PAR TRANSFO.

● Comme la charge Z est rarement celle optimum, on fait d'habitude la *sortie par transformateur*, afin de « faire voir » à la lampe la charge réelle convenablement grossie comme par une loupe jusqu'à la valeur de la charge optimum. Pour obtenir cet effet, le rapport nombre de tours primaire/nombre de tours secondaire doit être égal à la racine carrée du rapport impédance optimum/impédance de charge réelle. Par exemple, pour une 6V6 dont la charge optimum serait 6.000 ohms dans des conditions données, alors que l'impédance de charge réelle (bobine mobile d'un H.P. par exemple)

serait 25 ohms, le rapport du transfo serait $\sqrt{\frac{6.000}{25}} = 15,5$.

Le transfo doit être 1^o à faible capacité répartie pour conserver les aiguës (bobinage en galettes), 2^o à forte induction primaire, donc beaucoup de tours par volt sur beaucoup de fer, 3^o à faibles pertes magnétiques pour éviter les

champs balladeurs, donc tôles à faibles pertes, noyau de grande section, travaillant à faible induction. Un bon transfo de sortie est volumineux et coûteux, ceux qu'on monte habituellement sur les récepteurs même de luxe sont nettement au-dessous de leur tâche. On s'en aperçoit bien quand on les remplace par un transfo correct, la réception est littéralement transformée.

● Pour ce montage comme pour le précédent R_k se détermine en divisant la polarisation désirée par le courant cathodique (courant plaque + plus courant écran). C_1 doit avoir une réactance très inférieure à R_k , à moins qu'on ne désire introduire de la contre-réaction d'intensité : dans ce cas, C_1 est supprimé. R_E et C_2 sont souvent omis, l'écran étant alimenté à la même tension que l'anode.

● On a préconisé la sortie en transfo-shunt pour éviter la saturation du fer du transfo par le courant anodique. Le schéma est semblable à la sortie par self, où R_C est remplacé par le primaire d'un transfo de sortie. Un tel montage est volumineux, il exige une self et une capacité supplémentaires et n'apporte aucun avantage marqué sur la sortie avec un bon transfo. Il devient finalement plus coûteux et encombrant qu'un push-pull.

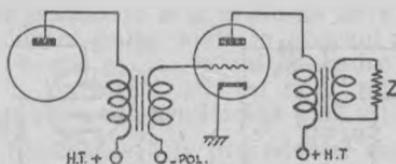


Fig. 10. — SORTIE CLASSE A2.

● Les schémas précédents se transforment aisément en *amplis classe A₂*. Il suffit : 1° d'attaquer la grille par une lampe capable de débiter, non plus des volts, mais des watts : donc, attaque par transformateur, 2° de réunir la cathode à la masse et de polariser convenablement la lampe finale par une source de tension stable (polarisation fixe), 3° d'adapter la charge R_C aux nouvelles conditions de fonctionnement du tube pour éviter les harmoniques (voir Memento 4^e volume).

10. — Charge cathodique.

On sait que pour qu'une lampe puisse développer de l'énergie, elle doit débiter dans une impédance Z un courant I qui fasse naître à ses bornes une tension V , la puissance étant alors ZI^2 ou V^2/Z . Il s'agit ici, bien entendu, de la composante alternative du signal amplifié qui seule nous intéresse. Cette impédance Z , ou charge, doit nécessairement se trouver dans le circuit anode-cathode où se trouve aussi la source de haute tension (laquelle, rappelons-le, doit avoir une impédance aussi faible que possible). Dans les amplis normaux, cette charge est constituée par l'organe d'utilisation, tel que le haut-parleur et son transfo de couplage, qui est placé entre l'anode et la source HT. Mais on

peut aussi le mettre entre cathode et source HT, l'anode étant reliée directement à + HT : on obtient ainsi un amplificateur à charge cathodique.

Un tel ampli a un gain inférieur à l'unité, car c'est un cas de contre-réaction à 100 %*, mais constitue un excellent ampli de puissance en classe A et un bon étage d'attaque de push-pull classe B, à cause de ses caractéristiques intéressantes :

- a) L'impédance d'entrée est très élevée, tandis que celle de sortie est très faible. Pour une triode, cette dernière est le quotient de la résistance interne de la lampe par le coefficient d'amplification augmenté de 1 (soit $q / (\mu + 1)$). Pour une pentode, c'est l'inverse de la pente $1/S$. Par exemple, une 6V6 dont la pente est $4,1 \text{ mA/V}$ aura une impédance de sortie de $1/0.0041 = 244 \text{ ohms seulement.}$

Avec une impédance de sortie aussi faible, le haut-parleur est fortement amorti et les transitoires sont bien reproduits, sans « trainage » du son. D'autre part, l'augmentation de l'impédance d'entrée se traduit par une meilleure reproduction des fréquences élevées.

- b) Le courant de sortie dans la charge suit fidèlement et en phase le signal injecté dans la grille, d'où le nom de « cathode follower » ou suiveur cathodique que lui ont donné les Anglo-Saxons. La contre-réaction étant intégrale, la fidélité est évidemment remarquable.
 - c) Une extrémité de la charge peut toujours être mise à la masse.

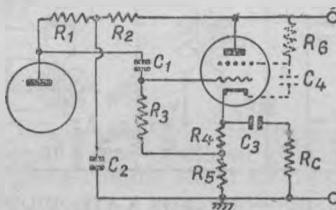


Fig. 11. — CHARGE CATHODIQUE 1.

• Un point important, dans l'étage final à charge cathodique, est la valeur de l'*impédance de charge optimum*. On sait que dans un montage normal cette impédance de charge se détermine à l'aide des courbes I_p/V_p en tenant compte du pourcentage d'harmoniques admissible*. Quand la charge est inductive et résistive comme un haut-parleur, l'impédance de charge optimum est environ le double de la résistance interne si la lampe est une triode, alors qu'elle n'en est que le huitième dans le cas d'une tétrode ou d'une pentode.

(*) Memento 4^e Vol., p. 336 et suiv.

(*) Voir Memento 4^e Vol. « La Contre-Réaction », p. 138.

La première idée qui vient à l'esprit est de mettre à l'étage cathodique une charge égale à l'impédance de sortie, puisque la distorsion est pratiquement nulle et que cette égalité donnera théoriquement le maximum de puissance. Comme beaucoup de premières idées, celle-ci est archifausse. En effet, la faible impédance de sortie est un état artificiel créé par la contre-réaction, qui semble abaisser considérablement la résistance interne de la lampe. Mais en réalité cette résistance interne est inchangée, car elle dépend uniquement de la géométrie des électrodes et de l'émission cathodique, si bien qu'en pratique il faut mettre à l'étage de sortie cathodique la même charge qu'à un étage normal. On pourrait descendre jusqu'à une valeur égale à l'impédance de sortie, la contre-réaction se chargeant de niveler le tout, mais ce serait au prix d'une perte de puissance ou d'une distorsion inadmissible.

● Le premier schéma montre en trait fort une triode où la charge représentée par R_C est en parallèle avec R_4-R_5 par l'intermédiaire de C_3 . R_4 est la résistance de polarisation normale. La capacité C_3 doit être importante, par exemple 8 microfarads, pour n'opposer qu'une faible réactance aux fréquences les plus basses. Si on utilise une pentode ou une tétoode de puissance, l'écran sera alimenté à une tension un peu inférieure à celle de la plaque par une résistance R_6 d'une centaine d'ohms et sera couplé à la cathode par la capacité C_4 de plusieurs microfarads.

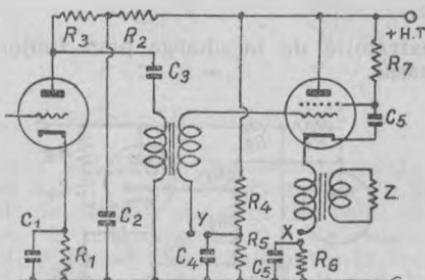


Fig. 12. — CHARGE CATHODIQUE 2.

Le second schéma est celui d'une tétoode, également montée en triode, excitée par un transfo en shunt qui est préférable au montage habituel par résistance-capacité quand la finale n'a pas une pente importante. En effet, l'étage cathodique a un gain inférieur à l'unité, ce qui se traduit par la nécessité d'osciller fortement sa grille : il faut lui fournir un signal plus puissant qu'à un étage normal pour en tirer la même puissance. Avec son rapport élévateur 1 : 3 ou davantage, le transfo y arrive plus aisément qu'un étage à résistance. Il importe évidemment qu'il soit d'excellente qualité pour ne pas introduire de distorsions.

La lampe finale doit être correctement polarisée. Trois cas peuvent se présenter :

1° La primaire du transfo de sortie a une résistance en continu égale à celle de polarisation demandée par la lampe. On raccorde alors à la masse l'extrême X de ce primaire et celle Y du secondaire du transfo de liaison ;

2° La résistance du primaire de sortie est trop faible. On réunit alors les deux points X, ce qui ajoute au primaire R_s qui apporte l'appoint et C_s de $50\mu F$. Le secondaire du transfo de liaison est toujours mis à la masse en Y ;

3° La résistance du primaire de sortie est trop forte, la grille est trop négative par rapport à la cathode. On met donc la base X du primaire à la masse et on réunit ensemble les points Y, ce qui met en circuit le diviseur de tension R_s et R_t . R_t a une valeur de $0,1 M$, et R_s est ajusté pour donner la polarisation positive compensatrice, qui ramènera la grille à sa polarisation correcte — ce qu'on constate, soit à l'aide d'un voltmètre électronique, soit encore en mesurant le courant cathodique au repos, qui doit être la somme des courants anode et écran du catalogue à la tension anodique donnée.

C_t est un chimique de $50\mu F$, C_s aura $8\mu F$, $R_t = 100$ à 200Ω . Pour R_s et C_s , voir Ampli à transformateur au chapitre « Amplis de tension BF ». R_2 , C_2 sont la résistance et la capacité de découplage.

Z est l'impédance de la bobine mobile qu'il faut marier avec la résistance interne P de la lampe par le transfo de sortie, dont le rapport se détermine par la formule bien connue :

$$\text{Rapport primaire/secondaire} = \sqrt{Q^2/Z^2}$$

AMPLIS DE TENSION B.F.

Ils sont destinés à donner des volts oscillants et non des watts modulés. Ce sont des amplificateurs intermédiaires.

11. — Triode à résistance.

C'est l'ampli de liaison classique. La charge de la lampe étant résistive, cet ampli a une excellente courbe de réponse, mais il ne convient guère comme ampli de puissance.

R_k dépend de la lampe ; à défaut d'indication, on peut prendre le quotient de R_P par le coeff. d'amplification de la lampe. Si on désire le gain maximum, R_P sera plusieurs fois plus grand que la résistance interne de la lampe, sans cependant dépasser le quart de la résistance de grille suivante, laquelle doit être aussi élevée que la stabilité le permet. On ajuste alors R_k pour obtenir la polar correcte, car R_k dépend de R_P et de la tension-plaque. Au contraire, si on veut la fidélité maximum, on ajuste R_k pour une polar de 1 volt supérieure au quotient de la tension de pointe admissible à la grille suivante par le gain de l'étage considéré*.

(*) On sait que le gain, ou amplification, n'est pas le coefficient d'amplification (k ou μ) mais $\frac{R_P}{R_P + R_i}$ avec R_P = résistance de charge et R_i = résistance du tube.

La réactance de C_K à la fréquence f la plus basse (soit $1/2\pi f C_K$) doit être nettement inférieure à R_K . C_K doit donc être le plus grand possible.

Bien qu'ils ne fassent pas partie de l'amplificateur proprement dit, nous avons fait figurer la résistance de découplage R_D et la capacité de découplage C_D . On fait habituellement $R_D = 1/2$ de R_P et $C_D = 0,5 \mu F$.

Limites de fréquence. — La réponse aux très basses fréquences demande C_2 d'autant plus fort que R_2 est plus faible, avec C_K important ($25 \mu F$). Par exemple, si $R_2 = 0,25 M$, C_2 aura au moins $0,1 \mu F$ pour laisser passer $50 c/s$. La règle d'or de la fidélité, tant pour les basses que pour les stéréo ou la phase, est que le produit $R_2 C_2$ doit être le plus grand possible.

La bonne réponse aux aiguës tient en deux mots : l'impédance de charge ne doit pas s'effondrer aux fréquences élevées. Or, R_2 est shuntée par : sa capacité propre, celle du câblage, celle de C_2 avec la masse, celle d'entrée de la lampe suivante, celle C_{PK} de l'étage, sans compter l'effet Miller dans les deux lampes. Pour réduire ces influences, il faut une lampe à faible R interne, et réduire parallèlement : R_L — les connexions — la capacité C_{GP} des deux lampes — la capacité G_{GK} du tube suivant.

On améliore les aiguës extrêmes en compensant l'effet des capacités parasites par une augmentation de l'impédance de charge : on met en série avec R_L une bobine à faible capacité répartie dont la self induction doit être calculée afin que son impédance $2\pi f L$ (à la fréquence f où la courbe commence à flétrir) compense celle des capacités parasites par résonance ou représente assez d'ohms pour augmenter suffisamment le gain de l'étage.

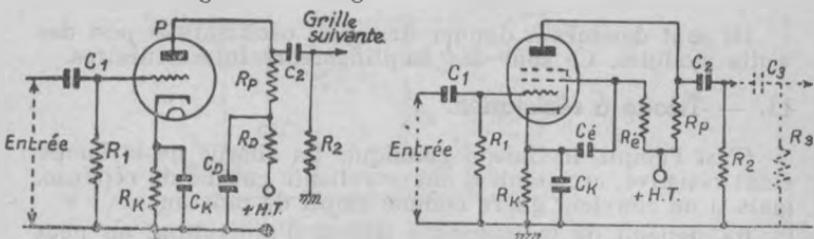


Fig. 13. — AMPLIFICATEURS A RESISTANCE.

12. — Pentode à résistance-capacité.

Bien que monté comme l'ampli à triode, à l'alimentation d'écran près, l'ampli à pentode est assez différent dans ses résultats. La capacité grille-plaque étant négligeable, l'effet Miller l'est aussi et la reproduction des aiguës est meilleure. Par contre, l'effet Miller de l'étage suivant a un effet plus prononcé, ce qui entraîne également l'utilisation d'une pentode à ce poste, et la pentode peut introduire du souffle.

La pentode donne un gain plus élevé que la triode et permet d'obtenir une pureté plus grande pour la même tension de sortie. On fait également $R_P = 0,25 M$, mais on peut

réduire cette résistance pour monter en fréquence. Pour les motifs exposés plus haut, R_2 est aussi élevé que possible, au moins le double de R_P . Le courant plaque optimum est environ la moitié du quotient de la HT par la résistance de charge, on l'ajuste par la tension d'écran déterminée par Ré.

Amélioration des aiguës et des graves. — Diverses astuces peuvent être introduites dans un ampli à résistance-capacité pour modifier la courbe de réponse :

a) Pour prolonger les aiguës au delà de la fréquence f où elles se mettent à plonger, on peut mettre en série avec R_P une petite bobine à faible capacité répartie dont l'inductance $2\pi fL$ à la fréquence de chute soit suffisante pour redresser la courbe.

b) La réponse aux graves peut être améliorée en faisant C_2 aussi grand que possible et en le doublant de C_3 , R_3 (en pointillé) de mêmes valeurs que C_2R_2 .

c) Une résonance gênante dans les graves peut se corriger en réduisant judicieusement la capacité C_E .

d) Voir « amplis à large bande » au chapitre TELEVISION.

Pour le réglage des amplis à résistance-capacité, voir le Memento 4^e volume et les tableaux qui figurent à la fin du présent ouvrage.

13. — Amplis à transformateur.

Le couplage par transfo a l'avantage de donner un gain élevé, une faible chute de tension dans le circuit anodique et une grande facilité d'adaptation des impédances de sortie d'un étage et d'entrée du suivant. Par contre, il exige un transfo de très haute qualité (tôles à faible hystérésis, travaillant à faible induction, bobinage à faible capacité répartie) pour éviter les résonances et la chute des aiguës.

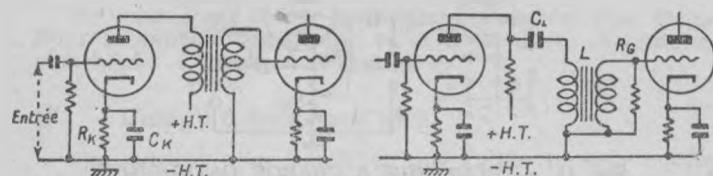


Fig. 14. — TRANSFO DIRECT ET TRANSFO-SHUNT.

On ne l'emploie guère qu'avec des triodes, car les pentodes exigeraient un primaire à haute impédance sous peine d'être perpétuellement en court-circuit.

Le couplage classique par *transfo direct*, où le primaire est parcouru par le courant anodique, a l'inconvénient de faire travailler le fer près de la saturation. Il vaut mieux séparer la composante continue par le montage en *transfo-shunt*, avec R_P égal à 3 ou 4 fois la résistance interne de la lampe, et une capacité C assez importante : si L est la self-

induction du primaire, on mettra $C = 4 \mu F$ pour $L = 10 H$, $2 \mu F$ pour $L = 25 H$, $1 \mu F$ pour $L = 50 H$, $0,5 \mu F$ pour $L = 100 H$. La résistance facultative R_G aplani la réponse au détriment du gain. Par calibrage de C en fonction de L , on peut relever les basses extrêmes par résonance ($f = 1/2\pi\sqrt{LC}$, en henrys et farad).

Le rapport du transfo doit être choisi de telle façon que la pointe de la tension transmise soit toujours inférieure à la polarisation de la lampe suivante dans les amplis de classe A1.

Lampes utilisables : Toute triode ou pentode.

14. — Couplage par impédance.

Il ressemble au couplage par résistance, sauf que R_P est remplacée par une inductance ($2\pi fL$). Avantage : gain plus élevé, du fait de la faible chute de tension. Inconvénients : plus coûteux, plus volumineux, gamme de fréquences moins étendue, résonance gênante, sauf à traiter la self à fer comme un transfo BF de haute qualité. C'est en somme un auto-transfo de rapport 1 : 1.

15. — Couplage catodique. (*)

Ce montage n'est pas amplificateur : au contraire, le gain est inférieur à 1. La charge se trouve entre cathode et $-HT$, au lieu d'être entre plaque et $+HT$: c'est un cas de contre-réaction totale. La lampe ainsi montée présente une très haute impédance à l'entrée (car ici l'effet Miller est négatif et l'impédance d'entrée normale se trouve divisée par le gain + 1) tandis que celle de sortie est très faible. Elle agit comme un transfo de rapport inférieur à l'unité, permettant de marier correctement deux impédances extrêmement différentes l'une de l'autre.

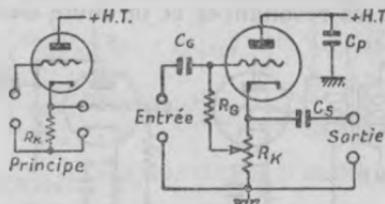


Fig. 15. — COUPLEUR A CHARGE CATHODIQUE.

Les avantages sont importants : très haute fidélité sur une gamme très étendue de fréquences et pas de déphasage. Dans le schéma de principe, R_K ou charge cathodique ne peut être supérieur à la valeur correcte de polarisation. Dans le schéma pratique, on remarque : 1° La capacité C_P destinée à assurer la constance de la tension-plaque malgré les variations du signal ; 2° La charge R_K plus élevée que celle de polarisation, avec prise réglant la valeur exacte de celle-ci ; la résistance de polarisation est la partie comprise

(*) Voir Memento I-II « L'amplification à lampes ».

entre cathode et prise. R_K a normalement une valeur de 1.000 à 5.000 ohms; 3° La résistance de grille normale R_G . 4° La capacité C_G isolant éventuellement la grille des tensions continues; 5° La capacité de sortie C_S qui, comme C_G , doit être importante pour laisser passer les très basses fréquences (plusieurs microfarads).

Lampes utilisables: toute triode, tétrode ou pentode. Ces dernières, bien qu'ayant la grille écran à potentiel fixe, agissent comme des triodes puisqu'il n'y a pas de charge anodique.

16. — Ampli cathodique.

Il utilise une lampe double telle que 6N7, 6J6, 6NS7... ou deux triodes identiques. C'est en somme un étage cathodique débitant directement dans la grille du second élément de la lampe double. L'ensemble est caractérisé par l'entrée et la sortie en phase, une capacité grille-plaque extrêmement faible.

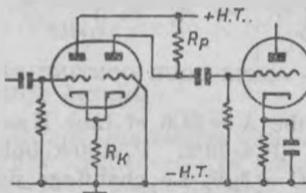


Fig. 16. — AMPLI A CHARGE CATHODIQUE.

La valeur de R_K est un peu inférieure au double de celle nécessaire pour la lampe double montée en amplificatrice normale, mais de larges variations sont possibles : plus faible, elle fait baisser la pente et le coeff. d'amplification — plus forte, la pente augmente, mais cet avantage est détruit par la réduction du courant cathodique.

R_P vaut 3 ou 4 fois la résistance interne d'un élément. Pour la capacité de liaison et la R de grille suivante, voir plus haut : « Triode à résistance ».

17. — L'ampli à fréquence zéro.

On l'utilise pour amplifier une faible tension continue, telle que celle fournie par une cellule photo-électrique, un faible couple galvanique, etc., afin de pouvoir commander un relais ou faire dévier un instrument de mesure. Le type est le montage Loftin-White ou « ampli à fréquence zéro ». Certains amplis à couplage direct sont encore utilisés pour pallier aux limitations de l'ampli à résistance-capacité qui descend difficilement aux très basses fréquences, par exemple 2 ou 3 c/s.

Dérivé du Loftin-White, il est formé d'une pentode à charge résistive excitant directement la grille d'une pentode finale dont la charge peut être constituée par l'appareil à actionner. Les tensions prises le long du diviseur sont très

critiques, la tension totale doit être stabilisée. Les lampes étant en série, il faut disposer d'une H.T. au moins double de celle demandée par une lampe unique. Le circuit répond aux variations de tension les plus lentes.

Si l'on désire une réponse uniforme en fréquence, il ne doit y avoir aucune capacité, pas même dans la source de tension. Il faut alors remplacer la chaîne potentiométrique par une alimentation par batterie à prises, qui est toujours plus indiquée dans ce montage à cause de la faible impédance entre les différentes prises.

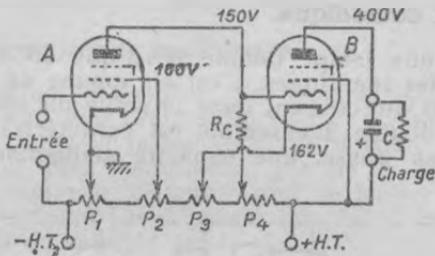


Fig. 17. — AMPLI POUR CONTINU ET T.B.F.

Valeurs pour tube A = 6C6 et tube B = 6V6 :
 $P_1 = 1 \text{ k.}$ $P_2 = 30 \text{ k.}$ $P_3 = 20 \text{ k.}$ $P_4 = 30 \text{ k. bob.}$ $R_C = 10 \text{ k.}$

La capacité C = 8 μF . Le chauffage du tube final doit se faire par circuit séparé isolé de la masse à cause de la tension très positive de la cathode.

18. — L'ampli-cascade.

comprend deux triodes (ou une double triode) donnant un gain très élevé, mais utilisable seulement en très basse fréquence et avec débit presque nul. Si μ est le coefficient d'amplification d'une des triodes, tout se passe comme s'il

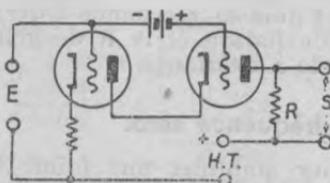


Fig. 18. — AMPLI-CASCADE T.B.F.

n'y avait qu'une triode ayant un coefficient d'amplification μ ($\mu + 2$). De même, la résistance interne totale est celle d'une des triodes multipliée par ($\mu + 2$). Par exemple, pour la 6N7, chaque élément a $\mu = 25$ et $\rho = 11 \text{ k } \Omega$. On a pour les deux éléments en cascade : $\mu = 25 \times 27 = 675$, et $\rho = 11 \times 27 = 297 \text{ k} \Omega$. A cause de la chute de tension de l'anode 2 à la cathode 1, on polarise positivement la seconde grille pour éviter le courant-grille.

Lampes : 6N7, 6SN7, 6SL7, ECC40, AA61.

19. — Ampli push-pull pour continu.

Ce montage est dû à Jean Schérer. Le circuit est spécialement adapté à l'amplification des faibles tensions ou courants continus ou à très basse fréquence. Il est essentiellement

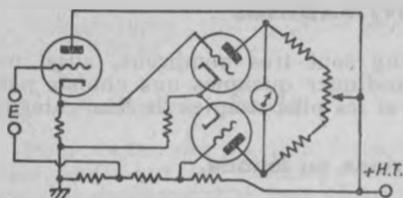


Fig. 19.
PUSH-PULL
POUR CONTINU

ment constitué par deux lampes formant push-pull, l'une des grilles étant attaquée par une lampe montée en cathodyne tandis que l'autre grille est à potentiel fixe. Ces deux lampes sont placées dans les deux bras d'un pont de Wheatstone dont la diagonale contient l'instrument de mesure. Pour plus amples détails, voir « Toute la Radio », N° 126.

20. — Ampli à large bande.

est indiqué quand il faut transmettre uniformément, en grandeur et en phase, des fréquences très basses et très élevées (télévision, oscilloscopes, haute fidélité).

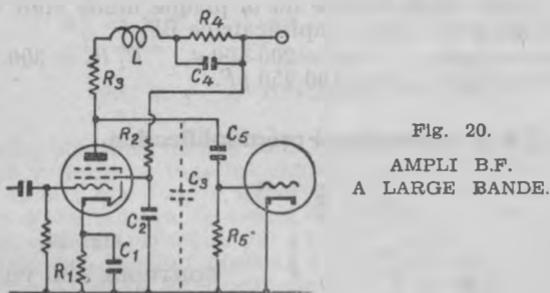


Fig. 20.
AMPLI B.F.
A LARGE BANDE.

La figure représente l'un de ces circuits dont le fonctionnement est le suivant : aux hautes fréquences, C_4 devient pratiquement un court-circuit, la charge de la lampe se réduit à $R_4 + 2\pi f L$, mais l'impédance $2\pi f L$ de la bobine L croît avec la fréquence, ce qui relève le gain. Aux plus basses fréquences, l'impédance de L tend vers zéro, mais celle de C_4 s'affirme et la charge devient pratiquement $R_4 + R_5$, ce qui relève aussi le gain. En même temps, les capacités parasites deviennent moins gênantes.

Les valeurs à donner aux R et C dépendent principalement des fréquences extrêmes à conserver et de la valeur des capacités parasites (sortie du premier tube + entrée du second + capacité du câblage avec la masse + paddings s'il

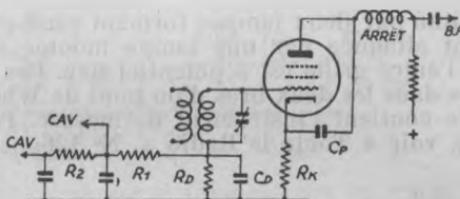
y en a) représentées en pointillé par C_p , d'où l'intérêt de les réduire au minimum par un choix judicieux des lampes, un câblage court et soigné, des supports à faible capa et de petites pièces.

ANTIFADINGS

Les circuits antifading sont très nombreux, aussi nous contenterons-nous d'en indiquer quelques uns choisis parmi les plus caractéristiques et les plus simples de leur catégorie.

21. — Antifading par triode ou tétraode.

Fig. 21.



Ces dispositifs ont été fort employés avant l'avènement de la diode : on chargeait alors la détectrice de fournir la tension correctrice en utilisant son « courant-grille » — mais il est facile de voir qu'en fait on avait affaire à une diode-triode ou une diode-tétrode où la plaque diode était confondue avec la grille d'une amplificatrice BF.

Valeurs-types : $R_D = 200-500 \text{ k}$, $R, R_2 = 300-1.000 \text{ k}$.
 $C_D = 100-250 \text{ pF}$. $C_P = 100-250 \text{ pF}$.

22. — C.A.V.+ détection + préamplification.

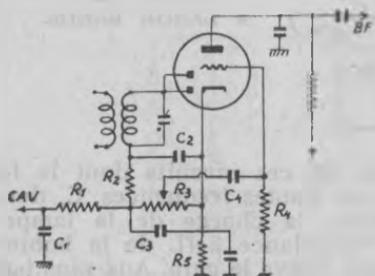


Fig. 22.
CONTROLE DE VOLUME
AUTOMATIQUE
(6Q7, EBC3, 6AT6, etc.).

C'est le montage classique des récepteurs populaires, à quelques variantes près. Le tube est un double-diode-triode convenablement polarisé par R_5, C_5 . Le filtre R_2, C_2 éliminant la composante MF du signal détecté est parfois absent. R_3, C_3 constituent le bloc de détection, et R_4 sert en même temps de volume-contrôle, le curseur prélevant la tension BF qui est envoyée à la grille du triode préampli, avec C_4, R_4 pour la

liaison et la fuite de grille. R_1 , C_1 constitue une cellule de filtrage de la tension continue d'antifading. Noter que la constante de temps en seconde (produit des microfarads par megohms) de ce filtre R_1 , C_1 n'est pas indifférente : elle doit être aussi longue que possible, tout en étant plus courte que la durée d'une fluctuation du fading, qui est rapide en O.C.

Valeurs-types : R_1 , R_3 , $R_4 = 500 \text{ k.}$ $R_2 = 100 \text{ k.}$ $C_1 = 0,1 \text{ C.,}$ $C_2, C_3 = 100 \text{ pF.}$

23. — Antifading retardé.

Pour éviter que l'action freinante de l'antifading ne se fasse sentir sur les émissions lointaines ou faibles, ce qui pourrait compromettre leur réception, on s'arrange pour ne redresser le signal que s'il atteint une tension suffisante. Pour tout signal inférieur au seuil fixé — par exemple 2 volts à la sortie du dernier transfo MF — la diode sera inopérante et la tension d'antifading sera nulle.

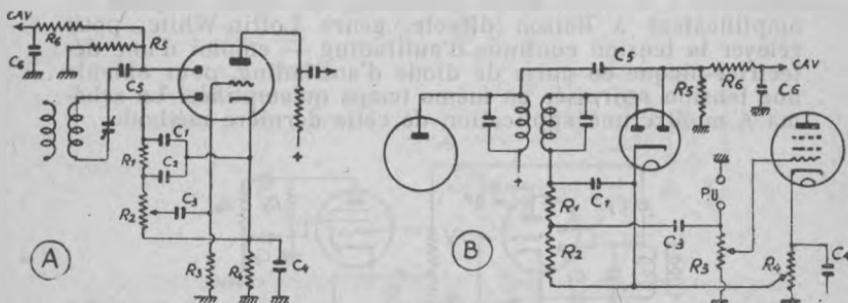


Fig. 23. — ANTIFADING DIFFERES.

Deux éléments diodes sont nécessaires, dont l'un réservé au son redressera tous les signaux quelle que soit leur tension, tandis que l'autre, réservé à l'antifading, n'agira qu'à partir d'une tension de signal déterminée. Il suffit pour cela que la cathode présente, par rapport à l'élément diode d'antifading, une tension positive égale au seuil du signal (par exemple 2 volts). Avec une double-diode-triode ou pentode utilisée comme préamplificatrice, c'est facile : on profite de la polarisation automatique qui rend la cathode positive. L'élément diode du son est retourné directement à la cathode, comme d'habitude, mais celui d'antifading a son retour à la masse. Le schéma A donne un exemple de ce montage. R_1 , C_1 , C_2 constituent le filtre MF du son, R_2 est la résistance de charge du son, R_3 , C_4 polarisent la grille en rendant la cathode positive, C_5 alimente en signal le diode d'antifading dont R_5 est la charge, tandis que R_6 , C_6 forment le filtre d'antifading.

Valeurs-types : Lampe double diode triode ou pentode convenablement polarisée. $R_1 = 100 \text{ k.}$ $R_2 = 500 \text{ k.}$ $R_3 = 0,5 \text{ à } 1 \text{ M.}$ $R_5 = 2 \text{ M.}$ $R_6 = 1 \text{ M.}$ $C_1, C_2 = 100 \text{ pF.}$ $C_3 = 0,05 \text{ C.}$ $C_4 = 10.$ $C_5 = 25 \text{ pF.}$ $C_6 = 0,1.$

● Le précédent montage a le désavantage de fixer le seuil à la valeur de la polarisation optimum demandée par la pré-amplificatrice BF. Aussi préfère-t-on souvent utiliser une double diode séparée, dont la cathode peut être portée au potentiel positif voulu par un diviseur de tension ou une prise sur la résistance de polarisation d'une lampe BF. Cette dernière solution a été appliquée dans le second schéma, qui se passe de commentaires. Les valeurs sont les mêmes que ci-dessus.

24. — Antifading amplifié.

Les antifadings précédents corrigent, mais sans les annuler complètement, les fluctuations du signal arrivant à l'antenne. Pour rendre la réception totalement indépendante du fading, il faut amplifier la tension correctrice avant de l'appliquer aux grilles commandées. Diverses méthodes ont été proposées : emploi d'une moyenne fréquence supplémentaire délivrant à la seule diode antifading un signal amplifié — amplificateur à liaison directe, genre Loftin-White, pour relever la tension continue d'antifading — emploi d'une détectrice-plaque en guise de diode d'antifading, pour obtenir une tension redressée en même temps qu'amplifiée. Le schéma A montre une application de cette dernière méthode.

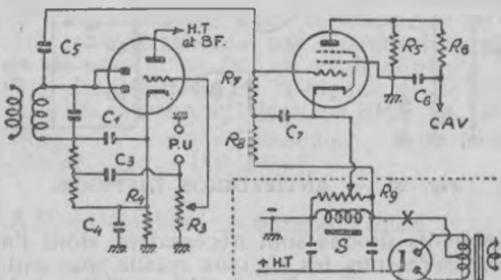


Fig. 24.

On voit d'abord à gauche la diode-triode détectant et amplifiant le son, sans commentaires. Le condensateur C_5 préleve le signal MF destiné à l'antifading et l'applique à la grille du deuxième tube, dont la cathode est très négative par rapport à la masse, tandis que sa grille plus négative encore atteint le cut-off. Dans ces conditions, cette lampe a son courant-plaque juste nul au repos : c'est donc une détectrice par la plaque, et on trouve à sa plaque la tension d'antifading redressée et amplifiée, grâce à la charge R_s .

Les tensions négatives s'obtiennent simplement en filtrant la HT par le moins, comme le montre le détail du bas, et en utilisant la chute de tension le long de la self de filtrage, divisée par le potentiomètre R_g , en parallèle sur elle, mais qui pourrait aussi bien se trouver en amont au point marqué d'une croix. Il aurait dans ce cas une valeur plus faible, quelques centaines d'ohms.

En réglant la prise de potentiel-grille encore plus bas, au-delà du cut-off (en déplaçant le curseur vers la gauche) on obtient l'antifading retardé et amplifié, du reste désirable pour éviter l'étofflement total des faibles signaux.

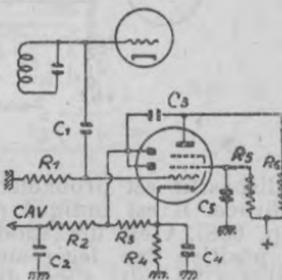
Signalons en passant que le retard de l'antifading introduit toujours une certaine distorsion, car il freine seulement les crêtes des signaux aux environs du seuil de tension.

Valeurs-types. Diode-triode du son : voir ci-dessus. Lampe d'antifading : triode ou pentode HF (Ex. 6AU6). Avec self S dont la résistance est 2.500Ω , $R_g = 10\text{ k}$ bobiné. Si l'intensité totale HT est 50 mA , la cathode aura -100 V , la grille sera réglée entre -3 et -5 volts. $R_7 = 200\text{ k}$, $R_s = 1M$, $R_s = 300-500\text{ k}$, $R_g = 1M$. $C_7 = 100\text{ pF}$. $C_s = 0.1$.

25. — Antifading de secours.

Fig. 25.

C.A.V. POUR
MODERNISATION D'UN
RECEPTEUR ANCIEN.



Ce montage s'adapte aisément à tout récepteur assez puissant non muni de l'antifading. C'est une diode-pentode, dont la partie pentode amplifie d'abord par résistances le signal prélevé sur le dernier circuit accordé. La tension amplifiée qui apparaît aux extrémités de la résistance de charge R_1 est ensuite redressée par l'élément diode pour donner la tension d'antifading filtrée par R_2, C_2 . Pour ne pas trop amortir le circuit oscillant, R_1 doit avoir une valeur aussi élevée que possible, ou être prolongée par une self d'arrêt HF ou MF selon le cas.

Valeurs-types : Lampe diode-pentode correspondant au chauffage du poste (EAF41, EBF2, 6B8, 2B7, UAF41).
 $R_1 = 1\text{--}2 M.$ $R_2 = 0.5 M.$ $R_3 = 1 M.$ R'_4 selon polar.
 $R_5 = 50\text{--}80 \text{ k.}$ $R_6 = 300\text{--}500 \text{ k.}$ $C_1 = 500 \text{ pF.}$ $C_2 = 0.1.$
 $C_3 = 0.1.$ $C_4 = 0.05.$ $C_5 = 0.05.$

ANTIPARASITES ET LIMITEURS

Ces dispositifs ont pour mission :

- a) Soit de limiter l'amplitude moyenne du signal à une valeur prédéterminée ne saturant pas les grilles des étages suivants ;
 - b) Soit de réduire instantanément l'amplification d'une lampe au passage d'un parasite et de la rétablir à sa valeur normale aussitôt après ;

- c) Soit d'écrêter le signal, c'est-à-dire de raboter tout ce qui dépasse une amplitude de pointe déterminée sans toucher au reste — donc de supprimer les pointes de tension causées par les parasites atmosphériques, par exemple ;
 - d) Soit d'empêcher les parasites industriels d'entrer dans le circuit d'antenne.
- On trouvera dans le 4^e vol. du Memento (p. 128 à 134) divers schémas de limiteurs : série, shunt, Lamb, Dickert, applicables surtout aux étages M.F.

26. — Diode limitrice By-pass.

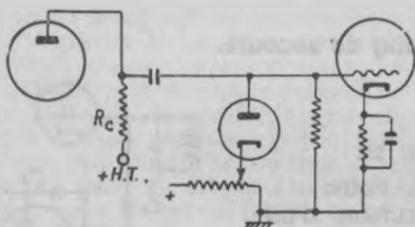


Fig. 26.

Ce dispositif est probablement le plus simple, sinon le plus efficace. Il est indiqué par Terman (Radio Engineers Hdbk, p. 658). C'est une diode dont la cathode reçoit une tension positive fixe légèrement supérieure au signal BF admissible à la grille d'une des lampes BF réunie à l'anode de la diode. Un signal trop puissant rend cette anode plus positive que la cathode et se trouve court-circuité par la conduction de la diode.

27. — Limiteur BF.

Ce dispositif prend place après la diode détectrice. Le tube A reçoit à sa grille d'entrée le produit de la détection,

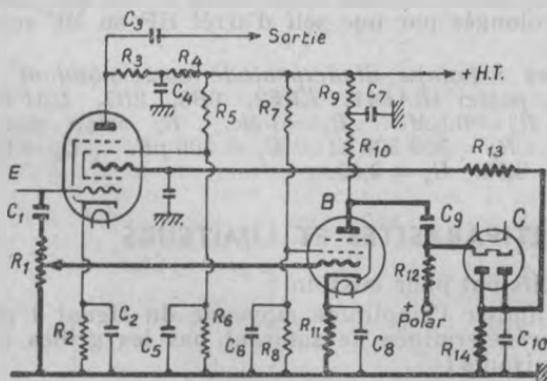


Fig. 27.

tandis que son autre grille de commande peut être polarisée négativement jusqu'au cut-off (ou suppression du courant

cathodique) par la diode C lorsque celle-ci redresse un signal surpuissant qui lui est fourni par le tube B. A cet effet, le tube B préleve le long du potentiomètre R_1 , une partie du signal appliquée au tube à double commande A. La diode ne commence à redresser le produit de B que si sa tension dépasse la polarisation positive appliquée à sa cathode.

Valeurs pour $A = 6L7$, $B = 6J7$, $C = 6H6$:
 $R_1, R_{10}, R_{13} = 0,5$ M. $R_2 = 300$. $R_4, R_{14} = 0,25$ M. $R_4 = 20$ k.
 $R_5, R_6 = 10$ k. $R_7, R_9 = 50$ k. $R_8 = 200$ k. $R_{11} = 1.200$.
 $R_{12} = 0,1$ M.
 $C_1 = 10.000$ pF. $C_2 = 50\mu F$. $C_3 = 20.000$ pF. $C_4, C_7, C_9 = 0,5\mu F$
 $C_5, C_6, C_{10} = 0,1$ μF . $C_8 = 25$ μF . Polar = 4-6 v.

28. — Silenceur Watzel.

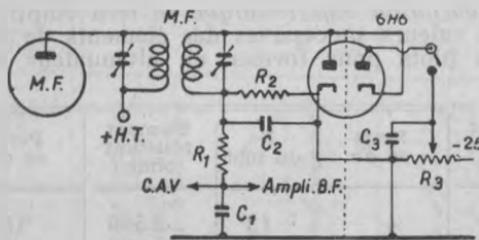


Fig. 28.

Il fonctionne comme le Lamb, mais il est plus simple. Il ne demande qu'une diode, plus celle utilisée à la détection. Le silenceur est tout entier figuré à droite du pointillé : au lieu d'une demi 6H6, on aurait tout aussi bien pu mettre une simple diode autonome. Quand le signal ou un parasite dépassent la tension de blocage réglable par R_3 , la diode devient conductrice et agit comme un shunt de 2.000 ohms aux bornes du détecteur qui se trouve momentanément amorti.

Valeurs : $R_1 = 50$ k. $R_2 = 1$ M. $R_3 = 50$ k. $C_1, C_2 = 500$ pF.
 $C_3 = 0,5$ μF .

ATTENUATEURS SIMPLES

On a souvent besoin de réduire une tension HF ou BF dans un rapport connu, par exemple pour mesurer le gain d'un ampli. La méthode est simple. Le générateur de signal (qui peut être l'étage précédent) débite dans un atténuateur, qui débite dans l'ampli à étudier, qui débite dans un indicateur approprié, et on ajuste l'atténuateur jusqu'à ce que l'indicateur donne la même réponse que s'il était directement branché sur le générateur : à ce moment, l'atténuation est égale au gain de l'ampli.

Le gain ou la perte sont habituellement exprimés en décibels : on fait le quotient des deux tensions à comparer, et on lit le gain (ou la perte) dans une table telle que celle qui figure à la fin de l'ouvrage.

29. — Diviseur de tension.

C'est le plus simple des atténuateurs, mais il n'est utilisable que s'il attaque une impédance pratiquement infinie, telle que l'entrée d'une lampe. C'est un potentiomètre ou mieux une résistance à plots, suffisamment forte pour supporter l'échauffement et ne pas surcharger le générateur,

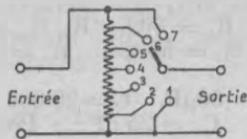


Fig. 29.

mais pas trop pour être très différente de l'impédance « infinie » dans laquelle elle débite. La graduation d'un potentiomètre à variation logarithmique se fera empiriquement. Voici les valeurs successives des éléments de résistance reliant les plots pour former un atténuateur de 2 en 2 db :

N° du plot	Élément résistant (ohms)	Perte en db	N° du plot	Élément résistant (ohms)	Perte en db
1	0	∞	13	2.590	18
2	1.000	40	14	3.260	16
3	259	38	15	4.100	14
4	326	36	16	5.170	12
5	410	34	17	6.490	10
6	517	32	18	8.190	8
7	649	30	19	10.900	6
8	819	28	20	12.400	4
9	1.031	26	21	16.110	2
10	1.298	24	22	20.790	0
11	1.633	22			
12	2.058	20		100 kΩ	

Si l'on choisit une résistance totale différente de 100.000 ohms, on la divisera proportionnellement aux valeurs du tableau ci-dessus pour conserver les mêmes divisions.

30. — Atténuateurs en T, en π , en lattis.

Quand l'impédance de sortie n'est pas infiniment grande, un simple potentiomètre ne suffit plus. Pour obtenir une atténuation constante quelle que soit la fréquence, l'impédance d'entrée et celle de sortie doivent être égales à celle de l'atténuateur — sinon il faut les marier à l'aide d'un transformateur ou d'un circuit de couplage, et l'on sait que le rapport du transfo *sans fuites* est égal à la racine carrée du rapport des deux impédances à réunir.

(*) D'après Scroggie, Radio Laboratory Hdbk, Iliffe et Sons, Londres.

Le plus utilisé est l'atténuateur en T. Celui en lattis n'est en somme qu'un pont dont les quatre branches sont les quatre résistances, l'entrée et la sortie occupant les deux diagonales. Les trois schémas sont équivalents.

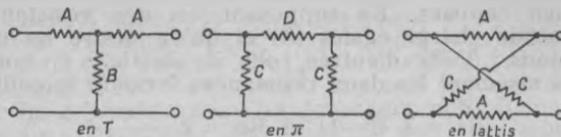


Fig. 30. — CELLULES ELEMENTAIRES D'ATTENUATEURS.

On trouvera ci-dessous les facteurs par lesquels il faut multiplier l'impédance Z d'entrée et de sortie (résistive) pour obtenir la valeur des résistances à employer.

Perte Décibels	A	B	C	D
0,25	0,0147	33,85	68,03	0,0295
0,5	0,0287	17,361	34,79	0,0576
1	0,0575	8,669	17,39	0,115
2	0,1145	4,305	8,726	0,232
3	0,1710	2,838	5,848	0,352
4	0,2260	2,094	4,425	0,477
5	0,2802	1,645	3,569	0,608
6	0,3325	1,339	3,007	0,747
7	0,3824	1,116	2,614	0,896
8	0,4305	0,945	2,323	1,057
9	0,4760	0,812	2,101	1,232
10	0,5194	0,703	1,925	1,423
15	0,6980	0,367	1,432	2,720
20	0,8183	0,202	1,222	4,95
25	0,8940	0,113	1,119	8,876
30	0,9389	0,063	1,065	15,8
35	0,9651	0,035	1,036	28,13
40	0,9804	0,02	1,020	50

31. — Atténuateur en échelle.

Si l'on fait débiter un atténuateur dans son pareil, celui-ci dans son semblable, et ainsi de suite, le courant ou la tension vont subir successivement le même pourcentage de perte en passant d'une cellule à l'autre — en d'autres termes, ils perdront le même nombre de décibels.

Mais disposons quatre cellules faisant respectivement perdre 1, 2, 4 et 8 db, avec un combinateur permettant de les insérer isolément ou en association : nous aurons un instrument capable de couvrir sans trou la gamme de 0 à 15 décibels (par exemple $1 + 4 = 5$, $1 + 2 + 8 = 11$, etc...). Avec deux autres cellules faisant 16 et 32 db, nous couvrirons toute la gamme de 0 à 63 db.

Pour les besoins courants, l'atténuateur en échelle est plus simple, car il demande moins d'éléments et sa commutation est plus facile. C'est une suite de *cellules en L* qui ont la propriété de marier directement deux impédances différentes avec le minimum de perte quand les résistances sont bien choisies. En supposant ici des résistances de source et de charge égales (Z) et qu'on désire un rapport de tensions : Volts d'entrée/volts de sortie = r , nous calculerons aisément les deux résistances formant la cellule :

$$R_s = Z(r-1) \text{ et } R_p = Z \frac{r}{r-1}$$

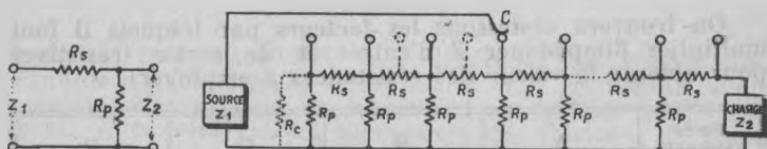


Fig. 31. — ATTENUATEUR ECHELLE.

Exemple : Entrée et sortie 12 Ω, atténuation par cellule 2 db. Une table des db ou la règle à calcul nous disent que le rapport des tensions d'entrée et sortie doit être 1,259, d'où:

$$R_s = 3,15 \Omega \text{ et } R_p = 60 \Omega.$$

Un simple curseur C mettra en circuit le nombre de cellules nécessaires. Des plots intermédiaires (en pointillé) peuvent être ajoutés. On termine avantageusement la chaîne du côté de la source par l'impédance caractéristique $Z_c = rZ$.

Cet atténuateur n'est pas parfait, car sa Z de sortie n'est pas constante d'une cellule à l'autre, surtout vers les dernières, mais il est facile à réaliser.

CADRES ANTIPARASITES

On sait que les parasites industriels se propagent à courte distance principalement par la composante électrique de leur champ, qui est orientée verticalement. Théoriquement, un cadre vertical y est insensible, puisque chaque alternance du champ perturbateur induit dans chaque moitié verticale des courants opposés qui s'annulent. En pratique cependant, le cadre courant n'a pas ses deux moitiés rigoureusement équilibrées, car l'une est réunie à la première grille tandis que l'autre est à la masse : le cadre lui-même agit comme une petite antenne placée en plein centre des parasites industriels, qu'il reçoit aussi bien que l'émission désirée.

Pour rendre le cadre anti-parasite, il faut donc supprimer cette dissymétrie ou soustraire le cadre à la composante électrique par un blindage, de telle sorte que la composante magnétique seule des émissions puisse l'influencer.

32. — Cadre compensé.

Pour égaliser les capacités des deux moitiés de cadre avec la masse, donc avec la terre, la solution la plus simple consiste à mettre entre ses extrémités, en plus du condensateur variable habituel aussi rapproché que possible, un tout petit condensateur « compensateur » formé de deux stators et d'un seul rotor qui pénètre dans un stator quand il sort de l'autre. Comme le rotor est réuni à la masse, on arrive ainsi à égaliser les capacités présentes de chaque côté. Remarquez que le compensateur peut être remplacé par deux trimmers à air dont les rotors sont réunis, comme le montre la figure suivante — ou même par un seul trimmer placé entre la masse et le côté du cadre le moins capacitif, c'est-à-dire celui relié à la grille.

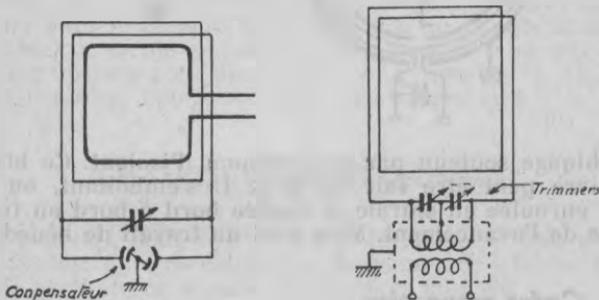


Fig. 32. — DEUX CADRES COMPENSES.

Pour attaquer les bornes Antenne-Terre du poste sans devoir modifier celui-ci, deux solutions se présentent : ou bien le cadre constitue le primaire d'un transformateur, dont le secondaire à quelques spires seulement est bobiné sur sa carcasse, ou bien le cadre attaque un transformateur-relais blindé. Dans les deux cas, le secondaire du transfo est relié aux bornes Antenne-Terre par un fil double torsadé pour éviter tout effet d'antenne. On reconnaît dans cette deuxième solution le transformateur d'adaptation, utilisé dans la technique des antennes antiparasites à descente transposée. Dans les deux cas, le nombre de spires du secondaire sera déterminé par tâtonnements, car le calcul entraînerait trop loin étant donné la diversité des dimensions et des impédances, tant des cadres que des circuits d'entrée des récepteurs, et du reste une simple approximation sera largement suffisante. Bien entendu, il y aura autant d'enroulements au cadre que de gammes d'onde à couvrir avec le même condensateur variable.

33. — Cadre blindé.

Son principe est simple : un cadre enfermé dans un tube présentant une coupure transversale à un endroit, éventuellement refermée par un isolant pour ne pas constituer une spire

en court-circuit. Il ne faut pas surtout de coupure longitudinale, acceptable seulement pour les besoins de la construction et à la condition de la souder ensuite pour rétablir la conductibilité. Mais la réalisation en est difficile, car la capacité répartie doit être aussi faible que possible et le blindage doit être distant des enroulements. Pour l'amateur, il n'y a guère d'autre possibilité que de « construire » le blindage autour

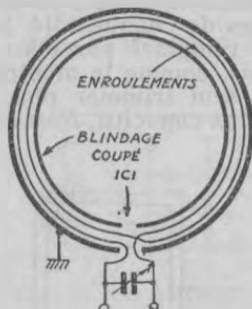


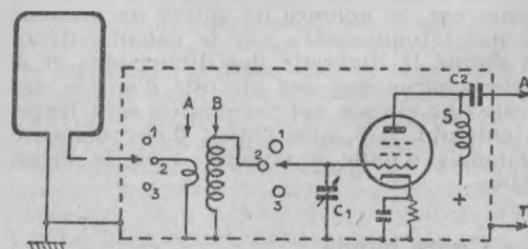
Fig. 33.
CADRE BLINDE.

du bobinage soutenu par le minimum d'isolant. Ce blindage en cuivre peut être fait de deux U s'emboitant, ou d'une bande enroulée en spirale et soudée bord à bord au fur et à mesure de l'avancement. Mais c'est un travail de bénédicin...

34. — Cadre monospire.

Ici, rien de plus simple : un tube de cuivre rouge de 6 mm. extérieur, comme celui utilisé par les garagistes pour les conduites d'essence, qu'on façonne en un joli cadre rectangulaire dont les deux bouts se réunissent sur une plaque isolante et pivotante. Cette spire unique, de format approximatif 30×45 cms, s'accorde directement par C variable de 450-500 pF et donne ainsi la gamme des ondes courtes. Tel quel, et sans compensation, il ne serait qu'un cadre tout à fait courant sujet à capter les parasites, mais il est bien facile d'éviter cet inconvénient : il suffira de blinder, non pas le cadre, mais toute sa sortie y compris la première lampe.

Fig. 34.



Ainsi, chaque moitié de cadre et tout ce qui s'y accroche aura avec la terre la même capacité que celle de l'autre moitié, et les parasites industriels seront éliminés. Il suffit de

faire suivre le cadre monospire d'une lampe amplificatrice HF apériodique en coffret blindé pour obtenir, en plus de l'équilibre capacitaires, une amplification compensant largement la faiblesse de captation de notre cadre rudimentaire.

Le même cadre recevra les ondes moyennes et longues, il suffira pour cela de lui faire attaquer le primaire d'un transformateur HF pour chaque gamme, le secondaire étant accordé par l'unique CV. Cela peut se faire à l'aide d'un bloc de bobinages PO-GO d'antenne, à facteur de surtension aussi bon que possible, dont on remplace les primaires par 2 à 3 spires seulement pour les PO et 4 à 6 pour les GO, suivant leur diamètre. La figure montre les seuls bobinages PO, ceux GO (en 3) étant omis. Quant aux OC, il n'y a pas de bobinages, mais simple court-circuitage des plots 1 des deux commutateurs.

Ceux que ce dispositif intéressera pourront trouver tous les détails de construction d'un tel amplificateur servant de socle au cadre dans le numéro d'octobre 1950 de «Toute la Radio». Son auteur a même poussé l'astuce jusqu'à faire pivoter le cadre sur un jack pour assurer de bons contacts, la simplicité de construction, l'élegance et le démontage aisés.

CHANGEURS DE FREQUENCE

- On trouvera dans le 4^e volume du Memento une série de schémas classiques de changeurs de fréquence à lampe unique ou avec oscillatrice séparée. Voir pages 96 à 99.

Nous nous bornerons donc à indiquer quelques schémas complémentaires.

35. — Triode-Hexode Européenne.

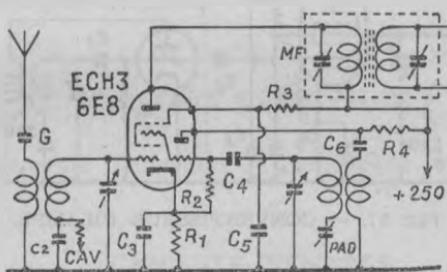


Fig. 35.

C'est le schéma classique des récepteurs français. L'interaction entre les circuits d'injection et d'oscillation est faible et le glissement de fréquence négligeable, sauf en o.c.

Valeurs courantes: $C_1 = 100$. $C_2, C_3, C_5 = 0,1 \mu\text{F}$. $C_4 = 50$.
 $C_6 = 500$. R de CAV = 0,1 m. $R_1 = 300$. $R_2, R_3 = 50$ k.
 $R_4 = 30$ k.

36. — Triode-Hexode Américaine.

Montage semblable au précédent, à part la disposition des grilles de la 6 K 8.

Valeurs pour ce tube : $C_1 = 100 \text{ pF}$. $C_2, C_5 = 0,1 \mu\text{F}$.
 $C_3, C_6 = 0,001 \mu\text{F}$. $C_4 = 50 \text{ pF}$. $R_1 = 35 \text{ k.}$ $R_2 = 47 \text{ k.}$
 $R_3 = 240$. $R_4 = 27 \text{ k.}$

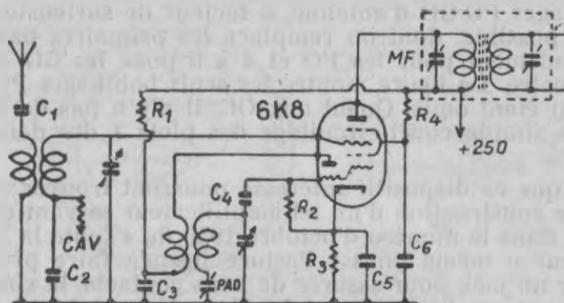


Fig. 36. — TRIODE-HEXODE AMERIQUE.

37. — Heptode + oscillatrice séparée.

Ce convertisseur est plus stable que ceux à lampe unique, particulièrement aux fréquences élevées où le glissement de fréquence est difficile à éviter. L'oscillatrice est séparée de la modulatrice dans le schéma par un trait pointillé.

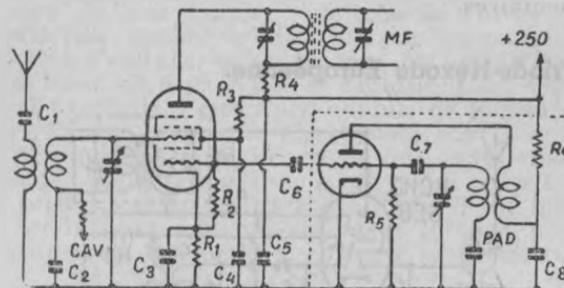


Fig. 37. — CONVERTISSEUR BILAMPE.

Valeurs pour tubes 6BE6 et 6AG5 (en triode) :

$C_1, C_7 = 100 \text{ pF}$. $C_2, C_3, C_4, C_5, C_8 = 0,1 \mu\text{F}$. $C_6 = \text{env. } 10 \text{ pF}$.
 $R_1 = 100$. $R_2, R_3 = 20 \text{ k.}$ $R_4 = 10 \text{ k.}$ $R_5 = 50 \text{ k.}$
 $R_6 = 15 \text{ k env.}$

38. — Diode au Germanium (Westectal).

En injectant dans un détecteur à cristal (qui pourrait être une galène) le signal et une oscillation locale, on fait

naître aux bornes de la résistance R une tension MF qu'on applique au primaire du transfo intermédiaire. En pratique, il vaut mieux utiliser un Westectal pour raison de stabilité. On obtient ainsi un convertisseur très peu encombrant, exempt de déphasage par transit dans l'espace cathode-plaque, à capacité très réduite et particulièrement appréciable en très haute fréquence.

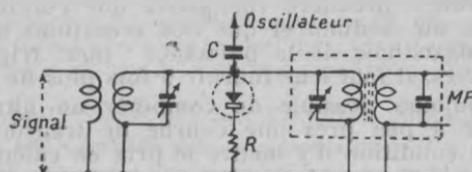


Fig. 38. — CONVERSION PAR DIODE A CRISTAL.

● On sait que la stabilité et la sélectivité d'un changeur de fréquence dépendent principalement de l'oscillateur local, dont l'isolation, le câblage et la rigidité mécanique doivent être particulièrement soignés avec des connexions aussi courtes que possible si l'on tient aux O.C. Il est bon de vérifier la forme de l'onde à l'oscillographe (aussi peu d'harmoniques que possible) et la tension HF qui doit être suffisante à tous les points de toutes les gammes. La réaction sera judicieusement dosée pour obtenir une oscillation assez puissante sans produire d'harmoniques importants. La capacité d'accord sera, autant que possible, assez élevée par rapport à la self. Tout couplage parasite entre les circuits d'oscillation et ceux de conversion, capacitif ou inductif, sera éliminé par un placement et un câblage judicieux et au besoin par blindage. Enfin, la source de haute tension aura une bonne régulation pour éviter le glissement de fréquence

CIRCUITS DETECTEURS

Voir Memento Tungsram IV, pages 104-105.

CIRCUITS D'ENTREE

Voir Memento Tungsram IV, page 93.

CONTRE-REACTION

Voir Memento Tungsram IV, pages 136-148.

CONTROLES DE TONALITE

Le contrôle de tonalité se fait généralement en rognant ce qui est en trop : par conséquent, si le gain maximum d'un amplificateur est à peine suffisant, il est vain de vouloir lui enlever ou réduire les aiguës pour favoriser les graves ou vice-versa. D'autre part, le relèvement des aiguës ou des graves — surtout des graves — demande plus de puissance qu'il ne paraît à première vue, parce que l'oreille est surtout sensible au médium et que nos sensations augmentent comme le logarithme de la puissance : pour tripler l'audition des graves, il faut leur fournir 9 fois plus de watts.

Il est toujours possible de combiner un filtre capable de redresser à peu près une courbe de transmission bis-cornue, à la condition d'y mettre le prix en calcul, en puissance perdue et en argent. Ce n'est pas ici l'endroit d'aborder de tels filtres, dont les éléments ont été exposés ailleurs *. Nous nous bornerons à examiner quelques contrôles simples sans en approfondir la théorie.

39. — Filtres résonnantes.

Un circuit résonnant formé d'une self et d'une capacité arrête sa fréquence de résonance s'il est en parallèle ou la laisse passer s'il est en série. A l'aide du tableau ci-après, qui donne le produit des henrys par les microfarads pour les fréquences audibles, il est facile de déterminer les valeurs des selfs et capacités constituant les circuits résonnantes. Par exemple, si le circuit doit être accordé sur 5.000 c/s, on trouve $LC = 0,01$, d'où $L = 1 \text{ H}$ et $C = 0,01\mu\text{F}$, ou encore $L = 0,5 \text{ H}$ et $C = 0,02 \mu\text{F}$, etc.

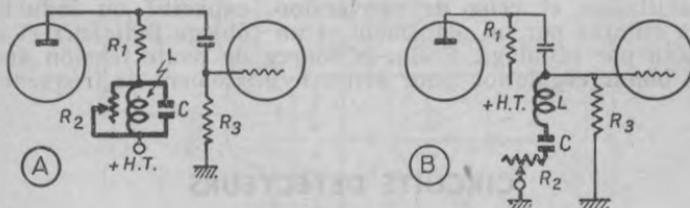


Fig. 39. — FILTRES RESONNANTS.

Le schéma A peut être utilisé pour relever les aiguës aux environs de 5.000 c/s dans un ampli courant où elles commencent à tomber. On pourra charger la plaque d'une pentode avec $R_1 = 40 \text{ k}$ bobiné, $R_2 = 100 \text{ k}$ au carbone et le circuit Lc ci-dessus. $R_3 = 1 \text{ M}$. En faisant varier R_2 , l'amplification des 5.000 c/s pourra varier de 7 db, avec une pointe aiguë de résonance pour $R_2 = 0$.

Le schéma B sert à creuser le médium, donc favorise à la fois les graves et les aiguës. Pour une pentode, les valeurs seront $R_1 = R_2 = 250 \text{ k}$, $R_3 = 1 \text{ M}$, circuit oscillant déterminé comme ci-dessus sur la fréquence sonore qu'il convient

(*) Voir Memento Tungsram 3^e Volume « Les filtres électriques ».

d'affaiblir. Par exemple, pour 1.000 c/s, on pourra prendre 2,5 H et C = 0,01 μ F.

Les filtres résonnantes sont très efficaces, mais ils souffrent de quelques défauts : prix et volume des éléments — sensibilité des selfs aux champs magnétiques errants — distorsion des transitoires par oscillation prolongée du circuit sur certains réglages d'amortissement. C'est pourquoi les contrôles de tonalité font plutôt usage de résistances et de condensateurs sans selfs, qui permettent d'obtenir une variation plus douce sans pointes brutales de résonance. Néanmoins, les filtres résonnantes sont précieux pour corriger les défectuosités d'un ampli autour d'une fréquence déterminée.

CARACTERISTIQUES DES CIRCUITS OSCILLANTS

(Produit self \times capacité pour fréquences de 100 à 1.000 c/s)

$f =$	LC (H \times μ F)						
100	2,5330	330	0,23260	560	0,08077	790	0,04058
110	2,0934	340	0,21911	570	0,07796	800	0,03958
120	1,7590	350	0,20677	580	0,07530	810	0,03860
130	1,4988	360	0,19565	590	0,07277	820	0,03767
140	1,2923	370	0,18503	600	0,07036	830	0,03677
150	1,1258	380	0,17542	610	0,06807	840	0,03602
160	0,98945	390	0,16654	620	0,06590	850	0,03506
170	0,87646	400	0,15831	630	0,06382	860	0,03424
180	0,78179	410	0,15068	640	0,06184	870	0,03346
190	0,70167	420	0,14409	650	0,05995	880	0,03271
200	0,63525	430	0,13699	660	0,05815	890	0,03197
210	0,57637	440	0,13084	670	0,05645	900	0,03127
220	0,52335	450	0,12509	680	0,05478	910	0,03059
230	0,47880	460	0,11970	690	0,05320	920	0,02992
240	0,43975	470	0,11466	700	0,05149	930	0,02929
250	0,40545	480	0,10994	710	0,05025	940	0,02866
260	0,37470	490	0,10549	720	0,04891	950	0,02807
270	0,34747	500	0,10136	730	0,04753	960	0,02748
280	0,32307	510	0,09738	740	0,04626	970	0,02692
290	0,30120	520	0,09367	750	0,04503	980	0,02637
300	0,28145	530	0,09017	760	0,04385	990	0,02584
310	0,26360	540	0,08687	770	0,04272	1.000	0,02533
320	0,24736	550	0,08373	780	0,04163		

Pour fréquences 10 fois plus grandes, diviser LC par 100.

Pour fréquences 10 fois plus faibles, multiplier LC par 100.

Ex. : LC = 0,0040545 à 2.500 c/s, et LC = 40,545 à 25 c/s.

40. — Correcteurs simples à R.C.

Ces montages n'utilisent que des résistances et des capacités pour obtenir l'un des quatre effets : renforcement ou affaiblissement des graves ou des aiguës. On les place le

plus en amont possible en BF, afin de ne pas courir le risque de dépasser l'admissibilité de la grille qui les suit.

Schéma C. — Un condensateur C_1 shunte la résistance de charge de la préamplification (R_C), donc favorise le médium et les graves en réduisant les aiguës, dont la chute peut être contrôlée par R_2 variable en série avec C_1 . On peut aussi supprimer R_2 et disposer plusieurs C de valeurs différentes autour d'un commutateur qui les met successivement en parallèle sur R_C .

Valeurs types : $C_1 = 0,05 \mu F$, $R_2 = 0,25 \text{ à } 0,5 M$ (selon valeur de R_C).

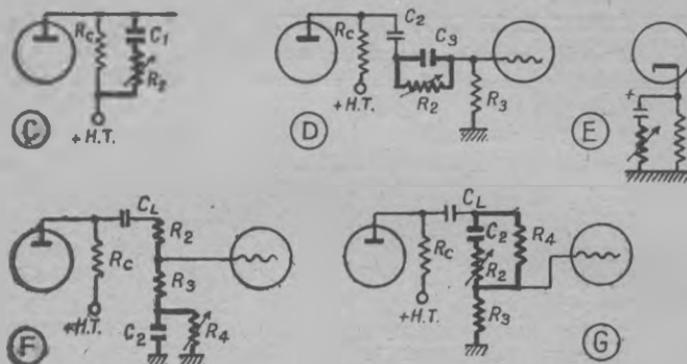


Fig. 40. — CORRECTEURS SIMPLES A RESISTANCE-CAPACITE.

Schéma D. — Un condensateur C_3 en série avec la capacité de liaison C_2 diminue celle-ci et réduit les graves. Son action est contrôlée par R_2 en parallèle. On peut encore remplacer le bloc C_2 , C_3 , R_2 par plusieurs condensateurs mis successivement en circuit par un commutateur, pour livrer aux graves un chemin plus ou moins aisé.

Valeurs types : $C_3 = 0,1 \mu F$, $R_2 = 20 \text{ à } 50 k$.

Schéma E. — Une résistance en série avec le C by-pass de cathode, ou la réduction de ce C par substitution à l'aide d'un commutateur, introduit de la contre-réaction d'intensité localisée sur les graves, qui sont affaiblies. De même, la réduction du condensateur de découplage d'écran, quand celui-ci est alimenté par une R chutrice, a pour effet de réduire les graves. Ces deux effets peuvent être combinés.

Schéma F. — A l'inverse du schéma D, celui-ci renforce les graves. Pour le comprendre, négligeons d'abord R_4 . Aux fréquences aiguës ou moyennes, C_2 vaut un court-circuit et la tension venant de C_L se divise dans R_2 - R_3 , la grille n'en reçoit que la faible portion $R_3/(R_2 + R_3)$. Aux fréquences graves, au contraire, C_2 a une impédance considérable, qui s'ajoute à R_3 et la grille reçoit pratiquement toute la tension venant de C_L . La résistance variable R_4 dose l'action de C_2 , le maximum de relèvement des graves étant obtenu avec R_4 maximum.

Valeurs types : $R_2 = 50 \text{ k}$, $R_s = 5 \text{ k}$, $R_4 = 0,5 \text{ M}$, $C_s = 0,1 \mu\text{F}$.

Schéma G. — C'est l'inverse du précédent, il renforce les aiguës. Négligeant d'abord R_2 , on voit qu'aux basses fréquences C_2 vaut une coupure et la grille reçoit la portion $R_s/(R_s + R_4)$ de la tension alternative venant de CL . Aux fréquences aiguës, C_2 est un court-circuit, R_4 est virtuellement supprimé et la grille reçoit toute la chute de tension développée le long de R_s .

Valeurs types : $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$, $R_2 = 0,5 \text{ M}$, $R_s = 50 \text{ k}$, $R_4 = 0,5 \text{ M}$.

Avec les valeurs indiquées, le schéma F corrige presque exactement la chute systématique des graves inférieures à 200 c/s, qui caractérise la gravure de la plupart des disques.

41. — Correcteur polyvalent.

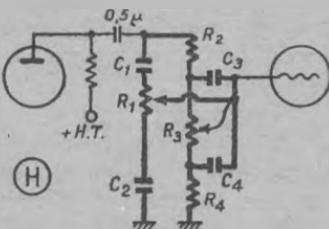


Fig. 41.

C'est la combinaison des schémas simples ci-dessus, comme on le verra aisément en analysant le schéma*. R_2 , R_3 , R_4 , C_2 , C_4 contrôlent les graves, tandis que C_1 , R_1 , C_2 contrôlent les aiguës, soit pour les affaiblir, soit pour les augmenter.

Valeurs-types derrière une triode à faible R interne : $R_c = 50 \text{ k}$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}$, $R_s = 1 \text{ M}$, $R_4 = 10 \text{ k}$, $C_1 = C_s = 0,005$, $C_2 = C_4 = 0,02$.

Pour une triode à plus forte résistance interne (6Q7, 6AT6, etc.), donc à plus forte R_c , les valeurs des résistances seront plus élevées, par exemple doubles ou triples de celles ci-dessus, afin de ne pas trop réduire la résistance de charge.

42. — Correcteur à contre-réaction.

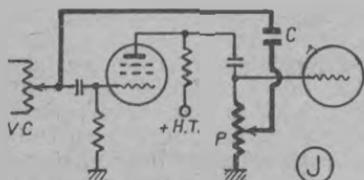


Fig. 42

C'est la solution la plus séduisante : si l'on place dans la ligne de contre-réaction d'un amplificateur un organe qui

(*) D'après E. J. James, Wireless World, février 1949.

laisse plus aisément passer certaines fréquences que d'autres, ces fréquences se trouveront atténées à la sortie de l'ampli.

Le schéma montre le cas simple du relèvement des graves par affaiblissement du médium et des aiguës, contrôlé par le potentiomètre P. En grossissant C, on étend l'affaiblissement de plus en plus dans le medium. Sous peine d'instabilité causée par les écarts de phase, la ligne de contre-réaction affectée à la correction ne doit envelopper qu'une seule préamplificatrice. En remplaçant C par un circuit passe-bande amorti, on affaiblit le médium, ce qui donne plus d'importance aux graves et aux aiguës. Ce résultat est le plus intéressant, car notre oreille se lie avec les amplificateurs imparfaits pour escamoter les deux extrémités de l'échelle sonore. L'équilibre des graves et des aiguës est nécessaire si l'on veut éviter le son de tonneau et celui de crêcelle, tout en assurant une bonne reproduction des transitoires : coup d'archet, percussion nette du piano, etc, qui exigent la participation des fréquences sonores très élevées.

Rappelons que le circuit le plus simple pour creuser le médium est constitué par une self, un condensateur et une résistance en série, comme celui du schéma B ci-dessus.

DEPHASEURS

L'attaque d'un push-pull fait usage de circuits inverseurs, où la tension d'entrée se retrouve déphasée de 180° à la sortie. Mais on a parfois besoin d'un déphasage différent pour certaines applications telles que bases de temps, commande de thyratrons, régulateurs de tension, etc. Les circuits à déphasage variable sont basés sur le principe bien connu : une résistance pure et une réactance pure en série parcourues par un courant alternatif sont en quadrature, autrement dit déphasées de 90° , et l'impédance Z résultante est leur moyenne géométrique : $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$.

43. — Déphaseur à transformateur.

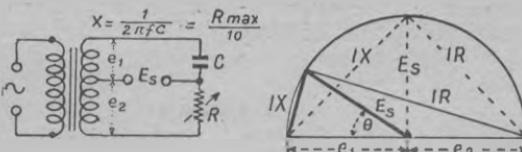


Fig. 43.

Le secondaire d'un transfo se referme sur un C et un R en série, et l'on recueille la tension déphasée entre le point de jonction de ces deux impédances et le point milieu du secondaire. Le graphique à droite montre ce qui se passe : le courant I du secondaire fait naître une tension IR dans la résistance et $I \times \frac{1}{2\pi f C}$ ou IX dans la capacité. Ces deux tensions sont déphasées de 90° , comme le sont R et X, et leur résultante est évidemment la tension aux bornes du secondaire. IX et IR forment donc les deux côtés d'un triangle

rectangle dont la tension secondaire $e_1 + e_2$ forme l'hypothénuse, comme on le voit sur le graphique. En joignant le sommet de l'angle droit (c'est-à-dire le point de jonction entre C et R) au milieu de l'hypothénuse (c'est-à-dire au milieu du secondaire), nous traçons la droite Es qui représente la tension de sortie et qui est déphasée d'un angle θ avec la tension secondaire.

Pour faire varier le déphasage, il suffit de faire varier R, dont la valeur maximum doit être environ dix fois celle de la réactance du condensateur ($1/2\pi fC$). On peut voir sur le diagramme, en pointillé, le cas particulier où la résistance est égale à la réactance : le déphasage est alors égal à 90° .

La plage de déphasage s'étend environ de 20° à 160° à condition de ne pas demander un débit important à la sortie.

44. — Déphaseur à lampe.

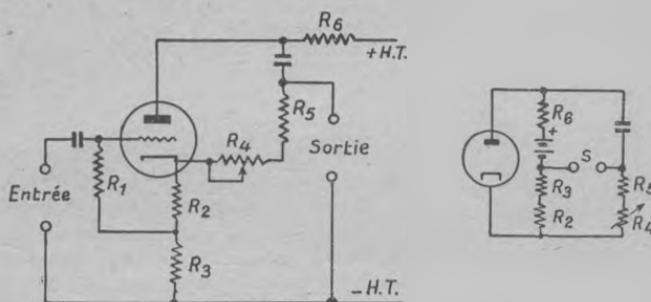


Fig. 44. — (R.B. Dome, Electronics).

Quand on n'a besoin que de quelques volts déphasés, on peut avantageusement utiliser une déphaseuse cathodyne au lieu d'un transformateur, surtout aux fréquences jusqu'à 1 Mc/s. On la fait travailler avec une charge réduite, de manière à ce que la chaîne de résistances d'anode à cathode soit faible devant la résistance déphaseuse. Cette chaîne est alors l'équivalent du secondaire du transfo précédent, et le croquis figurant à côté du schéma montre l'analogie avec le déphaseur à transfo.

Valeurs types : Tube 6J5. $R_1 = 0,2 \text{ M.}$ $R_2 = 200 \Omega.$
 $R_3 = 3.600.$ $R_4 = 50 \text{ k.}$ $R_5 = 8 \text{ k.}$ $R_6 = 3.600.$

Remarquez que la lampe, de résistance interne = 7.700Ω , est en parallèle sur la chaîne R_4, R_3, R_2 , si bien que la R équivalente du secondaire remplacé n'est que 3.600Ω environ.

45. — Déphaseur à constante de temps.

Considérons le petit circuit à droite du schéma : c'est un « intégrateur » qui restitue à la sortie une fraction de la tension sinusoïdale injectée à l'entrée, mais déphasée en arrière d'un angle θ tel que :

$$\operatorname{tg} \theta = 2 \pi fRC$$

L'atténuation — ou rapport de la tension de sortie à celle d'entrée — est égale à $\cos \theta$. Par conséquent, θ ne peut pas être bien grand, d'abord pour éviter une trop grande atténuation, ensuite parce que cela ne pourrait s'obtenir qu'avec un énorme C ou une R presque infinie. Le maximum jamais atteint serait 90° avec une sortie égale à zéro ! En pratique, on ne peut guère dépasser 60° . Il faut donc mettre plusieurs intégrateurs en série et compenser l'atténuation par une amplification.

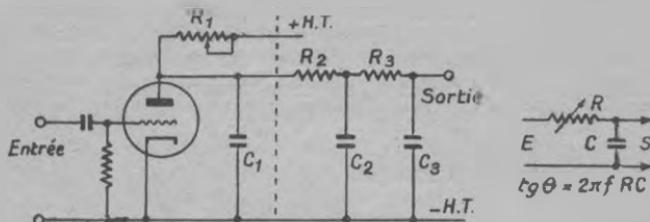


Fig. 45. — DEPHASEUR A CONSTANTE DE TEMPS.

Le schéma montre le mécanisme : la lampe, avec R_1 et C_1 , donne un gain de tension de $kR_1/(R_1 + \rho)$ pour une triode, ou pratiquement de SR_1 pour une pentode (avec k = coeff. d'ampli, ρ = résist. interne et S = pente de la lampe), et un déphasage θ de tension tel que $\operatorname{tg} \theta = 2\pi f C_1 R_1 / (R_1 + \rho)$.

Par exemple, pour obtenir un déphasage de 45° , il faut $\operatorname{tg} \theta = 1$, d'où on déduit aisément les valeurs de C et R_1 convenables connaissant le ρ de la lampe et la fréquence.

Selon Puckle déjà cité, si on désire des déphasages plus grands, on mettra un ou deux autres intégrateurs R_2, C_2, R_3, C_3 , dont les constantes de temps seront égales à celles du premier étage afin d'obtenir le meilleur rendement. En même temps, l'impédance des intégrateurs successifs augmentera pour ne pas surcharger la branche précédente. Par exemple, R_2 vaudra 10 fois $R_1 \rho / (R_1 + \rho)$ et R_3 vaudra dix fois R_2 , tandis que C_2 vaudra 10 fois C_1 , et C_3 10 fois C_2 .

DIVISION DES GRAVES ET DES AIGUES

Pour reproduire correctement les graves, il faut un gros HP. Au contraire, la reproduction des aiguës demande un système vibrant à faible inertie pour suivre les fréquences élevées. Pour concilier ces conditions contradictoires, on est donc conduit à diviser en deux canaux ce qui sort du transformateur final, afin d'envoyer les graves au gros haut parleur correctement couplé à l'air ambiant par un large baffle ou un grand pavillon exponentiel, et les aiguës à un petit H.P. spécialisé tel qu'un piézo-électrique.

Sur ces bases, on a voulu recréer l'ambiance de la salle de concert en éloignant l'un de l'autre les deux H.P. afin, disait-on, d'entendre les instruments graves d'une oreille et les flûtes de l'autre. Cela partait d'un bon sentiment, mais l'effet était raté, car le même musicien avait l'air de jouer sur une balançoire selon qu'il émettait des sons graves ou des

aigus. La réalisation de l'effet stéréophonique exige des moyens plus élaborés, et on a intérêt à rapprocher le plus possible les deux HP grave et aigu.

46. — Diviseur simple.

Il est du type dit « à impédance constante », parce que l'impédance d'entrée est toujours égale à la racine carrée du produit des impédances des deux haut-parleurs. Comme pour tout diviseur, il faut d'abord connaître la fréquence de coupure, celle où un HP relaie l'autre dans le spectre sonore

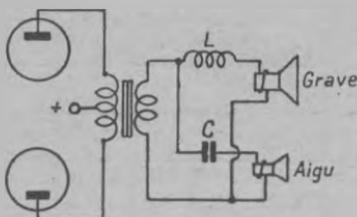


Fig. 46.

— et cette fréquence dépend évidemment de la courbe de réponse des deux instruments. On la choisira de telle manière qu'à cet endroit de l'échelle des fréquences le jeu simultané des deux HP ne fasse ni creux ni bosse accentuées dans la courbe de transmission. Si f est cette fréquence et Z l'impédance constante (égale à celle d'un HP si leurs impédances sont les mêmes), on calcule le self L et le condensateur C comme ceci :

$$L \text{ en henrys} = \frac{Z}{6,28 f} \quad \text{et } C \text{ en microfarads} = \frac{10^4}{6,28 f Z}$$

Par exemple, pour $Z = 15$ ohms, nous aurons :

avec $f = 1000$ c/s : $L = 2,4$ mH et $C = 10 \mu\text{F}$

avec $f = 1500$ c/s : $L = 1,6$ mH et $C = 7 \mu\text{F}$

Les selfs doivent être *sans fer* et les condensateurs *en papier*. Les premières se calculent à l'aide d'un abaque, les seconds se réalisent en assemblant plusieurs unités *en parallèle*.

47. — Diviseur à filtre dérivé-m.

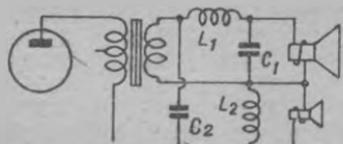
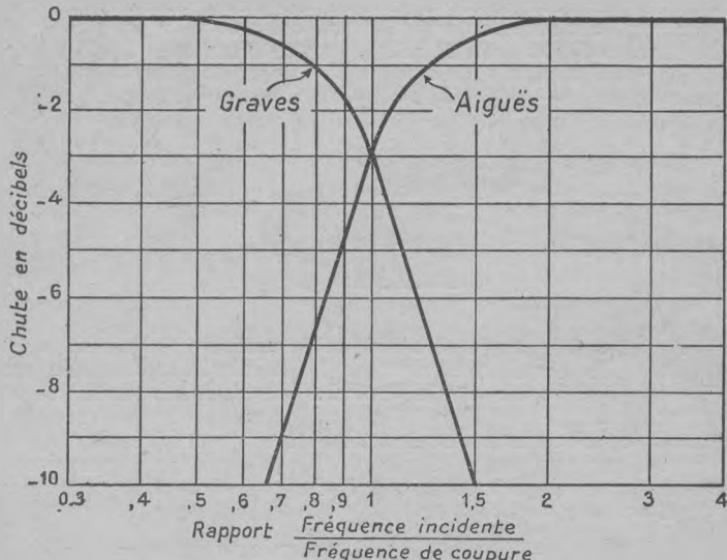


Fig. 47.

Le filtre ci-dessus a l'inconvénient de présenter une coupure trop progressive, qui ne correspond pas toujours à celle plus brutale des haut-parleurs spécialisés dans les graves et les aigus. Pour avoir une coupure plus nette, il faut faire appel à un filtre plus élaboré, du type « dérivé-m » dont il

existe plusieurs versions. Nous avons retenu celui à entrée-parallèle, réduit aux deux premières demi-sections de chacun des deux filtres élémentaires, ce qui est bien suffisant pour le travail courant, puisqu'il donne déjà une atténuation de plus de 10 db sur la première octave d'écart. Nous l'avons retenu parce qu'il demande les plus faibles capacités, les condensateurs coûtant cher. La courbe montre l'allure de la courbe de transmission.



Si Z est l'impédance de chaque bobine mobile et f la fréquence de coupure, on pourra calculer les éléments à l'aide des formules simplifiées suivantes :

$$L_2 \text{ en millihenrys} = \frac{159 Z}{f}$$

$$L_1 \rightarrow = 1,6 L_2$$

$$C_2 \text{ en microfarads} = \frac{10.060}{Zf}$$

$$C_1 \rightarrow = 1,6 C_2$$

Par exemple, pour bobines mobiles de 15Ω , on trouvera :
Fréquence de coupure : 500 1.000 1.500 c/s

$$L_2 = \quad \quad \quad 4,76 \quad 2,38 \quad 1,59 \text{ mH}$$

$$L_1 = \quad \quad \quad 7,62 \quad 3,81 \quad 2,54 \text{ mH}$$

$$C_2 = \quad \quad \quad 13,4 \quad 6,7 \quad 4,5 \mu\text{F}$$

$$C_1 = \quad \quad \quad 21,4 \quad 10,7 \quad 7,2 \mu\text{F}$$

valeurs dont on se rapprochera autant que possible avec des selfs à air et des capacités au papier (électrolytiques à proscrire !).

Les bobinages devront être établis de manière à ne pas introduire de pertes trop élevées, surtout L_1 qui est traversé par tout le courant destiné à la grosse bobine mobile : donc fil de bon calibre et longueur minimum, avec faible capacité

répartie, ce qui conduit à un diamètre de 10 à 5 cms selon la fréquence. On les éloignera des champs magnétiques créés par le secteur.

48. — Adjonction d'un HP aigu.

Mentionnons — pour le déconseiller, car il ne vaut pas le système précédent — le branchement sur le primaire du transfo de sortie d'un HP spécialisé dans les aiguës, tel que celui à cristal.

$C_1, C_2 = 0,5 \mu\text{F}$, $C_3 = 0,01$ à $0,05$ suivant l'effet désiré,
 $R = 25 \text{ k}\Omega$.

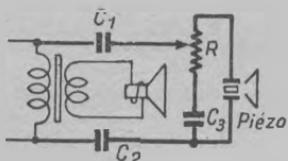


Fig. 48.

On peut perfectionner ceci en réduisant la part prise par le gros HP, afin de favoriser le petit, par exemple en changeant judicieusement le rapport du transformateur de sortie afin d'avoir toujours la charge optimum sur l'étage final.

49. — Mise en phase de deux HP.

Pour obtenir un bon résultat, les deux HP doivent fonctionner en phase, c'est-à-dire que les membranes doivent comprimer l'air en avant au même moment, et non se déplacer en sens inverse. Il existe plusieurs procédés pour mettre deux haut-parleurs en phase, mais le plus pratique semble être celui-ci.

On branche un milliampèremètre sensible aux bornes du secondaire du transformateur et on appuie doucement sur chaque membrane. L'aiguille doit dévier dans le même sens.

DOUBLEUR DE FREQUENCE-SECTEUR

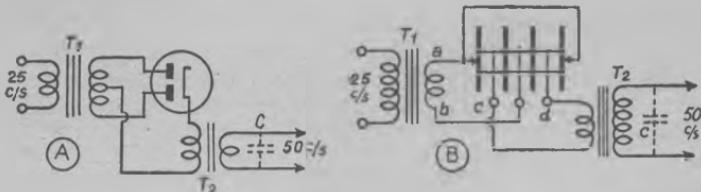


Fig. 49.

Usage. — Lorsqu'on veut transformer un courant alternatif à 25 c/s en 50 c/s avec un débit modéré, on peut parfois se contenter d'un montage simple. C'est un redresseur des 2 phases sans filtre qui débite un courant unidirectionnel pulsé de fréquence double, dont on sépare la partie continue

et qu'on rend sinusoïdal par un transfo accordé par la capacité figurée en pointillé.

Le schéma A est une réalisation avec valve biplaque (remplaçable par deux valves monoplaques, ou encore par plusieurs valves en parallèle pour augmenter le débit). Le transfo T_1 , élève la tension au maximum permis par les valves, celui T_2 , la ramène à la valeur désirée.

Le schéma B montre le remplacement de la valve par un redresseur basse tension au sélénium. Le transfo T_1 , est abaisseur, son secondaire n'a pas de prise médiane puisque le redressement a lieu en pont.

Au lieu du redresseur basse tension, on peut utiliser un redresseur qui s'emploie sans transfo T_1 , en le branchant au secteur à travers un fusible aux points a et b . Il est préférable de conserver le transfo de sortie T_2 , sauf si le redresseur débite dans un transfo d'entrée. On pourrait encore séparer la composante continue sans transfo en faisant la sortie du redresseur à travers une forte capacité placée dans les connexions partant de c et d .

ENTRÉES DE MICROPHONES ET PICK-UPS

Pour une même ambiance sonore, les différents types de micros et de pick-ups fourniront des tensions aussi dissimilables que le jour et la nuit. Par exemple, un microphone à charbon donnera deux volts alternatifs, alors qu'un micro à ruban se contentera de fournir 20 millivolts. Et les plus récents pick-ups dynamiques, à réductance variable, etc., suivent les traces des microphones modernes en exigeant une préamplification importante.

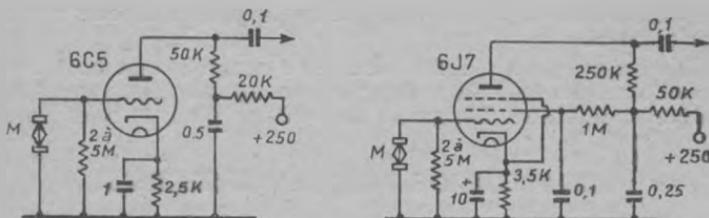
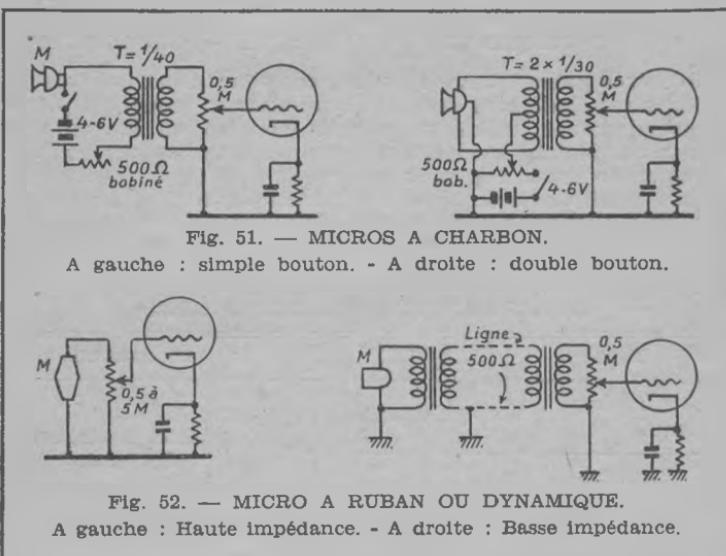


Fig. 50. — ENTREES POUR MICRO A CRISTAL.

Selon que vous utiliserez l'un ou l'autre instrument, il faudra le faire suivre d'un nombre variable d'amplificateurs de tension. Et si vous voulez faire chanter successivement un micro à ruban et un pick-up à cristal, il est évident qu'ils ne peuvent attaquer la même grille : le premier serait inaudible ou bien le second saturerait à bloc tout l'ampli.

La première question qui se pose est donc : quel est le gain du préamplificateur convenant à tel micro ou tel pick-up, pour disposer à la sortie de la tension oscillante nécessaire aux grilles de l'amplificateur de puissance ? Ou, ce qui revient au même, de combien de décibels faut-il remonter la tension de l'instrument ?

Les microphones sont généralement catalogués avec cette indication, et peuvent présenter de grandes différences d'un modèle à l'autre du même type. Nous ne pouvons donc donner que des valeurs moyennes. Un bon micro simple à charbon donnera de 1 à 2 volts aux bornes du primaire de son transfo, soit 30 à 40 fois plus à la grille suivante, tandis qu'un « double bouton » au carbone en donnera environ 5 fois moins au primaire, avec aussi moins de distorsion. Un micro à cristal fournit de 0,02 à 0,05 volt quand il est monté avec diaphragme couplé, et cinquante fois moins quand il s'agit d'un micro à cellules à haute fidélité.



Le micro à ruban à haute impédance donne de 0,02 à 0,05 volt, de même que l'électrodynamique. Quant au micro à condensateur, qu'on n'utilise plus guère, il donne en moyenne 0,005 volt.

Par conséquent, pour osciller de 10 volts la grille d'une 6 V 6, un micro dynamique devra être amplifié $\times 300$ en moyenne ou, ce qui revient au même, augmentée de 50 décibets (20 fois le logarithme de 300).

Le nombre d'étages de préamplification nécessaire dépend des lampes utilisées, de la tension-plaque, des résistances de charge et d'écran, du taux de contre-réaction. Les tableaux des *amplificateurs à résistance* (page 361) résolvent rapidement le problème, et l'abaque page 148 du Memento 4^e volume donne immédiatement la réduction du gain provoquée par la contre-réaction.

Les figures montrent, avec les valeurs les plus courantes, le circuit d'entrée habituel des principaux types de microphones. Les lampes 6 C 5 et 6 J 7 représentées peuvent, bien

entendu, être remplacées par d'autres sous réserve de modifier les valeurs suivant les indications données aux tableaux des pages 361 et suivantes.

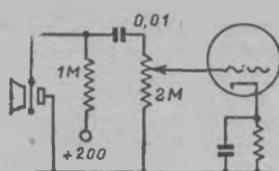


Fig. 53. — MICRO
A CONDENSATEUR.

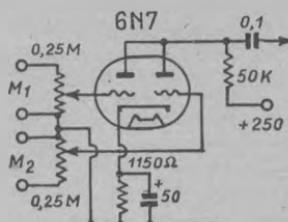


Fig. 54. — MELANGEUR.*

L'entrée mélangeuse représentée pour deux micros M_1 et M_2 , peut également servir d'évanouisseur pour remplacer progressivement un micro par un pick-up ou la radio, et vice-versa. Il faut évidemment que les impédances des instruments soient à peu près égales.

Les schémas indiqués s'appliquent également aux pick-ups (sauf adjonction éventuelle d'un filtre d'aiguille) basés sur les mêmes principes que les microphones correspondants.

CARACTERISTIQUES DES MICROPHONES

Type	Volts signal	Niveau db	Rapport transfo	Observations
Charbon simple bouton	2	-35	40	Sensible, mais bruit de fond.
Carbone transversal	0,5	-45	20	Effet directif A préserver des chocs.
Carbone double bouton	3	-35	2 × 30	
Cristal membrane	0,05	-55	—	Très fidèle, mais craint la chaleur et l'humidité. Insensible chocs.
Cristal cellules	0,001	-100	—	Pas de bruit de fond.
Dynamique	0,05	-60	100	Haute fidélité sans bruit de fond. Préserver du vent.
Ruban	0,02	-80	500	Comme dynamique mais plus délicat. Bilatéral.
Condensateur	0,005	-90	—	Bonne fidélité, mais fragile. Craint l'humidité.

Les microphones à charbon et à condensateur demandent une source de tension continue d'excitation.

MELANGEURS B.F.

On les utilise pour doser l'apport de plusieurs sources de B.F. : microphone, pick-up, détecteur, téléphone, etc., dans un amplificateur. Ces sources n'ont pas toujours des impédances semblables, on les marie donc, soit par des transfos adaptateurs d'entrée, soit en leur faisant attaquer séparément la grille d'une lampe d'adaptation qui peut être en même temps préamplificatrice. D'autre part, certaines sources, telles que le microphone à ruban exigent une importante préamplification (jusqu'à + 80 db) tandis que d'autres, tel le microphone à charbon ou le pick-up à cristal, peuvent s'en passer.

Dans les schémas, les entrées recevront donc les sources BF munies éventuellement de leur transfo d'adaptation ou de leur préampli.

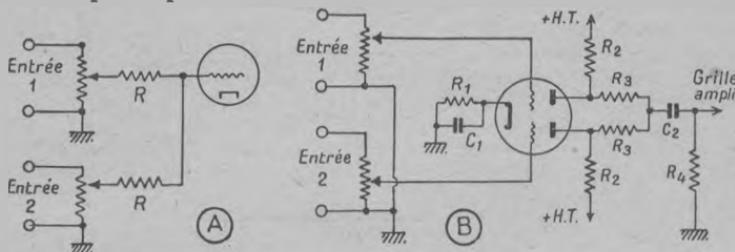


Fig. 55.

50. — Mélangeur simple (Schéma A).

Grâce aux résistances R, un contrôle ne peut court-circuiter l'autre. Valeur normale : 0,5 M max, pouvant descendre jusqu'à 0,1 M pour lampe à grande capa d'entrée, afin d'éviter un trop grand affaiblissement des aiguës.

51. — Mélangeur électronique (Schéma B).

Chaque source attaque une grille d'une double triode, d'où indépendance et absence de réaction de l'une sur l'autre.

Valeurs-types : Lampe 6N7. $R_1 = 1500$, 1 w. $R_2 = 0,25$ M. $R_3 = 0,5$ M. $R_4 = 1$ M. $C_1 = 25 \mu F$. $C_2 = 0,1 \mu F$.

Le gain atteint 20 et peut encore être amélioré en remplaçant la 6N7 par une paire de 6J7 dont les plaques mises en parallèle sont alimentées par une résistance unique de 0,25 M; les résistances R₁ sont supprimées et $R_1 = 2.000$.

52. — Mélangeur à 3 voies (Schéma C).

Prévu pour un micro indépendant et un autre micro progressivement substituable à un pick-up. La mélangeuse finale peut être remplacée par une paire de pentodes comme dans le schéma D suivant.

Valeurs-types : Pentodes 6J7, double triode 79 : $R_1, R_6 = 1500$. $R_2 = 0,3$ M. $R_3, R_7 = 0,2$ M. $R_4 = 2,5$ M. $R_5 = 5$ M. $R_8 = 0,5$ M. $C_1, C_4 = 25 \mu F$. $C_2 = 0,1 \mu F$. $C_3, C_5 = 0,05 \mu F$.

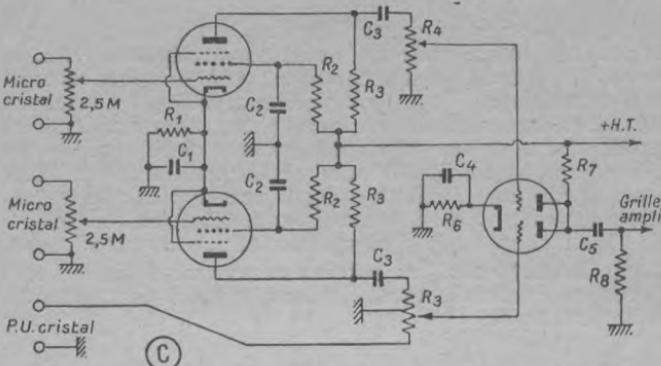


Fig. 56. — MELANGEUR A 3 VOIES.

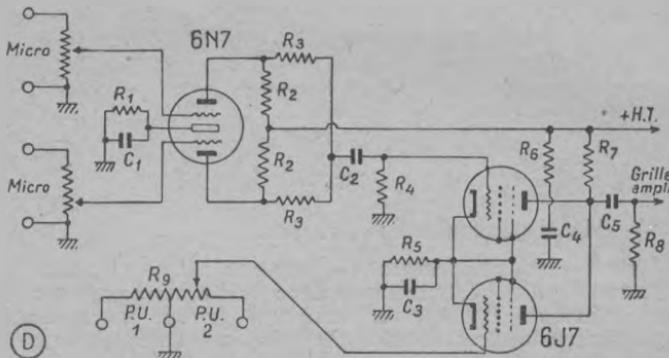


Fig. 57. — MELANGEUR A 4 VOIES.

53. — Mélangeur à 4 voies (Schéma D).

Pour 2 micros marchant ensemble et 2 plateaux-pick-up progressivement échangeables.

Valeurs-types : $R_1, R_5 = 2.000$. $R_2, R_7 = 0,2 M$. $R_3, R_4 = 0,5 M$.
 $R_6, R_8 = 1 M$. $R_9 = 5 M$. $C_1, C_3 = 25 \mu F$. $C_2, C_5 = 0,05 \mu F$.
 $C_4 = 0,5 \mu F$.

MULTIVIBRATEURS

Ce sont des oscillateurs à relaxation donnant une onde très éloignée de la sinusoïde, donc très riche en harmoniques. Ils sont aisément synchronisables par un signal injecté en un point de leur circuit.

Leurs applications sont très variées : générateurs d'onde à front raide, diviseurs de fréquence, compteurs, déclencheurs, circuit de balayage en télévision, fréquencemètres, etc.

Principe. — Deux amplificateurs à résistance, dont chacun injecte dans la grille de l'autre les volts oscillants qui apparaissent sur sa plaque. Chaque lampe déphasant de 180° le signal injecté dans sa grille, la réaction est positive et totale, le courant-plaque de l'autre lampe devient brutalement maximum ou minimum, ce qui inverse le phénomène. La fréquence est réglée surtout par la constante de temps des R et C de grille.

Ils se synchronisent aisément sur un signal périodique injecté dans une des grilles.

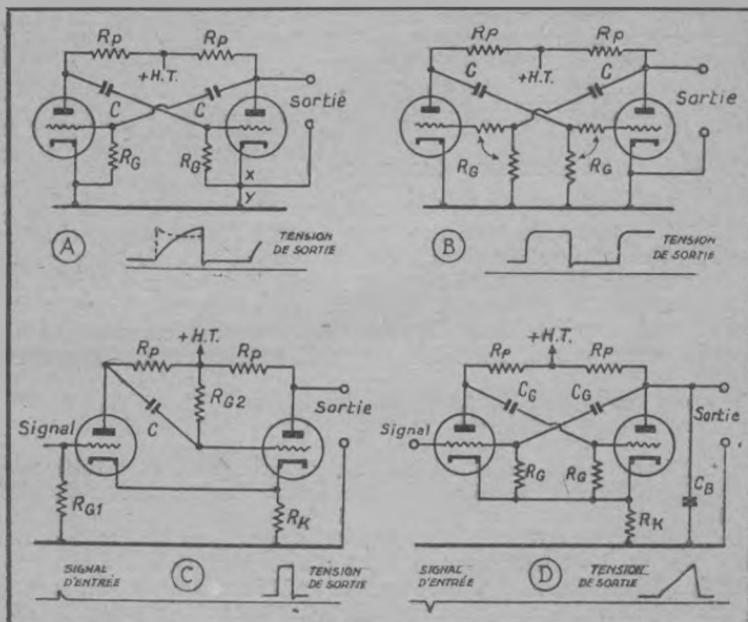


Fig. 58. — MULTIVIBRATEURS.

A et B : Symétrique. - C : Monocoup. - D : Balayage.

54. — Multivibrateurs symétriques.

Le schéma A donne une onde à front exponentiel et chute brusque dont la fréquence approximative est le quotient de 0,3 par le produit $R_G C$. On peut faire varier la fréquence en faisant le retour des grilles au curseur d'un potentiomètre placé entre + et — HT. L'amplitude dépend de la tension anodique.

Au lieu de réunir directement la cathode du second tube à la masse, on peut remplacer la connexion XY par une résistance de 1.000 à 10.000 ohms, ce qui donne une onde à front raide figurée en pointillé. La sortie se fait alors entre cathode et masse (faible impédance).

Le schéma B est une variante d'oscillateur à onde rectangulaire.

Valeurs-types pour les deux schémas : $R_P = 40 \text{ k}$, $R_G = 0,25 \text{ M}$, $C = 5.000 \text{ pF}$, H.T = 200 V., Tubes 6J5.

55. — Multivibrateur monocoup.

Il répond par une seule impulsion de durée déterminée à un signal injecté dans la grille d'entrée. Les valeurs sont réglées pour que le premier tube soit au repos quand le second est conducteur : c'est l'état stable, détruit par le signal, mais qui se rétablit après l'impulsion de période t réglée par la constante de temps de C et R_{G_2} , et qu'on peut allonger en faisant le retour de R_{G_2} à la cathode. Le circuit de signal est isolé du multivibrateur.

Valeurs-types du schéma C. — $R_P = 50 \text{ k}$, $R_{G_1} = 0,5 \text{ M}$, $R_{G_2} = 2 \text{ M}$, $R_K = 25 \text{ k}$, $C = 2.000 \text{ pF}$, H.T = 200 V., Tubes 6J5

56. — Balayage rapide (Schéma D).

C'est un monocoup qui donne une onde en dent de scie, on l'utilise dans les oscilloscopes pour obtenir un « instantané » d'un phénomène variable non périodique. La durée de l'onde de sortie est réglée comme celle du schéma A par la constante de temps $R_G C_g$. Le signal doit être négatif et plus court que la période de l'onde délivrée, mais on peut aussi appliquer un signal positif sur la grille de la seconde lampe.

ORGUE ELECTRONIQUE

Un instrument de musique très simple peut être bâti autour d'une triode oscillatrice à relaxation par bloquage de grille : les électrons captés par la grille ne trouvent qu'un chemin trop résistant pour s'en échapper, car la résistance de fuite $R_s + R_t$ est trop forte et on obtient l'oscillation caractéristique de la « grille en l'air », bien connue des amateurs de détectrice à réaction. En changeant la valeur, soit de la résistance de fuite, soit de la capacité de liaison de la grille, on change la fréquence fondamentale du son, qui est très riche en harmoniques.

R_s est une longue résistance de $0,1 \text{ M}\Omega$ très stable (à fort wattage ou mieux bobinée) avec 12 prises réglables à collier dont la première est fixée en A, à une distance AB d'un bout représentant $0,01 \text{ M}\Omega$. Elle est complétée par R_t variable de $0,5 \text{ M}$ en parallèle sur AB, et $R_t = 30.000 \text{ ohms}$ bobinée en série avec R_s .

Chaque prise conduit à un contact élastique qui peut être fermé par une des 12 touches de la gamme chromatique tempérée. Pour compléter cette gamme centrale avec une gamme inférieure grave et une gamme supérieure aiguë, il faut augmenter la capacité de liaison grille pour la première, et au contraire la diminuer pour la seconde. Ceci s'obtient en fermant le contact 1 normalement ouvert, ce qui abaisse toutes les notes d'une octave, et en ouvrant le contact 2 normalement fermé, ce qui les élève d'une octave. Ainsi, l'instrument

donne 3 octaves. Ces contacts 1 et 2 peuvent être actionnés par deux touches complémentaires, mais il est plus élégant de disposer le tout en un clavier de trois octaves fermant trois douzaines de contacts (par exemple, les trois « sol » sont en parallèle et réunis au point A, etc.). En outre, toutes les touches de l'octave GRAVÉ ferment le contact 1, tandis que toutes celles de l'octave AIGU ouvrent le contact 2.

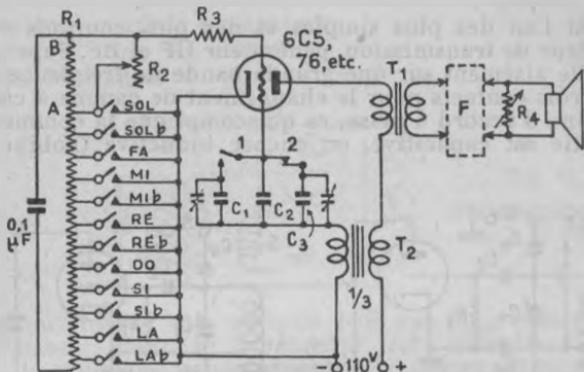


Fig. 59. — ORGUE ELECTRONIQUE MONOCORDE.

Le produit de l'oscillation est envoyé dans le haut-parleur par l'intermédiaire du transformateur T₁, avec éventuellement interposition d'une série de filtres court-circuitant certains harmoniques (dans le pointillé F) et mis en circuit par des registres.

Pour obtenir les nuances, le haut-parleur est muni d'une résistance variable R₄ rappelée par un ressort et actionnée par tout moyen jugé commode : genouillère, pédale, etc. Cette résistance est placée en série ou en parallèle, sa valeur dépend du HP et se détermine par des essais. Un effet de tremolo s'obtient de même à l'aide d'une faible résistance variable à rappel en parallèle sur R₄ et vibrée manuellement ou par tout autre moyen.

La capacité de 0,1 μF qui shunte R₁ a pour but d'étoffer les ultra-sons gênants pour la stabilité. C₁ = 18.000 pF, avec un trimmer en parallèle pour régler l'octave. C₂ = 1250 pF au mica. C₃ = 40.000 pF + un trimmer d'accord en parallèle. Toutes ces capacités doivent être d'excellente qualité, au papier ou mieux au mica (plusieurs c élémentaires en parallèle pour atteindre les chiffres ci-dessus).

OSCILLATEURS CLASSIQUES

Dans la plupart des oscillateurs H.F., une partie de la tension oscillante apparaissant dans le circuit anodique d'une lampe est renvoyée à la grille, en phase correcte, par un couplage magnétique, capacitif ou électronique. Il en résulte une grande diversité de montage dont voici les plus

représentatifs, autour desquels on peut former plusieurs variantes. Des résistances stabilisatrices sont parfois insérées en certains points, par exemple dans les connexions allant à la cathode.

57. — Le Hartley.

C'est l'un des plus simples et des plus courants (maître oscillateur de transmission, générateur HF et BF, Supers, etc.). Il oscille aisément sur une grande bande de fréquences, mais exige trois contacts pour le changement de gamme à cause de sa bobine d'accord à prise, ce qui complique la commutation. La sortie est capacitive, ou encore inductive (bobine pointillée).

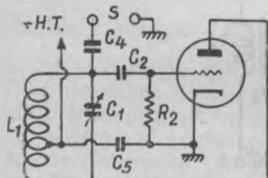


Fig. 60.
HARTLEY-SERIE.

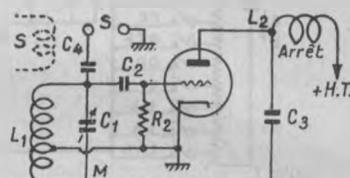


Fig. 61.
HARTLEY-SHUNT.

Le Hartley-shunt est le plus employé, car son circuit oscillant n'est pas parcouru par le continu et se trouve au potentiel de la masse (—HT). En connectant la masse au point M et non à la cathode, la bobine d'arrêt peut être supprimée, la plaque étant au potentiel HF = 0. La stabilité est améliorée aux dépens de la puissance de sortie.

Valeurs-types pour $\lambda = 10$ m. : $L_1 = 5,6 \mu H$ à prise au tiers. $L_2 = 2$ à $3 mH$. $R_2 = 50 k\Omega$. $C_1 = 500 pF$. $C_3, C_4 = 100 pF$. $C_5 = 1000 pF$.

Toute lampe triode ou pentode.

58. — Le Colpitts.

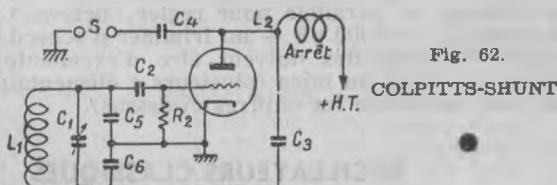


Fig. 62.
COLPITTS-SHUNT

Dérivé du Hartley en remplaçant la prise sur bobine par une prise sur capacité pour séparer les circuits de plaque et de grille. La bobine n'a que deux bornes, facilitant la commutation, la valeur de réaction est constante, quelle que soit la bobine, et ne dépend que du rapport des capacités.

Le Colpitts peut être en série comme le Hartley, mais il faut alors une bobine à prise. La capacité d'accord peut aussi être faite d'un C variable double, au lieu du variable simple flanqué de 2 C fixes (comme le montre la figure) plus souvent employé.

Valeurs-types pour $\lambda = 10 \text{ m.}$: $L_1 = 4,3 \mu\text{H}$. $L_s = 2 \text{ à } 3 \mu\text{H}$. $R_2 = 50 \text{ k.}$ $C_1 = 250 \text{ pF}$. $C_2, C_4 = 100 \text{ pF}$. $C_3 = 1000 \text{ pF}$. $C_s = 3000 \text{ pF}$. $C_6 = 1000 \text{ pF}$. Bob. Arrêt = 2,5 à 3 mH.

Toute lampe triode ou pentode.

59. — Le Meissner.

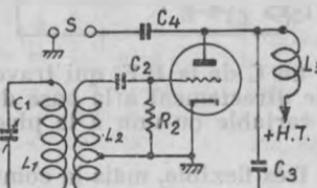


Fig. 63.

MEISSNER-SHUNT.

C'est un Hartley non accordé bâti sur le primaire d'un transformateur dont le secondaire est accordé, ce qui élimine le couplage capacitif entre la lampe et le circuit résonnant, qui n'est pas sous tension continue. La stabilité de fréquence et de puissance est bonne, mais la commutation se complique beaucoup, car il y deux bobines au moins.

Valeurs-types : Voir Hartley.

60. — Grille et Plaque accordées.

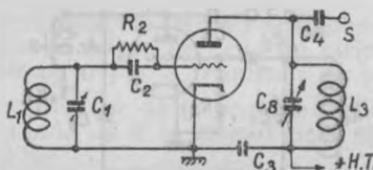


Fig. 64.

ACCORD
GRILLE-PLAQUE.

Les anciens reconnaissent le fameux « C. 119 » dans cet oscillateur, où les deux capacités variables d'accord peuvent être solidaires. Le couplage se fait par la capacité grille-plaque du tube, qui est triode de préférence; l'inversion de phase nécessaire est obtenue en accordant la grille un peu plus bas et la plaque un peu plus haut que la fréquence nominale. La fréquence est surtout déterminée par le circuit oscillant de grille, le facteur de surtension de L_1 étant plus élevé que celui de L_s (non couplé avec L_1). Ce circuit très utilisé comme maître oscillateur a un bon rendement et une grande flexibilité de réglage, mais celui est délicat à cause des deux capas variables.

Variantes : Alimentation-shunt de la plaque. Grille accordée par sa capacité répartie au lieu d'un C variable C_1 (circuit TNT).

Valeurs-types pour $\lambda = 10 \text{ m.}$: $L_1 = 5,6 \mu\text{H}$. $L_s = 28 \mu\text{H}$. $C_1 = 500 \text{ pF}$. $C_2, C_4, C_8 = 100 \text{ pF}$. $C_3 = 0,01 \mu\text{F}$. $R_2 = 50 \text{ k.}$

61. — L'Audion, ou Armstrong.

C'est la vieille « détectrice à réaction » où le couplage magnétique dépend, soit de la position des bobines (figure),

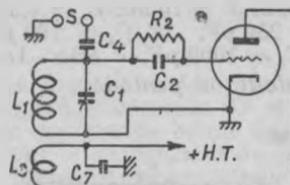


Fig. 65.

soit du dosage par un C de la H.F. qui traverse la bobine de réaction fixe (reliée directement à la base de la bobine d'accord et par un C variable ou non à la plaque alimentée en parallèle).

Le couplage est très flexible, mais la commutation est plus compliquée que dans le Colpitts-shunt.

Valeurs-types pour $\lambda = 10 \text{ m.}$: $L_1 = 5,6 \mu\text{H}$. L_2 : env. $1/3$ de L_1 . $C_1 = 500 \text{ pF}$. $C_2, C_4 = 100 \text{ pF}$. $C_7 = 0,01 \mu\text{F}$. $R_2 = 50 \text{ k.}$
Toute lampe triode ou pentode.

62. — L'Ultra-audion.

On reconnaît le Colpitts-shunt en ajoutant par la pensée les capacités grille-cathode et plaque-cathode du tube. Pour

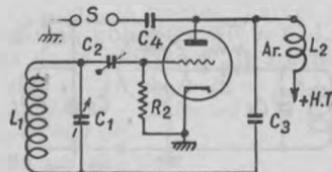


Fig. 66.

régler la valeur du couplage, on agit sur la capacité C_2 ajustable, qui est en série avec GGK.

Valeurs-types pour $\lambda = 10 \text{ m.}$: $L_1 = 5,6 \mu\text{H}$. $L_2 = 2 \text{ à } 3 \text{ mH}$. $C_1 = 500 \text{ pF}$. $C_2, C_4 = 100 \text{ pF}$. $C_3 = 1000 \text{ pF}$. $R_2 = 50 \text{ k.}$

63. — L'ECO ou « Electron-coupled ».

Cet oscillateur utilise un tube multigrille pentode ou térode. En négligeant provisoirement la partie du schéma se trouvant à droite du trait pointillé vertical, on reconnaît un oscillateur Colpitts dont l'anode est constituée par la grille-écran du tube — mais cet oscillateur pourrait aussi bien être un Hartley, un Ultra-audion, un Armstrong ou un Meissner. Il se trouve couplé, par le flux électronique se dirigeant vers la plaque, au circuit accordé situé à droite du pointillé et sur lequel on préleve l'énergie oscillante de sortie.

Dans la partie Colpitts représentée, le retour à la masse de la composante continue du courant cathodique est assurée par une bobine d'arrêt qui s'oppose au passage de la H.F. Dans l'ECO Hartley, cette bobine est inutile, car la base de la bobine L, étant à la masse, le retour de cathode à la masse est assuré sans l'y mettre directement.

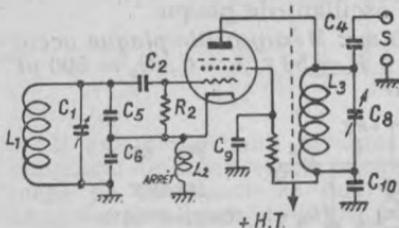


Fig. 67. — ECO-COLPITTS

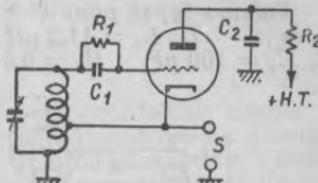


Fig. 68. — ECO SIMPLIFIE.

Les avantages de l'oscillateur ECO sont importants :

- 1° Il est à la fois oscillateur et amplificateur, il oscille facilement.
 - 2° Le couplage étant uniquement électronique, les variations de la charge ou de l'impédance du circuit extérieur réagissent très peu sur l'oscillateur proprement dit, d'où grande stabilité.
 - 3° Les variations de tension n'affectent pas la fréquence, car elles ont des effets opposés sur la plaque et la grille-écran.
 - 4° En accordant le circuit-plaque sur une fréquence double ou triple de celle du circuit oscillateur, on double ou triple la fréquence de sortie.
 - 5° Le suppresseur de la pentode (rélié suivant le cas à la cathode ou à la masse) peut être modulé à plus de 30 %.

Aussi est-il très employé, malgré la complication des doubles bobines et C d'accord.

Valeurs-types pour $\lambda = 10$ m. : $L_1 = 4,3 \mu H.$ $L_s = 28 \mu H.$
 $L_2 = 2,5 mH.$ $C_1 = 250 pF.$ $C_5 = 3000 pF.$ $C_6 = 1000 pF.$
 $C_2, C_4, C_8 = 100 pF.$ $C_3, C_{10} = 0,01 \mu F.$ $R_2 = 50 k\Omega.$

64. — ECO simplifié (Hartley) (fig. 68).

Ce montage ne comporte qu'un circuit accordé et la réaction cathodique se fait sur une partie de la bobine par une prise. Il a une bonne stabilité, c'est l'un des plus employés. Au lieu d'une prise sur la bobine d'accord, on peut utiliser la prise capacitive du montage Eco-Colpitts (capacités C_c, C_b).

Valeurs-types : Triode quelconque pour ondes moyennes (6J7 ou similaire) : $C_1 = 100-200 \text{ pF mica}$, $C_2 = 0,1 \text{ papier}$, $R_s = 50 \text{ k}$, $R_g = 50 \text{ à } 100 \text{ k}$, remplaçable par self d'arrêt HE.

65. — Les Mesnys.

Ce sont des montages push-pull oscillants, dérivés des oscillateurs précédents, présentant l'avantage de supprimer les harmoniques d'ordre pair et de minimiser l'influence des tubes sur la stabilité de la fréquence. La sortie se fait soit en P.P. comme sur les figures, soit à deux bornes par bobine couplée avec celle du circuit oscillant de plaque.

Valeurs types pour $\lambda = 10 \text{ m}$: Mesny grille-plaque accordées : $L_1, L_2 = 11,2 \mu\text{H}$. $R = 50 \text{ k}\Omega$. $C_1, C_4 = 500 \text{ pF}$. $C_2, C_5 = 100 \text{ pF}$. $C_3 = 0,01 \mu\text{F}$.

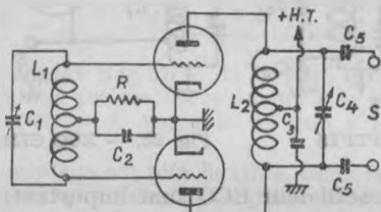


Fig. 69.
MESNY
Grille-Plaque
accordées.

On peut aisément en dériver des Mesny-quartz. Dans le Mesny à grille et plaque accordées, par exemple, il suffira :

- 1^o de supprimer C_2 .
- 2^o de remplacer C_1 par un quartz.
- 3^o de remplacer L_1 par deux bobines d'arrêt de $2,5 \text{ mH}$ en série, avec point milieu réuni par R aux cathodes et par $0,01 \mu\text{F}$ à la masse.

OSCILLATEURS A QUARTZ

On sait que certains cristaux biréfringents tels que le quartz, la tourmaline, le sel de Seignette ont la propriété de transformer les oscillations électriques en vibrations mécaniques, et vice-versa. Une lame de quartz, convenablement taillée et placée entre deux armatures comme le diélectrique d'un condensateur, a une fréquence fondamentale et des harmoniques dont le nombre et l'amplitude dépendent de l'orientation de la lame par rapport aux axes optique et électriques du cristal. Elle équivaut à un circuit oscillant-série à très haut Q (donc à pointe de résonance très aiguë), dont le rapport L/C est très élevé. La fréquence fondamentale est déterminée par les dimensions et l'orientation cristallographique, ainsi que par la température pour certaines orientations.

Un cristal doit être utilisé comme *contrôleur* imposant sa fréquence très précise à d'autres circuits oscillants destinés à fournir la puissance. A vouloir lui faire contrôler des puissances trop grandes, on l'échauffe par effet Joule en HF et on le soumet à des vibrations mécaniques trop grandes en BF, d'où rupture possible. La gamme des fréquences fondamentales s'étage de 50 c/s à 15 Mc/s environ, avec une stabilité d'autant meilleure que la puissance est moindre, l'écart pouvant être inférieur à un dix-millionnième.

66. — Circuit Pierce.

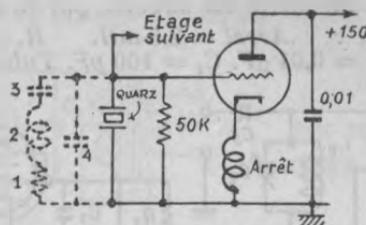


Fig. 70.

Il existe plusieurs versions de cet oscillateur simple et compact, ne comprenant aucun organe variable. Le changement de fréquence se fait par remplacement du cristal. Usages : Emetteurs simplifiés et générateurs étalonnés. Inconvénient : faible sortie. Dans la variante représentée, le quartz n'est pas sous tension continue, il a une armature à la masse et sa sortie est relativement élevée.

Le circuit équivalent du cristal et de sa monture est figuré en pointillé : 1, 2, 3 = R, L et C en série du quartz seul. 4 = Capacité de la monture, en parallèle sur le cristal.

67. — Plaque accordée.

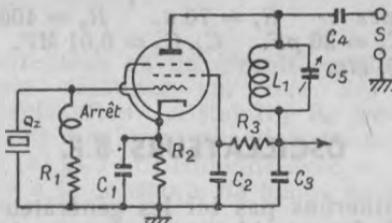


Fig. 71.

C'est le circuit homologue du « grille et plaque accordées » déjà décrit, avec couplage électronique.

Le circuit-plaque est accordé un peu plus haut en fréquence que le cristal, afin d'obtenir le déphasage de réaction.

Valeurs-types : $R_1 = 50\text{ k.}$, R_2, R_3 : selon tube.
 $C_1 = 0,002\mu\text{F}$. $C_2, C_3 = 0,02\mu\text{F}$. $C_4 = 100\text{ pF}$. Arrêt = $2,5\text{ mH}$.
 L_1, L_2 : selon cristal. Tube : 6V6, 6F6, etc.

68. — Tri-tet.

C'est un oscillateur à couplage électronique contrôlé par quartz, caractérisé par la présence d'un circuit accordé dans la cathode. Il fournit aisément de nombreux harmoniques de la fréquence propre du cristal : par exemple, avec un quartz de 2 Mc/s, on peut obtenir à la sortie 2, 4, 6, 8... Mc/s, selon l'accord du circuit-plaque.

Le circuit L_1, C_1 doit être accordé sur une fréquence très supérieure à celle du quartz pour amorcer les oscillations, et maintenu à la plus haute fréquence possible par rapport

à celle du quartz pour éviter tout excès de réaction qui mettrait le cristal en danger.

La fréquence de sortie est affectée par le réglage de L_1 , C_1 .

Valeurs-types : Arrêt = 2,5 mH. $R_1 = 50$ à 200 k. $R_2 = 50$ k. $C_3, C_4 = 0,01 \mu F$. $C_5 = 100 pF$. Tube : 6V6, 6F6, etc.

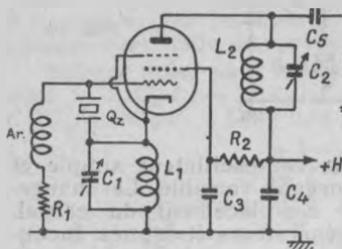


Fig. 72. — TRI-TET.

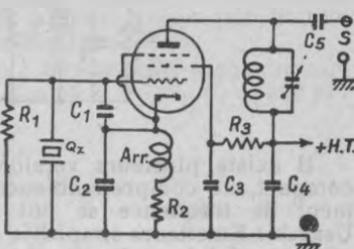


Fig. 73. — ECO-COLPITTS.

69. — Eco-colpitts.

Ce montage présente l'avantage de n'avoir qu'un seul circuit accordé, il donne aisément les harmoniques du quartz à la sortie et le cristal ne risque pas la rupture comme dans le Tritet.

Valeurs types : $R_1 = 70$ k. $R_2 = 400$. $R_3 = 50$ k. $C_1 = 15 pF$. $C_2 = 30 pF$. $C_3, C_4 = 0,01 MF$. $C_5 = 100 pF$. Tube : 6V6, 6F6, etc.

OSCILLATEURS B.F.

Nous n'examinerons pas ici les générateurs BF à battements, qui sont des combinaisons de circuits élémentaires (deux oscillateurs HF + mélangeur + ampli) assez délicates à mettre au point. Nous nous bornerons aux oscillateurs simples à résonance et à résistances.

70. — Oscillateurs à résonance.

Il est théoriquement possible d'utiliser tout schéma d'oscillateur H.F., en donnant aux inductances et aux capacités des valeurs suffisantes. On peut les calculer par la formule de Thomson*. Avec plusieurs capacités et une commutation judicieuse, il est facile d'obtenir plusieurs fréquences fixes.

Le schéma le plus utilisé est le Hartley ou ses dérivés, où la bobine est le primaire d'un transfo push-pull de sortie

(*) La formule de Thomson $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ peut se transformer en : $LC = \text{env. } 25.350/f^2$, où L est exprimé en henrys et C en microfarads. Par exemple, la fréquence 100 c/s sera obtenue avec une induction de 2,5 henrys accordée par $1 \mu F$. Inutile de chercher plus de précision dans le calcul, car la résistance et la capacité répartie modifient les données théoriques.

(entrée 10.000 Ω sortie 500 Ω) dont le secondaire constitue la sortie, ce qui permet d'obtenir les fréquences acoustiques sans mettre en jeu de grosses capacités.

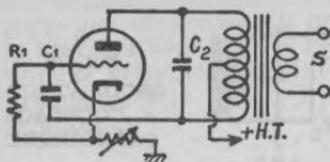


Fig. 74.
HARTLEY B.F.

Dans le Hartley, tout le primaire est accordé par la capacité C_2 . On peut accorder seulement une moitié du bobinage, soit le circuit-plaque, soit le circuit-grille. Le Hartley oscille puissamment, mais engendre beaucoup d'harmoniques. Pour les réduire, il faut dépasser à peine le seuil de l'oscillation, ce qui s'obtient aisément en mettant une résistance variable quelque part dans le circuit, par exemple dans la plaque, dans la sortie ou dans le retour commun de cathode et grille à la masse. Cette dernière est sans doute la meilleure solution simple, car elle purifie l'onde par contre-réaction.

Valeurs-types : $R_1 = 100 \text{ k.}$ $R_2 = 10 \text{ k.}$ $C_1 = 0,05 \mu\text{F}$.
Tube : toute triode BF ou pentode BF montée en triode.

71. — Kallitron.

C'est un multivibrateur où un circuit oscillant entre les deux plaques peut résonner sur une des fréquences engendrées par la relaxation. La stabilité de fréquence et la qualité du signal sont maximum quand la fréquence propre du circuit oscillant ($1/2\pi\sqrt{LC}$) coïncide avec un harmonique de la fréquence due à la constante de temps du système RC,

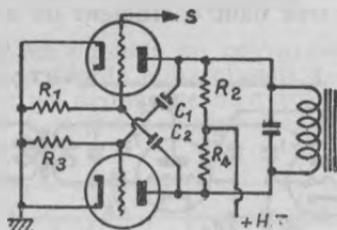


Fig. 75.

soit $1/(R_1 C_2 + R_3 C_1)$ cycles/sec, avec R en megohms et C en microfarads. Toute triode ou pentode montée en triode peut être utilisée.

72. — Oscillateur à couplage cathodique.

La grille d'un élément triode est toujours en phase avec la plaque de l'autre. En effet, si la grille de l'élément droit devient plus positive, le courant cathodique augmente, la chute

dans R_K aussi et la grille de l'élément gauche devient plus négative. Donc, la tension de la plaque gauche augmente, d'où réaction positive sur la grille droite et entretien des oscillations.

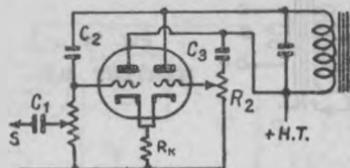


Fig. 76.
OSCILLATEUR
A COUPLAGE
CATHODIQUE.

En groupant plusieurs selfs à fer et capacités autour d'un commutateur, on peut parcourir la gamme des fréquences acoustiques. Cet oscillateur donne des volts oscillants et non des watts.

*Valeurs types : Lampe 6N7. $R_i = 0,25 \text{ à } 0,5$. $R_K = 1200$.
 $C_1 = 0,5$. $C_2, C_3 = 0,1$. $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$.*

Ce montage est intéressant à cause de la mise en phase rigoureuse des deux grilles. La réaction se règle par R_2 pour rester à la limite du décrochage où l'onde est pure.

73. — Multivibrateur à contre-réaction.

Une de ses lampes est contre-réactionnée par une capacité C_1 insérée entre sa plaque et sa grille. De ce fait, la gerbe de fréquences engendrée par le système serait étouffée — mais un circuit oscillant réjecteur en série, introduit dans la ligne de contre-réaction, permet de conserver une bande de fréquences d'autant plus étroite que son Q est élevé. On peut employer le primaire d'un transfo BF accordé, mais on utilise plutôt un *filtre à double T* (voir filtres) qui équivaut à un circuit oscillant à très haut coefficient de surtension.

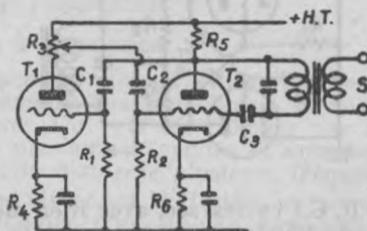


Fig. 77.

Les valeurs des R et C seront choisies de préférence pour obtenir une fréquence nominale du même ordre que celle de la BF désirée. Si $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, cette fréquence nominale sera environ $1/(2R_1 C_1)$, avec R et C en mégohms et microfarads. Les autres résistances dépendent des lampes utilisées. R_4 règle la réaction. $C_3 = 0,5 \text{ à } 0,1$.

74. — Circuit de Wien.

R_1 et C_1 en série, ainsi que R_2 et C_2 en parallèle, forment deux branches d'un pont de Wien dont R_3 et R_5 forment les deux autres branches. L'espace cathode-grille de la première lampe forme une diagonale du pont dont l'autre contient le circuit de réaction formé de la seconde lampe, R_7 et C_4 . Les deux premières branches constituent un « circuit oscillant » dont la fréquence $f = 1/2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$, formule rappelant celle de Thomson.

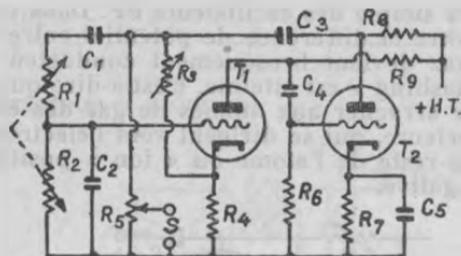


Fig. 78.

Ce circuit se prête admirablement à la réalisation d'un oscillateur simple à variation continue de fréquence, puisqu'il suffit de faire varier une ou plusieurs valeurs telles que R_1 , R_2 , C_1 et C_2 : par exemple, R_1 et R_2 seront deux résistances variables en tandem. R_3 permet de régler la réaction et R_5 la tension de sortie. Pour obtenir le maximum de stabilité, R_4 peut être remplacé par un thermistor.

Valeurs types pour deux 6J7 montées en triodes :
 $R_1, R_2, R_4 = 0,5 \text{ M.}$ $R_3, R_5, R_6 = 50 \text{ k.}$ $R_7 = 25 \text{ k.}$ $R_8, R_9 = 2000.$
 $C_1 = 2000 \text{ pF.}$ $C_2 = 5000 \text{ pF.}$ $C_3 = 0,1 \mu\text{F.}$ $C_4 = 50.000 \text{ pF.}$
 $C_5 = 20.000 \text{ pF.}$

75. — Oscillateur à phase glissante.

La réaction est obtenue en renvoyant sur la grille d'un tube la tension oscillante apparaissant à la plaque, après lui avoir fait subir un déphasage d'environ 180° à travers plusieurs cellules à résistance-capacité, ordinairement trois.

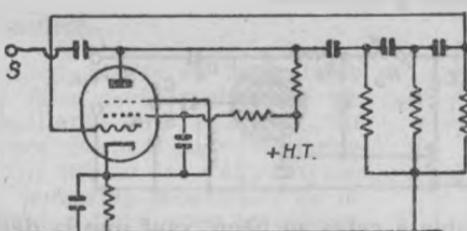


Fig. 79.

Quand le gain est ajusté pour être à la limite du décrochage, l'onde est presque sinusoïdale et la stabilité de la fréquence excellente. Il n'y a qu'une seule lampe et le montage est sim-

ple et ramassé; mais la réalisation se complique quand on a besoin d'un grand nombre de fréquences, à cause du nombre important de R et C.

Les valeurs de R et C sont déterminées par la fréquence désirée.

Lampe utilisée : toute triode ou pentode montée en amplificateur normale.

76. — Relaxateur au néon.

C'est le plus simple des oscillateurs BF. Dans un gaz raréfié, on fait croître la différence de potentiel entre deux électrodes — le gaz devient brusquement conducteur quand la tension de « flashing » est atteinte, c'est-à-dire quand elle est suffisante pour arracher aux atomes de gaz des électrons de la couche extérieure, qui se dirigent vers l'électrode positive pendant que le reste de l'atome ou « ion » positif se précipite vers la négative.

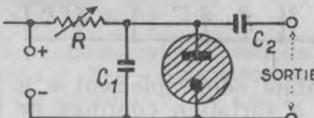


Fig. 80.

Sous sa forme la plus simple, un tel oscillateur est constitué par une source de tension continue d'environ 150 volts, chargeant une capacité C₁ à travers une résistance fixe ou variable. Une ampoule au néon en parallèle sur la capacité décharge brusquement celle-ci quand la tension à ses bornes atteint celle d'ionisation du néon. La fréquence est commandée par la constante de temps, elle est approximativement $1/RC$ (exprimés en mégohms et microfarads), mais elle est relativement instable et l'onde est riche en harmoniques, surtout si la tension de la source est très supérieure à celle d'ionisation.

L'oscillateur au néon est précieux pour comparer rapidement des résistances ou des capacités, déceler des défauts d'isolement, rechercher des pannes en radio, moduler un oscillateur HF, etc.

77. — Relaxateur à thyratron.

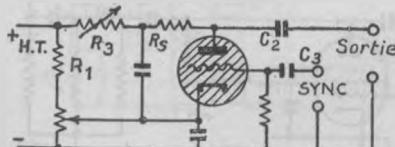


Fig. 81.

Il est semblable à celui au néon, sauf que la décharge de la capacité est commandée non seulement par la constante de temps RC (qui détermine la vitesse de montée de la tension-plaque du thyratron) mais surtout par la tension de grille qui équivaut à une détente d'arme à feu.

Le thyratron fonctionne par « tout ou rien » : ou bien c'est un isolant, ou bien c'est un court-circuit. La tension de polarisation négative où s'amorce la décharge est environ 5 % de la tension-plaque. Quand cette décharge a commencé, la grille ne peut plus l'arrêter, elle vide la capacité en quelques microsecondes (10 à 1.000) et l'intensité serait dangereuse pour le tube si on ne disposait pas en série une résistance de sécurité R_s de 50 à 500 ohms.

Comme tout oscillateur à relaxation, le thyratron est instable et sa fréquence est aisément synchronisable par une fréquence de contrôle superposée à la polarisation.

Valeurs-types : Thyratron 885, HT = 250 v. $R_1, R_4 = 25 \text{ k.}$ $R_2 = 2 \text{ k.}$ $R_s = 700.$ $C_1, C_3 = 0,1 \mu\text{F.}$ R_s et C_1 selon fréquences.

78. — Relaxateur à blocage.

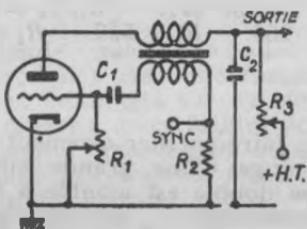


Fig. 82.

Très utilisé pour produire de brèves impulsions séparées par de longs silences, aisément synchronisables par un signal de contrôle. Il rappelle un oscillateur à grille accordée et réaction magnétique très serrée. A cause de R_1 , très élevé, les oscillations sont bloquées par la polarisation développée tout au début de chaque cycle, puis C_1 se décharge lentement via R_1 , et le cycle recommence. On recueille les impulsions à la sortie du secondaire, tandis qu'aux bornes de C_1 apparaît une oscillation en dents de scie.

Valeurs-types : Lampe 6J5. $R_1 = R_3 = 1 M.$ $R_s = 1.000.$ $C_1 = 10.000 \mu\text{F.}$ $C_2 = 0,25 \mu\text{F.}$

OSCILLATEURS SPECIAUX

79. — Dynatron.

Ce montage utilisé en laboratoire permet de faire osciller aisément un circuit oscillant sans réaction, en créant à ses bornes une résistance négative. On utilise ici l'effet dynatron dû à l'émission secondaire de la plaque quand sa tension est inférieure à celle de l'écran. L'oscillation est vigoureuse, à la condition de bien régler les tensions. Mais les lampes à écran sans barrière d'électron ne sont plus construites et les résultats variaient d'un échantillon à l'autre.

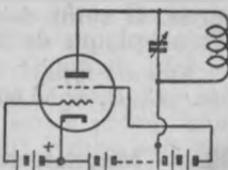


Fig. 83.

80. — Transitron.

Comme le dynatron, ce montage crée une résistance négative par l'effet du champ retardateur dû à la caractéristique V écran/I écran quand les variations de tension d'écran sont imposées au suppresseur (grille n° 3).

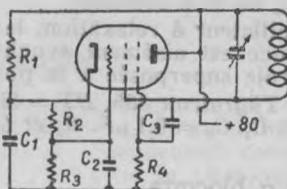


Fig. 84.

Valeurs-types : Lampe 6J7. $C_1, C_2 = 4 \mu F$. $C_3 = 0,1$.
 $R_1 = 4.500$. $R_2 = 250$. $R_3 = 550$. $R_4 = 1 M$.

81. — Cathotron.

Permet aussi de faire osciller aisément un circuit à deux entrées avec l'avantage d'une grande simplicité. Une des triodes de la lampe double est montée à charge cathodique (T_1) et commande sa sœur T_2 par couplage à l'aide de la résistance commune R_2 . Quand la grille de T_1 devient plus positive, le courant cathodique augmente ainsi que la chute de tension dans R_2 , ce qui rend plus négative la grille de T_2 .

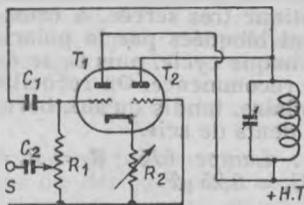


Fig. 85.

Cette inversion de polarité d'une grille à l'autre ajoutée à l'inversion produite entre grille et plaque de T_1 , donne une rotation complète si bien que l'entrée est en phase avec la sortie. Il suffit donc de mettre un circuit oscillant dans le circuit plaque de T_2 et de le coupler avec l'entrée de T_1 .

Valeurs-types : Lampe 6N7. $R_1 = 0,25 M$. $R_2 = 500$ variable.
 $C_1, C_2 = 50.000 pF$.

82. — Magnéto-striction.

Cet oscillateur est utilisé comme source d'ultra-sons, il est basé sur la contraction de métaux magnétiques (acier au nickel ou nickel) dans un champ magnétique. Un noyau feuilleté, formé d'une tôle mince enroulée en spirale pour former un cylindre, est placé dans un champ magnétique

continu auquel on superpose un champ oscillant. Il vibre longitudinalement en demi-onde stationnaire, quand il est fixé à son milieu et libre à ses bouts, et en quart d'onde quand on le fixe à un bout. Si la vitesse de propagation du son dans le métal est V mètres/sec. et la longueur du noyau L mètre, la fréquence sera évidemment $f = V/2 L$ dans le premier cas et $f = V/4 L$ dans le second*. Par exemple, un noyau d'acier au nickel où $V = 5.000$ m/s, long de 10 cms et fixé au centre donnera $f = 25.000$ c/s environ.

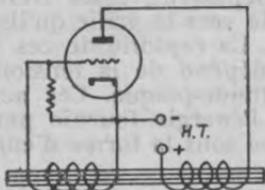


Fig. 86.
MAGNETO-
STRICTION.

Le schéma est simple : une triode ou tétrode à fort courant plaque (6V6 par exemple) avec une résistance de grille de 50.000 ohms, et deux bobinages sur un même tube avec une L et une capacité répartie assez faibles pour avoir une fréquence propre au moins égale à celle désirée. Le rendement maximum est obtenu à la résonance électrique et mécanique. L'accord est très pointu. Le métal vibre longitudinalement et ses vibrations — compressions et dilatations — couplent les bobines pour produire la réaction nécessaire à l'entretien des oscillations.

83. — T.H.F. à lignes.

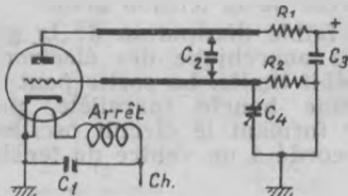


Fig. 87.

Cet oscillateur à ondes décimétriques utilise une triode à auto-excitation dont le circuit oscillant de plaque à grille est formé de deux conducteurs parallèles ou « lignes de Lecher ». Il en existe de nombreuses versions, simples ou push-pull. Celle représentée ici fut expérimentée par Jones en 1933.**

L'accord se fait en déplaçant le C_2 , qui glisse sur les conducteurs oscillant en quart d'onde. La sortie se fait, soit par induction dans une boucle parallèle aux lignes, soit encore par de petits C branchés aux nœuds d'intensité.

(*) Voir « Acoustique », Memento Tungsram 4^e volume.

La vitesse de propagation $V = \lambda E/d$, avec E = module d'élasticité de Young et d = densité de la matière.

(**) Voir « Toute la Radio », fév. 1950.

Valeurs types : Lampe EC41. $C_1 = 150 \text{ pF}$. $C_2 = 68 \text{ pF}$.
 $C_3 = 150 \text{ pF}$. $C_4 = 3 \text{ pF}$. $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$. $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.
Arrêt : 10 spires de 1 cm. diam., fil 10/10, espacées de 1 mm.
 R_1 , C_3 forment filtre arrêtant la H.F.

84. — Barkhausen.

Ce curieux oscillateur a une grille positive et une plaque négative. Les électrons issus de la cathode sont violement attirés par la grille qu'ils dépassent, mais freinés par la plaque négative qui les refoule vers la grille qu'ils dépassent de nouveau, et ainsi de suite. La rapidité de ces va-et-vient, autrement dit la fréquence, dépend de la tension des électrodes et de la distance cathode-plaque. Ces accélérations et freinages consomment de l'énergie fournie par les sources de tension, elle se retrouve sous la forme d'énergie oscillante.

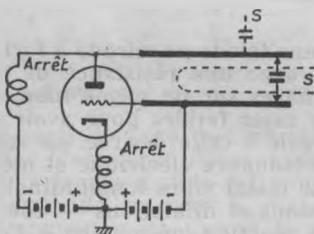


Fig. 88.
OSCILLATEUR
BARKHAUSEN.

La triode doit avoir cathode, grille et plaque cylindriques, la fréquence dépend peu du circuit oscillant qui agit comme stabilisateur, la longueur d'onde en cms est approximativement égale à 670 fois le diamètre en cm. de la plaque divisé par la racine carrée de la tension grille.

A cause de la faible dissipation de la grille et du mode d'oscillation assez anarchique des électrons, le rendement est faible et le débit limité. La sortie peut se faire, soit par induction dans une boucle (parallèle, par exemple, aux lignes de Lecher formant le circuit oscillant), soit par un condensateur raccordé à un ventre de tension, comme indiqué en pointillé.

PUSH-PULLS

Les schémas d'inverseurs de phase alimentant les grilles des lampes finales d'un P.P. sont très nombreux. Nous nous bornerons à indiquer quelques-uns choisis parmi les plus représentatifs.

85. — Inversion par transformateur.

Le premier en date, encore utilisé dans quelques amplis puissants. Il exige un transfo de haute classe, à deux demi-secondaires parfaitement équilibrés et dont le primaire est alimenté en shunt pour éviter la saturation du fer. Comme les extrémités du secondaire sont toujours en antiphase

(c'est-à-dire de polarités opposées), l'équilibre est excellent, mais les inconvénients sont nombreux : prix élevé, sensibilité à l'induction du ronflement par le transfo d'alimentation, chute des fréquences très basses à cause de l'inductance primaire trop faible dans les transfos courants, chute

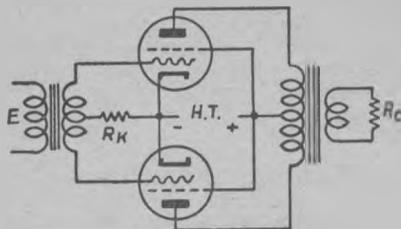


Fig. 89.

des fréquences élevées à cause de la capacité répartie trop grande sauf dans les transfos coûteux, perte de place importante, fragilité des enroulements.

86. — Cathodyne.

La charge de la lampe inverseuse est formée par les résistances égales R_2 et R_6 : il naît donc entre la cathode et leur extrémité tournée vers l'anode des tensions alternatives égales de phase opposée, qu'on applique aux grilles des deux lampes finales.

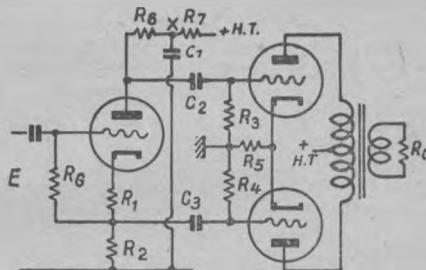


Fig. 90.

Comme la charge est divisée en deux tronçons, le gain est faible. Puisque la moitié de la charge se trouve dans la cathode, il y a contre-réaction d'intensité à 50 % sur cet étage *, sauf si on met une capacité by-pass C_k de quelques microfarads en parallèle sur R_1 . L'équilibre demande l'égalité de R_2 et R_6 , de R_3 et R_4 , de C_2 et C_3 .

Lampes : 6C5., 6J5 ou similaires. $R_1 = 2.600$ pour 6J5. $R_2 R_6 = 0,1$ M. $R_3 R_4 = 0,5$ M. R_7 suivant HT pour avoir 250 volts en X. $C_1 = 0,5$. $C_2 C_3 = 0,1$. $C_k = 4$.

R_7 et C_1 assurent le découplage.

(*) Voir Memento Tungsram 4^e volume « Contre-Réaction », page 141.

On peut encore relier la capacité C_2 directement à la cathode au lieu de la joindre à la liaison de R_1 et R_2 . Les valeurs sont alors, pour lampe 6J5 :

$$R_G = 1 \text{ M.} \quad R_1 = 4.700. \quad R_2 = 47 \text{ k.} \quad R_3, R_4 = 330 \text{ k.} \\ R_6 = 56 \text{ k.}$$

Ici encore, il y a contre-réaction par la résistance de 4.700 ohms : si le courant-plaque de la 6J5 diminue, ce qui augmente la tension envoyée à la finale d'en haut, il baisse aussi dans R_1 et la tension envoyée à la finale d'en bas n'est pas aussi affaiblie par la C.R. qu'elle le serait normalement.

87. — Paraphase.

Le signal, amplifié par la lampe A, est transmis à la lampe finale C par la capacité C_3 . La résistance de grille de cette dernière, formée de $R_5 + R_6$, est un diviseur de tension, le long duquel on préleve une partie de la tension amplifiée pour commander la grille de la lampe B attaquant la finale D. Comme la tension appliquée à D a passé d'abord dans A, puis dans B, les tensions des deux grilles finales sont en antiphase.

Pour qu'il y ait équilibre, il faut que la partie de signal prélevée à la jonction de R_5 et R_6 soit amplifiée par la lampe B jusqu'à reproduire le signal entier apparaissant sur la grille de la lampe C, au signe près. Si u est le coefficient d'amplification de B, son gain A sera évidemment $\mu R_4 (R_4 + q)$ et on devra avoir :

$$R_6 = \frac{R_5}{A - 1}$$

Ces résistances R_5 et R_6 doivent être soigneusement équilibrées. Toutefois, le push-pull arrive à se déséquilibrer par vieillissement des lampes qui fait varier leurs caractéristiques.

Lampes : 6C5, 6J5 ou similaires, ou une triode double 6N7.

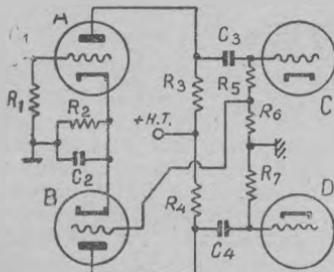


Fig. 91. — PARAPHASSE.

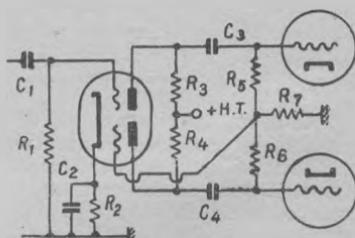


Fig. 92. PARAPHASSE FLOTTANT

88. — Paraphase flottant

Plus facile à équilibrer que le précédent, ce montage est habituellement employé avec une 6N7 ou tout autre double triode.

Son gain peut atteindre 20, ce qui permet d'osciller fortement les grilles finales. Le déséquilibre résiduel de principe se compense en mettant en R_6 une résistance très légèrement supérieure à R_5 , par exemple celle de ces deux résistances dont la tolérance d'étalonnage joue en « plus ».

Lampe : 6N7 ou ECC40. $R_2 = 1.800$. $R_3, R_4 = 0,1 \text{ M.}$ $R_5, R_6 = 0,22 \text{ M.}$ $R_7 = 0,1 \text{ M.}$ $C_2 = 10 \mu\text{F.}$ $C_3, C_4 = 20.000 \text{ pF.}$

89. — See-Saw.

Ainsi dénommé parce qu'il agit à la façon d'une balançoire (Scroggie, Wireless World), cet inverseur de phase est auto-équilibré. Le point C, milieu du diviseur de tension R_4-R_5 , commande par C_3 la grille de la triode inverseuse. Sa tension alternative est théoriquement nulle, alors que celles des points A et B sont en antiphase : C peut donc être assimilé au pivot d'une balançoire dont A et B sont alternativement les points haut et bas. L'analyse montre que tout écart d'équilibre, dû à l'inégalité de R_4 et R_5 , ou au vieillissement d'une triode, fait varier l'amplification de l'inverseuse dans le sens voulu pour en réduire les conséquences à une valeur acceptable. Cet effet de contre-réaction offre l'avantage supplémentaire de réduire les distorsions.

Lampe : 6N7 ou ECC40. $R_3 R_4 R_5 = 1 \text{ M.}$ $R_6 R_7 = 50 \text{k.}$ $C_2 = 0,1.$

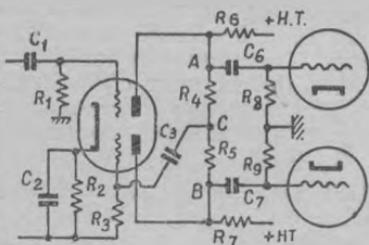


Fig. 93. — SEE-SAW.

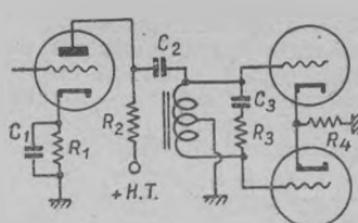


Fig. 94. — ESPEY.

90. — Espey.

Cet inverseur fonctionne sans lampe déphasante, c'est en somme un transfo réduit au secondaire, car la self à prise médiane est bien un transfo 1 : 1 alimenté en shunt. Pour réduire le volume de ladite self, on est obligé de sacrifier un peu les basses, ce qu'on compense tant bien que mal en atténuant les aiguës à l'aide du filtre $C_3 R_3$ de 2.000 pF et $0,22 \text{ M}$. La capacité C_2 doit avoir au moins $0,1 \mu\text{F}$. R_2 varie selon le tube précédent, pour une triode on met normalement $0,1 \text{ M.}$

91. — Couplage cathodique.

Ce circuit détient sans doute le record de la simplicité, puisqu'il n'a pas de déphasante, ni même aucune résistance ou capacité supplémentaire — au prix, il est vrai, d'une légère perte de puissance.

La 6V6 du haut est normalement montée. Il y a une résistance de polarisation R_2 sans capacité by-pass, mais la grille de la 6V6 du bas n'est pas commandée, elle est à la masse.

Le fonctionnement est néanmoins assuré, car le tube du bas est commandé par celui du haut par l'intermédiaire de l'impédance commune R_2 , qui doit être aussi grande que possible afin d'avoir un gain d'étage suffisant pour assurer l'équilibre de ce déphaseur. On conçoit qu'il ne peut y avoir qu'un compromis entre cet idéal et les besoins de la polarisation : l'équilibre est donc toujours un peu boiteux. Nous avons néanmoins signalé ce montage à cause de son originalité.

Valeurs : $R_1 = 0,5 \text{ M}$. $R_2 = 165$.

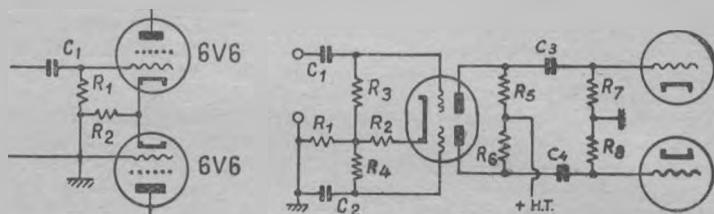


Fig. 95. — INVERSEURS CATHODIQUES.

Par contre, l'inverseur de phase cathodique formé de deux amplificatrices de tension est bien équilibré et a d'excellentes caractéristiques de phase. C'est l'un des meilleurs montages. On obtient environ la moitié du gain d'un étage normal à résistance-capacité. On peut voir que la résistance de polarisation R_2 est prélevée sur l'impédance commune aux deux demi 6SN7, formée de $R_1 + R_2$.

Valeurs avec 6SN7 (ou deux 6J5) : $R_1 = 50 \text{ k}$. $R_2 = 1.200$. $R_3, R_4 = 0,5 \text{ M}$. $R_5, R_6 = 50 \text{ k}$. $C_2 = 0,1$. $C_3, C_4 = 0,05$.

(On peut ainsi utiliser les tubes ECC40 ou AA61 au lieu de 6SN7).

SOURCES DE HAUTE TENSION

92. — Redressement des deux alternances.

C'est le plus courant. Dans les récepteurs soignés, le transfo a un écran magnétique relié à la terre entre primaire et secondaire et un filtre d'entrée formé de 2 bobines d'arrêt et 2 capacités ($C_1, C_2 = 0,1$) pour stopper les parasites véhiculés par le secteur. La valve biplaque peut faire place à deux valves monoplaque ; de même, les valves à vapeur de mercure sont utilisables moyennant certaines précautions (entrée de filtre par self, préchauffage du filament pendant une demi-minute avant d'appliquer la tension aux plaques). Elles ont l'avantage de donner une tension constante quelle que soit la charge, mais ne sont pas indiquées aux faibles puissances.

Tension inverse de pointe. — A chaque période, chaque plaque devient négative, il n'y passe pas de courant, mais sa *tension négative de pointe* par rapport à la masse atteint 1,41 fois la tension du demi-secondaire lue au voltmètre. De son côté, la cathode est à la *tension positive moyenne redressée*, plus la tension de pointe du ronflement non encore éliminé par le filtre. La somme de ces trois tensions, qui apparaît entre cathode et plaques, est la tension inverse de pointe qui doit rester inférieure à la limite indiquée par le constructeur de la valve sous peine d'amorçage d'un arc néfaste à la cathode.

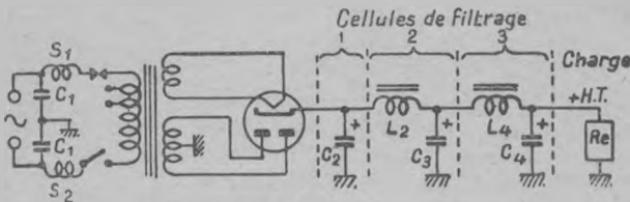


Fig. 96. — REDRESSEUR BIPLAQUE NORMAL.

Avec cellule 1 : Entrée par capacité.

Sans cellule 1 : Entrée par self.

93. — Filtre à entrée par capacité.

On utilise le filtre à entrée par capacité quand la demande de courant filtré n'est pas importante (récepteurs et amplis courants), car elle a l'avantage de donner une H.T. continue plus élevée que l'entrée par self à partir d'un transfo donné : à vide, la tension continue tend à égaler la tension de pointe secondaire. Par contre, la tension disponible est plus sensible aux variations de débit, le transfo est moins bien utilisé, le courant de pointe dans les valves peut atteindre une valeur dangereuse pour les cathodes si la capacité d'entrée est importante. Il faut donc un plus gros transfo et des valves plus fortes qu'avec l'entrée par self pour une puissance continue donnée.

Le filtre peut comporter une ou plusieurs cellules, selon le ronflement tolérable et le débit demandé. La première cellule est constituée par une capacité d'entrée C_2 qui, à elle seule, réduit déjà le ronflement à $\sqrt{2} / 2\pi f RC$, où f est la fréquence la plus basse de ronflement, soit 100 pour un redresseur biplaqué fonctionnant sur 50 périodes/sec. Cela revient à diviser 0,00224 par le produit des microfarads et des megohms de la résistance de charge. Cette dernière s'obtient en divisant la haute tension à la sortie du filtre par le débit.

$$\text{Exemple : } R_c = 10 \text{ K}, C_2 = 8 \mu \text{F}. \text{ Ronflement} = \frac{0,00224}{8 \times 0,01} = 0,028$$

soit 2,8 % du ronflement initial.

On fait habituellement suivre cette capacité d'entrée d'une cellule de filtre passe-bas telle que L_s, C_s , qui ne laisse subsister qu'un pourcentage égal à $1/(0,4 LC - 1)$ du ronflement à 100 p/s caractéristique du redressement biplaqué, L étant la self en henrys et C la capacité en μF .

Exemple : Self = 4 H, Capa = $8 \mu F$. Ronflement résiduel = $1/(0,4 \times 4 \times 8 - 1) = 1/11,4 =$ env. 8,7 %. Une seconde cellule telle que $L' C_4$ de même valeur abaisserait le pourcentage à 0,76 %.

Etant donné un filtre courant formé de deux capacités encadrant une self, tel que C_2, L_3, C_3 de la figure, on estime grossièrement la tension de ronflement résiduelle après redressement biplaqué du 50 p/s, en appliquant la formule :

$$V_R = 4 I/C_2 L_3 C_3,$$

I étant le courant continu débité après le filtre (en m A), C_2 et C_3 exprimés en microfarads et L_3 en henrys. Cette tension de ronflement ne doit jamais dépasser 2/1.000 de la tension filtrée.

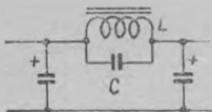


Fig. 97.

FILTRE A ENTREE CAPACITIVE
à self accordée sur une fréquence
de ronflement.

- Quand le débit est faible, la self est parfois remplacée par une résistance. Une cellule RC laisse subsister un pourcentage de ronflement égal à $100/2\pi f RC$, f étant la fréquence de ronflement la plus basse, R et C étant exprimés en mégohms et microfarads. L'impédance de C , à la fréquence du ronflement, doit être beaucoup plus faible que R .

FILTRE A ENTREE PAR SELF

En supprimant le condensateur C_2 , on obtient l'entrée par self et le filtre commence par la cellule 2, éventuellement suivie de la cellule 3.

La tension continue tend à demeurer voisine des 9/10 de la tension effective du demi-secondaire à partir d'un certain débit qui dépend de la self-induction de filtrage. Avec le même transfo et les mêmes valves, le filtre à entrée par self permet un débit approximativement double de celui donné par le filtre à entrée capacitive.

Le ronflement résiduel se calcule suivant la formule ci-dessus. S'il y a deux cellules de filtrage, on l'appliquera deux fois.

Si on veut une tension continue constante, même aux faibles charges, la self d'entrée devra avoir une valeur minimum en henrys qui sera le quotient de la résistance de charge en ohms par 830. Cette valeur étant beaucoup plus grande que celle nécessaire pour un débit normal, on met d'habitude à l'entrée du filtre une self glissante plus économique avec un entrefer plus faible ou même nul, ce qui demande moins de fer et de cuivre. Une telle self fait bien la valeur demandée quand le débit est très faible, mais tombe au tiers ou au quart quand le débit continu est normal, à cause de la saturation partielle du fer.

La bobine d'excitation des H.P habituellement utilisée comme self a une résistance de 400 à 5.000 Ω , tandis que les selfs de filtrage sont normalement moins résistantes. Le filtrage consomme donc de la puissance, soit environ RI^2

en appelant I l'intensité continue du courant filtré. On admet que cette puissance peut être double de la puissance modulée sans distorsion par l'appareil. Par exemple, un récepteur donnant 4 watts sans distorsion pourra dissiper 8 watts dans sa self de filtrage ; si le courant filtré est de 90 mA, la résistance de la self pourra être $8 : 0,09^2 = \text{env. } 1.000 \Omega$.

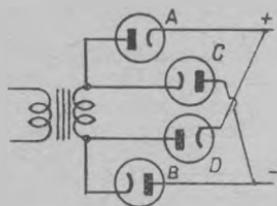


Fig. 98.

REDRESSEMENT EN PONT
DES DEUX ALTERNANCES
SANS PRISE MEDIANE.

Secondaires de chauffage :
Commun pour valves A et B.
Séparés pour valves C et D.

84. — Projet d'alimentation.

- On détermine d'abord l'intensité et la tension désirées à la sortie du filtre. Ex. : 80 mA sous 300 V ;
- On ajoute la chute de tension dans la self de filtrage. Ex. : Self de 750Ω , chute de tension = $750 \times 0,08 = 60 \text{ volts}$.
- On ajoute cette chute à la tension désirée, ce qui donne la tension continue du redresseur à l'entrée du filtre.
Ex. : 300 v + 60 v = 360 v continu d'entrée.
- Sur le réseau de courbes de la valve choisie, on élève une verticale à partir du débit lu en abscisses (Ex. : 80 mA), jusqu'à l'horizontale aboutissant à la tension continue d'entrée du filtre lue en ordonnées (Ex. : 360 v. continu). Le point d'intersection tombe sur une courbe ou entre deux courbes correspondant à la tension du secondaire, en ayant bien soin de considérer les courbes correspondant à l'entrée de filtre choisie.
Ex. : Valve 5Y3, 80 mA, 360 v continu, le croisement indique 320 v alternatifs environ pour le secondaire avec entrée de filtre 8 μF .
- On détermine le débit efficace du secondaire du transformateur, en multipliant le débit continu désiré (ici, 80 mA) par l'un des facteurs suivants :
Redressement 2 alternances, entrée par capacité: 0,785
Redressement 2 alternances, entrée par self : 0,707
Ex. ci-dessus, redresseur biplaqué : $80 \times 0,785 = 62,8 \text{ mA eff. Chaque demi-secondaire donnera donc } 320 \text{ v. eff.} \times 0,0628 \text{ A eff.}$
- On détermine les éléments L et C des cellules de filtrage en appliquant les formules d'atténuation du ronflement. Toutefois, on peut se contenter de mettre le plus possible de henrys et de microfarads, habituellement 10 à 30 H et 8 à 10 μF . Il est sage de ne pas mettre une capacité trop forte en entrée de filtre,

car sa faible impédance équivaudrait à un court-circuit au démarrage et pourrait épuiser la cathode de la valve par un trop grand débit instantané.

Quand — pour des raisons d'économie d'espace — on ne peut mettre qu'une self réduite, il est encore possible d'atténuer fortement une fréquence générante — par exemple les 100 p/s — en la shuntant avec une capacité pour en faire un circuit bouchon résonnant, comme le montre la figure.

Ex. : Self de 2 henrys, fréquence à étouffer 100 p/s. La formule de Thomson $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ nous donne $100 = 1/6,28\sqrt{LC}$, d'où henrys \times microfarads = $100/39,5 = 2,53$. Il faudra accorder la self avec env. 1,25 μF .

- g) Si le débit est susceptible de varier, la tension continue filtrée subira des fluctuations qu'on peut réduire par plusieurs moyens : en calculant assez largement le transformateur, en diminuant la résistance de la self de filtrage, en choisissant de préférence une entrée de filtre par self, en utilisant une valve à vapeur de mercure au lieu d'une valve à vide (avec les précautions nécessaires et notamment le préchauffage de la cathode avant d'appliquer la H.T aux plaques), en intercalant un ou deux tubes régulateurs au néon, comme nous l'indiquons plus loin.

FILTRE INDIVIDUEL DES LAMPES

Certains étages particulièrement chatouilleux exigent des tensions plaque et écran plus pures encore que ce qui sort du filtre d'alimentation. On les nourrit donc à travers un filtre supplémentaire à résistance-capacité, qui n'est autre que le circuit de découplage des électrodes. L'efficacité de son filtrage (c'est-à-dire le rapport ronflement résiduel sur ronflement incident) est égal à $1/2\pi f RC$. Donc, un filtre individuel capable de réduire le ronflement de 10 à 1 sera formé d'une R et d'un C tels que :

$\text{Megohms} \times \text{microfarads} = 10 : 628 = 0,0159$, car $2\pi f = 628$ pour 100 p/s. On pourra mettre 30 $\text{k}\Omega$ et 0,5 μF , ou 15 $\text{k}\Omega$ et 1 μF , etc.

95. — Redressement d'une seule alternance.

Il est rarement employé, sauf pour des applications ne demandant qu'un faible débit, car il demande un filtrage important pour donner une tension continue sans ronflement. Noter qu'ici la fréquence ronflante principale est celle du secteur.

La tension continue moyenne lue au voltmètre continu est égale aux 45/100 de la tension efficace soumise au redresseur, qui peut être une valve monoplaque ou un redresseur sec (oxyde de cuivre, sélénium).

Le débit du secondaire du transformateur s'obtient en multipliant le débit continu désiré à la sortie du filtre par l'un des facteurs suivants :

Redressement d'une alternance, entrée de filtre par capacité : 1,57.

Redressement d'une alternance, entrée de filtre par self : 1,41.

96. — Alimentation Tous-Courants.

C'est un redresseur à une alternance, suivi d'un filtre à entrée par capacité, qu'on branche directement sur le secteur alternatif. Le même redresseur, branché *dans le bon sens* sur le secteur continu, se comporte comme une simple résistance (et comme une coupure dans le sens inverse). Le redresseur peut être une valve monoplaque, ou une valve biplaques dont on réunit les deux plaques, choisie dans la série « tous courants » si son filament doit être alimenté en série avec ceux des lampes utilisatrices.

Comme il n'y a pas de transfo élévateur de tension, chaque volt est précieux : la self de filtrage a donc le minimum de résistance et l'entrée du filtre se fait par condensateur. Le redressement monoplaque, d'autre part, donne un courant haché riche en fréquences ronflantes dont la principale est celle du secteur (50 p/s), ce qui demande un filtrage sérieux.

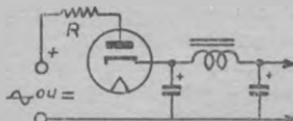


Fig. 99. — ALIMENTATION TOUS COURANTS.

Et on est ainsi conduit à utiliser des capacités importantes, de l'ordre de $50 \mu\text{F}$, même à l'entrée du filtre, ce qui n'est pas sans inconvenients pour la valve.

En effet, quand il est vide, un condensateur important agit comme un court-circuit. A l'allumage, la cathode de la valve est froide et la résistance interne très élevée, ce qui oblige le condensateur d'entrée à se charger progressivement sans provoquer d'incidents. Mais si on éteint et rallume aussitôt l'appareil, on assiste à l'enchaînement suivant : le C d'entrée se décharge en une petite fraction de seconde — la cathode, pendant ce temps, reste suffisamment chaude pour émettre copieusement des électrons — la tension est appliquée à la valve, alors que le C d'entrée est devenu un court-circuit — la valve débite un courant dépassant largement son intensité de pointe admissible — la cathode est détruite localement par de minuscules cratères, ou bien une connexion interne de la valve saute. C'est l'explication des coupures internes des 25Z5 et 25Z6, bien connues des dépanneurs.

Le remède à cet état de chose consiste à insérer une résistance de 50 à 100 ohms, de wattage suffisant, dans la connexion partant de la plaque.

97. — Redresseurs à couche d'arrêt dits « secs ».

On remplace souvent la valve des Tous-Courants par un redresseur sec tel que les Y15 et X15 Westinghouse. Leur montage est plus simple puisqu'il n'y a pas de filament à alimenter, leur prix est avantageux, leur régulation de tension est bonne, mais leur rendement est limité par leur

résistance (effet Joule) et par leur conduction inverse qui n'est pas nulle. Ils agissent en somme comme un redresseur parfait qui aurait une résistance en série et une autre en parallèle avec lui. Ils peuvent subir sans dommage une brève surcharge en tension et en courant, ce qui dispense de l'emploi d'une résistance protectrice.

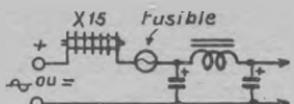


Fig. 100.
REDRESSEUR
A COUCHE D'ARRET.

Mais les applications du redresseur sec ne sont pas limitées aux récepteurs tous-courants ; bien au contraire, ils équipent d'importantes installations à redressement triphasé et s'étendent jusqu'aux tensions continues de plusieurs dizaines de kilovolts.

Les redresseurs secs existent en trois types :

a) *Redresseur à oxyde de cuivre.* — C'est un empilage de rondelles de cuivre oxydées sur une face (oxyde cuivreux CU_2O), de rondelles de plomb graphité assurant le contact avec l'oxyde, d'intercalaires et d'ailettes refroidissantes, le tout fortement serré. La résistance est cent fois plus grande dans le sens cuivre-oxyde que dans l'autre. Chaque élément ne redresse guère plus de 4 volts, d'où la nécessité d'une pile d'éléments en série sauf en ventilation forcée. On a aussi réalisé des éléments formés d'une ailette en cuivre auto-refroidissante complètement oxydée, le contact avec l'oxyde étant assuré par un dépôt électrolytique de cuivre ou de nickel tandis que le métal interne est mis à nu au centre d'une face pour la prise de contact.

Le redresseur à oxyde de cuivre a une bonne efficacité, une longévité indéfinie, mais il est encombrant et supporte mal l'échauffement de plus de 15° au-dessus de la température ambiante. Par contre, il résiste bien aux surcharges momentanées.

b) *Redresseur au sélénium.* — Chaque élément est formé d'une plaque de fer ou d'aluminium recouverte d'une mince couche de sélénium semi-conductrice, elle-même recouverte d'une pellicule métallique conductrice. Le contact avec cette pellicule est assuré par des rondelles élastiques sous faible pression. La tension redressée par élément atteint 12 volts pour les redresseurs normaux, mais il existe des redresseurs au sélénium à haute tension redressant jusqu'à 50 volts par élément.

L'efficacité est bonne, sa régulation en tension est meilleure que celle de l'oxyde de cuivre, son volume est beaucoup moindre.

c) *Redresseur à sulfure de cuivre.* — C'est un empilage de rondelles de sulfure cuivrique (CuS), de rondelles de magnésium en contact avec elles, d'ailettes de refroidissement et d'intercalaires, le tout fortement serré. Chaque élément ne redresse guère plus de 2 volts, la tension totale redressée ne dépasse pas 50 volts.

Ce type de redresseur ne craint pas l'échauffement, son prix est avantageux, mais sa vie est assez courte. On ne l'utilise pas dans les redresseurs à haute tension.

98. — Doubleurs de tension.

Ces montages, qui ont été utilisés pour faire l'économie d'un transfo dans les petits postes alimentés par secteur alternatif, donnent théoriquement à vide une tension redressée égale à deux fois la tension de pointe dudit secteur, soit plus de 300 volts pour un secteur de 110 volts. En pratique, on obtient aux bornes de la charge une tension continue supérieure à la tension efficace, mais qui n'atteint le double que pour un faible débit.

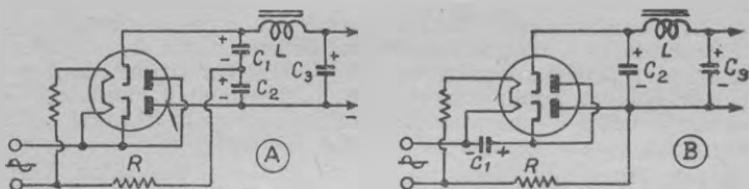


Fig. 101. — DOUBLEURS DE TENSION.

Le circuit A redresse les deux alternances. Quand la borne d'entrée supérieure est négative, C_2 se charge à travers la diode du bas ; quand la borne inférieure d'entrée est négative à son tour, c'est C_1 qui se charge à travers la diode d'en haut. C_1 et C_2 étant en série, la tension est doublée et les deux alternances sont envoyées successivement dans le filtre LC_3 . Remarquez qu'aucun des deux fils de sortie ne peut être mis à la terre, car l'un des fils du secteur s'y trouve déjà et son potentiel est différent.

Le circuit B travaille comme ceci : quand la borne d'entrée supérieure est négative, la capacité C_1 se charge à travers la diode inférieure et le filtre ne reçoit aucune impulsion pendant cette alternance. Quand la borne inférieure d'entrée devient négative, c'est au tour de C_2 de se charger à travers la diode supérieure, mais alors C_1 se trouve en série avec le secteur, si bien que C_2 reçoit une tension double pendant que C_1 se décharge. Il n'y a donc qu'une alternance par période pour alimenter le filtre, lequel doit être plus important que dans le cas ci-dessus, mais ce circuit a l'avantage d'avoir le « moins » de la tension redressée commun avec un des fils du secteur.

Pour bien fonctionner, ces circuits doivent avoir des condensateurs importants : 16 à 32 μF pour C_1 et C_2 , 50 μF pour C_3 . La résistance protectrice R (50 à 100 Ω) ne doit pas être supprimée quand C_1 et C_2 sont importants, comme nous l'avons vu au paragraphe « Alimentation Tous-Courants ».

Les doubleurs de tension s'utilisent en général avec des tubes 25Z6, la tension continue en charge est d'autant plus élevée que les C sont plus gros. Or, les gros condensateurs fatiguent la valve.

Quelques points sont à observer :

- a) Le tube 25Z6 n'admet pas plus de 50 v. *pointe* entre filament et cathode ;
- b) C_1 dans le circuit B risque d'avoir sa polarité inversée quand le débit du filtre dépasse la limite de sécurité (env. 50 mA pour la 25Z6) ;
- c) Pour un secteur à 110 volts, C_1 doit avoir une tension de service de 250 v et C_2 de 350 v.

Le tube doubleur peut toujours être remplacé par deux valves monoplaques ou deux redresseurs secs au sélénium. On reconnaît aisément un doubleur de tension dans un châssis à la liaison directe entre cathode d'une diode et plaque de l'autre diode.

● Les doubleurs peuvent évidemment être alimentés par le secondaire d'un transformateur, de même que les tripleurs et quadruplieurs suivants, ce qui — à la condition d'utiliser des valves monoplaques et des condensateurs capables de tenir le coup — permet de monter aisément à 2.000 volts continus ou davantage.

Au lieu d'une 25Z6, on prend par exemple deux VM1, ou 1654, ou 2X2, ou 1875, etc.

99. — Tripleurs, quadruplieurs de tension, etc.

Sur le principe indiqué au sujet du schéma doubleur B ci-dessus, on a établi des tripleurs et quadruplieurs, ce dernier par exemple étant fait de deux doubleurs schéma B montée en série. Les mêmes remarques que ci-dessus s'appliquent à ces circuits. Ici encore, il faut des capacités importantes pour donner un débit intéressant sans grosse chute de tension, avec les inconvénients qu'elles apportent : prix, encombrement, fatigue de la valve. Aussi ne les utilise-t-on guère que pour les faibles débits (oscilloscopes, etc.) et on se contente alors de capacités de 2 μ F ou même moins.

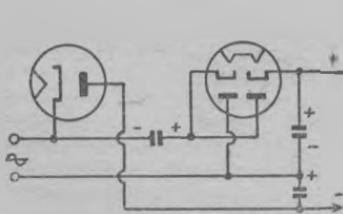


Fig. 102. — TRIPLEUR.

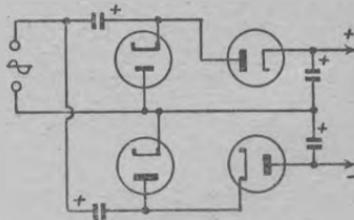


Fig. 103. — QUADRUPLEUR.

Il est avantageux de remplacer les valves par des redresseurs au sélénium. Avec eux, on peut aisément obtenir des tensions continues élevées sous un faible volume, à l'aide du *multiplicateur de tension* de Cockroft-Walton. Les points à observer sont les suivants :

- a) Le multiplicateur n'est pas isolé du secteur si on n'intercale pas un transformateur à l'entrée ;

- b) Il ne faut pas utiliser de gros condensateurs pour cette raison. Des 0,05 à 0,1, pas davantage, sous peine d'envoyer accidentellement un choc HF dans le secteur ou le transfo insuffisamment isolé ;
- c) De ce fait, le débit ne peut être que de quelques mA ;
- d) L'isolement des C doit augmenter au fur et à mesure qu'augmente la tension le long de la chaîne.

Par exemple, avec 10 redresseurs secs type Y15 (ou 10 valves monoplaques, ou 5 valves doubleuses) alimentés en 110 volts on obtiendra à vide environ 150 v. à la jonction du 1^e et 2^e redresseurs, 300 volts à la jonction du 2^e et du 3^e, et ainsi de suite par bonds de 150 volts pour aboutir à 1.500 volts après le dixième redresseur. On peut ajouter d'autres cellules semblables pour monter encore plus haut.

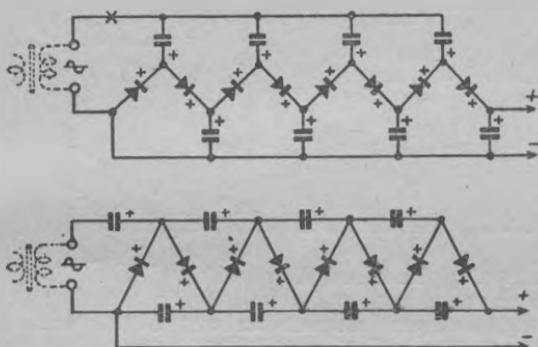


Fig. 104. — MULTIPLICATEURS DE TENSION.
En haut : Alimentation parallèle. - En bas : Série.

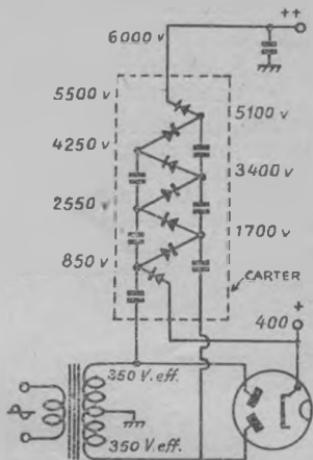
Comme le montrent les figures, l'alimentation peut se faire en parallèle ou en série. Dans le premier cas, tous les condensateurs sont traversés par la même intensité, sauf le dernier qui n'en reçoit que la moitié. Ils peuvent donc avoir la même capacité, mais leur tension de service doit évidemment suivre la même progression que la montée de la tension continue le long de la chaîne. Dans l'alimentation-série, au contraire, l'intensité décroît régulièrement à partir de l'entrée dans les condensateurs successifs (ce qui demanderait théoriquement des capacités croissantes en remontant depuis la sortie, par exemple 0,05, 0,01, 0,15, 0,2, etc.) mais par contre leur tension de service est uniformément égale à 2,82 fois la tension efficace d'entrée, sauf pour le premier (1,41 fois seulement) et le dernier (5,65 fois).

Partant du multiplicateur Cockcroft, Westinghouse a breveté un multiplicateur * qui se branche tout simplement sur le secondaire à prise médiane d'un transfo déjà utilisé avec un redresseur biplaque courant et permet d'en tirer une tension continue à vide égale à 9 fois la tension efficace

(*) Wireless World, mai 1948, « Television EHT Supply » (A.B.H Walker).

totale (par exemple, 6.300 volts pour un secondaire de 2 fois 350) et ceci avec 7 redresseurs seulement en série. La figure montre le montage de ce redresseur baptisé « Westeht » dont la chaîne redresseurs-condensateurs est enclose dans un carter isolant étanche pour le mettre à l'abri des imprudences, des courts-circuits et de la poussière attirée électrostatiquement. Bien entendu, la tension inverse de pointe des redresseurs et la tension de service des C est proportionnée à la croissance du potentiel le long de la colonne.

Fig. 105.
MULTIPLICATEUR WESTEHT.



100. — Très haute tension par oscillateur.

Nombre d'applications demandant une H.T. de plusieurs kilovolts ne requièrent qu'un débit minime. C'est le cas des tubes de télévision, dépoussiéreurs, ozoniseurs, pièges à insectes, essayeurs d'isolation, etc. Il est alors avantageux de supprimer le transfo à fer nécessaire pour les 110 v - 50 p/s, et de redresser la tension HF produite par un oscillateur, ce qui présente encore le double avantage de ne demander que de toutes petites capacités de filtrage.

La figure représente un tel oscillateur-redresseur, qui est tout à fait classique. Cette réalisation fut décrite dans *Radio-tronics Technical Bulletin**. Il s'agit d'un oscillateur à plaque

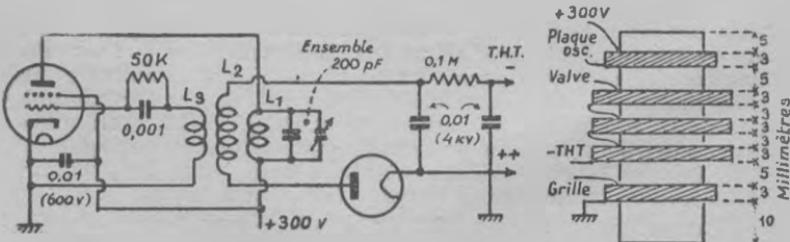


Fig. 106.

accordée à environ 1 Mc/s bâti autour d'une 6V6, dont la tension oscillante est redressée par une valve monoplaque

(*) Amalgamated Wireless Valve Co (Australie).

après élévation et filtrée par un filtre à RC. L'âme de l'engin est le transformateur, bobiné en nids d'abeille sur un tube de polystyrène, suivant schéma. Le bobinage est fait en fil divisé : $L_1 = L_3 = 60$ tours, L_2 en trois galettes totalise 500 tours, et un blindage séparé par au moins 15 mm. du fil le plus proche enveloppe le tout. Toutes les connexions doivent être courtes, sans angles brusques. L'ajustage de la tension se fait par variation de la tension d'écran ou de la capacité d'accord. On obtient ainsi environ 2.000 volts à la sortie du filtre.

Et répétons que la haute tension est mortelle. Donc, attention : pieds isolés, une main dans la poche s'il faut absolument faire des mesures dans un redresseur THT en vie.

Quant aux interventions chirurgicales, elles ne doivent être faites que sur l'appareil débranché, les C ayant été déchargés à travers une résistance d'un demi megohm ayant un bout à la masse et l'autre reliée à une pointe de touche bien isolée par un fil de bougie à haut isolement, pendant un temps d'autant plus long que la capacité est plus forte et à plus haute tension.

En augmentant le rapport du transfo, c'est-à-dire en mettant davantage de tours à L_2 (bobiné en plus de 3 galettes) on obtient une tension plus élevée. Les pannes les plus fréquentes sont :

- a) chute de HT par désaccord de l'oscillateur.

Remède : Retoucher le C d'accord.

- b) Tubes défectueux : surtout la valve (surcharge).

Remède préventif : Ne pas survolter le filament.

- c) Décharge par effluves (effet corona) due à l'isolement insuffisant des bobines ou du fil, surtout par temps humide.

Remèdes : Séchage du transformateur, vernis isolant, paraffinage à chaud, espacement plus grand entre L_1 , L_2 et L_3 .

- d) Effluves aux points à haut potentiel.

Remèdes : Souder tous les joints HT, lisser les surfaces, arrondir les angles, raccourcir les connexions.

101. — Haute tension par vibreur.

Un vibreur alimenté par une batterie, associé à un transfo éleveur, un redresseur et un filtre, est la source HT désormais classique des postes auto ou portatifs. L'entretien de la vibration est assuré, soit par auto-coupe du courant dans l'électro à la manière d'une sonnette, soit par court-circuit de l'électro à fond de course de la lame. Les étincelles sont absorbées par des capacités ou par un secondaire en court-circuit sur l'électro formant primaire d'un transfo. Comme l'électro-aimant charge une moitié du primaire du transfo éleveur de tension, on peut rétablir l'équilibre en chargeant l'autre demi-primaire par une résistance équivalente.

Le premier schéma utilise une valve biplaque pour redresser le courant débité par le secondaire, et le vibreur est appelé improprement « asynchrone », par opposition avec celui dit « synchrone » du second schéma, où le redressement est obtenu par une seconde paire de contacts que la lame vibrante touche en synchronisme avec la première paire découpant le courant du primaire. Le vibreur « synchrone », économise une valve, mais il a quelques inconvénients : faible tension admissible aux contacts redresseurs (env. 100 volts), faible débit, contacts vite usés, péril pour le transfo, etc.

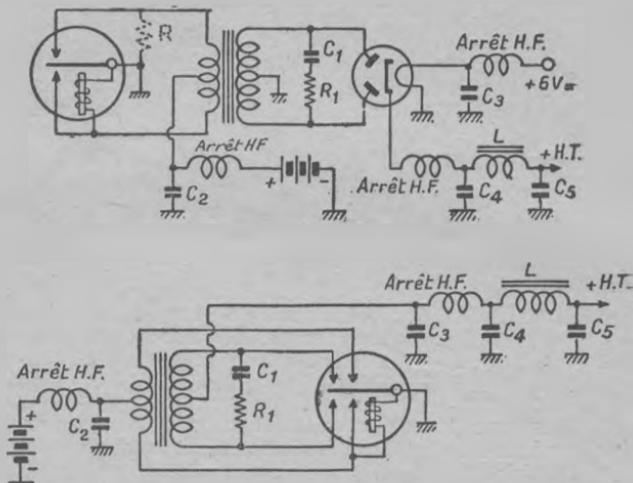


Fig. 107. — REDRESSEURS A VIBREUR.

Dans les deux montages, l'étincelle est absorbée par C_1 , dont la valeur est critique et doit être réglée aux essais. R_1 assure le secondaire contre le claquage de C_1 , qui le court-circuiterait. Les oscillations secondaires sont loin de la pure sinusoïde, ce sont de vraies gerbes d'harmoniques qui rendent nécessaire l'isolement HF de tout le système par des bobines d'arrêt HF et des condensateurs de dérivation (C_2 , C_3) à toutes les sorties, plus un blindage sérieux de tout le bloc ainsi que des connexions qui en sortent.

Valeurs types : $C_1 = 0,005 \text{ à } 0,03 \mu\text{F}$, isolement 2.000 v. $C_2, C_3 = 0,5 \mu\text{F}$, 50 volts. $R_2 = 5.000$. $L = 10 \text{ H}$. $C_4 = 16 \mu\text{F}$. $C_5 = 32 \mu\text{F}$.

STABILISATEURS DE TENSION

Tout le monde sait que la tension des secteurs électriques varie beaucoup du matin au soir, les fluctuations pouvant aller jusqu'à 20 % dans certains coins malchanceux. Naturellement, la HT sortant du filtre en fait autant, mais ce n'est pas tout : un amplificateur capable de reproduire à

peu près correctement les basses présente une impédance variable qui charge la source HT, laquelle fournit une tension anodique qui danse en synchronisme, d'où distorsions parfois importantes, sans compter les autres inconvénients. Un régulateur plus ou moins élaboré est donc désirable pour certains appareils.

102. — Tubes fer-hydrogène.* (Régulateurs).

Un filament de fer en atmosphère d'hydrogène a une résistance qui croît rapidement avec la température. Si nous l'insérons en série avec le primaire du transformateur d'alimentation, toute élévation de la tension du secteur tendra à augmenter l'intensité qui le traverse, donc sa température et la chute de tension qu'il produit. La tension aux bornes du transfo restera pratiquement constante entre certaines limites.

Les tubes fer-hydrogène ont l'inconvénient de dissiper une puissance non négligeable et de chauffer beaucoup. Il faut les monter verticalement, hors des champs magnétiques variables, avec une bonne ventilation. Ils introduisent une chute permanente de tension dont il faut tenir compte. On peut éventuellement augmenter *légèrement* le débit en les shuntant par une résistance égale à 15 % au maximum de celle du tube.

Voici comment on détermine les caractéristiques d'un régulateur fer-hydrogène. Soit un secteur 110 v. dont la tension varie entre deux limites et appelons V cette variation (par exemple, variation de 90 à 130 volts : V = 40 v.). Les 3 caractéristiques sont :

- 1° La demi-variation V/2, soit ici 20 v. C'est la « tension minimum de la plage de régulation »;
- 2° Les trois demis de cette variation 2V/3, soit ici 60 v. C'est la « tension maximum de régulation »;
- 3° Le courant normal dans le tube, quotient de la puissance en watts de l'appareil (par exemple 35 w.) par la différence entre la tension nominale du secteur et la variation V.

$$I = \frac{W}{E - V} \text{ soit ici } 35/(110 - 40) = 500 \text{ mA env.}$$

103. — Tubes stabilisateurs à ionisation.

Ce sont les frères nobles des lampes veilleuses au néon, ils comportent comme elles deux électrodes dans une atmosphère raréfiée d'un gaz monoatomique tel que l'argon ou le néon. Quand on leur applique une tension supérieure à celle d'amorçage, le gaz s'ionise en devenant conducteur, en même temps que la cathode s'illumine et la tension aux bornes tombe à une valeur inférieure à celle d'amorçage. Si maintenant nous élevons la tension d'alimentation, le

(*) Constructeurs : LMT, Mazda, SFR, Philips, plus les Américains.

tube laissera passer une intensité grandissante, mais la tension à ses bornes ne variera pas beaucoup. Nous avons stabilisé la tension qu'il suffira de prélever aux bornes du tube, lequel dérivera le courant en excès si la tension du secteur augmente à l'amont ou si la charge varie à l'aval.

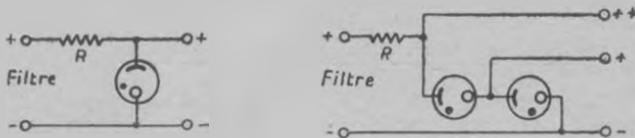


Fig. 108.

Par exemple, le tube 4357, dont la tension d'amorçage est 115 v, maintiendra une tension de 97 volts au prix d'une dérivation de 20 mA au repos, soit une consommation de 2 watts. Cette tension pourra cependant varier de 93 à 98 volts en pratique, en dérivant un courant de 8 à 40 mA. Au-dessous de 85 volts, le tube se désamorce et la stabilisation cesse.

Un tube stabilise d'autant mieux que sa R interne est plus faible, et il présente la précieuse propriété de court-circuiter le ronflement résiduel du filtre d'alimentation. C'est donc le complément tout indiqué des appareils de laboratoire.

On est évidemment conduit à monter deux ou trois tubes en série pour stabiliser les HT habituelles des appareils. Une résistance d'environ 0,3 M entre les électrodes facilite l'amorçage, et une résistance en série avec le tout empêche le ou les tubes de se comporter comme des courts-circuits francs. Cette résistance se détermine par la formule :

$$R = (V_{\text{max}} - V_{\text{stabilisé}}) : I_{\text{max. admissible dans le tube.}}$$

Exemple : Tube 4357 ci-dessus, $I_{\text{max.}} = 0,04 \text{ A}$. La tension maximum peut atteindre 110 volts après amorçage. On tire :

$$R = (110 - 97) / 0,04 = 325$$

Il existe des tubes stabilisateurs multiples formés de plusieurs éléments en série dans la même ampoule, capables de stabiliser des tensions de 300 à 400 volts et de donner plusieurs tensions intermédiaires.

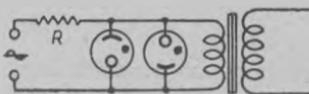


Fig. 109. — STABILISATION D'ENTREE D'ALIMENTATION.

Ceux qui voudraient expérimenter avec une lampe veilleuse au néon devront d'abord enlever la résistance se trouvant dans le culot et tabler sur une intensité admissible d'environ 25 mA dans la lampe. Ils devront « former » la lampe en la faisant éclairer une dizaine d'heures sur le secteur alternatif, à son régime normal.

Les stabilisateurs à ionisation réduisent en moyenne les fluctuations de tension au cinquième de leur valeur.

Au lieu de stabiliser la tension filtrée, on régularise parfois celle du secteur en mettant deux tubes à néon tête-bêche en amont du primaire d'entrée, comme le montre la figure. Ils agissent alors comme écrêteurs.

104. — Transformateur saturable.

C'est le « survolteur-dévolteur » bien connu des sans-filistes. En principe, il consiste en deux transfos dont les primaires et les secondaires sont en série. Le premier transfo A est normal, tandis que l'autre B travaille au début de la saturation magnétique de son fer. De plus, A donne une tension secondaire faible, celle de B est plus grande, mais comme les deux secondaires sont connectés en opposition, on ne recueille que la différence des deux tensions. La capacité facultative C tend à améliorer la forme du courant.

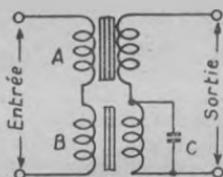


Fig. 110.

Si la tension vient à monter aux primaires, B se sature et sa tension secondaire monte peu, tandis que celle de A s'accroît beaucoup. Par un choix judicieux du nombre de tours, les deux accroissements peuvent être rendus sensiblement égaux et, comme ils s'opposent l'un à l'autre, la tension de sortie reste pratiquement constante. Des variations importantes de tension sont ainsi réduites à 5 % de leur valeur.

Les deux transfos sont d'habitude confondus en un seul par emploi de tôles spécialement découpées. Certains appareils peuvent s'adapter à des charges différentes par des astuces de bobinage. Tous se placent évidemment entre le réseau et l'alimentation à stabiliser.

105. — Régulateurs électriques.

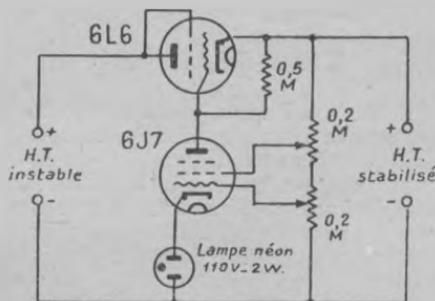


Fig. 111.

On a imaginé des montages très élaborés, qui n'intéressent que les laboratoires, pour obtenir des tensions fixes malgré les variations de charge ou de tension du réseau.

Nous nous bornerons à reproduire un régulateur électronique simple, publié par RCA en 1938 et désormais classique.

Le principe est le suivant : une lampe de puissance (2 A 3 dans le schéma original) est intercalée dans le + HT filtrée, sa grille reçoit les variations amplifiées de la haute tension en aval, ce qui étrangle plus ou moins le courant-plaque et tend à supprimer ces variations. Nous disons « tend », car il est bien évident qu'on ne peut supprimer totalement un phénomène qu'un utilise contre lui-même, puisqu'il doit d'abord se produire pour qu'il y ait correction ! A cette restriction près, le circuit délivre 80 mA maximum et 180 volts continus. La 2 A 3, gênante à cause de son filament à 2,5 volts, peut être avantageusement remplacée par une 6 L 6 qui demande à peu près la même polarisation et peut contrôler plus de 90 mA dans les mêmes conditions.

L'amplification des variations a lieu par une 6 J 7 à couplage direct, polarisée par une lampe au néon de 2 watts.

106. — Thermistors.

Ce sont des résistances à caractéristique négative, c'est-à-dire d'autant plus conductrices qu'elles sont plus chaudes, alors que le contraire a lieu pour les résistances normales. On les constitue avec des mélanges d'oxydes métalliques (fer, manganèse, nickel, titane, uranium) agglomérés et frittés.

Les applications sont nombreuses. Entre autres, on les a utilisées comme stabilisateurs de tension. Par exemple, mettons un thermistor en parallèle sur la sortie d'une alimentation, qui aura par exemple une résistance de 10.000 ohms à 40° et consommera par conséquent 9 watts sous 300 volts (watts = V^2/R). Si la tension a tendance à monter, par exemple parce que l'impédance de charge devient plus forte, le thermistor s'échauffe et sa résistance pourra tomber à 1.000 ohms à 80°, ce qui aura pour effet de faire descendre la tension.

On emploie plutôt les thermistors dans des montages en pont, où ils servent de détecteurs d'écart de tension capables de commander des circuits correcteurs. Mais leur action n'est pas instantanée.

SUPER-REACTION

Comme les langues d'Esope, la super-réaction est ce qu'il y a de meilleur et de pire au monde de la radio. Ce montage, que tous les vétérans dignes de ce nom ont essayé autrefois à la suite de son apôtre, le Dr Titus Konteschweller, est à la fois passionnant et décevant, aussi sensible avec une seule lampe que le plus formidable changeur de fréquence, et cela d'autant plus que la fréquence devient plus élevée. Ajoutez-y une bonne sélectivité, une superbe indifférence aux parasites industriels de fréquence élevée, un antifading inné, tout cela avec une seule lampe. Malheureusement, le revers de la médaille est moins agréable : il y a un bruit de fond caractéristique qui s'apparente au bruit d'aiguille d'un

disque usé — le montage ne fonctionne vraiment bien qu'aux très hautes fréquences — il émet des parasites gênants pour les voisins — et enfin il demande des réglages précis assez peu stables. Comme ceci compense cela, la super-réaction n'est guère sortie du cadre expérimental que pour équiper les radars de la guerre, mais une belle carrière semble lui être ouverte du côté des émetteurs-récepteurs portatifs, sans compter les perfectionnements dont il peut encore bénéficier.

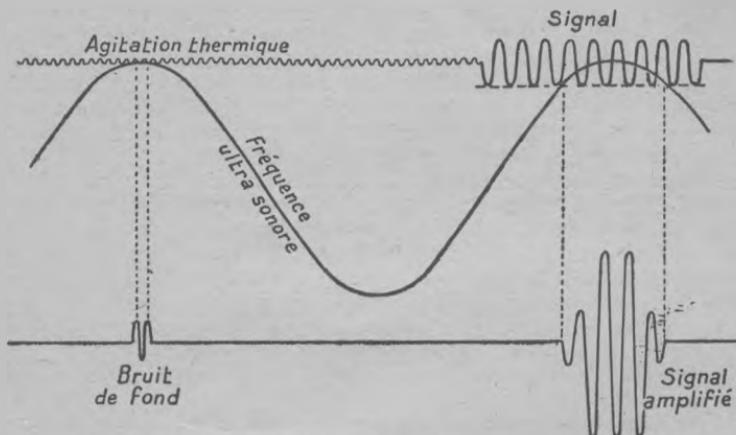


Fig. 112. — LE MECANISME DE LA SUPER-REACTION.

107. — Super-réaction à oscillateur séparé.

Il est composé d'une détectrice à réaction (à droite), fonctionnant à la limite de l'accrochage, donc avec le maximum de sensibilité et de sélectivité. Dans son circuit oscillant, on injecte une oscillation à fréquence ultrasonore — 30 à 200 kc/s, suivant la fréquence reçue, mais toujours inférieure à celle-ci — qui vibre le courant-plaque de la lampe réceptrice et lui fait dépasser périodiquement la limite

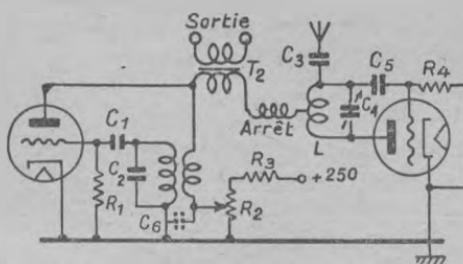


Fig. 113.

d'accrochage. A chaque dépassement, la résistance du circuit oscillant devient négative et l'amplification croît suivant une loi exponentielle semblable à celle des intérêts composés, de la multiplication des microbes dans un bouillon de culture ou de l'accroissement de la dette publique : c'est-a-dire

que chaque période dépasse la précédente d'un pourcentage constant, si bien que le phénomène s'ensuit à une allure accélérée jusqu'à une limite fixée par la saturation de la lampe. Il se désenfle à la même allure quand l'oscillation ultrasonore devient négative, et on recueille à la sortie la moyenne des amplifications, ce qui correspond à un gain formidable.

Les deux circuits n'ont rien de particulier : à droite, une lampe à réaction poussée, et à gauche une oscillatrice fournit la fréquence ultrasonore. On les règle pour se mettre juste au début de l'oscillation spontanée : à ce moment, l'agitation thermique et l'effet Schottky * sont amplifiés au maximum et fournissent ce souffle caractéristique de la super-réaction, mais ces oscillations sont vite arrêtées, car elles ne se produisent qu'aux maxima de chaque période ultra-sonore, c'est-à-dire pendant un temps excessivement court. Quand un signal arrive, une fraction plus grande des périodes ultra-sonores est exploitée, comme le montre le diagramme, et cette fraction est d'autant plus grande que le signal a plus d'amplitude, si bien qu'après détection on recueille un courant BF proportionnel à la modulation.

On peut voir que l'on ne recueille pas une onde continue comme dans un récepteur courant, mais un hachis formé de pulsations à fréquence ultra-sonore (donc inaudible) modulé dans un seul sens après détection, donc reproduisant la BF audible par échantillons successifs très rapprochés que l'oreille confond avec un son continu. Et on déduit aisément que le gain sera d'autant plus élevé que la fréquence ultrasonore sera plus basse, car le signal disposera de plus de temps pour enfler convenablement pendant chaque pulsation. On comprend aussi que le rendement le meilleur sera obtenu avec une oscillation ultra-sonore en créneaux, c'est-à-dire une oscillation de relaxation.

Hâtons-nous d'ajouter que le mécanisme exact est un peu plus complexe et que son explication demanderait des développements mathématiques dont la place n'est pas ici.

Valeurs types : $R_1 = 50 \text{ k}$. $R_2 = 50 \text{ k bobiné}$. $R_3 = 50 \text{ k bob}$. $R_4 = 3 \text{ à } 10 \text{ M}$. $C_1 = 500 \text{ pF}$. $C_2 = 2 \text{ pF}$. $C_3 = 50 \text{ pF}$. Bobine d'arrêt = 0,4 H. (pour réception de 40 à 75 Mc/s). L et C_4 pour accord sur bande 40-75 Mc/s. $T_1 = 0,065 \text{ H}$ et 0,013 H —, accord par $C_2 = 200 \text{ pF}$. C_6 facultatif = 0,1 μF . Triodes 6C5 ou autres. Transfo de sortie BF normal.

108. — Flewelling.

Ce montage produit lui-même son oscillation ultra-sonore avec la même lampe qui détecte et amplifie, par bloquage de sa grille dû à la constante de temps de C_5 . Tous ceux qui ont fabriqué jadis des « résistances de détection » pour leur détectrice à réaction avec une plaquette d'ébonite graphitée sur place, connaissent bien les oscillations de la « grille en l'air », qu'on rend de plus en plus graves jusqu'à l'extinction finale au fur et à mesure de l'arrivée des coups de crayon.

(*) Voir Memento Tungsram, Vol. III, chap. « Le Bruit de Fond »

C'est ce phénomène qui est exploité ici. La réaction est ajustée à un taux tel que la lampe oscille à tour de bras, ce qui accumule sur sa grille plus d'électrons que R_4 ne peut en évacuer : la grille se bloque jusqu'à ce que C_5 se soit déchargé, et cela recommence. Il en résulte une oscillation de relaxation qui hache le fonctionnement normal de la

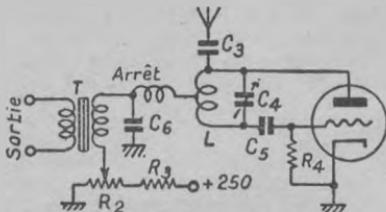


Fig. 114.

lampe en détectrice à réaction, et nous retombons finalement dans le mécanisme exposé ci-dessus. Naturellement, les multiples rôles joués par la lampe ne sont pas sans influence sur la stabilité du montage qui fonctionne cependant bien tant qu'on ne lui demande pas de couvrir une large plage de fréquences.

Valeurs types : Les mêmes que ci-dessus. $C_s = 5.000 \text{ pF}$
ou moins, suivant la fréquence ultra-sonore.

109. — Super-réaction par convertisseur.

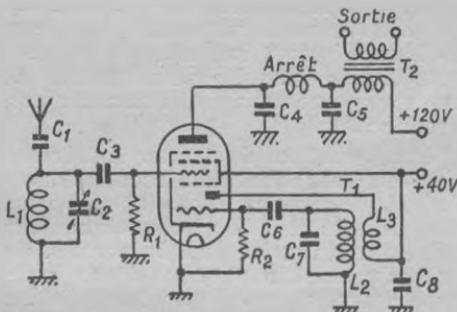


Fig. 115.

Une changeuse de fréquence octode, heptode ou triode-hexode, se prête particulièrement bien à une variante du montage à oscillatrice séparée. Nous reproduisons un schéma paru dans *Wireless World* de juin 1946, intéressant tant à cause de sa souplesse que de l'absence d'une réaction visible dans le circuit modulateur. Le fonctionnement est basé sur la présence d'une cathode virtuelle entre la cathode matérielle et la grille de contrôle, et sur les capacités internes qui assurent l'oscillation aux fréquences élevées.

Valeurs : $R_1 = 1 \text{ M.}$ $R_2 = 0,1 \text{ M.}$ $C_1 = 2 \text{ pF.}$ L_1 et C_2
 pour accord 40-75 Mc/s. $C_3 = 100 \text{ pF.}$ $C_4, C_5 = 500 \text{ pF.}$
 $C_6 = 500 \text{ pF.}$ $C_7 = 200 \text{ pF.}$ $C_8 = 0,25 \mu\text{F.}$ $L_2 = 0,065 \text{ H.}$
 $L_3 = 0,013 \text{ H.}$ Bobine d'arrêt à faible capa répartie = 0,4 H.

RELAIS ET AUTOMATISME

« Que veux-tu ? Me voici prêt à t'obéir comme ton esclave et celui de tous ceux qui ont la lampe dans la main, moi et les autres esclaves de la lampe. »

(LES MILLE ET UNE NUITS)

La lampe électronique n'a pas fini de nous étonner. Après de timides débuts comme oscillatrice et amplificatrice, on ne tarda pas à s'apercevoir qu'elle pouvait s'accommoder à toutes les sauces. Elle est aujourd'hui l'âme d'une foule de robots qui savent compter, mesurer, choisir, surveiller et intervenir plus vite et plus sûrement que leur créateur. L'Esclave de la Lampe résout instantanément des problèmes terriblement compliqués dans les calculatrices modernes et remplace même toute une équipe de techniciens dans des usines sans personnel.

Il ne peut être question de traiter entièrement ici un sujet aussi vaste et dont l'horizon recule sans cesse : un gros bouquin n'y suffirait pas. Nous nous bornerons à en montrer quelques aspects et à décrire quelques circuits choisis parmi les plus simples et les plus universels. Le bricoleur un peu adroit y trouvera l'inspiration d'une foule de mécanismes qu'il expérimentera avec un plaisir intense : minuteries, jouets automatiques, anti-fric-frac, récepteur obéissant à la voix de son maître et coupant le sifflet aux m'as-tu-vu de la radio, lampes intelligentes qui s'allument et s'éteignent toutes seules, garage à porte automatique, pilotage sans fil par impulsions, etc.

Beaucoup de ces montages mettent en jeu des *relais* magnétiques ou ioniques que nous allons voir tout d'abord.

LES RELAIS MAGNETIQUES

En principe, un relais magnétique est un contacteur simple ou multiple actionné par un organe mobile dans un champ magnétique sous l'influence d'un faible courant de commande.

1. — Relais téléphonique.

C'est le plus commun (fig. 1). Son âme est un électro-aimant attirant une armature pivotée sur un axe ou sur un couteau. Le déplacement de l'armature est transmis à des paires de lames munies de « grains » de contact qui, suivant leur disposition, coupent ou rétablissent des circuits quand l'armature est attirée. On arrive ainsi à commander jusqu'à six circuits avec un seul relais, mais il faut alors lui fournir une puissance appréciable pour vaincre l'élasticité des lames et exercer une pression suffisante sur les grains de contact.

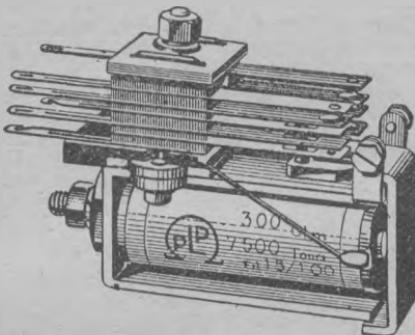


Fig. 1. — UN RELAIS TELEPHONIQUE.

Cette pression est nécessaire pour percer la couche de poussière, de graisse ou d'oxyde et pour assurer une surface de contact suffisante malgré les irrégularités microscopiques des faces en présence. Elle varie évidemment avec la matière et la forme des grains. Les meilleurs sont en platine, en or ou en argent; ceux en tungstène ou en bronze demandent davantage de pression ou de tension, le contact étant plus résistant.

Les contacts s'altèrent toujours avec l'âge, soit par dépôt de saletés, soit par les étincelles, soit encore par un curieux phénomène de transport de métal d'un contact à l'autre en courant continu : un grain se creuse en cratère tandis que l'autre s'effile en pointe, ce qui donne un contact très imparfait pouvant même se souder spontanément. Le remède est l'inversion périodique de polarité.

Pour supprimer les étincelles aux contacts, on met parfois une capacité en parallèle sur ceux-ci « pour absorber l'extra-courant de rupture », suivant l'expression consacrée. C'est très bien — mais on ne fait que déplacer le problème, car cette capacité se charge quand les contacts sont écartés et se décharge à travers eux quand ils se rejoignent. Un courant négligeable, pensez-vous ? Eh bien, si la tension est seulement 10 volts et si les contacts ont une très faible résistance comme c'est leur devoir (deux centièmes d'ohms par exemple) la loi d'Ohm nous dit qu'au début de la décharge l'intensité atteindra 500 ampères, quelle que soit la capacité du condensateur. Il n'en faut pas davantage pour souder

imperceptiblement et dégrader les surfaces. Le remède est 1° la capacité minimum; 2° une résistance en série sur la capacité si le circuit le permet.

● Electriquement, un tel relais est caractérisé par la résistance de son bobinage — long et peu épais pour éviter l'échauffement excessif — et deux intensités : celle nécessaire à la fermeture du circuit magnétique et celle qui en détermine d'ouverture. On indique souvent le nombre de tours et le diamètre du fil. On conçoit aisément que le nombre d'ampères-tours nécessaires sera d'autant plus faible que le circuit magnétique sera mieux réalisé. Celui représenté par la figure 1 est intéressant à ce point de vue, car son châssis qui se referme autour de la bobine évite les fuites magnétiques, même à relais ouvert.

● Les relais téléphoniques peuvent être *retardés*, c'est-à-dire ne se fermer qu'un certain temps après avoir reçu l'excitation, ou au contraire, ne s'ouvrir qu'après la coupure de celle-ci. Tant que le délai ne dépasse pas 1/5 de seconde, le retard s'obtient en munissant d'une bague en cuivre rouge l'une ou l'autre extrémité du noyau de la bobine : cette bague devient le siège d'un courant induit intense qui s'oppose à la variation brutale du flux; elle introduit une constante de temps qui dépend de la self-induction et de la résistance de la bague.

Quand on désire des délais plus longs, on a recours soit à une constante de temps obtenue par une forte capacité, soit à un artifice mécanique calqué sur les obturateurs photographiques (frein à air ou échappement d'horlogerie).

● Les relais téléphoniques normaux ne contrôlent guère plus de 1/4 d'ampère sous 24 volts. Toutefois, certains fabricants (*) construisent des relais à contacts renforcés capables de couper normalement 1 ampère sous 220 volts ou 2 ampères sous 110 volts. Pour contrôler des courants plus intenses, jusqu'à 50 ampères, la palette mobile n'agit plus sur des lames à contacts secs, mais sur un interrupteur à mercure tubulaire à deux ou trois contacts.

2. — Relais à haute sensibilité.

Quand le signal ne dépasse pas quelques micro-ampères, on utilise le relais à bobine mobile. Ce n'est pas autre chose qu'un mouvement de galvanomètre à cadre muni de contacts en métaux nobles travaillant sans pression, agissant sur un second relais plus robuste qui est chargé de contrôler les circuits de travail. La sensibilité du relais à bobine mobile est grande, mais ses applications sont limitées à cause de son prix et de sa fragilité.

Un peu moins sensible, mais plus robuste est le *relais polarisé* qui rappelle le pick-up magnétique avec sa palette mobile suspendue en équilibre entre deux ou quatre pôles d'aimant et qui bascule dans l'un ou l'autre sens quand l'équilibre est rompu par le passage d'un courant dans le

(*) Langlade et Picard à Montrouge, entre autres.

bobinage. C'est également un appareil coûteux, mais les bricoleurs un peu adroits n'auront aucune peine à en construire un avec un aimant en fer à cheval extrait d'un antique haut-parleur, le fer d'un petit transfo BF, un peu de fil fin et quelques ferrailles, comme le montre la figure 2. Le fer

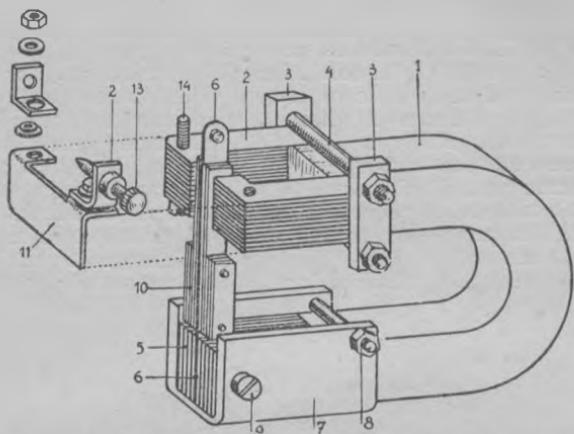


Fig. 2. — CONSTRUCTION D'UN RELAIS POLARISE.

du transfo est scié pour obtenir deux L (2) qui seront bloqués sur un pôle de l'aimant 1 par deux jumelles 3 et deux boulons 4. L'autre pôle est continué par un paquet de tôles à transfo 5 contenues dans une forte gouttière 7 bloquée sur le pôle par un boulon 8. Dans le milieu du paquet est inséré un ressort étroit en bronze 6 passant au milieu de l'entrefer supérieur et muni de part et d'autre de paillettes d'argent à l'extrémité libre. Des deux côtés du ressort sont rivées des tôles de transfo 10 comme le montre la figure, s'amincissant dans l'entrefer pour ne laisser qu'un espace de 1 mm. de chaque côté. Ces tôles, qui forment la palette mobile, laissent également un faible entrefer en bas, afin de réduire au minimum les pertes de flux sans gêner le mouvement de la palette. Les deux longues branches des L ont été garnies de deux bobines (non représentées) de 2.000 à 2.500 tours chacune, convenablement connectées en série pour faire basculer la palette dans un sens et dans l'autre quand on inverse le courant. Les 2 L reçoivent un joug 11 en métal non magnétique, laiton ou aluminium, fixé par deux boulons 14, pour assurer un entrefer invariable, et sur ce joug deux supports 2 isolés par des rondelles et portant les deux vis 13 à pointe d'argent. L'équilibre de la palette se réalise d'abord *grossa-modo* en fléchissant plus ou moins le ressort 6, puis micrométriquement en serrant plus ou moins les deux vis 9 placées de part et d'autre de la gouttière 7 et qui compriment le paquet de tôles 6.

Un tel relais est très sensible si les entrefers sont faibles, les tôles bien en contact avec les pôles de l'aimant et *l'aimant bien aimanté*. S'il est trop faible, vous lui rendrez aisément

la jeunesse en procédant comme il est dit au chapitre « Réparation d'un glavanomètre à cadre ». Quant à la soudure de grains d'argent sur les pointes des vis et le bout du ressort, le plus simple est de laisser faire le bijoutier du coin.

3. — Relais à courant alternatif.

Les relais téléphoniques peuvent être commandés par un courant alternatif, à la condition de le redresser, par exemple à l'aide d'un redresseur sec au sélénium en pont comme un chargeur d'accus et alimenté par une résistance ou un transformateur s'il y a lieu. Cette solution paraît bâtarde, mais ne l'est pas tant que cela : en effet, le relais continu consomme peu. Excité sous 10 volts alternatifs abaissés par un petit transfo et redressés en pont, il ne demande que 15 à 20 millis pour couper 400 watts et peut par conséquent recevoir ses ordres d'un détecteur à faible débit sans amplification préalable, même si la ligne de commande est longue.

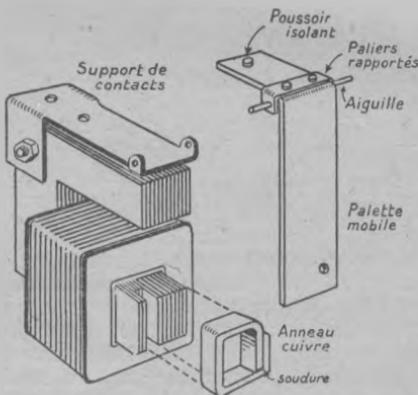


Fig. 3. — CONSTRUCTION D'UN RELAIS SUR ALTERNATIF.

Quand la condition de faible consommation ne se fait pas sentir, on s'adresse plutôt à des relais actionnés directement par l'alternatif. Le principe reste le même que pour les relais en continu, mais le circuit magnétique est feuilleté pour éviter les courants de Foucault et muni d'une bague antiroufleuse. C'est tout simplement une bague de bonne section en cuivre rouge qui embrasse les deux tiers des tôles à l'un des pôles (fig. 3) et constitue par conséquent un secondaire à une spire en court-circuit qui devient le siège d'un courant induit intense et déphasé d'environ 90° par rapport au courant primaire circulant dans les bobines. Les ampères-tours de la bague sont maxima quand ceux des bobines s'annulent deux fois par période, si bien que le noyau reste toujours magnétisé et ne cesse d'attirer l'armature.

La figure 3 indique suffisamment la construction d'un tel relais. Le fer, comme toujours, provient d'un vieux transfo convenablement scié. La bague peut être formée d'une bande

de cuivre à bords recouvrants soudés, ou mieux d'un empièlage « d'anneaux carrés » découpés à la scie dans une tôle de cuivre rouge. Au lieu de l'articulation à couteau indiquée, on peut substituer un axe formé d'une aiguille. La bobine aura un nombre de tours variable selon la section du noyau, l'intensité disponible pour la commande, la longueur du circuit magnétique, la réluctance due à l'armature et aux entre-fers plus ou moins importants, l'emplacement disponible. Il n'est donc pas possible de formuler des règles simples et rien ne remplace un essai. En première approximation, on pourra cependant déterminer le nombre de tours pour 50 c/s à l'aide de la formule :

$$\text{Nombre de tours} = \frac{\text{Tension du secteur} \times 3.650}{\text{Section du noyau en mm}^2}$$

Par exemple, avec un noyau de 15×15 mm., on aura :
 $110 \times 3.650 / 225 =$ environ 1.790 tours.

La palette en fer doux agit sur des lames à contacts ou sur un interrupteur à mercure. On y mettra un court rivet en alu ou en cuivre, dépassant à peine et venant buter sur un des pôles de l'électro pour éviter le collage de la palette par magnétisme rémanent.

LES RELAIS ELECTRONIQUES

Les relais magnétiques permettent sans doute bien des combinaisons et sont toujours très utilisés par la technique moderne, surtout quand il s'agit de contrôler de faibles courants. Mais leur étoile pâlit devant les dispositifs électroniques qui réunissent de précieuses qualités : pas de pièces en mouvement, pas d'étincelles, pas de bruit, faible encombrement, grande sensibilité, grande précision, universalité.

4. — Le tube à vide.

Nous ne citons que pour mémoire cette vieille connaissance. Triode ou pentode, on lui demande souvent d'amplifier un signal injecté dans la grille et de faire apparaître dans sa charge anodique une grande variation de tension ou de débit : c'est dire qu'elle aura une pente aussi grande que possible. Dans d'autres dispositifs où le tube veille comme sentinelle longtemps inactive, on lui demande une faible consommation et une grande sensibilité de grille. On s'adresse alors à une pentode HF travaillant près du « cut-off », avec un relais sensible dans sa plaque.

Ailleurs, ce sont les qualités oscillatrices de la lampe qu'on exploite, soit à fréquence fixe pour piloter un générateur d'impulsions, soit à fréquence variable lorsque l'organe sensible modifie l'accord de son circuit oscillant. Nous en verrons une application plus loin.

5. — Le Thyratron.

C'est incontestablement le roi de l'automatisme. Un Thyratron est essentiellement un tube triode ou tétrode où le vide est remplacé par un gaz mono-atomique (argon, hélium, néon) ou de la vapeur de mercure à basse pression. Petite

différence, mais grand effet : alors que la grille d'un tube à vide est comparable à un robinet qui ouvre, règle ou ferme le courant-plaque à sa guise, celle du thyratron ressemble à la valve d'une chasse d'eau qui peut déclencher la décharge, mais n'est plus capable de l'arrêter dès qu'elle est amorcée.

Dans un thyratron, à toute tension anodique correspond une tension-grille critique : tant que le potentiel de grille est inférieur à cette valeur critique, le thyratron reste inerte et le courant-plaque ne passe pas. Mais si la tension-grille s'élève au-dessus du seuil fatal, la décharge se produit, le courant-plaque atteint une valeur considérable et le thyratron est presque un court-circuit.

Que s'est-il passé ? Ceci : les électrons libérés par la grille percutent les atomes gazeux, leur arrachent de nouveaux électrons qui grossissent la troupe à destination de l'anode, tandis que les restes des atomes, ou ions positifs, se précipitent sur la cathode négative, l'échauffent encore par bombardement et en libèrent de nombreux électrons qui font comme les précédents. C'est une véritable réaction en chaîne à allure explosive que la grille ne contrôle plus. La chute de tension entre anode et cathode tombe à une valeur très faible — une dizaine de volts — et on n'obtient le désamorçage qu'en annulant la tension d'alimentation (ou tout au moins en l'amenant au-dessous de la *tension d'extinction* dépendant de l'architecture du tube) jusqu'à ce que l'ionisation du gaz ait cessé. Ce temps de désamorçage est très court et varie avec le gaz utilisé, il ne dépasse jamais 1/1.000 de seconde et peut descendre à 10 microsecondes, après quoi le tube redevenu inerte peut recevoir un nouvel ordre de sa grille quand on aura rétabli la tension-plaque.

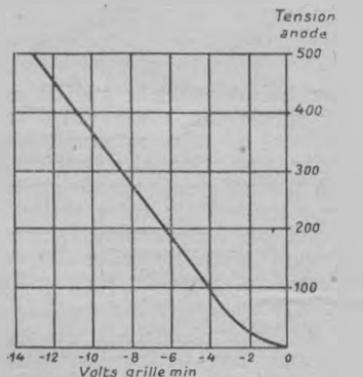


Fig. 4.
CARACTÉRISTIQUE
D'ALLUMAGE
D'UN THYRATRON.

La figure 4 représente comment sont liées les tensions anodiques d'amorçage et les tensions critiques de grille correspondantes dans un thyratron typique. On remarquera qu'à part une courbure aux plus basses tensions anodiques, il existe un rapport constant entre la tension-plaque et la polarisation critique de grille — ici, il vaut environ 40.

Le gros intérêt du thyratron, c'est qu'il peut contrôler des courants beaucoup plus intenses qu'un tube à vide de même

volume. Il présente cependant quelques inconvénients qui ont heureusement leur remède :

1° La cathode doit être bien chaude avant de faire fonctionner le tube.

2° Il ne fonctionne que par « tout ou rien », sans gradation entre ces deux états.

3° La tension-grille critique pour une tension-plaque donnée peut varier de quelques dixièmes de volts d'un échantillon à l'autre d'un même type. C'est pourquoi le signal de commande doit être à front raide de préférence.

4° Pendant la décharge, la grille est atteinte par quelques ions lourds qui donnent naissance à un faible courant-grille susceptible de compromettre le fonctionnement des circuits à haute impédance connectés à cette grille. Cet inconvénient a été écarté par l'adjonction d'un écran entre grille et cathode dans les thyratrons-tétrodes.

5° Le courant cathodique doit être limité à une valeur non destructive pour la cathode.

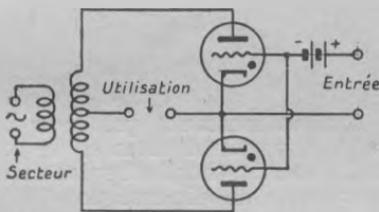


Fig. 5. — RELAIS A DEUX THYRATRONS UTILISANT LES DEUX ALTERNANCES.

L'utilisation d'un thyratron comme relais est facile à comprendre : on le polarise juste au-delà de la tension-grille critique, et tout signal positif déclenchera le courant-plaque qui s'arrêtera quand on annulera la tension anodique. Pour supprimer tout mécanisme d'annulation de cette tension, nous disposons d'un moyen bien simple : il nous suffira d'alimenter le thyratron avec de l'alternatif, et la tension s'annulera toute seule à chaque période. Le tube ne fonctionnera, bien entendu, que toutes les demi-périodes positives tant que durera le signal et il deviendra inerte à la première annulation qui suivra la fin du signal.

Si nous voulons utiliser les deux alternances, il n'y a qu'à monter deux thyratrons à la manière d'un redresseur bipolaire (fig. 5), et nous disposerons d'un relais de puissance sensible, sûr et susceptible de fonctionner à des fréquences élevées.

Il existe des thyratrons de toutes puissances, depuis les sub-miniatures qui ont été utilisés dans les fusées de proximité faisant éclater l'obus à son passage près de l'avion jusqu'aux gros tubes commandant plusieurs kilowatts.

6. — Le Thyratron à cathode froide.

Il existe aussi des triodes à gaz froides, tels que le OA 4 G qui ne consomment rien pendant les périodes d'attente, leur cathode n'étant pas chauffée. La figure 6 montre une disposition des électrodes : la cathode à oxydes A est un disque surmonté d'une « grille » annulaire B à très faible distance. Quant à l'anode, c'est l'extrémité C du fil central dépassant d'un tube de verre et surplombant le tout. Le gaz employé est le néon. La distance cathode-anode est trop grande pour ioniser le néon aux tensions employées, et par conséquent le tube n'est pas conducteur. Mais si on injecte un signal positif dans la « grille » ou starter (via une résistance limitant le courant) l'arc minuscule qui se produit entre cathode et starter ionise le néon et la décharge s'amorce entre cathode et anode. Les tensions fixes appliquées au starter et à l'anode sont juste inférieures à celles d'amorçage, afin d'avoir une grande sensibilité

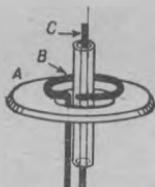


Fig. 6.
DISPOSITION DES ELECTRODES
D'UN THYRATRON
A CATHODE FROIDE.

Ces tubes ne sont intéressants que pour certaines applications où il y a de longues attentes et de courtes périodes de fonctionnement, car la cathode s'épuise assez vite. Le courant anodique maximum ne dépasse pas 100 mA.

7. — L'Ignitron.

Bien que ce géant des relais ioniques ne se trouve pas habituellement dans le laboratoire du dépanneur, nous en dirons cependant deux mots. On sait qu'en principe un redresseur à arc de mercure (fig. 7) se résume à peu de chose : une anode en graphite ou en fer dans un ballon vide d'air et, dans le fond de celui-ci, un peu de mercure qui constitue la cathode. Quand le tube fonctionne, il y a une tache lumineuse à la surface de la cathode : c'est la *tache ionique* qui émet les électrons aspirés par l'anode, bousculant en passant les atomes de la vapeur de mercure et leur arrachant des électrons superficiels. Ce qui reste des atomes ainsi mutilés sont les ions positifs qui sont attirés par la cathode et la bombardent en lui arrachant des électrons attirés par l'anode, bousculant... (voir plus haut). En passant, signalons un fait curieux : la bagarre ionisante entre les électrons et atomes de mercure se produit à moins de 1/10.000 de millimètre de la tache cathodique, car à cet endroit se produit brusquement une forte chute de tension dans l'arc : le gradient de potentiel — autrement dit le niveau de tension en partant de la cathode — y atteint une dizaine de volts, soit un écart de *presque un million de volts par centimètre !* Avec un champ pareil, on conçoit que les atomes superficiels de

la tache cathodique soient disloqués et perdent leurs électrons en abondance. La température du mercure ne dépasse cependant pas 60-80° et les intensités redressées sont considérables.

Tout est donc bien, mais il y a une ombre à ce beau tableau : il faut amorcer l'arc qui n'a aucune tendance à le faire tout seul aux tensions utilisées. Pour démarrer, on peut produire une étincelle entre le mercure et une anode auxiliaire, ce qui nous fournira les premiers électrons bagarreurs et un embryon de tache cathodique. Par exemple (fig. 6) l'anode auxiliaire peut être une deuxième cuvette de mercure séparée de l'anode par un bossage de l'ampoule : si nous faisons basculer le tube, le mercure de l'anode rejoindra celui de la cathode. Redressons-le aussitôt, le mercure se divisera de nouveau en deux parties, et une étincelle de coupure se produira entre les deux électrodes.

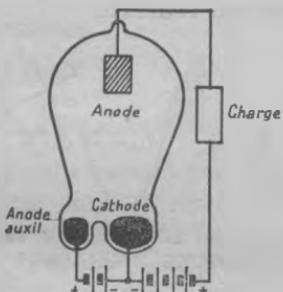
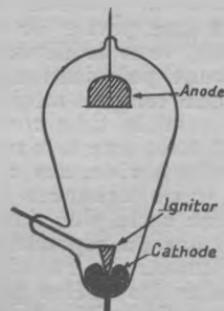


Fig. 6.
VALVE A MERCURE
MONO-ANODIQUE
A BASCULAGE.

Ce basculement est évidemment un procédé barbare presque totalement abandonné. On en a imaginé d'autres pour faire jaillir l'étincelle entre la cathode et l'anode auxiliaire : court-circuit passager provoqué par un contact mobile dans l'ampoule sous la commande d'un électro-aimant extérieur, forte surtension, etc. Mais la solution la plus élégante est l'*ignitron* (fig. 7) : au lieu d'une anode auxiliaire, on a une pointe en matière réfractaire semi-conductrice qui plonge légèrement dans le mercure. Pour amorcer l'arc, il suffit de lancer entre l'ignitor et la cathode un courant intense pendant 1/500 de seconde.

Fig. 6.
SCHEMA DE
PRINCIPE
D'UN IGNITRON



Les ignitrons peuvent contrôler des puissances considérables (plusieurs centaines de kilowatts), on les utilise

beaucoup pour la commande des gros moteurs, l'alimentation des soudeuses, etc., à cause d'une propriété qu'ils partagent avec les thyratrons et que nous allons voir rapidement.

8. — Le Tout ou Rien devient progressif.

Qu'il soit thyratron ou ignitron, le tube à ionisation a un défaut gênant pour certaines applications : ou bien il est inerte et c'est un isolant, ou bien il est amorcé et c'est un court-circuit. Pas de gradation entre ces deux états. Si nous lançons l'impulsion amorçante juste au début d'une alternance positive, toute l'alternance passera, puis le tube se bloquera pendant la demi-période négative. Si nous voulons laisser passer toutes les alternances positives, il suffira de lancer une impulsion au début de chacune d'elles (à l'aide d'un montage facile à imaginer). Un autre thyratron pourra se charger des alternances négatives, et nous obtiendrons finalement le courant maximum redressé.

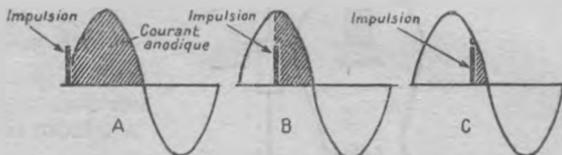


Fig. 8. — VARIATION DU DEBIT D'UN THYRATRON PAR IMPULSIONS DEPHASEES.

Mais, au lieu d'injecter l'impulsion au début des alternances, lançons-la vers le milieu (fig. 8) : le thyratron ne redressera qu'à partir de ce moment, et nous récolterons seulement la moitié finale des demi-périodes. Le débit aura baissé de moitié. De même, le décalage de l'impulsion encore plus vers la fin des alternances fera de nouveau baisser le débit, qui pourra de la sorte prendre toutes les valeurs depuis le maximum jusqu'à zéro. Voilà donc le « robinet doseur » qui manquait au thyratron pour égaler le tube à vide en souplesse.

Si vous estimatez que la production et le déphasage progressif d'impulsions est un procédé compliqué, voici plus simple. Vous prélevez une partie de la tension alternative alimentant le thyratron, vous la déphasez de 90° et l'appliquez à la grille, avec une polarisation négative telle que les crêtes positives de cette tension atteignent juste la tension critique de grille qui rend le tube conducteur. Cette « polarisation dansante » est fixée une fois pour toutes et remplace la polarisation d'un tube à vide, ses crêtes positives se produisent donc à la fin des alternances positives de la tension anodique. Ceci vu, il ne reste plus qu'à injecter le signal, et le courant plaque efficace en reproduira la forme. Un coup d'œil sur la figure 9 montrera, en effet, que ce signal fait déborder plus ou moins les crêtes positives du signal au-dessus de la tension-grille critique, si bien qu'une partie plus ou moins grande des alternances positives est redressée au rythme du signal.

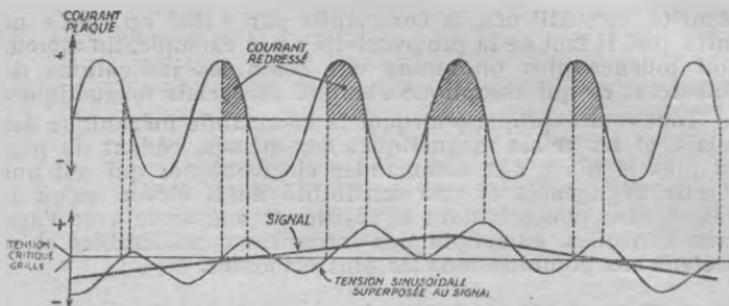


Fig. 9.

COMMANDÉ PROGRESSIVE PAR POLARISATION SINUSOIDALE.

9. — Les détecteurs.

Nous voici donc armés, avec les relais magnétiques ou ioniques, pour commander à notre guise moteurs, circuits ou mécanismes. Mais il faut d'abord commander le relais lui-même à l'aide d'un organe sensible qui pourra être :

- Un opérateur pressant un bouton;
- Un flotteur dans un réservoir;
- Un bi-métal thermostatique;
- Une capsule manométrique;
- Un régulateur centrifuge;
- Un ressort équilibré sensible aux surcharges;
- Une lame à masselote vibrante à l'approche d'une fréquence dangereuse;
- Un couple pyrométrique dans un four;
- Une paire d'électrodes tâtant la conductibilité d'un liquide;
- Un cristal piézo-électrique sensible aux pressions;
- Une horloge ou un appareil de mesure établissant un contact, par exemple entre un fil et une goutte de mercure pour éviter les frottements.

On n'en finirait pas de passer en revue tous les détecteurs dont la liste s'allonge sans cesse.

Si le détecteur est assez puissant pour assurer de bons contacts, on peut se contenter des solutions mécaniques. Mais leur domaine est assez limité, car ces contacts freinent le détecteur, et l'inertie des liaisons ne permet pas les réactions instantanées et les cadences élevées.

Dans beaucoup d'applications, l'organe sensible est une cellule photo-électrique, un thermo-couple ou un microphone sensible dont le débit est beaucoup trop mince pour actionner directement un relais. D'autres détecteurs utilisent une variation de capacité qu'il faut d'abord traduire, en l'insérant dans un oscillateur, par une variation d'intensité ou de tension capable d'agir sur un relais : c'est le cas de certains antivol, compteurs, trieurs, ouvre-portes, dispositifs de

sécurité, etc. Ailleurs, la commande par « tout ou rien » ne suffit pas, il faut de la progressivité : par exemple, un moteur doit tourner plus ou moins vite selon les indications du détecteur, ce qui complique l'emploi des relais magnétiques.

Tout ceci explique pourquoi la commande mécanique des relais, et les relais magnétiques eux-mêmes, cèdent de plus en plus la place aux commandes électroniques qui ont une inertie négligeable et une sensibilité aussi élevée qu'on le désire, sans contacts dont la résistance augmente avec l'âge, sans étincelles, admettant des intensités considérables et se prêtant aux combinaisons les plus élaborées.

10. — Commande des relais.

Laissons provisoirement de côté les commandes progressives. Le détecteur aura pour mission de déclencher un relais ou bien de commander à la fois le début et la fin de son action. Dans le premier cas, la sirène déclenchée par le relais de l'antivol hurlera jusqu'à ce qu'une intervention manuelle ait coupé le courant en remettant le relais à sa position initiale. Dans le second cas, la sirène mise en action par un « top » de l'horloge s'arrêtera automatiquement au passage d'un second top ou au bout d'un certain temps fixé par une minuterie qui peut être électronique, elle aussi.

Quand on veut de la précision dans la commande, on s'arrange pour que le détecteur envoie un signal brusque à flancs bien raides plutôt qu'une lente variation passant insensiblement par un point critique mal défini. De même, lorsque le phénomène doit se répéter à une fréquence précise et rapide, il importe que l'ordre soit donné sous forme d'impulsions brèves et suffisamment puissantes pour actionner sûrement le relais. On s'adresse alors à un oscillateur de relaxation (*) qui peut être aisément synchronisé avec une fréquence multiple ou sous-multiple imposée par une horloge, une machine ou un oscillateur quelconque.

Enfin, il est parfois nécessaire de commander un relais par un autre relais : par exemple, un ignitron qui demande une impulsion de 30 à 40 ampères à son ignitor, la recevra d'un thyratron commandé par le détecteur. De même, un relais polarisé commandé par quelques micro-ampères ne pourra pas admettre un puissant courant entre ses contacts, mais pourra fermer un autre relais magnétique ou commander un thyratron.

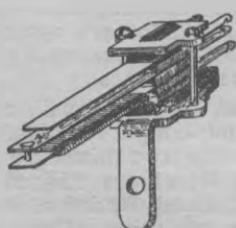


Fig. 10.
RELAIS THERMIQUE.

(*) Voir chapitre « RADIO-MECCANO ».

Voyons maintenant quelques montages caractéristiques utilisant des relais.

11. — Commande d'un petit moteur par relais magnétique.

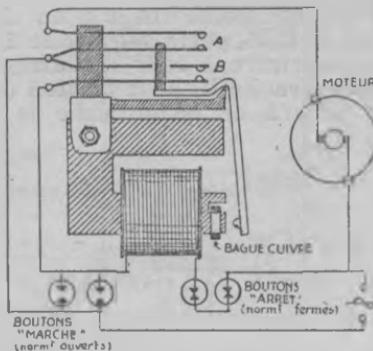


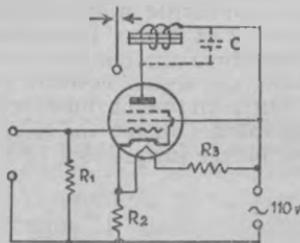
Fig. 11.

La figure 11 peut se passer de commentaires : une pression sur l'un des boutons MARCHE envoie le courant dans le relais, qui ferme la paire de contacts A alimentant le moteur, et celle B alimentant le relais. On peut lâcher le bouton de commande, le moteur tournera tant qu'on ne pressera pas l'un des boutons ARRET montés en série. Pour un courant un peu intense, la paire de contacts A est remplacée par un interrupteur basculeur à mercure.

12. — Contacteur électronique.

Quand le détecteur est trop faible pour fermer des contacts importants ou pour fournir un courant de manœuvre suffisant, on peut utiliser un relais électronique dont voici quelques exemples.

Fig. 12.
CONTACTEUR
PAR TUBE
A VIDE.



1. — *Tube à vide* réglé près du cut-off en l'absence de signal : celui-ci annule la polar de grille ou lui injecte une tension positive (qui peut être formée des alternances positives d'une tension alternative), ce qui fait monter le courant plaque et actionne un relais. La figure 12 montre une réalisation simple. Avec un tube 50 B 5 on pourra mettre $R_1 = 0,5 \text{ M}$, $R_2 = 100 \Omega$ (3 W) et $R_3 = 300 \Omega$ (10 W), ce qui donne une polar efficace de -15 v , soit un courant-plaque de 8 mA et

une consommation totale de 25 watts/heure environ au repos. L'injection de + 5 v dans la grille fait monter I_p à 25 mA. Relais de 1.000 Ω , avec éventuellement une capacité en parallèle, variable selon le relais, pour réduire le déphasage et le tremblement de la palette.

2. — *Tube à cathode froide OA 4 G ou similaire.* — Le diviseur de tension $R_1-R_2-R_s$ porte l'électrode de contrôle E à une tension juste inférieure à celle d'allumage. En fermant le contact, on court-circuite R_s et la tension de E augmente, le tube s'allume jusqu'à ce qu'on lâche le contact. Avec

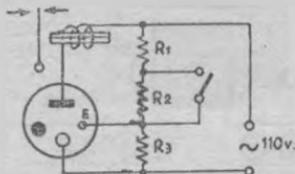


Fig. 13. — CONTACTEUR A CATHODE FROIDE.

110 volts alternatifs, il faut 43 v. eff. max. à l'électrode de contrôle pour éviter l'ionisation, qui doivent être portés à 64 v. eff. pour allumer le tube. Si R_s vaut 0,1 M, $R_1 + R_2$ vaudront donc $0,1 \text{ M} \times \frac{110 - 43}{43} = 156.000 \Omega$, soit 0,15 M en pratique. La valeur de R_1 se déduit de même : le tube allumé, il reste $R_1 + R_s$, avec 64 K pour R_s et 46 v. pour R_1 . Donc $R_1 = 0,1 \text{ M} \times \frac{110 - 64}{64} = 72 \text{ K}$. Nous mettrons 70 K en R_1 , 86 K en R_2 , 100 K en R_s , et la consommation du diviseur sera insignifiante. Mais le courant redressé ne dépassera pas 25 mA.

3. — *Thyratron.* — Avec lui, le circuit de contrôle fonctionne sous quelques volts et les intensités contrôlées peuvent être considérables. La figure 14 montre une disposition simple, assez semblable à la précédente, avec $R_1 = 25 \text{ K}$ à 50 K, et $R_2 = 2 \text{ M}$ (pour thyratrons tels que le 884 ou le 4686). La fermeture du contact S annule la polarisation et allume le tube. Un signal continu ou alternatif à l'entrée en fait autant. On peut même monter une cellule photo-électrique directement à l'entrée du thyratron, dont la résistance de grille sera élevée jusqu'à 6 à 10 M.

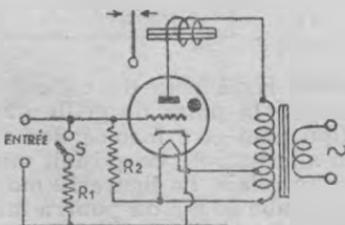


Fig. 14. — CONTACTEUR A THYRATRON.

En utilisant un thyratron plus puissant (tel que le VHC 3-1.000 SFR) le relais intermédiaire est supprimé et le courant anodique peut actionner directement un petit moteur continu.

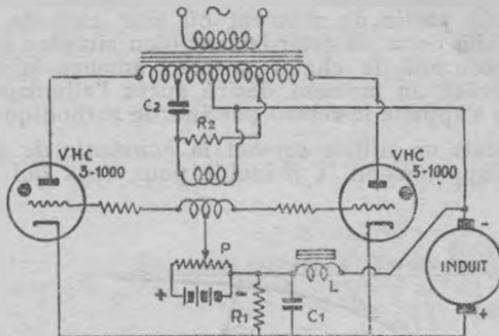


Fig. 15. — COMMANDE D'UN MOTEUR CONTINU
avec variation manuelle et stabilisation de la vitesse.

Mais il devient intéressant d'utiliser les deux alternances. La figure 15 donne un exemple de commande d'un moteur continu par deux thyratrons VHC 3-1.000, c'est du reste une application de la figure 9. Le potentiomètre P, qui règle la vitesse du moteur, superpose une tension continue variable à la tension alternative fournie par le petit transfo, et cette tension continue est elle-même corrigée par la réaction d'induit du moteur à travers le filtre LC, ce qui stabilise la vitesse malgré les variations de charge. La batterie de polarisation, figurée pour simplifier le schéma, est remplacée normalement par une diode redresseuse suivie d'un filtre par R et C. Remarquez l'alimentation du transfo de grille par l'intermédiaire de $R_2 - C_2$ qui déphasent la tension dansante de grilles par rapport aux plaques, comme il a été indiqué en figure 9.

13. — Relais retardés.

Nous avons vu comment on pouvait retarder la fermeture et l'ouverture des relais magnétiques en ralentissant la naissance ou la chute de leur flux magnétique. Le même résultat peut être obtenu avec plus de souplesse par d'autres procédés.

1. — Il existe des *relais thermiques*, où un lame bi-métallique se courbe sous l'action de la chaleur dégagée par un enroulement résistant parcouru par le courant de commande (fig. 10). Cette déformation actionne des lames à contacts formant interrupteur, contacteur ou inverseur, ou encore un basculeur à mercure. On les utilise comme thermostats, clignoteurs, inverseurs automatiques de marche ou commande à retardement. Entre autres paramètres, le retard dépend des watts consommés, des masses et chaleur spécifique de la lame, de son isolement thermique. Vous pouvez aisément fabriquer une lame bimétallique avec une lame de scie bien décapée que vous vernissez d'abord d'un côté et dont

vous recouvrez l'autre face d'une couche bien épaisse de zinc, par électrolyse d'une solution de sulfate de zinc, l'anode étant elle-même en zinc.

2. — Un tube radio ou une valve ne commencent à fonctionner qu'à partir du moment où leur cathode est assez chaude. Voilà donc un retardement bien simple : il suffit de régler le courant de chauffage pour amener la cathode à l'état de grâce au moment désiré après l'allumage du filament. Cela s'appelle le retard par inertie cathodique.

3. — Mais on utilise surtout la *constante de temps* des circuits. Rappelons-en le principe pour ceux qui l'auraient oublié.

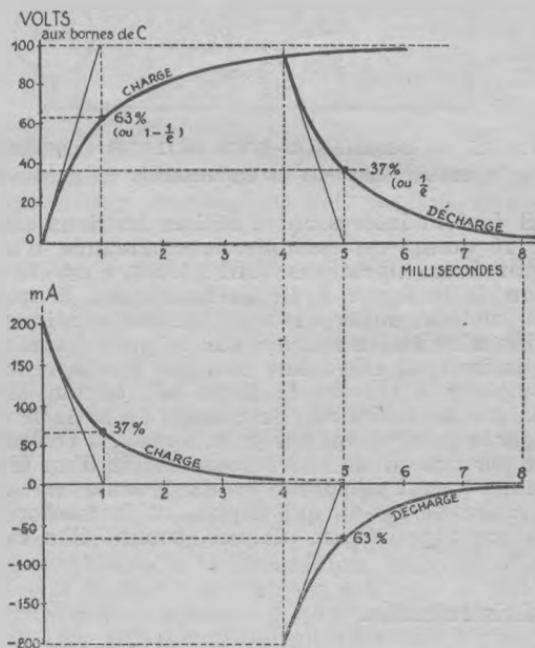


Fig. 16.

TENSION ET COURANT DANS UNE CAPACITÉ DE 2 „F
chargée et déchargée à travers une résistance de 500 Ω
($I_c = R_c = 0,001$ sec.).

Quand une capacité se charge ou se décharge à travers une résistance, le phénomène n'est pas instantané : le courant de charge, important au début, doit lutter contre les volts qui montent aux bornes du C, il décroît donc rapidement et tend vers zéro qu'il n'atteint théoriquement jamais. Quant à la tension aux bornes, elle fait juste le contraire (fig. 16) et la courbe s'inverse à la décharge. C'est la très importante *loi de croissance et décroissance organiques* qu'on retrouve partout : croissance des êtres, refroidissement des corps, amortissement des oscillations, intérêts composés, réactions

en chaîne comme celle de la bombe atomique, et en général chaque fois que le résultat acquis collabore ou s'oppose au résultat à venir.

- Si nous appelons V_0 la tension du condensateur chargé, Vt sa tension après t secondes de décharge, R la résistance en megohms, C la capacité en microfarads et $e = 2.718$ (base des logarithmes naturels), on démontre aisément que :

$$Vt = V_0 \times e^{-t/CR}$$

Cette formule ne vous dit rien ? Eh bien, prenons le cas où $t = CR$, et tout s'éclaire : en effet, l'exposant de e , soit $-t/CR$ devient égal à -1 . Autrement dit :

$$e^{-t/CR} = 1/e = 0,37 \text{ environ}$$

Dès lors, notre formule encadrée nous apprend entre autres choses que : *Au bout d'un temps $t = CR$, la tension aux bornes du condensateur est tombée à 37 % de la tension initiale.* A la charge, c'est bien entendu le contraire qui a lieu : au bout du temps $t = CR$, la tension du condensateur sera les 63 % de celle de la source — autrement dit, il lui manquera encore 37 %.

Ce produit CR des microfarads par les mégohms est la *constante de temps* en secondes du système. C'est le temps que mettrait le condensateur pour se charger ou se vider à fond si la vitesse de charge ou de décharge initiale pouvait être maintenue. Cela se voit sur la figure 16, où l'oblique tangente aux origines des courbes représente justement cette vitesse initiale. Pratiquement, la charge est complète au bout de 3 à 4 fois la constante de temps.

● Un phénomène semblable se produit quand on envoie un courant dans une self à travers une résistance : étant donné son inertie magnétique, la self n'aime pas qu'on la bouscule, elle ne se laisse pas traverser instantanément par le courant indiqué par la loi d'Ohm, et elle dispose d'un moyen efficace pour s'y opposer : elle fait naître une force contre-électromotrice dans ses spires, d'autant plus grande que le courant variera plus rapidement. Dès lors, le courant devra s'établir progressivement et s'évanouir de même quand on le coupera — au besoin, il prolongera son existence à travers une étincelle de rupture ou une ionisation. Les formules de croissance et de décroissance sont calquées sur celle ci-dessus (sauf que V s'y trouve remplacé par I), et les courbes ont la même allure que celles de la figure 16, sauf permutation des V et I . Avec un tout petit peu d'algèbre, on verrait que dans le système formé d'une self L et d'une résistance R (qui peuvent être confondues) la constante de temps est L/R secondes.

● La figure 17 montre un exemple très simple de *relais à coupure différée*, avec à côté sa traduction en thyratron-secteur. En A, on voit une batterie qui charge C à travers R , ce qui polarise la grille du tube à vide et réduit le courant-plaque juste assez pour maintenir le relais ouvert. Une rapide pression sur le contact S court-circuite C , supprime la polarisation et actionne le relais. Mais C se recharge à travers R .

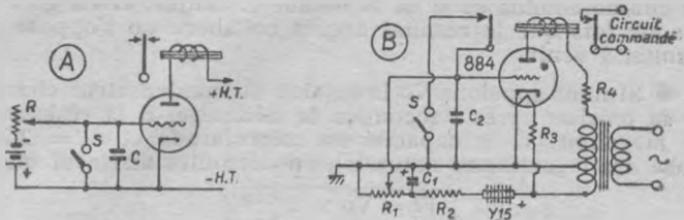


Fig. 17. — RELAIS A COUPURE DIFFEREE.

- a) par tube à vide sur continu.
- b) par thyatron sur alternatif.

et au bout d'un certain temps déterminé par la constante de temps CR, la polarisation reconstituée coupe le courant dans le relais.

En B, un petit redresseur sec suivi d'un filtre sommaire tel que $R_2 = 5\text{ K}$ et $C_1 = 32\text{ }\mu\text{F}$ fournit la tension de polarisation du thyatron prélevée le long de R_1 . La constante de temps est réglée par C_2 (formé de plusieurs C sélectionnées par commutateur) et R_3 d'au moins 2 K bobinée. En série avec le filament, R_4 permet de rattraper la différence entre la tension de chauffage et la prise secondaire plus élevée demandée par la polarisation. La résistance R_4 (1.000Ω 10 w) limite le courant anodique à une valeur raisonnable si le relais est faiblement résistant et évite les surtensions élevées causées par l'établissement et l'extinction d'un fort courant dans la self du relais. Le bouton S, sitôt pressé, est mis hors circuit par la fermeture du relais, on le relâche aussitôt.

Ce relais différé peut constituer une minuterie pour tous usages, tels que l'éclairage d'un couloir, compteur de temps de pose pour papiers photographiques, etc.

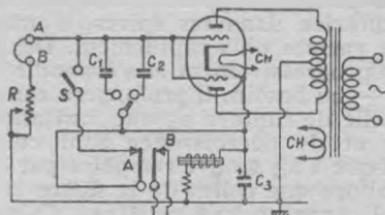


Fig. 18. — RELAIS MINUTERIE.

● Un relais à coupure différée peut également être réalisé avec un tube à vide, par exemple une double triode 6 N 7, 6 SN 7, ECC 40, etc... afin d'utiliser les deux alternances et d'obtenir un courant cathodique efficace assez important pour éviter les relais sensibles et délicats. La figure 18 montre une réalisation, où les capacités C_1 ou C_2 sont chargées par la chute cathodique due à la résistance du relais, via la résistance variable R graduée pour différentes constantes de

temps. En court-circuitant S, C₁ ou C₂ se déchargent, la polarisation s'annule et le relais se ferme, mettant S hors-circuit. C₂ aplani les surtensions du courant cathodique. En faisant C₂ dix fois plus fort que C₁, le passage de l'un à l'autre multiplie par dix la constante de temps, donc la graduation de R₁. La résistance du relais sera choisie pour donner une polarisation telle que le faible courant cathodique au repos soit à la limite de sensibilité dudit relais (par exemple 1.000 Ω pour une 6 N 7). Avec R = 2 M, C₁ = 0,4 μF et C₂ = 4 μF, on parcourt toute la gamme de 1/10 à 8 secondes. L'insertion d'une résistance additionnelle entre A et B (normalement court-circuités) augmente encore les délais. C₁ et C₂ sont au papier, C₂ est un chimique de 8 μF. Toutefois, les temps ci-dessus sont les *constantes du temps* et non les temporisations pratiques, qui dépendent des caractéristiques du tube et du relais.

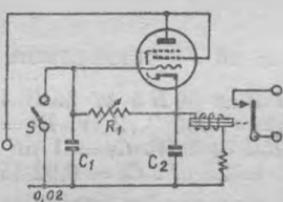


Fig. 19. — MINUTERIE A LONG DELAI.

● Quand de très longs délais sont nécessaires, jusqu'à plusieurs minutes, les schémas précédents conduisent à l'emploi de grosses capacités et de résistances élevées. Il devient intéressant de faire appel à un autre principe : la charge retardée d'une capacité. La figure 19 en montre le fonctionnement. Le tube à vide agissant comme valve charge le gros électrolytique C₂, car le relais et R₂ offrent une résistance assez forte (au moins 50 K). Mais C₂ doit à son tour charger C₁ (au papier) via R₁, ce qui rend la grille de plus en plus négative, d'où réduction du courant cathodique et ralentissement exponentiel de la charge de C₂ et de C₁. En réglant les valeurs de C₁ et surtout de R₁, le courant cathodique atteindra la valeur de coupure du relais au bout d'un temps qui peut aller jusqu'à une demi-heure.

Les bricoleurs n'auront aucune peine à compléter ce schéma et à choisir les valeurs correspondant à leur problème.

14. — Clignoteur.

Quand il s'agit d'une installation un peu sérieuse, le clignoteur électronique est préférable au thermique (lame bimétallique). La figure 20 en montre un type.

Un tube de puissance A, alimenté par une valve monoplaque B a sa cathode portée à un potentiel positif fixe, correspondant au courant-plaque normal, par le diviseur R₂R₃. Au moment du branchement, le courant-plaque excite le relais, qui établit le contact 1 : la grille est donc reliée à la

masse par R_1 , ce qui charge C_1 à une vitesse dépendant de la constante de temps $R_1 C_1$. La grille devient négative, le relais décolle, le contact 2 s'établit et C_1 se vide via R_1 , puis le cycle recommence. Pour obtenir des temps d'allumage et d'extinction différents, il suffirait de supprimer R_1 et de mettre, dans les fils marqués F, deux résistances différentes.

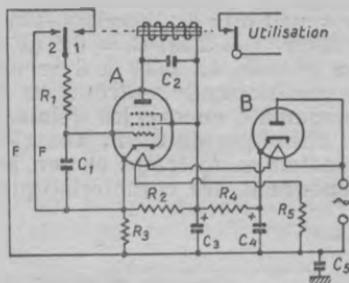


Fig. 20. — CLIGNOTEUR.

Valeurs-types : Tubes 50 B 5 et 35 W 4. Relais : 2.500 Ω. $R_1 = 0,5$ à $10 M$. $R_2 = 4.600 \Omega$, 2 W. $R_3 = 400 \Omega$, 2 W. $R_4 = 100 \Omega$, 10 W. $R_5 = 250 \Omega$, 5 W. $C_1 = 1 \mu F$ papier. $C_2 = 0,5$ à $4 \mu F$ papier. $C_3 = C_4 = 25 \mu F$. $C_5 = 0,02$ (500 v).

R_1 et C_1 peuvent être rendus variables, par exemple par plots.

15. — Flip-Flop.

Il existe des circuits dits « basculeurs » qui rappellent les commutateurs électriques genre tumbler : ils ont deux états d'équilibre stable et passent alternativement de l'un à l'autre quand ils reçoivent une impulsion. Leur champ d'application est très vaste — en particulier, ils sont l'âme de compteurs électroniques capables de compter un million d'événements par seconde ou de mesurer le temps avec une précision d'une microseconde.

Nous nous bornerons à décrire rapidement le plus représentatif de ces circuits (Eccles-Jordan) pour les bricoleurs qui désirent l'expérimenter. Comme le montre la figure 21, il est dérivé du multivibrateur, on y retrouve les deux lampes qui se mordent la queue. Quand l'une est conductrice, l'autre est bloquée, et vice-versa. La figure 21 montre le montage : deux triodes A et B (qui peuvent être les deux moitiés d'une double triode 6 N 7, 6 SN 7, ECC 40, AA 61, etc.) ont leur grille polarisée par $R_s C_4$ et leur plaque alimentée par $R_p R_4$ formant diviseur de tension avec R_s . Supposons A conductrice, alors que B ne l'est plus. La plaque de A, ayant une tension plutôt basse, laisse la grille de B à basse polarisation, donc B reste bien bloquée. Son potentiel d'anode, étant élevé, se transmet à la grille de A par R_s , ce qui confirme la conduction de A.

Mais lançons un signal négatif dans C_4 , il va se diviser entre R_s et R_u . Le morceau passant dans R_s se dirige en partie vers la lampe A, où il se perd dans l'impédance très

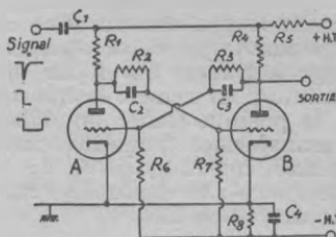


Fig. 21. — SCHEMA D'UN BASCULEUR ECCLES-JORDAN.

basse de celle-ci puisqu'elle est conductrice; l'autre morceau gagne la grille de B par R_2 et reste sans effet, puisqu'elle est négative. Quant au morceau de signal passant dans R_4 , il est bloqué par la haute impédance de la lampe B, passe dans R_5 et donne une impulsion négative à la grille de A. Cette fois, cela réagit violemment : le courant-plaque diminue, la tension de la plaque augmente, une impulsion *positive* atteint la grille de B, donc chute de potentiel de la plaque de B, qui envoie une impulsion *négative* à la plaque de A... en somme, une belle réaction en chaîne avec effet cumulatif qui fait basculer le circuit : A se bloque, et B devient conducteur. A l'impulsion suivante du signal, c'est le contraire qui aura lieu.

Les résistances égales R_2-R_8 , variables suivant les lampes et les tensions, forment diviseur avec R_6-R_7 pour donner aux grilles l'impulsion positive requise. Les capacités C_2-C_3 facilitent le passage des ondes à front raide, elles sont très petites. Les constantes de temps R_2C_2 et R_3C_3 doivent être comparables à la durée du signal.

Sur la plaque de B apparaît à chaque signal une impulsion alternativement positive ou négative. Quand cette impulsion est négative, elle peut commander un autre basculeur, et ainsi de suite. On a basé là-dessus les curieuses calculatrices qui travaillent à une vitesse étourdissante et utilisent la numération binaire au lieu de décimale — mais ceci, eut dit Kipling, est une autre histoire.

● Cousin germain du basculeur, le circuit « *Flip-Flop* » ne connaît lui aussi que deux états : l'un stable ou de repos, et l'autre instable où il ne reste qu'un temps déterminé quand il reçoit un signal, après quoi il s'empresse de revenir à sa position stable. Son nom est tout son programme (*).

La figure 22 en représente un type, où l'on voit les deux moitiés A et B d'une double triode telle que 6 N 7. La triode B a une polarisation nulle et est conductrice, son courant cathodique passant dans R_5 polarise la triode A jusqu'au cut-off et la bloque.

Arrive une courte impulsion positive sur la grille de A : le courant-plaque naît, la chute de tension dans R_5 est appliquée via C_2 à la grille de B dont le courant plaque baisse, ce

(*) On trouvera d'autres flip-flops dans « Time-Bases », par O.S. Puckle (Chapman and Hall, Londres) où celui ci-dessus est du reste mentionné.

qui fait baisser légèrement le courant dans R_5 et diminuer la polarisation de A. Il y a encore effet cumulatif, si bien que B se bloque pendant que C_2 se charge. Mais C_2 , à peine chargé, se décharge à travers R_2 . A un moment donné, la décharge est suffisante pour rendre la liberté à la grille de B, et on retombe à la position stable du début. R_1C_1 doit être assez faible pour transformer (par différenciation) les impulsions longues en une courte positive de tête suivie d'une courte négative de queue : la durée de l'état instable est 4 à 5 fois la constante de temps C_2R_2 .

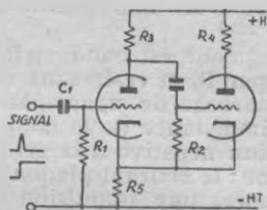


Fig. 22.
FLIP-FLOP.

Valeurs-types pour 6N7 : $R_1 = 0,1 \text{ M.}$ $R_2 = 1 \text{ M.}$ $R_3 = 0,1 \text{ M.}$ $R_4 = \text{charge inférieure à } R_5.$ $R_5 = 1 \text{ k.}$ $C_1 = 100 \text{ pF.}$ C_2 suivant durée de l'état instable.

16. — Chien de garde.

Entre une antenne et le sol, il existe un certaine capacité qui augmente si quelqu'un s'interpose. Utilisons ce changement de capacité pour déclencher un relais, et voici réalisé un véritable « chien de garde » capable d'aboyer (par l'intermédiaire d'une sonnerie ou d'une sirène) et de mordre (en actionnant une détente). Il fera même preuve d'intelligence supérieure en coupant le courant pour sauver des mains imprudentes ou en faisant tomber un rideau protecteur devant le danger.

Comme la variation de capacité ainsi créée est habituellement faible, le mode d'utilisation le plus sensible consiste à lui faire dérégler un oscillateur à haute fréquence. Si le Q des circuits — autrement dit la qualité des bobinages, leur facteur de surtension — est élevé, le moindre déréglage d'un circuit oscillant en parallèle (ou circuit-bouchon) provoque une grande variation d'impédance de ce circuit. C'est ce phénomène qui nous allons utiliser dans le montage de la figure 23.

Nous avons d'abord une pentode montée en triode et oscillant en grille et plaque accordées, ce qui permet d'utiliser des bobinages sans prise, la réaction se faisant par la capacité grille-anode. On pourrait aussi la faire osciller en ECO, mais la bobine de grille devrait alors avoir une prise de cathode A réunie au point B, la connexion BC étant supprimée.

La bobine de grille est accordée par C_a , avec en parallèle la capacité antenne-terre. L'antenne ne doit pas avoir un grand développement, sous peine de transformer l'appareil

en émetteur et d'attirer la maréchaussée, mais cependant nous réduirons encore le risque de radiation en accordant nos circuits aux environs de 600 Kc/s, ce qui s'obtient avec une bobine de $350 \mu\text{H}$ et une capacité d'environ 210 pF . Etant donné que l'accord est fixe, nous mettrons 250 pF au mica sur la bobine de grille, tandis que celle de plaque sera accordée avec un excellent trimmer flanqué au besoin d'une capacité additionnelle au mica pour atteindre aisément les 350 pF . De bonnes bobines en fil divisé pour le haut des P.O. (500 mètres) feront l'affaire. Ceux qui voudront les faire eux-mêmes pourront bobiner, sur tube de 12 mm. de diamètre, avec du 5/10 sous émail-soie, un nid d'abeilles de 6 mm. de long et 6 d'épaisseur de 140 spires, avec une prise de cathode éventuelle à la 35^e spire pour le bobinage de grille. Mais une bobine à haut Q est indiquée dans la plaque. On sait que l'oscillation se vérifie à l'aide d'un voltmètre à haute résistance ou mieux un voltmètre électronique branché entre la grille et la base du bobinage, ou encore à l'aide d'un milli en série avec la résistance de fuite de grille : la tension ou le courant sont d'autant plus forts que l'oscillation est plus puissante.

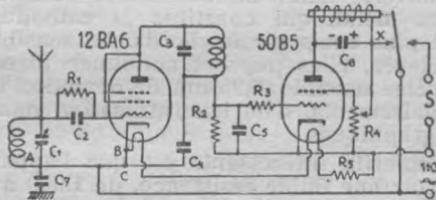


Fig. 23. — UN « CHIEN DE GARDE ».

L'oscillateur est suivi d'une amplificatrice 50 B 5 dont le montage est inspiré d'un schéma paru dans *Radio-Craft*. S'il ne se produit rien, l'oscillateur est accordé et, vu la haute impédance du circuit-bouchon se trouvant dans la plaque, le courant traversant R_2 est faible, de même que la chute de tension : donc, la grille de la 50 B 5 est presque au potentiel de la cathode et son courant-plaque est élevé. On le règle par la tension d'écran, à l'aide du potentiomètre R_4 , jusqu'à ce que le relais retienne tout juste sa palette qu'on amène au collage. Si maintenant quelqu'un s'approche de l'antenne, l'oscillateur se désaccorde momentanément, le courant-plaque de la 12 BA 6 augmente, la chute de tension le long de R_2 polarise négativement la 50 B 5, faisant baisser son courant-plaque, et le relais décolle : Tout appareil tel qu'une sirène, branché entre deux bornes S, est parcouru par le courant du secteur et fonctionnera même si le quidam s'éloigne de l'antenne, jusqu'à ce qu'on ait appliqué de nouveau la palette sur le pôle du relais ou coupé le courant de la sirène.

Voilà donc de quoi contrôler l'approche d'un coffre-fort, interdire le passage d'une porte, éclairer ou animer une vitrine quand un passant approche la main d'une plaque métallique collée de l'autre côté de la glace, comme l'y invite une pancarte. Dans ce dernier cas, l'éclairage doit cesser dès

que la main s'éloigne : il suffit pour cela de réunir par une connexion fixe le point X et le pivot de la palette mobile.

Valeurs types : $R_1 R_2 R_3 = 50$ K. $R_s = 5$ K. $R^s = 330 \Omega$, 10 W. $C_s = 250 \mu F$. $C_t = 0,01$. $C_i = 0,1$. $C_e = 8 \mu F$, 150 v. $C_g = 0,02$ (500 V.) Relais de 2.500 Ω .

17. — Autour d'une cellule photo-électrique.

Il existe plusieurs types de cellules photo-électriques, parmi lesquelles nous citerons les plus employées :

1° *Les cellules photo-conductrices*, dans lesquelles du sélénium ou de l'oxysulfure de thallium devient d'autant plus conducteur qu'il reçoit davantage de lumière. Les applications en sont limitées, car elles ne répondent qu'à des variations d'éclairement assez lentes.

2° *Les cellules à couche d'arrêt* ou photo-voltaïques qui sont de véritables « piles à lumière » fournissant du courant quand on les éclaire. Elles sont constituées, soit par une plaque de cuivre recouverte d'oxyde cuivreux, soit par une plaque de fer recouverte de sélénium gris, et la couche est à son tour recouverte d'une mince couche transparente d'or, ou d'un autre métal, qui constitue la cathode, renforcée par un dépôt plus épais sur les bords. La sensibilité de ces cellules est élevée, elles peuvent actionner directement un milliampèremètre sensible (0,25 mA de déviation totale) pour de faibles éclaircements, d'où leur utilisation dans les pose-mètres photographiques.

Une particularité intéressante est que l'appareil d'utilisation doit avoir une faible résistance, de 1.000 à 2.000 Ω , ce qui permet de brancher directement la cellule à un relais sensible.

A cause de son énorme capacité (environ 0,2 μF par cm^2) on ne peut guère l'utiliser quand la fréquence des variations lumineuses dépasse 200 par seconde.

3° *Les cellules à vide*, constituées par une cathode émissive en métal alcalin tel que le potassium, le sodium, le caesium, etc. et d'une anode enfermées dans un ampoule où règne un vide presque parfait.

La sensibilité chromatique dépend du métal de la cathode : le maximum est vers le bleu pour le potassium, l'ultra-violet pour le sodium, et tout le spectre visible plus le début de l'infra-rouge pour le caesium sur argent oxydé. Bien que les cellules à vide présentent un léger effet photo-voltaïque, on doit leur appliquer une différence de potentiel de quelques dizaines de volts pour en tirer quelques micro-ampères par lumen (*). C'est évidemment peu, mais elles ont une grosse qualité : l'absence d'inertie, qui leur permet de suivre instantanément les fréquences les plus élevées de la lumière modulée.

4° *Les cellules à gaz*, constituées comme les cellules à vide, mais l'ampoule contient une trace d'un gaz inerte tel

(*) Rappelons que le lumen, unité de flux lumineux, est à peu près la douzième partie du flux total d'une bougie normale. Une lampe courante de 100 watts donne environ 1.500 lumens.

que l'argon qui s'ionise sous le choc des électrons libérés par la cathode. La sensibilité atteint 150 micro-ampères par lumen. Mais cet important avantage se paie par quelques inconvénients : l'intensité du courant n'est pas proportionnelle à l'éclairage — la tension entre anode et cathode ne doit jamais atteindre la tension critique d'amorçage d'un arc qui détruirait la cathode — le gaz est absorbé lentement par les parois et les électrodes, d'où perte progressive de sensibilité — et surtout l'ionisation n'est pas instantanée, ce qui limite l'emploi des cellules à gaz aux fréquences lumineuses à peine supérieures à une dizaine de kilocycles.

Pour les applications qui nous intéressent ici, la cellule à gaz et celle à couche d'arrêt sont tout indiquées, à cause de leur sensibilité qui nous économisera un étage d'amplification.

● Les cellules photo-électriques s'utilisent partout où il faut voir quelque chose — mais ce sont des yeux élémentaires sensibles seulement à une *quantité* de lumière et non aux *formes*. Comme un myope a besoin de lunettes, il faut souvent les compléter par des artifices pour remédier à leur infirmité congénitale.

Par exemple, un cache exactement masqué par des objets identiques qui défilent laissera passer de la lumière si un objet a un défaut de silhouette — des objets opaques défilant devant un écran sur lequel ils portent ombre pourront être triés par une cellule qui mesurera la lumière non absorbée — ou encore des cellules munies d'écrans sélectifs qui ne laissent passer que certaines couleurs pourront trier des objets diversement colorés, etc.

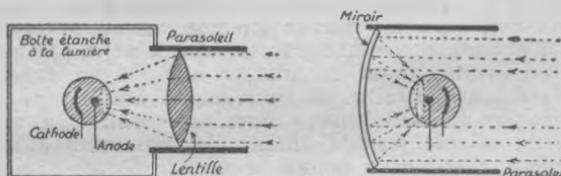


Fig. 24.

DEUX METHODES DE CONCENTRATION DE LA LUMIERE SUR LA CATHODE D'UNE CELLULE.

Dans la plupart des applications, la cellule a pour mission de traduire en courant électrique les variations d'une source lumineuse (directement ou par réflexion sur des miroirs) ou une plage plus ou moins éclairée qui peut être délimitée par des caches. Dans tous les cas, la lumière doit être finalement concentrée sur la cathode par un système optique, objectif ou miroir sphérique dont la cathode occupe sensiblement le foyer. Ce montage est habituellement complété par un parasoleil ou tube court noirci intérieurement qui empêche la lumière ambiante d'agir sur la cellule (fig. 24). Rappelons en passant que le foyer d'un miroir sphérique se trouve à mi-distance du centre de courbure et du sommet du miroir.

18. — Veilleur de nuit.

L'oscillateur HF nous a donné un relais-Médor qui flaire avec son antenne quiconque s'approche trop près de sa niche. La cellule va maintenant nous doter d'une sentinelle qui surveillera nuit et jour une clôture ou toute une pièce. Il suffira de tendre sur le trajet à défendre un rayon de lumière reçu finalement par une cellule photo-électrique, qui déclenchera un relais si quelqu'un traverse la ligne protégée. Et comme une défense est d'autant plus efficace qu'on se doute moins de sa présence, nous utiliserons de la « lumière-noire », c'est-à-dire des rayons infra-rouges pour tracer la clôture.

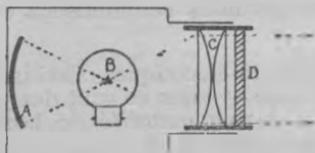


Fig. 25. — PROJECTEUR A INFRA-ROUGE.

- A : Miroir concave - B : Filament.
- C : Objectif en monture coulissante.
- D : Filtre à infra-rouge.

Voyons d'abord notre projecteur (fig. 25). Il nous faut un faisceau étroit de lumière parallèle afin d'en recueillir le maximum à l'arrivée. Pour obtenir un bon rendement, nous avons besoin d'une boîte étanche à la lumière, avec un miroir sphérique dans le fond, le filament ramassé d'une lampe au centre de courbure du miroir (et non à son foyer) et un objectif à grande ouverture par devant. Une lampe de projection, sous-voltée pour lui assurer une longue durée, fera particulièrement l'affaire. A la rigueur, une lampe d'auto alimentée par transfo pourra aussi convenir. On règle la position du miroir jusqu'à obtenir le maximum d'intensité du faisceau, c'est-à-dire quand le miroir forme l'image du filament entre les zig-zags de celui-ci — et l'objectif coulissant jusqu'à ce que le faisceau soit parallèle. Une lampe de projection à miroir supprime le premier réglage. Quant à l'objectif, une grande loupe pourra convenir si la distance à parcourir n'est pas trop grande.

Une solution moins bonne, mais plus simple pour une courte distance est fournie par un petit phare de moto à miroir parabolique dont on règle la lampe jusqu'au maximum de parallélisme du faisceau. Un transfo en assure l'alimentation sur le secteur.

Enfin, la lumière doit être filtrée pour ne laisser passer que l'infra-rouge invisible : c'est un film de cellophane noir placé entre deux verres bien plans, ou encore un verre *Manganal* de Saint-Gobain. On le place, soit entre la lampe et l'objectif, soit après celui-ci.

Pour des raisons d'économie, on ne peut pas mettre une lampe puissante, si bien qu'il ne restera guère de lumens à

l'arrivée. En effet, seule une faible partie du flux émis par le filament atteint le miroir et l'objectif, qui en absorbent 20 % pour leur compte — le filtre infra-rouge se taille la part du lion dans ce qui reste — le faisceau imparfaitement parallèle est en bonne partie perdu pour le récepteur, surtout s'il y a des miroirs en cours de route, et le système optique de l'arrivée dilapide encore 20 % du reliquat... Les cellules ont beau être sensibles, il faut avant tout un projecteur soigné si l'on veut parcourir une distance importante.

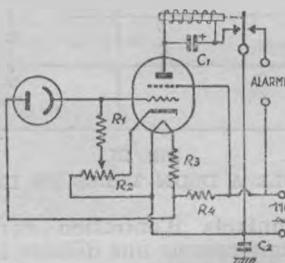


Fig. 26.
VEILLEUR
(cellule éclairée
= relais collé).

● La figure 26 est un exemple de veilleur bâti autour d'une cellule à gaz et cathode au caesium (type 937, 918 ou similaire) et d'une tétrode 50 B5 en montage tous-courants. Les valeurs sont : $R_1 = 10 \text{ à } 20 \text{ M}$, $R_2 = 500 \Omega$, $R_3 = 390 \Omega$, 10 W , $R_s = 80 \Omega$, 2 W et $C = 25 \mu\text{F} 50 \text{ V}$. Le relais a une résistance de 2.500Ω , il est normalement collé quand la cellule reçoit le faisceau lumineux, ou le règle par R_s à la limite du collage. L'interception du faisceau fait décoller le relais, dont l'excitation et l'utilisation sont en tous points semblables à celui de la figure 23.

Le cordon infra-rouge peut être replié plusieurs fois sur lui-même à l'aide de miroirs en métal poli, pour épouser tout trajet sinueux, mais les réflexions successives absorbent de la lumière et diminuent la sensibilité : à la limite, il faudra un étage amplificateur intermédiaire et un relais sensible, par exemple celui de la figure 2, qui commandera au besoin un relais à fort pouvoir de coupure.

La figure 27 montre un tel ampli à deux tubes sur 110 volts sans transfo, à liaison directe de plaque à grille, et combiné de telle façon que le délai soit décollé quand la cellule reçoit la lumière. Remarquez une astuce intéressante : les deux tubes fonctionnent alternativement car leurs plaques sont toujours de polarité différente, l'un utilise les alternances positives et l'autre les négatives. Quand la cellule est excitée, sa cathode rend la grille positive par rapport à la cathode du premier tube, le courant-plaque passant dans R_1 abaisse le potentiel de plaque, donc celui de la grille suivante. Le changement d'alternance laisse cette grille négative, à cause de la constante de temps $R_1 C_2$.

Le relais n'est excité par le courant-plaque du dernier tube que pendant les occultations du faisceau lumineux, mais il est bien facile de maintenir l'alarme dès qu'elle a été déclenchée. Par exemple, le relais sensible peut en commander un

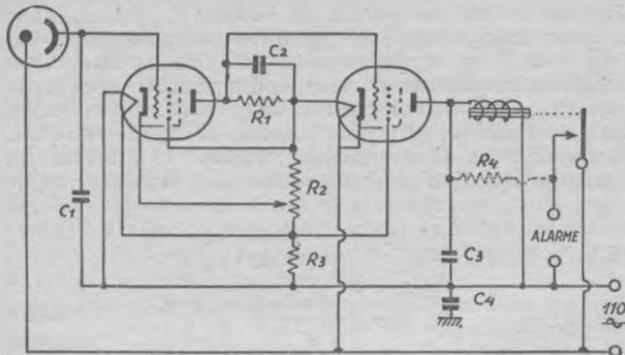


Fig. 27.

AMPLI DE CELLULE A DEUX TUBES EN LIAISON DIRECTE.

autre muni de contacts d'entretien comme celui de la figure 10, ou bien agir comme une détente libérant un contact permanent. Si le relais peut fonctionner sur l'alternatif, on peut encore mettre la résistance R_4 (en pointillé sur la fig. 27) qui se substitue à la lampe finale dès que la palette est attirée et maintient le courant dans le relais jusqu'à ce qu'on l'ait décollée à la main ou coupé le courant.

Valeurs-types : Lampes 6 J 7 et 25 A 6, relais de 4.000 Ω ; $R_1 = 1 M$; $R_2 = 300 \Omega$ (30 W); $R_3 = 50 \Omega$ (10 W); $R_4 = 2.000 \Omega$ (2 W); $C_1 = 0,0001$; $C_2 = 0,1$; $C_3 = 8 \mu F$; $C_4 = 0,02$ (500 V).

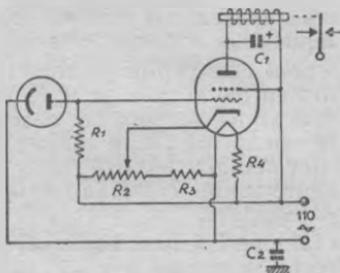


Fig. 28.

VEILLEUR
INVERSE
(cellule éclairée
= Relais décollé).

● La figure 28 montre une variante de la figure 26, où la marche est inversée : le relais n'attire la palette que si la cellule n'est pas éclairée.

Valeurs-types : Tube 50 B5 — Relais de 2.500 Ω .

$R_1 = 20 M$; $R_2 = 2.000$ bobinée; $R_3 = 500$ (2 W); $R_4 = 460 \Omega$ (10 W); $C_2 = 0,02$ (500 V).

19. — Commandes automatiques à cellule.

Les bricoleurs à l'esprit inventif n'auront aucune peine à utiliser l'un des circuits 26 ou 28 pour mettre la cellule à l'ouvrage. Bien entendu, l'infra-rouge devient inutile, mais il importe de munir le système optique récepteur d'un long

parasoleil pour soustraire la cellule à l'éclairage ambiant. La cellule peut par exemple commander une minuterie, et voilà réalisée la mise en marche automatique d'un moteur pendant un temps compté, à l'instar des escaliers mécaniques du métro.

Pour ces applications, la cellule à couche d'arrêt apporte souvent une solution simple, car elle est capable d'actionner directement un relais sensible tel que celui de la figure 2, sans devoir recourir aux lampes : c'est tout ce qu'il faut pour mettre en marche des tas de choses à la tombée de la nuit. Mais il y a mieux. Ces cellules sont, on le sait, très proches parentes des redresseurs secs à oxyde de cuivre ou à sélénium, et en fait elles agissent comme des redresseurs dans l'obscurité. Illuminées et mises sous tension, elles agissent comme des conducteurs dans les deux sens et leur sensibilité est fortement accrue.

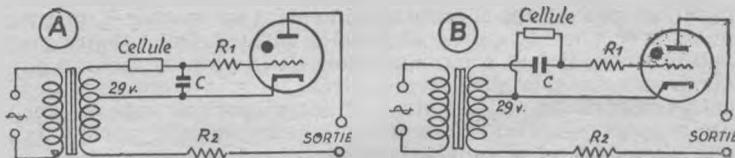


Fig. 29.

RELAIS DE PUISSANCE AVEC CELLULE A COUCHE D'ARRET.

- A - Le thyratron débite moins quand la cellule est illuminée.
- B - C'est le contraire qui a lieu.

La figure 29 montre deux schémas d'utilisation dus à J.A. Sargrove, comprenant une petite cellule à couche d'arrêt utilisée comme cellule photo-conductrice directement sur l'alternatif pour commander un thyratron. La tension alternative appliquée à la cellule est de 29 volts. R_1 est une résistance à déterminer par des essais (car elle varie avec la cellule), C est une capacité de $2 \mu\text{F}$ au papier, R_2 est une résistance de protection du thyratron, variable avec celui-ci et qui peut être supprimée si l'utilisation présente une résistance suffisante. Le débit du thyratron n'est pas « tout ou rien », mais varie avec l'éclairement de la cellule, à cause du déphasage introduit par R et C dans le potentiel de grille.

20. — Autour d'un microphone.

Après l'histoire d'Alladin, voici celle d'Ali-Baba : vous dites simplement « Sésame, ouvre-toi ! » et le trésor de la grotte aux brigands est à vous... ou plus prosaïquement un moteur vous ouvrira la porte d'un garage, le bavard de la radio sera muselé pendant une demi-minute, la lampe de votre bureau s'allumera ou s'éteindra sans vous obliger à faire l'effort épaisseur d'actionner l'interrupteur.

Un coup de pistolet, un claquement de mains ou même un éclat de voix noté par un microphone et convenablement amplifiés sont capables d'actionner un relais, tout le monde

sait cela. Mais nous voulons un relais intelligent, doué de mémoire, qui n'obéit qu'au mot de passe et reste impassible quand un profane veut lui faire prendre du blé pour du sésame. Cela complique un peu le problème.

On peut théoriquement fabriquer un circuit « comparateur » où un relais met en marche un petit disque enregistré tandis qu'un pont de Wheatstone vérifie si ce qui sort du micro correspond bien à ce qui sort du pick-up. Mais ceci est de la haute école, et nous nous contenterons ici d'envisager des applications simples mettant en jeu des dispositifs plus aisément réalisables.

Voyons d'abord le micro. Trois types seulement peuvent nous intéresser) à cause de leur prix, de leur robustesse et de leur sensibilité : le microphone à charbon, un petit haut-parleur utilisé à l'envers, et le micro à cristal s'il est à l'abri de la chaleur, de l'humidité et des chocs. Voilà même le placement tout trouvé d'un de ces vieux haut-parleurs des premiers postes tous-courants, qui avaient un moteur à quatre pôles avec une résistance de 1.000 à 2.000 Ω . Dans toutes les applications, il faut s'arranger pour que le micro reçoive au maximum dans la direction désirée, au minimum dans les autres directions, et pas du tout les vibrations mécaniques du support — d'où nécessité d'une amorce de porte-voix non-résonnant et d'un montage sur caoutchouc-mousse.

Trois cas simples seront envisagés :

1° Deux commandements successifs établissent puis coupent le courant. C'est l'affaire d'un relais magnétique à deux positions stables calqué sur les poires de tête de lit, ou encore d'un Flip-Flop décrit plus haut, complétés au besoin par un tube basculeur à mercure ou un thyratron.

2° Un commandement unique donne le courant, qui se coupe seul après un temps déterminé. Il faut ici un relais-minuterie également décrit plus haut.

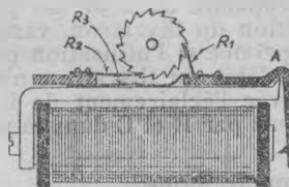


Fig. 30. — RELAIS A SEQUENCE.

3° Le mécanisme doit exécuter dans un ordre donné trois ou quatre opérations différentes (par exemple marche avant, marche arrière, marche avant, arrêt). Il existe bien des solutions purement électroniques, mais leur mise au point est délicate. Le mieux, pour nos modestes besoins, est encore de bricoler un relais magnétique à séquence dont la figure 30 montre le principe fort simple : une palette est attirée, grâce aux ressorts très flexibles R_1 et R_2 . Un ressort R_3 rappelle

la palette. La roue a un nombre de dents aussi petit que possible et multiple du nombre d'opérations du mécanisme. On devine que son axe porte des bossages judicieusement disposés pour fermer ou ouvrir des contacts à lames, ou court-circuiter des balais au passage.

Voulez-vous « sauter » l'une des opérations prévues, par exemple la marche arrière ? Rien de plus simple : il suffit d'introduire une constante de temps dans le circuit récepteur (par exemple une self à fer et une résistance) qui mettra un léger retard à obéir au relais. Dans ces conditions, au lieu d'une impulsion, il n'y a qu'à en donner deux très rapprochées pour que le relais avance de deux dents avant que le moteur ait eu le temps de se mettre en marche arrière. Nous allons bientôt voir que ceci s'obtient par un seul commandement bien donné.

● Mais plusieurs lecteurs ont déjà compris le mystère du « Sésame ouvre-toi » : les mots magiques vont être transformés en impulsions, il y aura autant d'impulsions que de syllabes sonores dans le mot magique (par exemple *Tais-toi !* donnera deux impulsions tandis que *Hue !* n'en donnera qu'une) et nous utiliserons encore la précieuse constante de temps pour fondre deux syllabes sonores très rapprochées en une seule impulsion (par exemple *En avant, marche !* pourra donner trois impulsions si on prononce lentement et distinctement les deux premiers mots, ou deux seulement si on les prononce vite en respectant bien la virgule). Sur ces principes, il est facile de faire du mystère. Vous ferez obéir passivement votre appareil en lui lançant convenablement trois impulsions à l'aide de certains ordres connus de vous (*En avant, marche ! Hue, cocotte ! Tourne, tourne vite !*) tandis que votre ami, tel l'apprenti sorcier qui ne connaît pas tout le secret, n'obtiendra que désobéissance avec les commandements de son crû ou même les vôtres mal prononcés...

Comment transformer les mots en impulsions approximatives ? Simplement en redressant la basse fréquence à l'aide d'un détecteur qui ne s'occupe nullement de respecter les harmoniques élevés et en noyant les détails par filtrage — en d'autres termes, la détection et le filtrage feront apparaître la courbe-enveloppe de la modulation. Un redresseur oxymétal type Y (50 mA, 120 v) suivi d'un filtre sommaire formé d'une résistance et d'une capacité feront l'affaire.

21. — L'anti-läus (fig. 31).

Bien sagement posé pas trop loin de votre poste auquel il se raccorde par quatre fils, ce petit appareil fera la joie des connaisseurs. Quand un cadoricineur ou quelque autre m'as-tu-vu vous assomme avec ses niaiseries, vous lui criez : Assez ! ou quelque chose de plus énergique, selon votre éducation. Le monsieur en a le sifflet coupé pour une minute. S'il recommence, vous faites comme lui, en variant au besoin les injures — ou bien vous l'applaudissez vigoureusement, ce qui le vexe tout autant.

Un petit dynamique ou un HP à 4 pôles, voire même un modèle à trompette de « la belle époque », attaque la grille

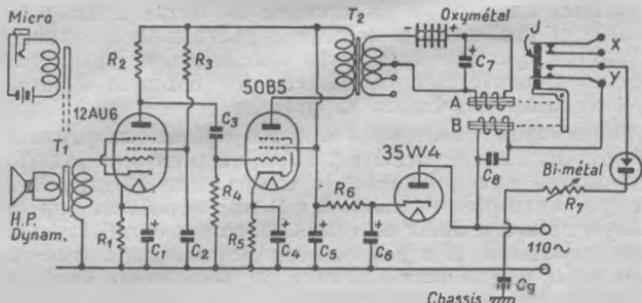


Fig. 31. — ANTI-LAIUS (ou coupe-sifflet).

de la première lampe. Avec la 12 AV 6 prise comme exemple, les meilleurs résultats sont obtenus en oscillant sa grille de 1 volt — donc, le transfo d'adaptation sera prévu pour donner ce swing au secondaire quand vous criez à la distance normale. Un micro peut également prendre la place du HP, comme le montre le petit schéma figurant juste au-dessus de celui-ci : le primaire du transfo est monté en série avec un jack recevant le micro et une pile de 3 volts si l'on s'agit d'un micro à grenade.

Le reste du schéma jusqu'à la sortie de la finale 50 B5 est tout ce qu'il y a de classique. T_2 est un transfo de sortie pour adapter l'impédance de charge optimum de la finale à l'impédance réelle du relais, suivant la formule bien connue :

Rapport du transfo = racine carrée du rapport des impédances. Dans le secondaire se trouve un oxymétal type Y pour redresser et la capacité C_7 pour étaler les crêtes et faire apparaître la courbe moyenne des éclats de voix. Une capacité un peu forte occasionne du trainage, autrement dit confond en un seul deux éclats rapprochés.

Dès qu'arrive un ordre, le relais attire sa palette qui écarte les deux lames X : si donc ces lames se trouvent dans le circuit du haut-parleur du poste, le silence est obtenu tant que dure le commandement. Il s'agit maintenant de prolonger cette action pendant environ une minute. La solution la plus simple est la suivante :

A la palette du relais, nous fixons une plaquette de fer en prolongement et nous disposons, parallèlement à la bobine normale A, une autre bobine à noyau feuilleté B qui sera parcourue par le courant du secteur et aura pour mission de retenir la palette attirée par la bobine A. Pour cela, un noyau d'un centimètre carré de section avec par-dessus un milliers de tours de 3/10 donnera une attraction très suffisante au contact. Nous collerons un timbre au bout du noyau pour éviter l'adhérence de la palette quand le courant est coupé.

Notre bobine auxiliaire sera donc alimentée par le secteur, avec en série : les deux lames Y normalement écartées, mais que le relais court-circuite quand il est excité — un petit clignoteur du commerce à lame bi-métal chauffée par une

résistance, utilisé dans les étalages — et enfin une résistance variable bobinée R_7 de $1.000\ \Omega$, qui servira à régler la durée du silence. Le fonctionnement du système est simple : le relais se ferme, coupe le haut-parleur et en même temps établit le contact Y, ce qui retient le relais fermé tant que le bi-métal ne s'est pas échauffé suffisamment pour couper le courant dans la bobine auxiliaire. La capacité C_8 évite la vibration de la palette.

- En remplaçant les lames X normalement en contact par deux autres normalement écartées (autrement dit en modifiant le joug isolant J qui transmet le mouvement de la palette aux lames), notre Antilaïus devient une minuterie capable de faire fonctionner un petit moteur ou d'allumer des lampes pendant une ou deux minutes, au commandement.

- Remplaçons maintenant le relais actuel avec sa bobine auxiliaire et son bi-métal par un relais à séquence, et nous réalisons la succession des opérations différentes commandées par plusieurs mots de passe, tel que nous l'avons vu plus haut. C'est la capacité C_7 qui, avec la résistance de l'oxymétal, fournit la constante de temps qui cause le traînage, l'inertie du relais. En modifiant sa valeur, on obtiendra une ou deux impulsions en partant d'un même mot formé de deux syllabes sonores assez rapprochées.

Dans toutes ces applications, il va de soi que le réglage et la position du microphone seront tels que seule la voix de son maître l'excitera suffisamment pour déclencher le relais.

Valeurs types : tubes 12 AU 6 - 50 B 5 - 35 W 4 - Relais 2.500 Ω .

Les 3 filaments chauffés en série avec une R chutrice de 100 Ω (5 W). $R_1 = 140\ \Omega$, 1/2 W - $R_2 = 20\ K$ - $R_3 = 8\ K$ - $R_4 = 0,5\ M$ - $R_5 = 140\ \Omega$, 1 W - $R_6 = 5\ K$, 1 W. — $C_1 = 10\ \mu F$, 25 V - $C_7 = 0,05$ - $C_8 = 50.000\ pF$ - $C_9 = 10\ \mu F$, 25 V - $C_{10} = 32\ \mu F$, 150 V - $C_{11} = 4\ \mu F$, 50 V - $C_{12} = 2\ \mu F$ - $C_{13} = 0,02\ \mu F$, 500 V.

22. — Le valet de pied.

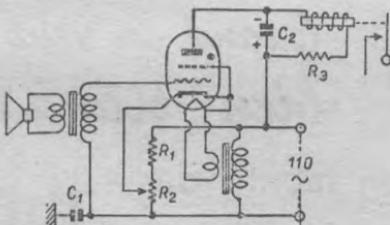


Fig. 32.

Notre Antilaïus modifié pourrait, lui aussi, être branché en permanence près de la porte du garage qui soit s'ouvrir au coup de klaxon, le vestibule qui doit s'éclairer quand on le lui dit et s'éteindre tout seul quand on a passé. Mais il consommerait 20 watts en permanence, sans compter l'usure des lampes. C'est trop, il nous faut un valet plus économique

qui se conteniera de 5 W. sans épuiser des cathodes au repos. Nous le bâtrirons autour d'un thyratron 2050, qui est assez sensible pour pouvoir être amorcé par un microphone ou même par une cellule photo-électrique. Le schéma est ultra-simple (fig. 31) : un micro à cristal ou un HP utilisé comme micro attaque la grille du thyratron, dont la cathode est réglée au potentiel convenable par le potentiomètre R_1 . Le tube s'éteindrait et le relais retomberait aussitôt le commandement passé s'il n'y avait pas C_2 et R_s , dont la constante de temps maintient le relais collé. Mais R_s est obligatoirement de faible valeur — quelques k Ω — c'est donc sur C qu'il faut surtout compter pour allonger le délai, à moins de modifier relais comme pour l'Anti-laius.

On règle R_1 jusqu'à ce qu'un commandement normal amorce le thyratron, ce qui se voit à l'éclair violet jaillissant dans son ventre. Si la commande n'est pas stable, il faut inverser les connexions partant du secondaire du transfo de chauffage.

Valeurs types : Thyratron 2050 - $R_1 = 20\text{ K}$ (1 W) - $R_s = 500$ bobiné - $R_s = 5$ à 15 K (1/2 W) - C_2 = électrolytique T.C. (150 V) de 8 à 150 μF selon retard. $C_s = 0,02$ (500 V). Relais 2.500 Ω .



Arrêtons là notre court voyage au pays de Schéhérazade, car il faudrait un traité en plusieurs tomes pour faire le tour de ses applications industrielles et domestiques. Comme nos lecteurs n'auront probablement jamais l'occasion de dépanner un Thymotrol ou une calculatrice électronique, la suite serait sans doute plus ennuyeuse qu'utile. D'ailleurs, avec ce qui précède et un peu d'ingéniosité, on peut déjà faire pas mal de jolis petits miracles.



*Quand on veut être
bien tranquille*

... on monte des

TUBES
TUNGSRAM
RADIO

POUR LE LABORATOIRE

Volt-ohm-farad-henrymètre à lampe. (fig. 1).

C'est un instrument peu coûteux et bien facile à construire, dont le prototype fut décrit dans une revue anglaise^(*) au début de la dernière guerre et que nous avons modifié pour supprimer les piles d'alimentation qui sont toujours à plat quand on en a besoin. A leur place, on utilisera l'alimentation séparée que tout atelier de dépannage devrait avoir, ou encore on le branchera sur un récepteur existant.

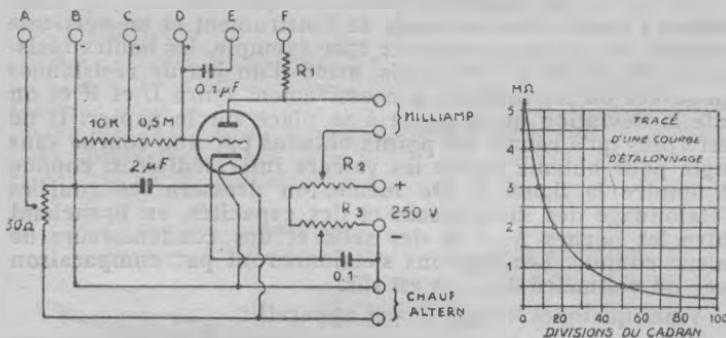


Fig. 1. — VOLT-OHM-HENRY-FARADMETRE A LAMPE

Le schéma tout simple, que nous avons disposé comme un plan de câblage pour plus de facilité, montre qu'il s'agit d'une triode HF, ou d'une pentode HF montée en triode, ayant un milliampèremètre inséré dans son circuit anodique. La lampe sera par exemple une 6 C 5 ou une 6 J 5, mais une pentode telle que la 6 J 7 ou la 6 K 7 avec l'écran réuni à la plaque peut également convenir, en modifiant convenablement les résistances chutrice et de polarisation.

L'indicateur est un milliampermètre quelconque, branché à demeure ou non. On s'arrangera pour que le courant analogique de la lampe, à la haute tension disponible (par exemple 250 V.) dépasse l'intensité maximum passant dans l'instrument à la déviation totale de l'aiguille. On règle alors ledit

(*) Wireless World, Août 1940, p. 370.

courant à la valeur voulue en réduisant la tension-plaque à l'aide de la résistance chutrice R_2 . Pour la 6 C 5 figurée, un instrument 0-5 mA fera l'affaire. Un contrôleur réglé sur cette gamme convient également. La tension-plaque et la polarisation de la lampe sont réglées par la chaîne potentiométrique R_2-R_s , formée d'une résistance bobinée à curseur R_2 , de 10.000 ohms - 10 watts et d'un potentiomètre bobiné R_s de 1.000 ohms - 10 watts qui, sur le panneau, fera le pendant de l'autre de 30 ohms. On règle R_s et R_2 de manière à obtenir tout juste le décollage de l'aiguille à partir du zéro, puis on ramène en arrière R_s d'un cheveu : en d'autres termes, la lampe est réglée au cut-off et elle fonctionne en détectrice-plaque, ce qui fait la base d'un voltmètre électronique de crête.

Quant à la résistance R_1 , on en fixe la valeur en court-circuitant les bornes D et F : l'aiguille du milli doit alors atteindre juste le bout de l'échelle. On fera donc bien de commencer par de fortes résistances ($5 M\Omega$) qu'on réduira et réglera progressivement. R_1 dépend évidemment de la position du curseur sur R_2 et de la polarisation, puisqu'elle rend la grille positive quand on court-circuite D-F.

Il faut maintenant étalonner l'appareil. Le mieux est de dresser des courbes d'étalonnage pour chacune des fonctions.

Sur un papier quadrillé millimétrique, on trace en horizontale l'échelle des divisions de l'instrument et en verticale l'échelle des valeurs à mesurer (par exemple, les hautes résistances de 50.000 à $5 M\Omega$) puis, armé d'un jeu de résistances éprouvées on les branche successivement entre D et F et on note la déviation qu'on porte à sa place sur le papier. Il ne reste plus qu'à réunir les points obtenus par une courbe sans angle pour obtenir toutes les valeurs intermédiaires, comme le montre la figure 2. De même, on dressera les courbes d'étalonnage des inductances et des capacités, en branchant entre les bornes A et D des selfs et des condensateurs de valeur connue. Les tensions s'étalonneront par comparaison avec un voltmètre dont on est sûr.

Voici quelques usages de cet appareil :

Mesure des tensions continues : Entre B et D pour les tensions d'antifading ou de polarisation mesurée directement entre grille et masse — entre B et C pour les plus hautes tensions.

Mesure des tensions alternatives. Quand il n'y a pas de courant continu superposé, elles se mesurent également entre B et D, ou B et C suivant leur valeur.

Quand il y a aussi du courant continu présent (une tension apparaissant à la plaque d'une lampe, par exemple) on mesure entre D et E.

Mesure des hautes résistances : Entre E et F.

Mesures des condensateurs et des selfs : Entre A et B

On ne peut évidemment attendre une haute précision d'un appareil aussi simple, mais il est néanmoins capable de rendre de grands services au dépanneur, surtout si son contrôleur est d'un type à faible résistance interne.

Autour d'un casque.

Tous les anciens « galéneux » ou « lampistes » de la belle époque ont conservé un casque dont il ne se servent plus guère. C'est un tort, car c'est un merveilleux outil qu'il est dommage de laisser inactif.

● Les deux écouteurs étant connectés en série, insérez un élément de pile 1,5 volt dans l'un des fils, et voilà une « sonnette » admirablement sensible et pratique. Cet élément peut du reste être fixé à l'une des lames du casque, à l'aide d'une bande de sparadrap. Vous entendrez un TOC d'autant plus fort que la résistance essayée sera plus faible : on s'en fait une idée par comparaison avec le court-circuit obtenu en joignant rapidement les deux pointes de touche. Dans tous les cas, l'essai doit être rapide, presque instantané — il suffit de toucher juste assez longtemps pour entendre le TOC, toute insistence ne sert qu'à user la pile. Avec cette sonnette, vous entendrez même un faible toc à travers une haute résistance, là où une sonnette courante serait restée inerte.

Quand on essaie un condensateur, on doit entendre un toc au premier contact, puis rien au second contact si la pièce n'a pas de fuites. Il en sera de même quand on essayera l'isolement entre deux pièces présentant une certaine capacité.

● Le casque muni cette fois d'un condensateur de $0,01 \mu F$ à la place de la pile ci-dessus va nous donner un TOC chaque fois que nous le connecterons entre deux pièces à potentiels différents. Il constitue en outre un excellent « signal tracer » pour suivre le courant BF à partir de la plaque diode détectrice jusqu'à la bobine mobile.

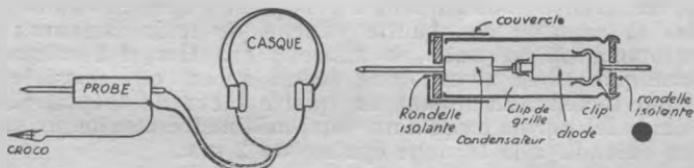


Fig. 3.

SIGNAL TRACER SIMPLIFIE ET DETAIL DU PROBE.

● Enfin, si nous munissons notre casque d'un détecteur en série avec une capacité de 500 à 1.000 pF, au lieu de la pile ou du condensateur, nous avons en mains un « signal tracer » HF et MF, capable de suivre le signal depuis l'antenne jusqu'à la détection. C'est encore un vieux truc bien connu des anciens (qui n'avaient pas attendu l'Amérique pour faire du signal-tracing, soit dit en passant), mais nous le rajeunissons en montant détecteur et capacité dans un « probe » dont la cage sera faite d'un tube à couvercle en alu ou mieux en cuivre, dont on aura fait sauter le fond. Nous remplacerons la galène par un diode au germanium westectal, la capacité de 500 pF sera un céramique ou un mica, la pointe de touche pourra être simplement l'un des

fils sortant du condensateur, passant par le trou central d'une rondelle isolante bloquée par le couvercle à large trou central, tandis qu'une autre rondelle isolante sertie remplace le fond du tube. Afin de permettre le démontage, et surtout de récupérer le diode pour d'autres usages, il est intéressant de monter le tout comme indiqué par la figure 3, entre un clip de grille de lampe et un autre clip prenant la base.

Ce probe formera la pointe de touche d'un des fils du casque, l'autre fil étant réuni au tube et de là au châssis par une pince crocodile. Il faut utiliser un casque sensible de 4.000 ohms. Touchez successivement grilles et plaques HF et MF avec le probe, et vous en saisirez vite tout l'intérêt.

Fer à souder à panne-cathode.

Un fer à souder à chauffe rapide coûte cher, mais il est bien facile d'en faire un soi-même. Nous avons fabriqué le nôtre en deux heures de travail — en partant, il est vrai, d'un transformateur existant pour soudure au charbon, qui donne 4 volts au secondaire avec une intensité pouvant atteindre 20 ampères en service discontinu (le bobinage secondaire est en fil de 25/10, et extérieur). Un tel fer est une petite merveille de robustesse, dont on ne peut plus se passer quand on l'a essayé.

La panne est un bout de tube de cuivre rouge de 40 mm. de long, diamètre 6 mm. extérieur, 4 mm. intérieur. N'importe quel garagiste vous le donnera volontiers si vous le prenez par les sentiments. Nous l'avons d'abord aplati dans un étau (le tube, pas le garagiste !) jusqu'à ce que ses flancs soient distants de 1 mm., puis nous avons vigoureusement pincé son bout sur 5 mm. de longueur. Cela nous a donné une panne méplate creuse dans laquelle a pris place l'élément chauffant. Mais la rapidité de chauffe dépend de trois facteurs : la consommation en watts, la masse à chauffer et l'isolement thermique. Nous avons donc réduit autant que possible le second facteur, en limant les quatre faces du méplat pour amincir les parois jusqu'à un demi-millimètre maximum, sauf bien entendu à la tranche épaisse de 2 mm.

La base de l'élément chauffant est du fil de nichrome provenant d'une vieille résistance de réchaud. Le nôtre faisait 4/10, nous en avons déroulé et redressé un mètre, et la mesure a donné une résistance de 10 ohms. Pour chauffer vite, il faut dissiper 80 watts. La loi de Joule nous dit que la résistance de notre élément chauffant se calcule en divisant le carré des volts par les watts : donc, avec un secondaire 4 volts, cela nous donne 16 divisé par 80, soit 0,2 ohm. Si notre transfo avait donné 6 volts, cela aurait fait $36/80 = 0,45$ ohm.

Par mesure de simplicité, nous avons décidé que l'élément chauffant serait en forme d'épingle à cheveu à branches de 35 mm., soit une longueur totale de 80 mm. de prise à prise, en comptant les 2 ou 3 mm. de dépassement. Avec notre fil, 80 mm. donnent évidemment 0,8 ohm — donc, pour obtenir 0,2 ohms, il nous fallait mettre quatre semblables épingles à cheveu en parallèle. Nous avons donc pris quatre bouts

de fil bien droits et les avons pliés en deux à angle presque vif — 1 à 2 mm. de rayon.

Et l'isolation ? Il peut être fort sommaire, car le tube est oxydé intérieurement (au besoin, on l'oxyde en le chauffant au rouge) et notre fil l'était également (même remarque). Pour en avoir le cœur net, nous avons introduit nos quatre boucles directement dans la panne, nous avons torsadé du gros fil souple aux deux bouts et nous avons envoyé les 4 volts. En moins de 30 secondes, la panne soudait parfaitement. Donc, l'isolation pour 4 volts était *presque* superflu. Toutefois, pour éviter les surprises ultérieures, nous avons préféré isoler sommairement quand même. A l'aide d'un fil de fer, nous avons d'abord bourré 4 ou 5 mm. cubes de déchets de mica dans le fond de la panne, puis nous avons découpé trois languettes de mica très mince, de largeur juste suffisante pour entrer à frottement dans la panne et longues de 50 mm. Deux languettes ont été introduites à fond. Mais revenons à la résistance.

Il s'agit de prolonger la quadruple épingle à cheveu par des conducteurs souples à forte section, quoique à faible isolement. Nous avons dénudé les bouts du souple sur 5 cm., et à partir de 1 cm., nous avons enroulé autour de ce centimètre en spires serrées les bouts décapés de la résistance. Après quatre spires, nous avons coupé ce qui dépassait de résistance et de conducteur et nous avons brasé solidement à l'alliage tendre (voir chapitre « Soudure et Brasure »), ce qui nous a fait deux perles comme le montre la figure. Si vous ne savez pas braser, n'importe quel bijoutier vous fera le travail pour quelques francs.

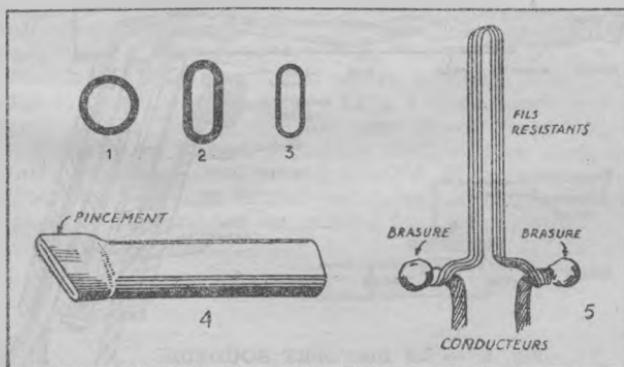


Fig. 4. — CONSTRUCTION DE LA PANNE-CATHODE.

1-2-3 : Le tube rond devient méplat, puis s'amincit.

4 : Le tube-panne terminé.

5 : La résistance chauffante.

Il ne reste plus qu'à introduire le troisième mica entre les deux branches de l'épingle à cheveu, puis à enfoncer le tout dans le tube entre les deux micas qui s'y trouvent déjà

pour terminer la panne auto-chauffante. On pourra encore introduire d'étroites bandes de mica à l'entrée pour éviter toute possibilité de contact de l'élément chauffant avec la panne, mais ce n'est pas indispensable. Les micas dépassants seront respectés.

Nous avons ensuite refendu du carton d'amiante pour en tirer une bande large de 3 cm. et épaisse d'un demi-millimètre, que nous avons enroulée autour de la base de la panne. Quatre tours nous ont donné 2 mm. d'épaisseur environ, avec un diamètre total d'environ 1 cm. Quelques tours de fin fil de cuivre ont ligoté le tout solidement. Nous avions un tube en laiton de 10 mm. de diamètre extérieur (le dural eut également fait l'affaire) nous en avons coupé un bout de 11 cm., nous avons arrondi l'angle intérieur à la lime, puis fendu suivant un diamètre sur 2 cm. de longueur à un bout. A l'autre bout, nous avons enlevé une bande longitudinale de 6 mm. de large sur 15 mm. de long. Nous avons d'abord enfilé les deux conducteurs dans le bout fendu, garni d'un mince feuillet d'amiante les parties dénudées et les brasures sans serrer, juste pour les isoler du tube, en en mettant le moins possible, puis nous avons finalement engagé la base de la panne garnie de son amiante dans la pince formée par le bout du tube, sur une longueur de dix millimètres seulement. La panne fut solidement maintenue par cette pince, grâce à deux bandes latérales de carton d'amiante remplissant les creux, enfoncées en même temps que la panne, puis arasées. Notre fer a « tenu le coup » sans autre fixation, mais on aurait aussi pu fretter la pince par quelques tours de fil de laiton.

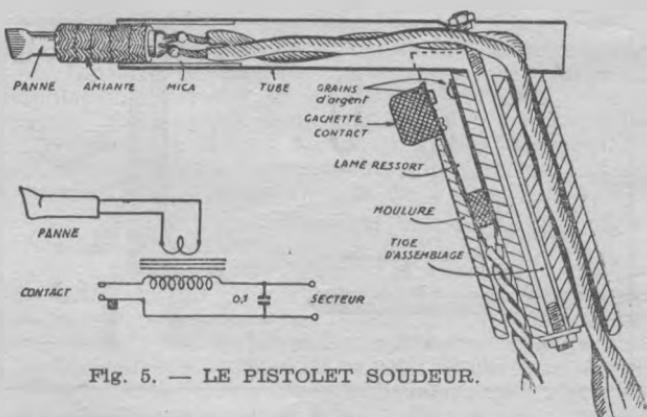


Fig. 5. — LE PISTOLET SOUDEUR.

Le fer ainsi constitué peut être utilisé tel quel, ou à peu près, à l'instar des « fers-crayon », mais nous avons préféré le munir d'une crosse pour en faire un pistolet et le munir d'un contact s'actionnant comme la détente d'une browning. Nous avons tout bonnement pris deux bouts de mouiture 3 fils que nous avons collés ensemble, les rainures face à face. L'extrémité de ce bloc, creusé à la queue de rat, forme le

berceau qui reçoit le tube, lequel y est fixé par une tige filetée de 3 passant dans la rainure centrale. La rainure postérieure livre passage aux deux conducteurs 4 volts (débarassés au besoin de l'isolant superflu). Quant à la rainure antérieure, elle amène les deux fils allant au primaire du transfo et au secteur, qui aboutissent à un contact élastique formé de deux fortes lames de bronze vissées sur un bloc isolant et munies de grains d'argent. La lame antérieure est en outre vissée à un bouton protubérant en bois dur, qui sert de détente.

Les résultats ? Splendides. Cela soude à la perfection les connexions de radio, la panne est toujours propre, car elle ne reste pas surchauffée pendant des heures, le fer est toujours prêt à souder quoique toujours froid. Vous pressez la détente pendant 15 à 20 secondes et la panne est chaude, vous lâchez *brusquement* la détente si elle chauffe trop, et c'est tout.

Quelques notes pour terminer :

1. — L'interrupteur à deux lames en fort bronze à ressort, montées sur un bout de bakélite pour les séparer, doit avoir des grains d'argent si vous voulez de bons contacts. Nous avons tiré les nôtres d'une vieille pièce de dix sous, et nous les avons soudés aux lames à la soudure d'étain.

2. — Un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ mis en parallèle sur le primaire du transformateur réduit considérablement les étincelles aux contacts et prolonge leur vie.

3. — Le transformateur peut se faire avec le fer d'un vieux transfo d'alimentation de poste 5 lampes, ayant un fer assez important (au moins 6 cm^2). Divisez 60 par le nombre de centimètres carrés de section, vous aurez le nombre de tours par volt au primaire (ex. : $60 : 6 = 10$ tours par volt, soit donc 1.100 tours pour 110 volts). Ajoutez 10 % pour le secondaire : donc pour 4 volts : $11 \times 4 = 44$ tours que vous bobinerez sur le primaire, isolé par un ou deux tours de papier. Du 5/10 suffira au primaire, du 25/10 au secondaire, ce dernier peut être simplement émaillé. Si la fenêtre du fer n'accepte pas tous ces tours, diminuez-les proportionnellement, mais il vaut mieux les mettre tous si possible.

VERS LA FIDÉLITE

« Toujours Amieu »
(voir réclame)

La devise publicitaire que nous reproduisons en exergue pourrait devenir celle de toute la radio. D'abord à l'émission où presque tout est de la conserve, depuis les programmes jusqu'à la grâce juvénile des ingénues quinquagénaires — puis chez les constructeurs dont les récepteurs prennent trop souvent les dimensions et la sonorité de la boîte à sardines — et enfin chez le dépanneur consciencieux qui s'efforce parfois de réduire les défauts congénitaux des postes à la voix de dragon ou de casse-noisettes.

Sans prétendre à épuiser ni même à parcourir un sujet aussi vaste, nous indiquerons quelques procédés pour améliorer la qualité de reproduction d'un récepteur courant.

LES INSUFFISANCES DES POSTES POPULAIRES

Laissons d'abord de côté le manque de sensibilité contre lequel nous ne pouvons rien et le manque de puissance contre quoi nous ne pouvons pas grand'chose. Avant de rebâtir un appareil pour lui ajouter un étage HF même apériodique ou une sortie push-pull, il est bon de se recueillir et de bien peser l'intérêt de l'opération, car on ne transforme pas un toquard en pur-sang aussi aisément qu'un vain peuple pense.

Ceci vu, un récepteur peut présenter plusieurs causes de distorsion :

Distorsion de fréquence. — Toutes les fréquences audibles ne sont pas également bien reproduites. Les très graves ou très aiguës sont généralement sacrifiées, ou bien il y a des pointes de résonance sur certaines d'entre elles. Les causes sont multiples : mauvaises liaisons BF, bande passante MF ou HF trop étroite, contrôle de tonalité mal établi, transfo de sortie insuffisant, mauvais haut-parleur, etc...

Distorsion harmonique (encore appelée non-linéaire ou d'amplitude). — C'est l'apparition d'harmoniques qui n'étaient pas présents dans le signal. Ces fréquences indésirables changent le timbre des voix et des instruments. La cause est la caractéristique courbe d'un organe. Le plus souvent, la

portion de courbe I_p/V_g exploitée des lampes n'est pas rectiligne, parce que ces lampes ou leur charge anodique ou leurs potentiels d'électrodes sont mal choisis. On sait que les triodes produisent moins d'harmoniques impairs que les pentodes — que le push-pull annule les harmoniques pairs — que la contre-réaction est un puissant remède à cette distorsion intolérable. Le haut-parleur apporte aussi sa part à ce défaut.

Distorsion de modulation. — C'est une forme de distorsion harmonique due à l'étage qui précède la détection ou à la détection elle-même. L'étude mathématique de l'amplification montre que le signal amplifié par une lampe comprend trois composantes principales : la première est la reproduction exacte du signal entrant, la seconde donne naissance aux harmoniques de second ordre, à des sommes et différences de fréquences et à du courant continu, la troisième fait naître les harmoniques d'ordre 3, des combinaisons de fréquences de même ordre et enfin un partielle qui ressemble au signal comme un frère, sauf que son amplitude est proportionnelle au cube de ce signal : il s'ajoute donc à la composante de premier ordre et lui fait perdre la proportionnalité avec le signal.

L'effet est une pointe indésirable, une surcharge, quand la modulation atteint une certaine valeur. Le remède consiste à réduire la tension d'antifading du dernier tube MF et à abaisser la tension de retard.

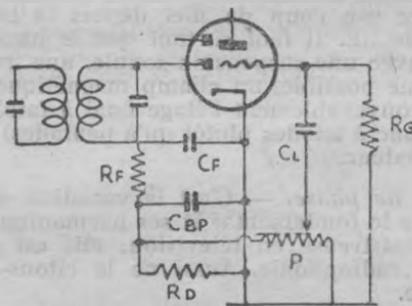


Fig. 1.

L'impédance composite en parallèle sur la résistance de détection R_d est la résultante de R_f et C_f (filtre MF), C_{bp} (capacité by-pass), P (potentiomètre) qui a en parallèle sur lui C_l et R_g en série.

Quant à la distorsion de modulation due au détecteur, on la réduit en abaissant la valeur de la résistance de détection ou en augmentant l'impédance totale en parallèle sur elle, de façon qu'elle soit 10 à 20 fois plus faible que cette impédance. Celle-ci est la résultante des impédances des accessoires filtrants, capacité by-pass, volume contrôle et résistance de grille (fig. 1). En particulier, la capacité by-pass doit être aussi petite que possible.

Inter-modulation (encore appelée cross-modulation). — Quand deux signaux de fréquences voisines ont accès à une même grille par défaut de présélection, la composante de troisième ordre du courant-plaque dont il a été question ci-dessus contient encore un partielle semblable au signal désiré, mais dont l'amplitude dépend de la modulation du signal parasite. En d'autres termes, la modulation du parasite se trouve transférée sur le signal désiré et est devenue inséparable.

La même distorsion se retrouve en BF, elle accompagne généralement la distorsion harmonique. On entend alors des chuintements de hauteur variable avec la puissance, dus à des partiels élevés créés par l'intermodulation.

Les remèdes sont les mêmes que pour la distorsion harmonique.

Distorsion des transitoires. — C'est la « mollesse d'attaque » qu'on observe dans la reproduction des instruments à percussion, du coup d'archet, du claquement des pistons d'instruments à vent — c'est aussi le trainage des sons brefs qui entraîne leur mélange. Elle est due aux combinaisons d'éléments actifs et réactifs : self et capacité, self et résistance, capacité et résistance qui accumulent puis déchargent l'énergie électrique avec une « constante de temps » (voir page 263). Il faut veiller au découplage parfait des étages BF en cascade.

La contre-réaction améliore beaucoup la reproduction des transitoires (ondes à front raide). Si la puissance le permet, il faut étendre son coup de filet depuis la bobine mobile jusqu'à l'entrée BF. Il faut surtout que le haut-parleur soit bien amorti, avec une suspension souple, une masse vibrante aussi faible que possible, un champ magnétique puissant, et qu'il charge convenablement l'étage final à faible impédance si possible (donc à triodes plutôt qu'à pentodes) à l'aide d'un bon transformateur.

Distorsion de phase. — C'est la variation de la relation de phase entre le fondamental et ses harmoniques, suivant la fréquence. Désastreuse en télévision, elle est pratiquement inaudible en radiophonie. Aussi ne la citons-nous ici que pour mémoire.

LES AMÉLIORATIONS FACILES

En lisant ce qui précède, vous vous êtes sans doute dit que la conclusion logique de la chasse aux distorsions ne peut être que la démantibulation totale du pauvre poste accusé de tous les vices. Mais rien ne nous oblige à remplir tout ce beau programme : quelques menues interventions se feront déjà entendre et valent la peine d'être entreprises.

En généralité, ce n'est pas la puissance sonore qui manque aux postes populaires. Bien au contraire, ils savent fort bien hurler plus fort qu'ils ne devraient, car c'est paraît-il un argument de vente, on se demande d'ailleurs pourquoi. Donc,

à moins d'être placé loin des émetteurs habituellement écoutés, les postes ont généralement de la puissance à revenir. Cela va nous permettre d'en transformer une partie en musicalité.

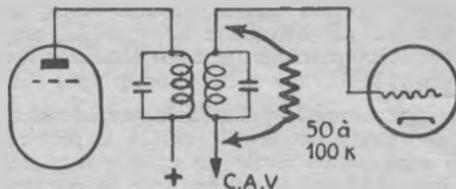


Fig. 2.

- Les postes à prix moyen souffrent souvent d'une bande passante trop étroite. Si vous ne voulez pas remplacer les transfo MF par d'autres à large bande, vous avez deux solutions. Vous pouvez mettre en parallèle sur les secondaires une résistance de 50 à 100 K (fig. 2), ou encore vous pouvez transformer les transfos à faible couplage en filtres de bande, en rapprochant les bobinages primaire et secondaire pour les amener au voisinage du couplage critique (fig. 3). S'ils sont enfilés sur un même mandrin, ce qui est généralement le cas, il faut procéder avec prudence pour éviter d'endommager le fil ou les bobines. On se contentera le plus souvent de déplacer le bobinage extrême, en le poussant par la base et d'un bloc à l'aide d'un anneau de fort carton où le mandrin s'enfile tout juste. Il faut bien entendu ramollir d'abord la cire qui le fixe par un réchauffage contrôlé. Un réalignement est de rigueur après ce traitement.

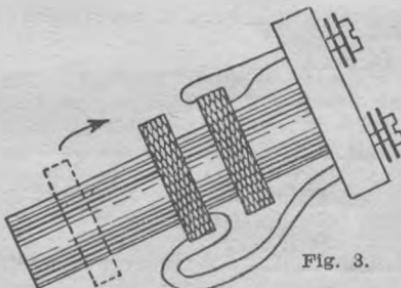


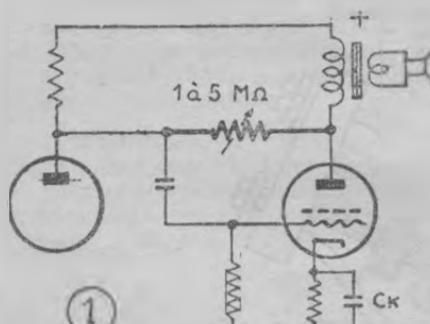
Fig. 3.

Ceux qu'effraie cette chirurgie ont encore la ressource de décaler légèrement les accords des deux transfos autour de la MF nominale, comme nous l'avons indiqué au chapitre télévision (page 21), mais ceci ne se fait bien qu'à l'aide d'un générateur sérieux et si possible d'un oscilloscope.

- Du côté BF, il y a beaucoup à faire sans complications. D'abord, les capacités de liaison aux grilles sont généralement trop faibles : on trouve d'habitude $0,01 \mu\text{F}$, parce que

les constructeurs veulent avant tout réduire le ronflement dû à un filtrage insuffisant ou à des découplages sommaires. Malheureusement, les notes graves sont escamotées au même titre que le ronflement. Pour les faire réapparaître, il faudra sans doute agir sur le haut-parleur, comme nous le verrons, mais il faut d'abord les laisser passer. Nous remplacerons les 0,01 par des 0,05 μ F (attention à la qualité, car la moindre fuite fait naître le courant grille avec toutes ses séquelles) et nous renforcerons le filtrage et les découplages s'il y a lieu (*).

Lorsque la puissance le permet, le remède simple et quasi universel aux défauts de la BF est la contre-réaction. Les postes qui en sont munis sont généralement réglés à un taux de CR assez bas, 0,10 à 0,15, parce que le constructeur a dû prévoir la réception de stations très faibles. Certains récepteurs ont cependant la CR variable, et nous en doterons ceux qui n'en ont pas. La figure 4 montre trois montages fort simples, où le circuit de CR ne comprend qu'une résistance variable, remplaçable par deux ou trois résistances fixes commutées. Avec un plot mort ou une goutte de colle cellulosique en fin de piste de la R variable, la contre-réaction pourra être supprimée pour l'écoute lointaine. La ligne sera aussi courte que possible, la commande pourra se faire par un bouton sortant sur le côté de l'ébénisterie ou par derrière, suivant la disposition du câblage. Les paresseux simplifieront encore ces montages simples en ne mettant qu'une résistance fixe, et les courageux trouveront dans le Memento, 4^e volume, toutes indications pour la réalisation de circuits de CR sélectifs et compensés, allant jusqu'à la bobine mobile et au taux désiré.



CONTRE-REACTIONS SIMPLES.

1. - Sur un étage.
2. - Sur deux étages.

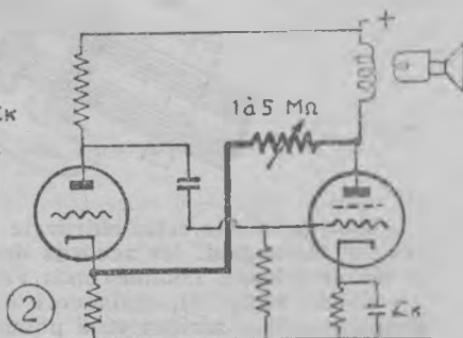


Fig. 4.

(*) Voir Memento, tome III : « La chasse aux ronflements ».

On imagine mal, tant qu'on ne l'a pas expérimenté, l'énorme différence de musicalité qui résulte d'une augmentation légère du taux de contre-réaction. Le récepteur de l'auteur, pourtant excellent (il comporte un push-pull de deux 6 L 6, deux haut-parleurs et un filtre BF pour creuser le medium) est devenu méconnaissable rien que par l'accroissement de la CR dont le taux de 0,15 a été porté à 0,25. Il a suffi pour cela de remplacer une résistance de 150 ohms par une de 80.

Rappelons en passant une contre-réaction encore plus simple que celle de la figure 4 : la suppression de la capacité by-pass en parallèle sur la résistance de cathode de la lampe finale (C_k, fig. 4).

• Nous avons signalé le filtre à creuser le medium. C'est encore un puissant moyen d'équilibrer les fréquences, de favoriser celles qui sont trop faibles, de faire disparaître les désagréables pointes de résonance. La question a déjà été abordée au chapitre RADIO-MECCANO (page 192), nous nous contenterons d'indiquer un schéma.

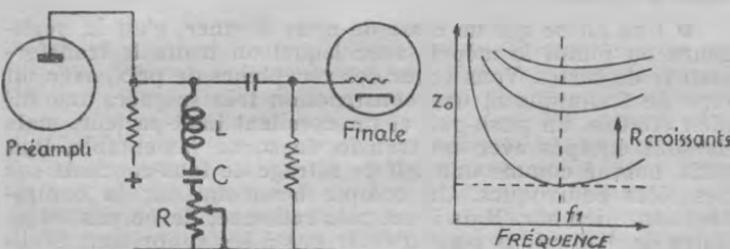


Fig. 5. — FILTRE CREUSANT LE MEDIUM.

La figure 5 montre, en traits épais, un filtre favorisant les deux bouts de l'échelle sonore généralement déficients. C'est un circuit accordé série qui dérive vers la masse une bande de fréquence plus ou moins large centrée sur celle de résonance, suivant la courbe d'absorption figurant à côté, dont la largeur et la profondeur sont réglables par la résistance variable en série avec le tout. Un tel circuit réglé plus pointu peut être mis à la suite pour absorber une résonance gênante dont on connaît la fréquence ou qu'il est facile de connaître à l'aide d'un piano : il suffit de se rappeler que le *la* normal du milieu du clavier donne la fréquence 435 c/s, le *do* suivant 517, le *mi* suivant 651, et que ces fréquences doublent à chaque octave suivante tandis qu'elles diminuent de moitié à chaque octave précédente.

Supposons que nous désirions réduire le médium autour de 800 c/s. Nous allons calculer la valeur à donner aux éléments avec un peu de détails, afin de servir d'exemple pour toute autre fréquence. Il suffit d'appliquer la formule de Thomson :

$$f = 1 / 2\pi\sqrt{LC}$$

d'où nous tirons : $LC = 1/4\pi^2f^2$, ou encore en exprimant L en *henrys* et C en *microfarads* :

$$LC = 25.316 \text{ divisé par le carré de la fréquence}$$

Cette formule est valable quelle que soit la fréquence. Pour 800 c/s dont le carré est 160.000, cela nous donne $LC = 0,158$. On prendra un C de 0,5 μF avec une self de 0,3 H, et la résistance d'amortissement aura de 200 à 20.000 ohms, suivant le degré d'affaiblissement et la largeur de bande désirés.

S'il fallait creuser autour de 1.000 c/s, le calcul montre que LC ne serait plus que 0,025 environ, ce qui permettrait de se contenter d'un bobinage extrait d'un transfo MF à 130 Kc/s en guise de self.

Quand il s'agit d'étoffer une pointe de résonance, il faut disposer d'un réglage de la fréquence. On peut alors mettre le plus de self possible afin de diminuer la valeur de la capacité, le produit LC étant calculé comme ci-dessus. Cette capacité est formée d'un condensateur fixe avec en parallèle un trimmer permettant le réglage. Alternativement, on peut mettre un gros C et une L assez faible, qu'on règle en supprimant des tours.

● Une chose qui ne cesse de nous étonner, c'est la négligence ou plutôt le mépris avec lequel on traite le transformateur de sortie. Vous voyez des récepteurs de prix, avec un luxe de technique et une construction très soignée, une BF bien étudiée, un push-pull et un excellent haut-parleur, mais ils sont équipés avec un transfo de sortie lamentable, tout petit, bobiné comme une self de filtrage de tous-courants sur des tôles équivoques. On compte beaucoup sur la contre-réaction, bien sûr. Mais il est plus rationnel de ne pas introduire de distorsions pour n'avoir pas à les supprimer. D'ailleurs, la plus belle contre-réaction du monde ne peut donner que ce qu'elle a, et elle sera bien incapable de faire réapparaître les fréquences perdues dans la capacité des bobinages ou la self insuffisante.

Un transformateur de sortie ne transmet pas des volts comme un transfo de liaison BF, mais des watts depuis les fréquences les plus basses jusqu'aux plus élevées, soit de 50 à 6 ou 7.000 c/s. Pour cela, il faut beaucoup de fer à faibles pertes laminé mince, beaucoup de cuivre et une capacité aussi faible que possible entre primaire et secondaire d'une part, entre spires d'un même bobinage d'autre part. Et ceci signifie un volume et un poids respectables.

Si vous aimez la musique, il vaut la peine de faire la dépense, du reste assez élevée, pour doter votre récepteur d'un excellent transfo de sortie que vous reconnaîtrez à son volume et à son poids. Une agréable surprise vous attend.

● Nous ne pouvons passer sous silence une ingénieuse solution du problème des basses qui a été appliquée à un récepteur miniature SONORA. Il ne peut être question de tirer de vraies basses d'un poste pygmée qui n'a qu'un tout petit HP vite surchargé quand on lui demande de vibrer à 100 ou 150 c/s de façon audible, et dont la minuscule ébénisterie n'offre qu'un baffle dérisoire. Mais fort heureusement

L'oreille est bonne fille, elle se fabrique aisément des basses synthétiques du moment qu'on lui en offre les harmoniques. Il suffit donc de s'arranger pour fournir au petit HP les proches multiples de 50 c/s, soit par exemple 150, 200 ou 250 c/s pour « faire entendre » les 50 c/s manquants — un peu criards sans doute, mais on ne peut pas tout avoir...

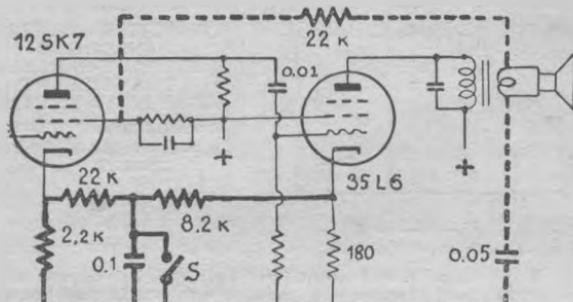


Fig. 6. — BASSES ARTIFICIELLES (SONORA).

La figure 6 montre en gros traits le dispositif : c'est une réaction BF *positive* formée par trois résistances et une capacité entre les cathodes des deux dernières lampes, qui introduit une distorsion harmonique pour les graves seulement. Quand l'interrupteur *s* est ouvert, la caractéristique pentode engendre de puissants harmoniques impairs d'ordre 3, 5, 7, etc.; tandis que le fondamental est mal transmis parce que le condensateur de liaison est intentionnellement réduit à 0,01 µF. En fermant *S*, l'effet disparaît avec la réaction.

En pointillé : ligne de contre-réaction *négative* qu'il ne faut pas confondre avec la précédente.

LE HAUT-PARLEUR

Nous arrivons au bout de l'acte d'accusation avec un coupable aussi coriace que tous les autres réunis : car s'il est relativement facile de purifier un étage, le haut-parleur ne se laisse pas aisément persuader de dire la vérité, rien que la vérité, toute la vérité.

Pour comprendre ses défauts et leurs remèdes, il nous faut d'abord faire un peu de théorie.

En passant dans la bobine mobile du haut-parleur, le courant modulé y fait naître une force électrodynamique qui tend à mettre en mouvement l'équipage mobile comprenant la bobine mobile, la membrane et le spider. Mais la nature n'aime pas qu'on la bouscule, et l'équipage s'oppose autant qu'il peut à cette contrainte par son *impédance mécanique* (*) exactement comme un circuit électrique oppose son impédance à la force électromotrice. Comme l'impédance électrique, l'impédance mécanique a trois composantes : la résistance due aux frottements internes des fibres et au malaxage de l'air dans l'entrefer, l'inertance due à la masse des parties mobiles, la raideur élastique du spider et de la membrane. La résistance absorbe de l'énergie, mais non l'inertance et la raideur élastique qui se contentent de déphaser le déplacement de la membrane par rapport à la force électrodynamique qui le provoque.

Le lecteur au courant des mœurs des circuits résonnantes a déjà saisi le parallélisme : la force électrodynamique est l'équivalent de la force électromotrice, frottement = résistance électrique, inertance = inductance, raideur élastique = capacitance. Et il a deviné qu'à une certaine fréquence, l'inertance équilibre la raideur, il ne reste plus que la résistance. C'est la fréquence propre de résonance qui se situe entre 30 et 200 c/s selon l'instrument.

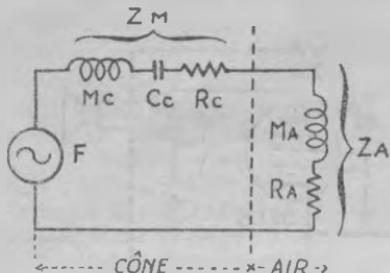


Fig. 7.
CIRCUIT ELECTRIQUE
ANALOGUE
AU HAUT-PARLEUR
TRAVAILLANT
DANS L'AIR AMBIANT
 Z_m = Impédance mécanique
 Z_a = Impédance de rayon-
nement.

Mais le diaphragme prend appui sur l'air qui lui oppose une *impédance de rayonnement*, formée elle aussi d'une partie fixe ou résistance qui est la charge utile et d'une partie déphasée de 90° ou réactance d'inertie due à la masse de l'air qui agit exactement comme l'inductance d'un circuit électrique : elle n'absorbe pas d'énergie, mais déphase les résonances de la membrane. Finalement, nous pouvons représenter l'action du haut-parleur par l'analogie électrique de la figure 7, où l'on voit la source de force électrodynamique F (action du champ sur le courant de la bobine mobile chargée d'abord par sa propre impédance « interne » ou mécanique Z_m formée de $R_c + M_c + C_c$ (frottement, masse, élasticité du cône et débitant dans l'impédance de rayonnement Z_a formée de $R_a + M_a$ (viscosité et masse de l'air brassé).

La puissance réelle transférée dans l'air se calcule comme en électricité : au lieu de $W = RI^2$, nous avons $W_a = R_a I^2$ (ici, I est le volume d'air déplacé par seconde) — et de même qu'en électricité $I = E/Z_{\text{total}}$, nous aurons ici $I^2 = F^2/(Z_m + Z_a)^2$, d'où :

$$W_a = F^2 \frac{(Z_m + Z_a)^2}{R_a}$$

Pour extraire d'un générateur le maximum de puissance, nous savons que l'impédance du récepteur doit être égale à celle du générateur ou du moins qu'il faut la lui « faire voir » telle à l'aide d'un transformateur qui joue le rôle de verre grossissant ou rapetissant, suivant le cas. Or, l'impédance mécanique d'un HP normal est considérable devant celle de l'air sur lequel il prend appui, si bien que dans notre formule ci-dessus nous pouvons négliger Z_a , et il reste :

$$W \text{ rayonné} = \text{environ } R_a \frac{F^2}{Z_m}$$

Dès lors, nous voyons se dessiner les moyens d'accroître le rendement : on s'efforce de réduire Z_m (cône léger et indéformable facilement déplaçable), on adapte Z_a à Z_m à l'aide d'un transformateur (en acoustique, c'est un pavillon ou son équivalent), on augmente si possible R_a (cône de grandes dimensions, pavillon exponentiel à large gueule).

Il est très important de charger convenablement un haut-parleur, car la bonne reproduction des sons graves en dépend. En effet, non seulement notre oreille exige 200.000 fois plus d'intensité d'un son à 50 c/s que d'un autre à 2.000 c/s pour l'entendre aussi bien, mais encore le diaphragme devra déplacer 1.600 fois plus d'air pour la même intensité, car le volume d'air déplacé est inversement proportionnel au carré de la fréquence. Total : $1.600 \times 200.000 = 320$ millions de fois plus d'air déplacé à 50 c/s qu'à 2.000 c/s pour recevoir la même sensation de puissance sonore ! C'est énorme, mais c'est ainsi. Si nous voulons des graves, il faut fournir beaucoup de watts à un gros HP à haut rendement.

Il y a une autre raison : si nous envoyons des graves puissantes dans un HP peu chargé (par exemple muni d'un baffle trop petit), il travaillera presque à vide et son cône décrira des oscillations violentes, d'où déformations de la membrane, bobine mobile sortant de l'entrefer et grave distortion. Donc : *il ne faut renforcer les graves que si le haut-parleur est capable de les digérer*, autrement dit : si sa bobine mobile peut se déplacer assez loin dans un champ uniforme et si la résistance de rayonnement est suffisante.

QUELQUES DÉFAUTS DU H.P. DYNAMIQUE

Il est encore loin de l'idéal qui serait une « sphère pulsatrice ». Ce n'est même pas un piston, mais une « nappe de transmission » qu'on peut assimiler à une infinité de rayons vibrant comme des lames et interconnectés. L'ébranlement du centre se propage le long de chaque lame radiale à une vitesse variable avec la fréquence, voisine de celle du son dans le papier : la lame ondule, une partie de l'ébranlement est rayonnée dans l'air, une autre partie est réfléchie par le bord (libre ou contraint) et revient vers le centre en rayonnant aussi, et ainsi de suite jusqu'à totale absorption (fig. 8).

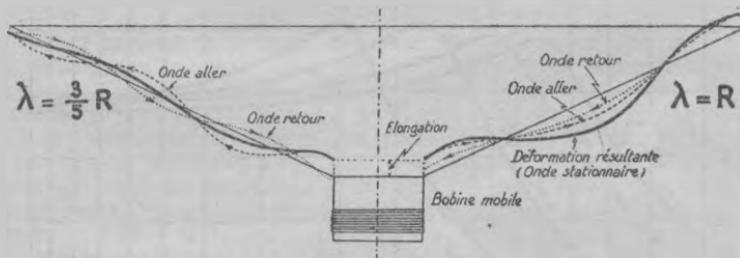


Fig. 8.

DEFORMATIONS RADIALES GROSSIES DE LA MEMBRANE pour deux fréquences pures avec une seule réflexion marginale.
A gauche : l'onde réfléchie annule partiellement l'onde primitive et la résultante est déphasée.

Il est résulte des vibrations fort complexes, génératrices d'harmoniques, de renforcements et d'affaiblissements qui n'étaient pas dans le signal. La membrane vibre suivant plusieurs « modes », dont le plus simple a lieu quand le rayon est égal au quart de la longueur d'onde (fréquence 600 à 1.400 c/s suivant le diamètre) : à cette fréquence, il n'y a pas de réflexions, le déplacement est maximum au centre et toutes les parties du cône sont en phase. Aux fréquences plus basses, le cône agit comme un piston — aux plus hautes, les ondes radiales sont réfléchies et il y a des ondes circulaires.

On a bien tenté de s'opposer à ces vibrations de la membrane par des nervures radiales et circulaires, en réduisant l'angle au sommet, en les absorbant par la texture — ou à les neutraliser en modifiant la forme conique, mais avec des résultats discutables. Un cône mou réduit bien les résonances et favorise les transitoires, mais il absorbe les fréquences élevées et réduit la puissance. Un cône dur favorise les résonances et les aiguës, donc augmente le rendement. Le diffuseur idéal serait un disque sans poids et rigoureusement indéformable.

A certaines fréquences critiques, le haut-parleur ajoute au fondamental, non seulement des harmoniques supérieurs, mais encore les inférieurs les plus proches. De plus, dans les instruments à bon marché, le bord de la membrane est intentionnellement raidi pour limiter la course de la bobine mobile et la maintenir ainsi dans l'entrefer réduit, ainsi que pour le faire vibrer en harmoniques sur les fréquences très basses et obtenir ainsi des basses synthétiques, comme il a été exposé plus haut. Mais il se produit de l'intermodulation entre basses et aiguës qui rend la reproduction rugueuse.

Un champ magnétique trop faible dans l'entrefer réduit considérablement le rendement et amollit les transitoires.

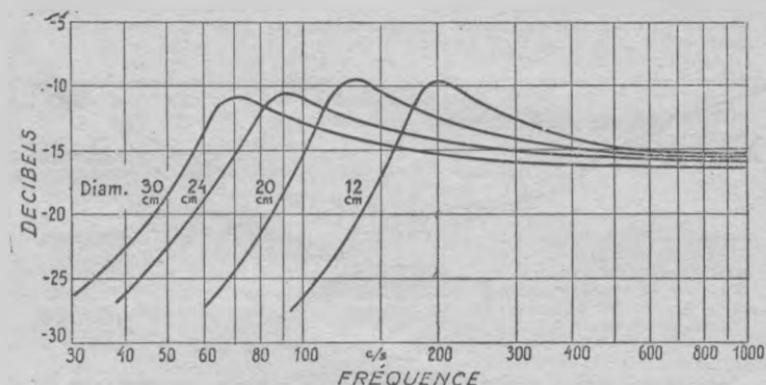


Fig. 9.
RENDEMENT DE QUATRE CONES DIFFERENTS
montés sur le même moteur avec baffle infini
(d'après H.S. Knowles).

Grandeur du diaphragme.

Il semblerait que de diaphragme n'est jamais trop grand. En effet, la précieuse résistance de rayonnement R_A croît comme la quatrième puissance du rayon aux basses fréquences sonores, et la puissance rayonnée en fait autant. Donc, pour une même amplitude de déplacement, la fréquence la plus basse correctement reproduite diminue de moitié quand on double le rayon du cône, comme le montre la figure 9 qui donne les courbes de rendement obtenues avec quatre cônes de différents diamètres. On constate pour chaque

cône une chute de rendement plongeante des notes très graves à partir d'une certaine fréquence critique qui est le quotient de 1085 par le rayon en cms (*). C'est seulement à partir de cette fréquence que le rendement est constant.

Mais un grand cône rigide ne peut être léger, car sa masse augmente comme le cube de ses dimensions. On est vite limité, d'autant plus qu'un grand cône reproduit mal les fréquences élevées. D'où les solutions bien connues : plusieurs haut-parleurs pour les grandes puissances (à moins d'utiliser les HP à pavillon et chambre de compression) — division du travail entre un « woofer » à grand cône chargé de reproduire correctement les graves et un « tweeter » de petites dimensions qui s'occupe plus spécialement des aiguës.

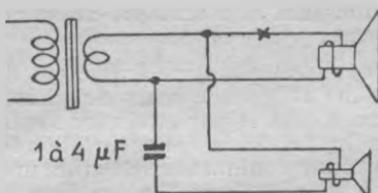


Fig. 10. — DIVISEUR SIMPLE BASSES-AIGUES.

C'est justement ce qu'il convient de faire pour apprendre la musique à un petit récepteur populaire muni d'une lampe de sortie capable de fournir un peu de puissance : son HP tout petit sera utilisé comme « tweeter » et on lui adjoint un HP supplémentaire aussi grand que possible pour faire justice aux basses. On trouvera page 198 toutes indications pour partager correctement la sortie entre les deux appareils. Plus simplement, on pourra se contenter du diviseur de la figure 10. Bien entendu, le transfo de sortie aura le rapport correct : *grosso modo*, l'impédance totale des deux bobines mobiles en parallèle est presque égale, dans le grave et le medium, à celle du gros HP seul à cause de l'impédance importante du C en série avec le petit (4 microfarads font environ 40 ohms à 1.000 c/s et 80 à 500 c/s). Pour obtenir le rapport du transfo de sortie, il suffira donc de diviser l'impédance de sortie par celle du HP, puis de prendre la racine carrée du quotient.

Exemple : une 6 V 6 alimente deux HP suivant figure 10, impédances 6 et 12 ohms. Les tableaux des lampes donnent pour cette lampe une impédance de charge de 5.000 ohms. Nous calculons :

$$\text{Rapport du transfo} = \sqrt{5.000 : 6} = \sqrt{833} = \text{env. } 29$$

Ce simple montage ne vaut évidemment pas un diviseur de fréquences élaboré. On aura soin de ne pas trop espacer les deux HP et surtout de les mettre en phase comme indiqué page 201.

(*) Interprétation de la relation $\lambda = 2\pi R$.

LE BAFFLE

Si nous le laissons tout nu, notre haut-parleur comprimerait l'air par une face de son diaphragme et le déprimerait par l'autre à chaque déplacement. Aux basses fréquences, l'air comprimé sauterait le bord du diaphragme pour combler la dépression régnant momentanément de l'autre côté, et cela ferait un va-et-vient local au lieu de mettre en branle tout l'air d'une salle. Pour éviter ceci, on peut allonger le chemin du court-circuit, en entourant le haut-parleur d'un large écran plan, et il est facile de voir qu'il doit obliger le son à parcourir au moins la moitié de la longueur d'onde la plus grande qu'on désire conserver. Par exemple, 100 c/s ont une longueur d'onde de $340/100 = 3\text{ m.} 40$, il faut un baffle de 1 m. 50 circulaire ou carré, mais on se contente souvent d'un peu moins en admettant une certaine atténuation de la fréquence la plus basse.

Les deux faces du diaphragme expédient donc dans l'air des ondes de même fréquence mais de phase opposée qui, parties d'une face, finissent par atteindre l'autre en contournant le bord du baffle. Si la longueur d'onde est égale au chemin parcouru pour contourner le baffle, une compression envoyées par une face atteindra l'autre face du diaphragme au moment où celle-ci crée une dépression, ce qui annule son effet. Mais si le chemin était plus long d'une demi longueur d'onde, c'est le contraire qui aurait lieu : la compression arriverait au moment où l'autre face comprime aussi, et en renforcerait l'effet. Un peu de réflexion montre qu'un baffle circulaire renforcera les sons dont la longueur d'onde est égale au double, aux $3/2$, au $5/2$, etc. du chemin que leur impose le baffle entre les deux faces du cône, tandis qu'il les affaiblira si leur longueur d'onde est égale à ce même chemin, ou à la moitié, etc. En faisant monter la fréquence à partir de la plus basse conservée par le baffle, on assiste à une série de renforcements et d'affaiblissements alternés dont les deux premiers surtout sont gênants.

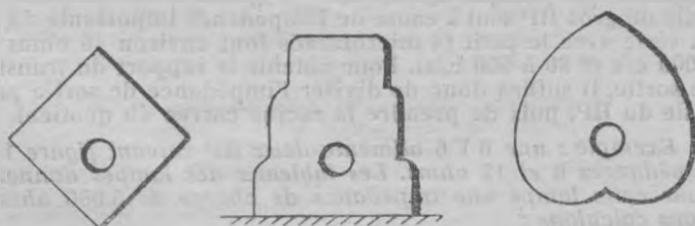


Fig. 11. — BAFFLES PLANS IRREGULIERS.

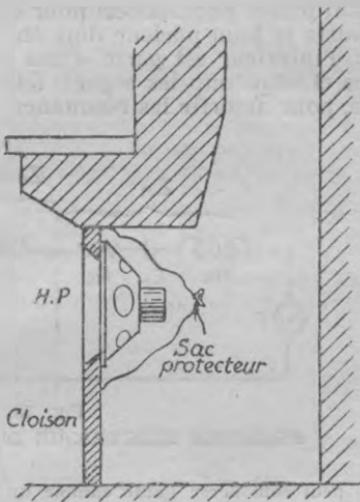
Pour étaler ces pointes de résonance, il faut proscrire le baffle rond et choisir un baffle irrégulier offrant au son qui le contourne des chemins de différentes longueurs — par exemple en décentrant le HP dans un baffle carré ou rectangulaire (fig. 11).

Si vous voulez obtenir les basses jusqu'à 50 c/s, un baffle rigide de 3 mètres est nécessaire. Bien entendu, il n'est pas question d'installer un tel panneau dans un appartement, mais il y a cependant deux solutions : un trou circulaire dans une cloison pour y loger le haut-parleur, et une cheminée désaffectée dont on garnit l'ouverture d'un épais panneau en bois ou en plâtre percé d'un trou pour recevoir le gros HP (fig. 12). C'est propre, efficace et peu coûteux.

Fig. 12.

HAUT-PARLEUR
INSTALLE
DANS UNE CHEMINEE.

Le sac protecteur le plus pratique est en tissu caoutchouté ou en plastique imperméable joignant parfaitement au baffle, pour soustraire la membrane à l'humidité.



L'ÉBÉNISTERIE

Un coffret ouvert à l'arrière agit comme un baffle plan, mais ajoute la résonance de sa colonne d'air intérieure qui vibre en quart d'onde comme un tuyau fermé. Par exemple, une boîte profonde de 30 cm. et pas trop longue résonnera sur 120 cm. de longueur d'onde, soit 283 c/s. C'est la raison du « son de tonneau » de beaucoup d'appareils étroits, profonds et contenant beaucoup d'air. On les corrige en mettant des paquets de coton dans les espaces vides, mais en laissant cependant les passages nécessaires à l'évacuation de l'air chaud. La meilleure ébénisterie est la plus lourde et la moins sonore.

On ne gagne pas grand chose en fermant l'ébénisterie à l'arrière par une cloison rigide, car le cône doit lutter contre l'élasticité de l'air enfermé et ce qu'on gagne en graves est en partie perdu par l'élévation de la fréquence de résonance propre de l'équipage mobile — même si le volume interne est important. Pour éviter la résonance des parois, il faut les tapisser intérieurement avec des matériaux absorbants. La puissance est réduite de moitié environ. Ce « baffle infini », comme on l'appelle parfois, est assez peu employé.

LE BAFFLE RÉFLEX

Voici sans doute l'un des meilleurs moyens pour obtenir d'un coffret de dimensions acceptables des résultats comparables à ceux que donnerait un grand baffle. Sa construction est à la portée d'un bricoleur adroit et il est facile à mettre au point. En gros, c'est un coffret fermé, avec une ouie pratiquée à faible distance du haut-parleur (fig. 14). On le fait en matériaux insonores : contreplaqué épais, isorel, etc., en prenant toutes précautions pour éviter les vibrations. L'avant qui porte le haut-parleur doit être particulièrement rigide et épais, l'intérieur est garni d'une matière qui absorbe peu les basses et beaucoup les aiguës, telle que du liège ou du feutre dense, pour amortir les résonances dues aux ondes réfléchies.

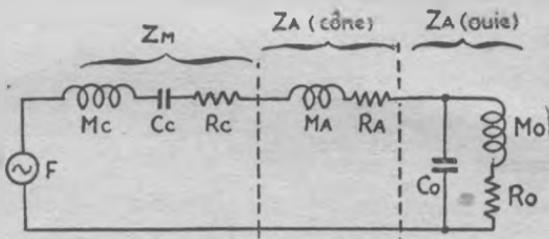


Fig. 13.

ANALOGIE ELECTRIQUE DU BAFFLE REFLEX.

On peut considérer l'ouie comme un diaphragme virtuel sans masse ni raideur, couplé avec le cône du HP par la raideur élastique de l'air intérieur. Pour avoir une idée de ce qui va se passer, le mieux est encore de revenir à l'analogie électrique de la figure 7. Le diaphragme virtuel représenté pas l'ouie a, lui aussi, une résistance de rayonnement Ro et une masse de rayonnement Mo , qui sont celles de l'air extérieur qu'il remue. De plus, il a une «capacité» Co qui est son couplage élastique avec le cône par l'air intérieur. Par conséquent, le fait de brancher ce nouveau diaphragme «en parallèle» sur le cône peut se traduire électriquement comme le montre la figure 13, où un nouveau circuit $RoMoCo$ a été ajouté à ceux de la figure 7 qui représentaient le haut-parleur à baffle normal. Ceci a pour effet de déphaser d'environ 180° le rayonnement de l'envers du cône (masse de rayonnement de l'ouie jouant le rôle d'une self-induction et l'élasticité de l'air enfermé jouant le rôle d'une capacité).

On règle les dimensions de l'ouie et le volume d'air pour que la fréquence de résonance soit du même ordre que celle du haut-parleur. Dans ces conditions, l'arrière du cône est fortement chargé par l'impédance de rayonnement sur une plage s'étendant d'un tiers d'octave au-dessous à un tiers d'octave au-dessus de cette fréquence de résonance, et son rayonnement arrive à l'ouïe déphasé d'une demi-période, donc en phase avec celui de l'avant du cône.

Les avantages du dispositif sont importants :

1° Le cône est fortement chargé aux très basses fréquences par l'impédance de rayonnement accrue, ses mouvements sont très limités, ce qui réduit les distorsions dues à la raideur de la suspension et aux grands déplacements de la bobine dans un champ non uniforme.

2° La charge accrue aux basses fréquences étend le registre vers les graves.

3° Aux très basses fréquences, c'est l'ouïe qui est la principale source, et comme elle n'a pas de diaphragme ni de suspension, les oscillations de l'air à son niveau peuvent être importantes sans entraîner de distorsions.

4° Les dimensions ne sont pas critiques.

Mais rien n'est parfait en ce bas monde, et le baffle reflex présente quelques inconvénients mineurs :

1° L'air enfermé vibre comme un tuyau fermé, avec un ventre à l'ouïe (si nous osons dire !), et ses harmoniques sont tous impairs.

2° La résonance de la colonne d'air est importante, il faut la tenir au-dessous de 90 c/s pour ne pas travestir la parole. Un baffle reflex ne peut donc pas être très petit.

3° Le rayonnement de l'arrière du cône aux fréquences élevées est perdu. Il faut donc utiliser un « tweeter » supplémentaire, ou tout au moins monter dans le baffle un HP qui donne bien les aiguës, ou encore favoriser celles-ci au détriment du médium par un filtre approprié.

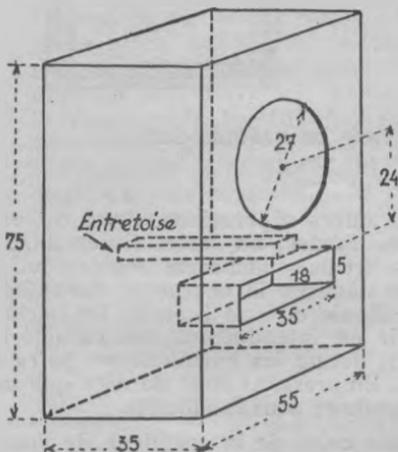


Fig. 14
DIMENSIONS
INTERIEURES
D'UN BAFFLE REFLEX
DEVANT EQUIPER
UN HAUT-PARLEUR
DE 30 CMS.

La construction n'offre aucune difficulté. Les deux paramètres importants sont évidemment le volume d'air et les dimensions de l'ouïe. Pour celle-ci, c'est bien simple : on peut en première approximation lui donner une surface égale à celle de la membrane du haut-parleur, quitte à la modifier aux essais. Quant au volume, il dépend justement de la surface de l'ouïe et de la période propre du haut-parleur, mais on pourra prendre 140 à 150 dm³ pour un haut-parleur de 30 cm., 100 à 110 dm³ pour un HP de 25 cm. et 60 à 70 dm³ pour un instrument de 20 cm. Les proportions à donner n'ont rien d'absolu, la figure 14 donne les cotes typiques d'un tel baffle dont on pourra s'inspirer pour d'autres dimensions.

Il faut que la face arrière soit épaisse et rigide, de même que l'avant. On les entretoisera comme indiqué. On ne doit admettre aucune fente, aucun vibration dans les éléments, un collage vissé est tout indiqué. Remarquez que l'ouïe se prolonge dans le coffre par un auvent qui la sépare du HP.

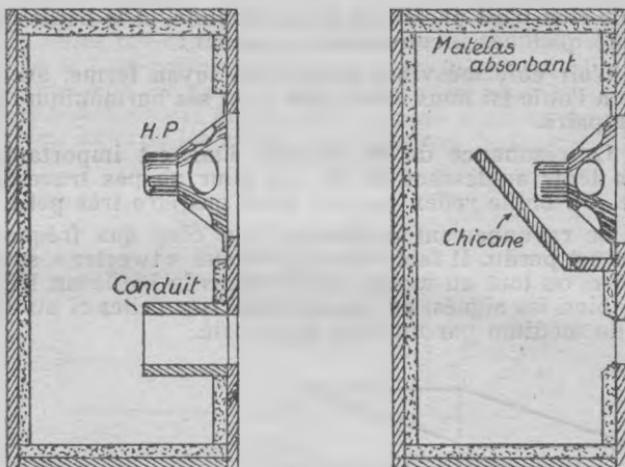


Fig. 15. — DEUX TYPES DE BAFFLES-REFLEX.

La figure 15 montre deux autres séparations, l'une est une chicane assez développée, l'autre un conduit encadrant l'ouïe. Les deux premiers artifices abaissent légèrement la fréquence de résonance du cône en le chargeant davantage, le second modifie celle de l'ouïe et tend à étaler les harmoniques de la colonne d'air en introduisant des caractéristiques de tuyau ouvert, qui donne les harmoniques pairs et impairs, comme on le sait. Emprons-nous de dire que ces séparateurs, chicanes et conduits sont facultatifs.

Le principal réglage sera celui de la grandeur de l'ouïe. Au fur et à mesure qu'on la réduit, la résonance du cône et de la colonne d'air s'abaisse jusqu'à un minimum, puis elle remonte à cause de la « raideur de l'air » qui s'ajoute à celle de la suspension, comme nous l'avons vu au sujet du baffle infini.

Si la reproduction est trop grave, ou donne un son de « tonneau », voici deux remèdes :

1° Eloigner le haut-parleur de son ouverture, à l'aide de rondelles d'épaisseur en feutre de 3 à 5 mm.;

2° Remplacer le revêtement intérieur absorbant trop dur par de l'ouate maintenue à l'aide de mousseline à beurre pour absorber les ondes stationnaires.

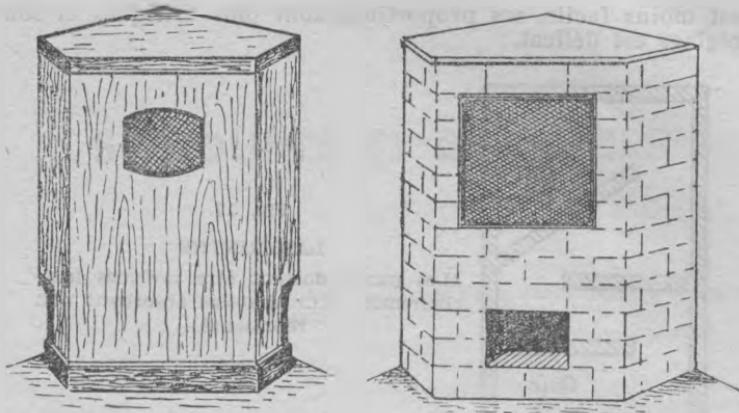


Fig. 16. — BAFFLES REFLEX D'ANGLE.

● Une variante intéressante consiste à supprimer le coffret pour ne garder que le devant et le dessus du meuble. Comme le montre la figure 16, il suffit d'utiliser un angle d'une pièce, qui fournit le fond, les côtés et le plancher, en respectant les volumes indiqués plus haut. La firme Wharfedale, en Angleterre, est même allée plus loin : pour obtenir l'indispensable rigidité qui garantit contre les absorptions de certaines fréquences (car une ébénisterie qui vibre吸吮 la fréquence de sa vibration) la face avant est faite de deux contreplaqués rapprochés et convenablement entretoisés, ce qui forme un panneau creux qu'on remplit de sable sec. Dans une autre réalisation, le baffle reflex est construit en briques, tout simplement ! On met là-dedans, bien entendu, un HP de 35 cm., et on le complète par un « tweeter » posé dessus. Il paraît que les résultats sont excellents, ce que nous croyons aisément.

LE LABYRINTHE

Cet autre « baffle en meuble » représenté par la figure 16 n'est autre chose qu'un moyen d'allonger le chemin entre les deux faces du cône à l'aide de chicanes qui débouchent dans une ouïe placée en bas du meuble. Tout l'intérieur est tapissé de matériaux absorbants, pour des raisons déjà exposées. Ce dispositif est également assimilable à un tuyau d'orgue fermé, la longueur d'onde de résonance est égale à quatre fois le trajet du son dans le labyrinthe. On s'arrange pour faire coïncider cette résonance avec celle du cône. Le fonctionnement est assez semblable à celui du baffle reflex et, bien réglé, il reproduit les graves encore mieux que lui. Malheureusement, il absorbe davantage les aiguës, sa construction

est moins facile, ses proportions sont plus critiques et son réglage est délicat.

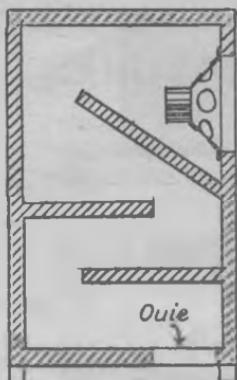


Fig. 17.

LABYRINTHE.

(Les parois doivent être revêtues intérieurement d'un matelas absorbant non représenté).

ET SI LE POSTE MANQUE DE PUISSANCE ?

« Tout ceci est bel et bon, diront certains lecteurs, mais croyez-vous qu'un miniature tous-courants va pouvoir alimenter un de vos mastodontes en plus de son petit haut-parleur ? »

La réponse de l'auteur sera quelque peu normande: oui et non. Oui, parce qu'un quart de watt modulé bien réparti entre deux haut-parleurs ne fera pas moins de bruit que si vous l'envoyez dans un seul. Il en fera même davantage, puisque le rendement du haut-parleur supplémentaire est amélioré. Non, parce qu'une faible puissance ne permet pas d'extraire d'une baffle reflex tout ce qu'il est capable de donner, car les graves sont de grosses brutes qui demandent à être bien nourries...

Si bien que tôt ou tard vous complèterez votre gros HP par un push-pull qui pourra être monté sur un petit châssis séparé, alimenté par son propre redresseur et raccordé à l'entrée de la BF du poste. Bon courage et bonne chance ! Et surtout, n'oubliez pas de bien déronfeler votre poste, car un faible ronflement presque inaudible avec le méchant haut-parleur d'un petit poste devient insupportable quand on l'envoie dans un gros dynamique monté correctement sur un baffle reflex.

SOUDURES ET BRASURES

« Il ne suffit pas de la connaître, il faut savoir la pratiquer. »

(La Sagesse Populaire)

Le fer à souder est incontestablement l'outil N° 1 du dépanneur, mais tous s'en servent-ils correctement ? Il est permis d'en douter si l'on en juge d'après le nombre de soudures collées, oxydées ou grenues qu'on rencontre dans les récepteurs sortant de leurs mains, sans parler des condensateurs coulés et des isolants carbonisés.

Regardez comment procèdent neuf « soudeurs » sur dix. Après un semblant de grattage de la partie visible du joint qui reste sale à l'intérieur, ils fondent une goutte de soudure décapante à l'aide d'un fer à panne malpropre et tâchent de la faire prendre sur le joint. La soudure s'accroche péniblement en un point, mais refuse d'aller plus loin : alors, ils frictionnent vigoureusement le métal récalcitrant avec la panne de fer, en remettant de la soudure qui s'étale à regret un peu plus loin sans pénétrer dans le joint. Ils se déclarent satisfaits, sinon, ils grattent un peu plus, à moins qu'ils n'abreuvent le satané joint de graisse corrosive ou d'*« esprit de sel décomposé »*, qui ouvre enfin le chemin à la soudure, mais rongera le métal et isolera le joint avant longtemps. Dans tous les cas, la soudure est ratée, mécaniquement et électriquement.

Nous pensons donc faire œuvre pie en réunissant quelques principes, recettes et tours de main relatifs à la soudure en électricité, laissant à d'autres le soin d'enseigner aux amateurs comment il faut s'y prendre pour rater la soudure d'un tuyau de plomb ou d'une toiture en zinc.

L'OUTILLAGE

● Il faut avant tout un fer à souder électrique de 100 watts, de la meilleure fabrication qu'on puisse trouver, à panne et résistance remplaçables et aussi fuselées que possible pour aller partout, et muni d'une bêquille effaçable pour pouvoir le poser sans brûler l'établi. Nous avons muni d'une bêquille

un fer qui n'en avait pas en percant deux trous de 15/10 diamétralement opposés dans l'enveloppe du corps de chauffe, pour recevoir les deux bouts d'un morceau de corde à piano repliée en étrier (fig. 1).

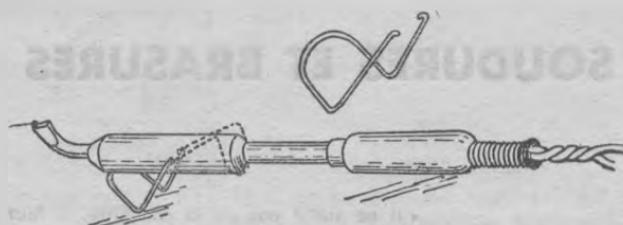


Fig. 1. — ETRIER EN CORDE A PIANO.
(position repliée en pointillé).

Bien manié, ce fer standard peut servir à exécuter toutes les soudures de la radio, en remplaçant au besoin la panne normale par d'autres plus grosses ou plus pointues, droites ou courbes. Mais il vaut mieux posséder en outre un fer léger et mince à chauffe rapide, de préférence à panne creuse chauffée intérieurement comme une cathode. Son seul inconvénient est le prix et l'obligation d'utiliser un transfo abaisseur. Au lieu de l'élément chauffant à résistance, certains ont un charbon qui s'échauffe ainsi que la panne à la zone de contact, par le passage du courant. L'échantillon que nous avons eu en mains marchait irrégulièrement.

Citons encore le fer-transfo en forme de pistolet, à secondaire en gros fil alimentant une épingle à cheveu en cuivre figurant le canon et formant la panne. Il est chaud en quelques secondes, la détente-interrupteur contrôle la température, c'est assez pratique quoique un peu lourd pour le travail précis.

Donc, il faut au moins deux fers, un bon gros qui restera presque toujours sur le courant et un petit, mince et léger à chauffe rapide. Il n'est pas mauvais d'en avoir un de bonne taille, chauffé au gaz ou à la lampe, véritable fer de ferblancier pour les grosses soudures. On sera bien content de l'avoir pour faire de bonnes prises de masse sur les châssis où le fer électrique courant ne fait guère que des collages, parce qu'il n'apporte pas assez de calories dans sa panne trop petite.

● On ne fait pas encore de fers à thermostat, et c'est bien dommage. Résultat : le fer normal chauffe lentement et se surchauffe quand même entre les soudures si aucune mesure de protection n'est prise. Parmi celles-ci, citons :

a) L'interrupteur à levier dans la poignée, à la façon des téléphones d'appartement. Il court-circuite une résistance additionnelle quand on saisit le fer, ce qui le met à l'allure de grande chauffe.

b) Le support-interrupteur d'établi, qui introduit au contraire une résistance en série au repos. La construction d'un tel support est décrite dans le Memento 4^e volume.

c) Le support-radiateur qui dissipe les calories en excès.
Un modèle est également décrit dans le Memento 4^e volume.

Pour notre usage personnel, nous avons encore un *stand de soudage* bien pratique. C'est un disque épais de carton d'amiante d'environ 20 cm. de diamètre sur lequel sont fixés, par collage au silicate de soude ou par rivets d'alu :

a) Une petite brosse métallique sans manche, poil en l'air.

b) Un morceau de brique creusé d'une rainure.

c) Un couvercle de boîte à cirage contenant un tampon saturé de graisse décapante.

Ces trois engins servent à refaire une beauté à la panne et à la rétamé de temps à autre, ils sont placés côte-à-côte sur un bord. L'espace restant reçoit le fer au repos posé sur son radiateur, ainsi que la soudure et autres accessoires.

● On sait que la panne du fer s'oxyde vite. Cette « calamine » thermiquement isolante oblige à des démontages fréquents et met rapidement la panne hors d'usage. On prolonge beaucoup sa vie en même temps qu'on la maintient propre, en la recouvrant d'un métal moins oxydable qui peut être de la *brasure à l'argent*. La panne bien propre est tenue dans une pince, bien barbouillée de bouillie de borax, surmontée de paillettes de brasure également mouillées de bouillie et chauffée à la lampe jusqu'à fusion de la brasure qui s'étale aisément pour peu qu'on l'y aide avec un bout de fil de fer façonné en grattoir.

Un fer travaille mal si la tranche n'est pas maintenue bien étamée et sans piqûres. Quand la panne a été surchauffée, on l'avive d'un coup de lime *jusqu'au fond des piqûres*, on la chauffe jusqu'à ce que le métal prenne la coloration « gorge de pigeon » et on barbouille avec un bout de soudure à l'âme de résine qui s'étale toute seule, puis on l'essuie sur un chiffon suffisé. A la longue, la soudure est moins bien retenue, parce que le cuivre a formé avec elle (surtout si elle est mauvaise !) un alliage dur qu'il faut enlever à la lime avant de rétamé la panne. Il n'est pas mauvais de marteler le cuivre, qui devient poreux à l'usage. Et laissons aux ferblantiers la « pierre d'ammoniaque » qui sans doute nettoie bien les pannes, mais les use rapidement et oblige à de fréquents rétamages. Du reste, un fer non surchauffé, bien étamé avec de la bonne soudure et souvent essuyé sur un chiffon gras a rarement besoin d'un coup de lime.

QU'EST-CE QU'UNE BONNE SOUDURE ?

C'est la pénétration et le remplissage complet de l'intervalle séparant deux pièces métalliques par un métal fusible qui mouille les pièces et les réunit fortement en se solidifiant. Au microscope (*), on peut voir qu'il s'est formé une couche

(*) Après polissage de la coupe et attaque par des réactifs appropriés aux métaux examinés.

intermédiaire d'alliage qui sert de trait d'union, à fine structure cristalline, suivie du métal de soudure homogène. Un tel joint est à la fois robuste et bon conducteur.

Pour obtenir ce résultat, il faut :

1° Qu'il ne reste aucune trace d'oxydes ou de corps étrangers sur les pièces que la soudure ne pourrait atteindre. C'est la cause N° 1 des soudures ratées.

2° Que les pièces soient chauffées à la température de fusion de la soudure, sinon la couche intermédiaire d'alliage ne se formera pas. On pourra peut être obtenir une soudure adhérente par attraction moléculaire, mais elle ne vaudra pas le joint continu par alliage.

3° Que la chaleur soit appliquée assez longtemps pour donner à l'alliage le temps de « pousser des racines » dans les pièces à réunir, autrement dit, de devenir assez important. Toutefois, un excès de chauffe aurait pour résultat de former de gros cristaux métalliques et de diminuer la cohésion.

4° Que la soudure « mouille » les pièces, c'est-à-dire s'y étale spontanément au lieu de rester en boule. Cela dépend de la composition de la soudure *et du métal à souder*.

5° Que les pièces à souder s'adaptent bien l'une à l'autre, en laissant un espace assez étroit pour que la soudure y soit attirée par capillarité. Notons qu'elle ne pénétrera pas dans un espace inexistant : il ne faut donc serrer les surfaces en contact pendant la soudure que si elles sont préalablement étamées ou séparées par une lame de soudure.

6° Que les pièces soient rigoureusement immobiles pendant toute la durée du refroidissement, car la soudure est très friable à cet état.

7° Que le refroidissement soit rapide pour éviter le grossissement des cristaux métalliques, ce qui donnerait une soudure terne à résistance diminuée.

Une soudure bien faite doit être brillante, sans excès de métal, sans trous ni manques. En général, elle ne doit pas être considérée comme une liaison mécanique suffisante, mais comme le complément d'un accrochage, d'un sertissage, d'une épissure ou d'une rivure qui seuls peuvent résister aux vibrations et aux efforts importants. Enfin, rappelons-nous que la soudure est dix fois plus électriquement résistante que le cuivre : donc *elle doit présenter au courant une section beaucoup plus grande*, d'où nécessité de larges surfaces de contact. Aux très hautes fréquences, le problème est encore plus aigu, car c'est la surface extérieure qui conduit le courant et non la masse centrale, d'où la série de petites évidences : soudure à très haute teneur d'étain, moins résistant que le plomb — soudure courte et épaisse — pas de débordement, pas d'étamage du fil au delà de l'endroit soudé qui équivaudrait à remplacer le fil ainsi étamé par un bout de fil résistant.

Et nous nous méfierons comme de la peste des « belles » soudures qui font la perle bien sphérique et semblent posées comme des gouttes de rosée. Neuf fois sur dix, c'est un collage et non une soudure. Quand l'étain mouille réellement le métal sous-jacent, il s'étale sur lui comme de l'huile et n'a

aucune tendance à se mettre en boule. La perle est souvent l'indice d'une soudure faite trop vite, sans échauffement suffisant du métal.

COMMENT RÉUSSIR UNE SOUDURE RADIO

Cela peut se résumer en quelques mots : bon décapage, bonne soudure, bonne chaleur, pas d'impatience et presque toujours : étamage préalable des pièces réunies.

Mais procédons par ordre.

1. — Il faut avant tout ne souder que des joints propres, débarassés de toute trace d'oxyde, de saleté, de graisse et même de marques de doigts. Le nettoyage des pièces à joindre est *extrêmement important*, et il est inutile de songer à faire une soudure correcte sur des pièces insuffisamment décapées. Le fer à souder n'est pas un grattoir, il n'est qu'un conducteur de chaleur.

On met le métal à nu au grattoir, à la lime, au papier de verre ou au tampon de laine d'acier. Un excellent outil est le gratte-bosse : vous achetez une de ces petites brosses métalliques à fines soies, vous en arrachez une touffe que vous transformez en pinceau au moyen d'une ligature coulissante, permettant de durcir ou assouplir son action. L'acier très rouillé demande parfois l'intervention de l'acide chlorhydrique (ou esprit de sel) dilué d'eau. Bien rincer et sécher rapidement avec de l'ouate après dissolution de la rouille.

2. — On gagne énormément de temps et on réussit à coup sûr les soudures difficiles en étamant d'abord les pièces qui ne le sont pas à l'endroit du joint, même si elles sont en cuivre brillant. Cet étamage préalable est du reste obligatoire quand la pièce soudée demande une intervention rapide (exemple : condensateur fermé à la cire, bornes ou cosses montées sur ébonite). La meilleure méthode paraît être la suivante :



Fig. 2. — ETAMAGE AU FER D'UNE PETITE PIÈCE.

Le fer bien étamé et bien chaud, mais sans excès (qui se reconnaît à la rapide oxydation de son étamage) est largement mis en contact avec la pièce par le plat de sa panne. On touche *rapidement* la ligne de contact avec le fil de soudure décapante dont une parcelle fond et forme liaison thermique (fig 2-1) sans laquelle la chaleur passerait difficilement du fer à la pièce, et on écarte aussitôt la soudure

en la laissant en contact avec la pièce. Celle-ci s'échauffe rapidement, la soudure fond (fig. 2-2), on l'étale avec le fer et on attend que les fumées se dissipent. *C'est la pièce suffisamment chaude et non le fer qui doit fondre la soudure*, sinon le flux serait décomposé par le fer sans avoir eu le temps d'agir sur la pièce tiède et on aurait un étamage sans adhérence.

Il n'y a plus qu'à faire glisser la panne sous un angle de la pièce étamée (fig. 2-3) pour pomper l'excédent de soudure qui retourne au fer par capillarité, à moins que vous ne préfériez l'essorer tout bonnement d'une vigoureuse secousse.

3. — Etamées ou non, les pièces à souder sont réunies en position correcte, et assujetties par un procédé quelconque pour éviter leur déplacement pendant la soudure *et le refroidissement*. Par exemple, un fil formera un crochet bloqué d'un coup de pince sur un autre fil (fig. 3-1), ou une queue de cochon sur une broche (fig 3-2), deux fils à réunir bout à bout seront torsadés ou encore entourés d'une hélice de fil fin étamé (fig. 3-3). Ne préparez pas d'avance toutes vos connexions pour les souder ensuite en série, vous en oublieriez quelqu'une.



Fig. 3. — IMMOBILISATION PRÉALABLE.

(Les boudinettes 3 peuvent être préparées d'avance, on en coupe la longueur voulue au moment de l'emploi. On peut les immobiliser d'un coup de pince sur les fils qui y pénètrent avec du jeu. Elles permettent un dessoudage facile).

4. — La soudure proprement dite se fait au mieux comme il a été dit pour l'étamage : chauffage du joint par large contact de la panne, fusion de la soudure décapsante au contact du joint (et non du fer), répartition de la soudure déposée qui doit normalement être aspirée par tout le joint et s'étaler spontanément, volatilisation du flux jusqu'à disparition de la fumée et refroidissement *total* sans secousse ni mouvement. Il est avantageux de chauffer sous le joint plutôt que dessus. Il est inutile de frotter la panne contre les pièces à souder dans l'espoir de faire prendre une soudure rebelle : si elle prend mal, c'est que le nettoyage est imparfait, le fer trop petit ou trop froid, la soudure de mauvaise qualité ou le flux mal approprié aux métaux à réunir, la panne sale ou mal étamée. En insistant par frottement, on n'aboutira jamais qu'à un collage.

Un bon soudeur ne dépose qu'une quantité de soudure très faible par joint, ce qui donne un aspect plus propre, évite la chute de gouttes dans l'ouvrage, économise la soudure et fait gagner du temps.

Une soudure terne est le signe d'un mauvais métal d'apport, d'un fer insuffisamment chaud, d'un soudeur trop pressé, qui n'attend pas la volatilisation totale du flux, de vibrations ou déplacements en cours de refroidissement.

Les traces de résine carbonisée s'enlèvent par grattage ou avec un peu d'alcool.

QUELQUES TOURS DE MAIN

1. — *Quand le fer est trop petit.*

Un fer ne soude bien que s'il se refroidit peu en travaillant, donc on choisira le fer le plus gros qu'il est possible d'employer pour un travail donné. Le petit fer ne convient que pour les soudures légères (fils fins sur cosses, par exemple).

Si le fer est quand même trop petit pour souder de grosses pièces, on échauffe préalablement celles-ci (flamme, contact d'un gros morceau de fer chaud, etc.).

2. — *Les pièces qui craignent la chaleur.*

Pour souder tout près d'un point qui ne doit pas être échauffé, interposer une lame de carton isolant. Si ce point est en liaison métallique avec la soudure (fil court sortant d'une capacité) interposer un tampon réfrigérant gorgé d'eau : gros fil de coton mouillé et enroulé sur place, rondelle de patate. On recommande aussi de saisir dans une pince plate à becs étroits le fil qui sort d'un condensateur fixe, tout contre la cire de scellement. Les becs de la pince forment radiateur et empêchent la chaleur de fondre la cire, mais ce procédé à l'inconvénient d'immobiliser une main. Les bricoleurs adroits perfectionnent le procédé en fabriquant une « pince radiante » à l'aide d'un crocodile dont les mâchoires seront armées de deux bandes de cuivre épaisse se refermant sur champ.

3. — *Il faudrait trois mains...*

...et nous n'en avons que deux, une pour tenir en place la pièce dans un coin encombré et l'autre pour le fer. Et la soudure ? Eh bien, on en « colle » le morceau nécessaire à l'endroit voulu sur la pièce, d'un coup de fer rapide et insuffisant pour le fondre entièrement, et on termine la soudure après mise en place de la pièce ainsi garnie.

4. — *Les plus grosses d'abord !*

Plusieurs soudures successives sont à faire sur une même pièce exiguë. Sous peine de risquer le dessoudage de celles déjà faites, il faut 1° étamer préalablement les pièces à réunir et 2° faire d'abord les plus grosses soudures. Par exemple, deux fils aboutissent ensemble à une cosse double de distributeur et un seul fil à l'autre trou. Il faut d'abord souder les deux premiers. L'autre soudure se fera avec moins de chaleur en apportant une goutte de soudure fondu sur la panne du fer.

5. — L'étamage du fil divisé.

Un godet est rempli d'alcool, on l'allume, on chauffe avec précaution dans la flamme le bout du fil, on le plonge instantanément dans l'alcool sous-jacent et on l'en retire instantanément. Tous les brins ainsi nettoyés s'étameront d'un seul coup.

6. — Prises de masse.

Une prise de masse se fait plus aisément en percant d'abord un trou dans le châssis et en y soudant le fil qui s'y engage. On aura étamé préalablement le châssis sur un centimètre carré de chaque côté du trou.

7. — Prise de terre sur tuyau d'eau.

Vous n'avez pas de lampe à souder ? Grattez bien le tuyau, enduisez de chandelle ou de suif, ayez un gros fer *bien chaud* et bien étamé et fondez sur le tuyau de la soudure *à haute teneur d'étain* que vous étalez bien. Le fil de prise pas trop gros et étamé est enroulé en spires non jointives sur la zone étamée, bien tendu et bloqué, puis martelé pour l'enfoncer un peu dans le tuyau. Il ne reste plus qu'à recommencer comme au début pour noyer les spires dans la soudure sur quelques centimètres carrés, ce qui est bien suffisant.

8. — Reculottage d'une lampe.

Après avoir libéré l'ampoule du ciment à l'aide d'une lame aiguë (attention au queuzot de pompage !), on chauffe toutes les broches à la flamme ou mieux on leur fait prendre un bain de pied dans un peu de soudure fondue dans un couvercle de boîte à cirage. Le culot s'enlève aisément et on l'essore aussitôt d'une violente secousse pour bien vider les trous des broches de la goutte de soudure adhérente. Puis on introduit dans ces trous des fils de cuivre fins assez longs qu'on soude à ceux qui sortent de l'ampoule, suffisamment raccourcis pour que le point de soudure soit proche du verre. Toutes précautions étant prises pour éviter un C.C. entre ces fils dans le culot (fil émaillé, enfilage d'un tube de verre sur certains, etc.), on enduit la base de l'ampoule de ciment spécial (dont une composition a été donnée dans le memento 4 ou qu'on trouve dans le commerce) ou simplement de cire à cacheter, on rapproche sans tordre lampe et culot, puis on soude les sorties de fils aux broches.

9. — Le filet qui « foire ».

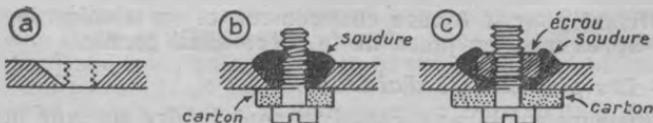


Fig. 4. — REPARATION D'UN TARAUADAGE.

Un trou taraudé a ses filets abattus, la vis ne tient plus ? A l'aide d'un foret, creusez en cratère le trou sur une face, jusqu'à ce que la pointe atteigne l'autre face (fig. 4 a), étamez le cratère, mettez la vis en place, bien perpendiculaire à la surface et apportez une goutte de soudure sans résine en laissant à la vis non décapée le temps de s'échauffer (fig. 4 b).

La soudure se moulera sur le filet et la solidité de l'ensemble vous surprendra. On obtient une réparation encore meilleure en soudant un écrou mince dans le cratère, du côté opposé où se trouve la vis. Pour obtenir un parfait centrage, on bloque avant soudure à l'aide de la vis protégée, comme il est dit ci-dessous (fig. 4 c.).

10. — *Les réserves.*

Si vous frottez un métal non étamé avec une gousse d'ail, la soudure même décapante ne prendra pas, même sur du cuivre gratté à vif. Le truc est précieux pour empêcher la soudure de déborder, ou pour soustraire une vis à la soudure toute proche. Un crayon à mine très grasse convient aussi.

11. — *Sculpture sur soudure.*

On a souvent besoin de recharger une pièce usée ou brisée. Après décapage soigné, l'endroit est étamé, puis on fond dessus la quantité voulue de *soudure de plombier à faible teneur d'étain*. La température du fer est abaissée, et on peut alors modeler à volonté avec sa panne la soudure à l'état pâteux. On lisse finalement avec un fer plus chaud et un léger apport de soudure à forte teneur en étain.

12. — *Soudures larges et longues.*

Deux surfaces à réunir largement par soudure doivent d'abord bien s'adapter l'une à l'autre. Après décapage parfait, on les étame, en promenant plusieurs fois le fer sur toute leur surface pour s'assurer que la soudure n'est pas refoulée et qu'il n'y a pas de trous rétifs. Si tel était le cas, il faudrait les gratter et rétamener, en utilisant au besoin un flux plus mordant que la résine. Puis on charge de soudure, de manière à former une flaqué sur la surface bien horizontale, ou en chargeant par zones successives. Les deux faces étamées sont mises en contact, bien serrées et chauffées à la flamme ou au fer, jusqu'à fusion de la soudure interposée dont l'excédent débordera.

Les soudures longues se font plus régulièrement si on les maintient en pente très légère et si on déplace lentement le fer le long de la couture en se dirigeant vers le point bas, tout en alimentant régulièrement l'endroit situé un millimètre en avant de la panne avec de la soudure en fil.

13. — *Vieilles soudures sur vieux postes.*

Certaines sont oxydées et durcies comme pierre par lente diffusion des métaux en présence. Il est parfois difficile de les fondre pour le dessoudage, mais on y arrive aisément par apport de soudure fraîche, qui fluidifie le vieux métal.

14. — *L'immobilisation dans l'encombrement.*

Une pièce encombrante, une longue connexion tourmentée doivent être soudées dans un châssis encombré — et les soudures ne seront bonnes que si tout est immobile pendant et après jusqu'à complet refroidissement. Que faire ?

Faites d'abord des soudures provisoires d'immobilisation, soudures inachevées, à peine collées, juste assez pour que cela tienne une minute. Une seule suffit généralement, cela permet

de disposer convenablement l'autre bout et d'y faire une soudure correcte. Après quoi, on revient à la première qu'on exécute proprement, à moins que la soudure d'immobilisation n'ait été faite contre le châssis ou une autre connexion : alors, on la supprime par dessoudage.

15. — *Le dessoudage d'un châssis.*

Le meilleur outil pour récupérer les pièces est un poste de soudure à transfo basse tension, muni d'un charbon emmanché réuni à une borne du secondaire, l'autre borne étant réunie à la masse par une forte pince croco. On touche le point soudé avec le charbon, la soudure fond. Si le joint est correctement fait, il faut encore le dessertir à la pince téléphone à bouts pointus. Dans ce cas, un coup sec sur la soudure fondu la fait tomber et le dessertissage est plus facile.

LES FLUX

On appelle flux les substances qui ont pour mission de faciliter le mariage de la soudure avec le métal de base en se combinant avec les traces d'oxydes et les impuretés pour permettre l'union des métaux ainsi nettoyés.

Résine.

Le seul flux admissible en électricité est la résine ou colophane. C'est celui qui doit se trouver dans l'âme du bon fil de soudure pour la radio : rejetez impitoyablement celle qui grésille quand on la fond.

Pour souder avec la baguette non décapante, qui présente des avantages pour certains travaux, la meilleure manière d'employer la résine consiste à la réduire en poudre (martelage dans un nouet) et à la dissoudre dans un peu d'alcool à brûler ou mieux d'alcool éthylique. On en badigeonne le joint à souder.

Résine activée.

Pour rendre la résine plus mordante, on y ajoute parfois un peu d'acide oléique ou oléine. On a fait aussi des flux résineux qui agissent mieux sur les oxydes que la résine seule, par addition de produits qui se volatilisent à la température de la soudure et ne laissent pas de résidus nocifs. Ils appartiennent à la famille des amines, et le type en est le chlorhydrate d'aniline. Voici une de ces compositions :

Alcool méthylique	80 gr.
Résine	20 gr.
Chlorhydrate d'aniline	1 gr.

Si on le préfère sous forme de pâte, on remplace l'alcool par juste assez de glycérine ou de glycol (quelques grammes, suivant consistance désirée. Evitez de respirer les fumées.

Chlorure de zinc.

C'est le flux standard pour travaux autres que ceux d'électricité, mais à proscrire absolument pour souder des joints de radio !

On le prépare en dissolvant 30 grammes de chlorure de zinc dans 100 grammes d'eau, ou encore en mettant de l'acide chlorhydrique (esprit de sel, acide muriatique) dans un vase en verre trop grand et en y jetant petit à petit des déchets de zinc jusqu'à refus et cessation de l'effervescence.

On l'étend avec une plume de volaille, son action est rapide et sûre sur les métaux cuivreux et ferreux ainsi que sur le nickel. En y ajoutant 10 % de chlorure d'ammonium (sel ammoniac), les résultats sont encore meilleurs.

Si on est obligé d'avoir recours à ce flux — par exemple pour souder une connexion à une pièce d'acier — il faut avoir soin d'éliminer toute trace de chlorure après soudure, en lavant au pinceau : d'abord avec de l'eau légèrement acidulée par l'acide chlorhydrique, puis avec de l'eau alcalinisée par des « cristaux » ou carbonate de soude, puis à l'eau pure suivie d'un séchage rapide.

Acide chlorhydrique.

C'est le flux employé pour souder le zinc et l'acier inoxydable, mais pour ce dernier il est préférable de le « décomposer » partiellement en y dissolvant un peu de zinc. Ensuite, on lave comme ci-dessus.

Acide phosphorique.

S'achète en solution à 40 %, qui constitue un excellent flux pour l'acier et les métaux cuivreux, laissant un vernis brillant anti-oxyde. Il est bien préférable au chlorure de zinc pour les soudures électriques qu'on ne peut pas réussir à la résine, car il n'a pas besoin de lavage si on a laissé agir le fer assez longtemps pour décomposer le flux. Néanmoins, la résine donne des joints plus inertes.

Pâte à souder universelle.

Ce flux corrosif, à prohiber en électricité, peut avoir les compositions suivantes :

Vaseline	60	—	55
Suif	—	10	10
Lanoline	—	55	—
Glycérine	5	5	—
Chlorure de zinc	25	22	25
Chlorure d'ammonium	3	2	10
Eau	7	6	—

Les sels sont d'abord dissous dans l'eau ou finement broyés, puis on ajoute la glycérine et on tritue.

LES SOUDURES

Malgré tout ce qu'on a pu dire — et écrire — la meilleure soudure pour l'électricité est l'alliage étain-plomb sans autre addition, faite avec des métaux neufs ou soigneusement raffinés. A forte teneur d'étain (95 %) elle fond à plus de 220°, on l'utilise pour les instruments et les fils fins. A 63 % d'étain contre 37 % de plomb, elle forme l'*eutectique*, c'est-à-dire l'alliage étain-plomb fondant à la plus basse température (183°) et se solidifiant rapidement sans devenir pâteuse. En diminuant la proportion d'étain, l'alliage fond à température plus élevée (214° à 50 %, 236° à 40 %, 255° à 30 %) en

même temps qu'elle reste pâteuse jusqu'à 183° en se solifiant. L'étain pur fond à 232° et reste pâteux jusqu'à refroidissement à 183°.

La soudure eutectique (à 63 % d'étain et 37 % de plomb) est celle qui permet le travail le plus rapide. C'est aussi la plus solide dans l'ensemble, car si une soudure étain-plomb contenant en outre 3-4 % d'antimoine peut être légèrement plus résistante à la traction et au cisaillement, elle résistera par contre beaucoup moins bien au choc et aux vibrations.

Action des impuretés ou additions.

● L'antimoine (jusqu'à 6 % de la teneur en étain) est souvent ajouté aux soudures, parce qu'il permet d'économiser le double de son poids d'étain, coûte bien moins cher et se trouve dans les déchets de métal blanc envoyés aux raffineries. Mais il rend les joints cassants, particulièrement ceux sur laiton pour lesquels il faut le prohiber.

● Le cadmium, comme le cuivre (qui se dissout dans la soudure fondue pendant le travail du fer à souder) durcit la soudure et s'oppose à son étirage à la traction, dit « flusage », à la condition d'être à très faible dose (0,25 %).

● Le zinc, même en très faible proportion, empoisonne littéralement la soudure qui manque d'adhérence et reste terne après refroidissement. Le fer agit de même, ainsi que l'aluminium. Les soudures de basse qualité, provenant de récupérations de toutes sortes, sont souillées par ces métaux. Elles prennent mal, restent filantes à chaud et donnent des joints grossiers sans éclat.

Soudure en pâte.

C'est un mélange de fine poudre d'étain ou de soudure et de flux en pâte. Il suffit de l'étendre et de la chauffer avec une flamme quelconque pour obtenir un bon joint. Très pratique pour étamer une petite pièce : on en tartine celle-ci, on chauffe jusqu'à fusion et on essuie avec un chiffon gras.

Soudures à basse température de fusion.

L'alliage étain-plomb-bismuth s'emploie comme la soudure courante, mais fond à basse température, variable selon la teneur en chacun des trois métaux. La figure 5 représente le diagramme de tous ces alliages ternaires. Chaque point à l'intérieur de ce triangle a trois coordonnées correspondant aux pourcentages des trois métaux. Chaque métal est pur au sommet du triangle qu'il occupe, et son pourcentage décroît de 100 % à zéro au fur et à mesure qu'on approche de la base opposée. Les droites parallèles aux bases représentent les %, de 10 en 10, du métal qui est au sommet opposé. Par exemple, le point A représente : 60 % d'étain, 20 % de bismuth et 20 % de plomb, tandis que B est le point d'un alliage à 40 % d'étain, 35 % de plomb et 25 % de bismuth. Les lignes courbes (isothermes) relient les alliages fondant à la même température : on voit que l'alliage A fondra à environ 182°, et l'alliage B à environ 160°. L'eutectique, point de réunion des trois lignes pointillées, fond à 95° et contient 16 % d'étain, 32 % de plomb et 52 % de bismuth. C'est l'alliage de Darcet.

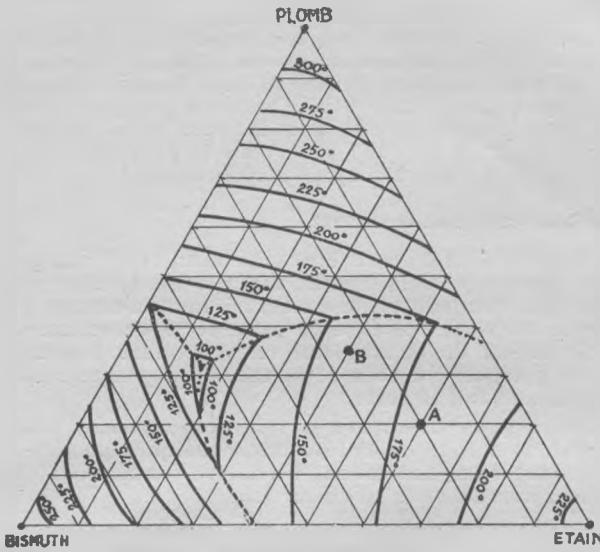


Fig. 5.
POINTS DE FUSION DES ALLIAGES TERNAIRES
PLOMB - ETAIN - BISMUTH.
(Tin Research Institute, Columbus).

Un autre alliage, celui de Wood, fond à 70° seulement et peut servir de soudure sur fond préalablement étamé. Il contient :

Bismuth	50 %
Etain	12,5 %
Plomb	25 %
Cadmium	12,5 %

De telles soudures sont parfois utiles en électricité, soit pour souder des pièces délicates, soit pour obtenir une soudure qui cède en cas d'échauffement dangereux.

Soudures résistant à l'échauffement.

C'est exactement le problème opposé. Les soudures étain-plomb, quelle que soit leur teneur en étain, ne sont pas robuste au delà de 150°. Il en est de même de celles étain-plomb-antimoine.

Par contre, l'alliage étain 97 % - antimoine 3 % est robuste jusqu'à 200°, ou encore l'alliage étain-argent aux mêmes proportions.

Au delà, il faut s'adresser à l'alliage plomb 97,55 % - étain 1,45 % - argent 1 % qui fond à 300° mais demande un flux corrosif, ou encore l'alliage zinc 82 % - cadmium 18 % qui ne demande pas de flux, mais un frottement de l'objet à souder sous la soudure liquide. Ce dernier alliage fond à 260°.

Essai d'une soudure.

La principale qualité d'une bonne soudure est de mouiller le métal soudé : au lieu de rester en boule, elle s'étale spontanément. Pour comparer utilement deux soudures, on dépose un bout de chacune côté à côté sur une plaque de métal à souder bien propre avec le flux éventuel et on chauffe. La meilleure soudure est celle qui s'étale le plus loin spontanément en restant brillante après solidification.

Les métaux difficiles à souder.

● *La fonte* doit d'abord être mise à nu et bien dégraissée (limage, décapage à la meule, rinçage au trichloréthylène propre), puis l'endroit voulu est étamé. Le flux est une poudre formée de 75 % de chlorure de zinc, 10 % de sel ammoniac et 15 % de sel de cuisine, on en saupoudre l'endroit sur lequel on a déposé un bout de bonne soudure sans résine. Le fer bien chaud fait le reste.

Voici un autre truc : Sur la fonte bien avivée, promener un cristal de sulfate de cuivre dans quelques gouttes d'eau. Il se dépose une mince couche de cuivre sur laquelle on peut facilement accrocher la soudure.

● *L'acier inoxydable*, dont le plus courant est le « 18-8 », ainsi nommé parce qu'il contient 18 % de chrome et 8 % de nickel, se soude sans grand enthousiasme avec un flux formé de parties égales d'esprit de sel pur et d'esprit de sel décomposé (acide chlorhydrique et chlorure de zinc). Il faut employer un gros fer, et malgré cela le soudage est lent, car l'acier inoxydable conduit mal la chaleur. La soudure doit contenir beaucoup d'étain. Rincer à l'eau avec un peu de « cristaux » de soude, comme toutes les soudures où l'on a employé les chlorures comme flux.

● *L'aluminium* peut se souder sans flux avec les soudures spéciales du commerce. Ce sont habituellement des alliages d'étain et de zinc à 90 % d'étain, fondant vers 200° ou encore l'eutectique zinc-cadmium fondant à 264° et formé de 825 parties de cadmium pour 175 parties de zinc. On les utilise sans flux avec un fer bien chaud. On peut faciliter le travail en traitant d'abord l'alu avec un flux formé d'eau et d'acide phosphorique à 40 %, en parties égales, avec addition d'un peu d'acide nitrique (eau forte). On fait agir une minute, on rince, on séche puis on soude.

Pour les petites soudures, on peut souvent se contenter de bien gratter l'endroit choisi et d'étendre sans aucun flux de la soudure d'étain-plomb à 60 % d'étain *sans résine*. La soudure commence par bouder, mais frottez vigoureusement avec la panne propre et bien étamée du fer, vous romprez la couche protectrice d'alumine et l'étamage se fera en un point. Une fois amorcé, il s'étale assez aisément en frottant toujours. Au besoin, balayez la soudure avec un chiffon et recommencez avec de la soudure neuve, grattez les points réfractaires avec un fin grattoir sous la flaque de soudure et vous arriverez à étamer correctement la pièce. Bien entendu, il faut — comme dans toute soudure difficile — étamer d'abord les deux pièces avant de les souder ensemble.

On peut aussi souder l'alu « par réaction », qui consiste à chauffer du chlorure de zinc *anhydre*, en poudre bien sèche, au contact du métal (voir Memento, vol. 3). Il se dépose une couche de zinc qui sert de base à la soudure d'étain appliquée ensuite.

Signalons un fait important : toute soudure étant plus électro-positive que l'aluminium, la zone de jonction est attaquée à la longue en atmosphère humide. On retarder le phénomène en vernissant soigneusement le joint.

Pièces chromées.

On les soude comme l'acier inoxydable.

Pièces nickelées.

Ne se soudent à la soudure-résine qu'après grattage du nickel.

Pièces moulées en alliage de zinc.

Ces pièces coulées sous pression ont de nombreuses applications : carters de petites mécaniques, de tourne-disques, poignées, etc... et ne sont pas soudables à l'étain. On arrive cependant à les réunir par l'alliage eutectique zinc-cadmium, dont il a été question plus haut pour la soudure de l'aluminium. Elle s'applique au fer à souder bien chaud qu'il faut frotter vigoureusement sur les pièces sous la soudure.

Soudure sur verre et céramique.

On vend, chez les spécialistes de produits pour céramique et émaillage, de l'« encré d'argent » ou « argent liquide », formé d'argent pulvérulent ou d'oxyde d'argent en suspension dans un liquide huileux. Une couche de ce produit est déposée sur l'objet, qu'on chauffe ensuite au four ou à la flamme réductrice (250° à 300°). Il se dépose une couche très adhérente d'argent, qu'on peut renforcer par une nouvelle application et sur laquelle on peut souder à l'étain.

On peut faire une telle encré avec 76 % d'oxyde d'argent, 12 % de silicate de plomb, 4 % d'huile de lin et 8 % d'éther de pétrole. Le séchage se fait à 450°.

L'auteur a pu sauver ainsi des lampes dont la sortie de grille, en haut de l'ampoule, avait été rompue à ras du verre, ce qui arrive assez fréquemment quand on retire un clip un peu serré d'un téton mal scellé.

LA BRASURE

En radio, la soudure au fer suffit presque toujours, mais il peut arriver qu'on ait besoin d'un joint plus robuste, surtout pour réparer une petite pièce soumise à un grand effort ou à une température trop élevée pour l'étain. La solution est alors la brasure qui est une opération très facile.

Il suffit en effet de bien nettoyer les pièces et de barbouiller le joint avec une bouillie crémeuse de borax, après quoi on dépose à l'endroit voulu une paillette de brasure appropriée. En chauffant suffisamment, la brasure fond et se répand dans l'interstice, réunissant solidement les deux pièces. Rien de plus simple, comme on voit.

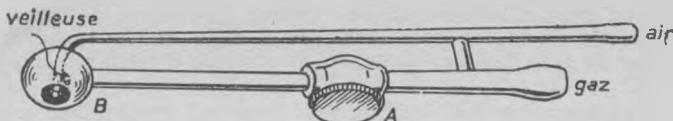


Fig. 6. — CHALUMEAU A GAZ SOUFFLE.

La brasure se vend sous trois formes : en fil, en plaque à découper et en paillettes, et se fait à différents points de fusion et de différentes compositions, selon les métaux à réunir.

Le dépanneur, qui n'a que de petites brasures à prévoir, achètera chez un fournisseur pour horlogers et joailliers : 1° un bloc de borax aggloméré ; 2° de la soudure à l'argent, la plus fusible de toutes, composée de cuivre, zinc et argent ; 3° un chalumeau à gaz, tel que celui de la figure 6 très utilisé en joaillerie : le gaz, réglé par la molette A qu'on tient entre pouce et index, brûle au ras du bol B. En soufflant dans le tuyau C qui débouche au centre du bol, on produit un dard très chaud. Les malins sauront y adapter une vessie de ballon pour régulariser le souffle, les plus malins remplaceront leurs poumons par un soufflet à pied et les ultras motoriseront le soufflet.

Mais il y a beaucoup mieux : c'est le petit chalumeau MICRODAR, qui fonctionne indifféremment sur gaz de ville ou acétylène à basse pression et sans soufflerie. Il donne des flammes très chaudes (1.800 à 2.400°) réglables jusqu'au dard microscopique.

Pour une toute petite brasure occasionnelle, on se fabriquera un chalumeau à bouche suivant la figure 7 : c'est un bout de tube métallique de 3 à 5 mm. de diamètre, long de 20 à 25 cm., coudé à un bout lui-même pincé. Pour cela, on y introduit une grosse aiguille, on donne un coup de pince



Fig. 7.

FORMATION DE L'AJUTAGE D'UN CHALUMEAU A BOUCHE.

tout contre afin de réduire le diamètre intérieur à celui de l'aiguille, et on coupe à la pince coupante la majeure partie du plat obtenu. Pour l'emploi, on met ce bout au sein d'une flamme éclairante (bougie, pétrole, etc.) et on souffle modérément pour obtenir le dard. Rappelons en passant que ce dard présente trois zones : un très petit cône foncé juste à ras du bol, suivi d'un cône bleu verdâtre riche en oxyde de carbone, lui-même enveloppé et suivi d'un panache ronflant

et d'air en excès. Le cône bleu est réducteur, c'est-à-dire qu'il a tendance à transformer les oxydes en métal, tandis que le panache est oxydant, donc tout le contraire (fig. 8). La partie la plus chaude de la flamme est un peu en avant du peu lumineux mais chaud, formé surtout de gaz carbonique cône bleu, dans le panache, mais si on veut éviter l'oxydation de la pièce chauffée, il vaut mieux travailler juste à la pointe du cône bleu.

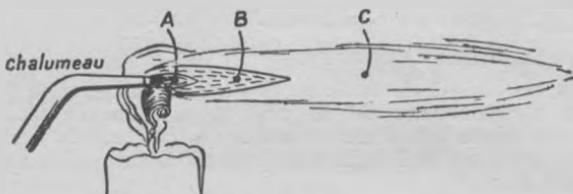


Fig. 8. — LES TROIS ZONES D'UN DARD.

A - Cône sombre à basse température.

B - Cône bleu verdâtre réducteur.

C - Panache oxydant.

Préparation du travail.

Ce qui a été dit pour la soudure s'applique à la brasure : les pièces doivent être propres, le métal à nu, bien décapé, sans trace de soudure à l'étain ni de galvanisation. Par contre, il faut laisser au joint un interstice suffisant pour que la brasure fondue puisse y couler, au besoin, on n'hésitera pas à évaser *légèrement* par un chanfrein.

Avant l'assemblage, on barbouille donc avec de la crème de borax, obtenue en écrasant un peu de pain de borax dans très peu d'eau. Les pièces correctement assemblées seront maintenues en position par tous les moyens disponibles : pinces, ligature au fil de fer *non galvanisé* ou au fil de laiton, etc. Si le travail est un peu important, on le pose sur une brique. La brasure, découpée en paillettes, est mise sur le joint aux endroits où elle doit couler, et on fait jouer la flamme *sur tout le joint*. La brasure fond enfin et ordinairement se répartit toute seule, mais il arrive parfois qu'elle se mette en boule. Dans ce cas, on saupoudre de borax, ou mieux on fait chauffer un grattoir improvisé dans un bout



Fig. 9

de fil de fer non galvanisé (fig. 9) qu'on trempe dans le borax en poudre et avec lequel on gratte la surface du métal, ce qui fait couler la brasure.

Grosses brasures.

Elle se traite exactement de la même façon, sauf qu'on remplace la brasure à l'argent par de la brasure plus courante et le chalumeau par la lampe à souder ou un feu de charbon de bois.

Pièces délicates.

Pour soustraire à la flamme une pièce délicate, on la prend dans une masse de terre à four en réservant un cratère au fond duquel apparaît le joint bien propre. C'est dans ce cratère qu'on joue du chalumeau.

Joint bout à bout de deux fils.

Dans un induit de moteur, il s'agit de souder sans surépaisseur un morceau de fil neuf pour réparer une spire coupée ou dégradée. Etant donné les surintensités de démarrage, la soudure à l'étain est proscrite, car elle fondrait. Comment faire ?

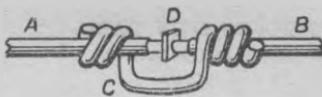


Fig. 10.

SOUUDURE BOUT A BOUT

A, B : Conducteurs à réunir.
C : Attache provisoire.
D : Paillette de brasure.



Fig. 11.

Dans un tel cas, on approche et maintient bout à bout les fils convenablement nettoyés, en interposant une pastille de soudure à l'argent bien barbouillée de borax. Un coup de chalumeau la fait fondre et l'on peut égaliser l'épaisseur avant de procéder au guipage isolant. Un tel joint est à la fois très robuste et très conducteur (fig. 10).

Avec le chalumeau Microdar cité plus haut, c'est encore plus facile : on réalise la soudure autogène des deux fils sans même avoir à les décaper.

Résistances chauffantes.

Pour réparer une résistance chauffante de façon permanente, ou encore pour la fixer à un conducteur en cuivre, la meilleure méthode est la suivante : on fait une torsade avec les deux bouts à réunir comme le montre la figure 11. On badigeonne au borax, on pose sur la torsade une paillette de brasure à l'argent également boraxée et on chauffe au chalumeau. La brasure forme la perle et il n'y a plus qu'à couper à la pince la partie de torsade inutile.

Brasure à l'étain.

Nous appellerons ainsi la soudure au chalumeau, car la technique est presque la même.

● Avec un chalumeau à gaz faiblement soufflé, on répare aisément un accumulateur. Pour les brasures internes en contact avec l'acide, on brasera au fil de plomb, avec un

dard mince et chaud. Le flux est le suif. Pour les soudures externes des barres de connexion, on utilisera la soudure à âme décapante.

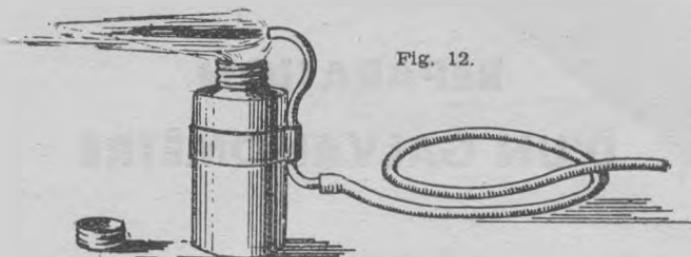


Fig. 12.

• Toutes les épissures des installations électriques devraient être soudées avec la soudure à âme résineuse, car un joint simplement serré s'oxyde à la longue et s'échauffe. Pour cela, l'outil idéal (puisque n'a pas de courant pour alimenter un fer) est le chalumeau soufflé à l'alcool qu'on peut faire soi même avec un petit bidon rempli d'ouate imbibée d'alcool et un tube mince (fig. 12) et avec lequel on échauffe l'épissure qu'on barbouille de soudure.

An advertisement for Tungsram Radio. It features a large, stylized heart filled with a dotted pattern. To the right of the heart, the words "Le cœur d'un bon récepteur" are written in a flowing, cursive script. Below the heart is a circular logo containing a stylized letter 'T'. To the right of the logo, the word "TUBES" is printed above the word "TUNGSRAM" in large, bold, capital letters. Below "TUNGSRAM" is the word "RADIO". The entire graphic is enclosed within a thin oval border.

RÉPARATION D'UN GALVANOMÈTRE

Pour un radio-technicien digne de ce nom, rien n'est définitivement mort. Avec un peu de savoir-faire, il finit bien par remettre d'aplomb un instrument hors d'usage, ou tout au moins lui donner une nouvelle destination non prévue par le fabricant. C'est même l'un des côtés les plus passionnantes du métier.

Nous réunissons donc quelques notes à l'usage des audacieux qui n'ont pas peur d'ouvrir un boîtier tabou « pour voir ce qu'il a dans le ventre » et d'intervenir à main armée dans ses œuvres vives.

De même qu'un chirurgien a dû apprendre l'anatomie avant de découdre ses clients, il est bon de connaître la structure et le rôle des organes d'un milliampèremètre avant d'y porter une main sacrilège.

Nous supposons connu son principe qu'on trouve décrit dans tous les traités. La figure 1 représente le mouvement d'un instrument typique. Signalons seulement quelques points :

1. — L'aiguille est excessivement fragile : avoir toujours l'œil sur elle en démontant et remontant, et surtout ne pas essayer de la faire dévier en la poussant autrement qu'avec le souffle ou une bande de papier.

2. — Le cadre est facilement déformable au moindre effort, ce qui détruit l'alignement des pivots et l'équilibre de l'équipage mobile.

3. — L'instrument ne donne la même lecture et ne garde son zéro en toutes positions que s'il est parfaitement équilibré, autrement dit le centre de gravité de tout l'équipage mobile doit être sur la droite qui joint les deux pivots.

4. — Les pivots sont des cônes, mais non pointus comme des aiguilles. La pointe est arrondie et porte dans une cravaudine en rubis ou en saphir enchâssée dans une vis de réglage (fig. 2).

5. — Normalement, le cadre tourne dans l'entrefer annulaire existant entre deux pièces polaires et un noyau cylindrique en fer qui sont rigoureusement centrés par des pièces d'écartement. Les pièces polaires peuvent manquer dans les

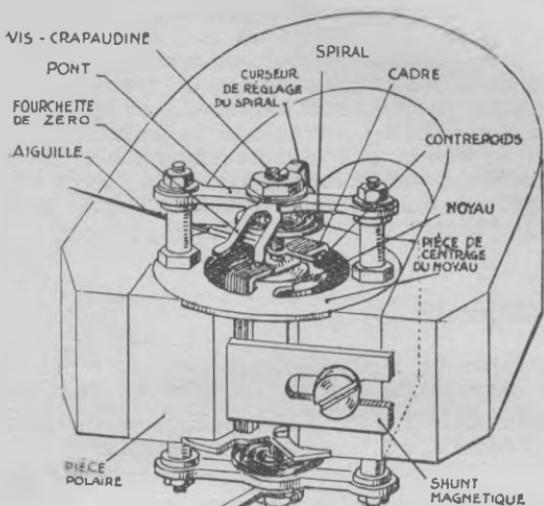


Fig. 1. — ANATOMIE D'UN GALVANOMETRE.

instruments à bon marché, elles sont remplacées par les pôles mêmes de l'aimant qui sont façonnés en entrefer cylindrique.

6. — Certains appareils ont une lame de fer à position réglable qui réunit les deux lèvres extérieures de l'entrefer : c'est le *shunt magnétique* permettant l'étalonnage. La déviation est d'autant plus forte que le shunt est moins engagé. Dans d'autres, l'étalonnage est obtenu par un shunt électrique, ordinairement sous forme d'une bobinette placée entre les deux bornes d'entrée. On trouve aussi, dans les appareils sérieux, une résistance en série avec le cadre, destinée à corriger le coefficient de température.

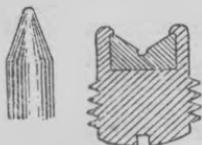


Fig. 2.
PIVOT ET
CRAPAUDINE.

1. — L'outillage.

Il est simple : une série de tournevis d'horloger, des précelles à becs fins comme des aiguilles, une loupe d'horloger à fort grossissement, un tire-lignes à becs fins qui est un outil merveilleux pour tenir de petites pièces sans les lâcher et avec toute la délicatesse voulue, et si possible un projecteur orientable donnant un étroit faisceau de lumière, genre dentiste. Cela se bricole en mettant une petite ampoule à filament très ramassé dans un tube fermé devant par un verre grossissant et en réglant la distance de l'ampoule à

la loupe. Il faut encore un très petit fer à souder électrique à chauffe rapide, ou à défaut un tout petit fer chauffé sur une flamme, avec panne pointue; on arrive néanmoins à faire des soudures délicates avec un fer de 100 watts dont on a limé la panne en pointe allongée. On complétera avec un pinceau d'aquarelliste pour enlever la poussière et solliciter doucement le cadre, une aiguille emmanchée, un bâton de pâte à modeler pour maintenir certaines pièces en position commode et un rouleau de cellophane adhésive genre Durex (chez les papetiers).

2. — Le diagnostic.

Une aiguille qui a plusieurs positions de repos accuse ses pivots et crapaudines mal réglés, sales ou endommagées.

L'aiguille freinée en certains points, particulièrement au début de l'échelle, est le signe d'un frottement de l'équipage mobile dans l'entrefer, d'un spiral, ou de l'aiguille qui touche.

L'aiguille paresseuse, qui avance encore un peu quand on percute l'instrument, est l'indice de pivots sales ou dégradés quand cette paresse est générale sur tout le cadran.

La perte de sensibilité peut être due à l'aimant démagnétisé, une résistance dans un contact, un court-circuit entre spires. La percussion ne donne pas une lecture plus élevée.

L'aiguille immobilisée sur une division, même quand on fait pivoter rapidement l'instrument, indique évidemment le blocage de l'équipage mobile : crapaudines trop serrées, déformation de l'aiguille qui accroche, déformation du cadre ou son déplacement dans l'entrefer, spiral déformé, etc.

L'appareil qui ne revient pas à zéro en toutes positions, mais montre des positions préférées, est déséquilibré par suite d'un choc violent qui a faussé le cadre, ou d'une surcharge qui a faussé l'aiguille.

L'inertie cadavérique, avec aiguille mobile en faisant pivoter le cadran, indique une coupure quelque part : cadre, spiral, résistance en série avec le cadre.

On vérifie d'abord, bien entendu, la résistance s'il y en a une, on voit si les spiraux sont en bon état et alors seulement on sonne le cadre *en courant continu d'intensité inférieure à la capacité de l'instrument* sous peine de le mettre en danger. Si vous n'avez pas d'ohmmètre basé sur un microampèremètre (50 à 100 μ A de déviation totale), le mieux est de faire une sonnette à faible consommation comme ceci : vous mettez en série l'instrument à sonner, une pile de lampe de poche, une résistance de 80.000 à 100.000 ohms, et les deux bouts de la chaîne sont prolongés par deux fils que vous appliquez côté à côté sur la langue sans qu'ils se touchent. En interrompant et rétablissant la continuité en un point, on sent très bien s'il passe du courant.

Quant au court-circuit entre spires, on le constate à l'ohmmètre ou mieux au pont par mesure de la résistance, à la condition de connaître la résistance nominale du cadre.

3. — L'aiguille tordue.

Dans les petits instruments, elle est formée d'un fine tige ou d'un fin tube. On peut la redresser à l'aide de deux fines précelles maniées synchroniquement des deux mains, mais nous préférons modifier provisoirement une précelle à becs fins en soudant intérieurement, à l'un des becs, un petit U en fil d'acier de 5/10 avec le minimum de soudure, juste de quoi coller. L'autre bec reçoit un bout du même fil d'acier qui le prolonge (fig. 3). Nous avons ainsi une précelle dont le bout droit vient se loger entre les branches de l'U, et vous avez compris qu'il suffit de pincer délicatement l'aiguille dans notre néo-précelle pour la couder ou la redresser à volonté.

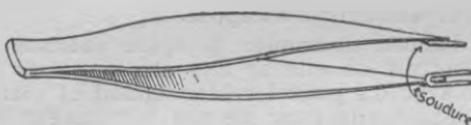


Fig. 3 — PRECELLE A REDRESSER.

L'aiguille se tord généralement par suite d'une déviation trop brutale qui l'a chassée contre le butoir de droite. Vérifier si le butoir n'est pas lui-même faussé. Le fil élastique dont il est formé doit effleurer le cadran sans le toucher.

C'est à peu près la seule panne qu'on puisse guérir sans démonter le mouvement.

4. — Le démontage.

Avant toute chose, il faut se mettre bien à l'aise à une table bien éclairée *très propre*, très stable, recouverte d'une feuille de papier blanc. Ne démontez *jamais* un galvano sur votre établi, car vous pouvez être assuré de le redémonter plusieurs fois pour enlever un brin de limaille qui s'est glissé dans l'entrefer et s'y tient planté bien droit, attendant le passage du cadre pour le freiner. On a peine à croire, quand on n'en a pas encore été victime, à la malice de la limaille venue on ne sait d'où et qui est appelée par un entrefer à des distances insoupçonnées. Donc, méfiez-vous et collez la limaille trouvée sur du ruban adhésif ou sur un aimant au lieu de l'épousseter simplement.

Ayant libéré le mouvement de ses accessoires, shunts et résistances, vous le posez sur deux parallélépipèdes en bois propre pour que son poids ne porte pas sur un organe délicat. S'il faut enlever l'aimant pour avoir accès au cadre, procéder délicatement sans chocs ni secousses et *court-circuiter immédiatement ses pôles avec une pièce plate en fer fermant le circuit magnétique*. Ceci est très important pour conserver à l'appareil toute sa sensibilité. Avant démontage, avoir soin de repérer la position de chaque branche de l'aimant et marquer le pôle nord d'un signe : c'est celui qui attire le pôle sud d'une petite boussole.

On pourra probablement, à cette étape, remettre d'aplomb un spiral légèrement déformé et dont les spires se touchent. C'est un travail très délicat qui demande « des mains de sage-femme » pour être mené à bien sans démonter plus avant. L'outil est l'aiguille emmanchée, permettant de déplacer la spire extrême près de sa soudure pour recentrer un spiral déporté sur le côté. Un outil plus pratique encore est une fourche minuscule formée d'un U à branches longues de 3 mm. en corde à piano très mince, 1 à 2/10, dont la courbe est soudée au bout d'un fragment de fil de 8 à 10/10, lui-même emmanché dans un bouchon de flaçon. Le spiral engagé dans l'U prend aisément les courbes désirées. Quel que soit l'outil utilisé, il sera manié prudemment et sous le contrôle de la loupe, car il est plus facile de démolir définitivement un spiral que de le rénover. Si la déformation est importante, le démontage s'impose.

Il faut d'abord dessouder la spire extrême de chaque spiral, à l'endroit où elle se fixe aux curseurs de réglage. Cela se fait avec un petit fer bien chaud et bien étamé, en ayant soin d'agir vite pour ne pas surchauffer le spiral. Il est alors possible de démonter les ponts porteurs des crapaudines et d'enlever le cadre sans difficulté *en se servant uniquement des précelles*, jamais d'une pince ou des doigts nus. Mais on aura préalablement regardé à la loupe si le cadre est bien centré dans l'entrefer, s'il ne touche en aucun point de sa course et s'il n'y a pas de limaille interposée. L'outil idéal pour tenir le cadre est un pince à linge en bois dont on aura limé les mâchoires pour les amincir et faire des mors bien plats.

5. — Redressement d'un spiral.

Il ne faut enlever le spiral de son pivot, où il est habituellement emmanché à frottement par sa bague fendue centrale, que si on ne peut vraiment faire autrement. En effet, on risque de fausser l'alignement des pivots ou de déformer le cadre si on ne procède pas avec toute la délicatesse voulue au démontage comme au remontage.

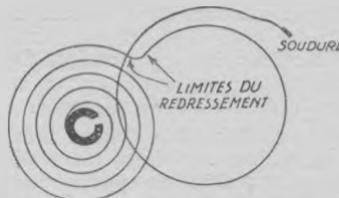


Fig. 4. — REDRESSEMENT D'UN SPIRAL FAUSSE.

Si le démontage s'impose pour travailler sur le spiral à plat, procéder comme ceci. Tenir le cadre dans une précelle ou mieux dans la pince à linge indiquée ci-dessus, poser délicatement le pivot d'aplomb sur une masse de plomb ou de bois dur et, à l'aide d'une lame, faire glisser jusqu'à la pointe

la bague fendue centrale du spiral. Le remontage se fera de même, sauf que le cadre sera appuyé *intérieurement*, à l'endroit où se fixe le pivot, contre une réglette étroite quelconque passant dans le cadre et fixée horizontalement d'une manière quelconque. Attention : le bout libre du spiral devra retomber exactement en face de son curseur quand le cadre sera remonté en position de zéro, le curseur étant d'équerre avec son pont. Il faut donc le remonter dans la position qu'il occupait avant démontage, sous peine de devoir faire ultérieurement tourner la bague fendue sur le pivot, ce qui est toujours délicat.

Dans certains instruments à bon marché, le spiral s'accroche directement au cadre : il est prudent de ne pas essayer de le démonter, mieux vaut le redresser sur place. Et précisons qu'un spiral doit être en bronze et convenablement taré. Il ne faut pas le remplacer par n'importe quoi.

6. — Le nettoyage.

Sous le contrôle de la loupe, les pièces polaires et le noyau, de même que le cadre, seront débarrassés de toute trace de poussière à l'aide du pinceau d'aquarelliste. Pour enlever la limaille adhérente, on taille dans une bande d'adhésif cellophane (Durex) un long triangle dont la face gluante est délicatement promenée le long des surfaces concaves, *sans appuyer*. La pointe aiguë d'un tel triangle de Durex permet même d'aller querir une limaille dans l'entrefer d'un instrument sans devoir le démonter.

On vérifie si le vernis du cadre n'est pas gouflé en un point. Si tel est le cas, on tâchera de réduire la hernie sans dénuder le fil ni déformer le cadre.

Vus à la loupe, les pivots présenteront une pointe brillante et régulièrement arrondie. On les nettoie en les enfouissant à plusieurs reprises dans de la moelle de sureau ou un bouchon de fin liège. Si la loupe révèle des taches persistantes, prendre une allumette, abattre ses arêtes pour pouvoir la faire pivoter rapidement entre les doigts et amorcer au bout une « crapaudine » d'un léger coup d'épingle. On fait pivoter longtemps cette crapaudine sur la pointe de l'axe pour bien la polir. Nous avons vérifié le résultat au microscope, il est remarquable.

Pour nettoyer les crapaudines, on fait pivoter dedans une allumette taillée en pointe bien nette souvent renouvelée. La loupe vérifie si tout est en ordre. Ne pas utiliser de solvants ni d'huile.

Si vous voulez démonter la crapaudine antérieure, faites, attention, car le curseur du spiral (habituellement prolongé par la fourchette dans laquelle s'engage la vis excentrique de remise à zéro) est isolé par trois rondelles en bakélite qu'il ne faut pas perdre.

Un pivot déformé, une crapaudine fêlée ou dégradée ne peuvent être remis en ordre que par les spécialistes. De même, le rebobinage d'un cadre n'est pas un travail d'amateur.

7. — Réaimantation.

Un aimant fatigué peut être donné à réaimanter, mais il est amusant de le faire soi-même si on a accès à une batterie d'auto bien chargée. En commençant par le pôle sud, bobinez sur l'aimant autant de fil de 5 à 8/10 que vous pourrez, isolément coton ou émail. Le sens de l'enroulement sera celui-ci : en dirigeant le pôle sud devant vous, vous devez voir avancer les premières spires dans le sens des aiguilles d'une montre. Les autres suivront dans le même sens, évidemment. Repérez bien l'entrée du bobinage qui sera raccordé au pôle *moins* de la batterie (*).

Ceci fait, fermez le circuit magnétique par un barreau de fer s'ajustant bien sur les pôles, n'ayez pas peur de surcharger par d'autres armatures de fer, autant que l'aimant voudra bien en tenir à ses pôles, au besoin ligotterez-les. L'entrée est largement raccordée par plusieurs tours bien dénudés au pôle — de la batterie, la sortie du bobinage à une forte pointe de touche tenue de la main gauche; la main droite est posée sur le bobinage. Touchez le pôle + avec la pointe, prudemment d'abord. La bobine doit s'échauffer, mais non instantanément si la résistance du bobinage n'est pas trop faible par suite du trop gros diamètre de fil et du trop petit nombre de spires. Laissez refroidir en coupant le courant. Vous recommencerez plusieurs fois *en tapotant l'aimant avec un corps dur tel qu'un petit marteau pendant le passage du courant*, et vous terminerez en prolongeant ledit passage jusqu'à échauffement trop grand pour maintenir la main et sans cesser de tapoter. Il n'y a plus qu'à enlever le fil si possible sans enlever le court-circuit magnétique, et voilà votre aimant revigoré. Pour éviter de le laisser longtemps à circuit magnétique ouvert, nous le débobinerons à la pince coupante.

8. — Le remontage.

Il faut d'abord desserrer les vis de crapaudines d'un tour ou deux, après avoir légèrement desserré les écrous qui les bloquent. On met le cadre en place, un pivot dans une crapaudine, puis on remonte le pont portant l'autre crapaudine en vérifiant à la loupe si les deux pivots sont bien à leur place avant de bloquer le pont. Il s'agit maintenant de resserrer les vis porteuses des crapaudines et de les bloquer par leur écrou en laissant un très faible jeu latéral des pivots et en évitant surtout d'exercer une pression sur leur pointe : c'est du reste pour cela que nous avons dû desserrer les crapaudines par mesure de précaution. Ce réglage est délicat, car il faut aussi veiller à ce que le cadre soit bien centré sur le noyau. Pour y parvenir au mieux, nous vissons l'écrou de blocage presque à serrer et le maintenons dans cet état avec une précelle, pendant que le tournevis règle la vis de

(*) Loi du tire-bouchon de Maxwell : si on fait tourner un tire-bouchon dans le sens du courant, il s'enfonce dans le sens des lignes de force. Le « sens du courant » était de + à — en ce temps là. Le sens des lignes de force est de sud à nord dans la masse de l'aimant.

crapaudine à jeu latéral nul. Le blocage de l'écrou, en dégagant légèrement la vis, donne alors juste le jeu nécessaire. On vérifie la mobilité du cadre en soufflant légèrement sur l'aiguille.

9. — Soudure des spiraux.

— D'abord, il faut mettre le curseur de remise à zéro (habituellement du côté cadran) à angle droit avec le pont qui le porte, donc dans la direction du milieu de l'échelle.

— En s'aidant du souffle ou d'un pinceau doux, faire dévier l'aiguille jusqu'à ce que le spiral présente son bout libre juste au-dessus du curseur et en contact avec lui. On l'y fixe par un point de soudure, après avoir mis une minuscule gouttelette d'une dissolution de colophane dans l'alcool en guise de flux.

— Retournant le mouvement, amener l'autre curseur en face du bout libre de l'autre spiral, et fixer de même à l'aide d'un point de soudure, sans contrainte.

— En déplaçant ce même curseur, l'aiguille est amenée au zéro de la graduation.

Les spiraux doivent être plans, perpendiculaires aux pivots, avec des spires également distantes — sinon, une soudure a été faite sous contrainte.

10. — L'équilibrage.

L'aimant remis en place, on inspecte minutieusement à la loupe pour contrôler le passage du cadre juste au centre de l'entrefer, l'absence de limaille ou de poussière dans cet entrefer, la rectitude des spiraux, le jeu presque imperceptible des pivots. Retenant son souffle, on fait pivoter lentement l'appareil en toutes positions. L'aiguille doit être très mobile et occuper au repos la même position de zéro.

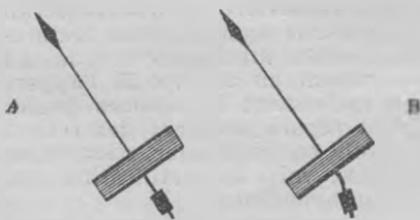


Fig. 5

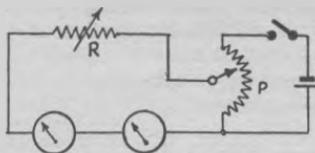
Si ce n'est pas le cas, il faut équilibrer le mouvement. A cet effet, l'aiguille se prolonge de l'autre côté du cadre par une queue sur laquelle coulissoit un curseur contrepoids C (fig. 4) qu'on déplace dans un sens ou dans l'autre, mais ce n'est pas suffisant pour équilibrer parfaitement l'instrument en toutes circonstances.

Il peut arriver qu'en mettant l'instrument la tête en bas, l'aiguille dévie sérieusement.

Les appareils sérieux ont en outre un contrepoids coulissant perpendiculairement à l'aiguille, afin de compenser la moitié de cadre présentant du balourd. Quant aux autres, on arrive quand même à les régler par tâtonnements, soit en surchargeant la moitié la plus légère du cadre avec une goutte de vernis, soit en déviant de son côté la queue porteuse du contrepoids comme le montre la figure 5.

11. — L'étalonnage.

Il faut faire une petit montage indiqué par la figure 6 et disposer d'un excellent milli de comparaison. La résistance R et le potentiomètre P seront choisis en fonction de la pile et de la capacité des millis à comparer, en appliquant la loi d'Ohm. Par exemple, pour un instrument de 200 μ A de déviation totale, la pile pourra être un élément de torche 1,5 v., le potentio aura 1.500 à 2.000 ohms, la résistance réglable en aura autant.



Il faut d'abord vérifier la fidélité du mouvement. Pour cela, le potentio étant à zéro, on note les deux lectures qui sont en principe zéro. On avance tout doucement le potentio sans jamais revenir en arrière (ce qui fausserait le contrôle) et on note sur une même ligne les deux lectures simultanées rencontrées. On continue ainsi pour tout le cadran, puis on revient progressivement en arrière. Si l'appareil est fidèle, on trouvera successivement les mêmes paires de lecture. Sinon, l'instrument réparé accusera des retards, dus à des frottements de pivots en particulier, nécessitant une réparation plus minutieuse, voire la rectification des pivots et le remplacement des crapaudines.

Ceci vu, il s'agit de faire coïncider les lectures. Avec un shunt magnétique, c'est facile si l'aimant n'a pas perdu son aimantation. S'il n'y a pas de shunt magnétique, on peut travailler le shunt électrique, mais il est plus simple de faire un shunt magnétique sommaire à l'aide de bandelettes de fer convenablement coudées, façonnées en triangle à un bout et collées en position convenable à la colle cellulosique entre les lèvres extérieures des pièces polaires. On peut mettre une ou plusieurs bandelettes superposées, suivant les besoins. Le façonnage en triangle a pour but de régler aisément la valeur du shunt en avançant plus ou moins la pointe entre les deux pôles.

LA LUMIÈRE

La lumière et les ondes hertziennes sont exactement de même nature. Entre les ondes entretenues d'une émission radio-électrique et un rayonnement lumineux simple, la seule différence réside dans la fréquence des oscillations. Par exemple, telle station émettant sur 300 mètres de longueur d'onde a une fréquence d'un million de périodes par seconde (la vitesse de la lumière et de l'électricité, soit 300.000 kilomètres par seconde, divisée par la longueur d'onde de 300 mètres), tandis qu'un rayon lumineux jaune, dont la longueur n'est plus que 0,551 micron ou millième de millimètre, vibre à la fréquence de 544 trillons d'oscillations par seconde (qu'on calcule en divisant 300.000 kilomètres par 0,551 millième de millimètre).

Mais alors, dira-t-on, pourquoi ne voyons-nous pas une antenne d'émission brillante comme un phare dans la nuit ? Tout simplement parce que notre « récepteur », c'est-à-dire l'œil, n'est pas fait pour recevoir des ondes aussi longues.

Le rayonnement lumineux transporte de l'énergie, tout comme les ondes radio-électriques. Si on le fait absorber par un corps noir, il se transforme en chaleur : c'est ainsi que le rayonnement du soleil frappant un mètre carré de terre à midi, en été, représente un flux d'énergie d'un kilowatt environ. Mais une faible partie seulement de cette énergie est visible, car le rayonnement solaire est formé de vibrations dont la gamme des fréquences est très étendue. Le soleil, et en général tous les corps incandescents sont des émetteurs non syntonisés, travaillant sur une large bande. A chaque longueur d'onde correspond une couleur perçue par l'œil, dont la sensibilité pour chacune est très variable, comme le montre la courbe (fig. 1) qui indique une sensibilité maximum à la lumière jaune verdâtre. Toutefois, ce maximum se déplace vers le bleu aux faibles éclairements.

LES SOURCES LUMINEUSES

Il y a bien des manières de faire de la lumière avec l'électricité : étincelles entre conducteurs reliés à un condensateur chargé, arc entre charbons, incandescence d'un conducteur résistant, luminescence des gaz ionisés, fluorescence excitée par un rayonnement de courte longueur d'onde — et sans doute l'avenir nous dotera-t-il de sources lumineuses plus ingénieuses encore.

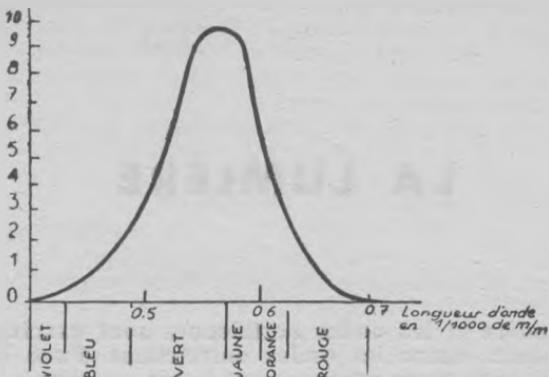


Fig. 1.

COURBE DE SENSIBILITE DE L'OEIL AUX DIVERSES COULEURS.

Deux sources cependant se partagent la faveur du public : la lampe à incandescence et la lampe fluorescente. L'une et l'autre sont de petits radiateurs de chaleur qui daignent, très accessoirement, nous donner un peu de lumière : 3 à 4 % seulement de l'énergie électrique sont transformés en lumière dans la lampe à incandescence, environ 9 % dans une lampe fluorescente neuve, ce qui fait que la lampe électrique est, de toutes les inventions humaines, celle qui a le plus mauvais rendement. Comme on le voit, il y a encore de beaux jours pour les inventeurs (fig. 2).

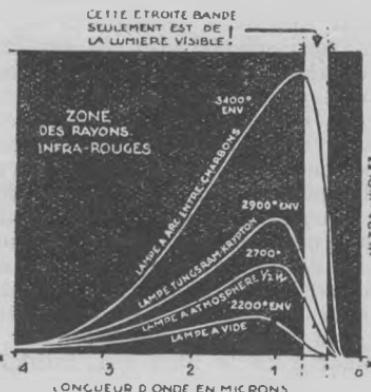


Fig. 2. — LE RAYONNEMENT D'UN CORPS CHAUD
est surtout formé de lumière invisible.

Mais, si la lampe à incandescence a un rendement lumineux inférieur à celui de la fluorescence, elle est plus simple, plus sûre, plus universelle dans ses applications. Elle ne demande pas d'appareillage compliqué, s'installe plus facilement, s'allume instantanément, supporte sans dommage de nombreux allumages et fournit une lumière continue, sans

pulsations fatigantes, qui multiplient les images lumineuses des objets brillants en mouvement. Si bien que, malgré ses petits défauts, la lampe à incandescence est toujours la reine de l'éclairage.

UN PEU DE PHOTOMÉTRIE

Les lampes à incandescence étaient autrefois marquées en bougies. Actuellement, elles portent l'indication des watts qu'elles consomment et des lumens qu'elles donnent.

Qu'est-ce qu'une bougie ? Qu'est-ce qu'un lumen ?

Si nous regardons la flamme d'une bougie courante, nous remarquons que des rayons lumineux sont émis dans toutes les directions avec, cependant, une intensité plus forte dans le plan horizontal.

La bougie est une unité d'intensité lumineuse qui correspond sensiblement à celle donnée dans un plan horizontal par la flamme d'une bougie de stéarine. Nous disons « sensiblement » car on se doute bien que l'étalon international est défini d'une façon plus scientifique. On lui a donné le nom de « candela ».

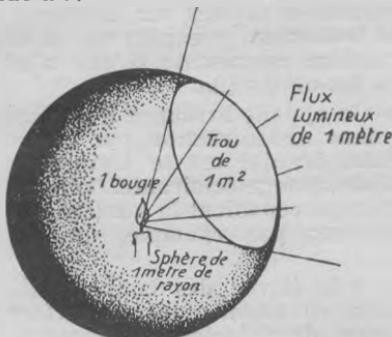


Fig. 3. — CE QU'EST UN LUMEN.

Plaçons une bougie au centre d'une sphère d'un mètre de rayon (fig. 3 A). Découpons, dans cette sphère, une ouverture d'un mètre carré de surface. Une certaine quantité de lumière, c'est-à-dire un certain flux lumineux, va s'échapper par cette porte. Ce flux est pris comme unité : on lui a donné le nom de lumen. On suppose, bien entendu, que la bougie placée au centre émet des rayons lumineux de même intensité dans toutes les directions.

La surface totale d'une sphère d'un mètre de rayon étant de $12,57 \text{ m}^2$, le flux total émis par une bougie est donc de 12,57 lumens.

Comme une lampe à incandescence a toujours une zone d'ombre (vers le culot) et que les anciennes indications en bougies correspondaient à la valeur maximum de l'intensité lumineuse, on aura une approximation suffisante en disant qu'une bougie correspond à 10 lumens. Une lampe dite de 32 bougies donne 320 lumens environ.

Reprenez notre bougie et plaçons-la devant une surface d'un mètre carré à un mètre de distance (fig. 3), cette surface reçoit un éclairement qui est, par définition, d'un lux. Il varie, bien entendu, avec la distance de la source à la surface éclairée. On démontre qu'il est inversement proportionnel au carré de cette distance (fig. 4).

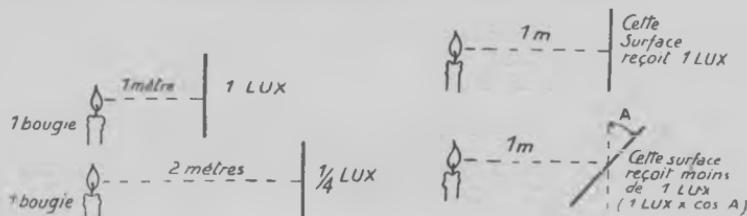


Fig. 4.

L'éclairement varie encore suivant l'obliquité des rayons qui tombent sur le plan utile, avec maximum quand l'obliquité est nulle. Instinctivement, quand on lit un journal, on le place de telle manière que la lumière tombe d'aplomb sur le texte. Mais faisons-le pivoter sur lui-même : l'éclairement diminue d'abord lentement, puis plus vite et finit par devenir nul quand la lumière est rasante si elle n'est pas réfléchie par les murs ou les objets (fig. 4).

Brillance. — On appelle brillance d'une source son intensité lumineuse dans une direction par centimètre carré de surface apparente. L'unité est le lambert, ou bougie par centimètre carré de surface éclairante. Cette notion s'applique aussi aux surfaces qui renvoient la lumière et agissent comme sources secondaires : par exemple, un réflecteur ou un diffuseur.

La brillance très élevée des lampes nues fatigue l'œil; aussi la réduit-on en augmentant la surface éclairante, à l'aide de diffuseurs, de réflecteurs diffusants, ou par l'éclairage indirect. Quand la lampe doit fonctionner nue, on doit utiliser de préférence les ampoules opalines ou dépolies dont la brillance est atténuée.

COMMENT NAQUIT LA LAMPE MODERNE

C'est en 1873 qu'Edison fit breveter la première lampe à incandescence pratique. Elle contenait, dans une ampoule vidée d'air, un corps lumineux constitué par un filament de carbone fabriqué avec de la fibre de bambou.

La fabrication industrielle des lampes Edison commença en 1881. Ces lampes donnaient 1,4 lumen par watt et leur durée était de l'ordre de 600 heures, mais l'ampoule noircissait rapidement et la perte de lumière pouvait atteindre 60 % avant la mort du filament.

En 1893, on dota les lampes d'un filament de cellulose carbonisée qui, un peu plus tard, fut métallisé. L'efficacité lumineuse atteignit 4,4 lumens par watt.

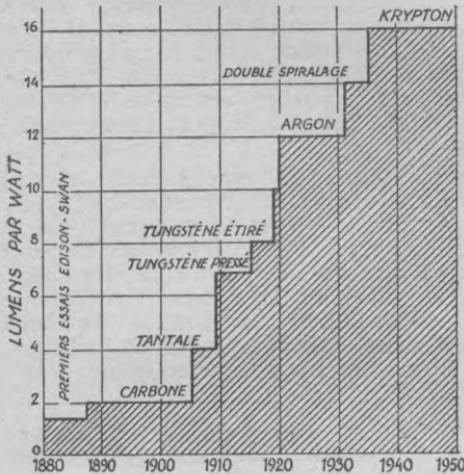


Fig. 5.

HISTORIQUE DE LA LAMPE A INCANDESCENCE.

En 1905, on fabriqua la première lampe à filament métallique. Le métal employé était le tantale et l'efficacité lumineuse fut portée à 5 lu/W. La même année, Just et Hanemann, ingénieurs à la Société Tungsram, brevetèrent la première lampe à filament de tungstène, lequel était obtenu par un procédé de badigeonnage et de nourrissage. A la même époque, Kurzell fit breveter un filament métallique obtenu par filage de colloïdes, mais les lampes étaient très sensibles au choc.

En 1909, Coolidge mit au point, grâce à un important travail scientifique, un procédé révolutionnaire qui n'a pas encore été dépassé à notre époque. Il parvint à produire un filament de tungstène à partir de l'oxyde tungstique. C'est de cette époque que date la production vraiment industrielle des lampes d'éclairage. En 1911, les lampes à filament droit de tungstène dans le vide avaient une efficacité lumineuse de 8 à 9 lu/W pour une durée de 1.000 heures et leur résistance au choc était satisfaisante.

En 1913, Langmuir fit faire un pas important à la lampe d'éclairage par l'invention sensationnelle du filament spiralé en atmosphère gazeuse. Alors qu'avant lui le filament était rectiligne, Langmuir en fit une fine hélice à pas serré et l'enferma dans une enceinte remplie de gaz rare, ce qui permit de porter le filament à 2.500° sans évaporation notable. L'augmentation du rendement lumineux compensait largement les pertes par convection dues à la présence du gaz : il expliqua ce phénomène par la présence d'une gaine gazeuse attachée au filament incandescent, ce qui le protège contre le refroidissement causé par le mouvement du gaz. Le tungstène évaporé se recondense à l'intérieur de cette gaine si bien qu'une faible partie seulement va se déposer sur les parois de l'ampoule.

Le corps incandescent mis sous forme d'hélice serrée — ou de spirale, comme on dit improprement — est beaucoup moins long que le filament droit, ce qui procure une économie de supports qui le refroidissaient. Tous ces perfectionnements permirent de porter l'efficacité lumineuse des lampes de 11 à 25 lu/W (suivant la puissance) pour une vie de 1.000 heures.

Une nouvelle étape fut franchie avec la lampe à double spirale, qui permit de diminuer encore les pertes par convection et par conduction dans les supports. Le double spirallage, en particulier, ouvrit de nouveaux horizons à la technique de la projection et permit le développement d'une série de lampes spéciales. La compétition joua, les fabricants s'efforcèrent d'améliorer la qualité au maximum, des contrôles sévères de fabrication furent institués et l'on crut qu'il serait bien difficile de perfectionner encore la lampe à incandescence.

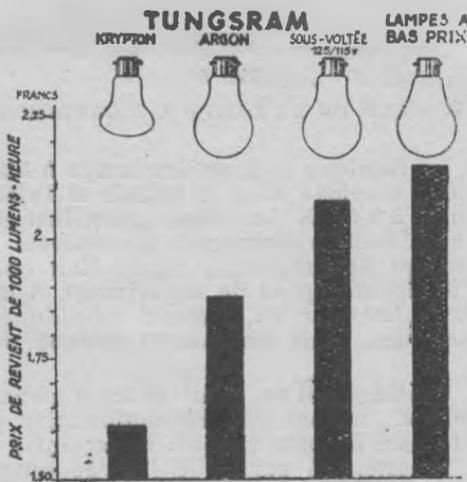


Fig. 6. — PRIX DE REVIENT DE 1.000 LUMENS/HEURE.

Mais les recherches continuèrent dans les laboratoires de la Société Tungsram et la lampe au krypton vit le jour. On savait, depuis Langmuir, que les gaz rares à poids moléculaire élevé rendaient la lampe plus économique, mais nos chercheurs prouvèrent que le remplissage au krypton présentait des avantages plus grands que ne l'indiquaient les calculs théoriques. Une loi thermodynamique peu connue (l'effet Soret) fut appliquée et l'on trouva que le krypton était le gaz le plus intéressant industriellement. Il est extrêmement rare (1.000 mètres cubes d'air n'en contiennent qu'un seul litre), mais on réussit cependant à l'extraire de l'atmosphère dans des conditions rentables. La lampe au krypton était née industriellement. A égalité de durée, elle a une efficacité lumineuse de 20 % plus élevée que les autres, elle est plus petite, sa lumière est plus blanche, son transport et son stockage moins onéreux.

Constantes des lampes

Le flux lumineux F, la puissance W, l'intensité du courant I, le voltage V et la durée D d'une lampe à incandescence dépendent les uns des autres.

Si la tension V devient V', l'intensité devient I', la puissance consommée devient W', etc..., et ces valeurs sont liées entre elles par les équations fondamentales suivantes (valables pour les lampes à atmosphère gazeuse) :

$$\frac{I'}{I} = \left(\frac{V'}{V}\right)^{0.44} \quad \frac{W'}{W} = \left(\frac{V'}{V}\right)^{1.64}$$

$$\frac{F'}{F} = \left(\frac{V'}{V}\right)^{2.36} \quad \frac{D'}{D} = \left(\frac{V}{V'}\right)^{3.87}$$

Les exposants indiqués sont des valeurs moyennes susceptibles de variations suivant les fabrications et la puissance des lampes. On voit que le flux lumineux varie presque comme la quatrième puissance du voltage, tandis que la consommation varie beaucoup moins vite.

Efficacité lumineuse ou rendement d'une lampe

C'est le nombre de lumens qu'une lampe est capable de donner par watt consommé. Avec les lampes à incandescence, l'efficacité lumineuse est d'autant meilleure que le filament est plus gros, donc que la tension d'alimentation est plus basse.

Dans la figure 7 on voit que les courbes d'efficacité lumineuse (lm/W) et de durée ont des inclinaisons en sens inverse.

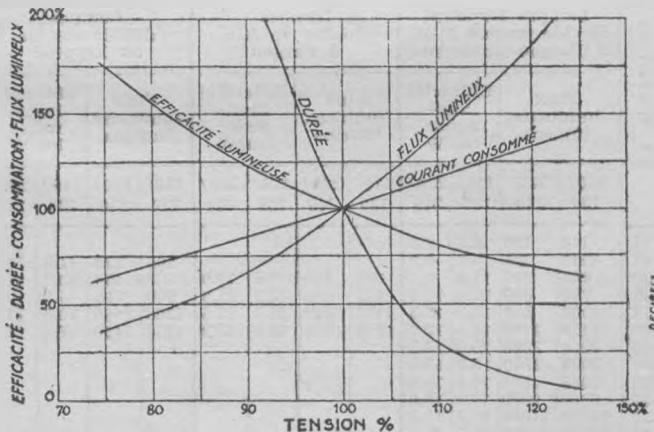


Fig. 7.

FLUX LUMINEUX - CONSOMMATION - EFFICACITE LUMINEUSE
ET DUREE EN FONCTION DE LA TENSION.

Si l'on veut augmenter la durée d'une lampe donnée, il faut diminuer son efficacité lumineuse et vice-versa. Il y a donc un compromis économique entre ces deux exigences. Actuellement, la durée pour laquelle les lampes sont calculées est de 1.000 heures (sauf quelques lampes spéciales). Il est donc important, si l'on veut obtenir cette durée, d'utiliser des lampes dont la tension nominale corresponde exactement à la tension du secteur.

Si l'on survole une lampe, on abrège sa vie. Si, au contraire on la sous-volté, elle dure plus longtemps, mais — nous le montrerons plus loin — l'opération est désastreuse pour le porte-monnaie de l'usager, car le rendement de la lampe baisse considérablement.

Différentes sortes de lampes à incandescence

Une lampe se compose en gros de quatre parties :

Un filament de tungstène (métal fondant à 3.400°);

Un support de filament appelé « pied »;

Une ampoule complètement vidée d'air ou remplie de gaz inerte;

Un culot.

Le filament de tungstène est porté à haute température par le passage du courant. L'ampoule vidée d'air ou remplie de gaz inerte met ce filament à l'abri de l'oxydation.

TABLEAU DES LAMPES D'USAGE COURANT

Ampoule en verre clair — Durée normale de 1.000 heures

PUISSEANCE EN WATTS	Lampes standard (à vide jusqu'à 25 W, à l'argon au-dessus)				Lampes double spirale à l'argon				Lampes double spirale au krypton			
	Flux lumineux lumens		Efficacité lumi- neuse lm/W		Flux lumineux lumens		Efficacité lumi- neuse lm/W		Flux lumineux lumens		Efficacité lumi- neuse lm/W	
	110/ 130	220/ 240	110/ 130	220/ 240	110/ 130	220/ 240	110/ 130	220/ 240	110/ 130	220/ 240	110/ 130	220/ 240
15	140	125	9.3	8.3								
25	240	225	9.6	9.0								
40	450	225	11.0	9.4	500	410	12.5	10.0	550	450	13.7	11.0
60	750	600	12.5	10.0	825	660	13.7	11.0	900	725	15.0	12.0
75	1000	850	13.3	11.3	1100	940	14.7	12.5	1200	1050	16.0	13.5
100	1450	1200	14.5	12.0	1600	1325	16.0	13.2	1750	1450	17.5	14.5
150	2250	2000	15.0	13.3								
200	3000	2750	15.0	13.8								
300	5000	4500	16.5	15.0								
500	9500	9000	19.0	18.0								
750	15000	14000	20.0	18.5								
1000	20000	20000	20.0	20.0								

Nous pouvons distinguer deux groupes principaux de lampes :

1° Les lampes à vide.

Elles se font soit avec filament en zig-zag, soit avec filament spiralé, pour des puissances inférieures à 40 W dans les voltages courants. Elles présentent l'inconvénient de noircir d'une façon appréciable à partir des deux tiers de leur vie totale, ce qui amène une baisse d'intensité lumineuse pouvant dépasser 20 %.

2° Les lampes à atmosphère gazeuse.

Elles ne présentent en fonctionnement aucun noircissement appréciable et peuvent se faire dans des puissances comprises entre 25 watts et 1.000 watts. Elles sont toujours à filament spiralé.

Elles peuvent avoir un filament à simple ou à double spirale. Leur ampoule peut contenir de l'azote (peu employé), de l'argon ou du krypton.

Combien coûte une lampe d'éclairage ?

Il ne faut pas considérer seulement le prix d'achat de la lampe, car il est inférieur au 1/10 du prix du courant qu'elle consomme pendant sa vie. Par exemple, une lampe de 100 watts, dont le prix d'achat est 160 francs, consommera en 1.000 heures 1.900 francs de courant (Paris, 1^{re} tranche).

A la fin de sa vie elle aura donc coûté 2.060 francs.

On achète une lampe pour avoir une certaine quantité de lumière pendant un certain temps. Le tableau ci-dessous et la figure 7 donnent le prix réel de 1.000 lumens-heure obtenus avec différentes lampes de 40 watts.

TYPE	LUMENS	WATTS	VIE en heures	PRIX d'achat	PRIX de 1000 lm/h
Krypton	550	40	1.000	130	1,62
Lampe 1 ^{re} qualité.	450	40	1.000	80	1,87
Sousvoltée 125/115	340	35	2.000	80	2,10
Lampe à bas prix.	400	40	1.000	60	2,16

Forme et aspect des ampoules

L'ampoule de verre d'une lampe d'éclairage peut se présenter sous des formes diverses inspirées soit par des questions esthétiques et de décoration (flamme, torche, boule) soit par des raisons techniques. C'est ainsi que la forme des ampoules standard a été choisie pour localiser le dépôt des vapeurs de tungstène dans une région où elles ne nuisent pas à la lumière. De même, la forme des lampes Tungsram au krypton a été choisie pour économiser au maximum ce gaz précieux.

Les ampoules peuvent être dépolies à l'extérieur, dépolies à l'intérieur, siliciées, lumière du jour, opales. Il ne faut cependant pas oublier que tout verre coloré ou diffusant absorbe une certaine quantité de lumière.

TYPES	ABSORPTION	REMARQUES
Dépoli extérieur.	6 % à l'état neuf	Se salit vite.
Dépoli intérieur.	1 à 2 %.	Stable.
Opale.	12 %.	Stable.
Silicié.	6 %.	Stable.
Lumière du jour.	30 %.	Stable.

Pour que ce tableau soit complet, il faudrait y ajouter l'action absorbante de la poussière. Une lampe sale ou un réflecteur poussiéreux peuvent gaspiller 50 % de la lumière, d'où nécessité de les nettoyer souvent.

L'ÉCLAIRAGE DES ATELIERS ET DES BUREAUX

Un éclairage correct est une nécessité absolue aux endroits où l'on travaille. Avec une bonne lumière on travaille mieux et plus vite, on se fatigue moins, on distingue mieux les détails, il y a moins de déchets et d'accidents.

Or, neuf ateliers sur dix sont éclairés en dépit du bon sens. Car on s'imagine trop souvent qu'on a très bien fait les choses quand on a suspendu, par-ci par-là, quelques lampes douteuses sous de vagues réflecteurs.

Il n'est peut-être pas superflu de passer rapidement en revue les fautes et négligences qu'on rencontre le plus souvent dans les installations d'éclairage.

L'éblouissement

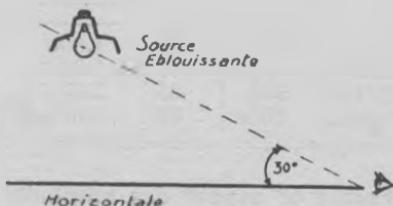


Fig. 8.

Chaque fois qu'une source lumineuse brillante se trouve dans le champ visuel, c'est-à-dire dans un angle de 30° avec l'horizontale et dont l'œil occupe le sommet (fig. 8), il y a danger d'éblouissement. Alors que la brillance de la flamme d'une bougie n'atteint qu'une demi-bougie, le filament d'une lampe demi-watt peut donner de 500 à 1.200 bougies par centimètre carré. C'est pourquoi les lampes nues ou insuffisamment masquées doivent être rigoureusement proscrire (fig. 9).

Une source moins brillante, mais de grandes dimensions, placée à faible distance de l'œil peut aussi produire l'éblouis-

sement. Un diffuseur rapproché ou même une fenêtre proche, face au travail, éblouissent aussi sûrement qu'une lampe nue. Pour s'en convaincre, il suffit de protéger les yeux avec la main formant visière : l'amélioration de la vision montre clairement ce qui reste à faire. L'éblouissement peut encore être causé par les surfaces brillantes ou fortement éclairées qui agissent comme des sources secondaires. Il se produit encore lorsque, au cours du travail, l'œil doit regarder successivement des zones éclairées et des zones sombres.

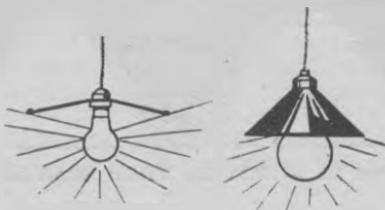


Fig. 9. — REFLECTEURS EBLOUISSANTS.

Les contrastes trop violents

L'œil est ainsi fait qu'il peut être incommodé par une faible lumière lorsqu'il s'est habitué à l'obscurité. On est ébloui par une simple allumette frottée en pleine nuit, alors qu'une lampe de 500 watts paraît dérisoire en plein jour.

Pour éviter cet « éblouissement par contraste », tout le champ visuel doit être harmonieusement éclairé, sans « trou d'ombre », sans plages violemment illuminées, sans appareils d'éclairage se détachant brutalement sur les plafonds ou les murs sombres. Autant que possible, plafonds et murs seront peints de couleur claire et mate. On proscrira l'éclairage localisé par lampe individuelle, s'il n'est pas complété par un bon éclairage général qui réduit les contrastes.

Il ne faut cependant pas supprimer totalement les ombres, car nous leur devons la sensation du relief. Un éclairage sans ombres, comme l'éclairage indirect, est désirable dans les ateliers de dessin et admissible dans les bureaux, où les ombres portées sont gênantes; par contre il est à rejeter dans les ateliers, où la vision nette des trois dimensions est nécessaire.

Les appareils insuffisants

Nombre d'industriels et de commerçants décident un beau jour d'améliorer leur éclairage. Cela consiste presque toujours à remplacer les vieilles lampes par de nouvelles plus puissantes, et l'on se persuade que c'est très bien ainsi. Ce remède est souvent pire que le mal, car les nouvelles lampes montées dans les vieux réflecteurs plats ou coniques sont aussi éblouissantes que si elles étaient nues, et la répartition de la lumière est aussi défectueuse. Les lampes modernes demandent des appareils modernes.

Les foyers mal disposés

Un défaut courant est l'espacement excessif des foyers lumineux, ce qui cause un éclairage inégal, avec des trous d'ombre et des plages violemment éclairées. L'espacement des appareils est en relation étroite avec la hauteur de suspension, et il dépend du type d'appareil utilisé (fig. 10).

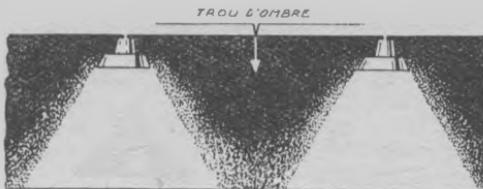


Fig. 10. — FOYERS TROP ECARTES.

Pour corriger ce défaut, on peut augmenter la hauteur de suspension si la chose est possible. Sinon, on peut remplacer les appareils par d'autres plus extensifs, mais on risque l'éblouissement si des précautions spéciales ne sont pas prises (remplacement des lampes claires par des lampes à émaillage hémisphérique, écrans diffusants, etc.). On contrôle le résultat au luxmètre.

Les lampes trop faibles

Une autre erreur courante consiste à utiliser des lampes de faible wattage sous prétexte d'économie. Comme l'éclairage général ainsi obtenu est trop faible, on le renforce en multipliant les sources lumineuses, ou en dotant chaque employé ou chaque ouvrier d'une lampe individuelle. Le résultat le plus clair de ce système est d'augmenter considérablement les frais d'installation, les causes de pannes, le travail de nettoyage des lampes et des appareils, et la consommation de courant.

En effet, les petites lampes ont un rendement très inférieur à celui des grosses. Par exemple, une lampe standard de 25 watts donne 225 lumens (pas même 10 lumens par watt), alors qu'une lampe de même type de 100 watts donne 1.450 lumens, soit 14,5 lumens par watt. Donc, en remplaçant quatre lampes de 25 watts par une seule de 100 watts, on ne consomme pas plus de courant, on simplifie l'installation, et on obtient un supplément de 550 lumens absolument gratuit.

Les sources mal placées

Dans beaucoup d'ateliers, et en particulier ceux où on a généralisé l'éclairage individuel, on constate souvent que la lumière arrive sur les surfaces de travail sous un angle défectueux, ce qui produit des ombres portées gênantes et oblige les ouvriers à une attention fatigante pour suivre leur travail. D'autres fois, les ouvriers portent ombre sur leur

propre travail, ce qui réduit considérablement leur rendement ou la précision de leur travail.

Le remède découle de source. Il faut soit remanier l'installation, soit la compléter par des sources judicieusement placées.

Les murs et plafonds sales ou sombres

Une partie importante de la lumière atteint les murs et le plafond. Si ceux-ci l'absorbent, cette lumière est perdue. C'est ce qui arrive quand ils sont peints de couleurs sombres, quand les fenêtres n'ont pas de rideaux blancs ou quand les carreaux ne sont pas recouverts d'une peinture blanc mat, quand la poussière et la fumée ont sali les surfaces diffusantes, quand l'atelier n'a pas de plafond. A noter qu'il est désirable à tous points de vue que les murs et le plafond participent à la diffusion de la lumière. On évitera donc les couleurs sombres qui absorbent, et les couleurs brillantes, genre ripolin, qui provoquent l'éblouissement par réflexion.

L'implantation des foyers

La position des foyers lumineux est généralement imposée par l'architecture de la salle. Il importe de bien étudier le plan d'implantation avant de procéder à une installation d'éclairage, car les fautes commises ne se corrigeront qu'au prix de coûteuses altérations.

En règle générale, on préférera la distribution régulière et symétrique des sources, afin d'assurer l'uniformité de l'éclairage et la réduction au minimum des causes

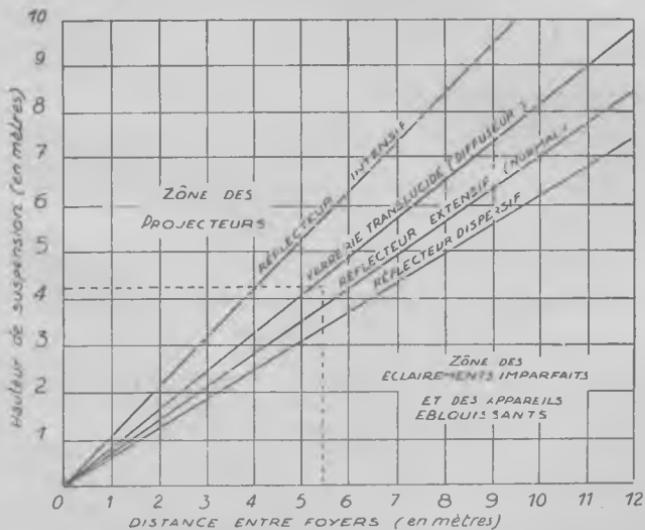


Fig. 11. Abaque No. 1.

DETERMINATION DU TYPE D'APPAREILS D'ECLAIRAGE DIRECT.

d'éblouissement. Ce n'est que dans des cas très spéciaux que l'éclairage localisé, par lampe individuelle, peut présenter des avantages. Il ne dispense du reste pas de l'éclairage général qui seul peut prétendre à remplacer la lumière du jour sans trop d'inconvénients.

On découpe d'abord l'espace à éclairer en rectangles, ou plutôt en carrés, dont les limites seront imposées souvent par la présence de piliers, sheds, rangées de machines ou tables, etc... Dans ces carrés, on disposera les foyers lumineux de telle façon qu'ils soient régulièrement espacés d'une distance telle que l'éclairage soit uniforme. Cette distance, on l'a deviné, dépend de deux facteurs : la hauteur de suspension et le type d'appareil choisi. Elle peut être déterminée par l'abaque (fig. 11) qui résume de façon suffisamment exacte en pratique les conditions d'emploi des appareils les plus courants.

Dans cet abaque, une horizontale partant de la hauteur de suspension et une verticale partant de la distance horizontale entre appareils se coupent au voisinage d'une des lignes obliques. Cette ligne indique le type d'appareil à utiliser. De même, en partant d'une ligne oblique, il est facile de trouver la distance entre foyers correspondant à une hauteur de suspension donnée.



Fig. 12.
UNE SOURCE
PAR CARRE.



Fig. 13.
DEUX SOURCES
PAR RECTANGLE.

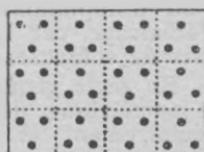


Fig. 14.
TROIS SOURCES
PAR CARRE.



Fig. 15.
DEUX SOURCES PAR CARRE.



Fig. 16.
TROIS SOURCES
PAR RECTANGLE.

Exemple : hauteur de suspension, 4 m. 25; distance entre appareils, 5 m. 50. Les pointillés se croisent entre deux lignes : diffuseurs et réflecteurs extensifs. Nous choisirons la première solution pour des bureaux, et la seconde pour des ateliers.

Dans chacun des carrés ou rectangles à éclairer, on répartira régulièrement les foyers lumineux en respectant les distances indiquées par l'abaque 11. On obtient alors un plan d'implantation semblable à l'un des schémas des figures 12, 13, 14, 15, 16, ou quelque chose de similaire.

Nous devons insister une fois de plus sur l'importance d'une hauteur de suspension suffisante pour obtenir une bonne répartition de la lumière sans éblouissement ni ombres gênantes. On aura toujours intérêt à maintenir aussi élevé que possible le rapport entre cette hauteur de suspension et la distance entre foyers.

Il peut cependant arriver que la présence de nombreuses courroies, la minutie de certaines opérations, etc., obligent à s'écartier de cette disposition géométrique. On aura recours à l'éclairage localisé (une lampe par point de travail), avec réflecteurs profonds masquant bien le filament, complété par un éclairage général suffisant.

Puissance des foyers

Nos appareils d'éclairage bien choisis et bien disposés, il faut maintenant les munir d'une lampe. Quelle en sera la puissance ?

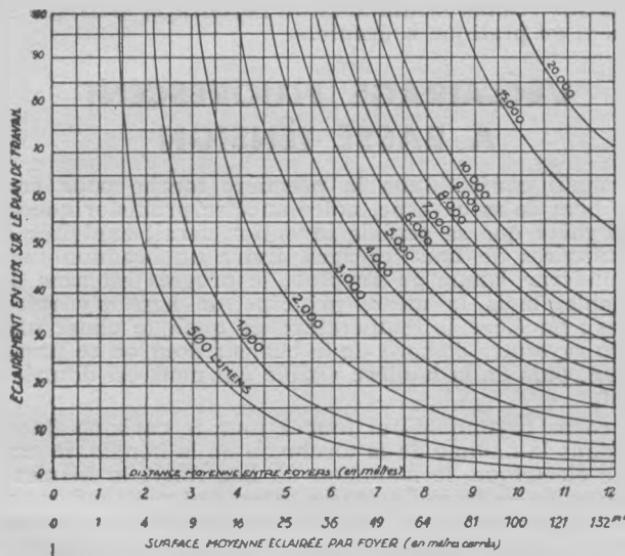


FIG. 12. — ABAQUE N° 2.
PIUSSANCE EN LUMENS DES FOYERS.

Les ingénieurs spécialisés la calculent par la méthode des facteurs d'utilisation, qui leur permet d'atteindre une précision assez grande. Mais, pour les besoins courants, il suffit d'utiliser l'abaque n° 2 pour trouver instantanément la puissance des lampes nécessaires si les foyers sont judicieusement répartis.

Son usage est des plus simples :

1° On détermine la distance maximum (en mètres) entre foyers lumineux, ce qui donne le côté du carré éclairé par

chaque foyer. Cette distance est lue horizontalement sur l'abaque.

2° On lit verticalement le nombre de lux désiré sur le plan de travail.

3° Au croisement de la verticale et de l'horizontale élevées de ces deux lectures, on se trouve entre deux courbes, dont la plus élevée indique la puissance en lumens de la lampe nécessaire.

Cet abaque a été établi pour des réflecteurs émaillés de bonne qualité et un « coefficient de réflexion » de 50 %, c'est-à-dire pour un local dont les murs et le plafond sont assez clairs. S'ils sont foncés et si le local n'est pas vaste, il faut doubler la puissance des lampes. Dans les cas intermédiaires, augmenter de moitié. Si l'on utilise des diffuseurs, il faudra encore augmenter de 40 % la puissance des lampes pour tenir compte de l'absorption. On vérifiera les éclairements s'il en est besoin.

Cette méthode simpliste fera sans doute froncer les sourcils aux grands techniciens de l'éclairage, mais elle suffit largement en pratique courante.

L'ÉCLAIRAGE FLUORESCENT A BASSE TENSION

Lorsqu'il confectionna la première torche pour écarter les ténèbres de sa grotte, notre ancêtre préhistorique ne se doutait guère que sa géniale invention serait exploitée dans les luminaires de tous les âges. Entre un brandon fumeux et la moderne lampe au krypton, le progrès est sans doute formidable, mais le même principe de base s'y retrouve toujours : on élève la température de quelque chose jusqu'à lui faire rayonner d'abord de la chaleur dont on se passerait fort bien, puis de la lumière visible qui nous est donnée par surcroît.

Le corps rayonnant fut tour à tour le carbone finement divisé dans la flamme de la torche ou de la bougie, le crayon de l'arc électrique, le manchon du bec Auer, le filament de nos ampoules — mais l'incandescence reste le fondement de tous les appareils d'éclairage utilisés jusqu'à nos jours.

Vers le milieu du siècle dernier, on était cependant arrivé à faire de la lumière sans incandescence, donc sans devoir passer par toute la gamme des indésirables radiations infrarouges, en utilisant un phénomène nouveau : la luminescence. De minuscules aurores boréales naissaient dans le gaz raréfié du tube de Geissler lorsqu'on lui appliquait la haute tension, mais cet ancêtre de nos lampes au néon n'était alors qu'une expérience de laboratoire. Il fallut attendre la réalisation, vers 1910, de la lampe à vapeur de mercure pour disposer d'une source lumineuse économique à basse température et basse tension fonctionnant sur ce principe.

La luminescence des gaz est un phénomène fort complexe dont voici le schéma très simplifié : la différence de potentiel qu'on entretient aux extrémités de la colonne de gaz raréfié

fait partir de la cathode des électrons qui se précipitent vers l'anode, tout comme dans un tube de radio — ces électrons bousculent les atomes qui se trouvent sur leur chemin et rebondissent en leur abandonnant par choc une partie de leur énergie de mouvement — les atomes percutés encaissent provisoirement le coup, comme le ferait une balle de tennis qui se déforme quand on la frappe, mais ils reprennent vite leur équilibre initial en expulsant cette énergie excédentaire sous la forme d'un rayonnement lumineux dont la longueur d'onde, donc la couleur, dépend de la structure atomique ou moléculaire du gaz ou de la vapeur utilisés.

Avec la vapeur de mercure, on obtient d'abord deux radiations visibles jaune et verte : c'est une lumière blafarde qu'on n'utilise guère qu'à l'extérieur, malgré son excellent rendement énergétique. Mais le rayonnement principal se trouve dans l'ultra-violet invisible et sa longueur d'onde est très courte : 2.537 angströms ou dix-millionièmes de millimètre. Le problème se posait donc comme ceci : comment convertir ce rayonnement invisible en lumière visible ? Autrement dit, que faut-il faire pour allonger l'onde ultra-violette du mercure pour la ramener dans le spectre visible qui s'étend du rouge (environ 6.500 angströms) au violet (4.500 angströms) ? La solution de ce changement de fréquence se trouvait dans un autre phénomène : la fluorescence.

Lorsqu'ils sont frappés par l'ultra-violet — et surtout par celui que la vapeur de mercure émet en abondance — certains corps l'absorbent en émettant un rayonnement complexe de plus grandes longueurs d'onde. Ce curieux phénomène, qui fut découvert par Becquerel au milieu du siècle dernier, demanderait de trop longs développements pour être expliqué ici. Il nous suffira de savoir que la couleur de la lumière fluorescente obtenue dépend du corps employé. Par exemple :

- Le silicate de zinc émet une lumière verte;
- Le silicate double de zinc et de beryllium, une lumière blanc-rosé;
- Le tungstate de calcium, une lumière bleue;
- Le tungstate de magnésium, une lumière bleu pâle, etc.

On conçoit aisément qu'il suffira de mélanger en proportions convenables ces substances pulvérisées pour obtenir synthétiquement des lumières résultantes de diverses nuances et en particulier de la lumière blanche. Il ne restera plus qu'à associer cette poudre fluorescente avec un tube à vapeur de mercure pour réaliser une source lumineuse à grand rendement.

Constitution d'une lampe fluorescente à basse tension

La lampe fluorescente se présente sous la forme d'un tube cylindrique en verre de 38 mm. de diamètre dont la surface interne est recouverte d'une mince couche de matières fluorescentes réduites en poudre impalpable et homogène. Elle porte à chaque extrémité une électrode constituée par un

filament spiralé et un culot de fixation à deux ergots qui amène le courant. Le tube est rempli de gaz rare sous très faible pression et contient une goutte de mercure.

Pourquoi met-on du gaz rare, puisque c'est l'émission du mercure qui sera utilisée par l'enduit fluorescent ? Parce qu'il faut d'abord amorcer un arc dans un gaz monoatomique tel que l'argon pour volatiliser le mercure et donner à sa vapeur saturante une pression d'environ 1/10 de mm. de mercure qui entrera en branle à son tour. Le gaz rare joue ici un rôle analogue à celui du détonateur dans un obus.

Fonctionnement de la lampe fluorescente

La lampe fluorescente doit être accompagnée d'un appaillage auxiliaire qui assure l'amorçage de la décharge et la stabilisation du courant traversant le tube à une intensité déterminée.

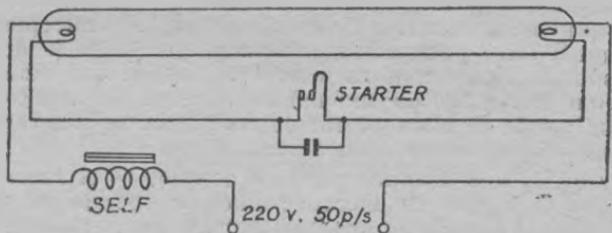


Fig. 13.

SCHEMA D'INSTALLATION D'UN TUBE FLUORESCENT.

a) Amorçage.

Si l'on appliquait une tension alternative de 220 volts entre les électrodes d'un tube normal de 1 m. 20, il ne s'illuminerait pas. Pour obtenir l'amorçage, il faut d'abord qu'un flux suffisant d'électrons soit émis par les électrodes, qui deviennent alternativement cathode et anode cinquante fois par seconde. On a donc constitué ces électrodes comme des cathodes de lampes de TSF à chauffage direct : c'est un filament recouvert d'une couche émettrice d'électrons à base d'oxyde de baryum. Il suffit de chauffer les deux filaments pendant deux ou trois secondes pour obtenir un abondant flux d'électrons qui amorce la décharge. Ceci fait, il n'est plus besoin de chauffer les électrodes, car le choc des électrons contre les atomes gazeux ionise ceux-ci en leur arrachant des électrons superficiels, ce qui laisse des ions lourds positifs qui se précipitent sur les électrodes pendant la demi-période où elles sont négatives : ce bombardement échauffe suffisamment les électrodes pour leur faire émettre en permanence d'abondants électrons.

Chaque filament est donc réuni à un fil du secteur, et l'opération d'allumage consistera à réunir pendant quelques instants les deux extrémités libres des filaments, afin de les mettre en série. Mais ce n'est pas tout : il faut encore faire apparaître entre les électrodes une courte surtension égale à deux ou trois fois la tension de service. Tout ceci est réalisé

automatiquement par un petit appareil : le *starter*, en liaison avec une self à fer insérée dans l'un des fils qui aboutissent à la lampe.

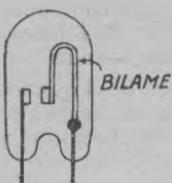


Fig. 14.
PRINCIPE DU STARTER.

Le starter est une petite lampe à lueur, au néon, qui s'amorce à une tension inférieure à celle du secteur, mais supérieure à la tension de régime de la lampe fluorescente (qui est inférieure à celle du secteur à cause de la chute de tension dans la lampe et la self). On sait qu'une lampe à lueur est formée de deux électrodes rapprochées dans du néon raréfié : ici, l'une des électrodes est portée par un bilame qui se déforme sous l'action de la chaleur dégagée par la décharge. Les deux électrodes viennent ainsi en contact, ce qui a pour effet 1° de faire cesser la décharge, 2° de supprimer la chaleur, d'où refroidissement du bilame qui écarte les électrodes, 3° de couper la liaison entre les deux filaments, ce qui arrête le chauffage en interrompant brusquement le courant qui traverse la self. La tension du secteur se reporte brusquement aux extrémités du tube, mais il y a mieux : l'annulation brutale du champ magnétique de la self induit dans ses spires un extra-courant de rupture et fait apparaître une pointe de tension instantanée qui allume la lampe.

Un petit condensateur de $0,01 \mu\text{F}$ est placé aux bornes du starter, dont il absorbe l'étincelle de rupture qui serait néfaste pour les contacts. Il élimine aussi les parasites radio-électriques.

b) *Stabilisation.*

Dès que la lampe est amorcée, elle équivaut à un arc et présente par conséquent une résistance négative : la tension étant constante à ses bornes, l'intensité qui la traverse s'amplifierait au delà de toute mesure, ce qui entraînerait la détérioration de la lampe si on n'y mettait un frein.

Ce frein est une impédance positive qui réduit automatiquement la tension aux bornes de la lampe quand l'intensité tend à augmenter, ce qui la maintient à peu près constante. C'est la self en série dans un des fils d'aménée de courant du secteur à 220 volts 50 p/s qui joue le double rôle de stabilisateur d'intensité en marche normale et de survoltEUR au moment de l'allumage.

Pour les secteurs à plus basse tension, il est nécessaire de remonter celle-ci à 220 volts à l'aide d'un auto-transformateur. On réunit alors ce transfo et la self de stabilisation en un seul appareil, qui est un autotransformateur à fuites magnétiques dont la caractéristique plongeante tend à faire baisser la tension dès que l'intensité augmente.

Caractéristiques du tube fluorescent de 1 m. 20

Ce tube donne un flux lumineux supérieur à 2.000 lumens et consomme 40 watts. Avec la self utilisée comme ballast ou l'autotransformateur, il faut compter 48 à 55 watts totaux, ce qui donne une efficacité de 43 à 36 lumens par watt.

Il existe aussi un tube de 60 cm. de longueur consommant 20 watts. Il est amorcé par un starter comme le précédent et fonctionne sur 110-125 volts avec une simple self, sans autotransformateur.

QUELQUES CONSEILS D'EMPLOI

Il y a trois nuances de lumière qu'il importe de choisir judicieusement :

— La « lumière du jour » respecte sensiblement les couleurs naturelles à la condition d'être assez intense. Elle doit être déconseillée pour des éclairements inférieurs à 150 lux, car elle donnerait un aspect blafard dû à la prédominance des radiations bleues.

Cette nuance convient pour l'industrie, certains bureaux et les magasins de tissus, de fleurs, etc. Comme il est nécessaire d'harmoniser la couleur de la lumière avec celle du décor général de la pièce, la « lumière du jour » ne devra pas être employée dans une pièce à prédominance rouge ou bien lorsque lameublement est en cuir, en noyer ou de teintes similaires, car ces couleurs ne seraient pas excitées et l'ambiance resterait sombre.

— Le « blanc » peut être employé dans tous les cas. C'est la teinte d'usage général.

— Le « blanc chaud » est plus particulièrement réservé à l'éclairage des intérieurs et pour créer une ambiance intime. Il est à prohiber pour les pièces dont le décor général serait de teinte bleue ou verte soutenue.

Il faut éviter les *allumages fréquents*. On peut admettre que la durée de la lampe normale de 1 m. 20 se situe vers 3.500 heures lorsque chaque allumage est suivi d'une durée d'utilisation de quatre heures, ce qui correspond aux conditions les plus fréquentes d'emploi.

Les *appareils auxiliaires* doivent être branchés sous la tension correspondant aux indications qu'ils portent.

La *tension d'alimentation* peut varier momentanément de plus ou moins 5 % sans dommage pour la lampe, dont la durée ne sera pas sensiblement affectée. Le flux lumineux et la consommation sont à peu près proportionnels à la tension de service. Toutefois, si la tension baisse de plus de 5 %, l'amorçage devient difficile, il se produit des efforts sur les électrodes dont la vie est considérablement raccourcie. Si la tension dépasse de plus de 5 % la tension nominale, la couche émissive des électrodes s'usera rapidement et la vie de la lampe s'en trouvera réduite.

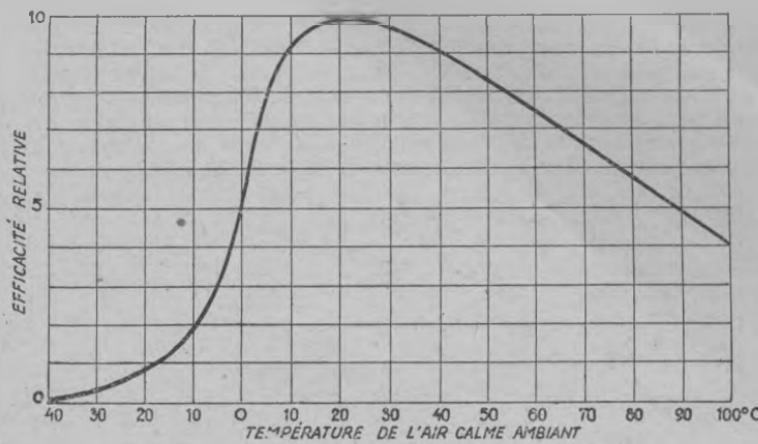


Fig. 15.
EMISSION LUMINEUSE D'UN TUBE FLUORESCENT
EN FONCTION DE LA TEMPERATURE.

La *température ambiante* doit être comprise entre 0 et 35°. On peut voir sur la courbe de la figure 15 comment varie l'émission lumineuse en fonction de la température ambiante en atmosphère calme. Aux basses températures, la pression de la vapeur de mercure est insuffisante, le rayonnement ultra-violet est faible et le flux lumineux fluorescent l'est aussi. Aux températures élevées, la pression s'élève au contraire, ce qui a pour effet de réduire l'énergie de la raie du spectre correspondant à 2.537 angströms qui excite particulièrement les corps fluorescents, et la lumière baisse.

En outre, la vapeur de mercure est électriquement moins perméable aux pressions trop faibles ou trop fortes correspondant aux trop basses ou trop hautes températures : il y aura des difficultés d'amorçage qui usent prématurément le tube.

La *fréquence* doit être celle pour laquelle l'appareillage a été établi. Une sous-fréquence entraîne une surintensité des courants de chauffage et de régime. Il faut donc éviter d'alimenter les lampes fluorescentes au moyen d'un groupe électrogène dont la fréquence n'est pas correcte, et *a fortiori* lorsqu'il n'a pas pris sa vitesse de régime.

Les *vibrations* n'affectent pas beaucoup les filaments des lampes fluorescentes, qui sont plus robustes que ceux des lampes à incandescence. Toutefois, on s'abstiendra autant que possible d'installer directement ces lampes sur le bâti des machines.

Groupes bilampes

Pour se conformer aux prescriptions de l'additif N° 1 à la Norme C. 11 de l'U.T.E. relative au facteur de puissance, il est nécessaire d'utiliser un condensateur.

Afin d'amortir son prix sur une plus forte unité de lumière, il est intéressant d'utiliser des groupes bilampes. Chacun d'eux comprend deux tubes munis de leur starter et de leur self ou autotransfo individuels, mais on insère dans le circuit de l'un d'eux un condensateur de capacité convenable qui déphase le courant traversant la lampe *en avant* de la tension, tandis que par l'effet de sa self il est *en arrière* pour l'autre lampe. Il y a compensation, et le facteur de puissance ($\cos \varphi$) qui n'était guère que 0,5 peut être relevé à 0,85 (fig. 16).

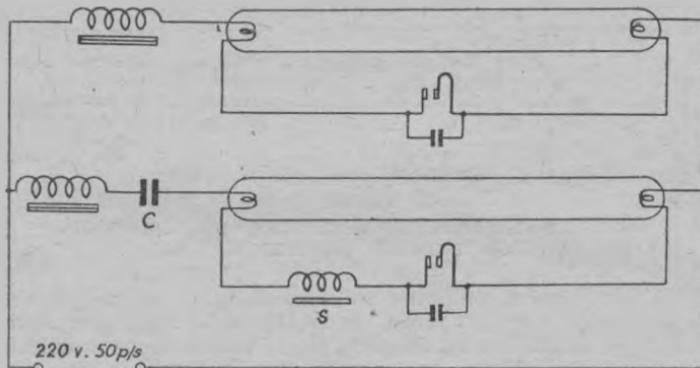


Fig. 16. — MONTAGE BILAMPE COMPENSE.

Il est nécessaire d'insérer une petite self compensatrice S dans le circuit de chauffage de la lampe capacitive afin de neutraliser l'effet de la capacité qui réduirait le courant de chauffage pendant la période d'amorçage.

Ce montage bilampe, encore appelé « montage duo » est particulièrement intéressant, car il corrige en grande partie les effets stroboscopiques d'une installation alimentée en monophasé.

● L'une des qualités essentielles d'un bon éclairage est de donner un éclairage uniforme sur le plan de travail. Or, les lampes fluorescentes éclairent autour d'elles perpendiculairement à leur axe, mais non en bout.

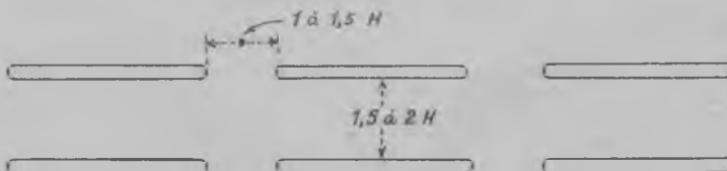


Fig. 17. — ESPACEMENT ENTRE LAMPES.

Deux lampes ou groupes disposés parallèlement pourront être espacés de 1,5 à 2 fois leur hauteur au-dessus du

plan utile. Deux lampes ou groupes en ligne devront être plus rapprochés : on les espacera d'extrémité à extrémité de 1 à 1,5 fois la hauteur au-dessus du plan utile

Grosso modo, on peut admettre que, dans un local de hauteur normale avec plafond et murs clairs, un éclairement de 100 lux sera obtenu en disposant une lampe de 1 m. 20 par 6 à 8 mètres carrés de surface au sol.

LES INCIDENTS DE FONCTIONNEMENT

a) *Lampes.*

Il peut arriver que la lumière des lampes neuves ou n'ayant pas servi depuis longtemps papillote ou « chenille », c'est-à-dire semble se déplacer en vagues le long du tube. Cette anomalie est en général due à un dégagement de gaz occlus qui s'élimineront rapidement. On peut souvent la faire disparaître par quelques allumages et extinctions successifs.

Les lampes peuvent présenter des taches qui sont de trois sortes :

— En forme d'olive à proximité de l'électrode, ou d'anneau à deux ou trois centimètres du culot. Ces taches n'influencent en rien la durée de la lampe, elles sont normales après 2.500 heures de fonctionnement. Si l'anneau se produit au début de la vie de la lampe, c'est probablement l'indice d'un starter mal adapté.

— Un noircissement intense à une extrémité ou aux deux, quelques secondes après l'allumage. C'est une accumulation de mercure qui peut se produire quand le tube est très froid et qui disparaît après une heure ou deux de fonctionnement. Sinon, il faut changer le tube.

— Une pigmentation régulière à partir d'un culot et s'étendant sur trois ou quatre centimètres témoigne de la volatilisation d'une électrode et laisse présumer la fin de la vie de la lampe.

Une lampe qui ne réagit pas à l'allumage, alors que son appareillage est sans reproche, peut présenter une rentrée d'air ou un filament coupé. On vérifie aisément l'intégrité des filaments à l'aide d'une sonnette, ou encore en court-circuitant les deux contacts du culot correspondant au filament soupçonné, tandis que l'autre culot reste enclenché dans sa douille. Quand à la rentrée d'air, elle se révèle souvent par le fait que la lampe ne s'allume pas après une vingtaine de scintillations. Un tube étanche donne une légère effluve lumineuse quand on le place dans un champ à haute fréquence.

Une lampe qui s'éteint au bout d'un quart d'heure de fonctionnement et se rallume presque aussitôt après a épuisé la couche émissive de ses électrodes. Il en est de même si elle ne donne qu'une lumière jaune et vacillante à ses extrémités.

b) *Starters.*

Si les contacts du starter restent collés après la fermeture de l'interrupteur, les électrodes restent incandescentes en permanence et sont rapidement détériorées. Il faut changer le starter sans délai.

Le même inconvénient résultera du claquage du condensateur monté à ses bornes.

c) *Appareils auxiliaires.*

Les pannes des appareils auxiliaires sont rares. La tension aux bornes de sortie vers chaque lampe doit être de 220 à 230 volts. Si elle n'est pas atteinte, il faut vérifier la tension d'alimentation et le serrage des connexions internes sur les plaques à bornes.

Dans un appareil auxiliaire duo, le claquage du condensateur relevant le facteur de puissance provoque un appel supplémentaire de courant qui cause un échauffement anormal. En outre, le facteur de puissance n'est plus corrigé.

Bris d'un tube fluorescent

Il faut éviter autant que possible de se blesser avec les débris d'un tube fluorescent. En cas de coupure, il suffira de se soigner avec les précautions habituelles d'antisepsie. Les risques d'empoisonnement par les composés de beryllium tapissant la paroi interne des lampes fluorescentes, dont certains organes mal informés se sont fait les échos, relèvent de la fantaisie. En effet, le sel de beryllium utilisé est le silicate, qui est totalement inoffensif, de même que les autres corps fluorescents qui lui sont associés.

The advertisement features a black and white photograph of a long fluorescent tube lying diagonally across the frame. Above the tube, the slogan "POUR UNE PLUS BELLE LUMIÈRE ..." is written in a stylized, handwritten font. Below the tube, the brand name "TUNGSRAM" is prominently displayed in large, bold, capital letters. To the left of "TUNGSRAM", the words "LAMPES Fluorescentes" are written in a script font. The background of the advertisement is dark with a textured, grainy appearance.

RÉGLAGE DES TUBES AMPLIFICATEURS

A RÉSISTANCE-CAPACITÉ

Les tableaux suivants, établis par RCA, indiquent les réglages des principaux tubes de types américains pour différentes tensions et charges anodiques, ainsi que la tension de sortie et le gain en volts. Ils s'entendent pour polarisation par résistance cathodique et tension d'anode obtenue par résistance chutrice.

1. — Tension de pointe de sortie Es.

La tension de pointe maximum Es indiquée dans les tableaux correspond à la partie horizontale de la courbe de réponse où le gain est constant (Medium).

2. — Gain en volts.

Le gain indiqué dans les tableaux correspond à une tension efficace de sortie de 5 volts, sauf quand le chiffre du gain est suivi d'une lettre dont la signification est la suivante :

- a — Tension eff. 2 volts.
- b — Tension eff. 3 volts.
- c — Tension eff. 4 volts.

3. — Tolérances.

Une variation de $\pm 10\%$ des valeurs de résistances et capacités peut être négligée.

La capacité de découplage cathode C_K peut être avantageusement augmentée.

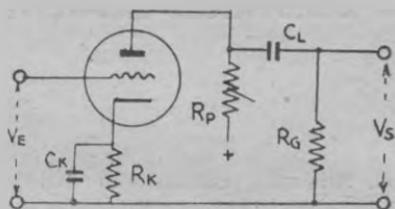
La résistance de fuite de grille R_G doit être aussi grande que la lampe le permet.

Les filtres de découplages ne deviennent nécessaires qu'à partir de trois étages en cascade alimentés par une même source.

Les résistances d'écran, de grille, de plaque et de cathode R_E , R_G , R_P et R_K sont habituellement du type demi-watt.

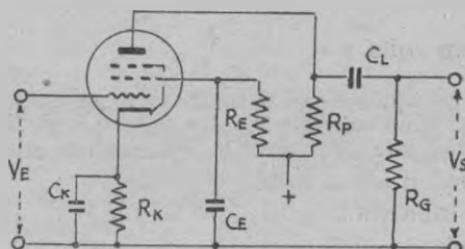
La tension de pointe d'entrée ne doit pas dépasser celle de sortie divisée par le gain, sous peine de faire naître le courant de grille.

4. — Triode amplificatrice.



Les valeurs de C_L et C_K correspondent au niveau de sortie de 0,8 Es à la fréquence de 100 c/s. Pour toute autre fréquence inférieure f multiplier C_L et C_K par $100/f$ pour obtenir le même niveau. Pour toute valeur de la charge R_P , la fréquence aiguë où le gain commence à flétrir dépasse toujours la limite d'audibilité.

5. — Pentode amplificatrice.

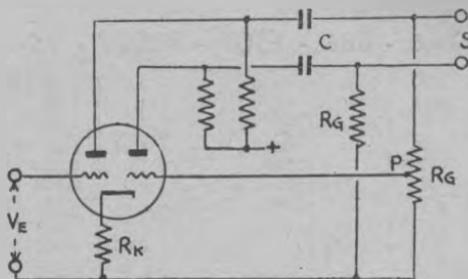


Les valeurs de C_L , C_K et C_E correspondent au niveau de sortie de 0,7 Es à la fréquence de 100 c/s. Pour toute autre fréquence inférieure f , multiplier ces capacités par $100/f$ pour obtenir le même niveau.

Si la pentode est à chauffage direct, le coefficient 0,7 ci-dessus devient 0,8.

La fréquence aiguë où le gain commence à flétrir est approximativement 20.000 c/s pour $R_P = 0,1 \mu$, 10.000 c/s pour $R_P = 0,25 \mu$ et 5.000 c/s pour $R_P = 0,5 \mu$.

6. — Déphaseur.



Les valeurs de C_L correspondent au niveau de sortie de 0,9 Es à la fréquence de 100 c/s. Pour toute autre fréquence inférieure f , multiplier ces capacités par $100/f$ pour obtenir le même niveau.

La prise P sur la résistance R_G est déterminée par le gain de l'étage. Si ce gain est par exemple égal à 20, la prise se fera au 1/20 de la résistance R_G . D'habitude, on omet la capacité C_K , ce qui introduit une contre-réaction d'intensité qui facilite l'équilibre de l'étage de sortie.



H.T.	Rp	Rg	Re	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

2A6 - 6B6 - 6SQ7 - 12SQ7 - 75

90	0,1	0,1 0,25 0,5	— 6300 6600 6700	— 2,2 1,7 1,7	0,02 0,01 0,006	3 5 6	23 a 29 b 31 c		
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 10000 11000 11500	— 1,24 1,07 0,9	0,01 0,006 0,003	5 7 10	34 b 40 c 40		
	0,5	0,5 1,0 2,0	— 16200 16600 17400	— 0,75 0,7 0,65	0,005 0,003 0,0015	7 10 13	39 44 48		
	0,1	0,1 0,25 0,5	— 2600 2900 3000	— 3,3 2,9 2,7	0,025 0,015 0,007	16 22 23	29 36 37		
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 4300 4800 5300	— 2,1 1,8 1,5	0,015 0,007 0,004	21 28 33	43 50 53		
	0,5	0,5 1,0 2,0	— 7000 8000 8800	— 1,3 1,1 0,9	0,007 0,004 0,002	25 33 38	52 57 58		
	0,1	0,1 0,25 0,5	— 1900 2200 2300	— 4,0 3,5 3,0	0,03 0,015 0,007	31 41 45	31 39 42		
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 3300 3900 4200	— 2,7 2,0 1,8	0,015 0,007 0,004	42 51 60	48 53 56		
	0,5	0,5 1,0 2,0	— 5300 6100 7000	— 1,6 1,3 1,2	0,007 0,004 0,002	47 62 67	58 60 63		

2B7 - 6B7 - 6B8 - 12C8

90	0,1	0,1 0,25 0,5 0,6	2,000 2200 2000	0,07 0,07 0,06	3,0 3,0 2,8	0,02 0,01 0,006	19 28 29	24 33 37	
	0,25	0,25 0,5 1,0 1,35	3500 3500 3500	0,04 0,04 0,04	1,9 2,1 1,9	0,008 0,007 0,003	26 33 32	43 55 65	
	0,5	0,5 1,0 2,0	5000 6000 6200	0,04 0,04 0,04	1,5 1,55 1,5	0,004 0,003 0,003	22 29 27	63 85 100	
	0,1	0,1 0,25 0,5 0,6	1000 1200 1200	0,08 0,08 0,07	4,4 4,4 4,0	0,02 0,015 0,008	30 52 53	30 41 46	
	0,25	0,25 0,5 1,0 1,5	1900 2100 2200	0,05 0,06 0,05	2,7 3,2 3,0	0,01 0,007 0,003	39 55 53	55 69 83	
	0,5	0,5 1,0 2,0	3300 3500 3500	0,04 0,04 0,04	2,1 2,0 2,2	0,005 0,003 0,002	47 55 53	81 115 116	
	0,1	0,1 0,25 0,55 0,6	950 1100 900	0,09 0,09 0,08	4,6 5,0 4,8	0,025 0,015 0,009	60 89 86	36 47 54	
	0,25	0,25 0,5 1,0 1,5	1500 1600 1800	0,06 0,06 0,08	3,2 3,5 4,0	0,015 0,008 0,004	70 100 95	64 79 100	
	0,5	0,5 1,0 2,0	2400 2500 2800	0,05 0,05 0,05	2,5 2,3 2,8	0,006 0,003 0,0025	80 120 90	96 150 145	

H.T.	Rp	Rg	Re	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

6A6 - 6N7 - 53

90	0,1	0,1 0,25 0,5	— 1900* 2250* 2500*	— — —	— — —	— — —	0,025 0,01 0,006	13 19 20	16 19 20
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 4050* 4950* 5400*	— — —	— — —	— — —	0,01 0,006 0,003	16 20 22	20 22 23
	0,5	0,5 1,0 2,0	— 7000* 8500* 9650*	— — —	— — —	— — —	0,006 0,003 0,0015	18 23 26	22 23 23
	1,0	— 1300* 1700* 1950*	— — —	— — —	— — —	— — —	0,03 0,015 0,007	35 46 50	19 21 22
	2,0	— 2950* 3800* 4300*	— — —	— — —	— — —	— — —	0,015 0,007 0,0035	40 50 57	23 24 24
	0,1	0,1 0,25 0,5	— 5250* 6600* 7650*	— — —	— — —	— — —	0,007 0,0035 0,002	44 54 61	24 25 25
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 1150* 1500* 1750*	— — —	— — —	— — —	0,03 0,015 0,007	60 83 86	20 22 23
	0,5	0,25 0,5 1,0	— 2650* 3400* 4000*	— — —	— — —	— — —	0,015 0,0055 0,003	75 87 100	23 24 24
	1,0	— 4850* 6100* 7150*	— — —	— — —	— — —	— — —	0,0055 0,003 0,0015	76 94 104	23 24 24
	2,0	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —

6AQ6 - 6AT6 - 6Q7 - 12AT6 - 12Q7

90	0,1	0,1 0,22 0,47	— 4200 4600 4800	— — —	— 2,2 2,0	— 0,014 0,0065	5,4 7,5 9,1	22 a 27 a 30 a	
	0,22	0,22 0,47 1,0	— 7000 7800 8100	— — —	— 1,3 1,5 1,1	— 0,013 0,007 0,0035	7,3 10 12	30 a 34 b 37 c	
	0,47	0,47 1,0 2,2	— 12000 14000 15000	— — —	— 0,83 0,7 0,6	— 0,006 0,0035 0,002	10 14 16	36 b 39 c 41 c	
	1,0	— 1900 2200 2500	— — —	— — —	— 3,6 3,1 2,8	— 0,027 0,014 0,0065	19 25 32	30 c 35 37	
	2,2	— 3400 4100 4600	— — —	— 2,2 1,7 1,5	— 0,014 0,0065 0,0035	— 24 34 38	38 42 44	30 c 39 c 41 c	
	0,1	0,1 0,22 0,47	— 6600 8100 9100	— — —	— 1,1 0,9 0,8	— 0,0065 0,0035 0,002	29 38 43	44 46 47	30 c 35 37
	0,22	0,22 0,47 1,0	— 1500 1800 2100	— — —	— 4,4 3,6 3,0	— 0,027 0,014 0,0065	40 54 63	34 38 41	34 38 41
	0,47	0,47 2,2	— 2600 3200 3700	— — —	— 2,5 1,9 1,6	— 0,013 0,0065 0,0035	51 65 77	42 46 48	42 46 48
	1,0	— 5200 6300 7200	— — —	— 1,2 1,0 0,9	— 0,006 0,0035 0,002	— 61 74 85	61 50 51	48 50 51	48 50 51
	2,2	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —

Les valeurs de Rk avec astérisque s'entendent pour lampe utilisée comme déphasuse.

H.T.	RP	Rg	Re	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

6AU6 - 6SH7 - 12AU6 - 12SH7

90	0,1	0,1 0,22 0,47	0,07 0,09 0,096	1800 2100 2100	0,11 0,1 0,1	9,0 8,2 8,0	0,021 0,012 0,0065	25 32 37	52 72 88
	0,22	0,22 0,47 1,0	0,25 0,26 0,35	3100 3200 3700	0,08 0,078 0,085	6,2 5,8 5,1	0,009 0,0055 0,003	25 32 34	72 99 125
	0,47	0,47 1,0 2,2	0,75 0,75 0,8	6300 6500 6700	0,042 0,042 0,04	3,4 3,3 3,2	0,0035 0,0027 0,0018	27 32 36	102 126 152
180	0,1	0,1 0,22 0,47	0,12 0,15 0,19	800 900 1000	0,15 0,126 0,1	14,1 14,0 12,5	0,021 0,012 0,006	57 82 81	74 116 141
	0,22	0,22 0,47 1,0	0,38 0,43 0,6	1500 1700 1900	0,09 0,08 0,066	9,6 8,7 8,1	0,009 0,005 0,003	59 67 71	130 171 200
	0,47	0,47 1,0 2,2	0,9 1,0 1,1	3100 3400 3600	0,06 0,05 0,04	5,7 5,4 3,6	0,0045 0,0028 0,0019	54 65 74	172 232 272
300	0,1	0,1 0,22 0,47	0,2 0,24 0,26	500 600 700	0,13 0,11 0,11	18,0 16,4 15,3	0,019 0,011 0,006	76 103 129	109 145 168
	0,22	0,22 0,47 1,0	0,42 0,5 0,55	1000 1000 1100	0,1 0,098 0,09	12,4 12,0 11,0	0,009 0,007 0,003	92 108 122	164 230 262
	0,47	0,47 1,0 2,2	1,0 1,1 1,2	1800 1900 2100	0,075 0,065 0,06	8,0 7,6 7,3	0,0045 0,0028 0,0018	94 105 122	248 318 371

6BF6 - 6R7 - 6SR7 - 6ST7 - 12SR7

90	0,047	0,047 0,1 0,22	— 2200 2800 3200	— 2,5 2,0 1,7	0,063 0,033 0,015	14 18 20	9 10 10
	0,1	0,1 0,22 0,47	— 4100 5400 6400	— 1,4 1,0 0,9	0,032 0,013 0,007	13 20 24	10 11 11
	0,22	0,22 0,47 1,0	— 8500 12000 14000	— 0,67 0,5 0,43	0,015 0,0065 0,0035	18 23 27	11 11 11
180	0,047	0,047 0,1 0,22	— 2000 2500 3000	— 2,9 2,2 1,9	0,062 0,033 0,016	32 42 47	10 10 11
	0,1	0,1 0,22 0,47	— 3800 5100 6200	— 1,5 1,1 0,9	0,033 0,015 0,007	36 47 55	11 11 12
	0,22	0,22 0,47 1,0	— 8000 11000 13000	— 0,73 0,5 0,4	0,015 0,007 0,0035	41 54 69	12 12 12
300	0,047	0,047 0,1 0,22	— 1800 2400 2900	— 3,0 2,4 2,0	0,063 0,033 0,016	58 74 85	10 11 11
	0,1	0,1 0,22 0,47	— 3600 5000 6200	— 1,6 1,2 0,95	0,033 0,015 0,007	65 85 96	12 12 12
	0,22	0,22 0,47 1,0	— 7800 11000 13000	— 0,73 0,5 0,43	0,015 0,007 0,0035	74 95 106	12 12 12

H.T.	RP	Rg	Re	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

6C4 - 12AU7

90	0,047	0,047 0,1 0,22	— 1600 1800 2000	— — —	3,2 2,5 2,0	0,061 0,033 0,015	9 11 14	10 b 11 c 11
	0,1	0,1 0,22 0,47	— 3000 3800 4500	— — —	1,6 1,1 1,0	0,032 0,015 0,007	10 11 11	11 c
	0,22	0,22 0,47 1,0	— 6800 9500 11500	— — —	0,7 0,5 0,43	0,015 0,0065 0,0035	14 20 24	11 11 11
180	0,047	0,047 0,1 0,22	— 920 1200 1400	— — —	3,9 2,9 2,5	0,062 0,037 0,016	20 26 29	11 12 12
	0,1	0,1 0,22 0,47	— 2000 2800 3600	— — —	1,9 1,4 1,1	0,032 0,016 0,007	24 33 40	12 12 12
	0,22	0,22 0,47 1,0	— 5300 8300 10000	— — —	0,8 0,56 0,48	0,015 0,007 0,0035	31 44 54	12 12 12
300	0,047	0,047 0,1 0,22	— 870 1200 1500	— — —	4,1 3,0 2,4	0,065 0,034 0,016	38 52 68	12 12 12
	0,1	0,1 0,22 0,47	— 1900 3000 4000	— — —	1,9 1,3 1,1	0,032 0,016 0,007	44 68 80	12 12 12
	0,22	0,22 0,47 1,0	— 5300 8800 11000	— — —	0,9 0,52 0,46	0,015 0,007 0,0035	57 82 92	12 12 12

6C5 - 6C6 - 6J7 - 6W7 - 12J7 - 57

90	0,05	0,05 0,1 0,25	— 2800 3400 3800	— — —	2,0 1,62 1,3	0,05 0,025 0,01	14 17 20	9 9 10
	0,1	0,1 0,25 0,5	— 4800 6400 7500	— — —	1,12 0,84 0,66	0,025 0,01 0,005	16 22 23	10 11 12
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 11400 14500 17300	— — —	0,52 0,4 0,33	0,01 0,006 0,004	18 23 26	12 12 13
180	0,05	0,05 0,1 0,25	— 2200 2700 3100	— — —	2,2 2,1 1,85	0,055 0,03 0,015	34 45 54	10 11 11
	0,1	0,1 0,25 0,5	— 3900 5300 6200	— — —	1,7 1,25 1,2	0,035 0,015 0,008	41 54 55	12 12 13
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 9500 12300 14700	— — —	0,74 0,55 0,47	0,015 0,008 0,004	44 52 59	13 13 13
300	0,05	0,05 0,1 0,25	— 2100 2600 3100	— — —	3,16 2,3 2,2	0,075 0,04 0,015	57 70 83	11 11 12
	0,1	0,1 0,25 0,5	— 3800 5300 6000	— — —	1,7 1,3 1,17	0,035 0,015 0,008	65 84 88	12 13 13
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 9600 12300 14000	— — —	0,9 0,59 0,43	0,015 0,008 0,003	73 85 97	13 14 14

H.T.	Rp	Rg	Re	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

6C8

90	0,1	0,1	—	3040	—	2,34	0,028	13	18
		0,25	—	3700	—	1,48	0,0115	17	20
		0,5	—	4520	—	1,29	0,006	19	21
	0,25	0,25	—	6770	—	0,95	0,011	15	21
		0,5	—	7870	—	0,81	0,0065	19	23
		1,0	—	8830	—	0,69	0,0035	21	23
	0,5	0,5	—	12400	—	0,51	0,006	16	22
		1,0	—	15000	—	0,43	0,0035	20	24
		2,0	—	16500	—	0,38	0,0015	25	24
	180	0,1	—	2420	—	2,34	0,028	30	20
		0,25	—	3080	—	1,84	0,012	40	22
		0,5	—	3560	—	1,6	0,0065	45	23
	300	0,25	—	5170	—	1,25	0,012	35	24
		0,5	—	6560	—	0,95	0,007	45	25
		1,0	—	7550	—	0,85	0,0035	50	26
	180	0,5	—	9840	—	0,66	0,007	38	25
		1,0	—	12500	—	0,5	0,004	44	26
		2,0	—	15600	—	0,44	0,0015	51	26
	300	0,1	—	2120	—	3,93	0,037	55	22
		0,25	—	2840	—	2,01	0,013	73	23
		0,5	—	3250	—	1,79	0,007	80	25
	90	0,25	—	4750	—	1,29	0,013	64	25
		0,5	—	6100	—	0,96	0,0065	80	26
		1,0	—	7100	—	0,77	0,004	90	27
	180	0,5	—	9000	—	0,67	0,007	67	27
		1,0	—	11500	—	0,48	0,004	83	27
		2,0	—	14500	—	0,37	0,002	96	28

6F8 - 6J5 - 6SN7 - 12SN7

90	0,05	0,05	—	1650	—	2,80	0,06	11	11
		0,1	—	2070	—	2,66	0,029	14	12
		0,25	—	2380	—	1,95	0,012	17	13
	0,1	0,1	—	3470	—	1,85	0,035	12	13
		0,25	—	3940	—	1,29	0,012	17	13
		0,5	—	4420	—	1,0	0,007	19	13
	0,25	0,25	—	7860	—	0,73	0,0135	14	13
		0,5	—	9760	—	0,55	0,007	18	13
		1,0	—	10690	—	0,47	0,004	20	13
	180	0,05	—	1190	—	3,27	0,06	24	13
		0,1	—	1490	—	2,86	0,032	30	13
		0,25	—	1740	—	2,06	0,0115	36	13
	300	0,1	—	2330	—	2,19	0,038	26	14
		0,25	—	2830	—	1,35	0,012	34	14
		0,5	—	3230	—	1,15	0,006	38	14
	180	0,25	—	5560	—	0,81	0,013	28	14
		0,5	—	7000	—	0,62	0,007	36	14
		1,0	—	8110	—	0,5	0,004	40	14
	300	0,05	—	1020	—	3,56	0,06	41	13
		0,1	—	1270	—	2,96	0,034	51	14
		0,25	—	1500	—	2,15	0,012	60	14
	90	0,1	—	1900	—	2,31	0,035	43	14
		0,25	—	2440	—	1,42	0,0125	56	14
		0,5	—	2700	—	1,2	0,0065	64	14
	180	0,25	—	4590	—	0,87	0,013	46	14
		0,5	—	5770	—	0,64	0,0075	57	14
		1,0	—	6950	—	0,54	0,004	64	14

H.T.	Rp	Rg	Re	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

6C6 - 6J7 - 6W7 - 57

90	0,1	0,1 0,25 0,5	0,37 0,44 0,44	1200 1100 1300	0,05 0,05 0,05	5,2 5,3 4,8	0,02 0,01 0,006	17 22 33	41 55 66
	0,25	0,25 0,5 1,0	1,1 1,18 1,4	2400 2600 3600	0,03 0,03 0,025	3,7 3,2 2,5	0,008 0,005 0,003	23 32 33	70 85 92
	0,5	0,5 1,0 2,0	2,18 2,6 2,7	4700 5500 5500	0,02 0,05 0,02	2,3 2,0 2,0	0,005 0,0025 0,0015	28 29 27	93 120 140
	0,1	0,1 0,25 0,5	0,44 0,5 0,5	1000 750 800	0,05 0,05 0,05	6,5 6,7 6,7	0,02 0,01 0,006	42 52 59	51 69 83
	0,25	0,25 0,5 1,0	1,1 1,18 1,4	1200 1600 2000	0,04 0,04 0,04	5,2 4,3 3,8	0,008 0,005 0,0035	41 60 60	93 118 140
	0,5	0,5 1,0 2,0	2,45 2,9 2,7	2600 3100 3500	0,03 0,025 0,02	3,2 2,5 2,8	0,005 0,0025 0,0015	45 56 60	135 165 165
	0,1	0,1 0,25 0,5	0,44 0,5 0,53	500 450 600	0,07 0,07 0,06	8,5 8,3 8,0	0,02 0,01 0,006	55 81 96	61 82 94
	0,25	0,25 0,5 1,0	1,18 1,18 1,45	1100 1200 1300	0,04 0,04 0,05	5,5 5,4 5,8	0,008 0,005 0,005	81 104 110	104 140 185
	0,5	0,5 1,0 2,0	2,45 2,9 2,95	1700 2200 2300	0,04 0,04 0,04	4,2 4,1 4,0	0,005 0,003 0,0025	75 97 100	161 200 230

6L5

90	0,05	0,05 0,1 0,25	— 2500 2900	2120 — —	— — —	2,3 1,86 1,65	0,05 0,03 0,014	14 18 21	9,3 10 11
	0,1	0,1 0,25 0,5	— 4620 5200	3510 — —	— — —	1,36 1,08 1,0	0,03 0,015 0,0085	16 22 23	11 12 12
	0,25	0,25 0,5 1,0	— — —	8050 10300 12100	— — —	0,61 0,49 0,42	0,0125 0,0085 0,0055	18 22 24	12 12 12
	0,5	0,05 0,1 0,25	— — —	1810 2240 2660	— — —	2,9 2,2 1,8	0,06 0,03 0,014	32 41 46	10 11 12
	0,1	0,1 0,25 0,5	— — —	3180 4200 4790	— — —	1,46 1,1 1,0	0,03 0,0145 0,009	36 46 50	12 12 12
	0,25	0,25 0,5 1,0	— — —	7100 9290 10950	— — —	0,7 0,54 0,46	0,014 0,009 0,0055	38 46 52	12 12 13
	0,05	0,05 0,1 0,25	— — —	1740 2160 2600	— — —	2,91 2,18 1,82	0,06 0,032 0,015	56 68 79	11 12 12
	0,1	0,1 0,25 0,5	— — —	3070 4140 4700	— — —	1,64 1,1 0,81	0,032 0,014 0,0075	60 79 89	12 13 13
	0,25	0,25 0,05 1,0	— — —	6900 9100 10750	— — —	0,57 0,466 0,4	0,013 0,0075 0,005	64 80 88	13 13 13

H.T.	RP	Rg	Rr	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

6S7

90	0,1	0,1 0,25 0,5	0,59 0,65 0,7	870 900 910	0,065 0,061 0,057	5,1 5,0 4,58	0,018 0,01 0,007	16 21 23	33 47 54
	0,25	0,25 0,5 1,0	1,5 1,6 1,7	1440 1520 1560	0,044 0,044 0,043	3,38 3,23 3,22	0,007 0,0055 0,004	14 18 19	56 66 77
	0,5	0,5 1,0 2,0	3,2 3,5 3,7	2620 2800 3000	0,029 0,03 0,031	2,04 1,95 1,92	0,004 0,0026 0,0024	12 15 16	70 84 94
	0,1	0,1 0,25 0,5	0,58 0,68 0,71	530 540 540	0,073 0,07 0,065	7,2 6,9 6,6	0,017 0,01 0,0063	33 43 48	47 66 75
	0,25	0,25 0,5 1,0	1,6 1,8 1,9	850 890 950	0,05 0,044 0,046	4,6 4,7 4,4	0,0071 0,005 0,0037	33 40 44	79 104 118
	0,5	0,5 1,0 2,0	3,3 3,6 3,8	1410 1520 1,600	0,041 0,037 0,031	3,5 3,0 2,9	0,0041 0,003 0,0024	30 38 42	109 134 147
	0,1	0,1 0,25 0,5	0,59 0,67 0,71	430 440 440	0,007 0,071 0,071	8,5 8,0 8,0	0,0167 0,01 0,0066	57 75 82	57 78 89
	0,25	0,25 0,5 1,0	1,7 1,95 2,1	620 650 700	0,058 0,057 0,055	6,0 5,8 5,2	0,0071 0,005 0,0036	54 66 76	98 122 136
	0,5	0,5 1,0 2,0	3,6 3,9 4,1	1000 1080 1120	0,04 0,041 0,043	4,1 3,9 3,8	0,0037 0,0029 0,0023	52 66 73	136 162 174

6SC7 - 12SC7

90	0,1	0,1 0,25 0,5	— 1850* 2050*	— 1960* —	— — —	0,028 0,012 0,0065	4,1 5,9 6,9	13 a 23 b 25 c
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 3400* 3750* 3900*	— — —	— 0,011 0,006 0,003	6,2 26 c	26 c	
	0,5	0,5 1,0 2,0	— 5500* 6300* 7450*	— — —	— 0,005 0,003 0,0015	7,4 31 10 33	31 33 12 36	
	0,1	0,1 0,25 0,5	— 960* 1070* 1220*	— — —	— 0,031 0,012 0,0065	17 25 24 27	25 29 29 33	
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 1850* 2150* 2400*	— — —	— 0,011 0,006 0,003	21 35 28 39	35 39 32 41	
	0,5	0,5 1,0 2,0	— 3050* 3420* 3890*	— — —	— 0,006 0,003 0,002	24 32 36	40 43 45	
	0,1	0,1 0,25 0,25	— 750* 930* 1040*	— — —	— 0,033 0,014 0,007	35 50 54	29 34 36	
	0,25	0,25 0,5 1,0	— 1400* 1680* 1840*	— — —	— 0,012 0,006 0,003	45 55 64	39 42 45	
	0,5	0,5 1,0 2,0	— 2330* 2980* 3280*	— — —	— 0,006 0,003 0,002	50 62 72	45 48 49	

H.T.	RP	RG	RE	RK	CR	CK	CL	ES	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

6F5 - 6SF5 - 12SF5

90	0,1	0,1 0,25 0,5	— — —	4400 4800 5000	— — —	2,5 2,1 1,8	0,02 0,01 0,005	4 5 6	28 a 34 b 35 c
	0,25	0,25 0,5 1,0	— — —	8000 8800 9000	— — —	1,33 1,18 0,9	0,01 0,005 0,003	6 7 10	39 b 43 c 44
	0,5	0,5 1,0 2,0	— — —	12200 13500 14700	— — —	0,76 0,67 0,58	0,005 0,003 0,0015	8 10 12	43 46 48
	1,0	0,1 0,25 0,5	— — —	1800 2000 2200	— — —	4,4 3,3 2,9	0,025 0,015 0,006	16 23 25	37 44 46
	1,5	0,25 0,5 1,0	— — —	3500 4100 4500	— — —	2,3 1,8 1,7	0,01 0,006 0,004	21 26 32	48 53 57
	2,0	0,5 1,0 2,0	— — —	6100 6900 7700	— — —	1,3 0,9 0,83	0,006 0,003 0,0015	24 33 37	53 63 66
	2,5	0,1 0,25 0,5	— — —	1300 1600 1700	— — —	5,0 3,7 3,2	0,025 0,01 0,006	33 43 48	42 49 52
	3,0	0,25 0,5 1,0	— — —	2600 3200 3500	— — —	2,5 2,1 2,0	0,01 0,007 0,004	41 54 63	56 63 67
	3,5	0,5 1,0 2	— — —	4500 5400 6100	— — —	1,5 1,2 0,93	0,006 0,004 0,002	50 62 70	65 70 70
	4,0	0,1 0,25 0,5	— — —	820 880 1000	0,09 0,085 0,075	8,8 7,4 6,6	0,02 0,016 0,007	18 23 28	41 68 70
180	0,1	0,1 0,25 0,5	— — —	1680 1700 1800	0,06 0,045 0,04	5,0 4,5 4,0	0,012 0,005 0,003	16 18 22	75 93 104
	0,25	0,25 0,5 1,0	— — —	3600 3800 4050	0,045 0,03 0,028	2,4 2,4 2,35	0,003 0,002 0,0015	18 22 24	91 119 139
	0,5	0,5 1,0 2,0	— — —	760 800 860	0,10 0,09 0,09	9,1 8,0 7,8	0,019 0,015 0,007	49 60 62	55 82 91
	1,0	0,1 0,25 0,5	— — —	1050 1060 1100	0,06 0,06 0,07	6,8 6,6 6,1	0,001 0,004 0,003	38 47 54	109 131 161
	1,5	0,25 0,5 1,0	— — —	2000 2180 2410	0,05 0,04 0,035	4,0 3,8 3,6	0,003 0,002 0,0015	37 44 54	151 192 208
	2,0	0,1 0,25 0,5	— — —	500 530 590	0,10 0,09 0,09	11,6 10,9 9,9	0,019 0,016 0,007	72 96 101	67 98 104
	2,5	0,25 0,5 1,0	— — —	850 860 910	0,07 0,06 0,06	8,5 7,4 6,9	0,011 0,004 0,003	79 88 98	139 167 185
	3,0	0,25 0,5 1,0	— — —	1300 1410 1530	0,06 0,05 0,04	6,0 5,8 5,2	0,004 0,002 0,0015	64 79 89	200 328 263
	3,5	0,5 1,0 2,0	— — —	1800 2000 2200	0,05 0,04 0,04	4,0 3,8 3,6	0,003 0,002 0,0015	49 62 70	65 70 70
	4,0	0,1 0,25 0,5	— — —	3500 4100 4500	0,06 0,06 0,06	8,8 7,4 6,6	0,02 0,015 0,007	18 23 28	41 68 70

6SJ7 - 12SJ7

90	0,1	0,1 0,25 0,5	0,29 0,29 0,31	820 880 1000	0,09 0,085 0,075	8,8 7,4 6,6	0,02 0,016 0,007	18 23 28	41 68 70
	0,25	0,25 0,5 1,0	0,69 0,92 0,82	1680 1700 1800	0,06 0,045 0,04	5,0 4,5 4,0	0,012 0,005 0,003	16 18 22	75 93 104
	0,5	0,5 1,0 2,0	1,5 1,7 1,9	3600 3800 4050	0,045 0,03 0,028	2,4 2,4 2,35	0,003 0,002 0,0015	18 22 24	91 119 139
	1,0	0,1 0,25 0,5	0,29 0,31 0,37	760 800 860	0,10 0,09 0,09	9,1 8,0 7,8	0,019 0,015 0,007	49 60 62	55 82 91
	1,5	0,25 0,5 1,0	0,83 0,94 0,94	1050 1060 1100	0,06 0,06 0,07	6,8 6,6 6,1	0,001 0,004 0,003	38 47 54	109 131 161
	2,0	0,5 1,0 2,0	1,85 2,2 2,4	2000 2180 2410	0,05 0,04 0,035	4,0 3,8 3,6	0,003 0,002 0,0015	37 44 54	151 192 208
	2,5	0,1 0,25 0,5	0,35 0,37 0,47	500 530 590	0,10 0,09 0,09	11,6 10,9 9,9	0,019 0,016 0,007	72 96 101	67 98 104
	3,0	0,25 0,5 1,0	0,89 1,10 1,18	850 860 910	0,07 0,06 0,06	8,5 7,4 6,9	0,011 0,004 0,003	79 88 98	139 167 185
	3,5	0,5 1,0 2,0	2,0 2,2 2,5	1300 1410 1530	0,06 0,05 0,04	6,0 5,8 5,2	0,004 0,002 0,0015	64 79 89	200 328 263
	4,0	0,1 0,25 0,5	0,93 1,0 2,0	1800 2000 2200	0,05 0,04 0,04	4,0 3,8 3,6	0,003 0,002 0,0015	37 44 54	151 192 208

H.T.	Rp	Rg	Re	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

6Z7

90	0,1	0,1	—	1480*	—	2,65	0,025	8	21 c
	0,25	0,25	—	1760*	—	2,02	0,0115	11	25
	0,5	0,5	—	1930*	—	1,7	0,0065	14	26
	0,25	0,25	—	3000*	—	1,36	0,01	12	28
	0,5	0,5	—	3390*	—	1,1	0,006	15	30
	1,0	1,0	—	3670*	—	0,8	0,0035	18	33
	0,5	0,5	—	5300*	—	0,65	0,0055	14	31
	1,0	1,0	—	6050*	—	0,61	0,003	18	33
	2,0	2,0	—	6700*	—	0,45	0,0015	20	35
	0,1	0,1	—	930*	—	3,4	0,028	18	26
180	0,1	0,25	—	1100*	—	2,6	0,0115	28	31
	0,5	0,5	—	1210*	—	2,32	0,007	33	32
	0,25	0,25	—	1820*	—	1,7	0,012	28	35
	0,5	0,5	—	2110*	—	1,38	0,007	34	38
	1,0	1,0	—	2400*	—	1,1	0,0035	41	39
	0,5	0,5	—	3240*	—	0,9	0,006	32	39
	1,0	1,0	—	3890*	—	0,703	0,0035	38	40
	2,0	2,0	—	4360*	—	0,553	0,002	44	41
	0,1	0,1	—	670*	—	3,81	0,028	38	31
	0,25	0,25	—	950*	—	2,63	0,012	52	34
300	0,5	0,5	—	1050*	—	2,34	0,007	60	36
	0,25	0,25	—	1430*	—	1,87	0,012	50	38
	0,5	0,5	—	1680*	—	1,46	0,006	59	40
	1,0	1,0	—	1930*	—	1,19	0,0035	66	43
	0,5	0,5	—	2540*	—	0,97	0,006	55	42
	1,0	1,0	—	3110*	—	0,72	0,0035	70	44
	2,0	2,0	—	3560*	—	0,56	0,002	75	45
	0,05	0,05	—	3800	—	1,4	0,06	16	4,5
	0,1	0,1	—	4600	—	1,1	0,03	19	4,9
	0,25	0,25	—	5400	—	0,86	0,015	23	5,1
90	0,1	0,1	—	6620	—	0,7	0,04	17	5,1
	0,25	0,25	—	9000	—	0,55	0,015	22	5,4
	0,5	0,5	—	10300	—	0,5	0,007	25	5,5
	0,25	0,25	—	13100	—	0,31	0,015	18	5,3
	0,5	0,5	—	20500	—	0,25	0,007	23	5,5
	1,0	1,0	—	24400	—	0,2	0,004	26	5,6
	0,05	0,05	—	3200	—	1,8	0,06	33	4,9
	0,1	0,1	—	4100	—	1,6	0,045	44	5,2
	0,25	0,25	—	5000	—	1,2	0,02	49	5,3
	0,1	0,1	—	6200	—	0,9	0,04	37	5,3
180	0,25	0,25	—	8700	—	0,7	0,015	47	5,5
	0,5	0,5	—	10000	—	0,57	0,008	50	5,5
	0,25	0,25	—	14500	—	0,43	0,015	49	5,6
	0,5	0,5	—	20000	—	0,29	0,008	48	5,7
	1,0	1,0	—	24000	—	0,24	0,004	53	5,7
	0,05	0,05	—	3200	—	1,9	0,08	50	5,2
	0,1	0,1	—	4100	—	1,5	0,045	74	5,5
	0,25	0,25	—	5100	—	1,2	0,015	85	5,6
	0,1	0,1	—	5900	—	0,8	0,03	64	5,5
	0,25	0,25	—	8300	—	0,54	0,015	82	5,7
300	0,5	0,5	—	9600	—	0,43	0,006	88	5,8
	0,25	0,25	—	14300	—	0,3	0,01	71	5,7
	0,5	0,5	—	19400	—	0,22	0,006	84	5,7
	2,0	2,0	—	23600	—	0,2	0,003	94	5,8

H.T.	Rp	Rg	Re	Rk	Ce	Ck	Cl	Es	GAIN
------	----	----	----	----	----	----	----	----	------

56 - 76

90	0,05	0,05	—	2500	—	2,0	0,06	16	7,0
	0,1	0,1	—	3200	—	1,6	0,03	21	7,7
	0,25	0,25	—	3800	—	1,25	0,015	23	8,1
	0,5	0,5	—	4500	—	1,05	0,03	19	8,1
	1,0	1,0	—	6500	—	0,82	0,015	23	8,9
	2,0	2,0	—	7500	—	0,68	0,007	25	9,3
	0,25	0,25	—	11100	—	0,48	0,015	21	9,4
	1,0	1,0	—	15100	—	0,36	0,007	24	9,7
	2,0	2,0	—	18300	—	0,32	0,0035	28	9,8
	0,05	0,05	—	2400	—	2,5	0,06	36	7,7
180	0,1	0,1	—	3000	—	1,9	0,035	48	8,2
	0,25	0,25	—	3700	—	1,65	0,015	55	9,0
	0,5	0,5	—	4500	—	1,45	0,035	45	9,3
	1,0	1,0	—	6500	—	0,97	0,015	55	9,5
	2,0	2,0	—	7600	—	0,8	0,008	57	9,8
	0,25	0,25	—	10700	—	0,6	0,015	49	9,7
	1,0	1,0	—	14700	—	0,45	0,007	59	10
	2,0	2,0	—	17700	—	0,4	0,0045	64	10
	0,05	0,05	—	2400	—	2,8	0,08	65	8,3
	0,1	0,1	—	3100	—	2,2	0,045	80	8,9
300	0,25	0,25	—	3800	—	1,8	0,02	95	9,4
	0,5	0,5	—	4500	—	1,6	0,04	74	9,5
	1,0	1,0	—	6400	—	1,2	0,02	95	10
	2,0	2,0	—	7500	—	0,98	0,009	104	10
	0,25	0,25	—	11100	—	0,69	0,02	82	10
	1,0	1,0	—	15200	—	0,5	0,009	96	10
	2,0	2,0	—	18300	—	0,4	0,005	108	10

90	0,05	0,05	—	2050*	—	—	—	0,04	5,8	23 b
	0,1	0,25	—	2200*	—	—	—	0,015	8,4	29 c
	0,5	0,5	—	2350*	—	—	—	0,009	9,5	29
	0,25	0,25	—	4000*	—	—	—	0,015	7,1	31 c
	1,0	1,0	—	4250*	—	—	—	0,006	9,7	33
	0,5	0,5	—	4650*	—	—	—	0,004	12	35
	1,0	1,0	—	6150*	—	—	—	0,006	8,8	34
	2,0	2,0	—	6850*	—	—	—	0,004	12	38
	0,1	0,1	—	7500*	—	—	—	0,002	15	40
	0,5	0,5	—	1050*	—	—	—	0,04	21	27
180	0,1	0,25	—	1250*	—	—	—	0,02	27	31
	0,5	0,5	—	1350*	—	—	—	0,009	31	34
	1,0	1,0	—	2050*	—	—	—	0,02	26	37
	2,0	2,0	—	2450*	—	—	—	0,01	34	41
	0,5	0,5	—	2750*	—	—	—	0,005	40	42
	1,0	1,0	—	3450*	—	—	—	0,009	30	42
	2,0	2,0	—	4100*	—	—	—	0,0035	39	44
	0,1	0,1	—	4650*	—	—	—	0,002	44	45
	0,5	0,5	—	800*	—	—	—	0,025	40	29
	1,0	1,0	—	1000*	—	—	—	0,01	56	39
300	0,25	0,25	—	1100*	—	—	—	0,006	60	36
	1,0	1,0	—	1650*	—	—	—	0,01	57	34
	2,0	2,0	—	2050*	—	—	—	0,0055	66	42
	0,5	0,5	—	2350*	—	—	—	0,003	77	43
	1,0	1,0	—	2850*	—	—	—	0,0055	61	44
	2,0	2,0	—	3600*	—	—	—	0,003	75	46
	0,5	0,5	—	4450*	—	—	—	0,0015	82	46

RÉACTANCES

EN HAUTE FRÉQUENCE

en Mégoohms (signe M), Kilo-ohms (signe K) et ohms (sans signe)

RÉACTANCES INDUCTIVES ($X_L = \frac{I}{2\pi f L}$)

SELF-INDUCTION (micro-henrys)	100 Kc/s	500 Kc/s	1 Mc/s	5 Mc/s	10 Mc/s	50 Mc/s	100 Mc/s	200 Mc/s
100.000	62,8 K	314 K	628 K	3,14 M	6,28 M	31,4 M	62,8 M	125,6 M
10.000	6,28 K	31,4 K	62,8 K	314 K	628 K	3,14 M	6,28 M	12,56 M
5.000	3,14 K	15,7 K	31,4 K	157 K	314 K	1,57 M	3,14 M	6,28 M
1.000	628	3,14 K	6,28 K	31,4 K	62,8 K	314 K	628 K	1,256 M
500	314	1,57 K	3,14 K	15,7 K	31,4 K	157 K	314 K	628 K
100	62,8	314	628	3,14 K	6,28 K	31,4 K	62,8 K	125,6 K
50	31,4	157	314	1,57 K	3,14 K	15,7 K	31,4 K	62,8 K
10	6,28	31,4	62,8	314	628	3,14 K	6,28 K	12,56 K

RÉACTANCES CAPACITIVES ($X_C = \frac{I}{2\pi f C}$)

CAPACITÉ (Pico-farads)	100 Kc/s	500 Kc/s	1 Mc/s	5 Mc/s	10 Mc/s	50 Mc/s	100 Mc/s	200 Mc/s
100.000	15,9	3,18	1,59	0,318	0,159	0,032	0,016	0,08
50.000	31,8	6,37	3,18	0,637	0,318	0,064	0,032	0,016
20.000	79,5	15,9	7,95	1,59	0,795	0,159	0,079	0,039
10.000	159	31,8	15,9	3,18	1,59	0,318	0,159	0,079
5.000	318	63,7	31,8	6,37	3,18	0,637	0,318	0,159
2.000	795	159	79,5	15,9	7,95	1,59	0,795	0,397
1.000	1,59 K	318	159	31,8	15,9	3,18	1,59	0,795
500	3,18 K	637	318	63,7	31,8	6,37	3,18	1,59
200	7,95 K	1,59 K	795	159	79,5	15,9	7,95	3,97
100	15,9 K	3,18 K	1,59 K	318	159	31,8	15,9	7,95
50	31,8 K	6,37 K	3,18 K	637	318	63,7	31,8	15,9
20	79,5 K	15,9 K	7,95 K	1,59 K	795	159	79,5	39,7
10	159 K	31,8 K	15,9 K	3,18 K	1,59 K	318	159	79,5

RÉACTANCES EN BASSE FRÉQUENCE

en Mégoohms (signe M), Kilo-ohms (signe K) et ohms (sans signe)

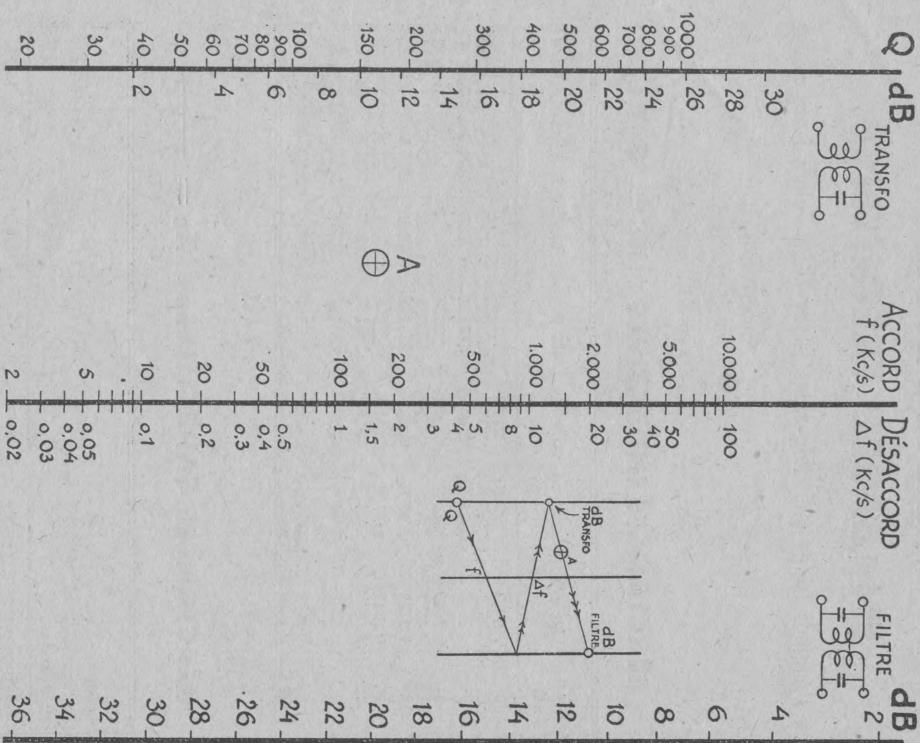
RÉACTANCES INDUCTIVES ($X_L = 2\pi f L$)

Induc-tance Henrys	30 c/s	50 c/s	100 c/s	400 c/s	1 Kc/s	5 Kc/s	10 Kc/s
500	94,2 K	157 K	314 K	1,25 M	3,14 M	15,7 M	31,4 M
250	47,1 K	78,5 K	157 K	628 K	1,57 K	7,85 M	15,7 M
100	18,8 K	31,4 K	62,8 K	251 K	628 K	3,14 M	6,28 M
50	9,42 K	15,7 K	31,4 K	126 K	314 K	1,57 M	3,14 M
25	4,71 K	7,85 K	15,7 K	62,8 K	157 K	785 K	1,57 M
10	1,88 K	3,14 K	6,28 K	25,1 K	62,8 K	314 K	628 K
5	942	1,57 K	3,14 K	12,6 K	31,4 K	157 K	314 K
1	188	314	628	2,51 K	6,28 K	31,4 K	62,8 K
0,1	18,8	3,14	6,28	251	628	3,14 K	6,28 K
0,01	1,88	3,14	6,28	25,1	62,8	314	628
0,001	0,188	0,314	0,628	2,51	6,28	31,4	62,8

RÉACTANCES CAPACITIVES ($X_C = \frac{1}{2\pi f C}$)

Capaci-tance (micro-farads)	30 c/s	50 c/s	100 c/s	400 c/s	1 Kc/s	5 Kc/s	10 Kc/s
0,0001	—	—	—	—	1,59 M	318 K	159 K
0,00025	—	—	—	1,59 M	637 K	127 K	63,7 K
0,0005	—	—	3,18 M	796 K	318 K	63,7 K	31,8 K
0,001	—	3,18 M	1,59 M	398 K	159 K	31,8 K	15,9 K
0,005	1,06 M	637 K	318 K	79,6 K	31,8 K	6,37 K	3,18 K
0,01	531 K	318 K	159 K	39,8 K	15,9 K	3,18 K	1,59 K
0,02	263 K	159 K	79,6 K	19,9 K	7,96 K	1,59 K	796
0,05	106 K	63,7 K	31,8 K	7,96 K	3,18 K	637	318
0,1	53,1 K	31,8 K	15,9 K	3,98 K	1,59 K	318	159
0,25	21,2 K	12,7 K	6,37 K	1,59 K	637	127	63,7
0,5	10,6 K	6,37 K	3,18 K	796	318	63,7	31,8
1	5,31 K	3,18 K	1,59 K	389	159	31,8	15,9
2	2,65 K	1,59 K	796	199	79,6	15,9	7,96
4	1,31 K	796	398	99,5	39,8	7,96	3,98
8	663	398	199	49,7	19,9	3,98	1,99
16	332	199	99,5	24,9	9,95	1,99	0,995
25	212	127	63,7	15,9	6,37	1,27	0,637
50	106	63,7	31,8	7,96	3,18	0,637	0,319

LES DÉCIBELS



$$dB = 10 \log (1 - Q^2 S h^2 x) \text{ avec } x = \log(nép(\Delta f/f))$$

Perte en décibels pour un % de désaccord donné.

MODE D'EMPLOI. — Une droite partant du facteur de surtension Q lu à gauche de l'axe de gauche et passant par la fréquence d'accord lue sur l'axe médian tombera sur un repère de l'axe de droite, d'où l'on repart par une droite passant par le désaccord lu sur l'axe médian. La droite aboutit à droite de l'axe de gauche, où on lit la perte en décibels s'il s'agit d'un transformateur.

S'il s'agit d'un filtre, on repart de ce point avec une droite passant par le point de repère A, et on aboutit à la perte en décibels lue sur l'axe de droite.

(L'abaque est établi pour couplage optimum du filtre).

Le décibel est l'unité de mesure du rapport existant entre deux puissances P_1 et P_2 . Le nombre de décibels est égal à dix fois le logarithme vulgaire du rapport P_1/P_2 . Si les décibels expriment le rapport entre deux tensions V_1 et V_2 , ou deux intensités I_1 et I_2 , leur nombre est égal à vingt fois le logarithme du rapport V_1/V_2 ou I_1/I_2 . Le seuil d'audibilité est conventionnellement fixé à 6 milliwatts, soit 1,73 volts aux bornes d'une impédance de 500 ohms.

Les décibels négatifs indiquent de combien il faut remonter la tension ou la puissance BF pour atteindre le seuil d'audibilité.

Les décibels négatifs indiquent de combien il faut remonter la tension ou la puissance BF pour atteindre le seuil d'audibilité.

Rapport de puissances	Rapport tension ou courants	Décibels	Rapport de puissances	Rapport tension ou courants	Décibels
1,0233	1,0116	0,1	19,953	4,4668	13
1,0471	1,0233	0,2	25,119	5,0119	14
1,0715	1,0351	0,3	31,623	5,6234	15
1,0965	1,0471	0,4	39,811	6,3096	16
1,1220	1,0593	0,5	50,119	7,0795	17
1,1482	1,0715	0,6	63,096	7,9433	18
1,1749	1,0839	0,7	79,433	8,9125	19
1,2023	1,0965	0,8	100	10	20
1,2303	1,1092	0,9	158,49	12,589	22
1,2589	1,1220	1.	251,19	15,849	24
1,3183	1,1482	1,2	398,11	19,953	26
1,3804	1,1749	1,4	630,96	25,119	28
1,4454	1,2023	1,6	1.000	31,623	30
1,5136	1,2303	1,8	1.584,9	39,811	32
1,5849	1,2589	2.	2.511,9	50,119	34
1,6595	1,2882	2,2	3.981,1	63,096	36
1,7378	1,3183	2,4	6.309,6	79,433	38
1,8197	1,3490	2,6	10.000	100	40
1,9055	1,3804	2,8	15,849	125,89	42
1,9953	1,4125	3.	25,119	158,49	44
2,2387	1,4962	3,5	39,811	199,53	46
2,5119	1,5849	4.	63,096	251,19	48
2,8184	1,6788	4,5	100,000	316,23	50
3,1623	1,7783	5.	158,490	398,11	52
3,5481	1,8836	5,5	251,190	501,19	54
3,9811	1,9953	6.	398,110	630,96	56
5,0119	2,2387	7.	630,960	794,33	58
6,3096	2,5119	8.	10 ⁸	1.000	60
7,9433	2,8184	9.	10 ⁷	3.162,3	70
10.—	3,1623	10.	10 ⁸	10.000	80
12,589	3,5481	11.	10 ⁹	31,623	70
14,849	3,9811	12.	10 ¹⁰	100.000	100

Pour Décibels négatifs :		Niveau de puissance Décibels	Pour Décibels positifs :	
Volts	Watts		Volts	Watts
1.73	0.006	—	0 +	1.73 0.00600
1.54	0.00477	1	1.94 0.00755	
1.38	0.00387	2	2.18 0.00951	
1.23	0.00301	3	2.45 0.0120	
1.09	0.00239	4	2.75 0.0151	
0.974	0.00190	5	3.08 0.0190	
0.868	0.00151	6	3.46 0.0239	
0.774	0.00120	7	3.88 0.0301	
0.690	951 × 10 ⁻⁶	8	4.35 0.0387	
0.615	755 × 10 ⁻⁶	9	4.88 0.0477	
0.548	600 × 10 ⁻⁶	10 +	5.48 0.0609	
0.488	477 × 10 ⁻⁶	11	6.15 0.0755	
0.435	387 × 10 ⁻⁶	12	6.90 0.0951	
0.388	301 × 10 ⁻⁶	13	7.74 0.120	
0.346	239 × 10 ⁻⁶	14	8.68 0.151	
0.308	190 × 10 ⁻⁶	15	9.74 0.190	
0.275	151 × 10 ⁻⁶	16	10.93 0.239	
0.245	120 × 10 ⁻⁶	17	12.26 0.301	
0.218	951 × 10 ⁻⁷	18	13.76 0.387	
0.194	755 × 10 ⁻⁷	19	15.44 0.477	
0.173	600 × 10 ⁻⁷	20 +	17.32 0.600	
0.0974	190 × 10 ⁻⁷	25	30.8 1.90	
0.0548	600 × 10 ⁻⁸	30	54.8 6	
0.0308	190 × 10 ⁻⁸	35	97.4 19	
0.0173	600 × 10 ⁻⁹	40	173 60	
0.00974	190 × 10 ⁻⁹	45	308 190	
0.00548	600 × 10 ⁻¹⁰	50	548 600	
0.00173	600 × 10 ⁻¹¹	60	1.730 6.000	
0.000548	600 × 10 ⁻¹²	70	5.480 60.000	
0.000173	600 × 10 ⁻¹³	80 +	17.300 600.000	

EXEMPLE. — Un microphone est catalogué : -70 db. Quelle puissance délivre-t-il ? De combien faut-il remonter la tension pour l'amener au niveau admissible par un ampli normal, soit 10 db ?

RÉPONSE. — Il donne 600×10^{-12} watt. Il faut remonter la tension de 80 db, soit un gain de 17.300 : $1.73 = 10.000$. La tension fournie par le micro aux bornes de 500 ohms était 548 microvolts. Elle deviendra 5,48 volts.

PRINCIPALES LAMPES DE RÉCEPTION

● Abréviations utilisées dans la colonne FONCTION :

BF = Amplificateur basse fréquence; **I** = Indicateur d'accord; **C** = Convertisseur de fréquence; **P** = Lampe finale; **D** = Déetectrice; **R** = Redresseur; **HF** = Amplificateur haute fréquence.

- Dans la colonne TYPE se trouve le nombre d'électrodes actives :

2 = diode, 2-2 = double diode, 3 = triode, 4 = tétrode, 4-4 = double tétrode, 5 = Pentode, 6 = hexode, 7 = heptode, 8 = octode.
L1 lettre V après le chiffre indique une lampe à pente variable.

Quand la tension et l'intensité de chauffage sont en caractères droits, il s'agit d'une lampe à chauffage indirect. Si les chiffres sont inclinés, la lampe est à chauffage direct.

REFERENCE	FONCTION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T. V	POLAR V	VG ₂ V	IA mA	IG ₂ mA	S mA/V	Rk Ω	R _i MΩ	R _a KΩ	WATTS MOD.	REMARQUES	Culot
			V	A												
AZ 1	R	2-2	4	1	500 300			60 100								1
AZ 4	R	2-2	4	2,4	500 300			120 200								1
AZ 41	R	2-2	4	0,625	500 400 300			30 40 70								2
AZ 50	R	2-2	4	3	500			275								3
CBL 1	D-P	2-2-5	44	0,2	200 100	- 8,5 - 4	200 100	45 21	6 3	8 6,5	170 170	0,035 0,035	4,5 4,5	4 0,85		4
CBL 6	D-P	2-2-5	44	0,2	200 100	- 9,2 - 8	100 100	40 45	9 12	6,2 6,5	190 140	0,037 0,020	5 2,2	3,8 1,8		4
CK 501	BF	5	1,25	0,033	45 30	- 1,25 0	45 30	0,28 0,30	0,055 0,060	0,3 0,226	3600 —	1,5 1			Subminiature Ampli souds	0
CK 502	P	5	1,25	0,033	45 30	- 2,5 0	45 30	0,60 0,55	0,060 0,060	0,5 0,4	1950 —	0,7 0,5	50 50	0,011 0,0035	Subminiature Ampli souds	0

CK 503-AX	P	5	1,25	0,03	45	- 2,5	45	0,5	0,18	0,6	3600	0,15	20	0,007	Subminiature Ampli sourds
CK 504	P	5	1,25	0,03	30	0	30	0,4	0,09	0,35	—	0,5	60	00045	Subminiature Ampli sourds
CK 505	P-BF	5	0,625	0,03	45 30 30	- 1,25 0 0	40 30 30	0,2 0,17 0,02	0,8 0,07 0,007	0,15 0,14 —	1250	2 1,1 GAIN : 15	—	—	Ampli impéd. Ampli résist. (subminiature)
CK 505-AX	BF	5	0,625	0,03	30	0	30	0,2	0,07	0,18	—	0,5 GAIN : 35	1.000	—	Subminiature Ampli sourds
CK 506-AX	P	5	1,25	0,05	45	- 4,5	45	1,25	0,4	0,5	2850	0,12	30	0,025	Subminiature Ampli sourds
CK 507-AX	P	5	1,25	0,05	45	- 2,5	45	0,6	0,21	0,5	3000	0,3	50	0,012	Subminiature Ampli sourds
CK 509-AX	BF	3	0,625	0,03	45	0	—	0,15	—	0,16	—	0,15	1000	—	Subminiature Ampli sourds
CK 510-AX	P	4-4	0,625	0,03	45 Coeff.	0 ampli =	45 32,5	0,6	0,2	0,65	—	0,5 R écran = 200 KΩ	—	—	2×ampli cl. A Ampli sourds
CY 1	R	2	20	0,2	250	—	—	80	—	—	—	—	—	—	5
CY 2	R	2	30	0,2	250 127	—	—	—	120 60	—	—	—	—	—	6
EA 40	D	2	6,3	0,2	—	— 1,3	Vfk = 10	—	25 100	—	—	Crête impulsions,	max...	Redresseur Récupération	70
EA 50	D	2	6,3	0,15	50	—	—	—	5	—	—	—	—	Détection HF Télévision	Sp.
EAB 1	D	2-2-2	6,3	0,2	200	—	—	—	0,8	—	—	—	—	—	7

REFERENCE	FONC-TION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	POLAR	Vg ₂	I _A	I _{G2}	S	R _K	R _I	R _A	WATTS MOD.	REMARQUES	Culot
			V	A												
EAF 41	D-HF BF	2-5	6,3	0,2	250 250	- 2 - 40	—	5	1,6	1,8	300 1000	1,2	—	—	90 kΩ sur Vg ₂ Avec 400 kΩ : Vs/Ve = 85	8
EAF 42	D-HF BF	2-5	6,3	0,2	250 250	- 2 - 40	—	5	1,6	1,8	300 1000	1,2	—	—	—	9
EB 4	D	2-2	6,3	0,2	200	—	—	0,8	—	—	—	—	—	—	—	10
EB 40	D	2-2	6,3	0,26	200	—	—	10	—	—	—	—	—	—	Convers. UHF	11
EB 91 (Noval)	D	2-2	6,3 12,6	0,3 0,15	150	—	—	9	—	—	—	Ca = 3	—	—	—	98
EBC 3	D-BF	2-2-3	6,3	0,2	200 150	- 5,5 - 2,1	—	5	—	2	1100 1000	0,015 0,019	250	—	—	13
EBC 41	D-BF	2-2-3	6,3	0,2	250	- 3	—	1	—	1	3000	0,058	250	—	—	14
EBF 1	D-HF	2-2-5	6,3	0,3	250	- 3	125	9	2,3	1,1	280	0,65	—	—	—	4
EBF 2	D-HF	2-2-5	6,3	0,2	250	- 2 - 50	100 250	5	1,6	1,8	300	1,3	—	—	Récran : 95 k	4
EBL 1	D-P	2-2-5	6,3	1,2	250	- 6	250	36	5	0,5	150	0,05	7	4,3	—	4
EBL 21	D-P	2-2-5	6,3	0,9	250	- 6	250	36	4	9,5	150	0,05	7	4,5	—	15
EC 41	BF HF	3	6,3	0,2	180	- 5,5	—	20	—	4,5	270	0,0033	—	—	Osc. HF	16
EC 50	BF	3	6,3	1,3	1000 max.	Tension d'extinction env. 33 v.	—	10 moy.	—	Rapport entre tension d'amorçage et Vg : 35	—	—	—	—	Base de temps	17

EC 80 (Noval)	UHF	3	6,3	0,48	250	- 1,5	—	15	—	12	—	—	—	—	Coeff. ampli 80	175
ECC 40	BF	3-3	6,3	0,6	250	- 5,5	—	6	—	2,7	900	0,011	—	—	Base de temps	18
ECC 81 (Noval)	HF-C	3-3	6,3 12,6	- 0,3 0,15	170 250	- 1 - 2,35	—	10	—	6	—	—	Cgk = 2,5 - Ca = 0,45	Coeff. ampli 62	170	
ECC 81 (Noval)	HF-C	3-3	6,3 12,6	- 0,3 0,15	170 250	- 1 - 2,35	—	10	—	4,9	—	—	Cak = 10,15 - Cag = 1,4	Coeff. ampli 53	170	
ECF 1	HF BF	3-5	6,3	0,2	250 150	- 2 - 2	100 —	5	1,6	2,5	—	1,2	—	Pent.	Rg ₂ = 95 kΩ	19
ECF 1	HF BF	3-5	6,3	0,2	250 150	- 2 - 2	100 —	9	—	2,55	—	0,009	11	Tri.	Coeff. ampli 23	—
ECH 2	C	3-6	6,3	0,9	250 100	- 2,5 0	100 —	3,25 9,5	6	0,75	140	1,5	—	Hex.	Rg ₃₊₅ = 50 kΩ	20
ECH 3	C	3-6 V	6,3	0,2	250 100 100	- 2 - 31 - 1,2 0	100 55 —	3 1 3,3	3 1,4 —	0,65 0,65 2,8	210 210 —	1,3 1,3 —	—	—	Hexode Triode	—
ECH 21	C	3-6 V	6,3	0,33	250 100 250 250	- 2 0 - 2 - 2	100 — 100 —	3 3,5 5,3 2	6,2 3,2 3,5 2,2	0,75 0,9 200	150 150 200	1,4 — 43	—	Hex. Tri.	Rg ₂ = 24 kΩ	21
ECH 21	C	3-6 V	6,3	0,33	250 100 250 250	- 2 0 - 2 - 2	100 — 100 —	3 3,5 5,3 2	6,2 3,2 3,5 2,2	0,75 0,9 200	150 150 200	1,4 — 43	—	Hex. Tri.	MF : Rg ₂ = 45 kΩ Ampli BF	21
ECH 41	C	3-6 V	6,3	0,225	250 100	- 2 - 28 0	100 —	3 8,5	2,2 —	0,5 1,9	200 200	2,5 —	—	Hex. Tri.	Rgt = 20 kΩ	22
ECH 42	C	3-6 V	6,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
ECL 80 (Noval)	Tél.	5	—	—	70 20 170 200	- 1 0 - 6,3 - 7,7	170 12 15 200	47,5 2 2,8 3,3	9 — 3,3 3,4	—	—	Cgk = 4,6	—	Blocking im. Sépar. sync.	171	
ECL 80 (Noval)	BF	3	6,3	0,3	170 200	- 3,5 - 4,2	170 200	0,45 0,55	—	—	0,15 0,15 0,68 0,68	11 11 220 220	1 1,4	Sortie son-image Coeff.amp. 11,5 Coeff.amp. 11,5	—	—
EF 1	HF	5	6,3	0,4	250	- 2	100	3	0,9	2,3	500	1,7	—	—	—	—

REFERENCE	FONCTION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	POLAR		VG ₂	I _A	IG ₂	S	RK	R _I	R _A	WATTS MOD.	REMARQUES	Culot
			V	A		V	V										
EF 2	HF	5 V	6,3	0,4	250	- 2 - 22	100	4,5	1,4	2,2	300	1,4					23
EF 5	HF	5 V	6,3	0,2	250 100	- 3 - 34 - 3 - 34	100 100	8 8	2,6 2,6	1,7 1,7	285 285	0,3 1,2				Rg ₂ = 60 kΩ	23
EF 6	HF BF	5	6,3	0,2	250 100 250 100	- 2 - 2 — —	100 100 0,9 0,3	3 3 — —	0,8 0,8 — —	1,8 1,8 — —	625 300 3000 5000	2,5 1,0 — —				Rg ₂ = 200 kΩ — Rg ₂ = 400 kΩ Rg ₂ = 400 kΩ	23
EF 8	HF	6 V	6,3	0,2	250 250	- 2,5 - 34 - 2,5 - 22	250 250	8 8	0,2 0,2	1,8 1,8	305 265	0,45 0,45				Hexode HF à flux dirigé	24
EF 9	HF	5 V	6,3	0,2	250 100	- 2,5 - 39 - 2,5 - 16	100 100	6 6	1,7 1,7	2,2 2,2	325 325	1,25 0,4				Rg ₂ = 90 kΩ	23
EF 22	HF	5 V	6,3	0,2	250	- 2,5	100	6	1,7	2,2	325	1				Rg ₂ = 90 kΩ	25
EF 40																	26
EF 41	HF	5 V	6,3	0,2	250	- 2,5 - 32	100	6	1,7	2,2	325	1				Rg ₂ = 90 kΩ	27
EF 42	HF	5	6,3	0,33	250	- 2	250	10	2,3	9,5	180	0,44				Ampli HF à large bande	28
EF 50	HF	5	6,3	0,3	250	- 2	250	10	3,1	6,3	150	0,6				Ampli HF à large bande	29
EF 51	HF	5	6,3	0,35	250	- 2	240	14	2,6	9,5	120	0,5				Télévision	30
EF 80 (Noval)	HF MF	5	6,3	0,3	170	- 2	170	10	2,5	7,2		0,4		1		C _{gk} = 7,2 Ca = 3,4	169
EFM 1	I+BF	3-5 V	6,3	0,2	250	- 2 - 20	250	0,8	0,6	—	1000	0,8		130			31

EH 2	C-HF	7 V	6,3	0,2	250 250	- 3 - 3	100 100	1,85 4,2	3,8 2,8	0,4 1,4	500 430	2 1	—	—	Modulatrice Amplificatrice	32
EK 2	C	8 V	6,3	0,2	250 100	- 2 - 25 - 2	200 100	1 1	2,5 1,5	0,55 0,55	500 —	2 1,2	Vg 3+5: 50 V.-Ig 3+5: 0,8 Vg 1: 10 V. - Rg 1: 50 kΩ		33	
EK 3	C	8 V	6,3	0,6	250	- 25 - 38	100	2,5	5	0,65	190	2	Vg 3+5: 100 V.-Ig 3+5: 5,5 Rg 1: 50 kΩ		33	
EL 2	P	5	6,3	0,2	250	- 18	250	32	5	2,8	485	0,07	8	3,6	Push-pull AB	34
EL 3	P	5	6,3	1,2	250 250	- 6	250 250	36 2×24	4 2×2,8	9	150 140	0,05 —	7 10	4,5 8,2	1 lampe Push-pull AB	34
EL 3 N	P	5	6,3	0,9	250 250	- 6	250 250	36 2×24	4 2×2,8	9	150 140	0,05 —	7 10	4,5 8,2	1 lampe Push-pull AB	34
EL 5	P	5	6,3	1,35	250 250	- 14	275 275	72 2×58	7 2×6,5	7						35
EL 6	P	5	6,3	1,3	250 250	- 7	250 250	72 2×45	8 2×5,1	14,5	90 90	0,02 —	3,5 5	8,2 14,5	1 lampe Push-pull AB	35
EL 34	P	5	6,3	1,5	250 350 375	- 13,5 Veff. 20,5 » 29,5 » 19,2	250 2×90 2×91 70	100 2×22 2×27, —	14 —	11		0,015 132 Rg ₂ = 800 170	2 4 5 3	12 37 48 6	Dist. 10 % Push pull AB » » cl. B En triode cl. A	173
EL 38	P	5	6,3	1,4	250 600	- 7 - 22	250 400	100 42	13 5	14,3 7	62 465	0,021 0,043				36
EL 39	P	5	6,3	1,35	400	- 33	425	45	5	6	660	0,030				37
EL 41	P	5	6,3	0,7	250 250	- 6	250 250	36 2×36	5,2 2×5,2	10	170 85	0,040 —	7 7	3,9 9,4	1 lampe Push-pull AB	38
EL 42	P	5	6,3	0,2	225	- 11	225	26	4,1	3,2	360	0,090	9	2,8	Postes d'autos	39

REFERENCE	FONCTION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	POLAR	VG ₂	I _A	I _{G2}	S	R _K	R _I	R _A	WATTS	REMARQUES	Culot
			V	A												
EL 43	P	5	6,3	0,7	250	- 2,9	250	36	4,1	10		0,1	Cgk = 11,5	Puiss. Video	28	
EM 1	I	3	6,3	0,2	250	0 - 5	250	0,1	0,5				2.000	Ombre 20°-90°	39	
EM 4	I	3	6,3	0,2	250	0 - 16	250						1000	Ombre I : 0-90° » II : 5-90°	39	
EY 51	R	2	6,3	0,08	9000			1		A 50 c/s, Vp max. = 5000 V.				Valve T.H.T.	0	
EZ 2	R	2-2	6,3	0,4	350		—	60							40	
EZ 3	R	2-2	6,3	0,65	350		—	100							40	
EZ 4	R	2-2	6,3	0,9			—	175							40	
EZ 40	R	2-2	6,3	0,6	250	—	—	90							41	
					300	—	—	90								
					300	—	—	90								
					350	—	—	90								
GZ 32	R	2-2	5	2	300		300								86	
					350		250									
					500		125									
GZ 40	R	2-2	5	0,75	250		90							C max = 50 μf	47	
					275		90							»		
					300		90							»		
					350		90							»		
PL 81 (Noval)	Balai lignes	5	21,5	0,3	180	- 23	180	45	3	6,5				Cgk = 14,3 Ca = 6,5	167	
PL 82 (Noval)	P	5	16,5	0,3	200	- 14	200	45		9,5		0,02	4	4	Dist. tot. 10 %	172

PL 83 (Noval)	P Video	5	15	0,3	180	- 2,9	180	36	4,6	10	0,1				Cgk = 10,4	168
PY 80 (Noval)	D	2	19	0,3	450 4000		180 360		max.		Crête impulsions, max.				Redresseur D. Récupér.	166
PY 82 (Noval)	R	2	19	0,3	127 250		180 180								R. protec. 95 Ω	166
UAF 41	HF-D	2-5 V	12,6	0,1	200 100	- 2,4 - 34 - 1,1 - 17		6 2,8	1,9 0,9	1,9 1,65	300 300	1,3 1			Rg2 = 44 kΩ	8
	BF-D				200 100	—		—	—	—	2700 2700	—	200 200		Rg2 = 730 kΩ	
UAF 42	HF-D	2-5 V	12,6	0,1	200 100	- 2,4 - 34 - 1,7 - 17		9 2,8	1,9 0,9	1,9 1,65	300 300	1,3 1			Rg2 = 44 kΩ	9
	BF-D				200 100	—		—	—	—	2700 2700	—	200 200		Rg2 = 730 kΩ	
UBC 41	BF-D	2-2-3	12,6	0,1	170 100 200	- 1,55 - 1 —		1,5 0,8 0,8		1,65 1,4	1000 1250	0,042 0,050			Triode — Diode	14
UBL 1	P-D	2-2-5	55	0,1	200 100	- 11,5 - 5	200 100	55 28	7 4	8,5 7	185 150	0,020 0,025	3,5 3	5,2 1		42
UBL 21	P-D	2-2-5	55	0,1	200 100	- 13 - 5,3	200 100	55 32,5	9,5 5,5	8 7,5	200 140	0,023 0,023	3,5 3	5 1,35		15
UCH 4	C	3-7 V	20	0,1												43
UCH 21	C	3-7 V	20	0,1	200 100 200 100	- 2 - 1 - 2 - 1	200 100 200 100	3,5 1,1 5,2 2,6	6,5 3 3,5 1,9	0,75 0,58 2,2 2,1	150 150 150 150	1,3 1 0,7 0,7	V. osc = 9,5 » = 5	Osc. modul. Ampli MF	21	

REFERENCE	FONC-TION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	V POLAR	VG ₂	I _A	I _{G₂}	S	R _K	R _I	R _A	WATTS MOD.	REMARQUES	Culot	
			V	A	V	V	mA	mA	mA/V	Ω	MΩ	KΩ					
UCH 41	C	3-6 V	14	0,1	200	- 2,2	105	3	2,1	0,5	200	1	V. osc.: Rg2 = 22+47 k TRIODE: Rgt = 22 kΩ	22			
					100	- 1	53	1	1	0,32	200	1,4					
					200	0	4,6						20				
					100	0	2,8						10				
UCH 42	C	3-6 V	14	0,1	200	- 2 - 27	85	3	3	0,75	180	1	V. osc.: Rg2 = 22+47 k TRIODE: Rgt = 22 kΩ	22			
					100	- 1 - 13,5	43	1,2	1,46	0,53	180	1					
					200	0	5,5						22				
					100	0	3,4			2,8			10				
UF 9	HF	5 V	12,6	0,1	200	- 2,5 - 32	100	6	1,7	2,2	325	0,9				44	
UF 21	HF	5 V	12,6	0,1	Mêmes caractéristiques que UF 9												25
UF 41	HF	5 V	12,6	0,1	- 3 - 34 - 1,4 - 17		7,2	2,1	2,3	325	1	Rg2 = 40 kΩ				27	
UL 41	P	5	45	0,1	165	- 9,5	165	5,45	9	9,5	150	0,020	3	4,2		27	
UM 4	I	3	12,6	0,1	100	- 5,3	100	32,5	5,5	3,5	140	0,018	3	1,35		45	
UY 1	R	2	50	0,1	- 4,2 - 2,5								100	100	Tension cible 200 V.	45	
UY 21	R	2	50	0,1	250		140									47	
UY 41	R	2	31	0,1	250			140								48	
UY 42	R	2	31	0,1	250			90								48	
OA 2	Reg.Tens.	2			150			5-30					Equivalent : VR 150			49	

OA 3	Régu.	2			75		5-40						Equivalent : VR 75			50
OB 3	»	2			90		5-40						Equivalent : VR 90			51
OC 3	»	2			105		5-40						Equivalent : VR 105			51
OD 3	»	2			150		5-40						Equivalent : VR 150			51
1 A 3	D	2	1,4	0,15	330		0,5						Diode HF			52
1 A 5	P	5	1,4	0,05	90	- 4,5	90	4	0,8	0,8		0,3	25	0,115	Equiv. : 1 LA 4	53
1 A 7 G/GT	C	7 V	1,4	0,05	90	0	45	0,55	0,6	0,25		0,6	V. osc. = 7	Rg2 = 75 kΩ		54
1 B 7 G/GT	C	7 V	1,4	0,1	90	0	45	1,5	1,3	0,35		0,35	V. osc. = 7	Rg2 = 30 kΩ		54
1 C 5 G/GT	P	5	1,4	0,1	90	- 7,5	90	7,5	1,6	1,55		0,115	8	0,24		53
1 D 8 GT	BF-D	2-3-5	1,4	0,1	90	- 9	90	5	1	0,92		0,2	12	0,2	PENTODE	55
					45	- 4,5	45	1,6	0,3	0,65		0,3	20	0,035	TRIODE	
1 E 4	BF	3	1,4	0,05	90	- 3		1,5		0,825		0,017				56
1 G 4 G/GT	BF	3	1,4	0,05	90	- 6		2,3		0,825		0,0107				56
1 G 6 G/GT	BF-P	3-3	1,4	0,1	90	0		1		0,675		0,044	12	0,67	1 triode Push-pull cl. B	57
1 H 5 G/GT	BF-D	2-3	1,4	0,05	90	0		0,14		0,275		0,235	500		Equiv. : 1 LH 4	58
1 L 4	HF	5	1,4	0,05	90	0	90	4,5	2	1,025		0,35				59
1 LA 4	P	5	1,4	0,05	90	- 4,5	90	4	0,8	0,8		0,3	25	0,115	Equiv. : 1 A 5	60
1 LA 6	C	7	1,4	0,05	90	0	45	0,55	0,6	0,25		0,75			V. osc = 7	61

REFERENCE	FONCTION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	POLAR	VG ₂	I _A	I _{G2}	S	R _K	R _I	R _I	WATTS MOD.	REMARQUES	Culot
			V	A	V	V		mA	mA	mA/V	Ω	MΩ	KΩ			
1 LB 4	P	5	1,4	0,05	90	- 9	90	5	1	0,92	0,2	12	0,2			60
1 LB 6	C	5	1,4	0,05	90	0	67,5	0,4	2,2	0,1	2					62
1 LC 5	HF	5	1,4	0,05	90	0	45	1,15	0,3	0,775	1,5					63
1 LC 6	C	7	1,4	0,05	90	0	35	0,75	0,7	0,275	0,25				V. osc. = 7	61
1 LD 5	BF-D	2-5	1,4	0,05	90	0	45	0,6	0,1	0,575	0,75					64
1 LE 3	BF	3	1,4	0,05	90	0		4,5		1,3	0,011					65
1 LG 5	HF	5	1,4	0,05	90	0	45	1,7	0,4	0,8	1					63
1 LH 4	BF-D	2-3	1,4	0,05	90	0		0,14		0,275	0,235	500		Equiv. : 1 H 5		66
1 LN 5	HF	5 V	1,4	0,05	90	0 - 4	90	1,6	0,3	0,8	1,1					63
1 N 5	HF	5 V	1,4	0,05	90	0 - 4	90	1,2	0,3	0,75	1,5					67
1 N 6 G	P-D	2-5	1,4	0,05	90	0	90	3,4	0,7	0,8	0,3	25	0,1			68
1 P 5 GT	HF	5 V	1,4	0,05	90	0	90	2,3	0,7	0,8	0,8					67
1 Q 5 G/GT	P	4	1,4	0,1	90	- 4,5	90	9,5	1,6	2,1		8	0,27			69
1 R 4	D. UHF	2	1,4	0,15	10			1							Réson. 1500 Mc	70
1 R 5	C	7 V	1,4	0,05	90	0 - 9	90	1,6	3,2	0,3	0,5				V. osc. : 25	71
1 S 4	P	5	1,4	0,1	90	- 7	67,5	7,2	1,4	1,57	0,1	8	0,21			72
1 S 4 T	P	5	1,4	0,05	90	- 7	67,5	7,4	1,4	1,4	0,1	8	0,23			72

1 S 5	HF-D BF-D	2-5	1,4	0,05	67,5 90	0 0	67,5	1,6	0,4	0,62	0,6	1000		Ampli HF BF: Rg2 = 3 MΩ	73	
1 T 4	HF	5 V	1,4	0,05	90 45	0 - 16 0 - 10	67,5 45	3,5 1,7	1,4 0,7	0,75 0,6	0,5 0,35					59
1 T 5 GT	P	5	1,4	0,05	90	0	90	1,6	0,45	0,9		1,5				59
1 U 4	HF	5	1,4	0,05	90	0	90	1,6	0,45	0,9		1,5				59
1 U 5	HF-D BF-D	2-5	1,4	0,05	67,5 90	0 0	67,5	1,6	0,4	0,62	0,6	1000		Ampli HF BF: Rg2 = 3 MΩ	74	
2 X 2	R	2	2,5	1,75	12500			7,5						Valeurs max.		
3 A 4	P	5	1,4 2,8	0,2 0,1	135	- 7,5	90	14,8	2,6	1,9	0,09	8	0,6			75
3 A 5	HF	3-3	1,4 2,8	0,22 0,11	90	- 2,5		3,7		1,8	450	0,0083			UHF miniat.	76
3 A 8 GT	HF-D BF-D	2-3-5	1,4 2,8	0,1 0,05	90 90	0 0	90	0,20 1,5	0,5	0,32 0,75	0,2 0,8			Triode Pentode		77
3 B 5 GT	P	5	1,4 2,8	0,1 0,05	67,5	- 7	67,5	8	0,5	1,65	0,1	5	0,2	Equiv.: 3 C5 GT		78
3 B 7	HF	3-3	1,4 2,8	0,22 0,11	90	0		5,2		1,85	0,11	8				79
3 C 5 GT	P	5	1,4 2,8	0,1 0,05	67,5	- 7	67,5	8	0,5	1,65	0,1	5	0,2	Equiv.: 3 B5 GT		78
3 C 6	BF	3-3	1,4 2,8	0,1 0,05	90	0		4,5		1,3	0,11					80
3 D 6	P	5	1,4 2,8	0,22 0,11	135	- 4,5	90	9,8	1,2	2,4		12	0,5			81

REFERENCE	FONCTION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	POLAR	VG ₂	I _A	I _{G2}	S	R _K	R _I	R _A	WATTS MOD.	REMARQUES	Culot
			V	A	V	V	V	mA	mA	mA/V	Ω	MΩ	KΩ			
3 LE 4	P	5	1,4 2,8	0,1 0,05	90	- 4,5	90	0,5	1,6	2,4		0,1	8	0,27		82
3 LF 4	P	5	1,4 2,8	0,1 0,05	90	- 4,5	90	9,5	1,3	2,2		0,075	8	0,27		81
3 Q 4	P	5	1,4 2,8	0,1 0,05	90	- 4,5	90	9,5	2,1	2,15		0,1	10	0,27		83
3 Q 5 GT/G	P	5	1,4 2,8	0,1 0,05	90	- 4,5	90	9,5	1,3	2,2		0,1	8	0,27		78
3 S 4	P	5	1,4 2,8	0,1 0,05	90	- 7	67,5	7,4	1,4	1,57		0,1	8	0,27		83
3 V 4	P	5	1,4 2,8	0,1 0,05	90	- 4,5	90	9,5	2,1	2,15		0,1	10	0,27		
5 U 4 G	R	2-2	5	3	450			225								85
5 V 4 G	R	2-2	5	2	375			175								86
5 W 4 GT/G	R	2-2	5	1,5	350			100								85
5 X 4 G	R	2-2	5	3	450			225								87
5 Y 3 GT/G	R	2-2	5	2	350			125								85
5 Y 3 GB	R	2-2	5	1,7	350			125								86
5 Y 4 G	R	2-2	5	2	350			125								87
5 Z 3	R	2-2	5	3	450			225								88

5 Z 4 G	R	2-2	5	2	350			125								86
6 A 3	P	3	6,3	1	250	- 45		60		5,25	750	800 Ω	2,5	3,2	Push-pull cl. A Polar fixe	89
					250	- 68		40			850					
6 A 7	C	7 V	6,3	0,3	250	- 3 - 35	100	3,5	3,2	0,55	300	0,4			V osc. = 20 Rg osc. = 50 kΩ	90
6 A 8 GT/G	C	7 V	6,3	0,3	250	- 3 - 45	100	3,3	3,2	0,5	270	0,4	V. osc. = 20		Rg osc. = 50 kΩ	91
					100	- 1,5 - 20	50	1,2	1,5	0,35	320	0,6	V. osc. = 10			
6 AB 7	HF	5	6,3	0,45	300	- 3	200	12,5	3,5	5	190	0,7			Rg2 = 30 kΩ	92
6 AC 7	HF	5 V	6,3	0,45	300	- 3 - 22	150	10	2,5	9	160	0,75			Rg2 = 60 kΩ	92
6 AF 7 G	I	3-3 V	6,3	0,3	250	- 0 - 19	250	0,2	3			1				93
6 AG 5	HF	5	6,3	0,3	250	- 1,8	150	7	2	5	200	0,8				94
					100	- 0,7	100	5,5	1,6	4,75	100	0,3				
6 AG 7	HF	5	6,3	0,65	300	- 3	125	28	7	7,7	420	0,1	10			95
6 AJ 5	HF P	5	6,3	0,175	28	- 1	28	3	1,2	2,75	200	0,09				96
					180	- 7,5	75						28	1		
6 AK 5	HF	5	6,3	0,175	180	- 2	120	7,7	2,4	5,1	200	0,69			Equiv. : 6 AS 6	94
6 AK 6	P	5	6,3	0,15	180	- 9	180	15	2,5	2,3	515	0,2	10	1,1		97
6 AL 5	D	2-2	6,3	0,3	150			10							Réson.: 700 Mc	98
6 AQ 5	P	5	6,3	0,45	250	- 12,5	250	47	7	4,1	230	0,052	5	4,5		99
6 AQ 6	BF-D	2-2-3	6,3	0,15	250	- 3			1	1,15	3	0,058	250		Equiv.: 6 AT 6	100
					100	- 1		0,8		1,2	1250	0,061	250			
6 AR 5	P	5	6,3	0,4	250	- 18	250	33	5,5	2,3	470	0,068	7,6	3,4		101

REFERENCE	FONCTION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	POLAR	Vg2	Ia	Ig2	S	Rk	Ri	Ra	WATTS MOD.	REMARQUES	Culot
			V	A												
6 AS 6	-HF	5	6,3	0,175	180	- 2	120	7,7	2,4	5,1	200	0,69			Equiv. : 6 AK 5	102
6 AT 6	BF-D	2-2-5	6,3	0,3	250	- 3		1		1,2	3	0,058	250		Equiv. : 6 AQ 6	100
6 AU 6	HF	5	6,3	0,3	250	- 1	150	10,8	4,3	5,2	68	1				97
6 B 7	HF-D	2-2-5 V	6,3	0,3	250	- 3 - 21	125	10	2,3	1,32	245	0,6			Rg2 = 54 kΩ	103
6 B 8 G	HF-D	2-2-5 V	6,3	0,3	250	- 3 - 21	125	10	2,3	1,32	245	0,6			Rg2 = 54 kΩ	104
6 BA 6	HF	5 V	6,3	0,3	250	- 1 - 20	100	11	4,2	4,4	68	1,5				97
6 BD 6	HF	5 V	6,3	0,3	250	- 3 - 35		9	3,5	2	240	0,7				97
6 BE 6	C	7	6,3	0,3	250	- 1,5	100	3	7,1	0,475	150	1	V. osc. = 10	Rg osc.: 20 kΩ	105	
6 BF 6	BF-D	2-2-3	6,3	0,3	250	- 9	100	9,5		1,9	950	0,0085	10	0,3		100
6 BJ 6	HF	5 V	6,3	0,15	250	- 1 - 20	100	9,2	3,3	3,8	80	1,3				102
6 C 4	HF	3	6,3	0,15	250	- 8,5		10,5		2,2	810	0,0077				106
6 C 5 GT/G	BF	3	6,3	0,3	250	- 8		8		2	1000	0,001	50			107
6 C 6	HF	5	6,3	0,3	250	- 3	100	2	0,5	1,22	1200	1,5			Rg2 = 1 MΩ B.F.	108
6 C 7	BF-D	2-2-3	6,3	0,3	250	- 9		4,5		1,25	2000	0,0016				109
6 C 8 G	BF	3-3	6,3	0,3	250	- 4,5		3,2		1,6	1500	0,0022	20			110
6 D 6	HF	5 V	6,3	0,3	250	- 3 - 40	100	8,2	2	1,6	400	0,8			Rg2 = 75 kΩ	108
					100	- 3 - 40	100	8	2,2	1,5	400	0,25				

6 D 7	HF	5	6,3	0,3	250 100	- 3 - 3	100	2	0,5	1,22 1,18	1200 1200	1,5 1			Equiv. : 6 J 7	111
6 D 8	C	7	6,3	0,15	250 100	- 3 - 45 - 1,5 - 20	100 50	3,3 1,2	3,2 1,5	0,5 0,35	270 320	0,4 0,6	V. osc. = 20 V. osc. = 10	Rg osc. = 50 kΩ	91	
6 E 8	I	3	6,3	0,3	250 100	0 - 8 0 - 3,3	250 100	0,24 0,19	4,5 4,5				1000 500			112
6 E 7	HF	5 V	6,3	0,3	250 100	- 3 - 40 - 3 - 40	100 100	8,2 8	2 2,2	1,6 1,5	400 400	0,8 0,25		Rg2 = 75 kΩ	111	
6 E 8 G	C	3-6 V	6,3	0,3	250 150	- 2 - 21 0	100	2,3 —	3	0,65 2,8	400 400	1,25 0,03	— 30	HEX. Rg2 = 60 kΩ TRI. V. osc. = 8	113	
6 F 5 GT/G	BF	3	6,3	0,3	250	- 2		0,9		1,5	2500	0,066	250			114
6 F 6 G	P	5	6,3	0,7	250 250 375 350	- 16,5 - 20 - 26 - 38	250 — 250 —	34 31 27 —	6,5 2,7 4 —	2,5 2,7 — —	400 640 — —	0,08 0,0026 4 —	7 4 10 10	3 0,85 19 25	En pentode En triode Push-pull pent. » triodes	115
6 F 8 G	BF	3-3	6,3	0,6	250 250	- 8 - 5		9 1,5		2,6 —	900 3300	0,0077 —	— 100			110
6 H 6 GT/G	D	2-2	6,3	0,3	100			4								116
6 H 8 G	HF-D BF-D	2-2-5	6,3	0,3	250 250	- 2 —	125 —	8,5 —	2,6 —	2,4 —	180 1500	0,65 —	— 250		HF. Rg2: 50 kΩ BF. Rg2: 1 MΩ	104
6 J 4	HF	3	6,3	0,4	200 150			10 15						5 KΩ 4,5 KΩ	UHF miniature Coeff. ampli 55	117
6 J 5 GT/G	BF	3	6,3	0,3	250 90	- 8 0		9 10		2,6 3	900 —	0,0077 0,006				107
6 J 6	BF	3-3	6,3	0,45	150 150	- 4 Ig: 16 mA		8,5 30		5,3 —	50 220	0,006 —		3,5	Push-pull cl. C	118

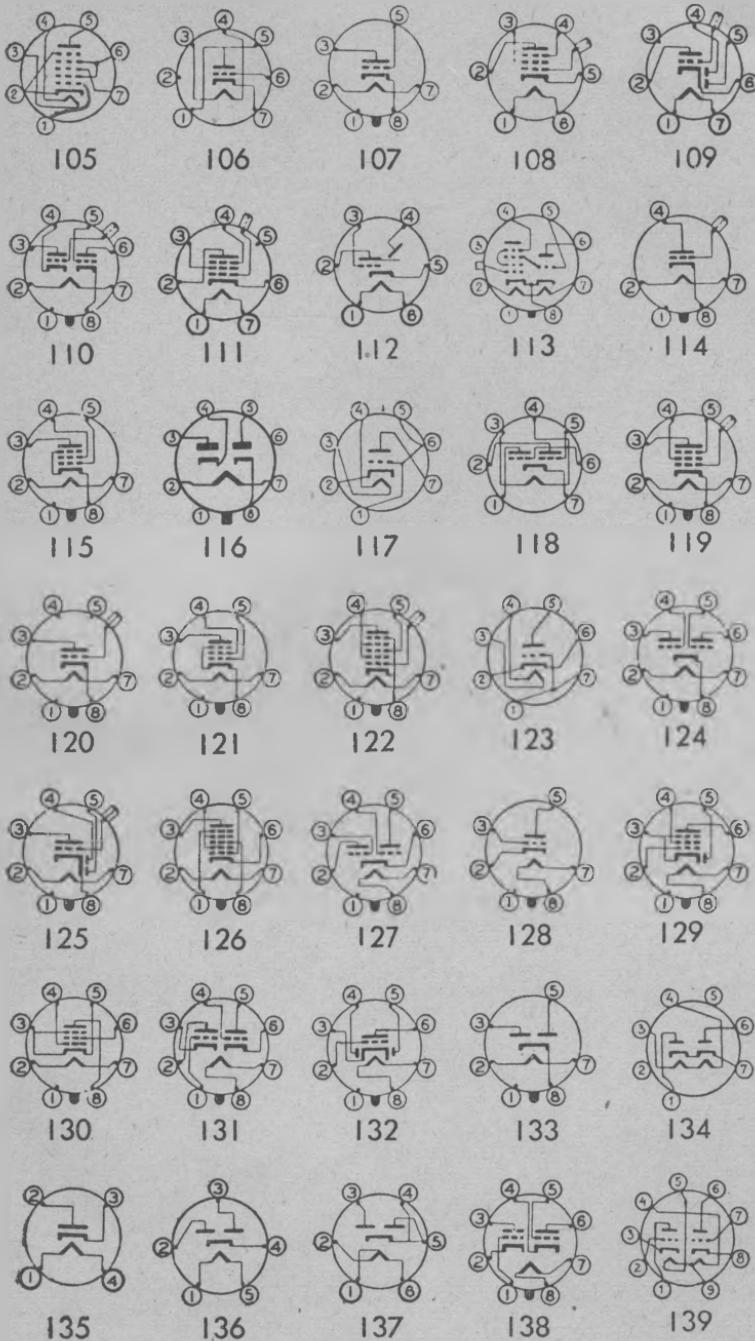
12 BF 6	BF-D	2-2-3	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 BF 6								100	
12 B 8 GT	HF	3-5	12,6	0,3	90	-1	90	7	2	2,4	330	0,2		140
	BF				90	-3	—	2,8	—	1,8	350	0,037		
12 C 8	HF-D	2-2-5	12,6	0,15	250	-3	125	10	2,3	1,82	250	0,6		104
12 F 5 GT	BF	3	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 SF 5								114	
12 G 7 G	BF-D	2-2-3	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 Q 7								125	
12 H 6	D	2-2	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 H 6								116	
12 J 5 GT	BF	3	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 J 5								107	
12 J 7	BF	5	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 J 7								119	
12 K 7 GT/G	HF	5 V	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 K 7								119	
12 M 7	HF	5 V	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 M 7								119	
12 Q 7	BF-D	2-2-3	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 Q 7								125	
12 SA 7 GT/G	C	7 V	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 SA 7								126	
12 SC 7	BF	3-3	12,6	0,15	Mêmes caractéristiques que 6 SC 7								127	
25 Y 4	R	2	25	0,15	125			75						143
25 Y 5	R	2-2	25	0,3	250			85						144
25 Z 3	R	2	25	0,3	250			50						135
25 Z 4	R	2	25	0,3	125			125						143
25 Z 5	R	2-2	25	0,3	235			75						144

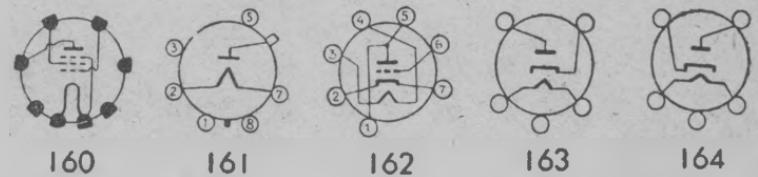
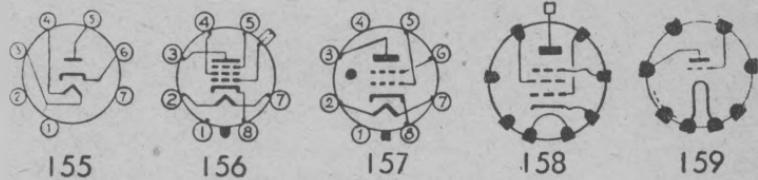
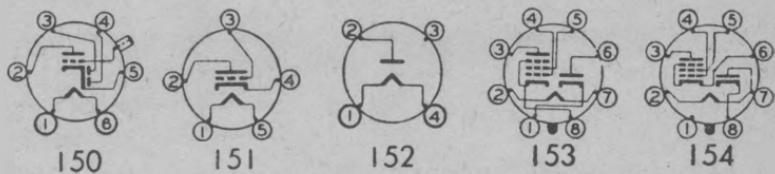
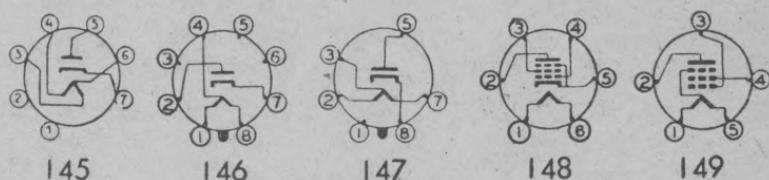
REFERENCE	FONC-TION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	POLAR	V _{G2}	I _A	I _{G2}	S	R _K	R _I	R _A	WATTS MOD.	REMARQUES	Culot
			V	A	V	V	V	mA	mA	mA/V	Ω	MΩ	KΩ			
25 Z 6 GT/G	R	2-2	25	0,3	235			75								116
35 B 5	P	5	35	0,15	110	- 7,5	110	40	3	5,8	175	0,014	2,5	1,5		99
35 L 6 GT/G	P	5	35	0,15											Mêmes caractéristiques que 35 B 5	121
35 W 4	R	2	35	0,15	117			90								145
35 Y 4	R	2	35	0,15	235			100								146
35 Z 3	R	2	35	0,15	117			100								48
35 Z 4 GT	R	2	35	0,15	125			100								143
35 Z 5 GT	R	2	35	0,15	235			60								147
35 Z 6 GT	R	2	35	0,3	235			110								116
42	P	5	6,3	0,7											Mêmes caractéristiques que 6 F 6	148
43	P	5	25	0,3											Mêmes caractéristiques que 25 A 6	148
47	P	5	2,5	1,75	250	- 16,5	250	31	6	2,5	450	0,06	7	2,7		149
50 B 5	P	5	50	0,15	110	- 7,5	110	50	4	7,5	140	0,014	2,5	1,9		99
50 L 6 GT	P	5	50	0,15	200	- 8	110	50	2	9,5	160	0,03	3	4,3		121
50 Y 6 GT/G	R	2-2	50	0,15	125			85								116
50 Z 6 G	R	2-2	50	0,3	125			150								116
75	BF-D	2-2-3	6,3	0,3											Mêmes caractéristiques que 6 SQ 7	150

76	BF	3	6,3	0,8	250 100	- 13,5 - 5		5 2,5		1,45 1,15	2700 2000	0,0095 0,0012				151		
77	HF	5	6,3	0,3	250 100	- 3 - 3		100 100	2,3 2,3	0,5 0,5	1,22 1,18	1200 1200	1,5 1			108		
80	R	2-2	5	2	400 350			110 125								88		
81	R	2	7,5	1,25	700			85								152		
83	R	2-2	5	3	450			225								88		
84	R	2-2	6,3	0,5	350			60								136		
117 L 7 GT	P-R	2-5	117	0,09	105 117	- 5,2		105 —	43 —	4 —	5,3 —	110 —	0,0017 —	4 —	0,85 —	Pentode Diode	153	
117 M 7 GT	P-R	2-5	117	0,09													153	
117 N 7 GT	P-R	2-5	117	0,09	100 117	- 6 —		100 —	51 75	5 —	7 —	110 —	0,0016 —	3 —	1,2 —	Pentode Diode	154	
117 Z 3	R	2	117	0,04	117				90								155	
117 Z 4 GT	R	2	117	0,04	117				90								143	
117 Z 6 GT/G	R	2-2	117	0,075	235				60								116	
884	Thyr.	3	6,3	0,6	300				2								107	
885	Thyr.	3	2,5	0,12	300				2								151	
954	HF	5	6,3	0,15	250 90	- 3 - 3		100 90	2 1,2	0,7 0,5	1,4 1,1	1100 1750	1,5 1			Acorn	0	
955	HF BF	3	6,3	0,15	250 90	- 7 - 2,5			6,3 2,5		2,2 1,7		1100 1000	0,011 0,015			Acorn	0

REFERENCE	FONC-TION	TYPE	CHAUFFAGE		H.T.	POLAR		VG ₂	I _A	IG ₂	S	R _K	R _I	R _A	WATTS MOD.	REMARQUES	Culoit	
			V	A		V	V											
956	HF	5 V	6,3	0,15	150	-3	100	6,7	2,7	1,8	320	0,7					0	
957	HF BF	3	1,25	0,05	135	-5		2		0,65	2500	0,021				Acorn	0	
958	BF	3	1,25	0,1	135	-7,5		3		1,2		0,01				Osc. Acorn	0	
959	HF	5	1,25	0,05	135	-3	67,5	1,7	0,4	0,6	1500	0,8				Acorn	0	
1851	HF	5 V	6,3	0,45												Mêmes caractéristiques que 6 AC 7	156	
1852	HF	5 V	6,3	0,45												Mêmes caractéristiques que 6 AC 7	92	
1853	HF	5 V	6,3	0,45												Mêmes caractéristiques que 6 AB 7	92	
1882	R	2-2	5	2	350				125								1	
1883	R	2-2	5	1,6	400				110								40	
2050	Thyr.	4	6,3	0,6	400 117	-6 0		0	200 100							Rg 1 max: 1 MΩ Rg 1 max: 1 MΩ	157	
2051	Thyr.	4	6,3	0,7	350	-6		0	75							2	1,2	157
4654	P	5	6,3	1,35	250 600	-14 -25	275 300	72 2×25	8 2×2	8,5 —	175 450	0,022 —	3,5 10	8,8 55		1 lampe Push-pull AB	158	
4673	HF	5	4	1,35	250	-2,5	200	8	1,5	5	260	1,5				Rg2 = 33 kΩ	35	
4683	P	3	4	0,9	350	-75		2×35			850			5	20	Push-pull AB	159	
4688	P	5	4	2	375	-17	275	2×48	2×5		165			6,5	28,5	Push-pull AB	160	
4689	P	5	6,3	1,35												Mêmes caractéristiques que 4688	160	

8016	R	2	1,25	0,2	3.500			7,5									161
9001	HF	5	6,3	0,15	250	-3	100	2	0,7	1,4	1100	1					94
9002	HF	3	6,3	0,15	250 90	-7 -2,5		6,3 2,5		2,2 1,7	1100 600	0,011 0,015					162
9003	HF	5 V	6,3	0,15	250	-3	100	6,7	2,7	1,8	320	0,7					94
9004	D	2	6,3	0,15	117			5								U.H.F.	163
9005	D	2	6,3	0,165	117			1								U.H.F.	164
9006	D	2	6,3	0,15	270			5								U.H.F.	165





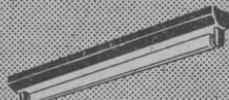
LUMINAIRES BLOCS FLUORESCENTS

TUNGSRAM

Utilisation rationnelle de la lumière
Ensemble électrique largement calculé
Robustesse de construction
Simplicité de pose

BLOC T10 MONO

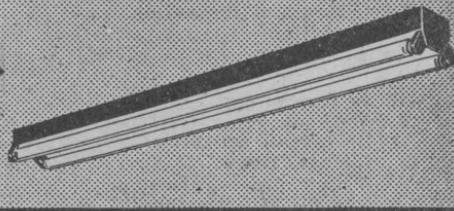
Pour lampe de
0m60 - 20 w.
Bloc tout équipé
115-125 v.



T11 DUO-COMPENSÉ

PLAFONNIER

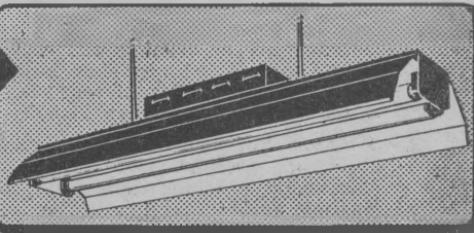
Pour lampes de
1m20 - 40 w.
110-125 v. ou 220 v.



T12 DUO-COMPENSÉ

RÉFLECTEUR INDUSTRIEL

Pour lampes de 1m20-40 w
110-125 v. ou 220 v.



Les luminaires TUNGSRAM à appareillage électrique incorporé sont livrés complets prêts à la pose : 2 fils à brancher et c'est tout.

Starters cartouche amovibles type Standard
Câblage très soigné.

TUNGSRAM

pour une plus belle lumière

TABLE DES MATIÈRES

Les bases de la Télévision	5
Principe de la télévision	7
Le signal de télévision	12
Le tube cathodique ressuscite l'image	15
Les circuits du récepteur	19
L'antenne	23
Ligne ou feeder	26
Le circuit d'entrée	27
Amplification à haute fréquence	28
Le changeur de fréquence	30
Séparation des signaux son-vision	33
Amplification à moyenne fréquence	34
La détection	37
Amplification à video-fréquence	39
Restitution de la composante continue	45
Séparation des tops	46
Oscillateurs à relaxation	52
Alimentation	57
La projection	61
 L'Art du Dépannage	64
<i>La Méthode de la Question</i>	65
Le niveau de sortie	68
L'étage final	70
L'étage préamplificateur	72
Que dit l'oscilloscope	74
La détection	79
La moyenne fréquence	81
Gain et sélectivité M.F.	84
Le changeur de fréquence	90
Alignement de la commande unique	93
Harmoniques de l'oscillateur	99
Déphasage et déphasateurs	100
<i>La Méthode Sherlock-Holmes</i>	101
Les essais préliminaires	105
Aucune trace de musique	108
Musique faible	111
Faible sensibilité	113
Distorsions et bruits	116
Vérification du déphasage P.P.	118
Coupages parasites	120
<i>Méthode de l'Echange Standard</i>	122
L'échange standard	126
La panne intermittente	127
<i>Méthode Bertillon</i>	128
L'outillage nécessaire	130
Lois d'Ohm et de Kirchhoff	131
La mesure des tensions	133
» des résistances	134
Les condensateurs	137
Mesure de consommation	140
Mesure des tensions et intensités	142

L'Alimentation	143
Polarisation des lampes	145
La tension anodique	147
La tension d'écran	148
 Radio-Meccano	155
Règles d'assemblages des pièces	155
 Amplificateurs HF et MF	157
Ampli à plaque accordée	159
» à transformateur	160
Etage anti-souffle	161
Ampli avec grille à la masse	162
» moyenne fréquence	162
» à large bande	163
Sélectivité variable	165
M.F. stabilisée par quartz	165
 Amplis de puissance B.F.	166
Sortie à une lampe	167
Charge cathodique	168
 Amplis de tension B.F.	171
Triode et pentode à résistances	171
Amplis à transformateur	173
Couplage par impédance	174
Amplis cathodiques	175
 <i>Antifadings :</i>	
Antifading par triode ou tétraode	178
CAV + détection + préamplification	178
Antifading retardé	179
» amplifié	180
» de secours	181
 <i>Antiparasites et limiteurs</i>	181
 <i>Atténuateurs simples</i>	183
 <i>Cadres antiparasites</i>	186
Cadre compensé	187
» blindé	187
» monospire	188
 <i>Changeurs de fréquence</i>	189
Diode au germanium	190
 <i>Contrôles de tonalité</i>	192
Filtres résonnantes	192
Correcteurs à résistance-capacité	193
» à contre-réaction	195
 <i>Déphasateurs</i>	196
 <i>Divisions graves-aiguës</i>	198
Adjonction d'un H.P. aigu	201
Mise en phase de deux H.P.	201
 <i>Doubleur de fréquence-secteur</i>	201
 <i>Entrées de microphones et pick-ups</i>	202
Caractéristiques des microphones	204
 <i>Mélangeurs Basse fréquence</i>	205
 <i>Multivibrateurs</i>	206
Balayage rapide	208
 <i>Orgue électronique</i>	208

<i>Oscillateurs classiques</i>	209
Hartley	210
Colpitts	210
Meissner	211
Grille et plaque accordées	211
Audion-Armstrong	212
Ultra-Audion	212
Electron-coupled	212
Eco-Hartley	213
Mesnys	214
<i>Oscillateurs à quartz</i>	214
Circuit Pierce	215
Plaque accordée	215
Tri-tet	215
Eco-Colpitts	216
<i>Oscillateurs à basse fréquence</i>	216
Oscillateur à résonance	216
Kallitron	217
Oscillateur à couplage cathodique	217
Multivibrateur à contre-réaction	218
Circuit de Wien	219
Oscillateur à pente glissante	219
» à thyratron	220
Relaxateur à néon	220
» à blocage	221
<i>Oscillateurs spéciaux :</i>	
Dynatron	221
Transitron	222
Cathotron	222
Magnéto-striction	222
Très haute fréquence à lignes	223
Barkhausen	224
<i>Push-pulls :</i>	
Inversion par transformateur	224
Cathodyne	225
Paraphasé	226
Paraphasé flottant	226
See-Saw	227
Espey	227
Couplage cathodique	227
<i>Sources de haute tension :</i>	
Redressement 2 alternances	228
Filtre à entrée par capacité	229
» » par self	230
Projet d'alimentation	231
Redressement d'une alternance	232
Alimentation tous-courants	233
Redresseurs à couche d'arrêt	233
Doubleurs de tension	235
Tripleurs et quadruplieurs	236
Très haute tension par oscillateur	238
Haute tension par vibreur	239
<i>Stabilisateurs de tension</i>	240
Tubes à fer-hydrogène	241
Stabilisateurs à ionisation	241
Transformateur saturable	243
Régulateurs électroniques	243
Thermistors	244
<i>Super-réaction</i>	244
Flewelling	246

Relais et Automatisme	248
Relais magnétiques	248
» à courant alternatif	252
» électroniques	253
Ignitron	256
Commande progressive des thyratrons	258
Commande des relais	260
Relais retardés	263
Clignoteur	267
Flip-Flop	268
Autour d'une cellule photo-électrique	272
Commandes automatiques à cellules	276
Autour d'un microphone	277
Pour le Laboratoire	283
Volt-ohm-henrymètre	283
Autour d'un casque	285
Fer à souder à panne-cathode	286
Vers la Fidélité	290
Améliorations faciles	292
Le haut-parleur	297
Le baffle	303
Le baffle reflex	304
Le labyrinthe	307
Soudures et Brasures	309
Qu'est-ce qu'une bonne soudure	311
Quelques tours de main	315
Les flux	318
Les métaux difficiles à souder	322
La brasure	323
Réparation d'un galvanomètre	328
La Lumière	337
Un peu de photométrie	339
Comment naît la lampe moderne	340
Rendement des lampes	343
Détermination du type d'appareils	349
» de la puissance des foyers	351
L'éclairage fluorescent à basse tension	351
Conseils d'emploi d'une lampe fluorescente	356
Caractéristiques des principaux tubes récepteurs	378 à 401
Réglage des tubes amplificateurs	361
Réactances en haute fréquence	374
Réactances en basse fréquence	375
Abaque des pertes en db par désaccord	376
Tableau des décibels	377

6786-4-51 - Imp. ARAC, Paris
Dépôt légal : 2^e trimestre 1951

EDITIONS CRESPIN
Pavillons - sous - Bois (Seine)
C. O. L. 15.0119

MÉMENTO TUNGSRAM N° 5

par Roger CRESPIN

C'est le dernier d'une collection célèbre (170.000 exemplaires vendus dans le monde entier) et probablement le plus intéressant, car il rassemble plusieurs études de grande envergure dont chacune vaut un traité : Initiation à la télévision, en 60 pages qui en valent 200. Quatre méthodes générales de dépannage radio, où le dépanneur chevronné glane encore quelque chose. Radio-Meccano, vaste chapitre original où on vous livre la « boîte à schémas » tout calculés que vous assemblez à votre guise ; et bien d'autres choses. Le tout en un style clair et amusant, avec le minimum de « maths ». Il est indispensable à tous ceux qui s'occupent de radio ; il vaut plusieurs fois son prix, vous en conviendrez du reste en l'ouvrant.

SOMMAIRE

Les bases de la télévision (Réception). — Analyse du signal. Tube cathodique, brillance, concentration, déviation, tache ionique. Circuits récepteurs. L'antenne et la ligne. Entrée, ampli HF, changeur de fréquence, séparation son-vision, ampli MF, filtres. Détection, ampli vidéo. Restitution de la teinte moyenne, séparation des tons. Oscillateurs de relaxation. Alimentation. Projection.

L'art du dépannage. — Quatre méthodes. Mesure systématique des tensions, résistances, gains et distorsions. Signalisation cathodique. Alignement. Interprétation des symptômes. L'échange-standard, méthode de substitution. (190 pages abondamment illustrées). Cette partie ne fait nullement double emploi avec le Mémento Crespin n° 3 (Précis de Radio-Dépannage).

Radio-Meccano. — Circuits élémentaires interchangeables et les règles d'assemblage. Amplis, filtres, couplages, antifadings, antiparasites, atténuateurs, cadres, convertisseurs, correcteurs, diviseurs grave-aigu, douleurs, mélangeurs, multivibrateurs, orgue électronique, oscillateurs, relaxateurs, push-pulls, sources de haute tension, super-réaction, etc. 100 pages de schémas calculés, commentés, conditions d'emploi, anomalies de fonctionnement, etc.).

Relais et automatisme. — Construction de relais. Contacteurs, clignoteurs, gardiens, montages amusants.

Pour le laboratoire. — Construction d'appareils utiles, d'un fer à souder à chauffage rapide (panne-cathode).

Vers la fidélité. — Insuffisance des postes. Améliorations. Défauts des H.P. et remèdes. Baffles reflex, labyrinthe, spéciaux.

Soudures et brasures. — Théorie et pratique de la soudure appliquée à la radio. Conseils. Formules. Soudures difficiles. Tours de main. Brasures fortes et à l'argent.

Réparation d'un galvanomètre par les moyens du bord.

Lumière et fluorescence. — Photométrie. Constantes des lampes. Projets d'éclairage. Eclairage fluorescent. Dépannage.

Réglage des amplis à résistance-capacité. — Tableaux et mode d'emploi.

Tableaux des caractéristiques et culots des tubes récepteurs courants.

Un vol. 21 x 13,5, 420 p., 337 fig., photos et planche dépliable. Poids : 420 gr.

Prix : 790 francs.

NOTA. — Les Mémentos TUNGSRAM, n°s 1, 2, 3 et 4 sont épuisés.

PRÉCIS D'ÉLECTRICITÉ

pour le Radio-Technicien

Nombreux sont ceux qui ont étudié la radio avec des connaissances fragmentaires et souvent erronées d'électricité, ce qui leur interdit l'exacte compréhension des techniques électroniques et fait souvent naître des idées fausses.

Voici un clair résumé d'électricité suivant les théories modernes, avec juste assez de calcul à la portée de tous pour préciser les questions traitées. Vous lirez et relirez comme un roman ce livre sans prétention qui constitue la base indispensable de toute étude sérieuse de l'électronique et vous délassera des cours ennuyeux.

L'ouvrage comprend un important chapitre consacré aux petits moteurs électriques dont certains sont fort curieux, avec leurs pannes et leurs remèdes. Il se termine par le calcul et la réalisation des transformateurs et selfs à fer utilisés en radio.

SOMMAIRE

Pour comprendre les formules.

La matière. — Atomes et molécules. Noyaux, électrons, ions. Conducteurs et isolants.

L'électricité au repos. — Charge et distribution superficielle. Effluve et étincelle. Ecran électrique. Potentiel et champ. Condensateur. Forces électrostatiques. L'électron-volt.

Le courant électrique. — Sens, intensité, résistance. Lois d'Ohm et de Joule. Travail, équivalences énergétiques. Circuits complexes. Electrolyse, galvanoplastie, piles et accus.

Le champ magnétique. — Aimants et champ magnétique. Intensité de champ, induction magnétique, perméabilité. Electro-aimant. Flux. Hystérésis. Les nouveaux aimants. Action des aimants et des courants. Le moteur électro-magnétique.

Le courant alternatif. — L'oscillation sinusoïdale. Tensions et courants déphasés, efficaces, moyens. Les harmoniques.

L'induction électro-magnétique. — Tension induite. Travail d'induction. Production des courants induits. Courants de Foucault. Self-induction. Induction mutuelle. Mariage d'impédances. Transformateurs.

L'impédance. — Inductance. Capacitance. Résistance et réactances combinées. Diagrammes polaires.

Les petits moteurs. — Moteurs Universel, série compensé, d'induction à cages, à bagues, monophasés. Démarrage par self, par capacité. Moteur induction-répulsion. Moteurs à pôles fendus. Moteurs synchrones, à disques, à hystérésis. Moteurs jouets.

Les pannes des moteurs. — Moteurs continus. Moteurs asynchrones. Essai d'un induit défectueux. Diagnostic.

Calcul des selfs et transfos à fer. — Détermination et calcul. Transformateurs et inductances saturables. Montage des petits transfos.

Constantes des circuits. — Fréquences, pulsations, longueur d'onde des circuits oscillants. Calculs tout faits.

Un volume 21 x 13,5, 208 pages, 140 figures. Poids : 260 gr.

Prix : 660 francs.

2^e édition (12^e mill.) 245 p. 159 fig. 220 frs

Prix 970 francs

PRÉCIS DE RADIO

Cet ouvrage condense en peu de pages une étude relativement poussée de l'émission et de la réception, sans tomber dans la plate vulgarisation qui prétend tout expliquer sans formule ni calcul.

L'auteur instruit sans lasser, fait comprendre sans migraine et sans recourir aux mathématiques transcendantes des phénomènes réputés complexes tels que la propagation des ondes, la variation de l'impédance le long d'une ligne résonnante, etc.

SOMMAIRE

L'énergie rayonnante. — Champs oscillants. Ondes et propagation. Modulation d'amplitude, de fréquence, de phase, d'impulsions.

Les bases de la réception.

Résistances et impédances. — Résistors, capacités, bobines, transformateurs. Facteur de surtension. Blindages.

La résonance. — Oscillations. Amortissement. Résonance série et parallèle. Sélectivité. Constante de temps.

Tubes électroniques. — Cathodes et électrons. Diode, triode, pentodes, etc. Caractéristiques. Effets dynatron et Miller.

Amplification de tension. — Droite de charge. Générateurs équivalents. Amplis à transfos, à résistors, à filtres, à large bande, etc.

Distorsions et réaction. — Types de distorsion. Découplage. Contre-réactions.

La détection. — Principes. Les détecteurs. Détection par courbure, quadratique, linéaire. Courbes et schémas. Distorsions de détection.

Antifading et indicateurs d'accord. — Antifading simple, retardé, amplifié, symétrique.

Amplification de puissance. — Caractéristique dynamique. Puissance modulée. Charge optimum. Distorsion. Amplis classe A, AB, B, C. Charge cathodique.

Puissance et décibels.

L'oscillation. — Oscillateurs sinusoïdaux, à quartz, à lignes, à cavités, à relaxation. Klystrons et magnétrons. Multivibrateur et blocking.

La modulation. — Modulation par la plaque, par la grille et autres. Microphones.

Conversion de fréquence. — Conversion additive et multiplicative. Fréquence-image. Ampli M.F. Commande unique.

L'alimentation. — Chauffage. Redresseurs et filtres. Polarisation. Thytrans, vibreurs, régulateurs de tension.

Antennes et Feeders. — Circuit rayonnant. Dipôle. Quart d'onde. Polarisation, hauteur effective. Antennes de réception. Cadres antiparasites. Lignes ou feeders. Ondes stationnaires, variations d'impédance. Transfo quart d'onde, compensation. Mesures. Couplage. Réflecteurs et directeurs. Antennes évolutées.

Réception F.M. — Caractéristiques - Etage HF - Convertisseur - Ampli MF - Limiteur - Emphase et désemphase - Détecteur d'amplitude - Discriminateur - Détecteur de rapport - Détecteurs divers - Syntoniseurs.

Un volume 21,5 x 14, 360 pages, 287 figures. Poids : 450 gr.

Seconde édition

Prix : 990 francs.

PRÉCIS DE RADIO-DÉPANNAGE

Cet ouvrage est un concentré de ce qu'il faut connaître pour dépanner intelligemment, vite et bien.

Pas de laïus, pas de chapitres matuels sur la description des outils et instruments de mesure (qu'on trouve dans tous les catalogues), mais la bonne manière de s'en servir, avec des tableaux synoptiques illustrés et des méthodes sûres, y compris le signal-tracing, l'injection de signal étalonné et l'oscilloscope. Un important chapitre est consacré aux faiblesses, ronflements, distorsions et sifflements. Un autre décrit le diagnostic par l'oscillographe cathodique dans les cas difficiles.

C'est le bréviaire du dépanneur, imprimé sur papier robuste pour résister au maniement, car vous le consulterez fréquemment.

SOMMAIRE

Méthodes de dépannage. L'équipement.

Le dépannage rationnel. — Interrogatoire. Examen externe. Examen interne. Essai des tubes et de l'alimentation. Diagnostic sommaire d'un poste muet.

Mesures et analyses. — Mesures statiques. Analyse dynamique. Substitution. Méthode de pistage (signal-tracing). Méthode du volt-ohmètre électronique. Tensions de contrôle CAF et CAV.

Réparation. — Contrôle de fonctionnement. Alignement des circuits. Essais finaux.

Faiblesse - Bruits - Distorsion. — Insensibilité. Faiblesse. Instabilité, sifflements. Ronflement. Les distorsions. Filtrage par résistance-capacité. Bruits et silences, intermittences.

Diagnostic systématique. — Tableaux conduisant pas à pas à la cause de panne.

Avec l'oscilloscope. — Balayages. Ronflement. Distorsion en B.F. Alignement des filtres de bande. Les disques de fréquence. Oscillations parasites.

Parasites et déparasitage. — Parasites industriels et remèdes. Protection du récepteur. Parasites atmosphériques. Parasites d'allumage et de lignes à haute tension.

Code des résistances et condensateurs. — Limites de travail Valeurs habituelles. Calculateur pour bobinages à simple couche. Abaque des transformateurs.

Un volume 21 x 13,5, 160 pages, 136 figures et planches. Poids : 230 gr.

Prix : 540 francs.

EDITIONS CRESPIN, 65, allée Barbusse, PAVILLONS-SOUS-BOIS (Seine). T. : LE RAINCY 12-84. Chèques Postaux : Paris 5024-62.
--

TOUT AVEC RIEN

Précis de Bricolage "scientifique"

Ecrit par un bricoleur chevronné, pour réaliser, avec un outillage sommaire, des travaux délicats en sciences appliquées (radio, photo, chimie pratique, etc.).

Ce n'est ni un ramassis de recettes douteuses, ni un guide pour apprendre à raboter ou scier. C'est avant tout un recueil de méthodes et procédés éprouvés. Il indique le pourquoi et le comment des choses, avec les tours de main et secrets d'atelier, à la lumière de « schémas-films » progressifs très clairs. Rien de commun avec les livres de bricolage populaires.

SOMMAIRE

Le « gros » outillage. — Transformations d'une perceuse portative. Construction d'un outil à flexible et de ses fraises, d'un poste de soudure à l'arc, d'un chalumeau à gaz sans soufflerie, etc.

Outils improvisés. — Outils de coupe... en fer. Abrasifs sur mesures. Tarauds et filières minute. Presse, rainureur, matrices et poinçons, outil à pyrograver, etc.

Trempe et affûtage des outils. — Principes. Pratique. Exemples.

Radio-Chaudronnage. — Construction d'une plieuse simple. Pliage de la tôle d'alu. Découpage et fenêtres. Emboutissage léger et profond. Martelage artistique. Cintrages. Repoussage. Gravure artistique et gravure profonde, etc.

Châssis et coffrets en bois. — Assemblage divers. Assemblages invisibles. Joints. Coulisses. Parement du contreplaqué, etc.

Finition du bois. — Patines. Teintures. Veinage. Remplissage. Vernissage. Marquetterie. Incrustations.

Rénovation des ébénisteries de T.S.F. — Ecorchures. Taches. Pièces. Cloques. Vernissage au tampon et ersatz.

Le moulage d'amateur. — Cire perdue. Moules 2 pièces, 3 pièces, à noyaux. Alliages de coulée. Défauts des pièces. Moules en gélatine. Patine et maquillage du plâtre, etc.

Avec du verre. — Coupes et travail à froid. Soufflage du verre. Gravure. Argenture. Collage. Fabrication d'appareils.

Protection et patinage des métaux. — Protection cathodique. Bronzage. Bleuissement et jaspage. Phosphatation. Colorations. Métallisation chimique (mercure, argent, laiton, or, etc.). Anodisation de l'alu. Zinguage de l'alu, etc.

Electrodéposition des métaux. — Décapage. Construction d'un redresseur-chARGEUR. Cuivrage, nickelage, argenture, etc. Galvanoplastie. Métallisation d'un insecte, etc.

Soudure à l'arc en 1 leçon. — Arc à 2 charbons, à électrode enrobée.

Matières plastiques. — Principaux plastiques modernes. Propriétés. Identification. Travail. Sculpture.

Propriétés des métaux (Tableaux). Recettes utiles.

Les secrets de Polichinelle. — Composition de produits commerciaux appréciés.

Un volume 21,5 x 14, 264 pages, 188 photos, figures et planches. Poids : 360 gr.

Prix : 720 francs.

L'ÉLECTRONIQUE AU TRAVAIL

L'électronique est la science des miracles. Elle envahit l'industrie et la vie pratique, elle est l'âme des machines et des mécanismes extraordinaires dont le flot ne cesse de monter.

Bien peu de techniciens et même d'ingénieurs sont suffisamment préparés pour l'accueillir, car la plupart des ouvrages qui lui ont été consacrés sont, ou trop élémentaires, ou d'un niveau mathématique trop élevé.

Celui-ci est tout différent. Partant des notions de base, l'auteur conduit le lecteur jusqu'aux techniques les plus évoluées sans jamais le fatiguer ni le lasser. Il est écrit en un style simple et souvent amusant, avec très peu de « maths » du reste à la portée de tous ou soigneusement expliquées. On lit sans effort avec un intérêt croissant, on apprécie la limpidité de cet ouvrage bourré de figures claires et progressives, de données pratiques, d'exemples précis, de schémas réalisables par l'amateur. Grâce à ce livre remarquablement digeste et nutritif, tout lecteur intelligent comprendra sans efforts les applications les plus spectaculaires de la technique électronique moderne. Si vous l'ourez, vous l'achèterez sûrement.

SOMMAIRE

Comprimé d'électro-radio (Rappel). Electrons et ions. Conducteurs et diélectriques. E, I, R, W. Courants alternatifs. Harmoniques. Induction. Déphasage, réactance. Impédance. Résonance. Constante de temps. Tubes à vide. Paramètres, fonctions, amplification, charge et courbes. Tubes multiples.

Tubes spéciaux à vide. — Séries spéciales. Emission. Multiplicateurs d'électrons. Cellules photo-électriques. Electromètres. Tubes pour hyperfréquences. Résonateurs creux. Tubes à rayons cathodiques. Rayons X.

Tubes à gaz et vapeurs. — Ionisation. Excitation. Caractères des tubes à gaz. Phanotrons et circuits. Thyatron. Cathode froide. Pleuvres. Ignitrons. Stabilisateurs de tension. Tubes éclairs et stroboscopes, etc.

Semi-conducteurs. — Cristaux. Niveaux d'énergie. Semi-conducteurs N et P. Barrière de potentiel. Redresseurs secs. Montages redresseurs. Cellules photo-voltaiques. Thermistances et varistances. Diodes à cristal. Diodes à jonction. Applications.

Transistors ou transistrons. — La transistance, théorie et paramètres. Transistors à pointes et à jonctions. Transistors tétrodes. Branchements et applications.

Selfs et transfos. — Selfs en continu et en alternatif. Combinaisons L, C, R et redresseur. Selfs saturables. Amplificateur magnétique. Calcul d'une self de filtrage. Transformateurs et pertes. Calcul. Transfo à shunt magnétique. Transfo d'intensité. Transfo à impulsions. Transfo triphasé. Transfo stabilisateur.

Redressement et ondulation. — Redresseurs mono et polyphasés. Redresseurs à forte intensité. Filtres. Ronflement résiduel. Choix des éléments. Multiplicateurs de tension. Haute tension par oscillateur H.F. Multiplicateurs de fréquence. Doublage de fréquence-secteur. Onduleurs à excitation séparée, pilotés, autonomes. Mutateurs de fréquence.

Commande des thyratrons et ignitrons. — Commande en courant continu. Commande en alternatif. Commandes verticales mixtes. Commandes par déphasage. Amorçage par impulsions. Impulsions retardées. Circuits impulsifs. Commande par dents de scie. Déphaseurs à courants polyphasés.

Commande des moteurs, variateurs de vitesse. — Couple, vitesse, puissance. Moteurs polyphasés et monophasés. Moteurs à collecteur. L'électronique et les moteurs alternatifs. Anatomie et caractéristiques du moteur continu. Variateur de vitesse pour moteur shunt. Stabilisation de la vitesse. Compensation de RI d'induit. Dynamo tachymétrique. Oscillations. Limitation d'intensité. Puissance constante. Freinage et récupération. Inversion de marche. Amplis à liaison directe. Variateurs commerciaux. Groupe Ward-Léonard. L'Amplidyne.

Relais et automatisme. — Les relais téléphoniques. Relais à haute sensibilité. Relais polarisés. Interrupteurs à mercure. Temporisation. Circuits électroniques pour relais. Relais photo et phono-électriques. Détecteur d'approche.

Servomécanismes et asservissement. — Systèmes asservis. Fidélité d'un servo. Stabilité d'un servo. Stabilisation directe. Anticipation et compensation. Déphasages et oscillations entretenues. Courbes de Nyquist. Analogies mécaniques, électriques. Stabilisation par réseaux filtrants. Capteurs. Applications.

Seconde édition revue et augmentée.
Un volume 21,5x14, 384 pages, 334 figures et planches. Poids : 490 gr.

Prix broché : 1.800 francs
Relié pleine toile : 2.600 francs

En préparation. — Second volume, consacré aux autres applications de l'électronique : chauffage à haute fréquence, soudage, métrologie, ultrasons, densitométrie et autres applications scientifiques et pratiques.

MÉMENTO TUNGSRAM N° 5

par Roger CRESPIN

C'est le dernier d'une collection célèbre (170.000 exemplaires vendus dans le monde entier) et probablement le plus intéressant, car il rassemble plusieurs études de grande envergure dont chacune vaut un traité : Initiation à la télévision, en 60 pages qui en valent 200. Quatre méthodes générales de dépannage radio, où le dépanneur chevronné glane encore quelque chose. Radio-Meccano, vaste chapitre original où on vous livre la « boîte à schémas » tout calculés que vous assemblez à votre guise ; et bien d'autres choses. Le tout en un style clair et amusant, avec le minimum de « maths ». Il est indispensable à tous ceux qui s'occupent de radio ; il vaut plusieurs fois son prix, vous en conviendrez du reste en l'ouvrant.

SOMMAIRE

Les bases de la télévision (Réception). — Analyse du signal. Tube cathodique, brillance, concentration, déviation, tache ionique. Circuits récepteurs. L'antenne et la ligne. Entrée, ampli HF, changeur de fréquence, séparation son-vision, ampli MF, filtres. Détection, ampli vidéo. Restitution de la teinte moyenne, séparation des tons. Oscillateurs de relaxation. Alimentation. Projection.

L'art du dépannage. — Quatre méthodes. Mesure systématique des tensions, résistances, gains et distorsions. Signalisation cathodique. Alignement. Interprétation des symptômes. L'échange-standard, méthode de substitution. (190 pages abondamment illustrées). Cette partie ne fait nullement double emploi avec le Mémento Crespin n° 3 (Précis de Radio-Dépannage).

Radio-Meccano. — Circuits élémentaires interchangeables et les règles d'assemblage. Amplis, filtres, couplages, antifadings, antiparasites, atténuateurs, cadres, convertisseurs, correcteurs, diviseurs grave-aigu, douleurs, mélangeurs, multivibrateurs, orgue électronique, oscillateurs, relaxateurs, push-pulls, sources de haute tension, super-réaction, etc. 100 pages de schémas calculés, commentés, conditions d'emploi, anomalies de fonctionnement, etc.).

Relais et automatisme. — Construction de relais. Contacteurs, clignoteurs, gardiens, montages amusants.

Pour le laboratoire. — Construction d'appareils utiles, d'un fer à souder à chauffage rapide (panne-cathode).

Vers la fidélité. — Insuffisance des postes. Améliorations. Défauts des H.P. et remèdes. Baffles reflex, labyrinthe, spéciaux.

Soudures et brasures. — Théorie et pratique de la soudure appliquée à la radio. Conseils. Formules. Soudures difficiles. Tours de main. Brasures fortes et à l'argent.

Réparation d'un galvanomètre par les moyens du bord.

Lumière et fluorescence. — Photométrie. Constantes des lampes. Projets d'éclairage. Eclairage fluorescent. Dépannage.

Réglage des amplis à résistance-capacité. — Tableaux et mode d'emploi.

Tableaux des caractéristiques et culots des tubes récepteurs courants.

Un vol. 21 x 13,5, 420 p., 337 fig., photos et planche dépliable. Poids : 420 gr.

Prix : 790 francs.

NOTA. — Les Mémentos TUNGSRAM, n°s 1, 2, 3 et 4 sont épuisés.

LA NOUVELLE COLLECTION DES

MÉMENTOS CRESPIN



Ces ouvrages sont du même auteur que les fameux MEMENTOS TUNGSRAM bien connus de tous les techniciens de la radio (170.000 exemplaires vendus dans le monde entier).

Destinés aux lecteurs intelligents qui veulent acquérir rapidement de solides connaissances théoriques et pratiques, ils n'escamotent pas les difficultés, mais exposent clairement et simplement les aspects de techniques parfois complexes.

APPRECIATIONS DE LA PRESSE TECHNIQUE :

TOUTE LA RADIO : « ...on y trouve de tout, et le tout est agréablement présenté, clairement exposé et facile à assimiler. Les notions les plus difficiles perdent leur aridité sous le coup de baguette de l'auteur... »

SCIENCE ET VIE : « ...rédigés de façon à n'exiger du lecteur que le minimum d'efforts. »

VIE DES METIERS : « ... Pas comme les autres, parfois amusant, toujours passionnant, puissamment nutritif... »

Au sujet du Memento Crespin 5 L'ELECTRONIQUE AU TRAVAIL :

INGENIEURS ET TECHNICIENS : « ...Techniques qui révolutionnent l'industrie et la vie pratique. Grâce à lui, le technicien comprendra sans effort l'électronique dans ses applications les plus complexes. »

AUTOMATION : « ... c'est une manière de chef-d'œuvre. Pas de théorie sans conclusions pratiques, peu de mathématiques, mais ce qu'il faut pour calculer...et chaque fois l'idée claire, constructive, féconde... »

etc.

EDITIONS CRESPIN

65, allée Barbusse - PAVILLONS-SOUS-BOIS (Seine)

T. : LE RAINCY 12-84 - Chèques postaux: Paris 5024-62

- En vente dans "toutes bonnes librairies" (Distribution : M.L.F.).

FRAIS D'EXPÉDITION. — Pour la France et l'Union Française, ajouter 10 % au prix indiqués, avec minimum de 100 fr. et maximum de 400 fr. Recommandation facultative : ajouter 55 fr.

FAUBOURG
259  ST MARTIN
PARIS