

ROGER CRESPIN

MEMENTO TUNGSRAM

VOLUMES I & II
RÉUNIS



L'ÉLECTRICITÉ • TECHNIQUE DES LAMPES
EMPLOI DES COURBES • AMPLIS ET CALCULS
ANTENNES RÉCEPTRICES • LE LABORATOIRE
LES APPAREILS DU DÉBROUILLARD • TRUCS
MONTAGE ET USAGE D'UN OSCILLOGRAPHE
TECHNIQUE DU DÉPANNAGE • AMÉLIORATIONS
MESURES • DÉPARASITAGE • SONORISATION
PETITS MOTEURS • ABAQUES • FORMULES
USAGE DES FORMULES • RÈGLE À CALCUL

===== ÉDITIONS CRESPIN =====



Ing. ROGER CRESPIEN
Ancien élève de l'Université de Liège.

Memento **TUNGSRAM**

TOMES I ET II

révisés et réunis



PUBLICATION ET COPYRIGHT :
ÉDITIONS CRESPIEN, 65, A. VASCOSAN,
PAVILLONS-SOUS-BOIS (SEINE)

Adresser toutes Commandes au Dépôt :
112^{bis}, rue CARDINET, PARIS (XVII^e)
TÉLÉPHONE : WAGRAM 29-85

EDITIC.

MEMENTO TUNGSRAM

par
ROGER CRESPIN



TOMES I ET II **révisés et réunis**

SOMMAIRE

- Notions fondamentales d'électricité.
- Technique des lampes.
- Les courbes des lampes et leur emploi.
- Les amplificateurs et leurs calculs.
- Les antennes de réception.
- L'équipement du laboratoire.
- Mesures et calculs du radiotechnicien.
- Technique du dépannage.
- Améliorations. Modernisations.
- Le déparasitage.
- Sonorisation des salles.
- Construction d'un oscillographe.
- Pratique de l'oscillographe.
- Les appareils du débrouillard.
- Initiation mathématique.
- La règle à calcul.
- Calcul des transfos et selfs à fer.
- Les petits moteurs électriques.
- Tables, abaqes, formules.

TABLE DES MATIÈRES :
VOIR A LA FIN DE L'OUVRAGE

D'ABORD,

QUELQUES MOTS...

Voici, condensés en un seul bouquin, les deux premiers volumes du *Memento Tungram* qui étaient archi-épuisés malgré plusieurs éditions massives.

Nous en avons conservé les chapitres essentiels, mais nous avons supprimé les branches caduques ou de moindre intérêt pour le radiotechnicien, ainsi que les caractéristiques des lampes de réception qui sont réunies dans le troisième volume du *Memento*. Par contre, les parties maintenues ont été soigneusement revisées ou complétées, et certains chapitres importants ont été rebâtis de fond en comble et considérablement étendus.



Le texte a donc subi des modifications, mais l'esprit reste le même. Le nouveau volume 1-2 est un ouvrage qui n'est écrit ni pour les savants, ni pour les ânes. La théorie cède souvent le pas à la pratique, mais sans jamais abdiquer. Les mathématiques ne se montrent que lorsqu'on ne peut se passer d'elles, et sous la forme la plus élémentaire; mais la radio moderne ne peut s'expliquer clairement sans quelques formules pas bien méchantes, qu'il serait enfantin de mettre sous le boisseau.

Sans doute, notre style mi-familier, mi-technique ne sera pas prisé par les pontifes qui reprocheront au *Memento Tungram* d'effleurer toutes choses sans les approfondir. Ils ont évidemment raison. Mais nous nous consolons si notre modeste ouvrage rend quelques services aux techniciens qui ne se nourrissent pas exclusivement de science pure.

Roger CRESPIN.

L'ÉLECTRICITÉ EN RACCOURCI

LE COURANT CONTINU

Quand nous étions petits, on nous enseignait que l'électricité était un « fluide subtil » qui partait du « pôle plus » et atterrissait au « pôle moins », le tout avec force comparaisons hydrauliques. C'était commode et de tout repos.

Mais la radio est venue, et, avec elle, les complications. Allez donc expliquer ce qui se passe dans le vide d'une lampe avec le fluide de nos pères, et le rayonnement d'une antenne avec des analogies hydrauliques ! Un poseur de sonnettes peut encore, à la rigueur, se contenter des anciens cours, mais un radiotechnicien doit avoir quelques notions de théorie électronique pour comprendre l'*a b c* de son métier.

Bien entendu, nous n'allons pas entreprendre ici une étude complète qui nous entraînerait trop loin. Mais il n'est pas superflu de passer rapidement en revue les notions fondamentales d'électricité en les mettant à la mode électronique quand le besoin s'en fera sentir. Que nos lecteurs nous pardonnent si nous ne pouvons qu'effleurer ce sujet passionnant : nous nous proposons d'y revenir plus en détail dans un autre ouvrage.

Les atomes et les électrons.

● Tout le monde sait que tout ce qui existe est formé d'atomes. Mais qu'est-ce qu'un atome ? Comme son nom l'indique, on admet que c'est le plus petit grain d'un corps simple qui puisse exister, si petit qu'on ne peut plus le diviser. Combien y a-t-il de corps simples ? Avant la guerre, on en comptait 90, plus deux repérés, mais non encore isolés. Mais les recherches sur l'énergie nucléaire, qui ont conduit à la bombe atomique, ont permis de « fabriquer » de nouveaux corps simples, tous plus ou moins radio-actifs, c'est-à-dire en train de se transformer en corps inertes tels que le plomb par une série de métamorphoses curieuses. Tels sont le neptunium, le plutonium, l'americium et le curium. D'autres suivront sans doute, et l'on a toutes raisons de croire que l'homme recréera aujourd'hui des éléments disparus depuis des millions d'années...

● Ces atomes se soudent, se marient entre eux pour former des *molécules*, véritables sociétés d'atomes dont les propriétés sont très différentes des atomes qui les composent. Par exemple, 1 atome de soufre, 2 d'hydrogène et 4 d'oxygène peuvent former une molécule d'acide sulfurique, bien différente de ses constituants. Toutes les matières du monde — dont nous-mêmes — sont formées de molécules, elles-mêmes formées d'atomes.

● Mais ce serait trop simple : l'atome est lui-même un système solaire en miniature, dont le *noyau* serait le soleil et les *électrons* les planètes. Le noyau, excessivement dense, est formé d'un ou plusieurs *protons*, ou charges d'électricité positive, et il est accompagné d'autant d'*électrons*, ou charges d'électricité négative, dont certains tournent autour du noyau comme les planètes autour du soleil. Comme il y a autant d'électrons que de protons, ils se neutralisent exactement dans un atome bien bâti. On croit même que les protons et les électrons ont été créés en même temps, par paires, si bien que, dans l'univers, il y aurait autant d'électrons que de protons. Mais cela, comme eût dit Kipling, est une autre histoire...

Les électrons sont donc des grains d'électricité négative, comme une goutte est un grain d'eau. On les a mesurés ; leur diamètre est égal à 3,74 centimètres divisés par dix millions de millions. Et les protons constituant le noyau, quoique étant mille huit cent soixante-dix fois plus petits, en diamètre, sont néanmoins mille huit cent quarante fois plus lourds que les électrons. A l'échelle près, la distance qui les sépare est, par rapport à leur taille, aussi formidable que les distances interplanétaires. Voilà, n'est-il pas vrai ? qui confond l'imagination...

La charge totale des protons formant le noyau constitue ce que nous appelons la *masse* (1) de l'atome, tandis que les électrons tournant autour du noyau déterminent le *nombre atomique*, de 1 à 92, puisqu'il y a 92 corps simples.

Suivant le corps simple, un atome neutre comprend autant de protons que d'électrons, et certains de ceux-ci gravitent autour du noyau central en suivant des orbites elliptiques ou circulaires. Par exemple, le plus simple des atomes, celui de l'hydrogène, n'a qu'un proton et un électron (fig. 1 a). L'atome d'hélium (fig. 1 b) a 4 protons positifs retenant

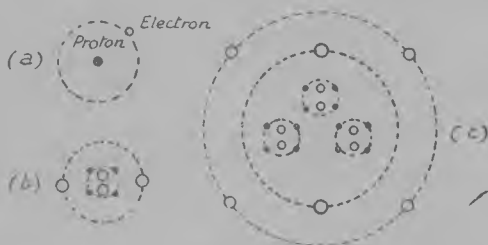


Fig. 1.

prisonniers 2 électrons dans le noyau : restent donc 2 électrons qui gravitent autour de ce dernier. La figure 1 c représente l'atome de carbone, plus compliqué : son noyau est formé de 3 noyaux d'hélium et de 6 électrons gravitant suivant 2 orbites différentes. Certains atomes, tel celui du radium, ont jusqu'à 7 orbites.

C'est du moins ainsi que l'on concevait l'atome d'hélium et celui de carbone il y a quelques années. Mais la science brûle aujourd'hui ce qu'elle adorait hier, et l'atome type 1947 est légèrement différent. Dépêchons-nous d'en dire deux mots pendant qu'il est à la mode, car il est fort probable qu'il ne régnera pas éternellement.

L'atome d'aujourd'hui a toujours un noyau lourd autour duquel gravitent des électrons suivant une ou plusieurs orbites. Mais le noyau,

(1) La *masse* d'un corps est ce qu'on appelle vulgairement son *poids*. En réalité, c'est l'attraction de la terre, ou poids, divisée par l'accélération g .
$$M = \frac{P}{g}$$

au lieu d'être formé de protons et d'électrons prisonniers, comporte un certain nombre de protons positifs lourds et de corpuscules neutres de masse à peu près semblable qu'on appelle des *neutrons*. Dans un atome entier — donc à l'état neutre — il y a donc un certain nombre d'électrons négatifs gravitant autour d'un même nombre de protons positifs qui équilibrent rigoureusement leur charge électrique, et ces protons sont accompagnés d'un certain nombre de neutrons qui n'ont aucune charge.

Par exemple, l'atome d'hélium comprendrait un noyau formé de 2 protons et 2 neutrons avec 2 électrons qui tournent autour de lui, tandis que le noyau de carbone serait formé de 6 protons flanqués de 6 neutrons, et entouré de 6 électrons gravitant suivant deux orbites.

On croit généralement que le proton ne serait autre chose qu'un neutron marié avec un électron positif, si bien que le noyau serait formé de neutrons, neutres en principe, mais dont certains seraient porteurs d'une charge positive...

Où l'électricité apparaît.

Jusqu'ici, notre système solaire était neutre, puisque chaque proton positif était satisfait par un électron négatif. Mais les électrons les plus éloignés du noyau, moins attirés par lui, peuvent s'en détacher sous certaines influences, telles que la lumière, la chaleur, l'énergie des réactions chimiques, le choc, l'évaporation, la pression et même le simple frottement.

Quand un atome perd un électron, son noyau positif n'est plus équilibré, et l'atome est donc électrisé positivement : on dit qu'il est *ionisé*. Au contraire, quand il reçoit un électron supplémentaire, ses protons ne peuvent plus neutraliser cet intrus, et l'atome se trouve électrisé négativement.

Or les électrons repoussent les électrons, de même que les protons repoussent les protons, tandis que les électrons et les protons s'attirent. Donc, deux corps électrisés positivement ou négativement se repoussent, parce qu'ils ont tous deux trop d'électrons ou trop de protons.

Isolants et conducteurs. — Un corps isolant, c'est un corps dont les atomes sont réellement stables, tellement stables même que leurs électrons ne sont plus déplaçables. Au contraire, les atomes d'un corps conducteur ont des électrons à peine retenus par le noyau, parce qu'ils en sont forts éloignés, et ils peuvent en être aisément arrachés. Si donc, au bout d'un corps conducteur, je crée une surabondance d'électrons, tandis que la pénurie existe à l'autre bout, les protons de mes atomes trop pauvres vont voler les électrons mobiles de leur voisin immédiat, qui en fera autant pour son voisin, et ainsi de suite de proche en proche jusqu'au lieu de surabondance, exactement comme dans une société humaine. Ce mouvement d'électrons, c'est ce qu'on appelle un *courant électrique*, et il va de l'abondance d'électrons à la pénurie, c'est-à-dire du pôle négatif vers le pôle positif. Tant pis pour les vieux grimoires de physique qui enseignent le contraire !

Par contre, dans un isolant, l'abondance et la disette restent sur place et forment ce qu'on appelle des charges positives (pas assez d'électrons) ou négatives (trop d'électrons).

Potentiel électrique.

Voici une sphère conductrice, où il y a des électrons en surnombre. Ils vont se repousser mutuellement, de même que se repoussent ceux des atomes, si bien que le surplus va finalement se trouver le plus loin possible

de la masse, en surface : la charge négative se répartit sur la peau de la sphère, et sa densité est égale à la charge divisée par la surface. De même, une sphère où il y a trop peu d'électrons repoussera ses atomes trop riches en protons qui se tasseront en surface, et elle sera chargée positivement (1).

Deux charges s'attirent quand elles sont de signe contraire et se repoussent quand elles sont de même signe, parce que les électrons et les protons s'attirent, alors qu'ils se repoussent s'ils sont de même sexe. La force d'attraction ou de répulsion est proportionnelle au produit des charges divisé par le carré de la distance qui les sépare.

Maintenant, supposons que la sphère diminue de volume, donc de surface. Les électrons en surnombre (ou les atomes trop riches en protons) vont se presser les uns contre les autres, et chaque unité de surface est capable d'exercer une action beaucoup plus forte sur un autre corps chargé : on dit que son *potentiel* a augmenté. De même, si nous enlevons des électrons, le potentiel négatif baissera et le potentiel positif montera parallèlement. Et qu'est-ce que le potentiel zéro ? Évidemment, c'est la neutralité : autant d'électrons que de protons.

Différence de potentiel.

Entre deux corps inégalement chargés, ou portant des charges de signe contraire, de même qu'entre un corps neutre et un corps chargé, il existe naturellement une différence de potentiel, c'est-à-dire une différence de densité des électrons libres.

Or un conducteur admettra d'autant plus d'atomes déséquilibrés (donc électrisés) que sa surface sera plus grande. On dit que sa capacité est importante. Pour une même charge d'électricité, plus le conducteur est grand, plus le potentiel sera faible.

On a choisi pour unité de capacité celle d'une sphère de 1 centimètre de rayon et pour unité de quantité d'électricité le *coulomb*, soit $6,29 \times 10^{18}$ électrons (en surnombre ou en déficit). Et l'unité de potentiel est le *volt*, qui est le potentiel d'une sphère dont la capacité est de 1 farad, soit 9×10^{11} centimètres, chargée de 1 coulomb d'électricité.

Maintenant, supposons qu'entre une sphère de 1 farad chargée de 1 coulomb (donc de potentiel 1 volt négatif) et une autre sphère *déchargée* de 1 coulomb (donc de potentiel 1 volt positif) nous tendions un passage sous la forme d'un fil conducteur : les deux potentiels tendront à s'égaliser et un courant passera. Mais supposons que, par un quelconque moyen, nous puissions maintenir constante cette différence de potentiel de 2 volts malgré le courant égalisateur. Nous devrons, bien entendu, dépenser de l'énergie pour lutter contre cette tendance à l'équilibre et nous produirons une force capable de maintenir les électrons en mouvement dans le fil, malgré les résistances que les électrons pourront rencontrer dans leur voyage. Cette force, c'est la *force électromotrice*, et on la mesure en volts : c'est justement la différence de potentiel de tout à l'heure que nous maintenons constante.

Intensité du courant.

On conçoit que le courant d'électrons sera d'autant plus intense qu'il en passera davantage par seconde. S'il passe 1 coulomb par seconde, soit 6,29 milliards de milliards d'électrons, l'intensité du courant d'électrons est de un *ampère*.

(1) En réalité, cette migration d'atomes déchargés d'électrons est un phénomène un peu plus compliqué. Seuls les électrons se déplacent.

Courant continu, courant alternatif.

Si le flux d'électrons est toujours de même sens, le courant est continu. Mais l'appareil qui entretient la différence de potentiel peut inverser périodiquement sa polarité, et le courant change de sens au même rythme : il est alternatif, et ses propriétés diffèrent profondément de celles du courant continu, surtout si les inversions de sens sont rapides.

Vitesse de propagation.

On sait que l'électricité se propage à la vitesse formidable de 300.000 kilomètres à la seconde (soit le tour de la terre en moins de temps qu'il n'en faut pour dire « une-deux »). Mais il faut bien se garder de confondre cette vitesse de l'électricité avec celle des électrons, qui est beaucoup moindre.

Ce qui se propage à 300.000 kilomètres à la seconde, c'est l'ébranlement. Un exemple fera mieux comprendre ceci. Je vous présente une courroie immobile réunissant deux poulies, et sur cette courroie se trouvent de nombreuses fourmis qui grouillent en tous sens. Ces fourmis représentent les atomes qui s'agitent continuellement dans le conducteur non parcouru par un courant, elles représentent donc aussi les électrons liés aux atomes.

Faisons tourner lentement une poulie. Le mouvement se transmet presque instantanément à l'autre poulie, même si elle est très éloignée, alors que la courroie et les fourmis n'avancent *dans le sens imposé* qu'à faible vitesse. Eh bien ! cette faible vitesse de translation représente la vitesse de déplacement des électrons le long du conducteur (quelques centimètres par seconde), tandis que l'ébranlement qui se transmet presque instantanément d'une poulie à l'autre est la figure du phénomène électrique qui se propage à la vitesse de 300.000 kilomètres par seconde — vitesse qui est du reste un maximum ne pouvant être dépassé par aucun autre phénomène.

La résistance.

Les électrons libres qui se propagent le long du conducteur doivent expulser les électrons des atomes qu'ils rencontrent pour prendre leur place, et ainsi de suite de proche en proche. On conçoit que les atomes opposent une résistance à ces envahisseurs, résistance variable suivant la structure des atomes. L'unité de résistance est l'*ohm*, qui est la résistance à 0° d'une colonne de mercure de 1 millimètre carré de section et 106,3 centimètres de hauteur.

La résistance d'un conducteur augmente proportionnellement à sa longueur, à la résistivité de sa substance et à sa température, mais elle diminue avec sa section.

Si R est la résistance en ohms, L la longueur en centimètres, S la section en centimètres carrés, ρ la résistivité de la matière, t la température en degrés au-dessus de 0 et α le coefficient de température du métal, on a :

$$R = \rho (1 + \alpha t) \frac{L}{S}$$

(Voir, au chapitre *Tables*, les valeurs des résistivités, ou résistances spécifiques, de quelques matières.)

La loi d'Ohm.

Cette loi, véritable pilier de l'électricité, nous dit que les *volts* sont

égaux aux ampères multipliés par les ohms, d'où on tire les formules équivalentes :

$$\begin{aligned} V \text{ volts} &= I \text{ ampères} \times R \text{ ohms}; \\ I &= V : R \quad \text{et} \quad R = V : I. \end{aligned}$$

Cette loi s'applique aux circuits les plus complexes, mais certains appareils dits « à caractéristique courbe », tels que les détecteurs et les lampes, ne la suivent pas exactement. Il faut se garder de l'appliquer telle quelle quand l'appareil utilisateur transforme l'énergie en autre chose que de la chaleur (par exemple, un moteur, ou une cuve d'électrolyse, ou un accu en charge, ou un tube à rayons X), car, si on mesure la résistance R , l'intensité I et la tension V aux bornes de l'appareil, on peut vérifier que V est plus grand que IR . Pour retrouver la loi d'Ohm, il faut retrancher de V une certaine tension de v , et l'on a :

$$V - v = IR.$$

Tout se passe comme si l'appareil produisait une force électromotrice v opposée à V : c'est pourquoi v est appelé la *force contre-électromotrice*, dont la valeur peut être importante si l'appareil a un bon rendement.

Nous verrons (loi de Joule) que la puissance s'obtient en multipliant les volts par les ampères. Ici, VI représente la puissance totale absorbée par l'appareil, vI la partie de cette puissance qui se transforme en énergie mécanique ou chimique, tandis que $(V - v) I$ est l'expression de la puissance gaspillée en chaleur.

Les lois de Kirchoff.

Elles généralisent la loi d'Ohm quand on a affaire à un réseau.

Première loi. — A chaque nœud ou sommet du réseau, il n'y a pas d'accumulation de courant : donc la somme des courants qui s'en approche est égale à la somme des courants qui s'en éloignent.

Exemple (fig. 2) : Il part I_1 dans la résistance R_1 , et I_2 vers la résistance R_2 . Donc, il doit rentrer $I_1 + I_2$.

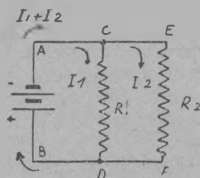


Fig. 2.

Deuxième loi. — Dans tout circuit fermé du réseau, la somme algébrique des forces électromotrices est égale à la somme algébrique des intensités multipliées par les résistances des conducteurs qu'elles parcourent.

Exemple : Dans le circuit ABCD, la pile a une force électromotrice E , elle est traversée par le courant $I_1 + I_2$, sa résistance est r . Donc :

$$E = (I_1 + I_2) r + I_1 R_1.$$

L'application de cette deuxième loi exige le choix d'un sens positif dans le circuit étudié, les ampères étant comptés positivement dans un sens et négativement dans l'autre. Les volts sont positifs s'ils tendent à

pousser le courant dans le sens positif. Les résistances sont toujours positives.

La loi de Joule.

Un coulomb (ou 1 ampère pendant une seconde) qui s'écoule sous une différence de potentiel de 1 volt produit un travail de 1 joule (ou watt/seconde). Nous avons donc :

$$W = VI, \text{ ou watts} = \text{volts} \times \text{ampères.}$$

Mais la loi d'Ohm nous dit que $E = IR$, donc :

$$W = I^2 R, \text{ ou encore } W = \frac{V^2}{R}.$$

La loi de Joule nous permet de calculer la puissance dissipée dans un circuit dès que nous connaissons deux des trois quantités : volts, ampères et ohms. En particulier, elle nous servira à calculer la chaleur produite par un courant dans une résistance : autant de watts par seconde, autant de joules. Or la petite calorie, ou quantité de chaleur nécessaire pour échauffer 1 gramme d'eau de 1°, vaut 4,18 joules.

Exemple : 5 ampères dans une résistance de 100 ohms pendant une minute, cela fait $5 \times 5 \times 100 = 2.500$ joules ou watts par seconde. Pendant soixante secondes : 15.000 joules. Divisons par 4,18 : cela donne 3.600 environ. Donc, cette dépense d'électricité est capable d'élever de 1° la température de 3.600 cm³ d'eau, ou, ce qui revient au même, de porter 1 décilitre d'eau de 10 à 46 degrés.

LE MAGNÉTISME

Aimants.

Tout comme les corps chargés d'électricité, les pôles de nom contraire s'attirent et les pôles de même nom se repoussent. Si m et m' sont les masses magnétiques des deux pôles et d la distance qui les sépare, la force F qui s'exerce est :

$$F = \frac{m \times m'}{d^2}.$$

Champ magnétique.

Un aimant exerce une contrainte dans l'espace environnant, en obligeant, par exemple, des barreaux de fer à s'orienter ou à se déplacer. Ce domaine d'action, c'est le « champ magnétique », et sa valeur H en un point considéré est le quotient de la force qu'il exerce sur le pôle d'un aimant par la masse de ce pôle :

$$H = f : m.$$

Induction magnétique.

Quand on remplace l'air du champ par un métal magnétique (par exemple le fer), le champ devient beaucoup plus grand à l'intérieur de ce fer qu'il n'était dans l'air. Il devient B , qui s'exprime en gauss, et dont la valeur est :

$$B = \mu H,$$

μ s'appelle le *coefficient de perméabilité*.

Flux magnétique.

On appelle *flux magnétique* Φ dans une surface donnée le produit de cette surface S par le champ H qui la traverse normalement. On l'exprime en maxwells. Ceci demande quelques explications.

On sait qu'on représente un champ magnétique par les « lignes de force » qui joignent les deux pôles, d'autant plus serrées que le champ est plus puissant. Donc, les lignes de force se resserrent dans le fer et s'écartent dans l'air. Le flux dans une surface S représente, en quelque sorte, les lignes de force qui traversent S . Plus la perméabilité sera grande, plus le flux sera grand, exactement comme le courant est d'autant plus intense que la résistance qu'il traverse est plus faible. Toutefois, pour un même métal, la perméabilité varie avec la densité du flux qui le traverse, parce que le flux sature le métal et s'oppose au passage d'un flux supplémentaire. La valeur de la perméabilité est donnée dans les tables.

L'ÉTHER ÉLASTIQUE

Pour expliquer la propagation de la lumière et les propriétés de l'électricité, il a bien fallu imaginer qu'entre les atomes, de même qu'entre les constituants des atomes, il y a quand même quelque chose. Ce « quelque chose » n'est évidemment pas de la matière, ni même l'air ou quelque autre gaz, puisque l'air ou les gaz sont eux-mêmes formés d'atomes, de protons et d'électrons. C'est ce que nous appelons « le vide », qu'il ne faut pas confondre avec le néant, car, nous le verrons bientôt, ce néant serait capable de vibrer, d'être tendu et d'exercer des efforts peu ordinaires. On l'a baptisé « éther ». On ne sait de quoi il est fait, ni même s'il existe réellement. Mais, sans lui, nous ne comprendrions pas grand-chose à l'électricité et à la radio, et maintes découvertes seraient restées inconnues. Donc, vive l'éther, en attendant que la science de demain le démontre ou le remplace par autre chose !

Cet éther serait un milieu remplissant tout, extrêmement dense et idéalement élastique. Il serait la matière première dont tout est formé. Les protons et les électrons eux-mêmes ne seraient que des ondes stationnaires permanentes de l'éther, complémentaires l'une de l'autre. Nous ne pouvons évidemment nous étendre ici sur cette théorie.

Or, dans un milieu élastique, une vibration se propage de proche en proche, et la vitesse de cette propagation dépend du rapport de l'élasticité à la densité. Donc, toutes les vibrations de l'éther se propagent à la même vitesse : 300.000 kilomètres à la seconde. C'est la vitesse des ondes hertziennes, de la chaleur rayonnante, de la lumière, des rayons cosmiques, qui tous sont des vibrations de l'éther.

Comment, direz-vous, pouvons-nous pénétrer sans résistance insurmontable dans un milieu aussi dense, et même y remuer le petit doigt ? A cela, nous pourrions répondre qu'il n'est pas plus difficile de pénétrer dans du mercure que dans du beurre — au contraire ! — quoique la densité du mercure soit bien plus grande que celle du beurre. Mais l'explication est fort simple : nous sommes nous-mêmes des amas d'électrons et de protons, donc des tas d'ondes stationnaires de l'éther. Il suffit que ces ondes se déplacent en bloc pour reconstituer plus loin, au sein de l'éther, les atomes, les molécules, les cellules et enfin notre corps.

Comme chaque proton compense exactement un électron, tout reste en ordre quand il existe au même endroit autant de protons que d'électrons. Mais, si un électron est de trop quelque part, cela signifie qu'il y a quelque autre part un proton qui est célibataire. Dès lors, il se produit une attraction entre cet électron et le proton libre le plus proche, et l'éther environnant est soumis à une tension qu'on appelle *champ électrique*. Ce champ est d'autant plus intense qu'il y a davantage d'électrons

et de protons qui cherchent à se marier, et que leur éloignement est moins grand.

L'ÉLECTROMAGNÉTISME

Nous savons qu'un électron qui se déplace, c'est un courant électrique. Comme l'électron est en connexion avec l'éther qui l'entoure, son mouvement va perturber l'éther autour de sa direction : c'est le *champ magnétique*, qui entoure tout conducteur parcouru par un courant et dont les lignes de force lui sont concentriques, encerclant le conducteur comme un manchon.

On ne connaît pas encore très bien la nature du champ magnétique, mais on a tout lieu de supposer que c'est un mouvement tourbillonnaire de l'éther autour du courant. Et ce tourbillon d'éther emmagasine de l'énergie, exactement comme le fait un volant de machine à vapeur, car l'éther est dense.

Nous comprenons aisément que la naissance du tourbillon d'éther ne peut être instantanée, pas plus que sa cessation : par conséquent, un courant ne naît ni ne meurt dans un conducteur sans demander un certain temps. Et, si nous enroulons le conducteur en bobine, les effets des courants parallèles vont s'ajouter : donc, l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique augmente. C'est pourquoi la naissance ou la cessation du courant dans une bobine sont des phénomènes relativement lents et laborieux, exactement comme le lancement ou l'arrêt d'un volant. Cette inertie a reçu le nom d'*inductance*, elle s'oppose aux variations du courant en créant une force contre-électromotrice proportionnelle justement aux variations qu'elle veut contrecarrer.

Le sens de rotation du tourbillon d'éther formant le champ magnétique était donné, dans les vieux livres d'électricité, par la fameuse « règle du tire-bouchon », qui tournait dans le sens des lignes de force quand on l'enfonçait dans le sens du courant. Aujourd'hui, nous dirons qu'elles tournent comme les aiguilles d'une montre quand on voit arriver le flot d'électrons vers soi (fig. 3).

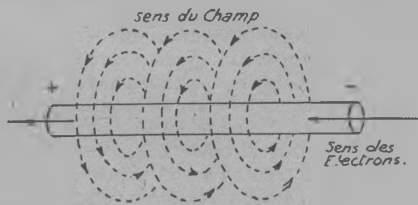


Fig. 3.

Et, dans une bobine, il est facile de comprendre que les tourbillons d'éther s'ajoutent dans l'âme de la bobine pour former un « vent d'éther » ou champ magnétique puissant, comme le symbolise la figure 4, qui représente une bobine à deux spires seulement, pour plus de clarté. Ce champ est d'autant plus puissant qu'il y a plus de spires, que l'intensité I est plus forte et que la perméabilité μ du circuit magnétique est plus grande. Sa valeur en gauss est :

$$B = \frac{4 \pi N I \text{ ampères}}{10 L \text{ cm.}} \times \mu,$$

L étant la longueur de la bobine et N le nombre de spires. Quant au flux, il est égal au champ, multiplié par la surface S du noyau, soit HS .

L'induction.

Nous savons qu'un champ magnétique, produit par un mouvement d'électrons, est inséparable du champ électrique qui accompagne ces électrons. Donc, toute perturbation du champ électrique doit entraîner une perturbation du champ magnétique, et réciproquement. Voyons cela de plus près.

Voici deux conducteurs parallèles (fig. 4). Dans AB, faisons passer un courant d'électrons qui va de A négatif à B positif. Il se produit un champ magnétique (pointillé) qui embrasse partiellement le conducteur A'B'. Ce dernier va par conséquent devenir le siège d'une tension électrique de même sens et de même durée que le champ magnétique. Donc, A' deviendra négatif, et B' positif. Mais, pour devenir négatif, il faut que A' reçoive des électrons, tandis que B' doit en perdre pour devenir positif : il va donc se produire, de B' vers A', un courant d'électrons qui s'arrêtera quand la tension voulue sera atteinte : c'est le *courant induit de fermeture*, d'autant plus intense que le phénomène sera plus court et le champ plus important (soit une grosse dénivellation à combler en peu de temps). De même, quand on coupe le courant circulant dans AB, le

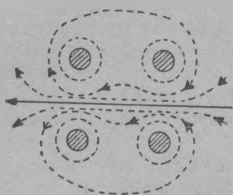


Fig. 4.

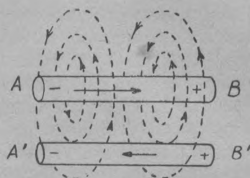


Fig. 5.

champ magnétique cesse, la tension entre A' et B' aussi, et les électrons se nivellent en suivant le chemin inverse. C'est le *courant induit d'ouverture*.

Nous obtiendrons du reste les mêmes effets dans le fil A'B' si nous faisons varier un champ magnétique quelconque dont il coupe les lignes de force, par exemple en faisant varier rapidement la position de A'B' par rapport à ce champ. Et nous constaterons dans tous les cas que *le sens des courants induits est toujours tel qu'ils s'opposent au mouvement ou à la modification qui les provoque*. Cette loi est très importante. Les courants induits, dont l'esprit est très conservateur, tendent toujours à maintenir le champ dans l'état où il était quand ils sont nés, à tel point que, si nous coupons un courant, le fil va devenir le siège d'un courant induit qui cherchera à prolonger le courant initial, au besoin en faisant une étincelle à la coupure : c'est l'*extra-courant de rupture*, et ce phénomène de l'induction d'un conducteur par son propre champ s'appelle la *self-induction*.

Philosophiquement, on peut voir que l'induction n'est, somme toute, qu'un aspect de la grande loi naturelle de l'action et de la réaction. La nature a horreur du changement. Tout phénomène, quel qu'il soit, en engendre un autre qui lui sert de frein. Valable électriquement, mécaniquement, biologiquement et même socialement.

Naturellement, les effets de l'induction croissent avec l'importance du champ magnétique et la longueur du fil qui lui est soumis. Donc, les effets les plus intenses s'obtiennent avec des bobines à noyau très perméable et des courants changeant rapidement de valeur, ou des mouvements relatifs rapides des bobines par rapport aux champs magnétiques.

Les transformateurs. — On sait qu'ils sont constitués par deux bobines ayant un champ magnétique commun. Toute variation de courant dans l'une induit une variation de courant dans l'autre. A nombre égal de tours au primaire et au secondaire, la tension induite est égale à la tension inductrice, tant que le secondaire n'est pas chargé. Le rapport des tensions primaire/secondeaire est égal au rapport du nombre de tours.

Mais, si nous faisons débiter le secondaire, il se produit une chute de tension à ses bornes, due aux diverses résistances des conducteurs. Les transformateurs sont des outils à très haut rendement, quand leur circuit magnétique est en fer à haute perméabilité. Comme le fer du noyau est lui-même un conducteur soumis aux variations du champ, il serait le siège de courants induits parasites si on ne le divisait pas en minces éléments isolés les uns des autres. Ces courants parasites sont les *courants de Foucault*. De plus, le fer, soumis à des aimantations et des désaimantations qui se succèdent rapidement, conserve un certain retard qui s'oppose à ces modifications incessantes : c'est l'*hystérésis*, nouvelle cause de perte, qu'on combat en utilisant des alliages de fer spéciaux.

Ces pertes augmentent rapidement avec la fréquence des variations du champ. C'est pourquoi les noyaux magnétiques des bobinages modernes utilisés en haute fréquence sont faits d'une poussière ténue de fer spécial agglomérée par un vernis isolant.

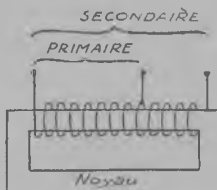


Fig. 6.

Dans les *autotransformateurs*, l'enroulement primaire n'est autre chose qu'une portion des spires du secondaire, ou vice versa (fig. 6).

Quelques compléments.

1. Un courant placé dans un champ magnétique est soumis à une force qui tend à le déplacer. Le sens de cette force est indiqué par la règle « de la main gauche » : arrêtons le flux des lignes de force avec la paume de la main gauche ; si l'index montre le sens du courant, le pouce montre la direction du déplacement.

Cette force en dynes, qui s'exerce sur L centimètres de conducteur parcouru par I ampères, est de :

$$F \text{ dynes} = \frac{1}{10} ILH$$

(à multiplier par $\sin \alpha$, si l'angle α entre le conducteur et le champ est différent de 90°).

2. Si un circuit parcouru par I ampères se déplace dans un champ magnétique et si le circuit se déplace de telle manière que le flux Φ qui le traverse devienne Φ' , le travail produit ou absorbé est :

$$T \text{ joules} = \frac{(\Phi' - \Phi) \text{ maxwells} \times I \text{ ampères}}{100.000.000}$$

L'ÉLECTROSTATIQUE

L'électricité peut exister non seulement à l'état de mouvement (déplacement d'électrons ou d'ions positifs), mais aussi à l'état statique, sous forme de charge fixe, comme nous l'avons vu plus haut.

Cette charge, formée d'électrons en surnombre, ou d'atomes non saturés d'électrons, peut se niveler par un déplacement d'électrons dans les conducteurs (c'est alors un courant) ou se masser à la surface d'un conducteur ou d'un isolant. Elle exercera dans l'espace des actions électriques, mécaniques... par l'intermédiaire de son champ électrique.

Entre deux ou plusieurs charges s'exerce une force :

$$F = \frac{1}{k} \frac{q \times q'}{d^2},$$

q et q' étant des charges distantes de d dans un milieu de pouvoir inducteur spécifique k .

Condensateurs. — Deux conducteurs séparés par un isolant forment un condensateur. Ces deux conducteurs, reliés aux pôles + et — d'une source continue, prennent des charges, car les électrons se raréfient dans l'un et s'accumulent dans l'autre. Il passe donc un courant instantané de charge. Enlevons la source et court-circuitons les deux conducteurs : les électrons se nivellent, il passe un courant instantané de décharge. La capacité d'accumulation des charges d'un condensateur dépend de la surface des conducteurs (c'est-à-dire du nombre d'atomes superficiels qui peuvent avoir trop ou trop peu d'électrons) et de la distance qui les sépare (parce que les protons en surnombre d'un conducteur attirent les électrons en surnombre de l'autre conducteur à travers l'isolant ou diélectrique, ce qui leur permet de mieux se tasser en surface). Elle dépend également de la *constante diélectrique* de l'isolant séparateur, dont on trouvera les valeurs dans les tables de la fin du volume.

Pour des raisons de commodité, les conducteurs sont ordinairement plans et formés de plusieurs lames conductrices séparées par le diélectrique. Les lames paires sont réunies ensemble, de même que les lames impaires (fig. 7 a), et la surface active est celle qui se trouve en regard des

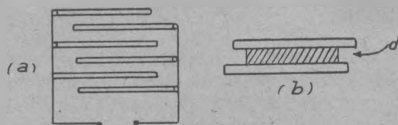


Fig. 7.

autres lames ou armatures. On enroule souvent les lames et leur diélectrique, pour occuper moins de volume et donner de la rigidité à l'ensemble.

Un condensateur formé de n lames, présentant chacune S centimètres carrés en regard des autres, séparées de d centimètres par un diélectrique dont la constante est k , a une capacité C en picofarads (pF ou $\mu\mu F$).

$$C \mu\mu F = 0,0885 \times k \times \frac{S(n-1)}{d}.$$

L'énergie emmagasinée dans un condensateur de C farads dont les armatures présentent une différence de potentiel de V volts est :

$$W \text{ joules ou watts/seconde} = 1/2 CV^2.$$

Les plaques d'un condensateur s'attirent, d'autant plus que la différence de potentiel est plus grande. On a utilisé cette propriété pour constituer des haut-parleurs électrostatiques, dans lesquels deux armatures de grande surface sont soumises à une grande différence de potentiel modulée par l'ampli.

LE COURANT ALTERNATIF

Le courant alternatif le plus simple s'inverse périodiquement. Il part de 0, monte jusqu'à un maximum, retourne à 0, remonte jusqu'à un maximum, mais en inversant le sens de sa marche, retourne derechef à 0, et cela recommence. Cette variation suit une loi dite « sinusoïdale », que nous allons examiner, car elle en vaut la peine.

Voici, figure 8, l'aiguille d'un cadran qui parcourt à vitesse régulière les positions de 1 à 16, soit le tour du cadran. A quelle hauteur se trouve la pointe de l'aiguille par rapport à l'horizontale passant par le centre ? Évidemment, cette hauteur varie, elle est a à la position 1, b à la position 2, etc... Aux positions 0 et 8, elle est nulle. De 9 à 16, elle a

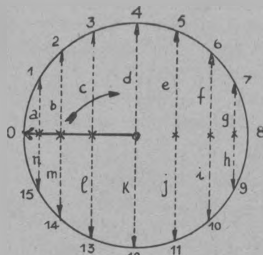


Fig. 8.

successivement les hauteurs h, i, j , etc., soit celles de 0 à 8, mais inversées... Si nous traçons la courbe représentative de ces hauteurs variables $x, b, c, d, \dots$ en fonction du temps, soit 1, 2, 3, 4, ... nous aurons la figure 9.

Eh bien ! l'intensité à chaque instant d'un courant alternatif sinusoïdal varie exactement de la même manière que la hauteur de la pointe de notre aiguille, donc la figure 9 représente la variation du courant en

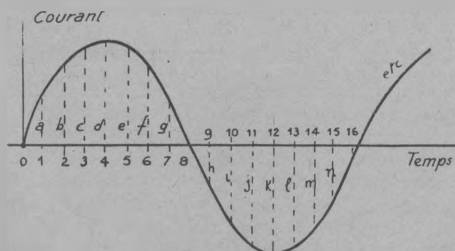


Fig. 9.

fonction du temps. On représente aussi un courant sinusoïdal par une flèche tournante, comme notre aiguille de tout à l'heure, et cette flèche s'appelle « vecteur », sa longueur représente l'intensité maximum du

courant. Un tour complet s'appelle une *période*, correspondant à la courbe de la figure 9 (de 0 à 16). Le courant alternatif du secteur s'inverse cinquante fois par seconde, sa *fréquence* est de 50 périodes par seconde.

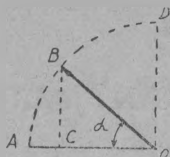


Fig. 10.

Pourquoi dit-on qu'un courant comme celui que nous venons d'étudier est *sinusoidal* ? Parce que sa valeur dépend à chaque instant de l'angle fait par la flèche, ou vecteur, avec une position de départ.

Voyez la figure 10. Notre position de départ, c'est OA. Quand le vecteur aura atteint OB, il aura tourné de l'angle α . Quelle sera la valeur du courant ? Elle sera évidemment égale au courant maximum, multiplié par le rapport qui existe entre BC et ce maximum, soit OB — ou, ce qui revient au même, multiplié par BC/OB — c'est-à-dire la longueur du côté en face de l'angle α divisée par l'hypoténuse du triangle rectangle OBC. Or ce rapport $BC : OB$ s'appelle le *sinus* de l'angle α . D'où cette conclusion importante :

L'intensité à tout instant est égale à l'intensité maximum de pointe I multipliée par le sinus de l'angle dont a tourné le vecteur qui représente l'intensité.

Comme la longueur de la circonférence est égale à 6,28 fois le rayon R ou $2\pi R$ (ou simplement 2π si le rayon est l'unité), une période entière représente une rotation complète du vecteur, soit 2π ou 360° . Si la fréquence est f périodes par seconde, le vecteur tournera par seconde de f tours, et il décrira un angle total de $2\pi f$, qu'on appelle la *pulsation* et qu'on représente, pour simplifier, par la lettre grecque ω (oméga).

Après t secondes, le vecteur aura évidemment tourné d'un angle de $2\pi f \times t$, ou ωt . Si bien que l'intensité d'un courant alternatif sinusoidal s'exprime à tout instant par la formule :

$$\text{Courant} = \text{Intensité maximum} \times \sin 2\pi f \times t,$$

ou, en abrégé :

$$C = I \sin \omega t,$$

qui est la formule de base des courants alternatifs.

Courant efficace, courant moyen.

Nous avons vu que le courant de pointe est le maximum qu'il atteint à chaque demi-période. Si nous faisons passer le courant dans une résistance, il se transformera en chaleur, mais cette chaleur sera moindre que si c'était un courant continu dont l'intensité serait celle de pointe, parce que cette intensité de pointe ne dure pas pendant toute la période.

Le *courant efficace*, c'est-à-dire l'équivalent d'un courant continu, est donc plus faible. On obtient son intensité en divisant le courant de pointe par la racine carrée de 2, soit 1,414 — ou, ce qui revient au même, en le multipliant par 0,707.

Le *courant moyen*, comme son nom l'indique, s'obtient tout simplement en faisant la moyenne des intensités instantanées pendant une demi-période. Il est égal au courant de pointe multiplié par $2/\pi$ (ou 0,636), ou plus simplement aux $9/10$ du courant efficace.

Déphasage.

Quand un courant alternatif traverse une résistance pure, les variations d'intensité se produisent en même temps que les variations de tension qui les provoquent. Mais il n'en est plus de même quand le circuit comprend de longs fils et des bobines.

A ce moment, nous l'avons vu, le champ magnétique oscillant induit dans la bobine un courant qui s'efforce de freiner les oscillations : donc, à se mettre en travers des intentions du courant alternatif que nous envoyons dans la bobine, c'est-à-dire à être maximum quand l'autre est minimum, et vice versa. Le résultat de cette lutte, c'est que l'intensité résultante va bien osciller à la même fréquence que la tension, mais avec un certain retard qui dépendra justement de la self-induction de la bobine ou du circuit.

On représente ce phénomène, appelé *déphasage* ou *décalage*, par deux vecteurs tournants (fig. 11) dont l'un, OV, représente la tension de pointe, et l'autre, OI, représente l'intensité de pointe. Ils tournent ensemble en faisant entre eux un angle constant θ (phi) d'autant plus grand que la self est plus forte. Nous voyons que l'intensité est en retard

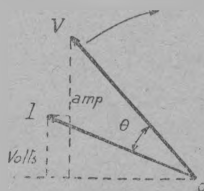


Fig. 11.

sur la tension : on dit qu'elle est décalée par rapport à la tension, et l'angle φ est l'*angle de phase*. On pourrait encore représenter tout ceci par la figure 12.

La puissance en watts d'un tel courant n'est plus égale aux volts multipliés par les ampères efficaces, comme ce serait le cas s'il n'y avait pas de self Elle est égale à :

$$P \text{ en watts} = V \text{ volts} \times I \text{ ampères} \times \cos \varphi.$$

Ce «cosinus phi», encore appelé «facteur de puissance», a une importance considérable en industrie, car il réduit la puissance disponible pour une intensité donnée quand il y a des bobines. Or tous les transformateurs et les machines sont formés de bobines présentant une forte self. Donc, l'angle φ peut être important, jusqu'à atteindre 90° , et le cosinus φ tend vers 0. Par exemple, un transformateur à *vide* est

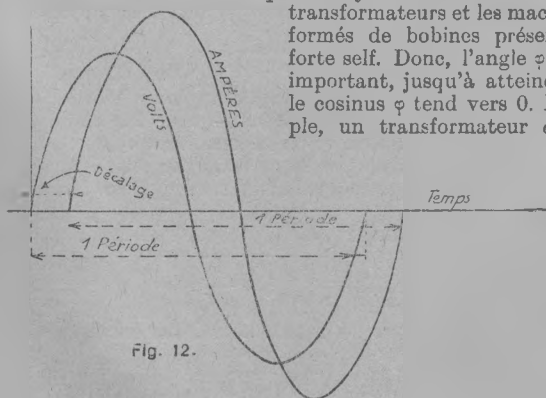


Fig. 12.

bien traversé par un courant, et il y a bien une tension à ses bornes — mais la puissance est nulle, parce que cosinus φ est égal à 0 : le décalage entre la tension et l'intensité atteint 90°. Quand on demande du courant secondaire, le décalage diminue et une puissance est absorbée par le primaire pour être transférée au secondaire.

Intensité efficace dans un circuit.

a) *Cas d'une résistance pure.*

On applique la loi d'Ohm :

$$I = \frac{E}{R} \sin \omega t = I_{\max} \sin \omega t.$$

Le courant est en phase avec la force électromotrice.

b) *Cas d'une self pure.*

Sans chercher à démontrer (car il faudrait faire appel au calcul différentiel, dont ce n'est pas la place ici), disons que l'intensité est décalée, en arrière de la force électromotrice, de 90° ou $\frac{\pi}{2}$. Par conséquent :

$$I = I_{\max} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right).$$

c) *Cas d'une capacité pure.*

Ici, le courant est décalé en avant de 90° et on a :

$$I = I_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right).$$

Impédance.

On appelle impédance l'opposition totale qu'un circuit exerce au passage du courant alternatif. Elle est composée de trois choses, dont une ou deux peuvent manquer :

a) Une résistance pure, dite ohmique, R .

b) Une résistance fictive due à la self-induction proportionnelle à la self du circuit et à la fréquence du courant. Sa valeur est, en ohms, $L \text{ henrys} \times \omega$. On l'appelle *inductance*.

c) Une autre résistance fictive due à la capacité, proportionnelle à cette capacité et à la fréquence. On l'appelle *capacitance*, et sa valeur en ohms est l'inverse du produit de la capacité par la pulsation ω , soit :

$$\frac{1}{C \text{ farads} \times \omega}.$$

Ainsi donc, l'impédance comprend une partie invariable, la *résistance* R , et une partie qui varie avec la fréquence, la *réactance*, qui est la combinaison de l'inductance et de la capacitance.

L'impédance se désigne par le symbole Z ; on l'évalue en ohms, et c'est elle qui prend la place de R quand on applique la loi d'Ohm en alternatif.

Les éléments étant en série, la valeur générale de l'impédance est :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2},$$

qui se simplifie s'il manque un des éléments. Par exemple, si le circuit n'a pas de capacité, on a :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}.$$

Connaissant la résistance R , la self L et la capacité C d'un circuit, rien n'est plus simple que de calculer l'angle de déphasage φ pour une fréquence donnée. On calcule $L\omega - \frac{1}{C\omega}$, on divise par R , et cela donne la valeur de tangente φ . Ceci fait, une table des sinus, cosinus et tangentes des angles, donne immédiatement φ , ou son sinus, ou son cosinus.

Impédances en parallèle.

Si on dispose en parallèle une résistance R , une self L et une capacité C , on peut calculer l'impédance équivalente en posant :

$$z_1 = R, \quad z_2 = L\omega, \quad z_3 = -\frac{1}{C\omega} \dots$$

puis on détermine l'impédance totale Z en calculant :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} + \frac{1}{z_3} + \dots$$

Quant au déphasage φ , sa tangente est toujours égale au quotient des réactances (soit $L\omega - \frac{1}{C\omega}$) par les résistances.

Impédances en série.

Les impédances partielles $z_1, z_2, z_3 \dots$ s'ajoutent et on a :

$$Z = z_1 + z_2 + z_3 \dots$$

La tangente de l'angle de décalage φ se calcule comme ci-dessus.

Impédances complexes.

Les cas les plus fréquents sont ceux du circuit figure 13, comprenant une bobine résistante ($L + R$) shuntée par une capacité en parallèle ($C + \rho$). Les autres cas peuvent toujours s'étudier en calculant d'abord

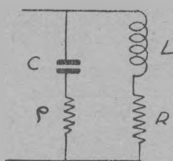


Fig. 13.

l'impédance équivalente aux éléments en série et en étudiant ensuite la résultante des dérivations parallèles.

On trouvera, au chapitre *Formules* de la fin de l'ouvrage, un tableau donnant la valeur des impédances et des déphasages dans les cas les plus courants.

Calcul de la self-induction.

Nous avons déjà vu qu'une bobine a une self, exprimée en henrys, qui dépend du nombre de tours, de la perméabilité du circuit magnétique complet, du diamètre moyen des spires et du rapport de la longueur au

diamètre. Le calcul exact est assez complexe : le plus simple est d'utiliser des abaques.

Le rapport entre l'inductance $L\omega$ et la résistance en courant continu R d'une bobine s'appelle « le Q ». Plus il est élevé, meilleure est une bobine pour une fréquence déterminée.

La résonance.

Si un circuit comprend une self L et une capacité C en série, nous avons vu que l'impédance est $Z = L\omega - 1/C\omega$. Mais, pour une certaine valeur de ω , on peut avoir $L\omega = 1/C\omega$, c'est à-dire que la réactance est nulle et qu'il ne reste plus que la résistance ohmique R .

Cela se produira si on a :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{d'où la fréquence } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Pour cette fréquence, dite « fréquence de résonance », l'intensité passe par un maximum et le déphasage est nul.

De même, si le circuit comprend une self L et une capacité C en parallèle, il existe une valeur de ω pour laquelle le courant est nul et l'impédance infinie. Ce sera, comme ci-dessus :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \text{et, comme } \omega \text{ vaut } 2\pi f, \text{ on a : } f = \frac{1}{6,28\sqrt{LC}}.$$

En réalité, comme il existe toujours des résistances, le courant n'est jamais nul et l'impédance de résonance a une limite. Voilà un cas assez paradoxal où la résistance d'un circuit facilite le passage du courant !

Couplage des circuits.

On emploie beaucoup, tant en radio que dans l'industrie, des *circuits couplés*, c'est-à-dire formés de deux bobines placées de telle façon qu'une partie du flux magnétique produite par l'une traverse l'autre.

Dans les circuits couplés, la présence du secondaire modifie l'impédance du primaire. En appelant Z_1 et Z_2 les impédances du primaire et du secondaire, l'impédance résultante Z du primaire devient :

$$Z = \frac{Z_1 + \omega_2 M_2}{Z_2},$$

M étant le coefficient d'induction mutuelle dont la valeur maximum est

$$\sqrt{L_1 \times L_2}.$$

Circuits passe-bande.

On emploie en radio des circuits « passe-bande » qui laissent passer une certaine bande de fréquence, mais présentent une impédance considérable aux fréquences qui se trouvent hors de cette bande. On arrive à ce résultat en couplant fortement deux circuits formés d'une self et d'une capacité. Chacun de ces circuits résonne sur une fréquence différant peu de celle de l'autre, et le couplage nivelle, en quelque sorte, l'intervalle entre ces deux fréquences, si bien que l'ensemble agit comme ci-dessus.

THÉORIE DES LAMPES

Les lampes modernes sont les descendantes de la « valve thermionique » que Fleming imagina en 1904 pour en faire un détecteur. Nous allons passer rapidement en revue les principes des divers tubes radio et leur classification, non pour répéter des vulgarités assez connues, mais pour simplifier et coordonner les notions assez disparates qu'on en possède généralement.

L'immense majorité des lampes utilisées à ce jour comprennent une cathode qui émet des électrons et une anode qui les reçoit, avec subsidiairement un certain nombre d'électrodes supplémentaires ou « grilles », placées ordinairement sur le trajet des électrons, le tout étant disposé dans une enceinte où règne le vide ou une atmosphère raréfiée d'un gaz choisi.

Nous classerons ces grilles en deux groupes :

1^o Les grilles dites *statiques*, auxquelles on donne un potentiel permanent qui fixe le réglage de la lampe. Elles déterminent l'action de la plaque ou s'opposent à certains phénomènes parasites ;

2^o Les grilles dites *de contrôle*, qui reçoivent un potentiel variable ou oscillant, en vue de faire varier le flux d'électrons et par suite le courant anodique, image en plus grand du potentiel de grille.

Classification des lampes.

Au point de vue morphologique, nous distinguerons :

La *diod*e, ou *valve*, formée d'une cathode et d'une ou deux anodes.

La *triode*, qui a une cathode, une grille et une anode ou plaque.

La *tétrode*, ou lampe à écran, où l'on trouve, outre la cathode, la grille et la plaque réglementaire, une grille en fin tissu dite « écran », sise entre grille et plaque, à laquelle on donne un potentiel fortement positif. Cette lampe, presque abandonnée dans sa forme primitive, a reparu sous les noms divers de tubes à distance critique, à concentration électronique, à barrière d'électrons, etc.

La *pentode*, qui possède, outre les éléments d'une lampe à écran, une troisième grille sise entre l'écran et l'anode, et qui n'est qu'une forme évolutive de l'écran, lequel s'est différencié en deux feuillets, chacun d'un tissu un peu plus lâche. Le plus éloigné de l'anode conserve le nom d'écran, le plus proche s'appelle grille d'arrêt ou supprimeur, et son potentiel est voisin ou égal à celui de la cathode.

L'*hexode*, qui comporte successivement : une cathode, une grille de contrôle n° 1, un écran, une grille de contrôle n° 2, un écran et une anode. Les deux écrans sont généralement portés au même potentiel fixe.

L'*heptode*, ou pentagride, est analogue à la précédente. Elle ne s'en distingue que par la présence d'une nouvelle grille jouant le rôle d'anode auxiliaire, placée entre la grille n° 1 et le premier écran.

L'*octode* n'est que la répétition de l'heptode, avec adjonction d'une grille d'arrêt entre le dernier écran et l'anode, ce qui lui fait en tout six grilles.

Toutes ces lampes sont schématisées par la figure 1, où les grilles statiques sont représentées en traits interrompus et les grilles de contrôle par un trait ondulé.

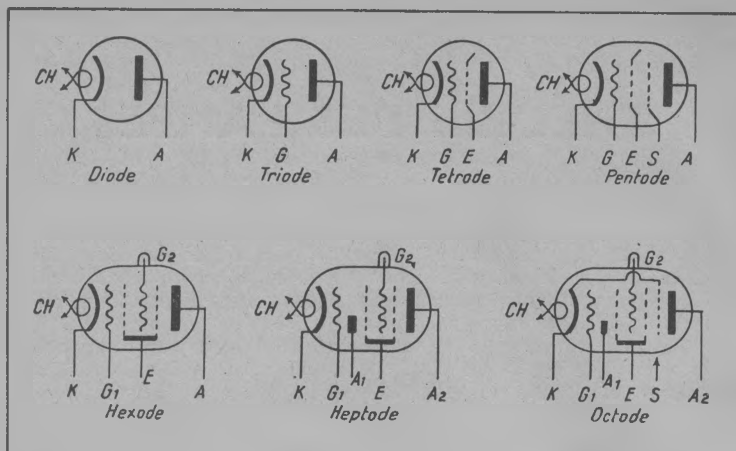


Fig. 1. — Les diverses électrodes.

- Au point de vue physiologique, nous distinguerons :

Les *redresseuses*, qui comprennent les valves monoplaques et biplaques, à vide (kénotrons) ou à remplissage gazeux (phanotrons).

Les *détectrices*, qui comprenaient jadis les triodes, tétrodes et pentodes, et qui ne comprennent plus aujourd'hui que les diodes.

Les *amplificatrices*, comprenant les triodes, tétrodes et pentodes.

Les *convertisseuses*, ou changeuses de fréquence, qui sont des amplificatrices à double contrôle utilisées pour changer la fréquence d'un courant à haute fréquence en le faisant interférer avec un courant de fréquence légèrement différente produit sur place. Ce sont l'hexode, l'heptode et l'octode.

Les *oscillatrices*, ordinairement triodes ou pentodes, capables de générer un courant à fréquence haute ou basse.

Les *indicateurs d'accord*, où une cathode bombarde de ses électrons une anode-cible fluorescente qui s'illumine. Une électrode de commande, plus ou moins positive par rapport à la cible et dont le potentiel est déterminé par la plaque d'une triode incluse dans l'indicateur, repousse plus ou moins les électrons et produit un ou plusieurs secteurs d'ombre dans la plage lumineuse.

- Nous distinguerons enfin les lampes simples des multiples qui réunissent dans une même ampoule deux lampes distinctes ou travaillant en tandem, avec cathode commune ou non (par exemple, la triode-hexode, les doubles triodes et les duo-diodes-triodes), et enfin les lampes spécialisées dans le travail de la haute fréquence, de la basse fréquence ou des circuits oscillants de grande puissance (émission).

L'ÉMISSION ÉLECTRONIQUE

Dans une enceinte où règne un vide poussé, disposons deux électrodes reliées à une source de tension. Normalement, il ne passe aucun courant, le vide étant l'isolant par excellence. Mais, si nous portons l'une des électrodes à l'incandescence, nous constatons que le courant passe aisément de l'électrode chaude à la froide, pour peu qu'elles ne soient pas trop éloignées. Bien mieux : en l'absence de toute source de tension, il passe quand même un courant minuscule en direction de l'électrode

froide, tout comme si les deux électrodes dans le vide formaient une petite pile.

Que s'est-il passé ? Ceci : les atomes de métal incandescent vibrent intensément et expulsent des électrons périphériques lorsque l'énergie cinétique des électrons en mouvement est capable de vaincre l'attraction exercée par l'atome. Ces électrons forment autour de l'électrode chaude un nuage, une gaine négative qu'on appelle *charge d'espace*. En l'absence de source de tension (fig. 2 a), seuls quelques électrons « secoués » par

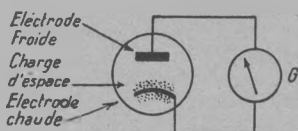


Fig. 2 a.

l'électrode chaude arrivent à vaincre la répulsion exercée par la charge d'espace (car les électrons se repoussent, étant de même signe) et atterrissent sur l'électrode froide pour donner le faible courant décelé par le galvanomètre G. Mais neutralisons la charge d'espace (fig. 2 b) et tout

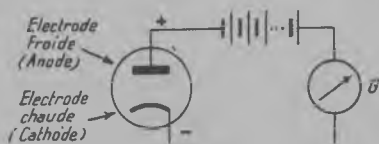


Fig. 2 b.

change. Il suffit pour cela de porter l'électrode froide à une tension positive par rapport à l'électrode chaude : les électrons qui s'échappent de celle-ci, au lieu de rester sur place en empêchant les autres de sortir, vont se précipiter vers l'électrode positive ou anode. Il passera un courant d'autant plus intense que la tension est plus élevée et que l'électrode négative est plus grande, plus chaude et plus émissive.

LES CATHODES

Dans les premières lampes, les cathodes étaient formées d'un fil de tungstène et n'émettaient qu'au rouge blanc. Les cathodes en tungstène sont toujours utilisées dans les lampes d'émission, parce qu'elles résistent mieux que les autres au *bombardement ionique*.

On sait que le meilleur vide est encore loin d'être parfait. Il reste toujours des atomes de gaz non pompés, qui s'enrichiront du gaz « adsorbé » par les électrodes (les métaux sont des éponges à gaz) et

(1) Le nombre d'électrons émis par centimètre carré de cathode est donné par la formule de Dushman $I = AT^2 e^{-b/T}$ dans laquelle I = ampères, A = constante de surface, $e = 2,7182$, b = constante exprimant le travail fourni par un électron pour quitter l'atome et T = température absolue (température centigrade + 273°).

L'intensité du courant entre cylindres concentriques est donnée par celle de Langmuir : $I = 14,7 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{V^{3/2}}{r}$, avec V = tension anodique et r = rayon anode en centimètres.

libérés par celles-ci quand elles s'échauffent. Quand la lampe fonctionne, les électrons lancés vers l'anode peuvent heurter ces atomes gazeux et leur arracher des électrons superficiels, laissant le reste ou *ion* chargé positivement. Ces ions sont presque aussi lourds que les atomes, puisqu'il ne leur manque qu'un ou deux électrons de poids négligeable (pas même un milliardième de milliardième de milliardième de gramme !), et, comme ils sont positifs, la cathode les attire, ils s'y précipitent, la martèlent, l'échauffent et finissent par la détruire. Le danger d'ionisation du gaz résiduel est d'autant plus grand que les électrons sont plus rapides, c'est-à-dire que la tension anodique est plus élevée.

C'est pourquoi la cathode en tungstène est encore utilisée dans les lampes d'émission, où les tensions anodiques sont très grandes et où le vide parfait ne peut être maintenu, malgré la haute température nécessaire pour assurer une émission électronique suffisante (plus de 2.200° C.) qui absorbe de l'énergie et fait évaporer le tungstène.

● Lorsque les conditions sont moins dures, on emploie les *filaments en tungstène thorié*, dont le métal contient un faible pourcentage de thorium. Un traitement approprié fait apparaître une couche monomoléculaire de thorium à la surface du filament, qui émet des électrons en quantité à une température d'environ 1.600° C. Les cathodes thoriées consomment beaucoup moins de courant de chauffage que celles en tungstène pur (car l'énergie gaspillée en chaleur est proportionnelle à la quatrième puissance de la température absolue). Elles résistent assez bien au bombardement ionique, mais non à une température trop élevée, qui fait rapidement évaporer le thorium superficiel.

● Lorsque la tension anodique n'excède pas 500 volts, on emploie de préférence les *cathodes à oxydes*, ordinairement formées d'un tube de nickel recouvert d'oxydes de baryum et de strontium et chauffé intérieurement par un filament de tungstène torsadé. Il se forme à la surface de l'oxyde une couche monomoléculaire des métaux alcalino-terreux, qui présente une forte émission électronique à une température inférieure à 900° C. Ces cathodes à oxydes émettent cent fois plus d'électrons que les anciennes, et elles durent bien plus longtemps quand elles sont bien faites et bien utilisées. Elles craignent toutefois le bombardement ionique et ne peuvent vivre longtemps que dans un vide poussé et avec un potentiel anodique inférieur à 500 volts.

La diode.

Une cathode chaude et une anode froide dans un tube « plein de vide » constituent la diode, qui se comporte comme un isolant dans un sens et comme un conducteur dans l'autre : c'est donc un redresseur, qui transformera un courant alternatif en courant pulsé d'un seul sens.

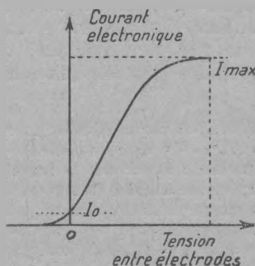


Fig. 3. — I_0 = courant de charge d'espace.

proche parent du courant continu. A vrai dire, le nom de *diode* n'est conservé que s'il s'agit de redresser, de « détecter » les faibles courants à haute fréquence. Appliqué aux courants industriels, on l'appelle *valve*.

Comme tout conducteur, l'intervalle cathode-anode présente une certaine *résistance interne* qu'on désigne par la lettre grecque ρ (rô). Cette résistance interne est plus grande lorsque la tension anodique est faible, c'est-à-dire vers le coude inférieur de la courbe figure 3. Néanmoins, la loi d'Ohm est toujours applicable, mais, au lieu de diviser brutalement la tension E entre électrodes par le courant électronique I pour obtenir

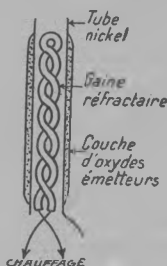


Fig. 4. — Une cathode à chauffage indirect.

la résistance, on divise une *toute petite variation de la tension*, soit dE , par la *toute petite variation d'intensité qui lui correspond*, soit dI , ce qui donne la valeur de la résistance interne ρ en n'importe quel point de la courbe :

$$\rho \text{ en ohms} = \frac{dE \text{ en volts}}{dI \text{ en ampères}}.$$

On peut constater sur la figure 5 que plus la courbe se redresse, plus la résistance interne est faible. Mathématiquement, ρ est égal à la tan-

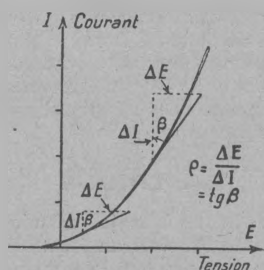


Fig. 5.

gente de l'angle que fait la courbe avec la verticale au point considéré, qu'on appelle le *point de fonctionnement*.

● Le redressement et la détection étant chose identique, rien ne distingue la diode détectrice de la valve de tension plaque, sauf les dimensions. Les courbes caractéristiques seront semblables, à l'échelle près. Elles présenteront un coude inférieur (dit de naissance), un supérieur (dit de saturation) et une zone plus ou moins incurvée entre les deux, qui sera d'autant plus verticale que la résistance interne sera faible.

Dans cette zone incurvée, seule utilisée en redressement, l'intensité anodique suit la loi de Langmuir :

$$I = k V^{3/2},$$

où I est l'intensité anodique, V la tension et k un facteur qui dépend des dimensions et de la position des électrodes. Il en résulte que la résistance interne ρ n'est pas une constante, mais varie avec la tension anodique.

Valves et diodes ne laissent passer d'un courant oscillant que les alternances de même sens. Elles transforment donc le courant alternatif en un autre pseudo-continu plus ou moins pulsatoire (à nous de l'égaliser après par filtrage) dont la valeur est proportionnelle à l'amplitude du courant appliqué.

La valve, alimentée par un potentiel efficace constant, donne un potentiel redressé constant. La diode, alimentée par l'onde modulée à profil toujours variable, donne un courant unidirectionnel variable, qu'on appelle « courant modulé BF » et qui est régi par cette règle : « Le courant BF est proportionnel à l'amplitude de l'onde HF, c'est-à-dire à son enveloppe. »

En détection comme en redressement, on peut redresser une alternance seulement, ou les deux. Terminons par une vieille loi : plus la résistance interne de la diode sera faible devant celle du circuit d'utilisation, meilleur sera le rendement. D'où la grande surface et la faible distance cathode-anode dans les valves.

● Signalons, sans nous y arrêter, les valves à gaz ou à vapeur de mercure, qui ne sont autres que des valves dans lesquelles on a introduit un gaz inerte tel que l'argon ou quelques gouttes de mercure qui se vaporisent quand la valve est chaude. Les électrons lancés par la cathode vers l'anode percutent les atomes gazeux, leur arrachent des électrons qui grossissent le flot et laissent les atomes privés de ces électrons, qui s'appellent alors des « ions » et sont positifs : ils se précipitent donc vers la cathode négative, mais avant d'y arriver ils rencontrent les électrons qui forment la gaine ou charge d'espace autour de la cathode. Résultat : les ions s'emparent de ces électrons et redeviennent d'honnêtes atomes gazeux, réduisant ainsi la gaine négative qui s'opposait au départ des électrons à destination de l'anode. Donc, le flux électronique qui forme le courant anodique rencontre moins de résistance, d'une part, et, d'autre part, il s'accroît en cours de route des électrons libérés par le choc avec les atomes gazeux, ce qui permet d'obtenir, avec les valves à gaz ou à vapeur, de fortes intensités redressées.

LA TRIODE

En plaçant une grille sur le trajet des électrons qui courent de la cathode à l'anode, Lee de Forest transforma la diode de Fleming en un instrument plus merveilleux que la lampe d'Aladin. L'idée initiale était évidemment de faire de cette grille une sorte de « robinet à électrons » permettant de modifier la résistance interne du tube, et par suite son débit. C'est ce que pensent encore aujourd'hui pas mal d'amateurs et de professionnels, mais nous allons voir que l'action de la grille est un peu différente.

● Considérons un des barreaux de la grille en plein milieu du flot d'électrons qui vont de K vers P (de la cathode à la plaque ou anode). La cathode est au potentiel zéro, la plaque au potentiel V_p , et dans l'intervalle il y a un gradient de potentiel, c'est-à-dire que le potentiel croît à mesure qu'on va de K vers P (fig. 6). L'endroit où se trouve notre barreau de grille correspond à un certain nombre de volts dans l'échelle

croissante de K vers P. Si donc nous donnons audit barreau un potentiel égal à ce potentiel de l'espace où il se trouve, sa présence ne perturbera en rien la répartition des lignes de force. Le nombre d'électrons émis par la cathode reste le même, mais le flot se répartit entre la grille et la plaque, et on a deux courants I_g et I_p .

Si maintenant nous faisons varier le potentiel de la grille, il est évi-

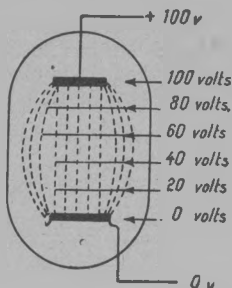


Fig. 6. — Le gradient de potentiel entre cathode et anode.
En pointillé : les lignes de force.

dent que, celle-ci étant plus proche de la cathode que ne l'est l'anode, il suffira d'une faible variation du potentiel de grille V_g pour modifier profondément le flot d'électrons. Même si V_g devient négatif, cela n'empêchera pas que des lignes de force iront de la cathode vers l'anode, donc des électrons emprunteront ce chemin, et nous pouvons énoncer les vérités suivantes :

- Les électrons qui décollent de la cathode ignorent leur destination.
- Le nombre des électrons qui quittent la cathode est proportionnel au champ résultant créé à sa surface par l'action d'ensemble des électrodes.
- Dans cette action, chaque électrode a une part proportionnelle à sa surface active et inversement proportionnelle à sa distance. C'est ainsi que la grille a une action prépondérante, parce qu'elle est plus proche de la cathode que ne l'est la plaque : on peut dire que, dans la composition du champ à la surface de la cathode, l'action du potentiel de grille est un certain nombre K de fois plus grande que celle du potentiel de l'anode qui agit à travers les mailles de la grille. Ce fameux K, c'est le coefficient d'amplification, c'est le rapport entre le nombre de lignes de force cathode-grille et celles cathode-plaque si la grille et l'anode avaient le même potentiel, c'est en somme le nombre de fois qu'un volt-grille est plus influent qu'un volt-plaque.

Ainsi, tandis que, dans la diode, la cause déterminante du courant était V_p , dans la triode c'est la somme :

$$V_p + K V_g.$$

Pour peu que la grille soit négative, elle ne capte pas d'électrons, mais au contraire les repousse ; elle contribue *négativement* à la création du flot électronique, qui est tout entier à destination de la plaque (1).

La grille est donc une électrode qui, sans rien consommer (puisqu'elle

(1) Le courant plaque est donné par l'expression :

$$I = C \left(V_g + \frac{V_p}{k} \right)^{3/2},$$

C étant une constante déterminée par la taille de la lampe.

ne reçoit pas d'électrons), agit par sa seule présence, peut régler le courant cathode-anode et jouit de cette intéressante propriété qu'une variation de 1 volt de son potentiel V_g produit sur ledit courant le même effet qu'une variation K fois plus grande qu'on appliquerait à V_p .

● Le coefficient K est encore autre chose, et nous allons toucher du doigt sa véritable nature. Dans notre triode, nous avons trois électrodes : cathode, grille, plaque, qui ont entre elles une certaine capacité. En effet, la cathode et la grille, par exemple, forment les deux armatures d'un minuscule condensateur dont nous désignerons la capacité par le symbole C_{KG} . Il en est de même pour la cathode et la plaque, dont la capacité est C_{KP} , et aussi pour la grille et la plaque, dont la capacité est C_{GP} (fig. 7).

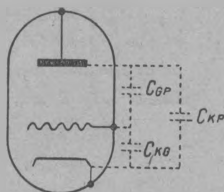


Fig. 7. — Capacités entre électrodes.

On démontre que K est théoriquement égal au rapport entre C_{KG} et C_{KP} (1), ce qui nous permet d'énoncer la série d'évidences suivantes :

1. Pour augmenter le coefficient d'amplification K , il faut augmenter la capacité cathode-grille, ou diminuer celle cathode-plaque, ou faire les deux. Pour cela, nous pouvons rapprocher la grille de la cathode, ou éloigner la plaque de la cathode. Nous pouvons aussi augmenter la surface de la grille en serrant ses mailles, ou diminuer la surface de plaque.

2. Le coefficient K ne dépend pas des qualités émissives de la cathode, mais uniquement de la géométrie de la lampe.

3. Il ne dépend pas non plus de la grandeur de la lampe, mais du rapport de deux capacités qui peuvent être grandes ou petites. On peut faire une triode microscopique et une triode géante qui auront toutes deux le même K .

4. Les lampes à fort K ont nécessairement une grille assez serrée, proche de la cathode, et qui obstrue partiellement le flot électronique, ainsi qu'une plaque réduite et éloignée : elles ont donc une résistance interne élevée, puisque la plaque attire peu d'électrons.

5. Nous verrons plus loin qu'en supprimant un certain nombre de lignes de force la grille introduit une certaine force contre-électromotrice U , de sorte que l'ancienne loi d'Ohm valable pour une valve :

$$\rho I = V_p$$

devient pour la triode :

$$\rho I = V_p + KV_g - U.$$

● Nous avons jusqu'ici admis que la grille se trouve sur le trajet des

(1) En effet, il suffit d'écrire que les variations de charge des capacités C_{KG} et C_{KP} sont égales lorsqu'on leur applique des variations de potentiel dV_g et $-dV_p = -K \cdot dV_g$ qui ont la même action sur I_p :

$$C_{KG} \cdot dV_g = C_{KP} \cdot dV_p,$$

d'où :

$$K = - \frac{dV_p}{dV_g} = - \frac{C_{KG}}{C_{KP}},$$

puisque V_g et V_p varient en sens inverse.

électrons qui se rendent de la cathode à la plaque, donc entre ces deux électrodes. C'est en effet la position habituellement adoptée, et ce serait même la seule possible si la grille était le « robinet à électrons » de la théorie élémentaire.

Mais nous savons que les électrons quittant la cathode suivent le chemin des lignes de force qui relient la cathode à la plaque : or nous pouvons agir sur ces lignes de force, les raréfier ou les multiplier, les allonger et leur faire décrire des chemins courbes, en plaçant au bon endroit une électrode de contrôle plus ou moins négative qui n'est pas nécessairement une grille.

La figure 8 représente justement comment pourrait être constituée une « triode sans grille ». On voit la cathode qui est formée d'un tube de nickel fermé à un bout, chauffé intérieurement par un filament. Le bout

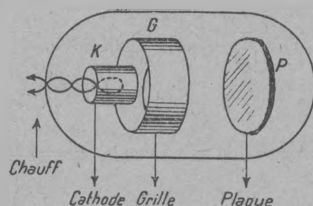


Fig. 8. — Triode à grille annulaire.

seul est garni d'oxydes émetteurs d'électrons, en face duquel se trouve la plaque. L'électrode de contrôle est un cylindre qui agit exactement comme la grille d'une triode courante. Il y a une capacité cathode-grille, une autre cathode-plaque, une troisième grille-plaque, et le coefficient K est toujours réglé par le rapport C_{KG}/C_{KP} . Ceci n'est pas de la vaine théorie : cette « grille » tubulaire n'est autre que le cylindre de Wehnelt qui équipe certaines lampes modernes pour ondes courtes (1), sans parler de « grilles » encore plus biscornues que la technique moderne remet à la mode sous le nom de contrôle par flexion, enterré prématurément en 1913 par des gens trop pressés...

● Nous avons défini le coefficient d'amplification K et la résistance interne ρ de la triode, il nous reste à définir autre chose : la *pente* S . Nous avons vu qu'une variation de 1 volt à la grille produit sur le courant anodique le même effet qu'une variation de K volts dans le potentiel de plaque, c'est-à-dire une *variation du courant plaque*, que nous pouvons connaître en appliquant la loi d'Ohm, donc en divisant la variation de potentiel plaque K par la résistance interne ρ , soit :

$$K/\rho.$$

Cette quantité K/ρ s'appelle la *pente* de la lampe, et on la désigne par la lettre S (de l'anglais *slope*). C'est en somme la variation du courant plaque engendrée par une variation de 1 volt du potentiel de grille lorsque le potentiel de plaque reste constant (ce qui exige qu'il n'y ait pas de résistance ohmique entre la plaque et la haute tension, car les variations de I_p feraient varier la chute RI dans cette résistance, donc le potentiel réellement appliqué à la plaque).

Si nous appelons dI_p une minuscule variation de I_p , et dV_g une minuscule variation de V_g , nous aurons :

$$S = \frac{dI_p}{dV_g}$$

(1) Voir « L'optique électronique » dans le *Memento Tungstam*, t. III.

Cette pente S s'exprime en milliampères de courant plaque par volt de courant grille et suppose la lampe non chargée : c'est la *pente statique*. Dans le cas contraire, quand la lampe travaille, elle s'appelle

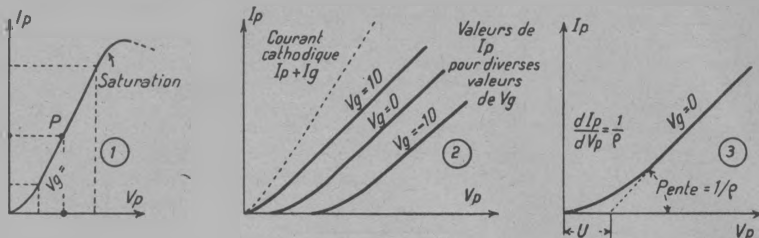


Fig. 9. — Effets de la grille.

1. V_g fixe le V_p et le I_p de repos.
2. I_p croît comme KV_g , et $I_p + I_g > I_p$ pour $V_g > 0$.
3. La grille fait naître une force contre-électromotrice U dans le circuit anodique.

pente dynamique S' , et sa valeur varie avec la charge R mise dans le circuit anodique. On a alors :

$$S' = \frac{K}{R + r},$$

évidemment plus faible que S .

Pourquoi ce rapport dI_p/dV s'appelle-t-il la pente ? La pente de quoi ? Pour le comprendre, il suffit de considérer la courbe qui représente la variation du courant plaque I_p quand on fait varier le potentiel grille V_g . Par exemple, la figure 10 représente les courbes de deux triodes

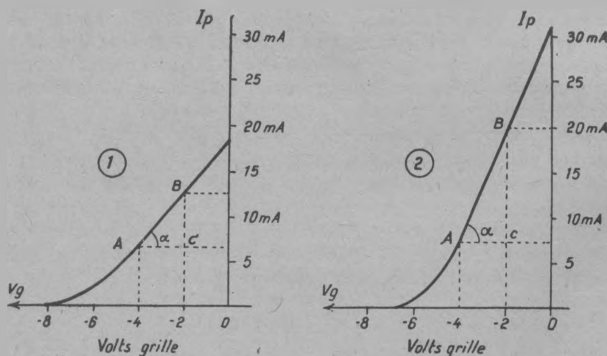


Fig. 10. — La pente.

différentes pour la même tension à la plaque. On voit qu'en faisant varier V_g de -2 à -4 volts, soit de 2 volts :

- Le courant plaque de la lampe 1 varie de 6 à 12 milliampères, soit de 6 milliampères ;
- Le courant plaque de la lampe 2 varie de 8 à 20 milliampères, soit 12 milliampères.

Par conséquent, la pente de la lampe 1 est $6 : 2 = 3$ milliampères par volt, tandis que celle de la lampe 2 est $12 : 2 = 6$ milliampères par volt, soit le double. En regardant les deux courbes tracées à même échelle,

nous voyons que la pente ou l'inclinaison de la courbe 2 est en effet plus forte que celle de la courbe 1 : la pente S de chaque lampe est donc liée à l'angle α que fait la courbe avec l'horizontale, elle est égale pour chacune au quotient de BC par AC, c'est-à-dire à la tangente trigonométrique de l'angle α qui définit justement l'inclinaison en un point déterminé A.

● Entre les quantités K , ρ et S existe la relation indiquée ci-dessus : $S = K/\rho$, calquée sur la loi d'Ohm $I = E/R$. En effet, S se rapporte bien à l'intensité du courant plaque, tandis que K a rapport aux volts et que ρ s'exprime en ohms. Et voici un truc pratique : il suffit de ranger les trois lettres par ordre alphabétique et d'écrire que la première est égale au produit des deux autres, soit :

$$K = \rho S$$

et :

$$E = I R$$

pour se rappeler correctement les deux relations.

● Pour parler comme Molière, la lampe possède une « vertu amplificatrice », elle est capable de transformer une tension oscillante en une autre de même forme, mais amplifiée. L'explication de cette vertu est très simple.

Montons une lampe avec une résistance R en série dans sa plaque (fig. 11). Si nous faisons varier V_g , nous savons que I_p variera aussi, et par suite la chute de tension dans la lampe. Par exemple, si $K = 16$,

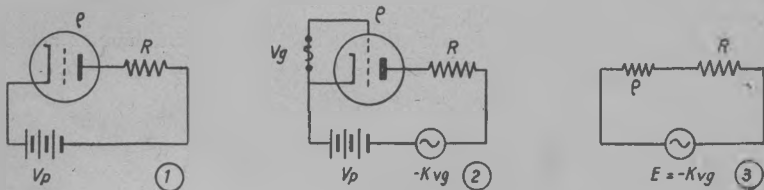


Fig. 11. — L'alternateur équivaut KV_g de l'espace cathode-anode.

1. Triode au repos.
2. L'oscillation V_g dans la grille fait naître $-KV_g$ dans la plaque.
3. Équivalence du circuit cathode-anode en faisant abstraction du courant continu superposé.

en augmentant V_g de 1 volt, tout se passe comme si nous avions augmenté V_p de 16 volts : nous avons en somme 16 volts de trop dans le circuit anodique, puisque 1 volt négatif dans la grille contre-balançait 16 volts plaque. Ces 16 volts en excédent vont se répartir, partie en chute interne dans la résistance interne ρ de la lampe, partie en chute externe le long de la résistance d'utilisation R , et le courant I_p augmentera. Nous avons donc en quelque sorte « fait sortir 16 volts » du sein de la lampe, c'est ce qui nous fait dire :

L'intervalle cathode-plaque d'une triode équivaut à un alternateur qui aurait une force électromotrice égale à k fois l'oscillation imposée à la grille et pour résistance interne celle ρ de la lampe.

La-dessus est basée toute la théorie des circuits amplificateurs que nous verrons plus loin.

L'inversion de phase. — Considérons encore notre lampe avec la résistance de charge R dans son circuit de plaque (fig. 11, 1). Quand la tension grille diminue, le courant anodique diminue aussi, et

par conséquent la chute de tension le long de la résistance R diminue également. Mais la tension de la batterie ou du redresseur qui alimente l'anode reste constante : donc, la tension augmente à la plaque de la lampe, puisqu'il s'en perd moins dans R .

Ainsi, une lampe jouit de la remarquable propriété de faire apparaître sur sa plaque des tensions de polarité opposée à celles qu'on impose à sa grille, c'est-à-dire déphasées d'une demi-période. Mais il faut pour cela que l'impédance du circuit anodique soit purement ohmique : si elle est inductive ou capacitive, le déphasage est différent d'une demi-période.

Cette propriété a reçu d'intéressantes applications, par exemple dans les amplificateurs push-pull.

Les électrons secondaires. — Qu'arrivera-t-il si nous faisons la grille positive ? Elle aspirera les électrons, qui désertent l'anode pour produire un courant grille de plus en plus important. Bien mieux, si nous imposons une centaine de volts positifs à la grille pendant que la tension plaque croît régulièrement à partir de zéro, nous allons assister à une chose curieuse (1).

L'intensité anodique croît jusqu'à ce que la tension anodique ait atteint une dizaine de volts, puis elle commence à décroître pour s'annuler vers 25 volts de tension plaque. Si l'on augmente encore la tension plaque, l'intensité anodique s'inverse, exactement comme si la plaque était devenue négative par rapport à la cathode, et ce courant inverse croît jusqu'à ce que la tension anodique atteigne une centaine de volts. Au delà de cette tension, ce courant inverse se renverse à nouveau et il croît dans le sens normal (fig. 12).

Ainsi donc, entre 10 et 100 volts, le tube se comporte comme une

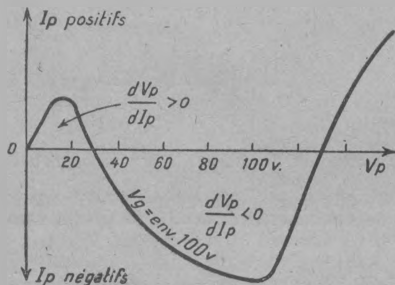


Fig. 12. — L'effet dynatron.

résistance négative, puisqu'il laisse passer dans le bon sens d'autant moins de courant qu'on lui applique davantage de tension. C'est l'effet *dynatron*, qui a été utilisé dans certains oscillateurs et qui s'explique comme suit :

Fortement accélérés par la grille très positive qui joue le rôle d'anode, les électrons se précipitent vers elle, et beaucoup d'entre eux la dépassent à cause de leur inertie. Ils subissent alors l'attraction de la plaque, ce qui les accélère encore, et ils viennent la bombarder intensément, à tel point que ces projectiles électroniques disloquent les atomes superficiels de la plaque en lui arrachant des électrons, qui sont expulsés et se précipitent sur la grille positive : ce sont les *électrons secondaires*.

(1) Ne tenter cette expérience qu'avec une lampe à filament de tungstène pur, car une cathode moderne serait détruite presque instantanément.

La tension augmentant toujours, il arrive un moment où la plaque libère autant d'électrons secondaires qu'elle reçoit d'électrons primaires : le courant s'annule, entre 20 et 25 volts. Et, si on augmente encore la tension anodique, chaque électron primaire libère plusieurs électrons secondaires : la plaque agit alors comme une cathode, et le courant anodique s'inverse.

Ce phénomène de l'émission secondaire a été le cauchemar des constructeurs de lampes, comme nous le verrons à propos des lampes multigrilles..., jusqu'à ce qu'il ait été à son tour domestiqué pour donner naissance aux merveilleux multiplieurs d'électrons (1).

L'effet Miller. — Quand on branche un circuit oscillant entre la grille et la cathode d'une lampe, il est shunté par la capacité grille-cathode C_{GK} qui en modifie évidemment l'accord. Cette capacité est généralement faible et son effet négligeable, mais il en est une autre qui vient renforcer cette « capacité d'entrée » parasite : on peut voir sur la figure 13 que la capacité grille-plaque C_{GP} shunte également les bornes d'entrée via l'impédance de charge Z et la source de tension anodique.

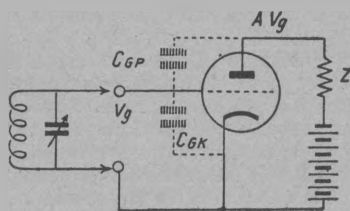


Fig. 13. — L'effet Miller.

Le rôle de cette capacité C_{GP} est bien plus important qu'on ne le soupçonnerait à première vue : c'est en réalité une capacité qui varie avec l'amplification de la lampe, si bien que celle-ci se comporte exactement comme si elle était devenue un condensateur variable ! C'est l'effet *Miller*, que nous allons tâcher d'exposer aussi simplement que possible.

Nous supposons d'abord que l'impédance Z est une simple résistance ohmique R . Dès lors, chaque volt que nous appliquons à la grille va se retrouver à la plaque, mais inversé et multiplié par l'amplification A ou gain d'étage (2). Puisque les volts qui apparaissent sur la plaque sont de signe contraire à ceux qui les provoquent sur la grille, chaque volt appliqué à celle-ci produit une différence de potentiel de $A + 1$ volts entre la grille et la plaque.

Or la charge que prend un condensateur est proportionnelle à la tension qu'on lui applique. Nous avons donc une capacité grille-plaque dont chaque picofarad se charge $A + 1$ fois plus que chaque picofarad de la capacité grille-cathode. Tout se passe comme si la capacité C_{GP} se trouvait multipliée par $A + 1$, si bien que la capacité d'entrée est :

$$C \text{ d'entrée} = C_{GK} + (A + 1) C_{GP} [3].$$

(1) Voir *Memento Tunggram*, t. III, « Optique électronique ».

(2) Cette amplification A n'est pas le coefficient d'amplification de la lampe, qui est K , mais un nombre plus petit qui vaut $K \frac{R}{R + r_p}$ dans le cas d'une charge ohmique.

(3) En réalité, le phénomène est un peu plus complexe, suivant que la réactance du circuit est inductive ou capacitive.

Ceci compris, voyons les conséquences. Voici, par exemple, la triode 6 F 5, dont les capacités sont (1) :

$$C_{GK} = 6 \text{ pF et } C_{GP} = 2 \text{ pF}$$

avec un $K = 100$, ce qui donne un gain A d'environ 70 pour une charge normale. Supposons que ce gain varie de 1 à 70 pour une raison quelconque, par exemple lorsque l'impédance de charge est variable. Dès lors, la capacité d'entrée variera elle-même entre deux limites :

$$\text{pour } A = 1 : 6 \text{ pF} + 2 \text{ pF} = 8 \text{ pF};$$

$$\text{pour } A = 70 : 6 \text{ pF} + 2(1 + 70) = 146 \text{ pF},$$

soit une variation de 138 pF qui modifiera sérieusement l'accord du circuit d'entrée. Si nous tenons compte des capacités parasites du support et des connexions, C_{GP} devient 6 à 8 pF, et la variation de capacité d'entrée atteint 500 pF.

L'effet Miller est fort gênant dans les superhétérodynes, où il cause le glissement de fréquence de l'oscillatrice, et dans les amplificateurs, qu'il amortit ou rend instables, suivant la réactance du circuit anodique. On le supprime pratiquement en réduisant autant que possible la capacité grille-plaque, comme nous le verrons en étudiant les lampes à écran et les pentodes.

Mais ce gêneur a fini par se faire domestiquer, lui aussi. La lampe qui se transforme en capacité variable (et même en inductance, par une astuce de montage) reçoit actuellement des applications fort intéressantes, telles que l'accord automatique des récepteurs et la très moderne transmission par modulation de fréquence, dont on n'a pas fini de parler. Il en est du reste de même de tous les phénomènes gênants de la nature : ils n'attendent qu'un peu de connaissance et d'intelligence de notre part pour se mettre bien gentiment à notre service.

Courbes I_p/V_g et I_p/V_p

Pour terminer l'étude sommaire de la triode, nous dirons deux mots des familles de courbes caractéristiques. Pour étudier le fonctionnement des lampes, il est commode de tracer les courbes de l'intensité anodique I_p , soit quand on fait varier la tension grille V_g , soit quand on modifie la tension plaque V_p . Dans le premier cas, on obtient une courbe appelée *courbe I_p/V_g* , et on en trace une pour chaque tension plaque intéressante. Dans le second cas, c'est une *courbe I_p/V_p* et on en trace une pour chaque tension grille. Dans l'un ou l'autre cas, on obtient pour chaque lampe un réseau de courbes sensiblement parallèles, comme le montrent les figures 14 et 15, où l'on n'a tracé que trois ou quatre courbes d'une même lampe.

Ces réseaux de courbes I_p/V_g ou I_p/V_p ont exactement la même valeur, ce sont les deux faces d'une même médaille. Toutefois, les courbes I_p/V_p sont actuellement les plus en faveur, parce qu'elles facilitent les calculs de réglage et de distorsion, comme nous le verrons dans un chapitre ultérieur.

● Nous savons que l'inclinaison des courbes I_p/V_g renseigne à tout instant sur la *pente* de la lampe. Par exemple (fig. 14), construisons le triangle rectangle ABC sur la courbe de 150 volts-plaque. On voit que $AB = 1$ volt-grille et $AC = 1,4$ milliampère-plaque. Donc, le rapport AC/AB nous dit qu'à 150 volts-plaque, entre — 2 et — 3 volts à la grille, la pente est 1,4 milliampère : 1 volt-grille = 1,4 milliampère par volt.

(1) Rappelons qu'un picofarad (pF) est synonyme de micro-microfarad ($\mu\mu\text{F}$) et vaut sensiblement 1 centimètre de capacité (cm.). En réalité, 1 pF = 0,9 centimètre. En pratique, on confond souvent les trois dénominations.

Ceux qu'un peu de trigonométrie sert encore auront reconnu que ce rapport $AC:AB$ est justement la tangente de l'angle B qui définit l'inclinaison de la droite BC. En recommençant la construction au début des courbes, l'hypoténuse du triangle étant la tangente au point choisi, on verrait que la pente est plus faible, ce qui nous fait dire :

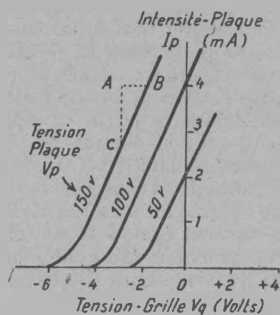


Fig. 14. — Courbes I_p/V_g de la triode KC 4.

En tout point d'une courbe I_p/V_g , la pente est d'autant plus forte que la courbe tend davantage vers la verticale.

● Dans les courbes I_p/V_p (fig. 15), l'inclinaison définit la résistance interne, et non plus la pente. En effet, faisons la même construction : dans

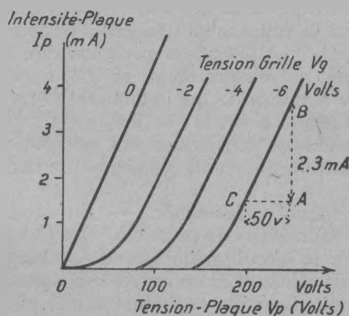


Fig. 15. — Courbes I_p/V_p de la triode KC 4.

le triangle rectangle ABC, nous voyons que AB représente 2,3 milliampères à la plaque, tandis que AC vaut 50 volts à la plaque également. Donc, suivant la loi d'Ohm, $R = E:I$, nous déduisons que $AC/AB = 50 : 0,0023 = 21.500$ ohms. Et en recommençant la même construction dans les parties courbes, où l'hypoténuse du triangle rectangle serait la tangente au point considéré, nous verrions que :

En tout point d'une courbe I_p/V_p , la résistance interne est d'autant plus faible que la courbe tend davantage vers la verticale.

LA LAMPE A ÉCRAN

Nous avons vu qu'en injectant des volts oscillants dans la grille nous produisons des milliampères oscillants dans le circuit anodique. Pour recueillir des volts amplifiés, nous obligerons nos milliampères à

traverser une impédance où ils produisent une chute de tension qui fait apparaître sur la plaque d'autant plus de volts oscillants qu'il y a davantage de milliampères. Donc, pour extraire de la lampe un fruit amplificateur, nous devons la charger avec une résistance R (1) ; mais l'amplification obtenue sera inférieure au coefficient K de la lampe, car l'accroissement KV_g né dans la lampe se répartit entre la résistance interne ρ et la résistance externe R . Pour retirer tout le bénéfice de l'amplification, il faudrait que tous les KV_g se portent sur R , — autrement dit, il faudrait que R soit très grand par rapport à ρ ... Mais, alors, la pente dynamique va diminuer, car la plaque recevra moins de volts, et nous recueillerons moins de millis oscillants dans le circuit anodique, donc moins de volts oscillants sur la plaque, et nous sommes dans un joli cercle vicieux...

La solution est évidemment dans la voie opposée : une lampe avec un K énorme, une pente S normale et une grande résistance interne ρ , de telle façon que sa charge externe lui paraisse négligeable et que sa pente dynamique S' soit pratiquement égale à la pente statique S .

Par exemple, si nous pouvions faire une lampe avec $K = 1.000$ et $S = 1$, la formule $K = \rho S$ nous indique que la résistance interne atteindrait le chiffre énorme de 1 million d'ohms. Il est évident qu'une telle lampe ne s'inquiètera guère d'une résistance de 100.000 ohms qu'on mettra dans sa plaque. Si nous oscillons sa grille de 1 volt, elle en fera K fois 1 volt, soit 1.000 volts, qui se répartiront proportionnellement à R et ρ , c'est-à-dire à 1 million et 100.000 ohms, ou en gros 1 et 10. Donc, les 1.000 volts oscillants produits par la lampe en feront naître environ 90 aux bornes de la résistance de charge, le reste étant étouffé par le ρ énorme de la lampe : le gain sera de 90, ce qui n'est pas mal.

● Comment accroître le K de la triode ? En réduisant et éloignant la plaque, en resserrant et rapprochant la grille de la cathode ? Oui, mais les électrons ne partiront plus qu'en petit nombre à destination de la plaque, car la force contre-électromotrice est accrue, et la lampe est pratiquement inerte à moins de quelque 1.000 volts de tension plaque.

Mais nous savons que K est le quotient de la capacité grille-cathode par celle anode-cathode, et ceci nous fait entrevoir la solution : nous augmenterons K autant que nous voudrons en réduisant la capacité anode-cathode.

L'indésirable capacité grille-anode. — En étudiant l'effet Miller, nous avons déjà vu les méfaits de cette capacité C_{gr} qui se multiplie par $A + 1$ pour shunter le circuit grille quand la charge d'anode est une résistance pure. Nous allons voir un autre de ses mauvais tours.

Puisqu'il apparaît des volts oscillants sur la plaque, un courant va passer — via C_{gr} — pour aller à la cathode en traversant le circuit grille, où il fera naître une tension oscillante. Et quel sera l'effet de cette tension parasite ? Selon qu'elle sera en phase ou en opposition avec le signal déjà présent dans le circuit, elle le renforcera ou l'affaiblira. Or la charge anodique d'une lampe HF ou MF est normalement constituée par un circuit oscillant dont l'impédance est théoriquement infinie à la résonance (2).

(1) Précisons qu'il s'agit ici de la résistance *dynamique* et non de la résistance ohmique. Dans le cas d'une résistance pure, il y a équivalence entre les deux termes, mais non dans le cas d'un circuit oscillant. A la résonance, on a $R = L/C_r$, où r est la résistance ohmique réelle du circuit oscillant. Par exemple, une bobine de 200 μH accordée par une capacité de 250 μF et une résistance ohmique en HF de 9 ohms aura une résistance dynamique R telle que :

$$R = (200 \times 10^{-6}) : (250 \times 10^{-12} \times 9) = 89.000 \text{ ohms à la résonance.}$$

Remarque, en passant, cette chose curieuse qu'en doublant la résistance ohmique du circuit la résistance dynamique diminue de moitié.

(2) En réalité, c'est la résistance dynamique du circuit qui constitue la charge anodique à la résonance, soit L/C_r , r étant la résistance ohmique série du circuit.

Tant que la résonance est parfaite, tout va bien. Mais éloignons-nous de l'accord en augmentant la capacité : le courant qui passera par C_{GP} fera naître dans le circuit de grille une tension opposée au signal, et tout se passera comme si ce circuit était fortement amorti. Au contraire, éloignons-nous de la résonance en réduisant la capacité : le circuit plaque devient inductif, la tension parasite due à C_{GP} renforcera le signal. Nous voilà donc devant ce résultat paradoxal qu'un accord imparfait renforce le son ! Si bien que les tentatives pour obtenir le meilleur accord aboutissent, au contraire, à s'en écarter davantage, donc à augmenter le renforcement parasite du signal jusqu'à ce que la lampe se mette à hurler.

À l'époque où l'on n'avait que des triodes, on remédiait à ce défaut en injectant dans la grille une tension égale et opposée à la tension parasite née de C_{GP} : c'était le « neutrodynage ». Aujourd'hui, on supprime tout simplement cette capacité parasite et, du même coup, la capacité anode-cathode, à l'aide d'un écran électrostatique placé entre la grille et l'anode.

L'écran anticapacitif.

Considérons (fig. 16, 1) un oscillateur O relié d'une part à l'armature A d'un condensateur, d'autre part à l'armature B par l'intermédiaire d'une impédance de charge Z. Le courant qui passera fera naître aux bornes de Z une tension alternative qui se manifestera entre A et B.

Insérons maintenant (fig. 16, 2) un écran coupant toute les lignes de force entre A et B, et relions-le à la masse, comme indiqué. Le courant passera maintenant par E et non plus par A et Z, donc aucune tension n'apparaîtra entre A et B, dont la capacité se trouve annulée. Toutefois,

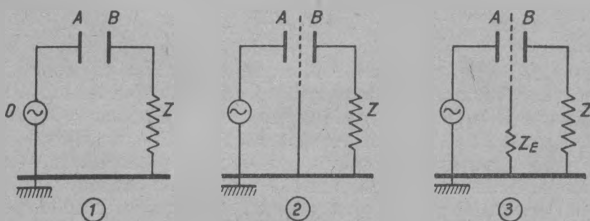


Fig. 16.

si l'écran était réuni à la masse par une impédance Z_E , il naîtrait une tension à ses bornes, donc entre E et B (circuit E — Z_E — Z — B) et entre A et E : la capacité AB ne serait pas entièrement annulée.

Pour annuler la capacité grille-anode de la lampe, nous interposerons donc, entre ces deux électrodes, un fin tissu métallique qui coupera toutes les lignes de force, tout en laissant passer les électrons, et nous le relierons à la masse, à l'aide d'une connexion présentant le moins d'impédance possible, à la fréquence, considérée par exemple à l'aide d'un condensateur de bonne capacité.

Ainsi, nous aurons atteint notre double but : la capacité cathode-anode sera réduite, donc le rôle de la plaque en comparaison de la grille, donc le K s'en trouvera accru ; et la capacité grille-anode sera réduite également, donc les accrochages d'oscillations parasites qui faisaient le désespoir des anciens amateurs.

Une seule ombre à ce tableau : en même temps qu'on accroît K,

on accroît la force contre-électromotrice, et la lampe ne se réveille qu'avec 1.500 volts-plaque. Sa marche normale exigerait 1.800 volts. On remédie à ceci en faisant jouer à l'écran, en même temps que son rôle anticapacitif, celui d'électrode accélératrice. Comme, après tout, l'écran possède un certain K (puisque'il est moins éloigné de la cathode que la plaque), nous pourrions, en lui appliquant + 50 ou + 100 volts, obtenir l'effet d'une avance de 800 à 1.600 volts-plaque, et nous nous trouvons en marche normale, sauf que l'écran, étant positif, absorbera une partie des électrons, donc du courant émis par la cathode. Il y aura un courant plaque et un courant écran. En pratique même, on travaille avec un excès de tension écran, si bien que la force contre-électromotrice est négative, et les ~~courants sont convexes à leur naissance au lieu d'être concaves~~, reproduisant l'effet dynatron étudié plus haut (fig. 17). Dans l'association de la plaque et de l'écran pour aspirer les électrons, c'est l'écran qui travaille

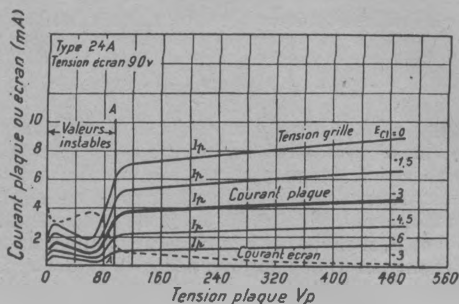


Fig. 17.

le plus, car les 150 volts qu'on lui met comptent (vu son K) pour 2.000 ou 3.000, ce qui est énorme en comparaison des 250 qu'on met à la plaque.

Néanmoins, la grille ne retient pas trop les électrons; les électrons arrivent à toute vitesse et, sitôt qu'ils ont franchi les mailles de l'écran, ils sont aspirés par la plaque dont le potentiel est supérieur — exactement comme ils le seraient dans une diode dont la cathode serait représentée par les mailles de l'écran et dont le potentiel d'anode serait la différence de potentiel entre l'écran et la plaque, le courant de saturation étant celui qui résulte de l'association écran-plaque pour aspirer les électrons à travers la grille de contrôle. On voit qu'une lampe à écran peut être assimilée à une triode et une diode en tandem.

Toutes les propriétés de la lampe à écran résultent de là. Dès que la tension atteint 30 ou 40 volts, le courant plaque atteint son maximum et il y a pseudo-saturation, car l'écran fait presque tout le travail d'aspiration des électrons. Nous disons pseudo-saturation, car, si nous élevons encore la tension anodique, il y a un léger accroissement du courant plaque.

L'inclinaison des caractéristiques est fixée par la résistance interne de la lampe, qui est énorme : elle atteint 500.000 ohms, et même trois fois plus pour certains types, elle augmente avec la polarisation négative de grille, comme on peut le voir sur la figure 17. En passant, comparez la courbe du courant plaque pour - 3 V grille, en trait plein, avec celle du courant écran pour la même polarisation, en pointillé : elles sont symétriques, et la somme des deux courants est constante.

La pente S et le coefficient d'amplification K dépendent de la tension d'écran : S est maximum pour une tension d'écran voisine de $V_p/2$, et

K diminue quand la tension d'écran augmente. Mais il ne faut pas s'y méprendre : c'est S, et non K, qui est le facteur important, car c'est l'intensité des variations du courant anodique qui fait naître dans une impédance la chute de tension utilisable (1). Par conséquent, il faut régler la lampe pour obtenir la pente maximum.

Enfin, tandis que dans la triode le prolongement de la zone rectiligne au delà du coude initial coupe l'axe des V_p en un point positif qui représente la force contre-électromotrice E (fig. 18 a), dans la lampe à écran le prolongement tomberait fort à gauche (fig. 18 b), ce qui indique bien

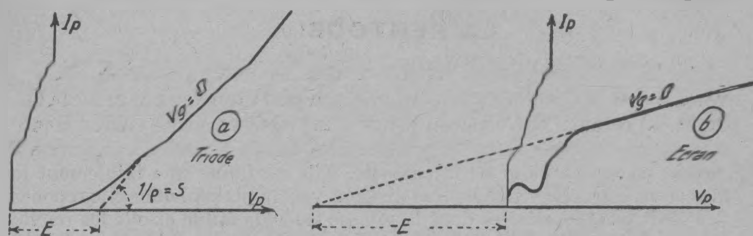


Fig 18. L'écran contre-balance la force contre-électromotrice — E.

que le potentiel positif donné à l'écran a plus que compensé la force contre-électromotrice de la lampe.

Tout serait donc bien sans un petit ennui : en pratique, dès que V_p dépasse une quarantaine de volts, les électrons qui percutent la plaque lui arrachent des électrons secondaires, dont une partie est attirée par l'écran, plus positif que la plaque, si bien que, lorsque V_p croît, les électrons issus de la cathode percutent plus vigoureusement et arrachent davantage d'électrons secondaires, la plaque reçoit moins d'électrons qu'elle n'en cède à l'écran, et le courant plaque diminue : nous retrouvons l'effet dynatron étudié plus haut. Il faut attendre que V_p soit nettement supérieur à la tension d'écran pour que la plaque reçoive réellement la part d'électrons à laquelle elle a droit : à ce moment, la plaque rappelle tous ses électrons secondaires, et le courant anodique reprend sa valeur théorique (fig. 19).

Ainsi, la lampe à écran est pratiquement inutilisable si V_p est plus

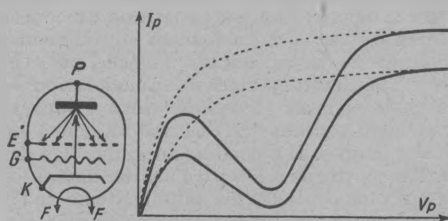


Fig. 19. — L'accident du courant secondaire et caractéristiques déformées par les courants secondaires inverses.

En pointillé : les courbes théoriques en l'absence de l'effet dynatron.

petit que V_s . Dans cette zone, tout accroissement de V_p fait baisser I_p , et vice versa, ce qui donne une caractéristique plongeante et une résis-

(1) Dans la formule du gain : $A = KR/(R + \rho)$, faisons R extérieur négligeable devant ρ intérieur, nous aurons approximativement $A = KR/\rho$. Mais $K/\rho = S$, donc $A = RS$. L'amplification donnée par une lampe à forte résistance interne et peu chargée est sensiblement égale au produit de la pente par la charge anodique.

tance interne négative. Si un signal un peu puissant fait baisser momentanément V_p aux environs de V_d , une distorsion inacceptable se produit. Par exemple, avec $V_p = 240$ volts et $V_d = 90$ volts (fig. 17), la variation de la tension anodique ne doit pas dépasser une centaine de volts de pointe (de 240 à 120 V) si l'on veut éviter une sévère distorsion.

C'est pourquoi on n'emploie plus guère les lampes à écran « au naturel » que dans le but très spécial d'exploiter son ρ négatif pour entretenir des oscillations dans un circuit (oscillateur dynatron utilisé dans les laboratoires, par exemple).

LA PENTODE

Afin de supprimer l'effet dynatron dans les lampes à écran, on a pensé à barrer le chemin aux électrons secondaires qui veulent aller de la plaque à l'écran. Pour cela, on a mis une troisième grille entre l'écran et la plaque, et cette nouvelle grille à tissu lâche est portée à un potentiel voisin ou égal à celui de la cathode. Elle ne freine que faiblement les électrons à grande vitesse qui se dirigent vers la plaque, mais elle repousse les électrons secondaires dont la vitesse est plus faible et elle les renvoie à l'anode. Cette troisième grille, qu'on appelle pour cette raison « grille d'arrêt » ou encore « supprimeuse » de l'effet dynatron, travaille exactement comme le gendarme qui laisse passer les bons citoyens, mais refoule impitoyablement les indésirables... ou plutôt ceux qui sont trop faibles pour forcer le passage. Elle joue encore un autre rôle : par sa présence, elle diminue la capacité résiduelle entre la grille de commande et la plaque.

L'association de la grille-écran et de la grille d'arrêt équivaut, somme toute, à une grille-écran dont une face serait positive et l'autre négative, réalisant un système aspirant d'un côté et foulant de l'autre. En fait, on voit sur les courbes caractéristiques la dépression du début disparaître et l'aspect théorique apparaître réellement.

Comme la grille d'arrêt réduit encore l'influence de la plaque dans la constitution du courant total, la pentode a une résistance interne encore plus élevée que la lampe à écran dont elle dérive, et par conséquent son coefficient d'amplification est plus élevé à pente égale.

La pentode présente desérieux avantages sur la lampe à écran, qu'elle a supplantée presque complètement : la plaque peut osciller plus largement sans risquer la déformation par apparition du courant secondaire ; la plaque et l'écran peuvent éventuellement être alimentés par la même

circuit d'entrée qu'elle shunte, permet une amélioration de la sélectivité.

Ajoutons que le courant secondaire dû à l'impact des électrons rapides est un accident courant que l'on doit vaincre à chaque pas dans la construction des lampes. Il a conduit au graphitage des électrodes et même du verre. Par contre, on a fini par l'utiliser dans les multiplicateurs d'électrons (1), qui sont peut-être les amplificateurs de l'avenir.

La pentode présente une intéressante propriété : son courant anodique I_p est pratiquement indépendant de la tension anodique V_p et ne dépend que de la tension d'écran V et de la tension de grille V_g .

Quant au courant cathodique total I_k , il est donné par la relation :

$$I_k = I_p + I_d + \frac{I_g}{K_d} \\ = C \left(V_g + \frac{V_d}{K_d} \right)^{3/2}$$

(1) Voir *Memento Tungstam*, t. III.

dans laquelle C est une constante déterminée par les dimensions du tube et K_e le coefficient d'amplification rapporté à l'écran, soit :

$$K_e = - \frac{d V_e}{d V_g},$$

c'est-à-dire « combien de fois un volt-écran est plus influent qu'un volt-plaque ».

LES TÉTRODES A GRILLE VIRTUELLE

La pentode est-elle parfaite ? Pas encore. Elle a sans doute vaincu l'effet dynatron, on peut exploiter toute sa courbe, même si la tension instantanée d'anode descend jusqu'à une cinquantaine de volts. Mais les caractéristiques de la pentode ne sont pas encore rectilignes, surtout vers le début, et nous verrons plus loin, au chapitre des courbes, que courbure équivalent à distorsion.

Cette courbure est évidemment le signe que le flot d'électrons qui atteint la plaque n'est pas proportionnel à la tension anodique : quand on diminue de plus en plus V_p , une partie des électrons restent en chemin, retenus par l'écran. Le coupable, c'est la grille d'arrêt qui freine inégalement les électrons suivant qu'ils passent plus ou moins près de ses barreaux, si bien qu'aux faibles V_p certains électrons qui ont trop frôlé la grille d'arrêt ne sont plus assez attirés par la plaque pour l'atteindre, tandis que ceux qui ont passé juste entre ses mailles ont conservé une

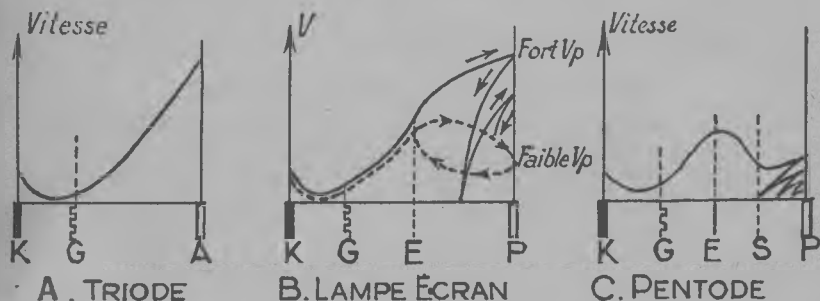


Fig. 20. — Vitesse des électrons dans les lampes.
(Effets des grilles statiques et des grilles de contrôle.)

vitesse suffisante. Le même phénomène se produit également au passage de l'écran : ceux des électrons qui frôlent trop les mailles ne vont pas plus loin quand la plaque n'est pas très positive.

Pour remédier à ceci, on a donc été conduit, d'abord, à supprimer la grille d'arrêt, et ensuite à réduire l'action perturbatrice des mailles de l'écran. On y est arrivé en combinant plusieurs perfectionnements.

D'abord, on a mis les barreaux de la grille-écran exactement en face de ceux de la grille de contrôle : ainsi, les électrons qui franchissent les mailles de cette dernière ne viendront pas trébucher contre les barreaux de l'écran, ce qui diminue le courant d'écran.

Ensuite, la cathode de forme méplate a été munie de plaques de concentration qui limitent le jet d'électrons à deux faisceaux partant des parties plates, seules recouvertes d'oxydes. Comme les piliers de support des grilles sont protégés par ces plaques de concentration, on élimine

ainsi de nouvelles perturbations dans cette zone. Enfin, les distances entre électrodes sont réglées de telle façon qu'un certain pourcentage d'électrons parmi les plus lents qui ont traversé l'écran sont suffisamment ralentis pour se condenser en un « nuage d'électrons » entre plaque et écran, formant une barrière négative qui repousse les électrons secondaires émis par la plaque, exactement comme le ferait la grille d'arrêt d'une pentode (fig. 21). La plaque est profilée de telle façon que son champ d'attraction ne s'exerce qu'en face des plats de la cathode.

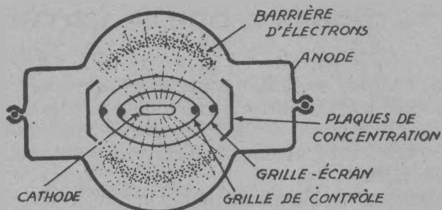


Fig. 21. — Coupe des électrodes d'une lampe à concentration électronique (6 L 6).

Ces tétrodes, dites « à concentration électronique », ou « à distance critique », ou « à barrière d'électrons », ou encore « à charge d'espace », sont caractérisées par une faible distorsion, un faible courant d'écran et un haut rendement. Leurs caractéristiques I_p/V_p sont remarquablement rectilignes, même aux faibles tensions anodiques, ce qui augmente encore l'amplitude des signaux qui peuvent être admis sans distorsion.

La 6 L 6 est le type le plus représentatif de ces tétrodes de puissance.

LES PENTODES A PENTE VARIABLE

Il est souvent intéressant de disposer d'une lampe dont on puisse faire varier le gain, par exemple pour contrôler à volonté la puissance du signal HF ou MF sans réduire la sélectivité des circuits accordés ou pour compenser les effets de fading par une amplification variable en sens inverse du signal venu de l'antenne.

Par exemple, quand le signal est très faible, on désire qu'il soit très amplifié, ce qui exige une lampe à forte pente. Par contre, si le signal devient plus fort, on demande une pente moins élevée. Voyons ceci de plus près.

Quand le signal est faible, il oscille peu la grille : la lampe n'a donc pas besoin d'admettre de grandes amplitudes à sa grille, ce qu'on exprime en disant qu'elle peut avoir un faible « recul de grille ». Par contre, on lui demande une forte amplification. Par exemple, l'oscillation de grille ne dépassera pas 2 volts, mais le courant plaque devra varier de 6 milliampères, et la pente sera par conséquent de 3 millis par volt. Une telle lampe aura une grille très influente, donc à pas serré, qui pourra être polarisée à — 5 volts, ce qui sera largement suffisant pour admettre 2 à 3 volts oscillants.

Au contraire, avec un signal puissant, la grille doit avoir un recul de grille important pour accepter de fortes oscillations, mais nous demandons une faible amplification pour maintenir constant le niveau sonore. Par conséquent, pour une oscillation de grille atteignant 20 volts, nous désirons que le courant plaque ne varie pas de plus de 1 milliampère, soit une pente de 0,05 milli par volt seulement. Une telle lampe aura une grille peu influente, donc à pas lâche, et elle recevra une forte polarisation pour pouvoir admettre beaucoup de volts oscillants.

Nous pouvons réunir ces deux lampes en une seule, en donnant à sa grille deux pas différents. Elle sera donc serrée sur la moitié de sa longueur et lâche sur l'autre moitié. Quand la polarisation sera grande, seule la grille à pas lâche sera active, car l'autre se trouvera bloquée puisqu'elle n'admet que -5 volts au maximum : l'amplification sera faible pour des signaux qui pourront être forts. Quand la polarisation sera faible, la grille serrée entrera en action et amplifiera fortement les faibles signaux.

Mais ce que nous désirons, c'est une lampe dont la caractéristique présente une « assiette anglaise » de pentes variées, depuis $S = 3$ jusqu'à $S = 0,02$ par exemple, de façon qu'on trouve de longues portions à faible pente et de courtes portions à forte pente, avec toutes les valeurs intermédiaires si possible.

En étudiant algébriquement la question, on voit que cela conduit à une caractéristique en forme de courbe exponentielle.

On réalise une telle lampe en remplaçant la grille régulière d'une pentode par une grille dont le pas va s'élargissant depuis le milieu jusqu'aux deux bouts, ou vice versa (fig. 22). La figure 23 représente la

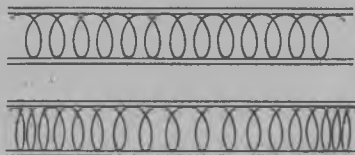


Fig. 22. — Grille d'une lampe à pente fixe et grille d'une lampe à pente variable.

caractéristique I_p/V_g d'une lampe à pente variable : on voit qu'en oscillant la grille de 0 à 2,5 volts le courant anodique varie de 12 à 6 milliampères, soit une variation de 6 milliampères et une pente moyenne de

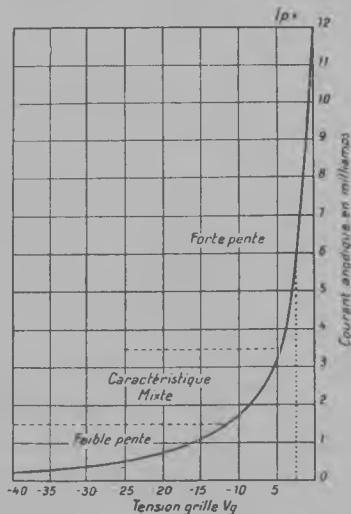


Fig. 23. — Caractéristique d'une lampe à pente variable.

2,4 milliampères-volt. Si la grille, plus fortement polarisée, oscille maintenant de -20 à -40 volts (polarisation = 30 volts), le courant anodique passe de 0,8 à 0,2 milliampère, soit une variation de 0,6 milliampère seulement et une pente moyenne de 0,03 milliampère-volt.

Les lampes à pente variable permettent, par conséquent, de contrôler très progressivement et dans de larges limites le gain d'un étage, simplement en faisant varier la polarisation. Comme la caractéristique est très longue, sa courbure est peu accusée dans la zone de fonctionnement correspondant à chaque réglage, et elle introduit peu de distorsion d'amplitude.

LES LAMPES A PLUSIEURS CONTROLES

L'étude des lampes précédentes nous a montré l'existence de deux classes de grilles : les *grilles de contrôle*, forcément négatives pour ne pas consommer d'électrons et par suite exiger de la puissance des circuits qui les commandent, et les *grilles statiques*, en général positives (mais parfois négatives comme la grille d'arrêt de la pentode), qui agissent sur l'accélération des électrons et la répartition des lignes de force.

Il est permis de concevoir plusieurs grilles de contrôle et plusieurs électrodes statiques alternées : les premières ont nécessairement une action freinante, vu leur potentiel négatif, et les secondes sont destinées à rétablir les champs moyens sur la cathode.

On conçoit que les électrons, au lieu d'avoir, comme dans la diode, un mouvement uniformément accéléré de la cathode vers l'anode, auront des régions à grande vitesse au droit des électrodes accélératrices, et d'autres où elles subissent des ralentissements au droit des électrodes négatives ou neutres.

On peut en outre disposer des électrodes blindantes à potentiel fixe entre deux électrodes de contrôle, afin de réduire les capacités parasites formant couplage entre les divers circuits d'entrée et de sortie. Enfin, selon leur position et leur forme, les diverses grilles de contrôle auront des coefficients d'amplification ou des pentes différents.

En fait, il n'y a guère que l'hexode qui soit en propre une lampe à double contrôle. Elle sert soit de lampe antifading, soit d'expansieuse, ou duo-channel, ou antiparasite, l'une des grilles ayant pour but de régler automatiquement le K ou le S de l'ensemble, ou plus exactement de la grille de commande. C'est la même propriété qu'on exploite, mais dans un but différent, quand on envoie deux signaux de fréquence différente dans les deux grilles de contrôle. On réalise ainsi une intermodulation par multiplication des deux signaux (par exemple, le signal venu de l'antenne et un signal de fréquence voisine produit par un oscillateur local), avec comme résultat l'apparition de l'oscillation MF dans le circuit de plaque. Pour comprendre comment se fait cette multiplication, il suffit de se rappeler (voir note, page 41) que le gain d'une lampe à grande résistance interne est pratiquement égal au produit de la pente par la résistance dynamique de charge ($A = RS$).

Donc, le signal E appliqué à la grille deviendra $E \times RS$ dans la plaque. Comme R est fixé, il suffit de faire varier la pente au rythme de l'oscillation locale, en injectant celle-ci dans l'autre grille de contrôle, pour que les oscillations dans la plaque soient proportionnelles au produit du signal et de l'oscillation locale.

Parmi les utilisations possibles des électrodes, la première et la troisième grille peuvent être des grilles de commande, alors que la seconde et la quatrième, réunies ensemble, jouent le rôle d'écran. Ou, encore, la première grille sera celle de commande habituelle, la seconde sera grille

de commande auxiliaire, la troisième sera l'écran accélérateur, et la quatrième sera grille d'arrêt.

L'heptode n'est, au fond, qu'une hexode modulatrice à laquelle on a ajouté une petite électrode supplémentaire jouant le rôle de plaque, de

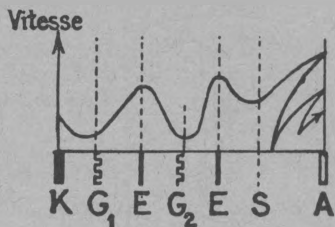


Fig. 24. — Comment varie la vitesse des électrons dans une hexode.

façon à rendre auto-oscillante la première des grilles de contrôle. Quant à l'octode, c'est une heptode que l'on a dotée d'une grille d'arrêt entre la cinquième grille et la plaque. En somme, ces deux dernières lampes sont le fruit de l'anastomose d'une hexode et d'une triode, qui auraient en commun la grille n° 1. Sur le flot électronique, un dixième à peu près va vers la petite électrode qui joue le rôle d'anode de la triode, et le reste va à l'hexode.

LES LAMPES MULTIPLES

La *double diode-triode* est l'association dans une même ampoule d'une diode détectrice simple ou double et d'une triode, le tout alimenté par une cathode commune. Toutefois, l'existence de cette cathode commune enlève un peu d'indépendance à chaque lampe et réduit la liberté dans la détermination des schémas. C'est ce qui nous fait dire : une lampe multiple n'est pas supérieure aux lampes élémentaires qui la composent.

La *double diode-pentode* se comprend dans le cas de forts signaux détectés, qui peuvent se passer de préamplification avant l'étage de sortie.

Les *lampes jumelles pour push-pull* ne demandent aucune explication.

Quant à la *triode-hexode*, c'est l'association franche d'une triode et d'une hexode à double contrôle, avec une cathode commune. La triode excite la grille de contrôle hexode la plus éloignée de la cathode, tandis que la grille la plus proche de cette même cathode, plus sensible, reçoit le signal HF provenant de l'antenne ou de l'ampli HF.

Enfin, l'*œil magique*, qui sert à indiquer l'accord, est aussi une lampe multiple, formée d'un tube à rayons cathodiques rudimentaire et d'une triode, la cathode étant commune aux deux éléments. On sait que si des électrons rapides bombardent un écran recouvert d'un enduit fluorescent, la willemite par exemple, celui-ci devient lumineux dans la plage bombardée. On dispose donc une cathode à faible distance d'une cible fluorescente portée à un potentiel positif. Si nous interposons une électrode moins positive entre la cathode et la cible, son champ électrostatique écartera les électrons comme le ferait un obstacle et portera sur la cible une ombre d'autant plus large que son potentiel sera plus faible.

Ces variations de potentiel sont imposées par la triode, dont la plaque est chargée par une résistance. Quand la grille devient moins

négligeable sous la commande d'une diode détectrice, le courant plaque augmente, la chute de tension le long de la résistance aussi, et la plaque est portée à un potentiel moins élevé : il suffit de réunir la plaque de la triode à l'électrode de déviation pour voir l'ombre augmenter de largeur. Le contraire aura lieu quand la grille de contrôle sera plus négative.

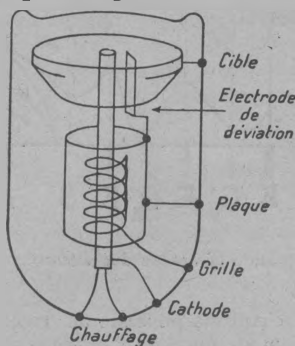


Fig. 25. — Constitution d'un œil magique.

L'œil magique, n'absorbant aucun courant pour sa commande, ne peut dérégler les circuits dont il indique la tension.

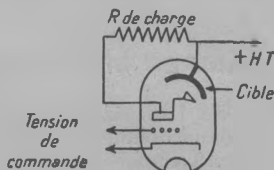


Fig. 26. — Montage de l'œil.

Lampes gazeuses.

Il peut arriver que certains tubes contiennent des traces de gaz provenant d'un vidage imparfait, de la surchauffe des électrodes qui libèrent les gaz occlus ou d'une rentrée d'air par une fêlure ou une mauvaise soudure verre-métal. L'allure des caractéristiques s'en trouve fortement modifiée.

On sait que la collision des électrons rapides et des molécules de gaz libère des ions chargés positivement, d'autant plus lourds que le poids moléculaire du gaz l'est lui-même. Ces ions lourds se dirigent vers les électrodes négatives, et nous avons déjà vu qu'ils bombardent énergiquement la cathode dès que la tension anodique est un peu élevée (1).

(1) La vitesse v d'un électron passant entre deux points dont la différence de potentiel est E volts est donnée par :

$$v = \sqrt{\frac{Ee}{150m}}, \quad e \text{ étant la charge de l'électron et } m \text{ sa masse.}$$

Par exemple, pour 300 volts, la vitesse sera de 10.300 kilomètres par seconde; pour 500 volts, 13.300 kilomètres par seconde; pour 1.000 volts, 18.800 kilomètres par seconde, etc. A charge égale, un ion lourd aura une vitesse moindre (par exemple, six cents fois moindre pour l'ion de mercure), parce que sa masse m est plus grande.

Mais, comme l'énergie cinétique emmagasinée par un ion est $mV^2/2$, il peut produire des effets destructeurs importants sur les cathodes, car cette énergie libérée par le choc se transforme intégralement en chaleur.

Comme les ions positifs sont beaucoup plus lents que les électrons, chaque ion qui s'approche de la cathode croise beaucoup d'électrons avant d'atterrir, ce qui équivaut à introduire une charge positive considérable dans la charge d'espace négative, qui se trouve neutralisée en partie.

Lorsque les ions positifs s'approchent de la grille, ils neutralisent aussi son potentiel négatif, donc le courant plaque augmente, de même que l'ionisation, et la grille perd son contrôle. En outre, les ions positifs qui tombent sur la grille négative font naître un courant dans le circuit de grille qui dissipe de l'énergie et amortit considérablement le circuit d'entrée. Ce courant grille est évidemment proportionnel au courant électronique total et à la pression du gaz dans le tube, il constitue donc un test de la qualité du vide.

Les lampes gazeuses sont dites « molles ». Quand la quantité de gaz dépasse la valeur de simples traces, l'ionisation est intense, et l'on voit une lueur orangée ou violacée dans l'ampoule, qui s'échauffe beaucoup.

LES VALVES ET TRIODES A GAZ

Quand on a besoin d'un courant redressé un peu important, la valve à vapeur de mercure est intéressante, car sa résistance interne est beaucoup plus faible, d'où moindre chute de tension, qui ne varie guère avec la charge, et meilleur rendement.

Une valve à vapeur de mercure est tout simplement une valve à vide dans laquelle se trouvent quelques gouttes de mercure qui se vaporisent partiellement à chaud. L'anode est noircie et développée pour se refroidir suffisamment. La cathode émet des électrons qui se repoussent et forment un nuage ou charge d'espace autour d'elle. Quand on applique la tension positive à l'anode, les électrons se précipitent et bousculent les atomes de mercure, en leur arrachant des électrons secondaires lorsque leur énergie cinétique dépasse l'énergie d'ionisation de la vapeur de mercure. Ces électrons secondaires sont à leur tour attirés par l'anode, ils bousculent d'autres atomes en leur arrachant de nouveaux électrons, et ainsi de suite. On comprend que la troupe grossit rapidement, un seul électron faisant plusieurs petits.

Mais les atomes de mercure qui ont perdu un électron sont maintenant des « ions » électrisés positivement. Ils se jettent donc sur la cathode... Mais chaque ion positif qui rencontre un électron de la charge d'espace le neutralise, en redevenant un atome non ionisé, tandis que la charge d'espace diminue et ne s'oppose plus au départ des électrons. C'est ce qui explique l'ampleur considérable du phénomène et la densité du courant redressé.

L'allure du courant redressé (fig. 27) est très différente de celle pro.

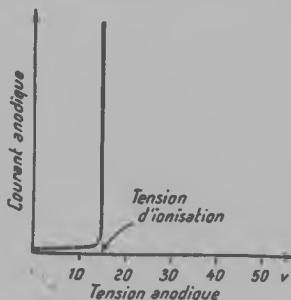


Fig. 27. — Courbe d'une valve à gaz ou à vapeur. La résistance interne s'annule, la chute de tension interne est constante.

venant d'une valve à vide. Quand on augmente progressivement la tension plaque, le courant d'abord très faible se déclenche brusquement lorsque la tension d'ionisation est atteinte. A ce moment, l'intensité croît sans autre limite que celle imposée par la résistance d'utilisation, la chute de tension interne ne dépassant jamais 15 volts dans les valves à vapeur de mercure, quel que soit le débit.

Dans certains tubes, le mercure est remplacé par un gaz rare, tel que l'argon. Le fonctionnement est sensiblement le même.

On peut aussi disposer une grille sur le trajet des électrons, pour obtenir une triode à gaz, le THYRATRON. Quand la grille est négative, elle s'oppose au passage des électrons, donc il ne se passe rien jusqu'à ce que la tension anodique soit suffisante pour forcer la barrière. Alors, la décharge s'amorce, le gaz ou la vapeur de mercure s'ionise, et le courant passe comme si la grille n'existait plus, quelle que soit sa tension. Pour qu'elle redevienne apte à contrôler de nouveau le tube, il faut que la tension anodique tombe au-dessous de celle où s'annule l'ionisation. Que s'est-il donc passé pour que la grille soit frappée d'impuissance ? Ceci : la grille, par son champ négatif, arrête le flot d'électrons tant que la tension de l'anode n'est pas capable d'ioniser le gaz ; mais, dès que cette tension est atteinte, les ions *positifs*, attirés par la grille *négative*, lui forment une gaine positive qui annule son champ retardateur.

A chaque tension anodique correspond une polarisation négative minimum qui bloque le thyatron. Ses applications sont variées. On s'en sert en radio pour produire des oscillations dites « de relaxation » à front raide, utilisées en télévision, en radar et dans les oscilloscopes. Dans l'industrie, ils servent à transformer le courant alternatif en continu, et vice versa, à fréquence réglable.

Le choix du gaz de remplissage n'est pas sans importance. Aux basses fréquences, et pour de forts débits, les thyatrons industriels utilisent généralement la vapeur de mercure, qui ne convient plus dès que la fréquence s'élève quelque peu, car ses ions sont lourds et peu mobiles, ce qui ralentit la désionisation, donc la cessation de la décharge. On s'adresse alors à un gaz dont les ions sont plus mobiles, tel que l'argon, qui permet de réaliser des thyatrons convenant pour les oscillateurs de relaxation jusqu'à 40 kilohertz (ou kilocycles par seconde).

Si l'on veut produire des ondes à front raide à fréquence encore plus grande, il faut s'adresser à un gaz qui se désionise presque instantanément, donc à ions légers et mobiles. L'hélium est intéressant, car le parcours moyen de ses atomes est important, ce qui autorise de hautes tensions anodiques en permettant d'éloigner les électrodes les unes des autres. On atteint avec l'hélium la fréquence de 150 à 200 kilohertz, mais le bombardement ionique malmène assez rudement la cathode dès que la tension anodique est élevée. On remplit plutôt à l'hydrogène les thyatrons à haute fréquence, haute tension et fort débit utilisés en radar et pour les applications industrielles telles que le chauffage à haute fréquence et les commandes de servo-mécanismes.

LAMPES A TRÈS HAUTE FRÉQUENCE

La guerre a fait réaliser des progrès considérables à la technique des ondes ultra-courtes, en particulier pour les appareils de radio-repérage connus sous le nom général de RADAR, dont on connaît le principe général : de très brefs éclats d'énergie oscillante à front raide sont expédiés en un étroit faisceau vers l'obstacle à repérer, qui en retourne une faible partie à l'expéditeur, sous forme d'écho ; la durée du voyage aller et retour mesure la distance, puisque l'énergie oscillante parcourt

300.000 kilomètres à la seconde. Le pourcentage d'énergie qui revient à son point de départ diminue comme la *quatrième puissance* de la distance, — par conséquent le repérage à longue distance exige des puissances d'émission considérables, alors que la technique des impulsions et la nécessité de réduire l'encombrement des appareils et des antennes exigent l'emploi de fréquences de plus en plus élevées. Ces conditions en apparence contradictoires ont été magistralement remplies par les nouveaux tubes (qui ressemblent de moins en moins à des lampes, soit dit en passant !).

Nous indiquerons rapidement le principe des réalisations les plus marquantes de la série.

LE MAGNÉTRON A CAVITÉS

Le magnétron élémentaire est une double diode dont les deux plaques semi-cylindriques entourent une cathode rectiligne (fig. 28). Un aimant dont le champ est dirigé suivant l'axe de la diode oblige les électrons,

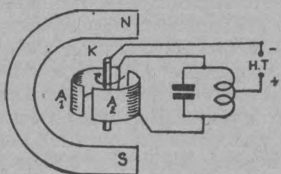


Fig. 28. — Principe du magnétron.

Les électrons sont déviés vers leur droite quand ils reçoivent le flux nord-sud d'en haut.

expulsés radialement de la cathode, à tourner autour d'elle : en effet, un électron en mouvement est assimilable à un courant, et il est dévié, suivant la règle du bonhomme d'Ampère, perpendiculairement à sa direction et à celle du champ magnétique.

Le trajet des électrons vaut la peine qu'on s'y arrête. D'abord, ils partent à vitesse nulle de la cathode et sont soumis à une force qui les accélère, cette force étant proportionnelle à la chute de tension dans le champ électrique traversé. Or cette chute de tension se produit surtout au voisinage de la cathode filiforme, où le champ est intense, alors qu'elle est presque nulle au voisinage des plaques beaucoup plus développées : donc, les électrons ont une vitesse presque constante peu après avoir quitté la cathode.

Maintenant, la force qui incurve la trajectoire est égale au produit de la charge constante de l'électron, de sa vitesse et de l'intensité constante du champ magnétique : par conséquent, les électrons tourneront en rond autour de la cathode lorsqu'ils auront une certaine vitesse critique réglable par la tension anodique. Si cette vitesse diminue, la force incurvante diminue aussi, et l'électron se rapproche des plaques suivant une spirale ; si la vitesse augmente, l'électron retourne à la cathode suivant une spirale convergente.

Ceci bien vu, relierons les deux plaques à un circuit oscillant (fig. 27) et considérons un électron qui tourne en rond comme un écureuil dans sa cage. Il a une charge négative, donc il charge positivement par influence la plaque devant laquelle il passe, en refoulant un de ses électrons dans l'autre plaque par l'intermédiaire du circuit oscillant. En passant devant l'autre plaque au demi-tour suivant, il la chargera positivement à son tour, tandis que la première recevra une charge négative égale. Par

conséquent, le circuit oscillant sera parcouru par un courant alternatif, et il se mettra à osciller si la vitesse de l'électron est convenable.

Mais, si un autre électron passe devant les fentes des plaques qui oscillent, il subira au passage une accélération ou un coup de frein, suivant la polarité instantanée des plaques (fig. 29), et nous avons vu qu'il retourne à la cathode dans le premier cas et va vers la plaque dans le second. Or

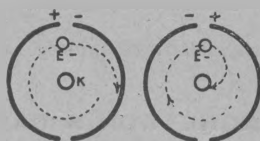


Fig. 29. — A gauche : l'électron aborde une plaque négative et ralentit.
A droite : Il aborde une plaque positive et accélère.

l'électron a une énergie cinétique, $m V^2/2$, m étant la masse et V la vitesse. Si la vitesse augmente, l'énergie emmagasinée par l'électron augmente aussi ; il faut bien qu'il prenne cette énergie quelque part : c'est donc au circuit oscillant qu'il l'empruntera, et en retombant sur la cathode il libérera cette énergie sous forme de chaleur en expulsant d'autres électrons qui entreranno dans la danse. Au contraire, quand la vitesse diminue, l'électron cède son énergie cinétique au circuit oscillant, qui oscille de plus en plus vigoureusement, à moins qu'on ne lui soutire de l'énergie oscillante par un circuit de couplage.

Les choses en étaient là quand Randall et Boot imaginèrent le magnétron à cavités. Au lieu de deux plaques, cet appareil en a huit disposées autour d'une cathode commune, mais les circuits oscillants qui les relient deux à deux sont constitués par une seule spire accordée par sa capacité répartie. Comme la fréquence d'accord est très élevée, cette spire n'a guère qu'un centimètre de diamètre. Les inventeurs ont donc imaginé de tailler dans un bloc de cuivre les plaques et leurs circuits oscillants, réduits à de simples cavités, comme le montre la figure 30 :

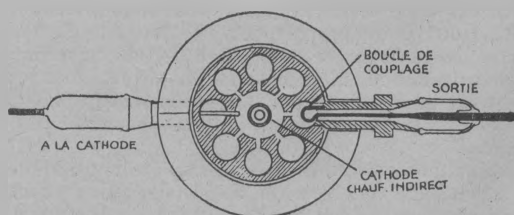


Fig. 30. — Coupe d'un magnétron.

chacun des huit trous cylindriques est un résonateur équivalant à un circuit accordé à haut facteur de surtension, et les huit lèvres centrales sont les plaques qui font face à la cathode. L'énergie oscillante est extraite à l'aide de la boucle de couplage B. Cette « anode accordée », sa boucle de couplage et la cathode sont enfermées dans une enceinte vide d'air placée entre les pôles d'un puissant aimant. Pour égaliser les potentiels oscillants des « plaques » de même polarité, on a réuni les lèvres paires entre elles, et les impaires de même, à l'aide de barres équipotentielles disposées de part et d'autre de l'anode massive. Le chauffage

de la cathode à oxydes est coupé après le démarrage, car le bombardement par les électrons renvoyés sur la cathode est largement suffisant pour la porter à la température requise.

Le magnétron à cavités est un instrument des plus remarquables : on en construit qui sont capables de donner une puissance d'impulsion de 2.500 kilowatts sur 10 centimètres de longueur d'onde, — c'est-à-dire la puissance instantanée d'une importante centrale électrique, et cela sous un volume qui ne dépasse pas celui d'une bouteille !

LES CLYSTRONS

(klystrons pour les compliqués !)

Quand la longueur d'onde descend au-dessous du mètre, le rendement des lampes normales devient déplorable, car la grille finit par consommer plus d'énergie oscillante qu'on n'en retrouve à la plaque. L'impédance d'entrée, qui devrait être de plusieurs mégohms, tombe en effet à des valeurs très basses, à cause de l'importance des capacités d'entrée et surtout du temps mis par les électrons pour aller de la grille à l'anode, qui n'est plus négligeable aux ultra-fréquences.

Prenons une triode dont la tension plaque est de 1.000 volts. Pour franchir l'espace grille-anode, soit 1 centimètre, les électrons mettront un demi-milliardième de seconde. Injectons une oscillation sinusoïdale de 30 centimètres de longueur d'onde : la grille oscillera d'une demi-période en un demi-milliardième de seconde. Par conséquent, les électrons qui quittent la grille quand celle-ci est à la tension de pointe positive arriveront à la plaque juste au moment où la grille sera devenue la plus négative, si bien que le courant plaque oscillant se trouve déphasé de 180° sur la tension grille qui lui donne naissance. On comprend immédiatement que le déphasage atteindrait la période entière, soit 360° , si l'onde était de 15 centimètres, alors qu'elle ne serait plus que de 90° (ou $\pi/2$) si l'onde avait 60 centimètres de longueur.

Ceci vu, il n'est pas besoin de mobiliser l'appareil mathématique pour comprendre que, si le temps de transit des électrons est comparable à la durée d'une période, l'espace cathode-anode n'est pas uniformément rempli d'électrons : à certains moments de la période, la densité électronique sera plus grande du côté de l'anode que de la cathode, et vice versa. Et c'est ici que les horreurs commencent, ainsi que le montre la figure 31.



Fig. 31. — Effet du temps de parcours électronique.

A. Temps de parcours négligeable, grille et plaque en phase : pas de courant grille oscillant.

B et C. En s'approchant de la grille, la charge d'espace induit dans le circuit grille un courant qui change de sens quand elle s'en éloigne.

Ces charges d'espace qui s'approchent de la grille venant de la cathode et s'en éloignent en direction de l'anode induisent dans le circuit de grille un courant de même période qui l'amortit considérablement. Tout se passe comme si l'on shuntait l'espace cathode-grille avec une résistance dont la valeur s'obtient évidemment en divisant la tension oscillante injectée par le courant induit, compte tenu de la phase, — et cet effet désastreux

est proportionnel au carré de la fréquence. Par exemple, telle lampe qui a une impédance d'entrée de 20 mégohms à 1 mégacycle par seconde n'aura plus que $20 \text{ M}\Omega / 100^2 = 2.000 \text{ ohms}$ à 100 Mc/s.

Pour utiliser quand même les lampes habituelles, il n'y a que deux solutions : ou augmenter la tension anodique pour accélérer la marche des électrons, ou réduire les dimensions des lampes pour diminuer la longueur du voyage électronique. Comme la vitesse électronique augmente proportionnellement à la racine carrée de la tension anodique, il faut quatre fois plus de volts pour doubler la vitesse, neuf fois plus pour la tripler, etc., ce qui conduit à espacer davantage les électrodes, donc à allonger le parcours des électrons, sans compter le prix, la complexité et le danger des hautes tensions. La réduction des lampes est déjà plus pratique, car la pente, le K et la résistance interne restent inchangés si l'on réduit toutes les dimensions dans les mêmes proportions. Malheureusement, une petite lampe ne peut donner qu'une petite puissance, on est vite limité dans cette voie.

En 1935, les physiciens allemands Heil et Heil eurent l'idée d'utiliser le temps de transit des électrons au lieu de le subir. Pour cela, ils se servirent du circuit oscillant d'entrée, non pour faire naître des *différences de densité* dans un flux électronique à *vitesse constante* allant de la cathode à une anode, mais pour moduler la vitesse d'un faisceau d'électrons, ce qui n'amortit guère le circuit d'entrée. Les variations de vitesse ainsi créées le long du faisceau sont transformées un peu plus loin en variations de densité capables d'induire un courant oscillant amplifié dans un circuit récepteur. Cette idée, reprise par Hahn et Metcalf, est à la base des « clystrons » imaginés par les frères Varian. Mais examinons le principe d'un peu plus près.

On voit sur la figure 32 un « canon à électrons » formé d'une cathode avec son électrode de Wehnelt, qui envoie un faisceau d'électrons dont la

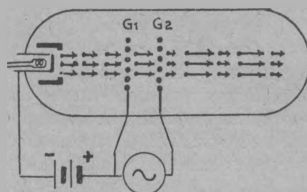


Fig. 32. — Modulation en vitesse d'un faisceau électronique.
(La longueur des flèche représente la vitesse des électrons.)

vitesse moyenne est déterminée par la polarisation *positive* de deux grilles très rapprochées G_1 et G_2 . A ce potentiel fixe, on superpose une faible tension oscillante $V \sin \omega t$ provenant du circuit oscillant de commande et appliquée entre les deux grilles. Les électrons quittent donc la cathode, abordent la grille G_1 et pénètrent dans l'espace G_1 - G_2 où règne un champ électrique oscillant qui tantôt accélère les électrons (G_2 plus positif que G_1), tantôt retarde (G_2 moins positif que G_1), ce qui fait que le faisceau quittant l'espace G_1 - G_2 est maintenant composé d'électrons successivement rapides et lents. On peut démontrer mathématiquement que les grilles ne captent pas d'électrons, que le rendement s'accroît quand on augmente la vitesse moyenne des électrons et qu'on réduit la distance G_1 - G_2 , ainsi que la tension alternative de commande.

Il est bien évident que les électrons rapides ne tardent pas à rattraper les électrons lents pour peu qu'on leur laisse faire un bout de chemin, et il se forme un chapelet composé de rassemblements d'électrons séparés par

des raréfactions : à une certaine distance de la grille G_2 , le faisceau modulé en vitesse s'est transformé en faisceau modulé en densité que nous pourrions recueillir sur une plaque, comme dans une lampe ordinaire.

Nous pouvons aussi faire passer ces charges successives entre deux nouvelles grilles réunies aux deux bouts d'un circuit accordé (fig. 33)

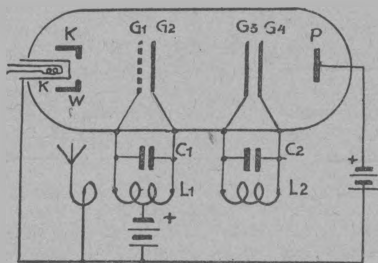


Fig. 33. — Fonctionnement d'un clystron.

Le canon C envoie les électrons reçus par l'anode P. Les grilles G_1, G_2 modulent le faisceau en vitesse, les électrons se concentrent en vagues entre G_2 et G_3 , les charges successives passant entre G_3 et G_4 font osciller le circuit C_2, L_2 .

qui se mettra à osciller, puisque chaque train d'électrons est un véritable courant qui court-circuite périodiquement les deux grilles. Nous pouvons enfin faire rebrousser chemin au faisceau modulé en vitesse, sans attendre qu'il se transforme en modulation de densité : pour cela, il suffira de lui présenter une électrode P négative (fig. 34) qui freine d'abord les élec-

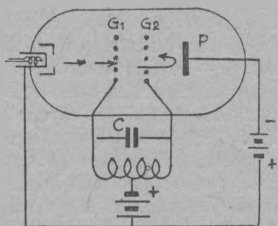


Fig. 34. — La plaque P réfléchit le faisceau en phase dans l'espace G_1-G_2 où il entretient les oscillations.

trons, puis les repousse vers les grilles G_1, G_2 . En réglant la distance $G_2 - P$ et la tension de P, on peut obtenir que les électrons arrivent dans l'espace G_1-G_2 au moment où les électrons rapides ont rattrapé les électrons lents, et la modulation en densité ainsi formée induit dans le circuit CL une oscillation en phase avec la première, ce qui entretient l'oscillation de ce circuit : l'ensemble fonctionne en auto-oscillateur.

Sur ces bases générales, on a réalisé différents types de lampes à modulation de vitesse, dont les clystrons sont les plus significatifs.

Dans ces appareils, les circuits oscillants extérieurs, formés d'une self et d'une capacité, ne sont plus utilisés. Aux ultra-fréquences, ils présentent, en effet, des défauts inacceptables : pertes par radiation, pertes par conduction à cause de leur trop faible surface conductrice,

Q insuffisant (1), incapacité à traiter des puissances importantes. On a commencé par leur substituer des résonateurs, tels que les fils de Lecher, formés de deux fils parallèles isolés et court-circuités à un bout, vibrant en quart d'onde et dont la longueur, l'espacement et la section sont déterminés par la fréquence d'accord, — ou un bout de ligne coaxiale, formée d'un conducteur placé au centre d'un tube conducteur, qui jouit des mêmes propriétés. La figure 35 montre, par exemple, comment un résona-



Fig. 35. — Le tronçon de ligne coaxiale de gauche équivaut au circuit oscillant de droite.

teur coaxial équivaut à un circuit oscillant, à cause de la self-induction des conducteurs qui est accordée par leur capacité répartie.

Mais la solution du problème se trouvait dans les résonateurs creux. On savait déjà depuis Thomson qu'une sphère creuse métallique est naturellement « accordée » sur une longueur d'onde égale à 1,4 fois son diamètre.

Cette propriété était restée sans applications, car on n'allait tout de même pas construire des postes où les circuits P. O. seraient remplacés par des boules de 250 mètres de diamètre ! Il fallut l'avènement des ondes centimétriques pour mettre le dispositif à l'honneur.

Pour bien comprendre le fonctionnement d'un résonateur creux, il faudrait étudier les composantes électrique et magnétique des ondes stationnaires qui s'y produisent, ce qui nous entraînerait un peu loin dans le domaine mathématique et n'intéresserait que quelques lecteurs. Nous nous contenterons de dire qu'une sphère creuse — comme du reste tout corps conducteur creux — oscille parce que sa self-induction répartie est accordée par sa capacité répartie, que seule sa surface interne est intéressée par les oscillations, que c'est l'espace contenu et non le métal qui est le siège des vibrations électromagnétiques, exactement comme l'espace aérien est le siège des oscillations de la radio. La surface interne qui limite l'espace oscillant est cependant le siège de courants à haute fréquence qui ne pénètrent dans le métal qu'autant qu'il est nécessaire (*skin effect*), et d'autant moins que la conductibilité est plus grande.

Or le rendement d'un circuit oscillant est gouverné par son « facteur de surtension », son « Q », comme on dit en argot de métier. Ce Q, c'est le nombre de volts de pointe qu'on peut mesurer à la résonance aux bornes de la self ou de la capacité, pour un volt oscillant qui excite le circuit. C'est aussi le rapport entre l'énergie emmagasinée pendant les oscillations et celle perdue par résistance ou radiation (2). On comprend dès lors sans calcul que le Q d'une sphère aux parois parfaitement conductrices serait infini, puisque la radiation est nulle et que les pertes par résistance

(1) Rappelons que le Q d'un circuit est son « coefficient de mérite », c'est la valeur du rapport $2\pi f L/R$, f étant la fréquence, L la self, R la résistance ohmique série du circuit.

(2) En effet, $Q = \omega L/R$ ou $1/\omega CR$ selon qu'on considère la réactance inductive ou capacitive. Comme l'énergie emmagasinée est $\omega L I^2 t$ (inductive) ou $I^2 t/\omega C$ (capacitive), tandis que celle perdue est $R I^2 t$, on peut voir que Q mesure bien le rapport des deux énergies.

le seraient aussi. Mais, en pratique, la résistivité de la surface intérieure entraîne une légère perte, et le Q d'une sphère en cuivre rouge accordée sur 10 centimètres de λ (7 centimètres de diamètre environ) descend à 50.000, — ce qui est encore énorme si on le compare au $Q = 100$ d'un bon circuit oscillant P. O. de radio.

● Nous avons maintenant en main tous les éléments pour comprendre le fonctionnement d'un clystron.

Ces lampes (mais peut-on encore appeler lampes ou même tubes de pareils engins ?) sont constituées par un canon à électrons suivi de deux paires de grilles reliées chacune à deux circuits oscillants, un peu comme nous l'avons vu à la figure 32. Mais les circuits oscillants extérieurs sont remplacés par des résonateurs creux dérivés de la sphère, placés à l'intérieur de la lampe, et traversés par le faisceau électronique, afin d'éviter toutes pertes par rayonnement, capacité ou résistance. Chaque paire de grilles fait donc partie du résonateur, ce qui supprime tout conducteur.

Mais les grilles doivent être très rapprochées, car leur intervalle doit être parcouru en une faible fraction de période. Or, pour une onde de 7 centimètres, par exemple, un résonateur sphérique a 5 centimètres de diamètre : si on met les deux grilles aux deux bouts d'un diamètre, un flux électronique même très rapide ne traversera ces 5 centimètres qu'en un temps équivalant à plusieurs périodes. Les inventeurs ont donc déformé la sphère en tore (fig. 36), dont on peut se faire une idée

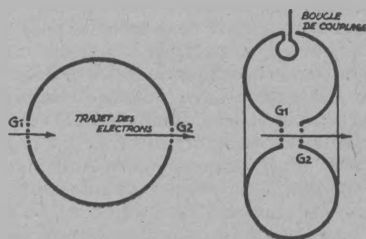


Fig. 36. — Le résonateur sphérique de gauche devient le rumbatron torique de droite.

en pinçant entre le pouce et le majeur une petite balle de caoutchouc peu gonflée, jusqu'à ce que les doigts soient près de se rejoindre : percez en grilles les empreintes des doigts, et vous avez le résonateur *rumbatron* de Varian, qui constitue à la fois l'ensemble des deux grilles et d'un circuit accordé à haut Q , entièrement blindé par lui-même. Il suffit de disposer à l'intérieur une simple boucle de fil dont un bout est relié à la surface interne du rumbatron, tandis que l'autre sort par un trou sans le toucher, pour pouvoir injecter la composante magnétique d'une oscillation extérieure, ou au contraire soutirer de l'énergie oscillante : c'est la boucle de couplage, dont l'orientation fait varier celui-ci.

La figure 37 représente un clystron oscillateur. On voit de gauche à droite la cathode émettrice d'électrons, le Wehnelt dont la tension règle l'intensité du flux, puis l'ensemble des deux rumbatrons, dont le premier module le flux *en vitesse*, tandis que le second est traversé par le flux modulé *en densité*. La conversion des modulations s'est faite dans l'intervalle qui sépare les deux rumbatrons, comme nous l'avons exposé plus haut, mais cet intervalle est constitué par un tunnel reliant les deux résonateurs, afin de soustraire le flux à toute induction extérieure.

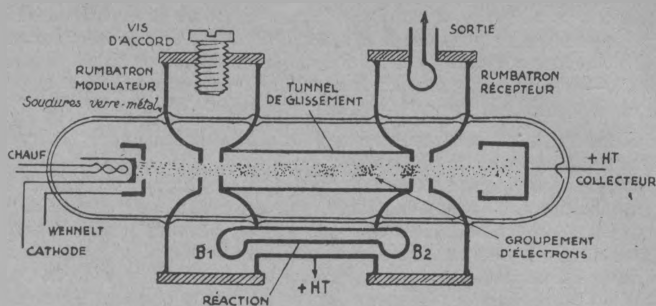


Fig. 37. — Un clystron oscillateur.

Les rumbatrons sont accordés par une vis qui règle le volume des cavités. Les grilles sont de simples trous.

Pour entretenir les oscillations, il suffit de renvoyer dans le résonateur d'entrée une partie des oscillations du résonateur de sortie, ce qui se fait le plus simplement du monde à l'aide des deux boucles de couplage B_1 et B_2 . Une boucle B_3 sert à soutirer l'énergie oscillante pour l'envoyer — à l'aide d'une ligne de transmission spéciale — aux organes d'utilisation.

Après avoir libéré dans la dernière cavité l'énergie oscillante qu'ils transportaient, les électrons sont finalement happés par le collecteur, et la chaleur produite par leur impact est évacuée par un radiateur.

Et, si maintenant nous injectons de la basse fréquence dans le circuit du Wehnelt, le flux électronique sera modulé en densité suivant cette BF. Le clystron débitera de la HF modulée en BF.

Le même clystron devient amplificateur au prix d'une bien faible modification : il suffit de supprimer la boucle de couplage B_1-B_2 et de disposer dans la cavité de gauche une boucle de couplage semblable à B_3 , qui va servir à injecter l'oscillation HF qu'il s'agit d'amplifier. La boucle B_3 servira toujours à soutirer les oscillations amplifiées.

Les clystrons peuvent comporter des commandes extérieures permettant de faire varier l'orientation des boucles de couplage, ou de déformer les rumbatrons pour modifier la période de résonance.

Il faut toutefois remarquer que le clystron oscillateur n'atteint pas la cheville du magnétron à cavités pour la génération de grandes puissances oscillantes UF, car le mince faisceau d'électrons ne peut donner que ce qu'il a, c'est-à-dire le produit des milliampères qu'il transporte par les volts qui l'accélèrent. Comme amplificateur, le clystron est certainement meilleur aux ultra-fréquences que les lampes normales, mais il souffre encore d'une certaine inefficacité dans l'échange d'énergie entre le faisceau d'électrons et les champs électriques des cavités. En effet, les électrons ne disposent que du temps fort court qu'ils mettent à traverser l'espace séparant deux grilles rapprochées ; mais ce temps d'échange est encore trop long si on le compare à la durée d'une période, car le champ a le temps de varier pendant cette traversée et de défaire en partie à la fin ce qu'il avait fait au commencement.

LES TUBES A CHAMP MOBILE

● Pour augmenter le rendement du clystron, il faudrait arriver à égaliser presque la vitesse du faisceau d'électrons et celle des oscillations électromagnétiques. Il ne peut être question, bien entendu, d'accroître

la vitesse électronique jusqu'à 300.000 kilomètres à la seconde, car cela nécessiterait une tension infinie et les électrons, pour légers qu'ils soient, deviendraient des projectiles destructeurs. On a donc pensé à réduire la vitesse de propagation des oscillations par un artifice.

A un ressort à boudin de 1 centimètre de diamètre, appliquons une oscillation HF, elle suivra sensiblement le fil à la vitesse de la lumière. A la fréquence de 1.500 Mc/s, par exemple, nous aurons un maximum et un minimum de tension tous les 20 centimètres, si bien que les lignes de force du champ électrique décriront des boucles dans un sens autour de trois spires (longueur 10 centimètres), dans l'autre sens autour des trois spires suivantes, et ainsi de suite (fig. 38). Le résultat est que l'on trouve le long de l'axe de l'hélice des endroits tels que A, C..., où le champ électrique

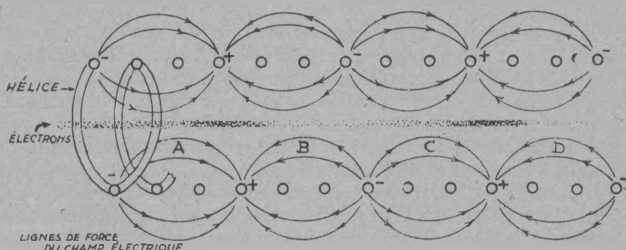


Fig. 38. — Propagation d'un champ électrique oscillant le long de l'axe d'une hélice conductrice.

est dirigé de gauche à droite, intercalés avec des endroits tels que B, D..., où il est dirigé dans l'autre sens, et l'ensemble du champ se déplace le long de l'axe, par exemple de gauche à droite, à une vitesse dépendant du pas de l'hélice, et qu'on peut rendre semblable à celle d'un faisceau d'électrons.

Maintenant, lançons le long de l'axe, également de gauche à droite, un faisceau d'électrons bien centré qui se déplacera sensiblement à la même vitesse que le champ. Comme les électrons sont négatifs, ceux qui se trouvent dans les zones A, C... vont être accélérés, tandis que ceux des zones B, D... seront retardés. Ils vont donc se grouper comme dans le tunnel du clystron, c'est-à-dire se moduler en densité, et d'autant plus efficacement qu'ils subissent continuellement l'influence du champ électrique tout le long du trajet.

Le phénomène est réversible : si un faisceau d'électrons ainsi modulé est lancé dans une hélice, il y fait naître une oscillation de haute fréquence. Par conséquent, l'onde dans l'hélice engendre la modulation dans le faisceau électronique brut, et cette modulation réengendre à son tour une nouvelle modulation du faisceau, et ainsi de suite. Le tout *presque* instantanément : c'est une sorte de « réaction en chaîne », mise à la mode par la bombe atomique.

Pendant ce temps, les électrons progressent, ainsi que le champ. Si l'hélice n'a que quelques spires, le cycle des engendremens successifs cesse bientôt, parce que le faisceau sort du champ produit par les spires. Mais, si l'hélice est longue, le nouveau champ produit par la modulation du faisceau s'ajoute à l'ancien, et ce champ renforcé module un peu plus profondément le faisceau qui avance, ce qui a pour effet de renforcer encore le champ un peu plus loin, qui à son tour module davantage en densité le faisceau qui avance, et ainsi de suite jusqu'au bout de l'hélice. Ce phénomène d'accroissement ne vous rappelle-t-il pas les intérêts composés, où le capital produit un intérêt qui se capitalise ? C'est un

accroissement exponentiel qui s'évase rapidement comme un pavillon de haut-parleur, et l'on comprend sans peine que l'oscillation donnée à l'entrée de l'hélice se trouvera amplifiée à la sortie.

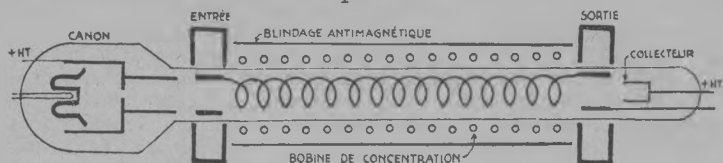


Fig. 39. — Schéma de principe du tube à champ mobile.

Bien entendu, quelque chose doit faire les frais de cette amplification : c'est l'énergie dépensée pour mettre en branle les électrons, autrement dit leur énergie cinétique. Les électrons qui abordent le champ créé par l'hélice à un endroit où ce champ devient plus positif sont accélérés, tandis que ceux qui arrivent dans le champ à tendance plus négative sont retardés. Mais on a réglé les tensions du canon à électrons pour que le flux électronique ait une vitesse un peu plus grande que la vitesse axiale du champ électrique. Il en résulte que les électrons qui entrent dans une région positive ne subissent qu'une accélération beaucoup plus passagère que le retardement qui leur est imposé dans les régions négatives, si bien que le flux électronique sort de l'hélice avec une vitesse moindre qu'à l'entrée, ayant cédé au champ une partie de son énergie cinétique.

À l'heure où ces lignes sont écrites, le tube à champ mobile n'est pas encore une production industrielle, mais il a donné des résultats concluants à l'Université de Birmingham, ainsi qu'aux Laboratoires Bell, à New-York. À l'inverse du clystron, il est capable d'amplifier une large bande de fréquence, puisqu'il ne comporte pas de circuit résonnant à Q élevé. Il se distingue par une atténuation considérable du bruit de fond. L'amplification de puissance obtenue atteint 200 sur une bande de 800 Mc/s, ce qui permettrait d'amplifier simultanément plusieurs douzaines de programmes de télévision !

LES TUBES A DISQUES SCÉLLÉS

Pour réduire le parcours électronique et les capacités dans les lampes triodes, on a pensé aussi à autre chose : le schéma théorique, c'est-à-dire une cathode, une grille et une plaque *planes* et parallèles. La cathode cylindrique n'émet que par le plan circulaire qui la termine, comme dans les tubes cathodiques, la grille circulaire se prolonge latéralement en disque, et la plaque est un autre cylindre dont le bout fait face à celui de la cathode. Ces éléments sont réunis par des anneaux cylindriques de verre qui s'étagent et donnent à l'ensemble un vague aspect de phare (fig. 40). On peut ainsi réduire avec précision l'écart des électrodes.

Remarquez que la sortie de la grille se fait latéralement par le disque annulaire qui la prolonge. Ces lampes sont en effet employées en très haute fréquence — jusqu'à 3.000 Mc/s — où s'impose la transmission par câble coaxial ou par guide d'onde (1). Les disques permettent juste-

(1) Un guide d'onde est un tuyau à section généralement rectangulaire, conducteur, où les ondes à très haute fréquence se propagent comme le son dans un tuyau acoustique. Cette propagation rappelle celle des ondes courtes entre le sol et les couches ionisées de la haute atmosphère. Remarquez qu'aux ultra-fréquences les oscillations électromagnétiques font penser aux oscillations acoustiques avec leurs tuyaux sonores (voir *Oscillateurs à cavités*), leurs résonateurs, leurs réflexions. Le guide d'onde présente sur le câble coaxial l'avantage d'une atténuation plus faible et d'une capacité de transmission beaucoup plus élevée aux ultra-fréquences.

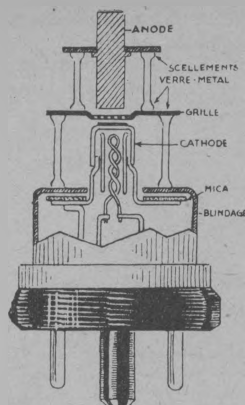


Fig. 40. — Coupe d'une lampe à disques scellés.

ment d'insérer directement la lampe dans le câble, le guide ou l'organe d'utilisation, comme le montre la figure 41.

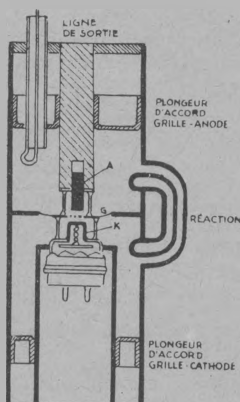


Fig. 41. — Oscillateur à cavités accordées utilisant une lampe à disques scellés (jusqu'à 3.000 Mc/s).

LA DIODE A CRISTAL

Bien qu'il ne s'agisse pas ici d'un appareil thermo-ionique, nous en dirons deux mots, car ces détecteurs tendent à remplacer les diodes habituelles à toutes les fréquences.

Nil novi sub sole !... La diode à cristal n'est autre que la fille du bon vieux détecteur à galène ! Seulement, la galène a été remplacée par une tranche d'un certain métal — silicium ou germanium — contenant certaines impuretés métalliques qui le font cristalliser en réseau. Le chercheur, très court, est un fil de tungstène ; l'ensemble est monté dans une cartouche mince comme un crayon (fig. 42) et, après ajustage du contact, les vides sont comblés avec de la cire qui stabilise le tout. Une

telle diode est capable de fournir plus de courant rectifié qu'une 6 H 6 avec ses deux plaques en parallèle.

En ondes ultra-courtes, la détection par cristal devient obligatoire, car la durée du parcours électronique est trop grande dans une diode normale. La diode à cristal a surtout été utilisée comme détectrice

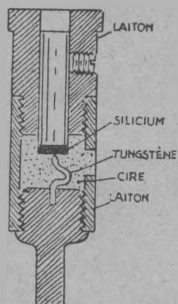


Fig. 42. — Une diode à cristal (longueur totale : 29 mm.).

d'ondes ultra-courtes, mélangeuse ou convertisseuse d'ondes U. C., et comme diode BF à très haut voltage, mais son usage se généralisera probablement avant longtemps.

Son fonctionnement, tout comme celui de la galène et du contact cuivre-oxyde de cuivre, semble basé sur une dissymétrie entre le métal

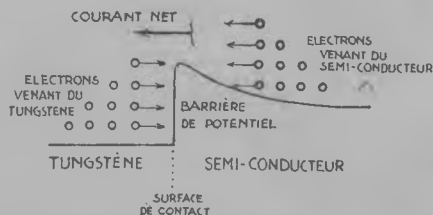


Fig. 43. — Fonctionnement de la diode à cristal.

et le semi-conducteur (germanium ou silicium impurs), qui crée une « barrière de potentiel » abrupte du côté métal, en pente plus douce du côté semi-conducteur (fig. 43), qui permet aux électrons de passer plus facilement dans le sens semi-conducteur-métal que dans l'autre sens.

L'AMPLIFICATION A LAMPES ET SES CALCULS SIMPLES

A. — L'ALIMENTATION

L'alimentation d'un récepteur sur l'alternatif comporte : le redressement, le filtrage, les tensions intermédiaires et, s'il y a lieu, la polarisation.

Redressement. — Le redressement monoplaque est, en général, réservé aux postes dits « universels » et aux sources de haute tension de télévision et d'émission. Dans le premier cas, la valve est montée soit

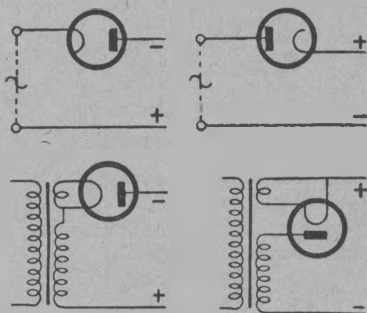


Fig. 1. — Redressements monoplaques.

sur le pôle plus, soit sur le pôle moins du courant redressé, ce qui, dans le cas d'un « tous-courants », n'est pas indifférent. Bornons-nous à signaler que, contrairement aux notions généralement reçues, le courant redressé ne passe pas dans la valve pendant toute une demi-période, suivant la figure 2, car le condensateur-réservoir qui suit la valve ne se décharge

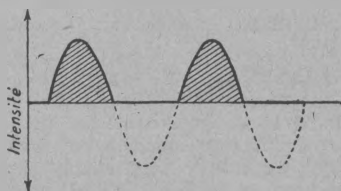


Fig. 2. — Courant redressé théorique en redressement monoplaque.

pas entièrement dans le circuit d'utilisation pendant la demi-période inactive. Par conséquent, la valve débite seulement depuis le moment où la tension redressée dépasse la tension restante aux bornes du condensateur, et jusqu'à l'inversion de la phase (fig. 3).

Le redressement biplaque est trop classique pour être détaillé ici. Remarquons seulement que son courant redressé est plus facile à filtrer, puisque le condensateur-réservoir reçoit deux fois plus de « coups de

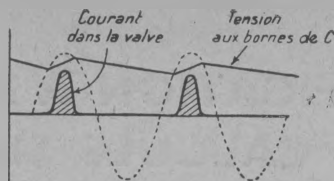


Fig. 3. — Le courant redressé réel. (Redressement monoplaque.)

pompe » qu'en redressement monoplaque. Comme les cathodes des deux valves monoplaques sont communes, on peut utiliser une valve biplaque

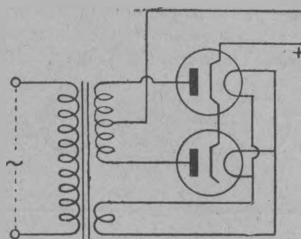


Fig. 4. — Redressement des deux alternances à deux valves monoplaques à cathode.

à une seule cathode : puisque les plaques travaillent l'une après l'autre, la cathode n'est jamais surchargée (fig. 5).

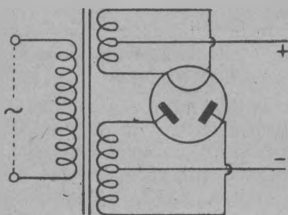


Fig. 5. — Redressement des deux alternances par valve biplaque à filament.

En examinant la figure 3, on voit qu'en réalité le courant n'est débité par la valve que pendant un court instant à chaque alternance si on désire une tension aussi peu ronflée que possible aux bornes du premier condensateur de filtrage (condensateur-réservoir). Par conséquent, la valve doit être capable de fournir momentanément un courant intense, surtout quand on ne redresse qu'une alternance, ce qui exige une émission électronique importante : c'est ce qui explique pourquoi les valves dont la cathode ou le filament sont insuffisamment chauffés meurent avant l'âge. Mieux vaut chauffer trop une valve que pas assez.

On utilise également les redresseurs métalliques, formés d'un empilage de disques de cuivre oxydés sur une face, qui laisse passer le courant dans un seul sens. Les redresseurs métalliques (cuproxyde ou oxymétal) sont ordinairement montés « en pont » (fig. 6).

Le dernier ne présente aucune difficulté de compréhension ni de réalisation : le redresseur, tel qu'il se présente dans le commerce,

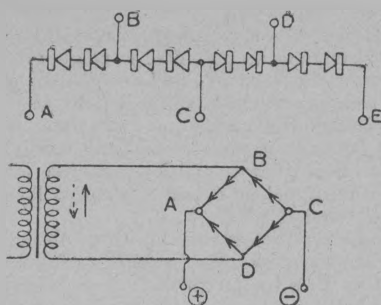


Fig. 6. — Redresseur en pont.

n'est autre qu'un empilage de rondelles dont les deux moitiés sont en opposition ; trois prises intermédiaires permettent de le décomposer électriquement en quatre section : AB, BC, CD et DE, qui sont conductrices, les deux premières d'un sens, les deux dernières de l'autre. En reliant AE, on réalise un pont comme indiqué sur la figure. La source est reliée à B et D ; l'utilisation à C et A. Quand le courant est d'un sens, il emprunte le trajet :

Source B-A, utilisation, C-D, Source.

Et, dans l'autre sens, le trajet :

Source D-E-A, utilisation, C-B, Source.

La polarité du courant aux bornes de l'utilisation est donc constante.

Le doubleur de tension a un principe un peu différent : deux redresseurs sont montés en cascade, leur sens de conduction étant le même. C'est, par exemple, un empilage de rondelles avec prise médiane ou une

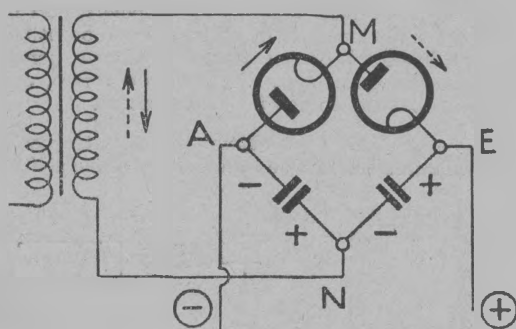


Fig. 7. — Doubleur de tension.

paire de valves monoplaques avec la cathode de l'une reliée à la plaque de l'autre. On dispose, d'autre part, deux condensateurs en cascade, de sorte qu'on a un pont fait de deux circuits : AME (redresseurs) et ANE (condensateurs). On applique le courant à redresser entre M et N et on recueille le courant continu entre A et E. Les alternances d'un sens suivent le trajet MEN et chargent le condensateur NE le plus à droite, le moins à gauche. Celles de sens inverse suivent le circuit NAM et chargent la

capa AN (plus à droite, moins à gauche). Entre A et E, on trouve donc deux condensateurs chargés au potentiel V, ce qui fait 2 V.

Une délicatesse réside dans le choix des valeurs optima de capacité. Le système joue à la façon d'une pompe à deux pistons avec réservoir élastique (cloche à air). Il s'ensuit que, pour avoir une tension qui ne s'essouffle pas, il faut des capacités d'autant plus fortes que le débit exigé est plus fort. Et, inversement, des capacités trop fortes créent à chaque alternance un appel de courant qui peut fatiguer la valve. On met normalement 0,5 à 1 μF .

En montant deux doubleurs en série, on obtient un quadrupleur de tension, dont la figure 8 donne le schéma. Ici, les deux doubleurs fonctionnent suivant un principe différent de celui indiqué plus haut et dont l'étude nous entraînerait dans de longues explications. Bornons-

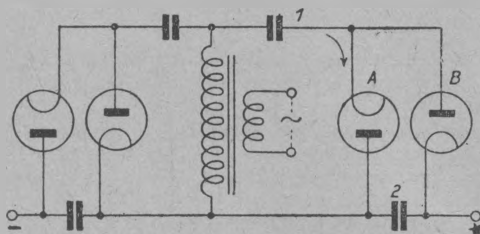


Fig. 8. — Quadrupleur de tension.

Il est formé de deux doubleurs en série, alimentés en parallèle par le même transfo.

nous donc à indiquer que le condensateur 1 est chargé par les alternances dirigées suivant la flèche et que sa tension s'ajoute à celle de l'alternance suivante qui est redressée par la valve B, chargeant ainsi le condensateur 2 à une tension double. Le doubleur de gauche, en parallèle sur le même transfo, fonctionne de la même façon, mais sa polarité est inversée.

Pour réaliser les doubleurs et les quadrupleurs, on utilise généralement des valves doubles à deux cathodes distinctes, genre 25 Z 6, ou encore des redresseurs métalliques à l'oxyde de cuivre, ou mieux au sélénium, qui résistent davantage à l'échauffement.

Filtrage. — Le filtrage est obtenu par un filtre passe-bas rudimentaire (1), ordinairement fait de l'association d'une self placée entre

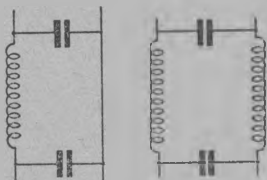


Fig. 9. — Filtrés simples.

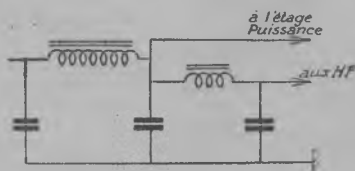


Fig. 9, a — Filtre à deux cellules.

deux capacités. Malgré les théories et les calculs qui permettent d'établir à trois décimales près leurs valeurs optima, la pratique a démontré la supériorité de la thérapeutique à doses massives : plus il y a de henrys et de microfarads, meilleur est le filtrage. Pour ceux toutefois que la

(1) Voir *Memento Tungstam*, t. III : « Les Filtrés électriques. »

théorie intéresse, il est bon de se rapprocher de la formule classique :

$$Z \text{ caractéristique du filtre} = R \text{ d'utilisation}$$

$$\sqrt{L/2C} = V/I,$$

en henrys, microfarads, volts et milliampères.

Une remarque importante, cependant : quoique les valves modernes soient capables de gros débits instantanés, il est sage de ne pas exagérer la valeur du premier condensateur de filtrage (condensateur-réservoir), car plus sa capacité est grande, plus « pompe » la valve à chaque alternance redressée : il ne faut pas perdre de vue qu'elle débite par à-coups

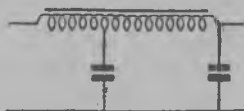


Fig. 10. — Filtre pour valve 83.

très brefs et à la tension de pointe, c'est-à-dire 1,4 fois la tension indiquée par le voltmètre. Une bonne valeur est $8 \mu\text{F}$, exceptionnellement $16 \mu\text{F}$ si la valve est puissante. Par contre, on pourra mettre davantage après la self de filtrage, par exemple $32 \mu\text{F}$ et même plus.

La question de savoir s'il vaut mieux mettre la self sur le pôle plus ou sur le pôle moins est indifférente pour le filtrage lui-même, et ce sont des questions d'isolement, masse et aisance de câblage qui guident.

De même, il est indifférent que la self soit tout entière sur un pôle ou divisée en deux demi-selfs sur les deux pôles. Il est fréquent qu'on mette deux cellules, l'une qui filtre la totalité du courant consommé,

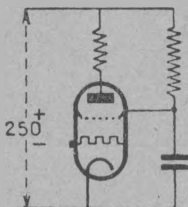


Fig. 11. — Tension intermédiaire par R abaisseur.

l'autre en cascade avec la première et qui filtre en supplément le courant pour toutes les lampes sauf la dernière : la seconde self a ainsi 30 à 40 millis de moins à supporter dans un poste courant.

L'abandon de la culasse du haut-parleur pour le filtrage est une habitude à encourager. Le bobinage de culasse a des exigences magnétiques à remplir d'abord, et le filtrage ne peut être assuré qu'accessoirement. Signalons aussi certains filtres simplifiés, où la self est remplacée par une résistance qu'on peut faire égale à la résistance d'utilisation. L'inconvénient principal est évidemment la chute de tension, qu'accompagne une dissipation de chaleur assez importante.

Aujourd'hui, on voit employer fréquemment des valves à gaz (genre 83) au lieu d'à vide. Elles ont l'avantage d'une tension plus constante et plus indépendante du débit exigé. Par contre, la nature brusque de l'amorçage de chacune des demi-ondes redressées donne un caractère plus ronflé au courant. On y obvie par deux moyens conjugués : d'abord, une petite capa de 500 centimètres entre chacune des plaques et cathode

de la valve, ensuite par l'emploi d'une petite self additionnelle avant l'entrée du filtre. On trouve dans le commerce des selfs avec prise au 1/8 du bobinage environ qui réunissent en un bloc les deux selfs (filtrante et préfiltrante).

Pour obtenir des tensions intermédiaires, deux méthodes : la résistance abaisseuse ou le potentiomètre. Règle simple : la première est permise chaque fois que l'électrode (ou l'ensemble des électrodes) à alimenter consomme plus de 3 à 4 milli et qu'une légère variation de potentiel n'aura pas grosse répercussion. Exemple : une grille n° 2 d'octode, une plaque de triode oscillatrice, un ou deux écrans de lampes pentodes amplificatrices à transfo, etc. Dans ce cas, l'enfance du métier enseigne que, si le courant à débiter par la prise intermédiaire est de I ampères et la chute de tension à obtenir est de V volts, la résistance « chuteuse » à monter est :

$$R = V/I \text{ en ohms.}$$

La seconde méthode, ou du potentiomètre, est, en principe, toujours meilleure, mais, dès que la consommation de l'électrode intermédiaire est inférieure à 1 milli, elle est absolument nécessaire. Pour les montages détecteurs, notamment ceux amplificateurs à résistance avec des lampes

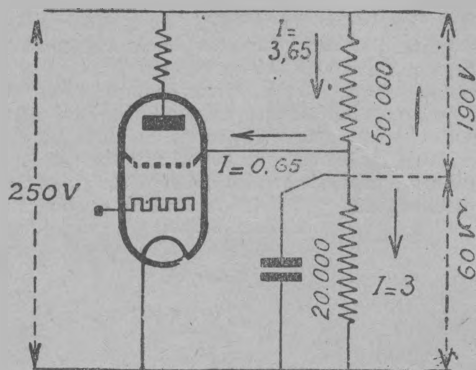


Fig. 12. — Tension intermédiaire par diviseur.

à écran un peu anciennes, la consommation de l'écran est de l'ordre de 0,3 milli et le montage en potentio s'impose.

L'erreur de calcul à éviter est celle de croire que les volts se partagent comme les ohms du diviseur de tension. Exemple : une mesure d'intensité sur un poste existant, où une colonne du memento nous indique pour tel écran ou telle grille un courant de 0,65 milli et un potentiel de 60 volts. Ce serait une imprudence de dire : tension alimentaire du poste 250. Chute à produire 190. Résistance abaisseuse :

$$R = 190.000/0,65 = 300.000 \text{ ohms.}$$

Vous risquez que, dans six mois, en changeant de lampe ou par vieillissement, les 0,65 milli deviennent 0,70, ce qui est peu différent, mais qui entraînera une chute.

$$RI = 300.000 \times 0,7 = 210.$$

Et votre écran tombera de 60 volts à 40 volts, ce qui dérègle tout. La méthode sage est : Je vais stabiliser cette électrode en mettant en parallèle dessus une résistance qui élèvera la consommation totale à un chiffre assez fort (3 ou 4). Exemple : dans le cas ci-dessus, entre le point

formant prise à 60 et masse, plaçons une 20.000 ohms qui va consommer 3 millis et porte à 3,65 la consommation d'ensemble, et calculons la résistance chutrice pour 190 volts et 3,65 millis, ce qui donne 52.000 ohms. Le diviseur de potentiel se trouve ainsi établi en chiffres ronds à 50.000 en haut.

La polarisation s'obtient par deux procédés : la polarisation individuelle ou celle par retour commun.

La première est archi-connue et porte chez les monteurs le nom tout à fait erroné de découplage de la cathode. Il consiste à mettre entre cathode et masse (ou point milieu chauffage et masse) une résistance que

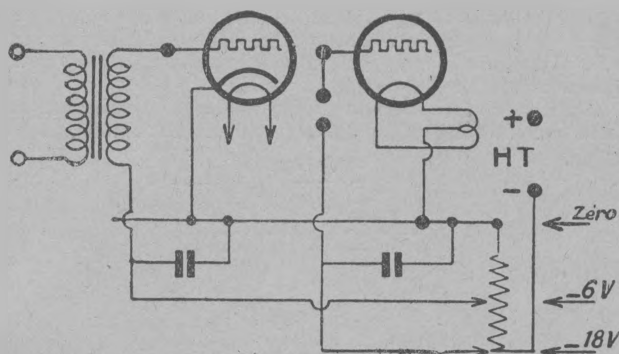


Fig. 13. — Polarisation par courant total.

traverse le courant de la lampe. Une division (volts de polar à obtenir sur courant normal total) donne sa valeur.

La seconde est plus intéressante pour certaines applications, notamment avec des lampes BF un peu puissantes et à chauffage direct.

Si, au lieu de relier le milieu du deux fois 350 au châssis, j'insère entre ces points une résistance R , j'aurai le long de celle-ci une chute de tension égale au produit RI de cette R par la totalité du courant consommé dans le poste. Si le chiffre ainsi obtenu fait par exemple 40 volts, on pourra, par des prises sur cette résistance, obtenir toutes les polarisations de 0 à 40 plus bas que le châssis. Il sera bon à chaque prise de mettre une résistance et une ou deux capacités de découplage, en notant qu'au fond une résistance en série encadrée par deux capacités en dérivation ce n'est qu'une sorte de filtre : sur un retour grille dont le débit est strictement nul, la résistance remplace très bien la self.

L'oubli de ce découplage ou filtrage de la polar BF aurait un ennui grave. Si deux étages consécutifs d'un ampli BF se trouvaient avoir ainsi la résistance chutrice (source de polar) en commun, une contre-réaction néfaste s'ensuivrait.

B. — LES LIAISONS AMPLIFICATRICES

Le principe de l'amplification repose sur la conjugaison de trois opérations :

Faire travailler la lampe, c'est-à-dire mettre sur son anode une impédance d'utilisation ou charge afin de recueillir sur celle-ci, entre anode et plus HT, une fraction du gain théorique de la lampe : c'est ce qu'on appelle le gain brut ou gain anodique ;

Charger la grille afin de créer entre grille et masse (ou polar) une impédance très élevée à laquelle on injectera les volts recueillis dans l'opération ci-dessus ;

Coupler les deux éléments ci-dessus, c'est-à-dire créer une liaison (ohmique, statique, inductive ou mixte) entre eux. C'est la partie liaison pure qui a pour but d'adapter au mieux les deux impédances ci-dessus et, très accessoirement, empêcher le potentiel plus 250 d'être transmis directement à la grille.

En somme, il faut un Z_p , un Z_g et un Z_m (impédance mutuelle ou de liaison).

Les liaisons à résistance. — Si l'on n'avait pas le souci de séparer la composante continue et celle oscillante, il serait enfantin de relier la plaque d'une lampe à la grille de la suivante, et le tout à travers la résistance plaque (de charge) au + HT.

La difficulté se résout si on empile les étages en cascade avec autant de fois 80 ou 120 volts qu'il y a d'étages (fig. 14). Toutefois, une réflexion

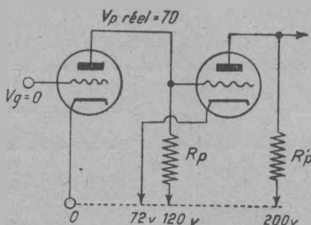


Fig. 14. — Ampli à résistances pures (pour fréquences très basses).

s'impose. Si nous branchons la plaque de la lampe n° 1 à travers R_p à + 120, il y aura chute le long de R_p et la plaque sera en réalité à 70 par exemple. Dès lors, si nous voulons que la grille de la lampe n° 2 soit à 2 volts négatifs par rapport à sa cathode, il faut empiler la deuxième source plaque non par-dessus les 120 de la première, mais de telle sorte que la cathode de la n° 2 soit à 72 volts au-dessus de la cathode n° 1.

Ce montage, qui exige simplement beaucoup de volts, a un énorme avantage : la fréquence des courants à amplifier lui importe peu, depuis une oscillation par jour jusqu'aux fréquences HF. On l'appelle ampli à courants continus (ce qui veut dire courants discontinus en réalité).

Pratiquement, la séparation de la HT continue exige la liaison par condensateur associé à la charge ohmique R_p . La disposition classique est celle de la figure 15. Quelques points de calcul sont nécessaires pour trouver d'une part la valeur optima de R_p et le gain brut qui en résulte, et, d'autre part, l'ensemble CR de liaison et de fuite grille. Le gain brut est donné (une fois R_p choisi) par la formule :

$$G = K \frac{R}{R + \phi}$$

dans le cas de la triode, et par celle

$$G = SR$$

dans le cas de la pentode, en se méfiant que le S, quand on monte la lampe pentode avec un potentiel d'écran plus faible que la normale, n'est pas toujours celui indiqué comme « normal S » sur le catalogue.

Le point qui mérite réflexion, c'est le choix de R plaque : on l'établit par la méthode graphique dite de « la droite de charge ».

On prend le réseau des caractéristiques I_p/V_p de la lampe (voir le chapitre sur les courbes et leur emploi). On marque sur l'axe horizontal gradué en volts la tension plaque dont on dispose et on trace la *droite de charge* qui part de ce point et monte vers le haut à gauche. Son inclinaison représente la résistance de charge qu'on entend mettre dans le circuit anodique : par exemple, si l'on met 4.000 ohms à la lampe représentée par la figure 16, la droite de charge partant de la tension disponible 400 volts aboutira sur l'échelle verticale au point marqué 100 millis (car 400 volts divisés par 100 millis font bien 4.000 ohms). Cela fait, on

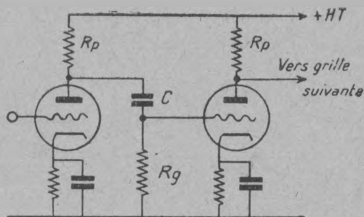


Fig. 15. — Ampli BF à résistance et capacité.

jugé, à vue d'œil le plus souvent, si le choix est correct. On regarde notamment deux choses : le *point de fonctionnement*, qui est à la rencontre de la droite de charge avec la courbe V_g , correspondant à la polarisation adoptée, est-il situé dans une région bien rectiligne des caractéristiques ? La droite de charge est-elle coupée en parties sensiblement égales par les courbes du réseau ?

Pratiquement, on doit tâtonner plusieurs inclinaisons avant de trouver la bonne. La figure 17 montre, par exemple, le réglage d'une pentode à partir de la tension disponible de 400 volts. La droite de charge tracée en trait plein représente 4.000 ohms, et on voit que, pour une polarisation de — 20 volts, la plaque recevra 180 volts. Le réglage est bon, car, pour des oscillations de grille égales de part et d'autre de — 15 volts (par exemple, — 10 et — 20, — 5 et — 25, 0 et — 30 volts), la droite de charge est coupée par les courbes représentatives de ces polarisations en parties symétriques par rapport au point de fonctionnement, indiquant que les oscillations du courant anodique sont bien symétriques.

Il n'en serait pas de même pour les droites de charge figurées en pointillé, qui entraîneraient une distorsion inacceptable.

En règle générale, une triode peu chargée amplifie moins, mais produit moins de distorsion. Pour une pentode, il existe une charge optimale, correspondant à une fraction — de $1/5$ à $1/8$ — de la résistance interne de la lampe.

● Le système de liaison CR_g s'établit d'après les principes suivants (fig. 15).

Le produit CR_g (capacité de liaison en $\mu F \times$ résistance de fuite de grille en $M\Omega$) doit être d'autant plus élevé qu'on entend respecter les harmoniques les plus aigus, tandis que le quotient C/R_g doit être d'autant plus faible que la résistance de charge d'anode R_p est plus élevée, d'où la conclusion : plus on sacrifie le gain, donc plus on fait R_p faible, plus il est aisé avec un fort C et un faible R_g de réaliser un CR_g élevé qui conserve la pureté des notes aiguës. Cet avantage n'est pas négligeable, car au delà de 1 mégohm de grille la nature ohmique de la résistance de fuite devient illusoire : en effet, la capacité grille-cathode offre un passage

aisé aux aiguës (à 16.000 périodes/seconde, une capa de 1/10 de μF fait 1 mégohm qui s'ajoute en parallèle sur la résistance de fuite en ramenant celle-ci à 0,5 M Ω seulement).

Un chiffre de 2.000 comme produit CR est le maximum pratique.

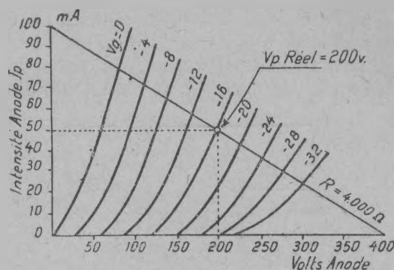


Fig. 16. — Réglage d'une triode.

ment réalisable, et une règle usuelle dont on se trouvera bien sera de faire R_p entre deux et quatre fois la R_p qui la précède.

Rappelons qu'on n'emploie plus la liaison par résistance-capacité qu'en basse fréquence, car les capacités parasites (C_{PK} de la première lampe, C_{GK} de la seconde, liaison de plaque à grille par rapport à K) se mettent en parallèle avec la résistance de charge et la réduisent consi-

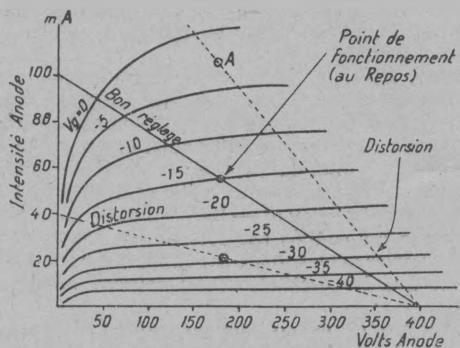


Fig. 17. — Réglage d'une pentode.

dérablement ainsi que le gain. Comme la charge devient capacitive, elle équivaut à placer en parallèle sur le circuit d'entrée une résistance d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée (comme nous l'avons vu en étudiant la lampe à écran), ce qui l'amortit et diminue encore le gain jusqu'à le rendre négatif...

Remarquons enfin que le C et le R_p de liaison forment un diviseur de tension entre la plaque de la première lampe et les cathodes, la grille de la seconde lampe étant alimentée par une prise entre C et R_p . Aux très basses fréquences, C présente une forte réactance qui réduit le signal atteignant la grille. Quand la constante de temps CR_p (en μF et M Ω) n'est égale qu'à 1/6 de période, la perte atteint 30 p. 100. C'est pourquoi l'on met d'habitude $C = 0,01 \mu F$ avec $R = 0,5 M\Omega$, ce qui donne une constante de temps de 1/200 de seconde, permettant de transmettre 32 périodes à la seconde avec un rendement de 70 p. 100.

LES LIAISONS A SELFS

Ici, le circuit de charge sur la plaque de la lampe, au lieu d'être de nature ohmique, va être de nature selfique, avec liberté d'y associer une capacité ou un effet d'autotransfo ou autres variantes. La liaison avec la grille suivante continue à se faire par capacité et résistance de fuite.

● La simple self apériodique sur l'anode en guise de charge n'est plus employée. Elle ne présente pas grand avantage sur la liaison à résistance, elle n'a ni le haut gain ni la haute sélectivité des liaisons à transfo et en a tous les ennuis. Rappelons que le gain brut, celui qui est réellement transmis pour les fréquences ni trop basses, ni trop élevées, est donné ici par la relation

$$G = K \frac{\omega L}{\sqrt{c^2 + \omega^2 L^2}}$$

et que, par conséquent, il varie avec la fréquence, défavorisant encore plus les fréquences graves.

● Au contraire, l'impédance de charge constituée par une self accordée en parallèle, ou circuit bouchon, est du plus haut intérêt en haute fréquence. C'est la première phase des liaisons à résonance ou sélectives. On sait qu'un circuit formé d'une self et d'une capa en parallèle présente une fréquence de résonance pour laquelle l'impédance ωL (ou $2\pi fL$) de sa self est égale à celle $1/\omega C$ de sa capacité (ou $1/2\pi fC$), la valeur commune de ces deux impédances étant égale à $\sqrt{L/C}$, qui a reçu le nom d'« impédance caractéristique du circuit », ou Z_c (1). Le nombre de fois que ce Z_c

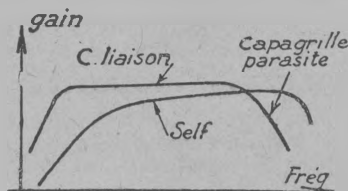


Fig. 18. — Amplis à R et selfs. Rendement et causes de défauts.

est plus grand que la résistance ohmique r de la bobine (pertes et défauts compris) s'appelle le *facteur de surtension* Q du circuit bouchon. On démontre qu'à la résonance exacte il offre au passage du courant alternatif une résistance purement ohmique qui a pour valeur Q fois l'impédance caractéristique du circuit, soit QZ_c ou encore L/Cr . Il devient donc possible, avec une résistance virtuelle de charge aussi considérable dans la plaque, de réaliser des gains intéressants. C'est ainsi qu'il est courant de faire des bobines donnant $Q = 100$ à 200 et des circuits oscillants dont le Z_c atteint 1.000 à 2.000 — d'où une charge anodique de $0,1$ à $0,4$ mégohm. Si on voulait mettre la même résistance ohmique, la tension réellement appliquée à la plaque descendrait de 250 à 30 volts environ, ce qui rendrait l'amplification tout à fait illusoire en haute fréquence.

Par contre, la sélectivité est assez faible, car le circuit bouchon est amorti par la résistance interne de la lampe qui se trouve en parallèle

(1) En effet, puisque $\omega L = 1/\omega c$, leur moyenne géométrique (racine carrée de leur produit) est égale à chacune des deux impédances, donc :

$$\omega L = 1/\omega c = \sqrt{L/C}.$$

avec lui (fig. 19). De même que le bouchon charge la lampe, la lampe charge le bouchon, et cette fatigue d'avoir à nourrir la lampe équivaut pour lui à avoir des ohms supplémentaires cachés dans son bobinage. La valeur de cet amortissement additionnel est égale à Z^2/ρ , et il a pour effet d'aplatir la courbe de résonance du circuit et de réduire sa sélectivité.

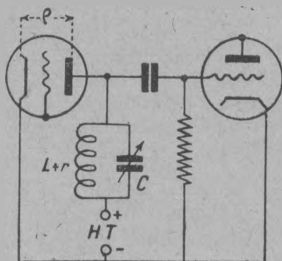


Fig. 19. — Principe de la plaque accordée.

Le gain d'un tel étage se déduit de la formule habituelle $G = KR/R + \rho$, en remplaçant la charge d'anode R par sa valeur « bouchon » L/Cr indiquée ci-dessus, soit :

$$\text{Pour une triode :} \quad G = K \frac{L}{L + \rho \cdot Cr};$$

$$\text{Pour une pentode :} \quad G = SL/Cr,$$

L , C et r étant la self, la capa et la résistance ohmique de la bobine, en henrys, farads et ohms.

LIAISONS INDUCTIVES

Le défaut du montage précédent, dit « à plaque accordée », ou encore « C 119 », comme on l'appelait à l'époque de sa grande vogue, est double : manque de sélectivité et manque d'amplification. Nous ne mentionnons que pour mémoire le manque de stabilité, qui a été vaincu par l'avènement de la lampe à écran et plus tard de la pentode.

Ce double défaut tient à un point. Avec ce montage, nous ne pouvons pas donner à la lampe la charge optima qui lui convient. Si nous voulons de la sélectivité, il faut que nous choisissons un facteur Q aussi élevé que possible, mais il en résulte une forte valeur de la résistance virtuelle de charge, qui est mal mariée avec la résistance interne de la lampe. C'est ici qu'apparaît l'intérêt de la liaison par transfo.

Un transformateur est un organe qui, à l'instar d'une boîte de vitesses, permet de multiplier et démultiplier les résistances et de marier correctement une source avec son utilisation. Prenons un exemple en BF pour illustrer ceci.

Nous avons, par exemple, à réunir une lampe dont la résistance interne est de 25.000 ohms avec l'intervalle cathode-grille de la lampe suivante qui, théoriquement, a une résistance infinie, mais qui pratiquement est en parallèle avec des capacités parasites (C_{GK} , support, câblage et surtout capacité répartie du transfo), ce qui fait que pour les notes aiguës on peut considérer qu'il représente 500.000 ohms (fig. 20).

Pour marier 25.000 à 500.000, c'est-à-dire « faire voir » à la grille la lampe qu'il l'alimente comme une source de 50.000 ohms et inversement, il suffira de mettre un transfo dont le rapport sera $N = \sqrt{R/\rho}$, ou :

$$N = \sqrt{500.000/25.000} = \sqrt{20} = 4,4.$$

Pratiquement, les transfo BF ont un rapport compris entre 2,5 et 5, car plus on entend respecter les aiguës, plus il faut admettre une faible valeur de l'impédance d'entrée de la lampe commandée. Pour de tels transfo BF, les trois qualités de base sont : une forte self pour respecter les basses, une faible capacité répartie au secondaire pour respecter les

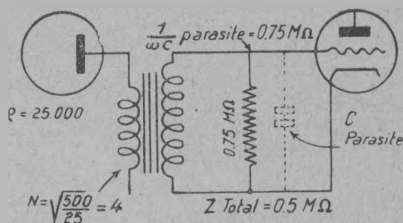


Fig. 20. — Principe du transfo apériodique.

aiguës et un couplage serré pour éviter de favoriser une fréquence particulière. Il est même recommandé de shunter l'entrée de grille par une R ohmique assez faible ($0,2$ à $0,5\text{ M}\Omega$) pour atténuer la nature variable (puisque capacitive) de cette entrée.

Des variantes en auto-transfo en dérivent naturellement.

LIAISONS A TRANSFO ACCORDÉ

Si nous tentons d'appliquer au montage à plaque accordée la technique du transfo d'adaptation, nous arrivons aisément aux déductions suivantes :

a) Il faut « faire voir » au circuit « plaque-plus HT » le circuit bouchon différent de ce qu'il est, c'est-à-dire en faire le secondaire d'un transfo dont le primaire est mis en guise de circuit plaque.

b) Jouer sur le rapport ou, mieux, sur le couplage (sur l'induction mutuelle M des deux enroulements) jusqu'à obtenir un couplage optimum.

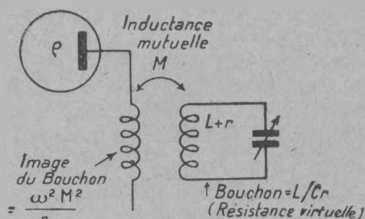


Fig. 21. — Transfo à secondaire accordé.

c) Selon le point de vue, l'optimum visé peut être différent. Si l'on cherche le maximum d'amplification, on l'obtient lorsque l'image de ρ dans le circuit bouchon secondaire est égale à la résistance virtuelle (ou résistance bouchon) de ce secondaire.

L'induction mutuelle M optima qui donne ce résultat est donnée par la formule

$$\omega M = \sqrt{\rho r}$$

où ω est 6,28 fois la fréquence de travail et r l'amortissement du bobinage secondaire accordé.

Le gain total obtenu alors est

$$G_{\max.} = 0,5 KL/M,$$

L étant la self du secondaire.

En dehors de ce cas optimum, le gain est

$$G = \omega^2 KLM (\rho r + \omega^2 M^2).$$

Sil'on s'éloigne de ce couplage optimum, le gain diminue. Au contraire, la sélectivité augmente si l'on desserre le couplage et diminue si on le resserre. En effet, le facteur de surtension Q de l'ensemble lampe et transfo, qui au moment du couplage optimum est juste la moitié de la bobine seule, varie avec le couplage : il croît quand le couplage se relâche et décroît quand il se resserre.

D'où les lois :

1° Il y a intérêt à coupler plutôt lâche qu'à l'optimum ;

2° Pour une pentode (lampe à fort ρ), il est plus aisé que pour une triode de se maintenir près de l'optimum ;

3° Néanmoins, il ne faut pas espérer charger une pentode à un chiffre

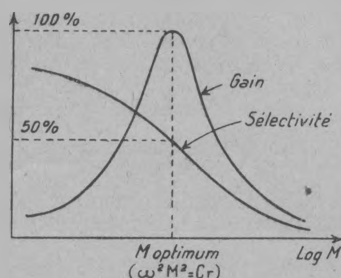


Fig. 22. — Influence du couplage sur le gain et la sélectivité.

égal à son ρ , ce serait courir à des distorsions exagérées : on se souvient, en effet, que ces lampes sont faites pour travailler en quasi-court-circuit. Ainsi, avec un bon circuit accordé donnant 400.000 ohms de résistance virtuelle au secondaire et une pentode de 0,8 à 1 mégohm de résistance interne, il sera sage de « faire voir » à celle-ci (à travers le transfo agissant comme un verre rapetissant) ledit circuit comme 200.000 ohms seulement, soit le quart de la résistance interne. Moyennant quoi, le circuit accordé verra la lampe comme le quart de lui-même, c'est-à-dire subira de ce fait un accroissement de 25 p. 100.

Le rapport de transformation à adopter sera $\sqrt{2}$ éleveur, d'où

$$M = 0,7 L.$$

Dans ces conditions, le gain s'obtiendra comme pour les pentodes en se basant sur S et disant (ce qui est légèrement faux) : le S dynamique reste égal au S statique, et on a pour gain brut au primaire

$$G_1 = SR$$

ou, puisque l'image R (charge virtuelle primaire) est 100.000,

$$G_1 = 200$$

si notre lampe fait $S = 2$.

Et, comme le rapport de transformation est $\sqrt{2} = 1,4$, le gain au secondaire ou gain total sera

$$G_2 = 280.$$

En plaque accordée, le gain eût été 530, mais l'amortissement accru de 50 p. 100.

Soulignons que, chaque fois que l'on met une charge virtuelle sur la plaque d'une lampe, la méthode de la droite de charge s'applique de la même façon et permet de juger de la qualité de l'amplification, des distorsions (qui, en HF, ne sont pas négligeables dès qu'elles sont de nature cubique), et même cette droite de charge permet mieux que les formules algébriques de calculer le gain primaire ou gain brut. Il suffit, au lieu de faire partir sa droite du point + 250 pris sur l'axe horizontal, de prendre comme point de départ (si 250 est bien le V_p de travail) le point situé sur la caractéristique V_g (donné par la polarisation adoptée) sur

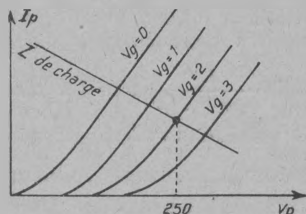


Fig. 23. — Point de fonctionnement sur résistance virtuelle.

$$R \text{ virtuelle} = \frac{L}{C_r} \text{ ou } R = \frac{m^2 M^2}{\dots}$$

la verticale de la graduation $V_p = 250$. Ce point est bien, en effet, le point de réglage statique.

Dès lors, il suffit, pour avoir le gain brut, de voir de combien de volts-plaque mesurés en largeur, horizontalement, on se déplace quand on passe d'une courbe V_g donnée à une autre (un volt plus fort ou plus

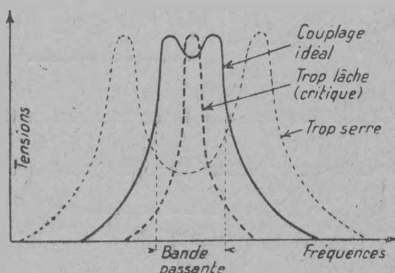


Fig. 24. — Courbes de résonance de deux circuits oscillants couplés.

faible), le long de la droite de charge. Souvent, au lieu de se déplacer d'un volt-grille, on en prend 10 et on divise les V_p trouvés par 10. La variation de V plaque réel, pour 1 volt de variation grille, est bien le gain brut.

LES LIAISONS FILTRANTES

Cette question est une des plus importantes et en même temps des plus délicates dans la radio d'aujourd'hui. On sait que la courbe de sélectivité idéale d'un circuit bouchon, même avec une pointe très accentuée, ne satisfait pas le problème de la bonne audition en phonie. Il faut que l'étage amplificateur garde son gain non sur une seule fréquence, mais sur une bande de 6 à 10 kilocycles de large.

On utilise pour cela un système de deux circuits oscillants accordés et couplés, faisant ainsi un transformateur à double accord ou filtre. Il existe un couplage critique entre les deux (d'autant plus faible qu'ils sont de bonne qualité) donné par une loi très simple : ce coefficient de couplage est l'inverse du facteur Q des bobines. Partant de ce couplage critique, on constate que, si on serre le couplage, deux bosses de résonance apparaissent sur la courbe qui vont s'écartant de plus en plus en baissant de niveau, et que, si on relâche le couplage, la courbe s'effile et baisse de sommet ; des abaques permettent de trouver le couplage idéal pour avoir deux bosses à l'écart voulu pour faire une « bande passante ». Il s'éloigne d'ailleurs peu de celui critique. Le gain dans un tel montage est assez compliqué à établir, mais, dans le cas du couplage critique, il est la moitié juste du gain brut vu au montage à plaque accordée, soit

$$G = 0,5 K \frac{L}{L + \rho \cdot Cr} \text{ dans les triodes, et}$$

$$G = SL/2 Cr \text{ dans les pentodes.}$$

Nous verrons plus loin les montages spéciaux d'amplification.

● Pour augmenter l'amplification des fréquences élevées (ce qui est parfois désirable dans les récepteurs très sélectifs qui rognent les bandes latérales, et par conséquent les aiguës), on peut monter une combinaison self-résistance dans l'alimentation d'anode de la préamplification BF, comme le montre la figure 25. Quand R est grand par rapport à l'impé-

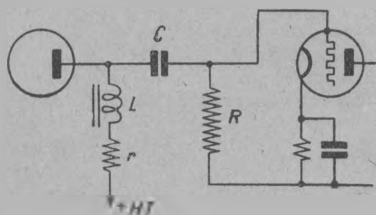


Fig. 25. — Combinaison self-résistance pour relever les aiguës.

dance de $L + r$ à la fréquence considérée, le gain de l'étage est donné par la formule :

$$\text{Gain} = K \sqrt{\frac{\omega^2 L^2 + r^2}{\omega^2 L^2 + (r + \rho)^2}}.$$

Lorsque la fréquence augmente, ω augmente puisqu'il vaut $2\pi f$, donc $\omega^2 L^2$ est grand par rapport à r^2 et à $(r + \rho)^2$. Résultat : tout ce qui est sous le radical $\sqrt{\quad}$ tend vers l'unité, et le gain tend vers K . Aux fréquences basses, c'est le contraire qui a lieu, et le gain tend à se rapprocher de la valeur classique $Kr/(r + \rho)$, inférieure à K . Cette liaison favorise donc les aiguës. Si nous faisons $r = \rho$, avec L tel que ωL soit à peu près égal à $r + \rho$ au commencement des fréquences audibles élevées qu'il s'agit de favoriser, le gain sera sensiblement le double de celui des basses.

● Des filtres simples sont représentés par la figure 26 A, où l'on voit trois exemples faciles à réaliser avec le matériel que tout le monde a sous la main : potentiomètre ou résistance variable de 100 ohms à 50 ou 100.000, condensateurs fixes, selfs à prises avec ou sans fer suivant la fréquence. Par exemple, une capacité avec une résistance réduira seulement les hautes fréquences, tandis qu'une self avec la résistance réduira

les basses sans toucher aux hautes, la résistance variable servant de robinet doseur. Lorsqu'on combine une self et une capacité, on dispose d'un circuit oscillant qui permet de réduire une fréquence déterminée, celle justement qui fait résonner ledit circuit.

Disposés comme le montre la figure 26 B, les mêmes éléments pourront donner les mêmes résultats, à cette différence près qu'au lieu

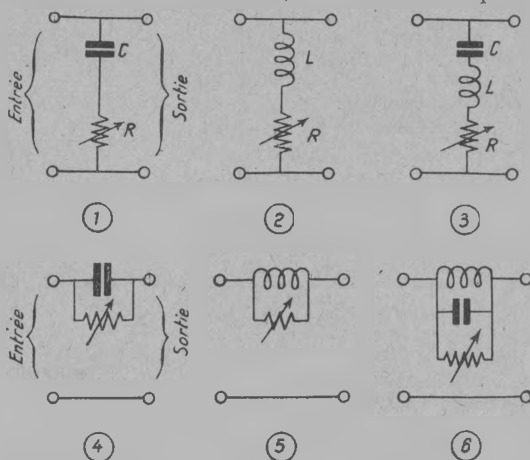


Fig. 26. — Liaisons filtrantes.

A. Filtrés égaliseurs en série.
B. Filtrés égaliseurs en parallèle.

d'offrir un chemin détourné ou by-pass aux fréquences indésirables ils les bloquent comme des bouchons.

Par exemple, dans les figures 26 A et 26 B :

1. Absorbe les aiguës (ou fréquences élevées);
2. Absorbe les graves (ou fréquences basses);
3. Absorbe la fréquence de résonance;
4. Bloque les graves (ou fréquences basses);
5. Bloque les aiguës (ou fréquences élevées);
6. Bloque la fréquence de résonance.

C. — LES MONTAGES DÉTECTEURS

En laissant de côté les montages spéciaux à triode frein, à dynatron et autres, ainsi que la détection des ondes ultra-courtes modulées en fréquence, encore peu utilisées, il y a trois systèmes qui ont connu la grande vogue : la détection diode, la détection grille et la détection plaque. Nous serons brefs sur les deux derniers, aujourd'hui désuets.

Nous savons déjà que, si nous montons en série une source de haute fréquence, une diode et une impédance d'utilisation, les alternances d'un sens passeront seules : le courant aura une allure pulsatoire, il ne sera ni alternatif, ni continu, mais une superposition de plusieurs courants distincts, à savoir :

a) Un courant de fréquence égale à celle incidente (HF ou onde porteuse);

b) De nombreux courants à fréquence harmonique ;

c) Un courant dit BF qui n'est autre que la moyenne des impulsions dont la courbe est semblable à l'enveloppe du train d'onde et qui, par conséquent, reproduit la modulation imposée par le microphone.

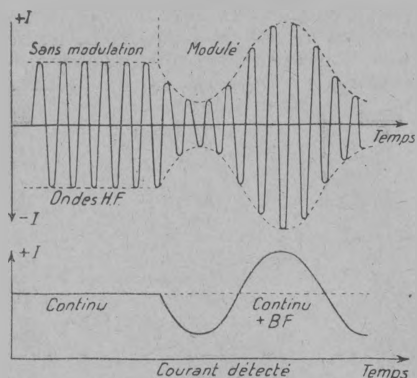


Fig. 27. — Effet de la détection.

Les deux premières portions sont appelées « résidu HF » et sont inutiles pour la détection stricte. La dernière mérite une étude plus serrée. Si l'onde incidente est pure, non modulée, le fruit de la détection sera un simple courant continu, proportionnel à l'amplitude de la porteuse. Mais, si la porteuse est modulée par un courant musical qui en varie l'amplitude, le courant détecté est la superposition d'un courant continu et d'un courant alternatif musical dit « à basse fréquence ou BF », proportionnel aux variations d'amplitude du profil de l'onde.

De la sorte, le fruit de la détection comprend, d'une part, du continu proportionnel à l'amplitude de l'onde porteuse, et d'autre part de la BF proportionnelle à la modulation. D'où, en résumé, quatre courants : HF résiduelle, harmoniques, continu et BF.

Les harmoniques ne sont utilisés que dans des cas très spéciaux et en émission. La HF résiduelle a jadis servi, dans la « détectrice à réaction », à réduire considérablement la résistance virtuelle du circuit oscillant attaquant la grille d'une lampe et par conséquent à augmenter la sensibilité et la sélectivité — au détriment de la fidélité, malheureusement. Le continu sert à faire de l'antifading, en modifiant la polarisation de lampes à pente variable, suivant l'amplitude de l'onde incidente. Quant à la BF, c'est elle qui actionne le haut-parleur après amplification.

Dans un récepteur pas trop ancien, on n'utilise que le continu et la

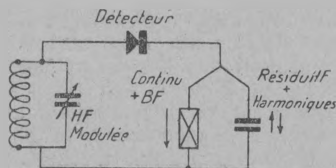


Fig. 28. — Schéma de la détection.

BF issus de la détection. Il est donc inutile de fatiguer la HF incidente en l'obligeant à travailler dans la résistance ou l'organe d'utilisation. Notre désir est, au contraire, d'éviter qu'une parcelle de la HF n'aille

s'égaler dans les circuits BF où elle causerait des phénomènes gênants : c'est pourquoi nous mettrons, en parallèle sur l'organe d'utilisation BF, un condensateur qui dérive la haute fréquence et, pour obliger celle-ci à emprunter la voie que nous lui offrons, nous pourrions même mettre sur le fil qui porte la BF à la lampe suivante une self de choc anti-HF (réduite parfois à la forme embryonnaire d'une simple résistance dite « de découplage », encadrée de deux capacités qui en font une sorte de cellule filtrante, comme le montre la figure 29).

Quant à l'organe d'utilisation, c'est-à-dire la charge de la diode qui

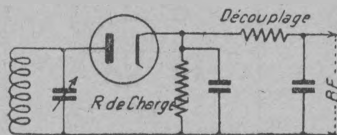


Fig. 29. — Filtrage du courant BF détecté

fait apparaître la tension BF, ce sera obligatoirement une résistance ohmique si nous entendons exploiter à la fois le continu pour faire de l'antifading et la BF pour faire de la musique ; ce pourra être un transfo si l'antifading ne nous intéresse pas, ou si un élément de diode est spécialement affecté à cette fonction. C'est la résistance qui est habituellement utilisée, parfois sous la forme d'un potentiomètre qui permet de prélever une fraction réglable de la BF pour l'envoyer à l'étage suivant.

Cette résistance doit être beaucoup plus élevée que le ρ de la diode, d'abord pour ne pas faire baisser le rendement du détecteur (1) et aussi parce qu'une faible résistance de charge amortirait le circuit oscillant qui l'alimente (2). Pour ces deux raisons, elle n'est pas inférieure à $0,5 \text{ M}\Omega$. Le condensateur en parallèle qui lui est associé remplit plusieurs fonctions :

1° Il emmagasine les alternances HF *redressées*, dont les oscillations seraient trop rapides pour actionner le haut-parleur, et il fournit ainsi une tension qui suit non plus le rythme de la HF, mais celui beaucoup plus lent de la modulation ;

2° Grâce à son effet d'accumulation, il permet de recueillir une tension continue ou redressée égale à la tension alternative de crête appliquée à la diode, dont le rendement détecteur atteint ainsi 100 p. 100 ;

3° Il by-passe le résidu HF non redressé et les harmoniques de fréquence plus élevée que la modulation.

Sa capacité doit être telle que la *constante de temps* du groupe C + R (autrement dit, le produit des microfarads par les mégohms) ne dépasse pas la durée d'une période de la modulation la plus élevée qu'on désire conserver : par exemple, pour suivre la fréquence de 10.000 par seconde correspondant aux notes les plus aiguës transmises en radio, si $R = 0,5 \text{ M}\Omega$, C ne devra pas dépasser $0,0002 \text{ }\mu\text{F}$ (car $0,0002 \times 0,5 = 0,001$ seconde).

Au point de vue de la détection pure, il est indifférent que la résistance de charge se trouve du côté de l'anode (fig. 30, a) ou de la cathode (fig. 30, b), mais on préfère généralement ce dernier montage, qui facilite l'élimination du résidu HF, car la prise de BF se fait aux bornes du condensateur, dont la tension ne suit guère une fréquence aussi élevée

(1) Le rendement est ici le pourcentage de tension continue délivrée par le détecteur par rapport à la tension alternative de crête qu'on lui fournit.

(2) Une diode chargée par R amortit autant qu'une résistance $R/2$ en parallèle sur le circuit (ρ étant négligeable devant R), car R est actif pendant une alternance sur deux.

que celle de la porteuse. Au lieu de mettre la résistance en série sur la diode, on peut aussi la mettre en parallèle (fig. 30, c) : ce montage se prête mieux au calcul, mais ne permet pas l'emploi d'un transfo BF, à moins

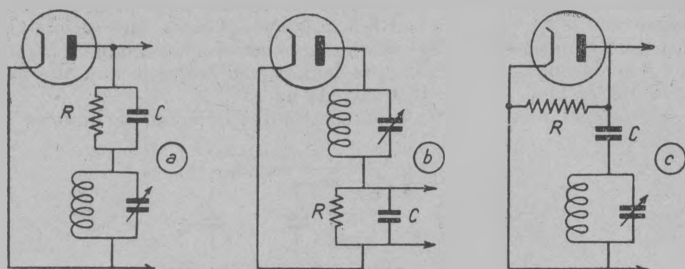


Fig. 30. — Variantes de détection par diode.

de le faire précéder d'une self de choc réelle (à cause des capacités réparties du transfo).

Dans tous les cas, le passage du courant détecté à travers la R de charge représente de l'énergie payée par le circuit résonnant HF, lequel en ressent un amortissement non négligeable qui influe sur la sélectivité et nous oblige à retoucher le couplage critique du dernier transfo HF ou MF. Et nous noterons que, dans une diode spécialement réservée à l'anti-fading, il est bon de by-passer à la fois HF et BF par un gros condensateur.

DÉTECTION GRILLE

On ne l'utilise plus, car elle ne redresse correctement que les signaux faibles et introduit des distorsions, même dans sa variante dite « détection de puissance » qui fut à la mode avant l'avènement de la diode. Mais il vaut la peine de voir comment elle fonctionne réellement, car il a été écrit sur son compte un nombre considérable de théories fumeuses.

Reprenons le schéma de la figure 30, a, et appliquons la BF recueillie entre la grille et l'anode d'une triode ou d'une pentode amplificatrice : nous obtenons le schéma de la figure 31, a. Observons que les cathodes des deux lampes sont réunies, de même que la plaque diode et la grille triode. Si nous réfléchissons un peu, nous voyons que nous n'avons nulle-

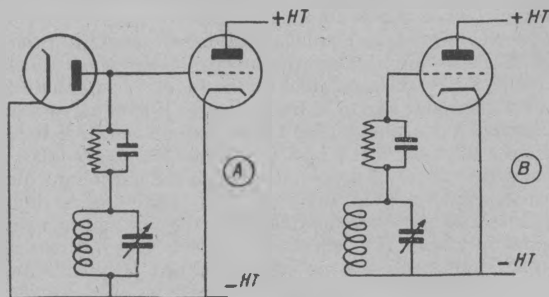


Fig. 31. — La détection grille.

ment besoin de deux lampes pour arriver au même résultat. Il nous suffit de baptiser « plaque-diode » la grille de la deuxième lampe, elle jouera le double rôle de plaque-diode et de grille-triode (fig. 31, b). C'est ce qu'on

fit en 1916 (probablement sans le savoir) lorsque, voulant transmettre des oscillations modulées à une grille à l'aide d'un condensateur qui fuyait, on découvrit la vertu détectrice du fameux « condensateur shunté » de la belle époque.

En traitant de la même façon le schéma de la figure 30, c, vous retrou-

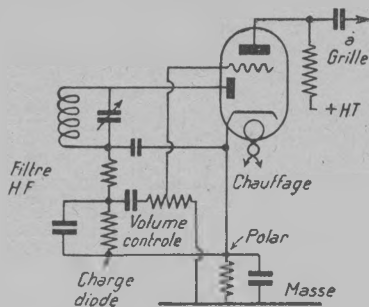


Fig. 32. — Diode-triode.

verez la détectrice « par la grille » deuxième manière. Notons pour terminer que la grille doit devenir positive pendant la moitié de chaque période, ce qui exclut toute polarisation, et que le courant continu détecté est *négligeable* : le courant plaque diminue donc quand la lampe détecte une onde porteuse.

LA DÉTECTION PLAQUE

On ne la rencontre plus guère que sur quelques anciens récepteurs. Elle consiste à polariser négativement la grille d'une lampe de telle manière que le courant plaque soit presque nul. Les alternances positives appliquées à la grille augmentent le courant plaque, tandis que les négatives ne peuvent le faire descendre au-dessous de 0 (fig. 33).

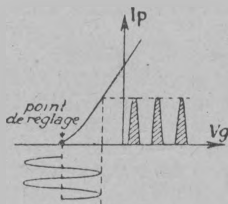


Fig. 33. — Détection plaque.

Mais ce système de détection présente de graves défauts, dus au fait que le point de fonctionnement (grille au repos) se trouve sur le coude inférieur de la caractéristique I_p/V_g , donc sur une partie courbe.

Tout d'abord, le rendement de la détection est mauvais quand les signaux sont faibles, comme on peut le voir sur la figure 34. La polarisation étant de -3 volts, si on oscille la grille de -2 à -4 , le courant plaque oscille comme l'indique la courbe A : c'est à peine si l'alternance positive est plus ample que la négative, la détection est insignifiante puisque son fruit n'est que leur différence, représentée par la zone noire. Comparez avec B qui représente le courant plaque quand on oscille la

grille de -1 à -5 . La détection plaque est donc insensible aux signaux faibles, elle le serait davantage encore si le point de fonctionnement se trouvait encore plus à gauche, à la naissance de la courbe marquée par une flèche. D'autre part, le courant détecté n'est pas proportionnel à

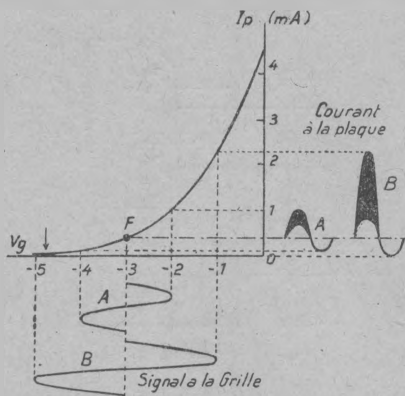


Fig. 34.

l'amplitude du signal, comme on le voit sur les courbes A et B : comme une onde modulée a un profil très variable qui représente justement la musique, cela veut dire que le courant détecté de basse fréquence ne reproduit pas fidèlement la modulation : il y a production d'harmoniques.

Ces défauts sont évidemment dus à la courbure de la caractéristique à l'endroit fixé par la polarisation. Un détecteur idéal n'aurait pas de courbure à ce point, mais un angle d'autant plus proche de 90° qu'il serait plus efficace.

D. — LES MONTAGES OSCILLATEURS

Quand on excite un circuit oscillant, les oscillations s'amortissent très vite, parce que les résistances ont tôt fait d'absorber l'énergie mise en jeu. Pour entretenir les oscillations, il faut faire comme en horlogerie : d'abord réduire au minimum les résistances nuisibles, et ensuite restituer au circuit l'énergie qu'il perd ; — en d'autres termes, il faut qu'à chaque oscillation le circuit reçoive au bon moment, lors du passage au point mort, une petite impulsion dans le bon sens.

Cette impulsion régénératrice proviendra évidemment d'une source locale, et, comme robinet-doseur, nous pouvons employer une triode qui va jouer le rôle de l'échappement d'une horloge dont le circuit oscillant serait le balancier.

Disposons (fig. 35, E) un circuit oscillant formé d'une self L et d'une capacité C dans la plaque d'une triode. Toute variation brusque du courant plaque I_p (par exemple, la fermeture du circuit) va produire des oscillations dans le circuit oscillant, oscillations qui s'amortissent vite à cause de la résistance. Il suffirait, pour entretenir ces oscillations, qu'elles produisent justement (par un moyen qu'il nous reste à trouver) une force électromotrice oscillante tendant à renforcer périodiquement le courant dans la self L .

Pour cela, disposons dans le circuit de grille une self L' couplée avec

L , le coefficient d'induction mutuelle étant M , et examinons ce qui se passe.

Toute variation du courant plaque dans L induit dans L' une variation de tension qui — si le sens du couplage est bien choisi — agira sur la grille de telle façon que le courant se renforcera dans L en suivant exactement les variations initiales. Nous savons, en effet, que, quand V_g baisse, I_p baisse aussi, la chute de tension ZI_p à travers la charge anodique baisse également, et il reste davantage de volts sur la plaque : donc V_p monte. On dit qu'une lampe en fonction normale renverse la phase des signaux. Or nous visons à renforcer V_g en lui renvoyant les oscillations qui se trouvent dans le circuit de plaque, et nous venons de découvrir que, quand V_g baisse, V_p monte, et vice versa. Il faut donc inverser la phase en retournant à la grille les oscillations de la plaque, et ceci est l'affaire du sens du couplage. Pour osciller, il faut une impédance de plaque Z_p , une impédance de grille Z_g et une impédance de liaison Z_m , dont une doit être de nature opposée aux autres, et le bon sens indique que la fréquence qu'adoptera la lampe est celle de résonance propre de l'ensemble des trois — et non l'inverse de $2\pi\sqrt{LC}$ correspondant au seul circuit oscillant sans amortissement.

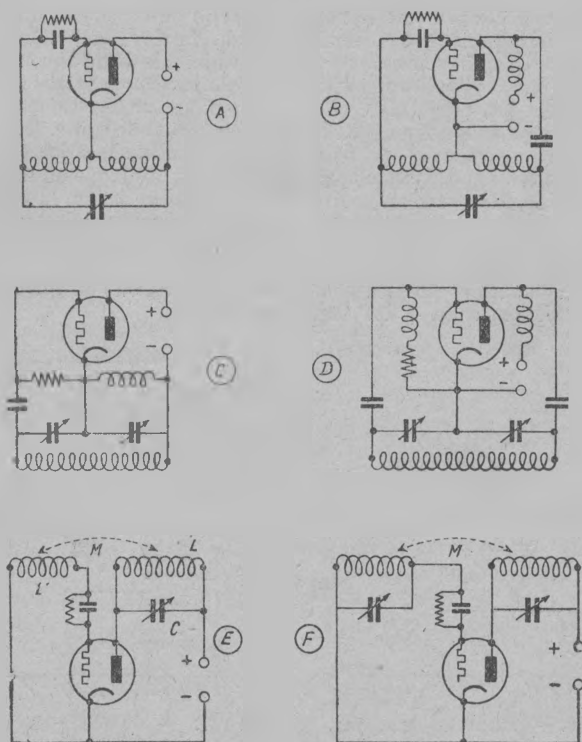


Fig. 35. — Quelques oscillateurs classiques.

A. Hartley série.

C. Colpitt série

E. Réaction inverse.

B. Hartley shunt.

D. Colpitt shunt.

F. Plaque et grille accordées.

On peut calculer que, si R est la résistance du circuit oscillant, L sa self, C sa capacité, k le coefficient d'amplification de la lampe et ρ sa résistance interne, la condition d'entretien des oscillations est :

$$\frac{L + kM}{C\rho} + R \leq 0.$$

Et quelle énergie faut-il fournir au circuit pour osciller ? Juste de quoi rembourser les pertes de la lampe et des bobines associées, et d'autant moins que les résistances seront plus faibles, donc les circuits moins amortis.

Il va de soi qu'il faut polariser la grille, dont les oscillations atteignent des valeurs importantes. On pourrait avoir recours à une polarisation courante, mais il est plus simple de constater que plus l'amplitude croît, plus le courant grille augmente, à cause des alternances positives. Il suffit, par conséquent, de détecter ces alternances de la grille pour disposer d'un potentiel continu qui polarisera automatiquement la grille suivant les besoins de l'oscillation : c'est l'affaire d'un condensateur shunté dans le circuit de grille, celle-ci jouant le rôle d'une plaque diode.

Sur ces données, on a réalisé des montages très nombreux, dont nous donnons seulement les plus classiques (fig. 35). La tension plaque et la polarisation grille peuvent se mettre en série ou en shunt, quoique ce dernier montage soit le plus courant. Dans le Hartley (fig. 35, A et B), les deux bobines n'en forment souvent qu'une seule, et le degré de couplage est déterminé par la position de la prise réunie à la cathode. Dans le Colpitt (fig. 35, C et D), cette prise est en somme faite sur le condensateur en deux pièces, dont le rapport détermine l'excitation de grille. Quant à la réaction inverse (*reversed feed back*), ce n'est qu'une détectrice à réaction archi-courante, dont le circuit oscillant est dans la plaque au lieu d'être dans la grille. Du reste, on pourrait tout aussi bien mettre la bobine de plaque en un point quelconque du circuit parcouru par le courant anodique, donc dans le circuit de cathode, puisque le courant circule de la cathode vers l'anode dans la lampe et de l'anode vers la cathode hors de la lampe : on obtient ainsi les montages cathodynes, où l'on voit la plaque réunie directement au + HT (fig. 36 et 37).

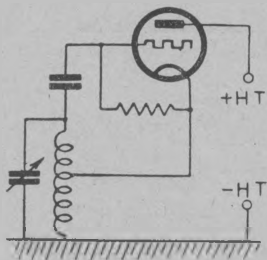


Fig. 36. — Oscillateur cathodyne.

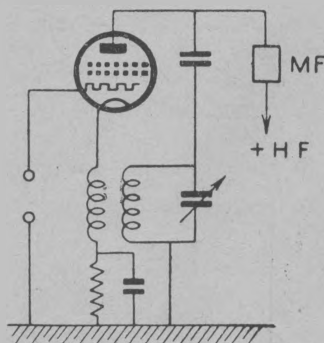


Fig. 37. — Pentode en couplage cathodyne.

Terminons en rappelant que plus vous empruntez de l'énergie à la lampe, plus vous l'amortirez ; par conséquent plus vous diminuez le gain, risquant de décrocher, et plus vous diminuez la sélectivité. D'autre part,

si vous exagérez le gain, vous oscillez trop fortement et vous créez des harmoniques indésirables.

L'oscillateur à plaque accordée, comme nous l'avons vu, a pour condition d'accrochage la formule ci-dessus, qui peut s'écrire sous cette forme :

$$\rho CR + L + kM = 0 \text{ ou négatif,}$$

tandis que celui à grille accordée dérive de la liaison à transfo dont le secondaire est accordé, et sa formule s'écrit :

$$\omega^2 M (kL + M) + \rho R = 0 \text{ ou négatif,}$$

puisque la condition d'oscillation est que le gain soit égal à -1 (égale amplification, mais en antiphasé).

Et nous dirons finalement deux mots de quelques oscillateurs spéciaux :

Fig. 38, A. — Le **dynatron**, qui utilise le phénomène de l'émission secondaire. Ici, la grille est plus positive que la plaque, et nous avons vu en étudiant la triode que, pour un certain réglage, le courant plaque décroît quand la tension croît, et vice versa : la résistance interne est négative, opposée à la résistance externe positive, donc le circuit peut osciller. Le dynatron s'équipe avec une tétrode, où l'émission secondaire est aisément obtenue et contrôlée, il donne des oscillations riches en harmoniques, donc à front raide, et il a reçu d'importantes applications en stroboscopie et dans les oscillographes.

Fig. 38, B. — Le **magnétron**. (Voir chapitre précédent.)

Fig. 38, C. — L'**oscillateur à relaxation**, utilisant un tube à décharge (tube à néon ou, mieux, thyratron) : une capacité se charge lentement à travers une résistance et, quand la tension à ses bornes atteint la tension d'amorçage, il se décharge brusquement dans un tube à néon. L'onde produite est en forme de dents de scie. Si on met une self L en série avec le condensateur C , la décharge est moins brutale.

Fig. 38, D. — Le **transitron** fonctionne à la manière du dynatron, en produisant une résistance négative entre deux bornes XX auxquelles on peut raccorder un circuit oscillant ; mais, au lieu d'une tétrode, il emploie une pentode dont on règle convenablement les tensions de grille-écran et supprimeuse. Le circuit oscillant est en série dans l'écran, dont les oscillations sont injectées dans la grille supprimeuse (séparée de la cathode par $1\text{ M}\Omega$) à l'aide d'un condensateur de quelque $0,1\text{ }\mu\text{F}$.

Fig. 39, E. — L'**oscillateur à phase glissante** renvoie à la grille les oscillations de la plaque, après les avoir déphasées de 180° dans un réseau de trois cellules RC . Comme le dynatron et le transitron, il peut entretenir des oscillations dans un circuit oscillant dont les deux bouts seuls sont accessibles.

Fig. 39, F. — Le **multivibrateur** comprend deux lampes identiques, les oscillations anodiques de l'une sont injectées dans la grille de l'autre, et réciproquement. En étudiant ce qui se passe, on voit que les lampes se bloquent alternativement par chute brusque de tension grille, ce qui donne naissance à une oscillation à front raide extrêmement riche en harmoniques même élevés. La fréquence peut être réglée entre un cycle par heure et plusieurs Mc/sec. , elle dépend de la constante de temps des condensateurs et résistances de grille, c'est-à-dire du produit RC (période en secondes = microfarads $\times$ mégohms).

Fig. 39, G. — L'**oscillateur à vitesse modulée** pour ondes centimétriques, qui utilise un clystron. Dans le clystron, les circuits oscillants sont de simples cavités (rumbatrons). Le principe de l'oscillation consiste

à produire un faisceau d'électrons dont on module la vitesse par un circuit oscillant pour former des raréfactions et des condensations d'électrons le long du faisceau et à faire agir ces pulsations sur un second circuit oscillant (ou sur le même après réflexion) dans lequel naissent les oscillations HF utilisables.

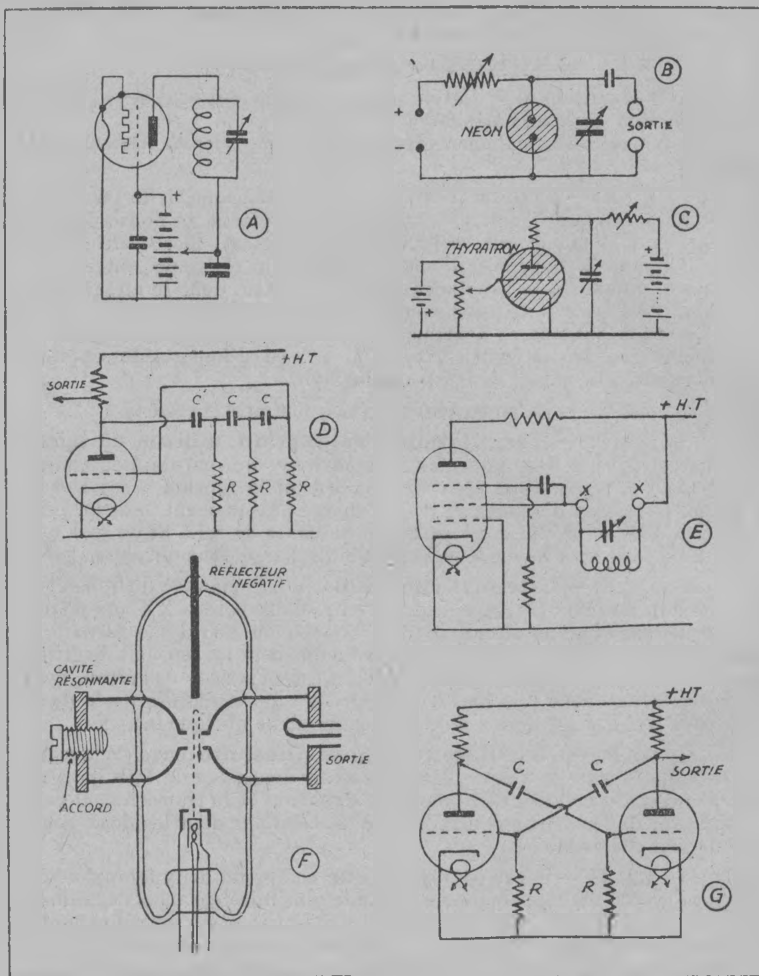


Fig. 38. — Oscillateurs spéciaux.

- A. Dynatron à tétrode (lampe à écran).
- B. Oscillateur à relaxation (tube à néon).
- C. Oscillateur à relaxation par thyatron.
- D. Oscillateur à résistances-capacités.
- E. Oscillateur transiton.
- F. Un clystron reflex.
- G. Multivibrateur, schéma de principe.

E. — LES MONTAGES BF

● Nous ne dirons que quelques mots des montages classiques BF à résistances et à transformateurs, car ils sont trop connus depuis l'époque de la galène pour demander d'amples explications. Remarquons simplement que, dans les deux cas, on oblige les oscillations à basse fréquence à « travailler » dans une impédance de charge (ohmique dans le premier cas, inductive dans le second), de manière à recueillir une tension qu'on applique à la grille suivante. Le transfo BF de liaison entre lampes poursuit évidemment un double but : son primaire présente bien une « résistance inductive » $2\pi fL$ aux oscillations BF fort élevée s'il est bien calculé, mais une faible résistance ohmique au courant continu qui alimente la plaque, — et, d'autre part, son rapport de transformation permet de faire « voir » à la grille suivante plus de volts oscillants qu'il n'en naît aux bornes de l'impédance de charge. Malheureusement, cette impédance augmente avec la fréquence, ce qui défavorise les notes graves et oblige à augmenter la self-induction, donc à grossir le transfo.

Mais le passage du courant continu dans le primaire est encombrant, car il magnétise le noyau de fer et diminue sa perméabilité. Or la self (1) dépend de celle-ci, et nous mettons le doigt sur une nouvelle cause de la chute des notes graves. On est donc conduit à construire des transformateurs dont le circuit magnétique présente une haute perméabilité, et d'éviter la saturation par le passage du courant continu en nourrissant la plaque de la première lampe à l'aide d'une résistance. On obtient ainsi le montage en parallèle de la figure 39, qui n'est en somme qu'un montage à résistance avec tranfo éleveur dans la grille.

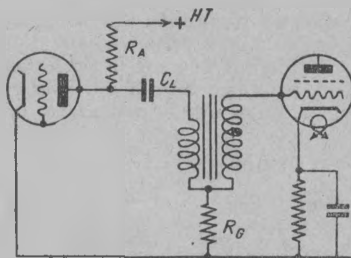


Fig. 39. — Transfo BF, montage en parallèle favorisant les notes graves

● Comme l'étage détecteur, l'étage BF apporte sa part de distorsion. Nous avons déjà vu que la courbure des caractéristiques des lampes favorise les alternances positives et introduit des harmoniques indésirables. En outre, même avec une lampe idéale bien réglée, il y a des pertes de puissance dans les aiguës et les graves.

Considérons en effet la figure 40, qui représente un étage classique à résistances. La connexion qui réunit la plaque à la grille suivante présente toujours une capacité parasite avec la masse, surtout si elle est longue ou blindée. Les fréquences élevées fuient par ce chemin avant d'atteindre la grille, et ceci d'autant plus que la réactance $1/2\pi fC$

(1) Nous répétons ce que nous avons déjà écrit ailleurs : la vie est trop courte pour nous encombrer indéfiniment avec des expressions aussi filandreuses que « coefficient de self-induction », sans doute plus orthodoxe, mais moins pratique que « self » tout court. Tant pis pour les puristes qui prétendent momifier le Français sous les pyramides de la routine...!

de cette capacité parasite est faible devant la résistance offerte par l'autre chemin de la plaque à la cathode, c'est-à-dire la résistance de charge R_A en parallèle avec la résistance interne ρ de la lampe. Quand la réactance

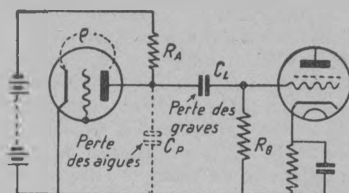


Fig. 40. — Réduction du registre dans un ampli BF à résistances.

à la fréquence f est égale à la résistance, cette fréquence est réduite à 70 p. 100 de sa valeur — exactement $1/\sqrt{2}$.

De même, les fréquences basses sont freinées par la réactance $1/2 \pi f C$ de la capacité de liaison C_L , et d'autant plus que cette réactance est forte devant la résistance de fuite R_g . Quand la réactance est égale à R_g , la perte pour la fréquence f atteint aussi 30 p. 100.

LES PUSH-PULLS

Pour obtenir plus de puissance de sortie qu'avec une seule lampe, on monte deux lampes en opposition de phase, de telle manière que la grille de l'une devienne plus positive quand l'autre devient plus négative. Les deux courants plaque résultants, qui sont aussi en opposition, s'additionnent dans le primaire à prise médiane d'un transfo de sortie.

Nous ne nous attarderons pas sur le push-pull à transformateur (fig. 41), trop classique pour être détaillé ici. Nous examinerons rapidement d'autres solutions, telles que le cathodyne, la lampe déphaseuse et le montage paraphase.

Le CATHODYNE est basé sur ceci (fig. 42) : au lieu de mettre la résis-

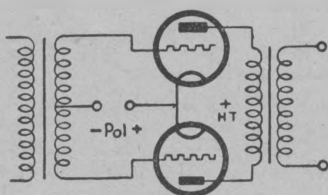


Fig. 41. — Push-pull à transfo.

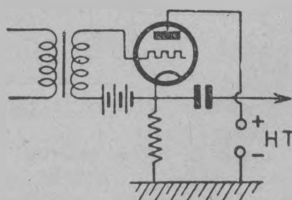


Fig. 42. — Principe du cathodyne.

tance de charge entre plaque et + HT, on la met entre la cathode et — HT, ce qui revient au même, puisque le courant anodique la traverse aussi.

Il y a cependant une différence : quand V_g croît, I_p croît aussi, et la chute de tension le long de la résistance fait de même, ce qui rend la cathode plus positive qu'elle n'était par rapport à — HT (alors que, dans le montage classique, la plaque devient moins positive qu'elle n'était par rapport à — HT ou pôle-masse). Il y a donc opposition de phase entre les deux amplifications. Pour obtenir d'une même lampe d'attaque les deux tensions égales et en opposition de phase dont nous avons besoin

pour commander les grilles des deux lampes push-pull, il nous suffira de couper en deux la résistance de charge, de monter une moitié entre $+ HT$ et anode, l'autre moitié entre $- HT$ et cathode, et de recueillir sur l'anode et la cathode les deux tensions désirées (fig. 43).

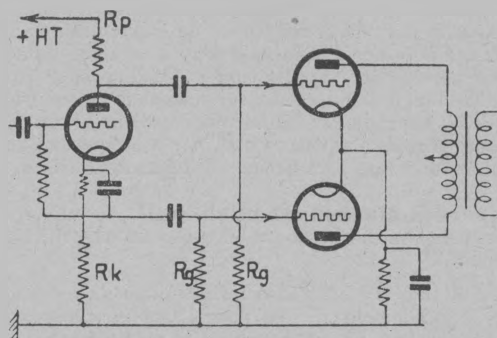


Fig. 43. — Cathodyne push-pull.

La **déphaseuse** (fig. 44) consiste à renverser la phase de la tension donnée par une lampe d'attaque, à l'aide d'une autre lampe dont l'amplification est nulle (le gain égale l'unité), en se basant sur le fait que les oscillations de la plaque sont en opposition de phase avec celles de la grille. L'explication du montage est très simple : étant donnée la lampe

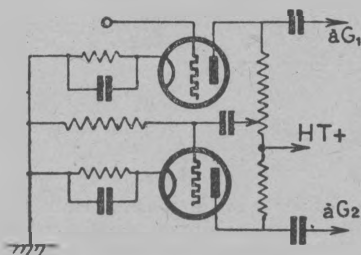


Fig. 44. — Push-pull par déphaseuse.

amplificatrice qui précède le push-pull, on fait une liaison très classique entre elle et la lampe d'en haut du P. P. Sur sa résistance de charge, on fait une prise au $1/20$ à partir du bas si le gain est égal à 20, au $1/30$ si le gain est de 30, etc., et de cette prise, par capa et fuite de grille, on alimente la lampe déphaseuse qui contrôle à son tour la lampe du bas du P. P. Bien entendu, la déphaseuse est identique à la lampe qui la contrôle, de même que sa résistance de charge et tous ses autres accessoires. De cette façon, sa plaque est le siège d'oscillations égales à celles de l'autre, mais en opposition de phase.

● Les deux systèmes de déphasage décrits ci-dessus dans leurs grandes lignes ont des avantages et des inconvénients qui leur sont propres. La cathodyne simple de la figure 43, où la tension d'attaque est injectée entre grille et cathode, n'est applicable que si l'organe de commande (pick-up ou détectrice diode) peut être isolé de la masse. Dans le cas contraire, la tension d'attaque se trouve appliquée entre grille et masse, et nous verrons en étudiant le coupleur cathodique que le gain devient légèr-

ment inférieur à l'unité. D'autre part, toute capacité entre cathode et masse déséquilibre le push-pull aux fréquences élevées.

Quant à la lampe déphaseuse, elle demande des précautions pour atteindre l'équilibre, et en particulier la parfaite similitude des deux lampes et de leurs organes de liaison, avec un réglage minutieux de la prise de tension le long de la résistance de la première lampe.

Le montage à lampe déphaseuse s'appelle aussi *paraphase*, quoiqu'on réserve plutôt cette appellation à un dispositif qui consiste à mettre à chaque étage une déphaseuse, mais sans la relier à l'étage suivant, afin que les courants oscillants plaque soient égaux et opposés au pied de chaque paire de plaques, et que, par conséquent, aucune composante oscillante ne reflue vers la source de haute tension.

Les diverses classes de push-pull. — Suivant leur mode de fonctionnement, on distingue les classes A, B négatif, B positif, AB nommé parfois A') et C.

La *classe A* (fig. 45) est l'association, dans un montage P. P., de deux lampes normalement réglées pour l'amplification classique (voir le chapitre *Les courbes*). La puissance est la même que si on avait deux

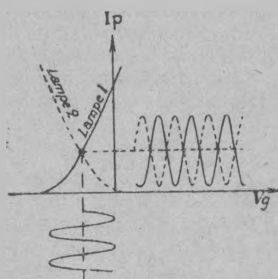


Fig. 45.
Le push-pull classe A

lampes en parallèle, la pente est doublée, le transfo de sortie est prévu comme si la paire de lampes avait une résistance interne double. C'est le montage habituel des récepteurs d'intérieur un peu puissants. C'est aussi celui qui donne la reproduction la plus satisfaisante, car les lampes travaillent uniquement dans les parties rectilignes de leur caractéristique. Le courant plaque est important, il varie peu, quelle que soit la puissance du signal. Officiellement, la classe A est définie par le fait que le signal sortant est homothétique, c'est-à-dire semblable au signal entrant dans chaque lampe.

La *classe B négative* (fig. 46), ainsi nommée pour indiquer que la grille reste toujours négative, part de l'idée suivante : on polarise fortement les deux lampes pour qu'au repos on se trouve à la naissance du courant plaque, et on applique à chaque grille un signal dont la tension ne dépasse jamais la polarisation. Chaque lampe fonctionne donc comme une détectrice-plaque, amplifiant une demi-période seulement, et le produit de chacune est réuni à l'autre dans le transfo de sortie. Le courant plaque est évidemment très faible à vide, la consommation est presque proportionnelle à la puissance du signal.

Ce type de push-pull, appelé *quiescent* par les Anglais (c'est-à-dire « au repos »), est surtout utilisé en réception, quand il faut réduire le plus possible la consommation en haute tension — par exemple, dans le

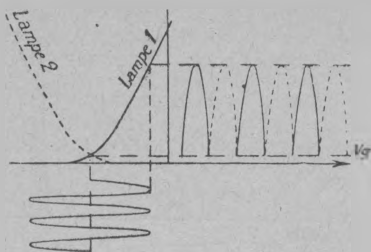


Fig. 46. — Le push-pull classe B.

cas de postes-batterie, ou pour tirer le maximum de puissance sonore d'un transfo d'alimentation donné. Quelques particularités sont à connaître :

1° Il faut abandonner la polarisation par la cathode ou par le courant total, car ce dernier varie en cadence avec la musique. Le mieux est d'adopter pour les deux lampes P. P. une alimentation séparée et de faire la polar par le courant total de la partie qui précède le P. P.

2° Prévoir des transfos sans trop de self, capables d'accepter une charge 1,4 fois plus forte qu'en classe A.

3° La tension plaque peut être de 25 à 33 p. 100 supérieure à celle de la classe A. Prévoir la polar en conséquence.

4° En classe A, l'absence d'une lampe n'entraîne guère que la perte de la moitié de la puissance et un léger déséquilibre. En classe B, on constate une distorsion de 100 p. 100 d'harmonique 2.

La *classe B positive* est celle où l'on emploie des lampes tout à fait spéciales qui fonctionnent sans polarisation ($V_g = 0$), tout en étant au repos à la naissance du courant plaque. Les grilles ne travaillent donc que quand elles sont positives. On ne l'emploie guère que sur des postes portatifs à batteries. Les grilles consomment un peu de courant oscillant que la lampe précédente doit être capable de fournir (driver), le rendement est très élevé malgré la faible consommation moyenne de courant anodique — au prix, il est vrai, d'une légère distorsion.

La *classe AB* est une solution où la polarisation est intermédiaire entre A et B. Elle donne un peu de distorsion, qu'on combat par la contre-réaction; mais elle bénéficie des avantages des deux montages, à savoir : grande puissance de la classe B, stabilité et aisance d'alimentation de la classe A.

La *classe C* (fig. 47) sert à désigner un montage utilisé en émission. Ici, la grille est polarisée bien au delà de la naissance du courant plaque, et, par conséquent, le signal qu'on lui applique peut avoir une grande amplitude : pendant une alternance, il ne passe aucun courant plaque, et seulement une fraction de l'autre (la pointe) déclenche le courant plaque. Le rendement (rapport du courant oscillant plaque au courant total employé) atteint 75 p. 100. Il se produit des harmoniques, ce qui est sans importance dans un oscillateur, puisque les pulsations du courant plaque ne servent qu'à entretenir les oscillations d'un circuit oscillant, tout comme les pulsations de la roue d'échappement d'une horloge entretiennent les oscillations sinusoïdales du balancier, en lui remboursant ses pertes.

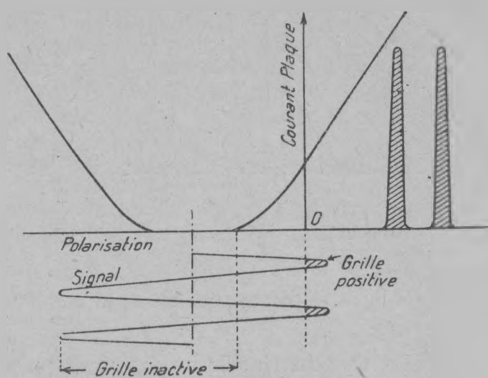


Fig. 47. — Push-pull classe C.

LE COUPLEUR CATHODIQUE

Nous avons vu, en étudiant le push-pull, que l'inversion de phase pour alimenter la seconde lampe P. P. pouvait se faire par une lampe dont l'impédance de charge est placée entre la cathode et $-HT$, au lieu de l'être entre anode et $+HT$ comme d'habitude. Si A est l'amplification de la lampe et si nous injectons 1 volt oscillant entre grille et cathode, nous recueillons A volts oscillants entre cathode et $-HT$, *en phase avec les volts injectés dans la grille*. Par exemple, si $A = 30$, la cathode sera portée à 30 volts positifs quand l'oscillation de la grille atteindra 1 volt positif par rapport à la cathode.

Mais proposons-nous d'injecter entre grille et $-HT$, au lieu d'entre grille et cathode (fig. 48). Puisque nous voulons avoir 1 volt oscillant

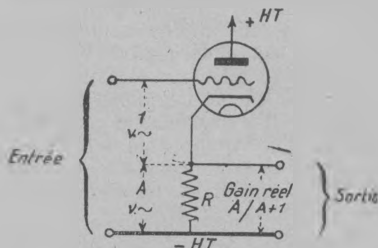


Fig. 48. — Le coupleur cathodique.

entre grille et cathode, et qu'il apparaît A volts oscillants entre cathode et $-HT$, il faut donc injecter $A + 1$ volts entre grille et $-HT$. Dans notre exemple ci-dessus, pendant l'alternance positive du signal, la grille aura $+31$ volts, tandis que la cathode aura $+30$ volts par rapport à $-HT$ considéré comme 0 (masse). Nous ne recueillons que 30 volts à la sortie pour 31 volts fournis à l'entrée : donc, le gain de l'étage n'est pas A , il n'est même pas égal à l'unité, il est évidemment égal à $A/A + 1$, soit dans notre exemple $30 : 31$. En pratique, il vaudra à peu près 1 si A est grand (1), c'est-à-dire si la lampe a une charge élevée par rapport à sa résistance interne.

(1) On sait que, dans le montage normal, le gain A est égal au K de la lampe multiplié par le rapport de l'impédance de charge Z à la somme de cette charge et de la résistance interne p de la lampe. Cette somme est arithmétique si la charge est une simple résistance, elle est géométrique si la charge est une réactance.

À première vue, l'intérêt d'une telle « amplificatrice », paraît bien discutable. Mais nous allons voir qu'elle présente des particularités précieuses.

Tout d'abord, il apparaît sur sa cathode une oscillation pratiquement identique à celle qu'on impose à sa grille, et *en phase avec elle*. La cathode répète fidèlement ce qu'elle voit faire à la grille. D'autre part, comme la plaque est à potentiel fixe, l'effet Miller ne joue plus, la capacité grille-plaque ne se multiplie plus par le gain pour shunter et amortir le circuit d'entrée. Reste la capacité grille-cathode : ici, l'effet Miller est négatif (puisque'il faut fournir $A + 1$ volts pour faire apparaître seulement 1 volt aux bornes de cette capacité), donc cette capacité parasite se trouve *divisée* par $A + 1$. Par conséquent, l'impédance d'entrée est énorme, le circuit d'entrée a un amortissement négligeable, et la lampe transmettra fidèlement à sa cathode une vaste gamme de fréquences, même très élevées.

Ce n'est pas tout : on démontre que la résistance interne *apparente* est très réduite, elle ne vaut plus que $1/S$, même si la lampe est une pentode à grand ϵ (car le montage est à contre-réaction totale) : par exemple, si la pente de la lampe est de 4 mA/V , sa résistance apparente dans ce montage ne sera que $1 : 0,004 = 250 \text{ ohms}$. Une valeur aussi basse va permettre de charger très peu la lampe sans influencer beaucoup la tension de sortie, qui restera même insensible à des variations importantes de cette charge ; en outre, une charge de faible valeur signifie que l'impédance de sortie est très basse.

Et nous commençons à voir l'intérêt de ce montage bizarre : avec son énorme impédance d'entrée et sa très faible impédance de sortie, il va nous permettre de coupler une source alternative à haute impédance avec une utilisation à basse impédance, sans amortir la source et sans grosse chute de tension aux bornes de l'utilisation — et cela quelle que soit la fréquence. Le coupleur cathodique est en quelque sorte un transformateur idéal de rapport $1 : 1$, dont le primaire offrirait une impédance énorme à toutes les fréquences et dont le secondaire permettrait le passage de courants élevés, — un transfo qui n'aurait pas d'impédance réactive ni de capacité répartie. Et c'est exactement comme un tel transfo qu'on l'emploie.

Nous avons vu, en étudiant les amplificateurs, qu'en branchant une lampe amplificatrice à la suite d'une autre l'impédance d'entrée de la seconde est en parallèle avec l'impédance de charge de la première. Or cette impédance d'entrée est formée par les capacités internes de la lampe, du support et des connexions : on tourne cet inconvénient, en radio ordinaire, par le procédé très simple qui consiste à se servir d'un circuit accordé (ou circuit bouchon) comme impédance de charge et en considérant les capacités d'entrée de la seconde lampe comme faisant partie de la capacité d'accord du bouchon.

Mais cela ne va plus quand il s'agit d'amplifier non plus une fréquence, mais une gamme de fréquences : ici, impossible d'utiliser un circuit accordé comme impédance de charge de la première lampe. Tant qu'il n'est question que de fréquences moyennes ou basses, le mal n'est pas grave ; mais, aux fréquences élevées, les capacités internes de la seconde lampe réduisent énormément son impédance d'entrée, qui est justement formée par leur réactance $1/2 \pi fC$. Si f est élevé, la réactance sera faible, même avec un c minuscule. Par exemple, avec une capacité d'entrée de 5 pF seulement et une fréquence de 100 millions de périodes-seconde (onde de 3 mètres), l'impédance d'entrée est égale à $1/2 \pi \times 10^8 \times 5 \times 10^{-12} = 10^4/6,28 \times 5 = 318 \text{ ohms}$ seulement. Une « résistance » aussi basse, mise en parallèle avec n'importe quelle charge de la lampe précédente, donne un total encore plus bas et fait tomber l'amplification à zéro.

Pour tourner la difficulté, il suffit d'interposer entre les deux lampes un système qui offre une grande impédance d'entrée du côté de la première amplificatrice et une faible impédance du côté de la seconde : c'est justement le rôle du coupleur cathodique. Il a reçu d'importantes applications en télévision, en radio-repérage (radar), ainsi que pour réaliser un détecteur à haute impédance, un étage final à haute fidélité, comme circuit d'entrée d'amplificateur vertical à large bande pour oscillographes cathodiques, etc...

LA CONTRE-RÉACTION

Un étage amplificateur étant formé d'une lampe dont les caractéristiques sont plus ou moins courbes et d'organes de liaison dont l'impédance varie avec la fréquence ne donne pas à la sortie une tension amplifiée rigoureusement proportionnelle à celle d'entrée. En général, il amplifie beaucoup moins les fréquences basses et élevées que les moyennes, pour lesquelles le gain A de l'étage est maximum. De plus, la lampe introduit des harmoniques, c'est-à-dire des fréquences supplémentaires qui n'existaient pas à l'entrée.

Si on peut se permettre de sacrifier une partie du gain, les choses peuvent grandement s'améliorer en prélevant une partie de la tension amplifiée pour l'injecter à nouveau dans la grille. Nous savons que la tension de sortie est en opposition de phase avec celle d'entrée : donc, à l'opposé de la réaction vraie qui renforçait le signal appliqué à la grille, celle-ci le diminuera. C'est pour cela qu'on l'appelle réaction négative, ou contre-réaction. La figure 49 en donne un exemple simple, appliqué

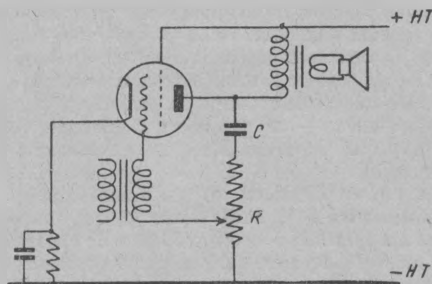


Fig. 49. — Contre-réaction de tension.

à une lampe finale : une partie de la tension de sortie est dérivée par le condensateur C et la résistance R , le long de laquelle on prélève la portion renvoyée à la grille *en série avec le signal entrant* (pour éviter l'amortissement du circuit d'entrée).

● Comme la réaction est négative, elle diminue considérablement le gain de l'étage. Si A est le gain de l'étage en l'absence de réaction et T le taux de réaction (c'est-à-dire la fraction des volts sortants qui est renvoyée à la grille), il est clair que chaque volt oscillant du signal produira A volts à la sortie, dont une partie AT est renvoyée à la grille. Comme cette partie AT est opposée aux volts du signal, il faut que celui-ci soit renforcé en conséquence si nous voulons recueillir A volts à la sortie : le signal devra fournir $1 + AT$ volts oscillants.

Par exemple, si une lampe est réglée de manière à avoir un gain $A = 20$, et qu'on renvoie $1/4$ de la tension sortante à la grille ($T = 0,25$), celle-ci recevra 5 volts réactifs pour 1 volt de signal qu'elle injecte. Comme

ces 5 volts sont opposés au signal, celui-ci devra fournir 6 volts pour contre-balancer la perte due à la réaction négative.

● Il est facile de voir que le gain a diminué dans notre exemple, puisque 6 volts d'entrée ne donnent que 20 volts de sortie : il n'est plus que de $20/6$ au lieu de 20. Le gain, qui était A sans contre-réaction, est devenu $A/(1 + AT)$, expression qui se réduit à $1/T$ (1) quand le produit AT est beaucoup plus grand que l'unité, ce qui est le cas général : il suffit pour cela d'employer une lampe à grand coefficient d'amplification, convenablement chargée, avec un taux de contre-réaction suffisant. Et nous arrivons à cette conclusion importante : *avec la contre-réaction, le gain ne dépend que du taux de celle-ci et non plus des autres éléments.* Elle permet donc d'égaliser le gain sur toutes les fréquences audibles, ce qui conduit à une plus grande fidélité.

● Les harmoniques qui causent la distorsion de l'étage sont produits par la lampe, ils n'existent pas dans le signal d'entrée, même si celui-ci devient six fois plus fort, comme dans notre exemple. On conçoit, sans faire appel aux mathématiques, que la contre-réaction réinjecte dans la

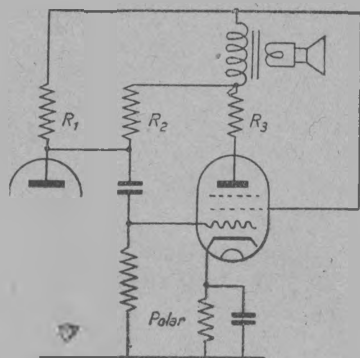


Fig. 50. — Contre-réaction d'Intensité.

grille les harmoniques *negatifs* non compensés par une même somme d'harmoniques *positifs* venant du signal, si bien qu'elle va tout simplement réduire au sixième le pourcentage d'harmoniques parasites qui apparaissent à la sortie.

● Enfin, on peut démontrer qu'une lampe soumise à la contre-réaction voit sa résistance interne apparente diminuer considérablement, comme si son ρ normal était divisé par le produit du coefficient d'amplification K et du taux de contre-réaction B : par exemple, une 6 F 6, dont le ρ est

(1) En effet, dans l'expression du gain $A/(1 + AT)$, divisons haut et bas par A , il vient successivement :

$$\frac{A}{1 + AT} = \frac{1}{1/A + T} = \frac{1}{T(1 + 1/AT)} = \frac{1}{T} \times \left(\frac{1}{1 + 1/AT} \right).$$

Quand AT dépasse quelques dizaines, l'expression entre parenthèses tend vers 1. et reste $\frac{1}{T}$.

égal à 80.000 ohms avec $K = 200$, voit sa résistance interne pratique tomber à 1.600 ohms quand on lui applique un taux de contre-réaction de $1/4$. Elle amortira donc le haut-parleur dans lequel elle débite, en diminuant la puissance sonore, mais par contre elle supprimera les résonances désagréables en donnant une reproduction plus naturelle, moins « tonneau ».

● Toutefois, pour intéressante qu'elle soit, la contre-réaction est assez délicate à appliquer quand on désire un taux important.

Il faut d'abord que les étages précédents soient capables de fournir le signal beaucoup plus puissant qui est nécessaire, sans être surchargés. C'est pourquoi on fait agir la contre-réaction sur plusieurs étages quand on désire un effet marqué.

Ensuite, la tension réactive doit être théoriquement décalée de 180° avec la tension du signal, alors qu'en pratique le déphasage s'éloigne de cette valeur et varie avec la fréquence, si bien que la contre-réaction varie aussi.

● Il existe des quantités de schémas de contre-réaction, dont certains dits « d'intensité » produisent la tension réactive en faisant passer le courant anodique de la dernière lampe dans une résistance. La figure 50 en donne un exemple classique, la résistance chutrice est R_3 , le taux de contre-réaction est réglé par R_1 et R_2 .

Assez!

NEUF FOIS SUR DIX ...
les distorsions sont dues
aux lampes fatiguées
et se quérissent par des
LAMPES NEUVES.

TUNGSRAM

L'IMPÉDANCE ET SON IMAGE

Tel saint Thomas, chacun a le droit de ne croire qu'à ce qu'il touche et de dire, par exemple, en parlant d'une lampe, que seules les résistances ou selfs réellement et voltaïquement insérées dans son circuit ont une influence sur elle. Après tout, c'est un peu pour l'avoir entendu dire souvent que nous admettons l'action indirecte et les effets de couplage. Il serait bon de s'en convaincre personnellement.

Voici une source de force électromotrice (fig. 1). On sait qu'il existe une charge optima qui lui permettra de dégager le maximum d'énergie. C'est une charge égale à la résistance interne de la source, si celle-ci est ohmique, ou sa conjuguée si elle ne l'est pas. Il nous est même permis (pour des raisons de rendement, par exemple) de choisir une charge différente de l'optima. Si la charge réelle dont nous disposons n'est pas

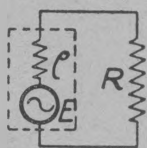


Fig. 1. — La puissance égale à $E^2/(R + \rho)$ est maxima quand $R = \rho$.

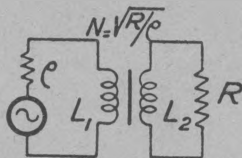


Fig. 1 bis. — Le transfo de rapport $N = \sqrt{R/\rho}$ égalise virtuellement ρ et R .

égale à ce chiffre, nous savons employer un transformateur et nous connaissons son rapport de bobinage : il doit être égal à la racine carrée du rapport des deux impédances à marier, et déjà la notion d'image apparaît. Si, par exemple, votre dynamique qui fait 15 ohms est précédé d'un transfo abaisseur 1 sur 20, vous pourrez dire : la lampe de sortie débite non seulement dans le bobinage primaire que tel saint Thomas je vois avec mes doigts, mais en même temps dans une résistance image de celle du dynamique et grossie 20 au carré, ou quatre cents fois. Elle débite donc dans 6.000 ohms, c'est-à-dire quatre cents fois 15 ohms.

Les figures 2 et 2 bis montrent comment le transfo joue son rôle de verre grossissant ou rapetissant, selon qu'on se place du côté secondaire

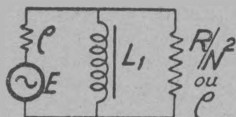


Fig. 2

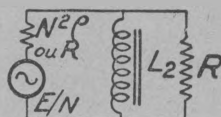


Fig. 2 bis

ou primaire. En figure 2, la source E ne débite réellement que dans le primaire L_1 , mais celui-ci lui apparaît comme l'image de R divisé par le carré du rapport N du transfo, donc égal à sa propre résistance ρ , et la source est satisfaite, car elle se croit chargée à l'optimum. En figure 2 bis, nous voyons la résistance de charge R qui n'est réellement reliée qu'au secondaire L_2 , mais il représente à ses yeux la résistance interne ρ de la

source multipliée par le carré du rapport N et par conséquent égale à R . Par la même illusion, E est devenu E/N aux yeux de R , et tout est pour le mieux.

Mais, pour pouvoir tenir ce raisonnement simple, il faut réunir certaines conditions qui, courantes avec le 50 périodes, déjà plus rares avec la BF, ne le sont jamais avec la HF. D'abord, il faut que tout le flux primaire passe dans le secondaire, et vice versa ; ce qui s'énonce en un autre style par : il ne doit pas y avoir de fuite de flux. Ensuite, pour que la figure 2 *bis*, équivalente à la figure 2, soit assimilable à la figure 1, il faut que la perte de courant à travers le primaire du transfo soit négligeable (même aux faibles fréquences), et cela implique une self importante. C'est la raison pour laquelle un transfo BF de rapport 3 n'a pas tout simplement un tour primaire et trois au secondaire.

Si on s'éloigne de ces conditions idéales, si notamment tout le flux d'un enroulement ne passe pas dans l'autre, il y a lieu de concevoir le transfo idéal caché dans le sein du transfo réel. Cet organe, intangible évidemment, peut se mesurer : il a son rapport de transformation (parfois différent du rapport de bobinage du transfo réel) et il a son flux. Si donc, tout comme pour la figure 2, j'applique la convention que tout ce qui est dans le circuit secondaire *est vu* par la source comme N^2 fois plus gros, j'arrive à la figure 3, où l'on note en horizontal une self de fuite l_1 qui est (séparée par la pensée) celle due aux spires primaires dont le flux se

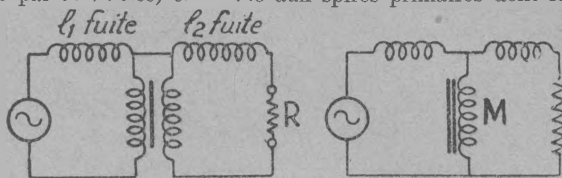


Fig. 3.

referme sur elles-mêmes sans passer dans le secondaire. On note de même une self dite self de fuite secondaire l_2 , due à la portion du flux né dans le secondaire qui oublie de passer dans le primaire, et verticalement on voit une self qui représente le flux réellement commun et qui se traduit par l'induction mutuelle M . C'est cette induction M , d'impédance $2\pi fM$, qui joue le rôle déjà vu sur la figure 2 et qui n'est autre que celui de bouchon, de pilier, pour obliger la musique à passer directement de la source en haut à gauche à l'utilisation en haut à droite.

Selon que vous vous mettrez dans la peau de l'une ou de l'autre, vous la verrez N fois plus petite ou N fois plus grosse. Exemple : voici un transfo de rapport 4, de 20 henrys primaires. Supposons d'abord les fuites négligeables. Tout ce qu'il voit à gauche, il en fabrique une image seize fois supérieure, à droite, et il commence par lui-même. Son secondaire est, à ses yeux, l'image de son primaire, et il fait effectivement seize fois 20 ou 320 henrys. Autrement dit, si vous employez ce transfo entre une lampe de 40.000 ohms de p et une grille de 1,6 mégohm de fuite, vous direz : la lampe n° 1 voit la grille n° 2 grosse comme 100.000 ohms et lui transmet le son par-dessus le dos d'une self de 20 henrys jouant le rôle d'impédance de liaison, et la grille n° 2 voit la plaque n° 1 grosse comme 640.000 ohms par-dessus le dos d'une self de liaison de 320 henrys. Maintenant, quelle est réellement, avec les yeux de saint Thomas, la valeur en henrys de ce pilier de liaison ? Est-ce 20 henrys ou 320 ? Réponse : c'est la moyenne géométrique des deux, soit $\sqrt{20 \times 320}$, ou 20 multiplié par le rapport 4 (ou 320 divisé par ledit rapport 4), c'est cela l'induction mutuelle M .

Si maintenant il y a fuite de flux, on conçoit que le M diminue et qu'il y a chute de tension et perte d'énergie à travers les selfs de fuite (celles dessinées horizontalement). Ces pertes seront d'autant plus fortes que l'énergie demandée sera plus forte. On peut faire une assez juste analogie entre le transfo et la presse hydraulique. Le rapport des poids

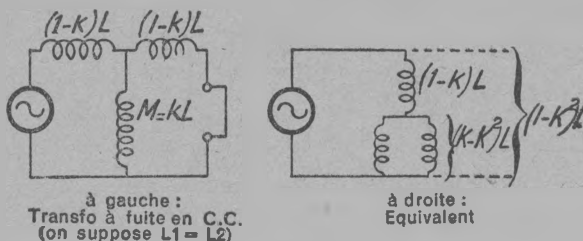


Fig. 4.

(des forces) sur les deux pistons est égal au carré du rapport des diamètres ; et, bien qu'il y ait conservation d'énergie, il y a multiplication des forces ; et, pourtant, quel que soit l'effort demandé, la quantité d'eau dans la pompe est la même. Si, par contre, il y a un petit trou dans la tuyauterie, il y aura perte de pression.

● On appelle *coefficient de couplage* le rapport entre l'induction mutuelle M réellement existante et celle qui devrait y être, et qui est la moyenne géométrique des selfs des deux enroulements :

$$K = M / \sqrt{L_1 \times L_2}.$$

Dès l'instant que nous avons introduit la notion de couplage (très différente de celle de rapport de transfo), une étude intéressante à faire nous vient à l'esprit : rechercher l'influence du couplage sur la marche du transfo, selon les diverses charges. On sait très bien que, dans un transformateur de 50 périodes, si on met le secondaire du transfo en court-circuit, on fait sauter les plombs de sa maison tout comme si on eût court-circuité le primaire. L'image du C. C. est un autre C. C. Mais, si le transfo eût été lâche ? Si le flux avait eu le moyen de fuir par une porte dérobée entre le primaire et le secondaire ? ... Vu ses instincts de paresse, il aurait évité la traversée du secondaire, où on l'eût obligé à travailler et où il aurait eu à vaincre les contre-ampère-tours du court-circuit. Sur le schéma en T, cela se voit. Une des branches du T étant court-circuitée, il y avait malgré tout l'autre branche qui faisait impédance série protectrice (fig. 5). Donc, tandis que le transfo sans fuite est une simple

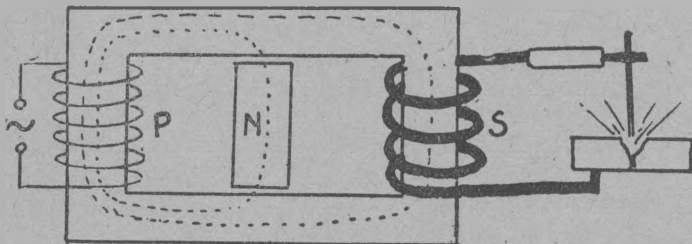


Fig. 5. — Un transfo à fuite pour soudure à l'arc. Le noyau N, plus ou moins engagé, permet de dériver une partie du flux ainsi soustraite au secondaire.

self en shunt sur l'utilisation, un à fuite est un ensemble de selfs série et shunt formant une cellule en T qui freine et, en cas de court-circuit,

protège. Et voilà le pourquoi de la caractéristique plongeante des transfo pour arc, pour Tungal, cuproxyde, soudure, etc. Au lieu d'une résistance série, c'est une self qu'on a.

Autre application : une self de 1 henry est couplée à 60 p. 100 avec une autre. On met cette autre en court-circuit (fig. 6). Qu'advient-il ?

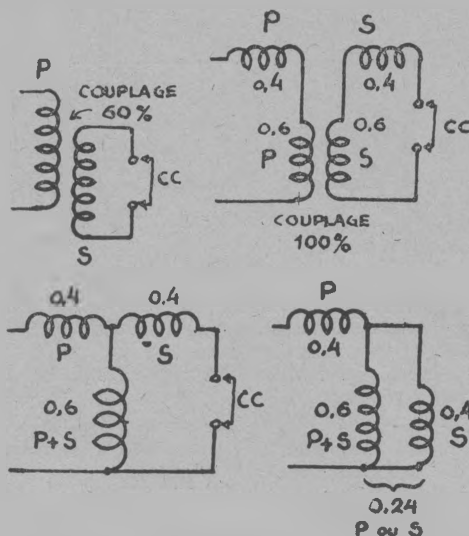


Fig. 6. — Selfs couplées à 60 p. 100. Secondaire en court-circuit. Ces quatre schémas sont équivalents.

Réponse : En se plaçant dans le primaire, on voit la seconde self grosse comme un henry. Une portion de 60 p. 100 des deux forme le pilier commun, et deux branches de 40 p. 100 sont les fuites, d'où le T équivalent. Si on court-circuite un côté, on met en parallèle le 0,6 henry vertical

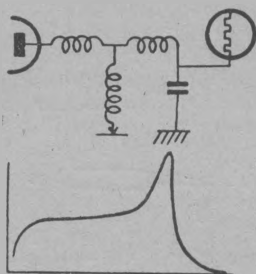


Fig. 7.
Résonance d'un transfo BF.

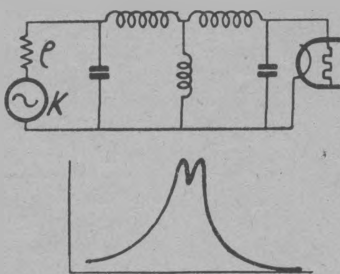


Fig. 8.
Filtre de bande.

et le 0,4 horizontal, ce qui fait 0,24 henry ensemble, et l'ensemble du T équivalent à une self de 0,4 plus 0,24, ou 0,64 henry. C'est bien la valeur :

$$L(1 - K^2)$$

avec $K = 0,6$ et $K^2 = 0,36$ énoncée dans le formulaire Tungram au sujet des blindages, car un blindage est une bobine à une spire en court-circuit que l'on couple avec une bobine et qui lui tue ainsi une partie de son flux.

Et supposez qu'au lieu d'un court-circuit ce soit une capacité. Voici une superbe occasion pour faire une résonance, ou surtension, lorsque les selfs de fuite (horizontales) seront en résonance avec l'image de la capacité. Notez que, si la self de fuite est faible, la capa parasite pourra se payer le luxe d'être grosse avant que la fréquence en question tombe dans le spectre musical exploité (et vice versa). Mais déjà on a bien du mal à se défendre jusqu'à 10.000 périodes contre ce défaut, et des surtensions de 9 à 10 décibels sur une note sont choses arrivées.

Enfin supposez que symétriquement de chaque côté du T, c'est-à-dire sur chaque enroulement du transfo, vous placiez, volontairement cette fois, une capacité : vous tombez alors dans la résonance voulue, avec deux bosses au lieu d'une, et, au lieu de 10 décibels, c'est 25 ou 30 que l'on visera à faire sur une plage étroite. Mais la technique reste la même : la capa tue le flux de fuite du bord opposé, pour une fréquence donnée. Par suite, le manque de couplage créé par la self de fuite disparaît brusquement dès qu'on passe sur cette fréquence et le transfo devient idéal et couplé à 100 p. 100. C'est ce qui explique la surtension obtenue pour cette fréquence de résonance.

On voit qu'il y a une optique du transfo tout comme de la lampe.



LES COURBES DES LAMPES ET LEUR EMPLOI

Nous avons vu au premier chapitre qu'une lampe est caractérisée par trois grandeurs qui régissent ses qualités et son utilisation, savoir :

$$K, \rho \text{ et } S,$$

dont deux suffisent à déterminer la troisième, vu la relation (1) :

$$K = \rho S.$$

Mais les calculs les plus savants qu'on pourrait faire à partir de cette relation et des autres sont loin de valoir les enseignements précis des courbes, qui seules sont capables de nous renseigner sur les conditions dynamiques d'emploi et les résultats réels à recueillir, tels que le gain, la distorsion, la surtension, les harmoniques, etc.

Rappelons rapidement l'esprit des courbes, leur tracé et la définition logique des coefficients intrinsèques qui s'en déduisent.

Une lampe a deux circuits, l'un d'entrée ou commandeur (c'est celui de cathode-grille et retour), l'autre de sortie ou commandé (celui qui passe par cathode, plaque, utilisation, source haute tension et retour). Ceci nous rappelle l'effet de relais dans une machine à vapeur, où le tiroir de distribution figure la grille, et le piston la plaque. Nous savons qu'il y a un rapport K constant entre une variation de potentiel de grille et celle qu'il faudrait donner au potentiel de plaque pour produire la même

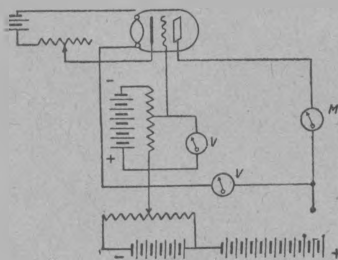


Fig. 1. — Montage d'étude pour faire varier I_p , V_p et V_g

variation du courant anodique. Ce rapport K est le coefficient d'amplification, et nous n'insisterons pas sur cette notion connue. Soulignons seulement que le courant anodique, c'est-à-dire la grandeur intéressante, celle qui produit les effets amplifiants demandés, est ce que nous appelons en mathématiques « une fonction à deux variables indépendantes : V_g et V_p », c'est-à-dire que sa grandeur variera si l'on fait varier la tension grille ou la tension plaque.

(1) Indiquons encore le procédé mnémotechnique pour se rappeler exactement cette relations : par ordre alphabétique, la première lettre égale le produit des deux dernières, — exactement comme pour la loi d'Ohm : $E = IR$, à laquelle cette relation correspond du reste.

Réseau I_p/V_p et conductance (fig. 2).

● Nous pouvons tracer, sur un papier quadrillé, la courbe des variations du courant plaque I_p noté en verticale, par rapport aux variations de V_p noté en horizontale, et nous tracerons sur la même feuille autant de courbes différentes qu'il nous plaira de prendre de V_g différents : ainsi, nous aurons une « famille de courbes » représentant les variations de I_p par rapport aux deux variables V_g et V_p .

Chaque courbe a une inclinaison qui peut varier d'un point à un autre, mais qui est en chaque point le rapport (le quotient) d'une petite variation de I_p et de la petite variation de V_p qui la provoque. Pour aller plus vite, on remplace dans les formules les mots « une toute petite variation de » par la lettre d , et nous écrivons donc :

$$\text{Inclinaison au point P} = \frac{d I_p}{d V_p}$$

Ce rapport $d I_p/d V_p$ est l'inverse d'une résistance, la résistance interne r (qu'on prononce *rd*), ou résistance de l'intervalle cathode-anode : ce rapport est donc une *conductance*. Pour les mathématiciens, c'est la dérivée de la fonction I_p considérée comme dépendant de la seule variable V_p . Elle est graphiquement représentée par l'inclinaison de la courbe I_p/V_p (1).

Réseau I_p/V_g et pente (fig. 2).

Mais I_p dépend aussi d'une autre variable V_g . Nous pouvons noter V_g en graduations horizontales tout en laissant I_p en verticales. Dès lors, nous aurons des courbes d'un autre genre, et nous en tracerons autant

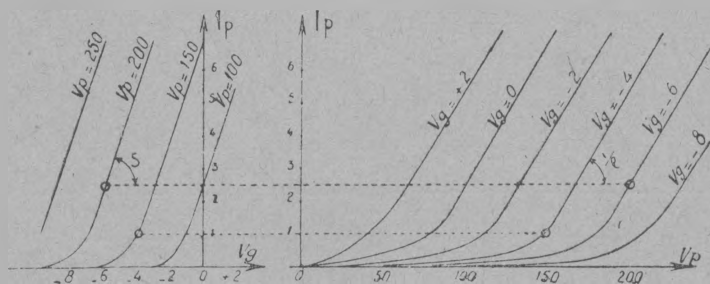


Fig. 2. — Réseau I_p/V_g et réseau I_p/V_p .
Points correspondants.

qu'il nous plaît de choisir des V_p divers. Ces courbes représentent évidemment les variations de I_p considéré comme dépendant de la seule variable V_g , et leur inclinaison en un point est encore une dérivée, soit le rapport $d I_p/d V_g$. Graphiquement, cette dérivée est encore une pente, mais cette fois la loi d'Ohm nous convie à la considérer comme l'inverse d'une résistance *fictive*, puisque l'intensité appartient au circuit plaque, tandis que la tension est celle du circuit grille. Cette résistance inverse, ou

(1) Cette dérivée représente, en effet, la tangente trigonométrique de l'angle que fait la courbe avec l'horizontale, ce qui est bien la définition de l'inclinaison.

conductance, est dite « mutuelle », elle est le rapport entre les millis recueillis ici pour un certain nombre de volts appliqués ailleurs. C'est ce que les Anglo-Saxons appellent *transconductance*. La terminologie française a évité cette confusion en adoptant le terme PENTE (en milliampères-plaque par volt-grille), qu'elle a baptisée du symbole étranger S . Il doit cependant être bien entendu que ces courbes, ce ρ et ce S s'entendent pour la lampe non chargée, non travaillante, et l'anode reliée immédiatement au + HT, autrement dit à l'état *statique*.

Voici donc trois quantités bien comprises, d'un sens mathématique important : soit V_p , V_g et I_p les données de réglage d'une lampe. Si j'altère V_p d'une toute petite quantité dV_p , j'aurai une altération conséquente de I_p , soit dI_p , et leur rapport est S . Je puis éviter cette altération de I_p par une variation bien déterminée de V_g , soit dV_g . Ces trois altérations sont dites correspondantes et on a :

$$\begin{aligned} dV_p/dV_g &= K; \\ dV_p/dI_p &= \rho; \\ dI_p/dV_g &= S. \end{aligned}$$

Si nous considérons le cas simple d'une triode, nous obtenons les deux réseaux de courbes bien connus (fig. 3), qui présentent une longue

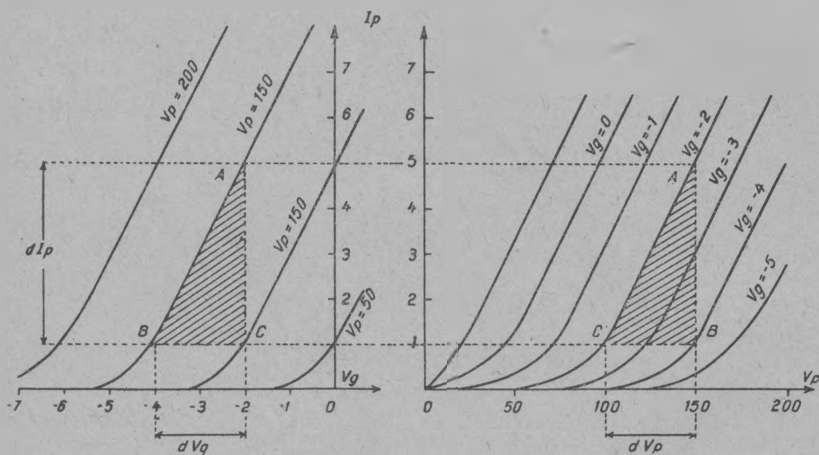


Fig. 3.

$$\begin{aligned} dI_p &= 4 \\ dV_g &= 2 \\ dV_p &= 50 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K &= 25 \\ \rho &= 12.500 \\ S &= 2 \end{aligned}$$

zone où les caractéristiques sont parallèles, équidistantes et linéaires (nous verrons bientôt que c'est justement la condition de fidélité). Il est facile de placer sur le réseau un triangle dont un côté soit vertical, l'autre horizontal et le troisième porté par une des droites. Un tel triangle comme ABC a deux côtés qui représentent chacun une variation de deux des éléments V_g , V_p et I_p , le troisième restant inchangé. Ainsi, quand on passe de A à B, on a un changement de I_p et un de V_g , mais V_p reste fixe. Quand on passe de A à C, V_g est fixe, mais I_p et V_p varient. De C à B, le V_p et le V_g varient, mais I_p est fixe.

Les trois côtés du triangle, tant sur un réseau que sur l'autre, représentent les trois variations « correspondantes » de tout à l'heure, et leurs

quotients deux à deux sont K/ρ et S . Et, lorsqu'on considère une partie courbe des caractéristiques, il suffit de raccourcir les côtés du triangle autant qu'il le faut pour pouvoir confondre le côté oblique du triangle avec un élément de la courbe : les trois côtés tendent chacun vers zéro, mais leurs quotients deux à deux ne s'annulent pas et représentent toujours K/ρ et S au point de la courbe considéré.

En résumé, on a le droit de dire qu'une lampe dont on « secoue » la grille d'une quantité alternative V_g est un alternateur de force électromotrice égale à K fois V_g et dont la résistance interne est ρ . Si on ne lui impose aucune charge d'utilisation, il sera en court-circuit et débitera un courant $K/\rho = S$.

Quand il s'agit d'une triode, lampe dont les caractéristiques sont géométriquement simples, il est facile de montrer que I_p est une fonction linéaire de V_p et de V_g (ce qui veut dire que chaque volt qu'on ajoute à V_p , par exemple, produit un accroissement toujours égal de I_p), et par suite son équation s'écrit :

$$\rho I = V_p + k V_g - E,$$

expression où E a le sens d'une force contre-électromotrice dont la valeur apparaît en prolongeant jusqu'à l'axe horizontal des V_p la courbe correspondant à $V_g = 0$ (fig. 4).

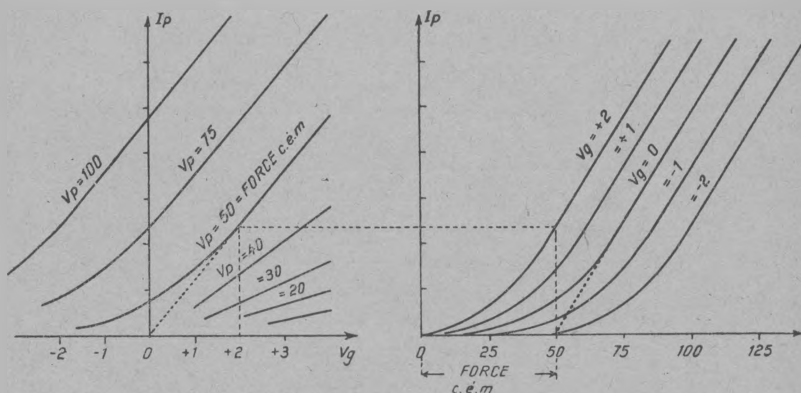


Fig. 4. — La force contre-électromotrice d'une lampe.

● Les courbes d'une lampe se relèvent fort simplement à l'aide du montage de la figure 1, où les deux voltmètres indiquent V_p et V_g , et où le milliampèremètre donne I_p .

COURBES DES PENTODES ET TÉTRODES

Les lampes modernes dérivent pour la plupart du type pentode, lequel descend lui-même de la lampe écran. Leur principe fondamental est d'avoir une résistance interne énorme afin que I_p dépende surtout de V_g , mais presque pas de V_p . Cela revient à dire que, pour de telles lampes, la résistance d'utilisation qu'on leur offre est faible en comparaison de leur ρ , et par suite elles travaillent quasi en court-circuit avec un S égal à celui du catalogue. Cela revient encore à dire que, malgré les variations de I_p , les variations de chute de tension aux bornes de l'utilisation, la lampe continue à se comporter comme si elle avait un V_p constant.

Quand nous allons tracer les courbes du réseau I_p/V_p , il faut s'attendre à ce que les courbes correspondant à divers V_p soient superposées. De même attendons-nous dans le réseau I_p/V_p à avoir des caractéristiques très couchées et presque horizontales (fort). En prolongeant celle de $V_p = 0$ dans l'espoir de trouver une force contre-électromotrice,

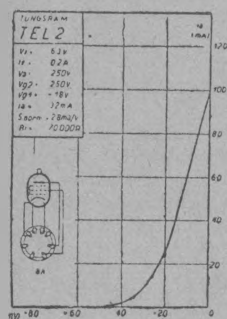


Fig. 5. — Réseau I_p/V_p d'une pentode.

on tomberait très à gauche, ce qui indiquerait une f. c. e. m. E négative, conséquence logique du haut potentiel d'écran.

Pratiquement, les pentodes accusent donc une allure convexe au début, puis une zone rectiligne. Les lampes à barrière d'électrons ont

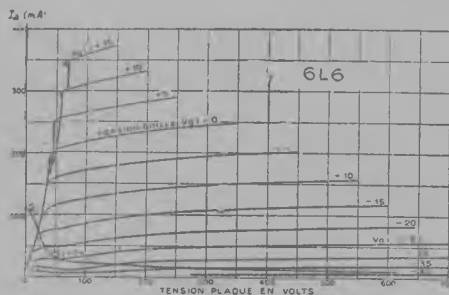


Fig. 6. — Réseau d'une lampe à barrière d'électrons.

même un coude vif à angle presque droit en place de convexité. Les lampes à écran, aujourd'hui désuètes, présentaient entre $V_p = 30$ et $V_p = 120$ (environ le potentiel de l'écran) une plongée ou zone à résistance négative (zone YY_1 , fig. 7), descendant parfois en dessous de zéro, suivie d'une remontée à pic. Cette crevasse était l'accident du rebondissement des électrons auquel la grille n° 3 de la pentode apportait une bonne solution et que la technique des électrons canalisés et des pinceaux a radicalement supprimé.

Il est à noter que les droites caractéristiques du réseau I_p/V_p se couchent quand V_p diminue, indiquant que la résistance interne ρ augmente. Donc, quand on accroît la polar d'une pentode, son S diminue. Le K en fait d'ailleurs autant.

● Dans la zone à résistance négative d'une lampe à écran, on mesurera la valeur du ρ en question de la même façon que pour une lampe ordinaire,

c'est-à-dire que sur le réseau I_p/V_p on cherchera la pente de cette zone plongeante et on fera le rapport largeur sur hauteur ou V_p sur I_p . On sait que, si l'on trouve 20.000 par exemple pour valeur négative, la lampe, à condition d'être réglée dans cette zone, se chargera d'entretenir spontanément des oscillations dans un circuit bouchon placé dans sa plaque,

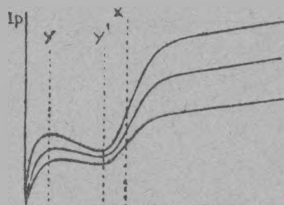


Fig. 7. — Réseau d'une lampe à écran.

sans le secours d'aucun couplage grille ou autre, à la seule condition que ledit circuit ait une impédance dynamique (un effet bouchon) supérieure à 20.000.

LIMITES DE FONCTIONNEMENT

Nous savons maintenant qu'à un réglage donné d'une lampe, c'est-à-dire une fois chaque électrode à un potentiel déterminé par rapport à la cathode, correspond un point représentatif sur l'une ou l'autre des courbes I_p/V_p ou I_p/V_g . En pratique ce point doit tomber en dedans d'une certaine zone dont les limites sont fixées par le constructeur. Les notices indiquent le courant plaque maximum et la tension anodique maxima. D'autre part, en dehors de la question isolement des supports et richesse de la cathode, il y a celle de la dissipation en chaleur par la plaque (et la grille dans la classe B). Cela limite la puissance. Enfin, dans la plupart des montages, la grille ne doit jamais devenir positive, ce qui

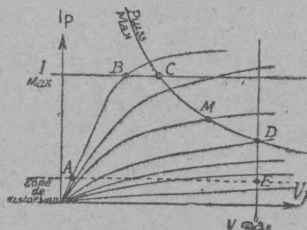


Fig. 8. — Zone permise : A B C M D E A.

créée encore une limite sur les courbes. Rappelons que la courbe de puissance anodique maximum et les autres courbes iso-puissance (1) sont des hyperboles. Sur le réseau I_p/V_p , on voit quel est l'aspect de ces dernières (fig. 8). Sur le réseau I_p/V_g , on ne peut avoir une figure lisible que quand il s'agit d'une triode. Dans ce cas, on notera l'existence, pour les tensions plaque trop faibles, d'une série de caractéristiques en éventail (au lieu de parallèles). La première qui commence à être parallèle aux

(1) Une courbe « iso-puissance » est celle qui réunit tous les points où la puissance est la même.

autres a son prolongement qui passe par l'origine, elle correspond à un V_p juste égal à la force contre-électromotrice de la lampe (voir les courbes I_p/V_g de la fig. 4).

DROITE DE CHARGE

Donnons-nous le réseau de courbes I_p/V_p d'une lampe (triode pour commencer). Supposons qu'on lui mette en guise d'utilisation sur la plaque une certaine résistance (réelle ou virtuelle, peu importe pour l'instant) et que l'on obtienne ainsi un réglage figuré par le point M, c'est-à-dire 120 volts-plaque réels et 4 volts de polar-grille négative. La résistance interne de la lampe est 5.000, son K de 12,5 et S de 2,5 par conséquent. La résistance de charge est 20.000. Comment va se déplacer le point figuratif lorsque s'appliquera à la grille un signal de 1 volt d'amplitude de part et d'autre de son réglage ? Comment variera son V_p ?

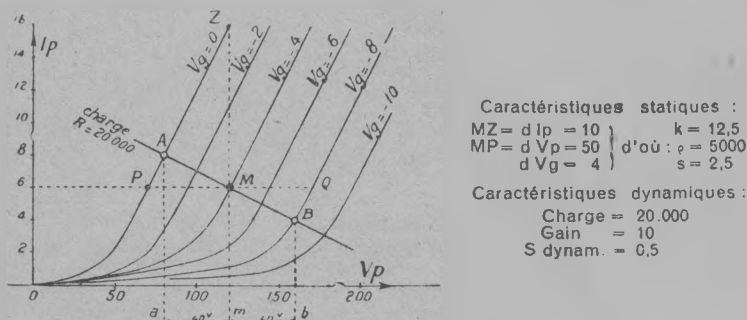


Fig. 9.

Le graphique à faire est enfantin. Par le point M, je trace une droite oblique vers la gauche, en sens inverse des caractéristiques du réseau et dont la pente, ou tangente de l'angle fait avec la verticale, représente les 20.000 ohms de charge. Pour la tracer commodément, je réunis par une droite le point 100 volts (lu sur l'échelle des V_p) et le point 5 millis (lu sur l'échelle des I_p) : car 100 volts divisés par 5 millis donnent bien 20.000 ohms. Cette droite représente 20.000 ohms, parce que pour chacun de ses points la cote horizontale en volts divisée par la cote verticale, donc en millis, donne toujours 20.000 ohms. Il en est de même pour toutes les parallèles à cette droite, et en particulier pour celle qui passe par le point M : je la trace donc, et je dis qu'elle est la *droite de charge 20.000 ohms passant par le point de fonctionnement M*. Cette droite coupe tout le réseau, en particulier, en A et B, les courbes correspondant aux limites du « swing » de grille.

La réponse est donc simple : donnons une oscillation de 4 volts (de -8 à zéro) ; le point M se promène entre A et B. Par suite, sa projection m se déplace entre a et b , ce qui nous indique les variations de V_p conséquentes, ou fruit réel de l'amplification. Le rapport du swing plaque ab au swing grille (8 volts) s'appelle le gain. Soulignons que plus la charge de la lampe sera forte, plus la droite de charge se couchera,

plus le segment AB sera oblique et se rapprochera de l'horizontale MN, et plus le segment *ab* ou « gain » sera fort.

Poussons à la limite et mettons une charge infinie $AB = ab$, et nous retombons sur la définition du coefficient K de la lampe. Une construction géométrique montrerait d'ailleurs qu'on a bien :

$$\text{Gain} = KR/(R + r).$$

RÉGLAGE DES LAMPES

Ampli à résistance. — Partant d'une source de 490 volts, on adopte une polarisation donnée (— 16) et une résistance de charge (7.000 ohms) pour une lampe dont le réseau I_p/V_p est représenté par la figure 10. Trouver le point de fonctionnement, c'est-à-dire le V_p réel et le I_p en l'absence de signal.

On prend sur l'axe horizontal le point figurant 490 volts et on le réunit, par une oblique à gauche, avec le point de l'axe vertical figurant 70 millis : c'est la droite de charge 7.000 ohms, car $490/0,07$ font bien les 7.000 annoncés. Toute droite parallèle représentera aussi 7.000 ohms, par exemple celle qui réunirait 350 volts et 50 millis, parce que sa pente

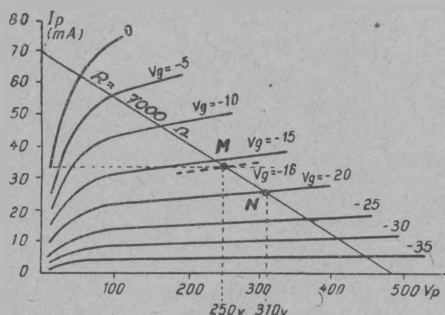


Fig. 10. — Montage à résistance.

(350 : 0,05) aura la même valeur — mais elle ne conviendrait que si la tension disponible n'était que 350 volts au lieu de 490.

L'intersection de notre droite de charge coupe la courbe figurant $V_g = -16$ volts (le fragment figuré en pointillé, entre les courbes — 15 et — 20 V tracées en entier) donne le point de réglage M demandé. On en déduit sur la figure qu'en l'absence de signal le V_p réel sera 250 volts, avec un I_p égal à 33 millis. Pour connaître le gain, oscillons la grille, par exemple de 4 volts : le point M se déplacera à droite et à gauche le long de la droite, — dans le sens positif, il ira jusqu'en N, pour lequel le V_p est de 310 volts. Donc, une variation de 4 volts à la grille a produit une variation de 60 volts à la plaque, et le gain est $60/4 = 15$.

Pour vérifier si le point de fonctionnement obtenu avec ce montage donne de la distortion, on regarde si le point tombe dans une partie rectiligne et non dans une partie courbe. C'est le cas de la figure. Accessoirement, on peut répondre aux questions suivantes : quelle est la résistance plaque maxima, donc le gain maximum possible, sans entrer dans les zones courbes ? Et quel swing de grille peut-on admettre sans entrer dans les courbures (ici, de — 16 à — 6 environ, soit ± 10 volts) ou dans les courbes qui se resserrent ? (Ici, celles de — 25 à — 35 V_g .)

Selon qu'on opère sur pentode ou sur triode, on rencontre des dif-

fiicultés opposées. En triode, la courbure à éviter est vers le bas de la droite de charge; en pentode, c'est l'inverse.

Ampli à self ou transfo accordé. — Si l'on met pour charge un circuit accordé parallèle (circuit bouchon) ou un transfo à secondaire accordé, tout se passe comme si on avait chargé la lampe avec une résistance ohmique virtuelle de valeur L/Cr dans le premier cas et M^2/LCr dans le second, M étant l'induction mutuelle du transfo, L , C et r la self, la capacité et la résistance du circuit accordé (le tout en henrys, farad et ohms).

Le point de fonctionnement en l'absence de signal se trouve sur la courbe correspondant à la polarisation choisie, sur la verticale passant par le V_p donné par la source ou celle qui existe après la résistance de découplage. La droite de charge passe par ce point, et sa pente correspond à la résistance virtuelle sus-indiquée.

Ampli à self non accordée. — Bien que ce montage ne soit plus guère employé, il est intéressant de nous y arrêter un instant. Cette fois, il ne s'agit plus d'une résistance ohmique (ou assimilée dans le cas d'un circuit accordé à la résonance), mais d'une réactance égale à $2\pi fL$, f étant la fréquence. Au lieu d'une droite de charge, nous aurons une ellipse qui s'inscrira dans un rectangle dont la diagonale est justement dirigée selon une oblique de pente égale à la réactance considérée (fig. 11).

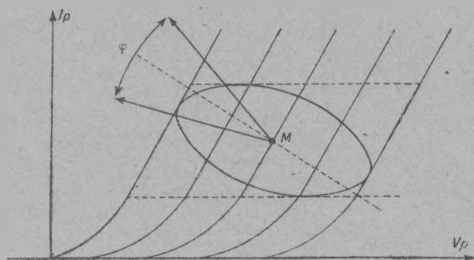


Fig. 11. — Ellipse de charge pour ampli à self.
 φ = angle de déphasage.
 $Tg \varphi = 2\pi fL/\rho$.

Cet épanouissement de la droite en une ellipse est dû au décalage de I sur E dans une self, décalage dont la valeur est justement :

$$Tg \varphi = 2\pi fL/\rho.$$

En pratique, la charge d'une lampe est rarement ohmique pure. C'est presque toujours une impédance complexe, d'allure selfique ou capacitive : à la résistance pure R_s s'ajoute une réactance X décalée de 90° , qui est égale à $2\pi fL$ dans le cas d'une self ou à $1/2\pi fC$ dans le cas d'une capacité. De ce fait, l'intensité qui parcourt le circuit anodique se trouve décalée en arrière sur la tension (1), si bien que les maxima de I_p ne correspondent plus à ceux de V_g , d'où l'ellipse parcourue par le point de fonctionnement au lieu d'une droite.

(1) Cette intensité est égale au quotient de $K V_g$ par la somme géométrique de $R + \rho$ plus réactance X en quadrature, donc $I = KV_g / \sqrt{(R + \rho)^2 + X^2}$. Quant à l'angle de déphasage φ , il est évidemment donné par $tg \varphi = X/(R + \rho)$.

PUISSANCE DISSIPÉE

La puissance dissipée dans une résistance pure est, en courant continu, égale à VI (produit de l'intensité qui la traverse par la différence du potentiel à ses extrémités). Elle a la même expression en courant alternatif si V et I sont des valeurs efficaces. Si V_m et I_m sont les valeurs maxima, la puissance a pour expression $V_m I_m / 2$.

Avec le système d'axes utilisé, le produit d'une tension par une intensité représente la surface d'un rectangle ayant pour côtés les longueurs respectivement égales à la tension et à l'intensité. Un produit $V_m I_m / 2$ est la surface d'un triangle ayant V_m et I_m comme côtés.

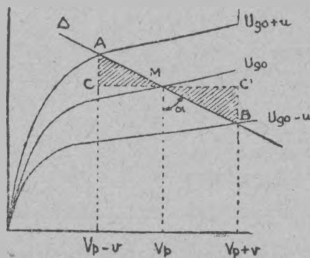


Fig. 12.

Une lampe ayant les courbes de la figure 12 et travaillant sur la caractéristique dynamique Δ donnera, si l'on applique à sa grille une tension alternative de la valeur maximum u , une puissance modulée représentée par la surface MAC ou MBC'.

On voit de suite que, si la résistance dans le circuit de plaque est nulle (Δ vertical) ou si elle est infinie (Δ horizontal), les surfaces indiquées sont nulles, donc la puissance modulée est nulle. On déduit également que la puissance modulée passe par un maximum pour une certaine valeur de la résistance du circuit de plaque ou graphiquement pour une certaine inclinaison de Δ que l'on peut déterminer par un procédé de calcul géométrique ou par tâtonnements.

Si l'on ne vise qu'à la condition : maximum de puissance à dégager de la lampe, sans sortir des zones de sécurité de marche, et en fournissant l'impulsion grille nécessaire, la valeur optima de charge à adopter est juste égale à ρ . Dans ce cas particulier où $Z = \rho$, la formule de la puissance modulée pour un signal d'amplitude maxima sinusoïdale V de part et d'autre est :

$$P = 1/8 \text{ de } KSV^2$$

PENTE DYNAMIQUE

Il est intéressant de voir ce que représente la droite de charge tracée dans le réseau I_p/V_g . Si l'on reprend la théorie de cette droite telle qu'on l'a tracée sur le réseau I_p/V_p et que l'on transporte dans l'autre système les divers points où elle coupe les caractéristiques successives : $V_g = -1$, $V_g = -2$, $V_g = -3$, etc., on obtient une droite qui dans le système I_p/V_g coupe les courbes correspondant à divers V_p . Cette droite, plus couchée que celles du réseau, représente par sa pente la quantité dont varie I_p pour une variation donnée de V_g .

C'est donc une *pente* S , au sens que nous avons donné à ce terme. Seulement, tandis que l'inclinaison des courbes du réseau donne directement la pente statique S de la lampe *non chargée*, — c'est-à-dire $S = K/\rho$,

— l'inclinaison de l'oblique que nous venons de tracer s'entend avec la charge mise sur l'anode. La caractéristique nouvelle ainsi obtenue se nomme *caractéristique dynamique*, et la pente qu'elle possède (évidemment inférieure à celle statique S ci-dessus) est la *pente dynamique*, qui se désigne par S' . On a : $S' = K/(R \downarrow \rho)$.

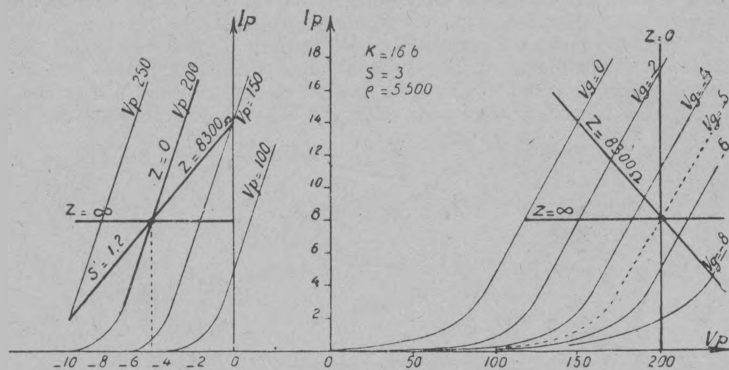


Fig. 13. — Charges diverses et S' correspondantes.

Parmi les applications de S' , citons le calcul de la puissance modulée débitée par une lampe sur une charge donnée R , pour une amplitude de signal V (de part et d'autre).

$$P = \frac{1}{2} \text{ de } RS'V^2$$

et la formule du gain

$$A = RS'.$$

Soulignons également le fait que, pour une pentode dont le ρ est énorme en comparaison des charges R qu'on peut lui imposer, S' se confond avec S , et on a :

$$A = RS.$$

HARMONIQUES

Un cas d'utilisation fréquent et très intéressant des courbes caractéristiques est la détermination du taux ou pourcentage d'harmonique, leur rang (second ou troisième degré), ainsi que la détermination de la charge optima et du meilleur réglage pour les réduire au minimum.

On sait que l'on désigne par *distorsion linéaire* le fait par lequel l'organe de transmission, étant d'un rendement inégal sur toute l'étendue du spectre sonore, restitue certaines fréquences moins bien que d'autres. Ce défaut est heureusement peu sensible à l'oreille, mais il est par contre difficilement corrigible. Le filtrage de contre-réaction est un des rares procédés efficaces, et nous avons vu qu'il se paie par une grande réduction de la puissance.

On désigne, au contraire, par *distorsion non linéaire* (et on précise parfois : parabolique ou cubique) celle due au fait que les amplitudes des divers signaux introduits ne sont pas respectées. Quand on introduit des signaux qui sont entre eux comme 1, 2 et 3, ceux sortants se trouvent être entre eux comme 1, 1,8 et 2,5 par exemple, ou bien comme 1, 2,2 et 3,5. Dans le premier cas, les signaux forts sont atténués; dans le second cas, exagérés. On pourrait croire que l'effet auditif produit se borne à

être en somme une contraction ou une expansion du volume sonore : c'est là une grave erreur, et en fait la conséquence immédiate est la création de fréquences musicales inexistantes dans le signal introduit et que l'on nomme fréquences harmoniques.

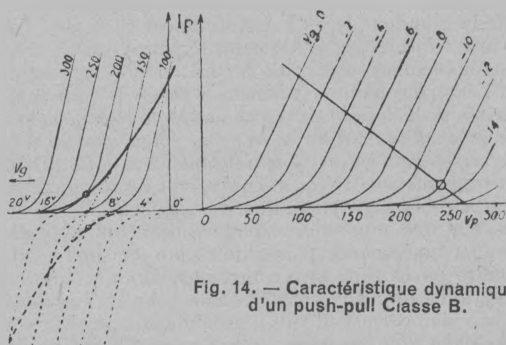


Fig. 14. — Caractéristique dynamique d'un push-pull Classe B.

On voit donc que, dès qu'il cesse d'y avoir une homothétie, une proportionnalité constante entre l'amplitude entrante et celle sortante, il se crée des sons nouveaux et des distorsions.

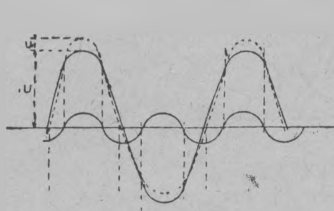


Fig. 15.

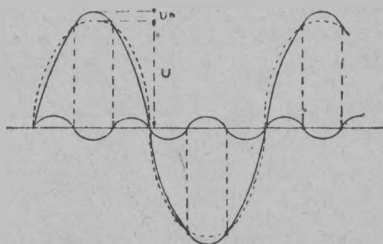


Fig. 15 bis.

La figure 15 montre qu'un aplatissement d'un seul côté est dû à la superposition à la sinusoïde primitive d'une autre sinusoïde de fréquence double. On peut généraliser et dire qu'une déformation non symétrique est due à la présence d'harmoniques pairs, c'est-à-dire dont la fréquence est un multiple pair de la fréquence fondamentale. Si f est la fréquence de la tension appliquée, les harmoniques auront la fréquence $2f$, $4f$, $6f$, $8f$, etc.

Sur la figure 15 bis, nous avons représenté la somme de la sinusoïde fondamentale et une sinusoïde de fréquence trois fois plus élevée (harmonique 3). On voit que la courbe résultante a ses sommets aplatis de deux côtés. Il en est de même avec tous les harmoniques impairs $3f$, $5f$, etc.

Or, justement, si les lois idéales que nous avons supposées pour la lampe, à savoir : rectitude et parallélisme des courbes, étaient respectées, cet accident n'arriverait pas. En réalité, pour des lampes puissantes, cela n'a pas lieu ; en des termes plus mathématiques, les dérivées de I_p par rapport à V_p et à V_g ne sont pas constantes. I_p n'est pas une fonction du premier degré de ses variables. S et σ ne sont pas des constantes sur toute l'étendue de la zone de caractéristique exploitée par le signal. Il ya,

par exemple, une dérivée seconde (une dérivée de S puisque S varie) que l'on appelle *penie de conversion* et qui caractérise la courbure des caractéristiques. Cette grandeur, utile pour la détection et le changement de fréquence, est mortelle pour la fidélité musicale.

On devine déjà que les noms de distorsion parabolique ou cubique, du deuxième ou du troisième degré, ne sont qu'une allusion au degré algébrique de la grandeur I_p en fonction de ses variables. On en déduit que, sur une droite de charge, les segments explorés par le point figuratif M pour des signaux incidents de 1, puis 2, puis... n volts ne sont plus, comme ils devraient l'être, des points également espacés. D'où la règle :

Le critérium de distorsion dans une lampe de réglage donné est que la droite de charge n'est pas coupée en tronçons égaux par les courbes caractéristiques correspondant à des V_g équidistants (sur la famille des courbes I_p/V_p). Répétons que ce critère est équivalent au suivant : sur le réseau I_p/V_g , la caractéristique dynamique est incurvée.

Il est évident que le premier critère est beaucoup plus aisé à estimer et à mesurer, car une série de points de repère sur une droite est chose aisée à résoudre en chiffres et en formules, alors qu'une courbure est chose malaisée à mesurer directement. Donc, pour évaluer de façon simple le taux de distorsion correspondant à un réglage, une charge et aussi une amplitude de signal donnés, nous repérerons sur la droite de charge des

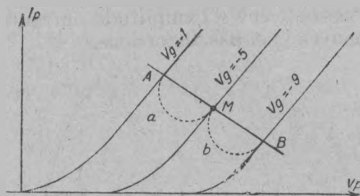


Fig. 16.

$$z = a/b$$

$$t_s = 50 (Z - 1)/(Z + 1)$$

points correspondant à certains V_g , à certaines valeurs du signal incident. Et nous ferons un certain nombre de suppositions simplificatrices légitimes.

PREMIER CAS. — On a affaire à une distorsion que l'on suppose assez faible et due à une légère courbure d'un même sens de la caractéristique. Ceci revient à admettre que la caractéristique droite théorique est devenue parabole, supposition très légitime avec une triode.

Dans ces cas, on marquera sur la droite de charge le point de repos M et les positions extrêmes A et B que prend le point figuratif au cours de l'oscillation, de part et d'autre de M .

Si on appelle a et b les longueurs des segments MA et MB , on calculera leur rapport ($Z = a/b$) et on dira que le taux d'harmonique 2 est donné par :

$$t \% = 50 (Z - 1)/(Z + 1).$$

DEUXIÈME CAS. — On suppose que la courbure des caractéristiques est plus complexe et qu'elle comprend non seulement du second, mais aussi du troisième degré. La courbe n'est plus une parabole, mais une cubique. Son équation algébrique contiendrait des termes de troisième puissance. C'est pourquoi elle engendre l'harmonique 3 du signal. Il faut alors en ajouter une autre. On marque, outre les points extrêmes A et B de l'excursion, les points à mi-amplitude, c'est-à-dire correspondant à la

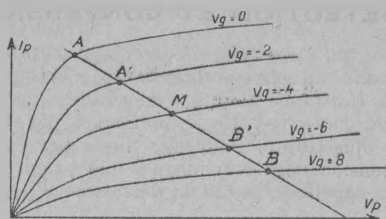


Fig. 17. — Distorsion cubique et parabolique.

moitié de la valeur du signal. On les marque A' et B'. Cela fait, on dit, en ne tenant compte que des longueurs et non de leur sens, que le taux d'harmonique 3 est :

$$t \% = \frac{50 (AA' + BB' - A'B')}{AB' + BA'}$$

TROISIÈME CAS. — Il est fréquent, surtout avec les pentodes, qu'on ait une distorsion carrée négligeable et une cubique importante. C'est le

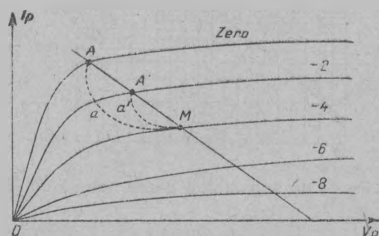


Fig. 18.
Z = a/a'
 $t_1 = 50 (Z - 2)/(Z + 1)$

regrettable attribut des pentodes de créer ce souffle typique d'harmonique 3. Cela tient à la forme en S (en cubique donc, et non plus en parabole) de la caractéristique dynamique I_p/V_g . On constate alors que, si on règle bien sa lampe, la distorsion est symétrique et les points B et B' sont à peu près comme A et A'. Dès lors, on peut calculer la distorsion cube en se servant seulement de M, de A et de A' (ou point à demi-signal); si l'on désigne par Z le rapport MA/MA' (lequel est voisin de 2), on a :

$$t \% = \frac{50 (Z - 2)}{Z + 1}$$

Ajoutons qu'il serait encore possible, par un calcul assez simple, de rechercher les harmoniques jusqu'au sixième inclus, rien qu'en prenant une troisième paire de points C et C' correspondant à 86 p. 100 de l'amplitude du signal. La seule condition à exiger pour être rigoureux est qu'il n'y ait pas un déphasage important, donc une trop forte self ou capacité dans la charge.

Mais nous ne saurions trop insister sur le fait qu'une sinusoïde, dès qu'elle n'est pas reproduite fidèlement, c'est-à-dire de façon rigoureusement proportionnelle, cesse d'être une sinusoïde et devient une superposition de sinusoïdes de fréquences diverses, multiples l'une de l'autre

DÉTECTION ET CONVERSION

On sait que ce qui caractérise un détecteur, c'est le fait qu'il conduit le courant mieux dans un sens que dans l'autre. Cela se traduira en courbe par le fait que la résistance n'est pas constante, que l'inclinaison de la caractéristique varie avec le voltage appliqué et, par suite, que la courbe considérée n'est plus droite. Pour une diode par exemple, le ρ varie depuis l'infini (tension négative) jusqu'à une valeur finie assez faible. C'est ce que l'on appelle le coude de détection. S'il s'agit d'une triode

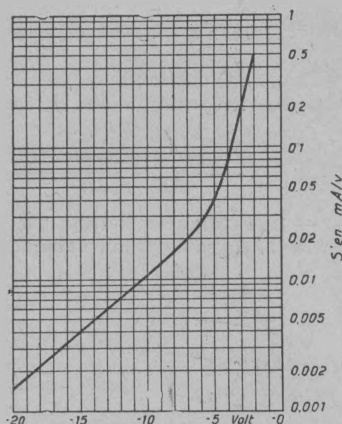


Fig. 19. — Pente de conversion d'une octode en fonction de V_g .

ou pentode, la pente n'est pas constante : la caractéristique I_p/V_p a son coude.

Or on conçoit que plus l'acuité du coude de ρ ou du coude de S' sera vive, plus on se rapprochera de la ligne brisée idéale enseignée dans les écoles de T. S. F. Donc, la qualité d'une lampe en tant que détectrice réside dans la rapidité avec laquelle son S varie quand on fait osciller le potentiel grille.

En somme, de même que la valeur d'une lampe se mesure à son S , c'est-à-dire à la dérivée de I_p par rapport à V_g , de même sa vertu en tant que détectrice se mesure à la dérivée de S (ou dérivée seconde de I_p) [1].

Cette dérivée est ce qu'on appelle la *pente de conversion*. Dans les anciens systèmes de changement de fréquence, on exploitait au fond la détection pure et simple pour réaliser le changement. C'est alors qu'est né le terme « S de conversion ». Mais déjà on peut dire que la qualité d'une lampe détectrice (à coude de plaque s'entend) est évaluée par son S de conversion. Pour les lampes convertisseuses modernes, la théorie du changement est plus complexe, en ce sens que I_p est une fonction de trois variables : V_p , V_{g1} et V_{g2} (en désignant par G_1 et G_2 les deux

(1) Rappelons que la *dérivée* d'une fonction telle que I_p par rapport à la variable dont elle dépend (telle que V_g) est le quotient d'un accroissement très petit de la fonction par l'accroissement de la variable qui en est la cause quand ces accroissements sont tellement petits qu'ils tendent vers zéro.

La *dérivée seconde* est celle obtenue en remplaçant la fonction initiale par sa dérivée première définie ci-dessus.

grilles actives). On sait que, vu les écrans, V_p agit peu et il y a deux pentes S_1 et S_2 qui sont les dérivées de I_p par rapport à V_{g1} et à V_{g2} . Le calcul montre alors que la sensibilité de la lampe en tant que convertisseuse est la dérivée seconde de I_p par rapport à la fois à V_{g1} et à V_{g2} .

FACTEUR DE PUISSANCE

La question la plus fréquente que l'on est amené à se poser pour le réglage d'une lampe est celle de la charge optima et des constantes de lampe optima.

Pour chaque volt dont varie V_g , I_p variera de la valeur de la pente, soit S . Appelons donc S l'intensité utile du courant plaque, c'est-à-dire celle oscillante qui est le vrai débit de la lampe.

Si nous mettons une résistance très faible (comparée au ρ du tube), cela n'empêchera pas le courant de passer avec la même intensité S que dans le cas du court-circuit, et l'énergie sera, selon la loi de Joule, propor-

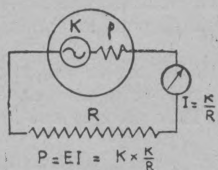


Fig. 20.

Lampe à forte charge.

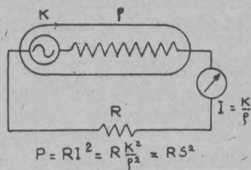


Fig. 21.

Lampe à faible charge.

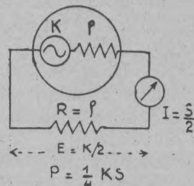


Fig. 22.

Lampe à charge optimum.

tionnelle à la R de charge et au carré de l'intensité S . Nous sommes donc instinctivement poussés à accroître la R de charge. Mais, ce faisant, nous diminuons la pente de la lampe, ou courant oscillant passant pour 1 volt de variation grille, et nous perdons de ce fait.

Si, au contraire, nous faisons la R de charge très grande comparée au ρ , ce qui revient à négliger la R interne de notre source de voltage K , nous savons que plus R sera grand, moins il passera de courant et moins il y aura d'énergie recueillie.

On voit qu'aux résistances basses l'énergie croît comme R , et aux résistances hautes elle croît en sens contraire. Il existe donc une valeur optima, celle pour laquelle R n'est ni grand ni petit, comparé au ρ du tube. On devine que cela a lieu quand il lui est égal. C'est alors que, quand R externe égale ρ interne, un signal de 1 volt-grille donne le maximum d'énergie ou de watts-plaque (modulés, oscillants). Et ce maximum est :

$$P = \frac{1}{8} KSV^2.$$

C'est ce fameux produit KS que l'on appelle facteur de puissance, ou encore facteur de qualité. Il se peut que, pour certaines raisons d'exploitation pratique, on s'éloigne volontairement de la condition $R = \rho$ et qu'on sous-charge ou surcharge une lampe ; la puissance tirée sera moindre, mais restera gouvernée par le facteur de qualité : KS .

On devra donc, quand on consultera un catalogue, éviter de se laisser éblouir par des K ou des S fantastiques ; ce qui compte pour une lampe destinée à donner de la puissance, c'est KS .

Exemple : prenons la pentode finale KL 3 pour batterie, on y lit :
 $K = \rho \times S = 315$.

Elle semble amplifier beaucoup plus que la pentode EL2 dont on lit :
 $K = \rho \times S = 196$.

Elle ne lui est guère supérieure, car son facteur de qualité est :
 $2,05 \times 315 = 620$ environ, et celui de la EL 2 est $2,85 \times 196 = 570$ environ.

Évidemment, il existe dans le catalogue *Tungsram* des lampes qui ont un plus beau *Gütezziffer*, comme on dit en terminologie allemande ; prenons une pentode HF quelconque, nous voyons $S = 2$ et $K = 6.000$. Oui, mais ce 12.000 de facteur de puissance est hypothétique, car il faudrait, pour avoir le droit d'en parler, mettre une charge aux environs de 3 mégohms, valeur du ρ de la lampe ; ceci pour un haut-parleur, même précédé d'un transfo, est pure folie, et une telle lampe est condamnée à vivre perpétuellement en court-circuit, et par suite sa vertu amplificatrice se mesure à son S ; celui-là n'est que de 2.

Comme on le voit, le principe des lampes de puissance est le même que celui des lampes HF, l'orientation des données seule change. La pentode HF aura un fort S quitte à avoir un fort ρ . Les triodes et pentodes BF auront un fort KS combiné à un ρ assez accessible pour les valeurs usuelles de HP.

Ajoutons que, accessoirement, des questions de distorsion obligent, avec une pentode, à faire la charge égale à un quart, voire un sixième de la R interne de la lampe, et pour une triode à la faire presque double, au contraire.

La puissance continue toujours d'être gouvernée par le facteur de puissance, mais, au lieu d'être donnée par la formule

$$P = \frac{1}{8} KSV^2,$$

la puissance est donnée par :

$$P = \frac{2}{(1 + \alpha)^2} KSV^2$$

(α désignant le rapport R/ρ).

HARMONIQUES ET DISTORSIONS

Il y a loin, en général, de la pure musique du studio à la caricature que nous servent nos haut-parleurs. (Tant pis pour les convaincus qui ont des oreilles, comme dit l'Écriture, pour ne pas entendre!) Tous les organes du poste apportent leur petite distorsion personnelle: le haut-parleur, avec sa courbe de réponse en dos de brontosauve, et son transfo qui fait ce qu'il peut, les filtres et circuits oscillants, qui suppriment les aiguës, les condensateurs de couplage qui suppriment les graves, l'antenne qui apporte ses parasites, le secteur qui fournit le ronflement, etc., etc..., et les lampes!

Car les lampes, comme les langues d'Ésope, sont à la fois ce qu'il y a de mieux ou de pire dans le poste, suivant la façon dont on les utilise. Faites apparaître le courant grille dans une amplificatrice, par une mauvaise polarisation, et voilà que les horreurs commencent. Surchargez la lampe, ou mettez-lui une impédance de charge mal calculée, et la caricature se précise. Nous n'insistons pas sur les méfaits des changeuses de fréquence mal réglées ou mal bâties.

Comme nous ne pouvons prétendre à étudier ici toutes les causes de distorsion, nous nous bornerons à une étude rapide des principales déformations dues aux lampes amplificatrices.

Qu'est-ce que la distorsion?

Quand on nous dit que cette lampe finale peut donner 2 watts modulés sans distorsion, ce n'est qu'une façon de parler. Si la lampe

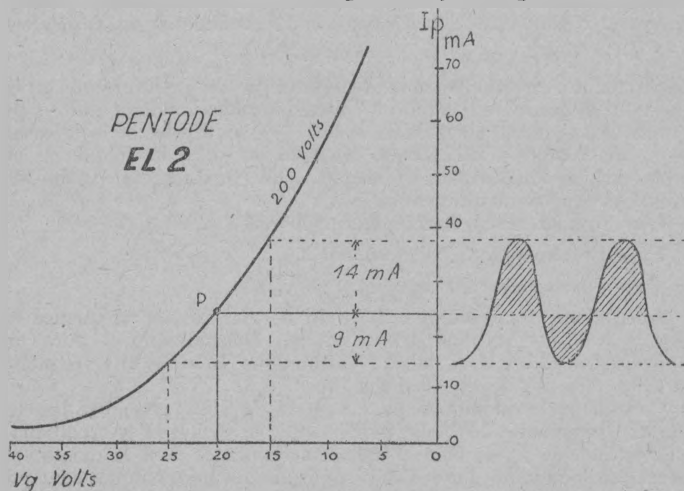


Fig. 1. — Distorsion d'amplitude.

devait réellement tenir cette promesse, elle serait énorme, car elle ne pourrait travailler qu'à une très faible fraction de sa puissance. On est bien obligé d'admettre une certaine distorsion dans des limites telles que sa présence ne soit pas gênante. Pour éviter toute confusion, TUNGSRAM indique toujours le pourcentage de distorsion correspondant à la puissance modulée des lampes de sortie.

Une lampe sans distorsion reproduirait exactement, en variations de courant plaque, la forme du signal appliqué à sa grille : par exemple une sinusoïde pure à la grille donnerait la même sinusoïde pure, mais amplifiée, dans le circuit anodique. Ainsi ferait une triode si ses courbes caractéristiques étaient des droites parfaites. Malheureusement, ce sont bien des courbes, et leur courbure produit la *distorsion d'amplitude*. Pour comprendre ceci, considérons la figure 1 qui représente la courbe I_p/V_g de la pentode EL 2. Soit P son point de fonctionnement, correspondant à — 20 volts-grille sous 200 volts-plaque. Appliquons une tension sinusoïdale de ± 5 volts à la grille, nous recueillons à la plaque une variation de courant anodique de forme pseudo-sinusoïdale, mais qui varie de + 14 milliampères à — 9 milliampères, comme le montre la figure, *parce que la caractéristique est courbe au lieu d'être droite*. En comparant les demi-périodes hachurées, nous voyons que nous sommes loin de la sinusoïde pure que nous avons confiée à la grille.

Les harmoniques.

Or tout mouvement périodique a une fréquence f (exemple : pour le *la* normal d'un instrument de musique, $f = 435$ vibrations par seconde).

Et tout mouvement périodique *non* sinusoïdal est la résultante d'un certain nombre de mouvements sinusoïdaux. L'un d'eux, le principal, est celui qui a la fréquence la plus basse : c'est le *fondamental*, de fréquence f . Son amplitude, on le sait, varie constamment au cours de la période. Si A représente son maximum, sa valeur x_1 est donnée à tout instant par :

$$x_1 = A \sin 2 \pi f t,$$

en comptant le temps t depuis le début d'une période. C'est l'équation du mouvement sinusoïdal pur. On la simplifie en appelant ω (oméga) le groupe $2 \pi f$ (soit 6,28 fois la fréquence par seconde) et on écrit alors :

$$x_1 = A \sin \omega t.$$

Mais, en réalité, chaque instrument de musique a son timbre qui lui est propre : c'est parce qu'il ajoute au son sinusoïdal fondamental — par exemple le *la* normal de tout à l'heure — toute une série d'*harmoniques*, c'est-à-dire d'oscillations sinusoïdales dont la fréquence est double, triple, quadruple, quintuple... du fondamental, avec des amplitudes également différentes.

Les équations de ces harmoniques peuvent s'écrire :

$$\text{Pour l'harmonique 2 : } x_2 = a_2 \sin 2 \omega t ;$$

$$\text{Pour l'harmonique 3 : } x_3 = a_3 \sin 3 \omega t, \text{ etc.}$$

Ainsi donc, l'harmonique 2 du *la* normal a une fréquence de $435 \times 2 = 870$ vibrations par seconde, l'harmonique 3 aura une fréquence $f = 435 \times 3 = 1.305$, l'harmonique 5 aura une fréquence $f = 435 \times 5 = 2.175$, et ainsi de suite.

Ce sont les harmoniques qui font toute la différence entre les sons de deux instruments distincts, par exemple le violon et le trombone à coulisse : chacun donne bien le même fondamental pour la même note jouée, mais le nombre, l'ordre et l'amplitude des harmoniques sont profondément différents.

Analyse harmonique.

Nous comprenons maintenant qu'un son complexe, formé du fondamental et de ses harmoniques — par exemple le *la* normal joué par un violon — peut être analysé, de manière à déterminer de quoi il est fait. Pour cela, on en trace la courbe, à moins qu'on ne la fasse tracer par un oscillographe, ou un diaphragme, et on soumet cette courbe à une très ingénieuse machine inventée par le célèbre physicien Lord Kelvin : l'analyseur harmonique (qui, soit dit en passant, sert également à prédire les heures des marées). Cet appareil fournit les coefficients de l'équation générale du mouvement périodique (1), qui permet de déterminer à quels harmoniques on a affaire, et leur amplitude, et leur phase. Car ces diables d'harmoniques ne s'accordent pas toujours, ni entre eux ni avec le fondamental, et le simple changement de phase d'un harmonique modifie considérablement l'allure de sa courbe. La figure 2 montre le phéno-

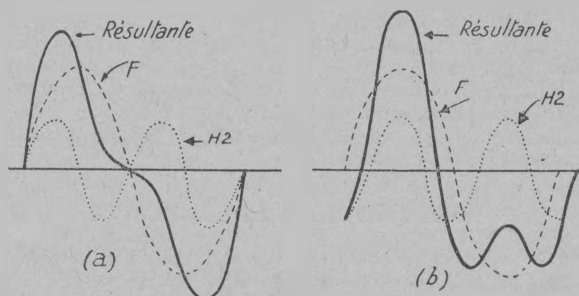


Fig. 2. — Influence du décalage de l'harmonique 2.

mène : en *a*, le fondamental *F* et son harmonique 2 sont en phase ; — en *b*, l'harmonique 2 est décalé en avant d'un huitième de période : on voit que la résultante est totalement modifiée, bien que le son reste inchangé.

Les harmoniques indésirables.

Les harmoniques donnent la couleur à la musique, ils font toute la différence entre un Stradivarius et le crinclin du mendiant. C'est entendu. Mais, si nous ajoutons des harmoniques — surtout les impairs — à l'émission la plus séraphique, nous la transformons en flonflons de limonaire de foire. C'est ce que font malheureusement les lampes, surtout si nous leur demandons trop de watts modulés.

Quand elles se contentent de produire des harmoniques 2 ou 4, le mal est encore supportable, car ce sont les octaves du son fondamental :

(1) Cette équation s'écrit :

$$x = A_1 \sin \omega t + a_2 \sin 2 \omega t + a_3 \sin 3 \omega t + \dots + a_n \sin n \omega t + \dots + B_0 + b_1 \cos \omega t + b_2 \cos 2 \omega t + \dots + b_n \cos n \omega t + \dots \text{etc.}$$

Elle s'appelle une *série de Fourier*, dans laquelle certains termes peuvent manquer, par exemple tous les termes en $\sin 3 \omega$, $\sin 5 \omega$, $\sin 7 \omega$: dans ce cas particulier, on dit qu'il manque les harmoniques impairs.

Si x est connu pendant une période T — par exemple, par sa courbe — les coefficients tels que a_n et b_n ont pour valeur :

$$a_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^T x \sin n \omega t \cdot dt,$$

$$b_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^T x \cos n \omega t \cdot dt.$$

par exemple, le do_3 , qui fait $f = 261$ vibrations par seconde, a pour second harmonique $f = 522$: c'est encore un do (le do_1), de même que les harmoniques 4, 8, 16 ... Or on sait que l'accord d'octave est agréable à l'oreille. Bien sûr, l'addition d'harmonique 2 n'en est pas moins indésirable, car elle modifie le son émis par le studio, ce dont nous nous passerions fort bien.

Mais les harmoniques impairs sont franchement détestables, car l'harmonique 3 du do_3 , par exemple, fait $261 \times 3 = 783$ vibrations par seconde : c'est le sol_1 , et l'harmonique 5 fait $261 \times 5 = 1.305$ vibrations par seconde : c'est le mi_1 . *Do, sol, mi...* cela devient criard quand tout joue ensemble et que toutes les notes, y compris leurs harmoniques naturels, sont flanquées de ces parasites.

Et voilà pourquoi, sauf cas exceptionnel, les lampes de puissance ont sagement limité leur puissance modulée à un chiffre qui limite la production d'harmoniques à 5 p. 100 de cette puissance, dans les conditions normales d'emploi indiquées au catalogue.

Les triodes fabriquent surtout des harmoniques pairs, dont l'harmonique 2 est le plus important. Quant aux pentodes, elles fabriquent pas mal d'harmoniques impairs, avec prépondérance de l'harmonique 3. Fort heureusement, nous disposons de deux armes : le push-pull qui annule l'harmonique 2, et la contre-réaction qui supprime l'harmonique 3... ou du moins l'atténue.

La puissance admissible.

Pour des raisons de construction : pouvoir émissif de la cathode, isolement entre électrodes, capacité de dissipation calorifique de l'anode, etc., toute lampe a une tension et une dissipation anodique maxima. Ceci limite la puissance modulée sans distorsion supérieure à une limite fixée, qui n'est pas supérieure au quart de la dissipation anodique en classe A.

Exemple : la lampe 6 L 6, dont les courbes courant-plaque/volts-plaque sont données par la figure 3 pour 250 volts-écran. En limitant la dissipation anodique à 24 watts, le courant plaque maximum sera donc de 120 milliampères pour 200 volts-plaque : ce point de fonctionnement est le point P sur la figure 3. Répétons le calcul pour tous les voltages-plaque,

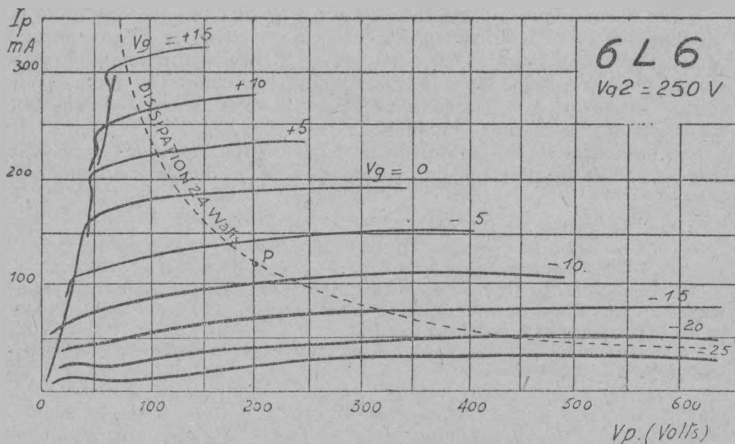


Fig. 3. — Limites de fonctionnement.

et réunissons tous les points : nous tracerons la courbe en traits discontinus, qui coupe les caractéristiques et qui limite la portion utilisable de celles-ci à la partie de gauche (1). Autrement dit, le point pratique de fonctionnement en classe A, pour une lampe seule, devra se situer dans la zone à gauche de la courbe de dissipation maximum. Bien mieux : il faudra le choisir de telle manière qu'au cours de ses oscillations la grille ne devienne jamais positive, ce qui réduit singulièrement la zone utilisable.

Pourquoi, diront certains lecteurs, ces courbes I_p/V_p , qui nous paraissent bien moins parlantes que les bonnes vieilles courbes I_p/V_g de la figure 1 ? Patience ! Ce n'est pas une question de mode : si on utilise presque exclusivement les courbes caractéristiques I_p/V_p , telles que celles de la figure 3, c'est parce qu'elles permettent plus aisément le calcul du fonctionnement des lampes, comme nous l'allons voir.

La résistance de charge.

Une lampe de T. S. F., c'est une sorte d'alternateur commandé par sa grille et dont l'espace cathode-anode est capable de débiter un courant alternatif de tension k fois plus élevé que la tension V_g de commande. Comme tous les alternateurs, notre lampe a une résistance interne ρ , élevée dans le cas d'une pentode, plus faible dans le cas d'une triode, et elle peut débiter une puissance qui s'exprime en watts modulés.

Quand on a bien compris ceci, tout devient simple. Si je ferme le circuit plaque sans y introduire de résistance, que se passe-t-il ? Ma lampe va bien fonctionner, mais elle ne fournira aucune énergie sous forme de watts modulés, elle gaspillera tout simplement du courant plaque continu, n'ayant aucune résistance extérieure sur laquelle elle puisse exercer son énergie oscillante. Elle travaille à vide.

Mais j'introduis une résistance R dans le circuit anodique : dès lors, tout change, ma lampe débite. Comme l'alternateur de tout à l'heure, une lampe peu chargée ne donne pas son maximum d'énergie, et l'intuition nous dit qu'en la chargeant outre mesure elle étouffera et ne nous donnera pas non plus tout ce qu'elle peut. Tout comme une machine ou un cheval, la lampe fournit le maximum de travail utile quand on lui oppose une résistance bien choisie, ni trop forte ni trop faible.

Pouvons-nous déterminer ce maximum ?

Déjà, le simple bon sens nous dit que cette résistance « ni trop forte, ni trop faible » pourrait bien être égale à la résistance interne ρ de la lampe. Et le calcul le confirme dans le cas d'une triode, quand la tension d'attaque de la grille est fixée et qu'on peut choisir la tension anodique qui convient le mieux. Mais, en pratique, c'est tout le contraire : la tension anodique est fixée par le fabricant de la lampe, et c'est la tension d'attaque qui varie. Dans ce cas, le maximum de travail utile est fourni quand la résistance extérieure R du circuit anodique (ou, mieux, son impédance) est double de la résistance interne ρ de la lampe. Ce résultat, dont la démonstration nous entraînerait trop loin, est dû au fait que la pente dynamique d'une triode est beaucoup moins élevée que la pente statique.

Et, pour une pentode, quelle sera l'impédance de charge optimum ? Avec ces lampes, comme avec les tétrodes à concentration électronique, la pente dynamique est approximativement la même que la pente statique, car la résistance externe est toujours faible comparée à la résistance interne de la lampe. Comme la puissance en watts est évidemment proportionnelle à l'intensité (c'est-à-dire la pente, ou milliampères par volt de

(1) Cette courbe, lieu des produits constants de deux coordonnées rectangulaires, est évidemment une hyperbole, de même que ses sœurs.

variation-grille) et à la résistance du circuit (1), nous sommes tentés de faire R très grand. Malheureusement, cette grande résistance dans le circuit anodique freinerait tellement le courant anodique, lequel varie au rythme de la musique, que la plaque serait par moments alimentée sous une tension presque nulle: on imagine sans peine quelles distorsions seraient provoquées par un tel régime!

Sans chercher à démontrer pourquoi, voici donc la recette de cuisine pour déterminer la résistance de charge d'une pentode: divisez tout simplement la tension plaque normale par l'intensité plaque normale, et sachez vous contenter de l'amplification déjà très raisonnable donnée par la faible valeur trouvée.

● On peut aussi procéder graphiquement en partant des courbes I_p/V_p de la lampe. Voici, figure 4, le réseau de la pentode EL 6. Le cata-

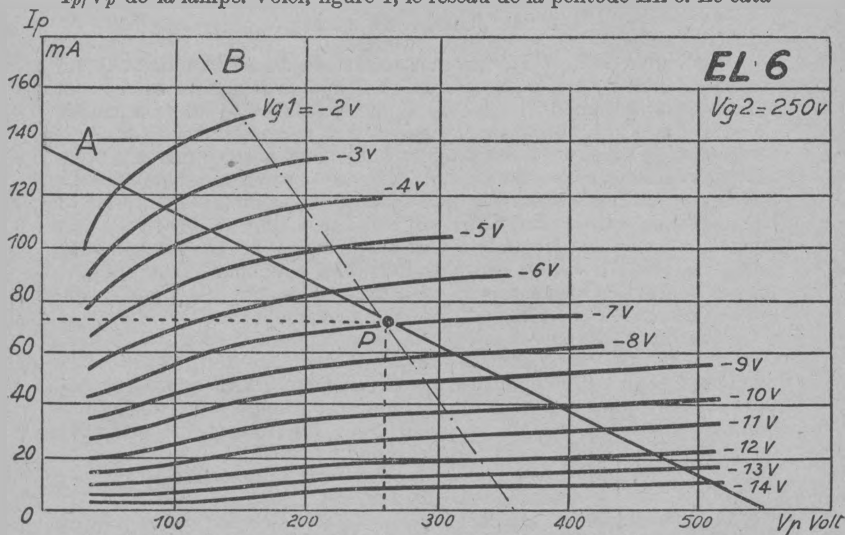


Fig. 4. — Tracé de la droite de charge optimum.

logue nous indique une tension négative de grille de -7 volts: nous repérons donc la courbe marquée -7 volts. Pour une tension $V_a = 250$ volts, cela nous donne sur cette courbe le « point de fonctionnement » P, d'où un courant anodique $I_a =$ environ 72 milliampères, comme le montrent les pointillés. Le problème consiste maintenant à tracer une droite inclinée passant par P et qui soit coupée par les courbes en parties égales, de part et d'autre de P. La droite A répond à peu près à cette condition, la droite B moins bien. En divisant l'abscisse du bout de la droite A, soit 540 volts, par l'ordonnée où aboutit son autre bout, soit 138 milliampères (ou 0,138 ampère), nous obtenons la valeur de la résistance de charge, soit 3.900 ohms environ. Cette droite s'appelle la droite de charge (2). Le point P doit se trouver sur une partie rectiligne de la caractéristique.

(1) En effet, la loi de Joule nous donne: $W = I^2 R$, car $W = IE$, et $E = IR$.

(2) On l'appelle ainsi parce que sa pente (ou tangente trigonométrique de l'angle qu'elle fait avec la verticale) a pour valeur la résistance de charge en ohms.

Rappelons en passant que cette résistance ne peut être représentée par une droite

Le pourcentage d'harmonique.

Les précieuses courbes courant plaque-tension plaque I_p/V_p vont encore nous permettre d'apprécier facilement le taux d'harmoniques pairs et impairs auxquels nous aurons droit pour une résistance de charge donnée.

Commençons par l'harmonique 2 et, puisque c'est la triode qui le fabrique le mieux, considérons le réseau I_p/V_p de la triode AD 1 (fig. 5).

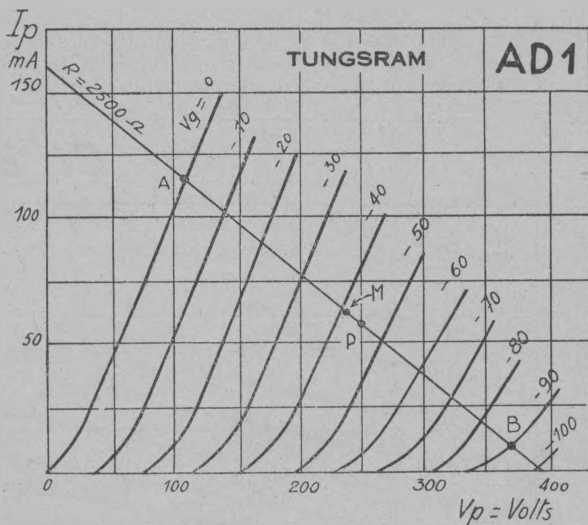


Fig. 5. — Évaluation de l'harmonique 2.

Rien de plus simple que d'évaluer le taux d'harmonique 2 : je trace ma droite de charge, je marque en P le point de fonctionnement choisi (ici, 250 volts-plaque et — 45 volts de polarisation), puis les points A et B correspondant aux oscillations extrêmes admissibles à la grille (soit 0 et — 90 volts). Je marque le milieu de AB, c'est le point M. Eh bien ! le taux d'harmonique 2 est égal à MP divisé par AB, soit ici $3,5 : 80 = 4,4 \text{ p. } 100$. On procéderait de même pour évaluer les harmoniques 2 d'une pentode.

La recherche du taux d'harmonique 3 n'est guère plus compliquée. Nous prenons notre réseau de courbes I_p/V_p (fig. 6). Nous traçons la droite de charge passant par le point P de fonctionnement (lequel, répétons-le, est déterminé par la tension anodique et la polarisation-grille choisies). Et, comme tout à l'heure, nous indiquons les points A et B correspondant aux potentiels extrêmes de grille au cours de ses oscillations. Ce point P est habituellement presque au milieu de AB pour une pentode, parce que cette lampe donne peu d'harmoniques 2, mais il se pourrait aussi qu'il soit excentré.

Nous marquerons aussi les points C et D correspondant aux deux demi-oscillations de part et d'autre de P. Comme notre lampe a son point

que si elle est purement ohmique ou formée par un circuit bouchon à la résonance. En dehors de la résonance, la caractéristique dynamique, au lieu d'être la droite de charge, devient une ellipse d'autant plus aplatie qu'on se rapproche de la résonance. C'est le cas d'une lampe de sortie.

de réglage à — 10 volts de polarisation, A est à 0 volt, B à — 20 volts, et C et D sont évidemment à — 5 et — 15 volts-grille.

S'il n'y avait pas de distorsion, les points A, C, P, D et B seraient équidistants. Or, dans notre exemple, il n'y a que le point P qui soit à égale distance de A et de B (ce qui prouve l'absence d'harmonique 2 pour la résistance de charge et le réglage choisis).

Le taux d'harmonique 3 est la moitié de :

$$\frac{CP - AC}{2 CP + AC}$$

Il est bon de recommencer la même opération sur le segment PB, ce qui donne $PD - DB / 2 PD + DB$, et on fera la moyenne des deux taux de distorsion obtenus dans chaque demi-exploration de grille.

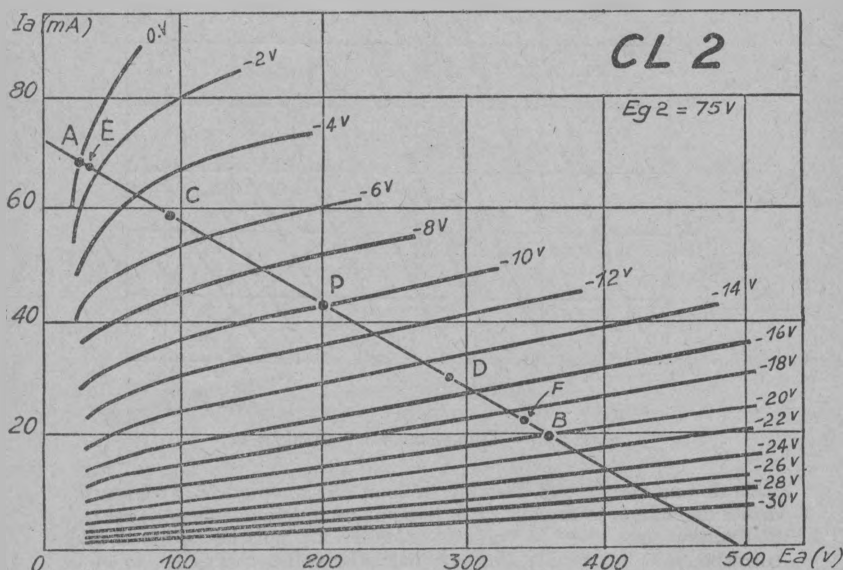


Fig. 6. — Évaluation du taux d'harmonique 3 d'une pentode.

L'harmonique 4 offre peu d'intérêt, car on sait s'en débarrasser avec les push-pulls et, du reste, il serait peu gênant dans la plupart des cas. Par contre, l'harmonique 5 est moins commode. Pour l'évaluer, il nous faudrait choisir, de part et d'autre du point P, deux autres points E et F distants de 0,866 fois la polarisation-grille (ce qui nous donnerait $E = -1,34$ et $F = -18,66$ volts-grille dans le cas de la figure 6).

Le taux d'harmonique 5 est le tiers de :

$$PA + PC - (PE \times 1,73).$$

Et, s'il n'y a pas d'harmonique 5, on aura évidemment :

$$PA + PC = PE \times 1,73.$$

● Maintenant que nous voilà bien lancés, rien ne nous empêcherait de calculer d'avance tous les harmoniques pairs et impairs, avec les déphasages, en prenant encore d'autres points et en nous amusant à faire des tas de calculs. Mais la vie est trop courte pour qu'un professionnel se fatigue à ce casse-tête chinois. Calculez donc, si le besoin s'en fait sentir,

les harmoniques 2 et 3, et ce sera déjà bien beau. En pratique, on se contente de les apprécier à l'œil, en regardant si P est bien au milieu de AB, et si C et D sont également éloignés du centre de PA et de PB. Tout simplement !

● Toutefois, nous indiquerons encore un moyen simple d'apprécier le pourcentage total d'harmoniques, quel que soit leur ordre.

a) On applique une variation très faible à la grille, soit PC, PC' à partir du point de fonctionnement P. On peut considérer, si cette variation est faible, que la distorsion est nulle quand P est bien choisi dans les parties droites des caractéristiques. Ici, cette variation est 1 volt, P étant à — 5 volts ;

b) On porte, à partir de P, autant de fois la longueur CP que la variation-grille en service est plus forte. Par exemple, si la grille doit osciller entre 0 et — 10 volts, cela fait cinq fois CP, et nous avons le point D ;

c) Le pourcentage total d'harmoniques est alors :

$$\text{PD} = \frac{\text{PA} + \text{PB}}{2} \cdot \frac{1}{\text{PD}}$$

● Pour clore cette question, examinez la figure 7, qui montre l'effet de la variation de la résistance de charge sur le taux d'harmoniques 2 et 3 d'une pentode. Le réglage habituellement employé est 4.500 ohms, ce qui

% Harmoniques

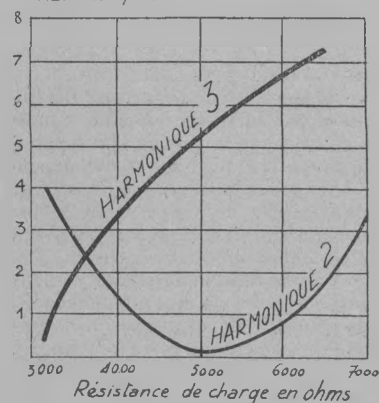


Fig. 7. — Variations de la distorsion avec l'impédance de charge.

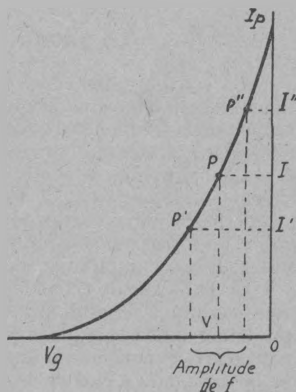


Fig. 8. — Modulation du ronflement.

annule presque l'harmonique 2. Mais nous préférons 4.000 ohms, car l'harmonique 3 si gênant est presque réduit de moitié, au prix d'un peu d'harmonique 2 et d'une très légère perte de puissance.

La cross-modulation.

Voici un super qui manque un peu de sélectivité, parce qu'on n'a pas voulu sacrifier totalement les aiguës et que le prix n'a pas permis de mettre beaucoup de filtres de bande avant la lampe de moyenne fré-

quence. Résultat : à la grille de cette lampe arrivent parfois deux fréquences modulées, peut-être trois : celle de la station désirée, et celles des stations immédiatement voisines sur le cadran, ces dernières étant, bien entendu, très affaiblies par défaut d'accord.

Soient A, B et C, les trois fréquences porteuses, et a , b et c , leur fréquence de modulation. A un instant donné t , la station accordée injecte dans la grille trois fréquences distinctes : la fréquence porteuse A et les fréquences résultantes $A + a$, $A - a$. Il en est de même pour les autres, si bien que nous recevons au même instant :

$$\begin{aligned} &A, A + a, A - a, \\ &B, B + b, B - b, \\ &C, C + c, C - c, \end{aligned}$$

soit neuf fréquences distinctes. Ce n'est déjà pas mal, mais il y a mieux. Ces neuf fréquences vont se conjuguer et donner des battements tels que :

$$\begin{aligned} &B - A, C - B, C - A, B - A + a, B - A - a, \\ &B - A + b, B - A - b, C - B + b, C - B - b, C - B + C, \\ &C - B - c, A - B + a - b, A - B + a + b, \text{ etc., etc.} \end{aligned}$$

Nous trouvons donc, dans le circuit anodique, non plus les fréquences injectées, mais tout un cortège de battements de fréquences mêlées et multiples, qui produisent des chuchotements, du « bavardage de singe ».

A ce mal, il n'est qu'un remède efficace : des filtres de bande sérieux et plusieurs de ces filtres, pour assurer une bonne sélectivité sans rogner la bande passante. A moins qu'une police de l'éther n'arrive à supprimer les émetteurs en surnombre ou à limiter leur puissance...

La modulation du ronflement.

La courbure des caractéristiques va encore nous jouer un tour : si nous laissons arriver à la grille, par couplage ou par tout autre défaut, un peu de la fréquence du secteur, celle-ci va s'incruster de manière indélébile dans la modulation reçue, et aucun filtrage ne pourra l'en séparer.

Pour simplifier la compréhension, supposons que nous recevions seulement l'onde porteuse, de fréquence A, et soit f la fréquence du secteur (50 périodes par seconde, plus les harmoniques de l'alternateur !). Jus- qu'ici, un filtre peut séparer la fréquence indésirable f . Mais A et f arrivent à la grille de l'amplificatrice, dont la caractéristique est courbe (fig. 8).

En l'absence de f , l'onde porteuse A a une tension de pointe ou tension maximum V qui donne sur la courbe le point de fonctionnement P, qui donne dans la plaque le courant de pointe I. Mais superposons la fréquence f : à ce moment, la tension de pointe va danser à cette fréquence f , car la tension de A et celle de f vont se composer algébriquement. Donc, le point de fonctionnement oscillera entre P' et P'', ce qui donne les intensités de pointe I' et I''. Maintenant, remarquons que II'' n'est pas égal à II' : en effet, la pente au point P'' est différente de celle au point P', du fait de la courbure de la caractéristique. Il en résulte que le gain de l'étage varie au rythme du ronflement f , c'est-à-dire que l'onde porteuse A se trouve maintenant modulée par f , cette modulation n'étant plus séparable que par détection.

Malheureusement, notre porteuse est elle-même modulée par la musique du studio, si bien que la détection est incapable de séparer cette musique de la fréquence ronflante f .

Moralité : la courbure des lampes marie le ronflement à la modulation, sans divorce possible. C'est avant la lampe qu'il faut faire la séparation.

LES CALCULS SIMPLES DE LA RADIO

Prévenons d'abord que nous n'avons pas l'intention d'apprendre ici le calcul aux ingénieurs, qui, comme on le sait, résolvent des intégrales pour tuer le temps. Mais, à côté des professionnels du calcul, il y a les professionnels tout court, les dépanneurs et les amateurs qui, trop souvent, soudent au petit bonheur des résistances, des capacités et des selfs pas toujours très bien choisies.

Sans compter les postes commerciaux, qui sont parfois calculés par la concierge et dont les valeurs sont toutes à revoir !

Dans les pages suivantes, nous n'abordons, bien entendu, que le calcul le plus simple : c'est justement celui dont le professionnel a besoin à chaque instant, pour améliorer un poste, changer proprement un élément, marier une lampe moderne avec un vieux châssis, bref, faire intelligemment son métier, sans tâtonnements, avec le maximum de succès.

Nous avons volontairement écarté les formules inutiles, les notations savantes et les complications. Les mathématiciens nous pardonneront, car ils n'ont que faire de ce chapitre. Et les autres le liront bien plus aisément.

WATTS, VOLTS, AMPÈRES ET OHMS

● Il est important, quand on s'occupe de radio, de bien connaître la loi d'Ohm, qui règle les rapports entre les unités les plus courantes. Nous savons qu'elle s'écrit : $E = I \times R$, c'est-à-dire que les *volts* sont égaux aux *ampères* multipliés par les *ohms* (du moins en courant continu). En divisant les deux côtés de l'égalité par R , on a $E : R = I$. En divisant par I , on a $E : I = R$. Nous devons connaître cela par cœur : c'est l'*a b c* du métier.

● D'autre part, nous savons que la puissance en watts W s'obtient en multipliant les ampères par les volts, donc $W = I \times E$. Mais, comme $E = I \times R$, W est finalement égal à $I \times I \times R$, ou $I^2 \times R$.

Comme d'autre part $I = E : R$, l'expression $W = I \times E$ peut s'écrire : $W = \frac{E}{R} \times E = \frac{E^2}{R}$.

Résumons : l'expression de la puissance W dans un circuit peut s'exprimer des trois façons suivantes :

$$W = E \times I \quad (\text{watts} = \text{volts} \times \text{ampères}) ;$$

$$W = I^2 \times R \quad (\text{watts} = \text{ampères} \times \text{ampères} \times \text{ohms}) ;$$

$$W = \frac{E^2}{R} \quad (\text{watts} = \text{volts} \times \text{volts, et divisé par ohms}).$$

● Avec ces trois formules, nous sommes armés pour calculer les puissances, volts, ampères ou ohms en courant continu.

Exemple 1 : Quelle puissance dissipe une résistance de 5.000 ohms parcourue par un courant de 15 milliampères ?

Réponse : $0,015 \text{ amp.} \times 0,015 \text{ amp.} \times 5.000 \text{ ohms} = 1,125 \text{ watt.}$

Exemple 2 : La chute de tension provoquée par une résistance de 10.000 ohms est de 60 volts. Quelle est la puissance dissipée ?

Réponse : $60 \times 60 = 3.600$, divisé par $10.000 = 0,36 \text{ watt.}$

Exemple 3 : Le champ d'un dynamique consomme 10 watts et la bobine d'excitation a une résistance de 2.500 ohms. Quelle est l'intensité du courant ?

Réponse : de $W = I^2 \times R$, je tire $I^2 = W : R$, et $I = \sqrt{W : R}$. Donc l'intensité a pour expression : racine carrée de 10 watts : 2.500 ohms = 0,063 ampères, soit 63 milliampères.

Tension anodique.

Pour que l'alimentation des électrodes des lampes soit correcte, il faut disposer, à la sortie du filtre de la valve, d'une tension déterminée par la consommation en milliampères du poste, les tensions nécessaires aux anodes et aux polarisations et les chutes de tension dans le câblage et la self de filtrage. Voici comment on peut calculer approximativement les éléments de la tension anodique :

a) Faites la somme des consommations anodiques des lampes et des consommations des grilles-écran.

(Exemple : 50 milliampères.)

b) Déterminez la tension maximum aux plaques.

(Ce sera, par exemple, 250 volts.)

c) Déterminez la polarisation maximum de grille.

(Exemple : 20 volts.)

d) Mesurez la résistance de la self de filtrage, ou des selfs s'il y en a plusieurs.

(Exemple : 300 ohms.)

e) Déterminez la chute de tension dans la self, en appliquant la loi d'Ohm : $E = I R$.

(Exemple : 50 milliampères par 300 ohms = 15 volts.)

f) En totalisant les tensions b, c et e, nous avons la tension nécessaire à l'entrée du filtre.

(Exemple : $250 + 20 + 15 = 285 \text{ volts.}$)

g) Il faut maintenant choisir la valve qui convient pour 285 volts et 50 milliampères. Ce choix se fait en consultant les courbes caractéristiques des valves. Dans la série E, c'est la EZ 2 qui, pour 50 milliampères et alimentation sous deux fois 300 volts, donne 290 volts.

h) Il n'y a plus qu'à dissiper les 5 volts excédentaires, par exemple dans une résistance ballast qu'on calcule encore par la loi d'Ohm ($R = E : I$), soit $5 : 0,050 = 100 \text{ ohms}$, — ou encore en réduisant le premier condensateur de filtrage. Il est vrai de dire que, pour 5 volts, le mieux est de les négliger : le temps se chargera bien d'en avoir raison, et du reste un léger excès ne peut pas nuire, surtout s'il est théorique.

Si l'excès avait été important, il aurait fallu ou bien changer de valve, ou bien l'alimenter sous plus faible tension.

2) Pour terminer, choisir un transfo capable de donner sans faiblir *au moins* 50 milliampères.

Résistances chutrices.

● La tension anodique débite donc du courant, avec une tension entre + HT et masse de, disons, 250 volts. Mais certaines plaques peuvent demander moins, par exemple 150 volts. Et les grilles-écran peuvent aussi demander une tension spéciale, par exemple 100 volts. On sait qu'on obtient fort simplement ces tensions, en interposant une résistance entre les électrodes et la ligne + HT.

Le calcul de ces résistances est très simple : il suffit d'appliquer la loi d'Ohm. Les catalogues de lampes nous disent, par exemple, que telle lampe (par exemple EF 6) doit avoir, pour certain montage, 200 volts-plaque, le courant plaque étant de 3 milliampères. L'alimentation donne 250 volts : il faut donc que la résistance absorbe 50 volts en laissant passer 3 milliampères. Il n'y a qu'à diviser 50 par 0,003 (volts par ampères) pour trouver la valeur de la résistance, soit 16.666 ohms. Nous prendrons donc 15.000 ohms, car, en vieillissant, la résistance augmentera de valeur (en admettant qu'elle ne les fasse pas déjà d'avance, par défaut d'étalonnage).

● On calculera de même la résistance chutrice d'une grille-écran : il suffit de diviser la chute de tension désirée, en volts, par le courant grille-écran, *en ampères*, pour avoir la résistance chutrice en ohms.

Bien entendu, les résistances chutrices seront choisies de manière à supporter sans broncher le courant qui les traverse, donc avec une capacité de charge très nettement supérieure à ce courant.

● Pour calculer une résistance de polarisation (fig. 1), il faut se rappeler que la tension plaque n'est pas la tension entre + HT et la

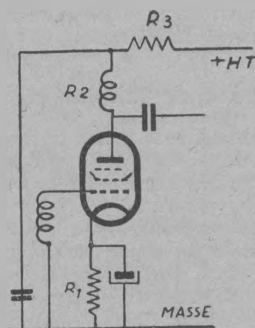


Fig. 1.

masse, mais entre + HT et la cathode. Or, comme la grille est à la masse, il faut porter la cathode à un potentiel positif par rapport à celui-ci, de manière que la grille soit négative par rapport à la cathode. Donc, la tension plaque est égale à la tension totale + HT diminuée de la tension de polarisation de grille et, éventuellement, des chutes de tension

dans les éléments de couplage et dans la résistance chutrice du circuit anodique (R_2 et R_3).

Le courant anodique et le courant écran étant connus, nous les additionnons pour connaître le courant cathodique (pour certaines lampes, telles que les octodes, il faut encore ajouter le courant de grille-anode). Dès lors, la bienfaisante loi d'Ohm nous donne aussitôt la valeur de R_1 : il suffit de diviser la polarisation voulue en volts, par le courant cathodique en ampères (et non en milliampères).

● Reste à calculer R_2 et R_3 , ou plutôt leur somme, car R_2 se détermine par une simple mesure de résistance. En retranchant R_2 de la somme, nous aurons évidemment R_3 . Appliquons encore la loi d'Ohm :

$$R_2 + R_3 = \frac{\text{volts totaux} - (\text{volts anode} + \text{volts polarisation})}{\text{courant anodique en ampères}}$$

Par exemple, soit une + HT de 300 volts, tension anodique = 250 volts, tension de polarisation = - 5 volts, courant anodique = 5,5 milliampères. Nous calculons :

$$R_2 + R_3 = \frac{300 - (250 + 5)}{0,0055} = 8.200 \text{ ohms environ,}$$

et, si R_2 vaut 3.000 ohms, R_3 vaudra évidemment 5.200 ohms.

● Ces résistances chutrices doivent répondre à deux conditions : 1° elles doivent avoir une précision acceptable et 2° une capacité de charge ou dissipation suffisante. On fera bien de les mesurer avant de les monter pour vérifier leur tolérance, afin d'éviter de mettre 115.000 ohms, par exemple, alors que la résistance est marquée 50.000.

Quant à la dissipation, on la calcule en multipliant les volts présents à ses extrémités (ce sont les volts de chute) par le courant en ampères qui traverse la résistance, ce qui donne la dissipation en watts, ou encore en multipliant la résistance en ohms par le carré de l'intensité en ampère qui la traverse. Et on choisira naturellement une résistance dont la dissipation soit supérieure à ces watts calculés, sans exagérer toutefois : car une résistance chutrice à haute dissipation ne bronche pas en cas de dérangement du poste et laisse arriver trop de volts aux électrodes, ce qui peut être désastreux.

Diviseurs de tension ou ponts.

Il est recommandable, à tous points de vue, d'alimenter les grilles-écran par un diviseur de tension plutôt que par une simple résistance chutrice. En effet, pour alimenter une EF 9, par exemple, qui demande 250 volts-plaque et 100 volts-écran avec 1,8 milliampère de courant écran, la résistance chutrice serait de $150 : 0,0018 = 83.500$ ohms environ. Une résistance aussi élevée, parcourue par un courant si faible, constitue un point d'instabilité : toute modification de la résistance par vieillissement ou échauffement retentit immédiatement sur la tension grille. Par exemple, si la résistance devient 100.000 ohms, variation très faible pour une telle valeur, la tension grille tombe à 90 volts.

Pour éviter cela et donner de la stabilité aux tensions, on fait passer toute la tension dans un diviseur dont les résistances moins élevées admettent plus de milliampères. On dissipe un peu de courant, c'est entendu, mais les tensions obtenues sont bien moins sujettes à variation.

● Le calcul d'un diviseur de tension est très facile. La figure 2 représente un tel diviseur, ou pont, destiné à l'alimentation d'une grille-

écran. Soit $V_{\text{écran}}$ la tension que nous voulons appliquer à l'écran, et I le courant d'écran. Pour stabiliser la tension, nous accepterons de dissiper dans le pont une intensité nettement supérieure à celle du courant d'écran, au moins 50 p. 100 de plus, davantage même si l'alimentation du poste le permet. Au taux de 80 p. 100 que nous choisissons pour fixer les idées, le courant qui traversera R_1 sera donc $1,8$ fois I .

Dès lors, la valeur de R_1 , suivant la loi d'Ohm, est égale à $\frac{V_{\text{écran}}}{1,8 \times I}$.

Quant à R_2 , elle est parcourue par le courant qui traverse R_1 , soit $1,8 I$ plus le courant de grille-écran I , total : $2,8 I$. Par contre, la tension qu'elle supporte n'est que la différence de la tension totale + HT et de la tension

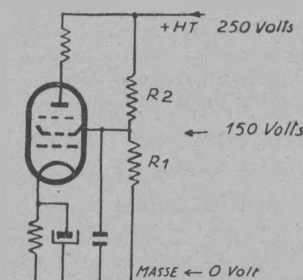


Fig. 2.

de grille écran, soit $V_{\text{total}} - V_{\text{écran}}$. Et sa valeur est :

$$R_2 = \frac{V_{\text{total}} - V_{\text{écran}}}{2,8 \times I}$$

Exemple : la figure 2 nous donne : volts disponibles = 250 volts, tension d'écran = 150 volts. Le courant d'écran est donné par le catalogue de lampes : 3 milliampères. Nous pouvons dissiper le double dans le diviseur, soit 6 milliampères, sans surcharger l'alimentation.

Calculons : $R_1 = 150 : 0,006 = 25.000$ ohms.

$R_2 = (250 - 150)$ divisé par $0,006$ ampère, plus le courant grille-écran de $0,003$ ampère, soit $100 : 0,009 = 11.111$ ohms.

● Si nous avons à calculer un diviseur donnant deux tensions intermédiaires (donc formé de trois résistances), ce serait aussi simple. Par exemple, une octode EK 3 demande 250 volts à sa plaque, 125 volts à sa grille-anode et 100 volts d'écran, avec un courant de grille-anode

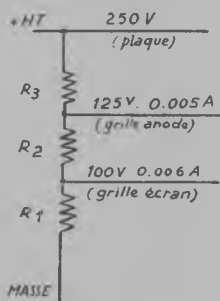


Fig. 3.

de 5 milliampères et un courant d'écran de 6 milliampères. Le diviseur aura l'allure de la figure 3. Notre alimentation ne nous permet pas de dissiper beaucoup de courant, donc nous fixons la dissipation à 1,5 fois le courant écran, soit 0,010 ampère par excès.

Il n'y a plus qu'à calculer :

$$R_1 = 100 \text{ volts} : 0,010 \text{ ampère} = 10.000 \text{ ohms.}$$

R_2 est soumis à une différence de potentiel de 25 volts et est parcouru par le courant traversant R_1 plus le courant de grille-écran, soit $0,010 + 0,006 = 0,016$ ampère.

$$\text{Sa valeur est donc : } 25 \text{ volts} : 0,016 \text{ ampère} = 1.560 \text{ ohms.}$$

R_3 provoque une chute de tension de $250 - 125 = 125$ volts, et est parcouru par :

— le courant traversant R_1 , soit.....	0,010 ampère.
— le courant de grille-écran, soit	0,006 —
— le courant de grille-anode, soit.....	0,005 —

Total	0,021 ampère.
-------------	---------------

Sa valeur est donc :

$$125 \text{ volts} : 0,021 \text{ ampère} = 5.950 \text{ ohms.}$$

Comme on le voit, la seule précaution à prendre, quand on calcule un pont, est de bien déterminer quels sont les courants qui traversent chaque élément. Pour le comprendre, nous avons représenté en pointillé, figure 4, les trois résistances du pont de la figure 3 avec, en traits pleins, les

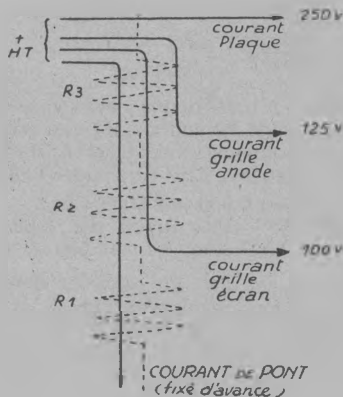


Fig. 4.

courants qui les traversent. On voit que R_1 est traversé par un courant, R_2 par deux courants dont il faut faire la somme et R_3 par trois courants qu'il faut totaliser.

Associations de résistances.

Dans notre lot de résistances, nous ne trouvons pas la valeur cherchée, ou bien cette valeur n'a pas la dissipation désirée. Que faire ? Nous allons tout simplement coupler judicieusement deux ou trois valeurs différentes, et nous voilà servis.

● Cela va tout seul quand il n'y a qu'à mettre des résistances en série : leurs ohms s'ajoutent, comme chacun sait :

$$R_{\text{total}} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots \text{etc. (fig. 5, a).}$$

● Le couplage en parallèle est tout différent, la résistance totale est moindre que la plus plus faible résistance. Néanmoins, nous procéderons encore par addition en disant que « l'inverse de la résistance totale est la somme des inverses des résistances R_1, R_2, R_3 , etc. » (fig. 5, b).

Donc, c'est simple : nous prenons l'inverse de chaque résistance en ohms, nous additionnons les inverses et nous prenons derechef l'inverse du total : c'est la résistance de l'ensemble.

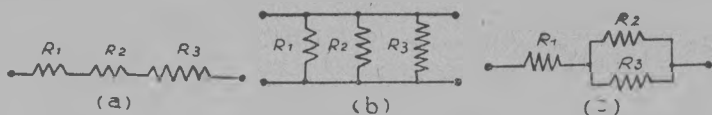


Fig. 5.

L'inverse d'un nombre, comme on sait, c'est le quotient de 1 par ce nombre. On peut le calculer, en faisant la division :

Exemple : 3.000 ohms, 5.000 ohms et 1.500 ohms en parallèle.

Les inverses sont $1 : 3.000 = 0,00033$

$1 : 5.000 = 0,00020$

$1 : 1.500 = 0,00066$

Total des inverses = 0,00119

La résistance du tout est l'inverse de ce total, soit $1 : 0,00119 = 840$ ohms.

La seule difficulté, c'est de ne pas se tromper dans le placement de la virgule ! Pour s'épargner les divisions, le technicien qui possède une règle à calcul se sert de l'échelle des inverses de cet instrument. A défaut, on utilise une table des inverses, telle que celle qui figure à la fin du *Memento Tungsram*.

● Quant aux associations série-parallèle, telles que dans la figure 5, c, nous comprenons aisément qu'il n'y a qu'à calculer R_2 et R_3 en parallèle, puis ajouter R_1 qui est en série.

Exemple : $R_2 = 3.000$ ohms, $R_3 = 5.000$ ohms, $R_1 = 1.500$ ohms.

La somme des inverses de R_2 et R_3 est 0,00053, dont l'inverse est 1.885 environ : c'est la résistance de R_2 et R_3 en parallèle. Ajoutons R_1 en série : 1.885 ohms + 1.500 ohms = 3.385 ohms, qui est la résistance totale.

● Le calcul des résistances en parallèle peut se faire autrement quand on n'a que deux résistances : alors, la résistance résultante est donnée par :

$$R_{\text{résultant}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Mais la méthode par les inverses est, à notre avis, plus rapide.

Association de capacités.

Tout ce qui vient d'être dit pour les résistances s'applique aux capacités, mais avec une différence basale : c'est tout le contraire. Ici, les capacités en parallèle s'additionnent tout simplement pour avoir la capa-

cité résultante (fig. 6, a), tandis que les capacités *en série* se calculent par les inverses, exactement comme les résistances en parallèle (fig. 6, b).

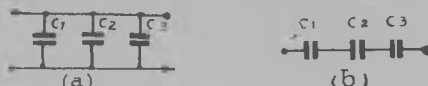


Fig. 6.

Exemple : $C_1 = 0,01 \mu\text{F}$, $C_2 = 0,002 \mu\text{F}$.

En parallèle, nous avons :

$$C \text{ résultant} = 0,01 + 0,002 = 0,012 \mu\text{F}.$$

En série, nous avons :

$$\text{inverse de } 0,01 = 100$$

$$\text{inverse de } 0,002 = 500$$

$$\text{Total des inverses} = 600$$

$$C \text{ résultant} = \text{inverse de } 600 = 0,00166 \mu\text{F}$$

Association de selfs.

A la condition que les selfs soient placées de telle façon qu'elles ne réagissent pas l'une sur l'autre, la self résultante se calcule exactement comme une résistance résultante : deux selfs en série s'ajoutent, deux selfs en parallèle se calculent en prenant l'inverse de la somme des inverses de leur self, en henrys ou microhenrys.

Par exemple, deux selfs de 15 et 20 henrys donnent, en série, 35 henrys.

En parallèle, elles donnent :

$$\frac{15 \times 20}{15 + 20} = 8,6 \text{ henrys environ.}$$

CIRCUITS OSCILLANTS ET CIRCUITS D'ARRÊT

Un circuit oscillant, formé d'une self pure L et d'une capacité

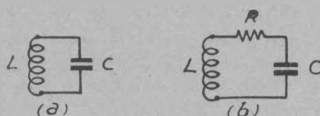


Fig. 7.

pure C (fig. 7, a), à une fréquence propre qui se calcule par la formule de Thomson :

$$f \text{ en cycles-seconde} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \text{ henrys} \times C \text{ farads}}}$$

L'usage de cette formule est assez fastidieux, car on a des tas de zéros en décimales et les unités ne sont pas pratiques. Aussi préfère-t-on calculer la longueur d'onde en mètres avec la formule approchée :

$$\lambda \text{ en mètres} = 60 \times \sqrt{\text{microhenrys} \times \text{millièmes de microfarads.}}$$

Ou, plus simplement encore, on utilise l'abaque du *Memento*.

On obtient ainsi une longueur d'onde propre théorique, car la formule simple ne tient pas compte de la résistance ohmique (fig. 7, b) du circuit (1). Mais elle suffira largement en première approximation.

La valeur des selfs se calcule en pratique à l'aide des abaques, car l'application de la formule de Nagaoka est ennuyeuse.

Du reste, les selfs et transfo du commerce sont vendus avec toutes indications de leur valeur, ou des longueurs d'onde obtenues avec des capacités déterminées.

Circuit bouchon.

Un circuit oscillant est souvent utilisé en *circuit bouchon*, agissant comme une haute résistance à sa longueur d'onde propre. Cette résistance apparente en haute fréquence (ou réactance Z) a pour valeur à la résonance :

$$Z = \frac{L}{R \times C}$$

Dans cette formule, L est la self, C la capacité, R la résistance ohmique du circuit. Puisque cette dernière ne peut être réduite, on peut voir que l'effet du circuit bouchon sera d'autant plus grand — et sa stabilité mieux assurée — que la résonance sera obtenue avec une self plus grande et une capacité plus réduite. C'est ce qui explique pourquoi les circuits oscillants utilisent de préférence de petits condensateurs, alors qu'autrefois les 2/1.000 μ F étaient courants.

Systèmes apériodiques.

Pour arrêter certaines fréquences, on utilise également des bobines de self (qui arrêtent les fréquences élevées) et des capacités (qui arrêtent les basses fréquences, y compris la « fréquence zéro » ou courant continu).

● Une self oppose à l'alternatif une résistance, appelée inductance, dont la valeur en ohms s'obtient en multipliant la self en henrys par 6,28 fois la fréquence.

Exemple : 10 millihenrys sur onde de 300 mètres.

La fréquence est donc 300.000 kilomètres (vitesse de propagation de l'électricité) divisés par 300 mètres = 1.000.000.

L'inductance est : $0,010 \times 6,28 \times 1.000.000 = 62.800$ ohms.

● Une capacité agit de même, mais sa « capacitance » en ohms s'obtient en divisant 1 par le produit de la capacité en farads par 6,28 fois la fréquence.

Exemple : 0,5 microfarad sur onde de 1.500 mètres.

La fréquence est 300.000 kilomètres : 1.500 mètres = 200.000. On a : capacitance = 1 divisé par $0,0000005 \times 6,28 \times 200.000 = 1$ divisé par 0,628 = 1,6 ohm.

Cette même capacité, sur une onde de 150 mètres, vaudrait une résistance de 16 ohms, et 32 ohms sur 75 mètres, etc.

● Mais, si ce calcul simple suffit en pratique courante, on doit parfois tenir compte de la résistance ohmique du circuit (fig. 8, a, et 8, b). Alors, le plus simple est encore de prendre le cas général de la figure 8, c, où

(1) La fréquence propre d'un circuit amorti par une résistance R, répartie ou ajoutée en série, est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \text{ avec } \begin{cases} L \text{ en henrys.} \\ C \text{ en farads.} \\ R \text{ en mégohms.} \end{cases}$$

nous avons tout à la fois une self L , une résistance R et une capacité C : autrement dit, un circuit oscillant amorti. Et nous appliquerons dans tous les cas semblables la formule générale de l'impédance Z (ou résistance en

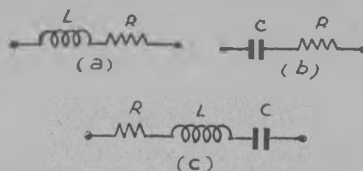


Fig. 8.

alternatif), quitte à négliger dans la formule la capacité, la self ou la résistance pour ne garder que ce qui nous intéresse.

Cette formule générale, la voici :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2}$$

autrement dit, on calcule l'inductance de la self à la fréquence considérée, on retranche la capacitance du condensateur à la même fréquence, on porte le reste au carré, on ajoute le carré de la résistance et on extrait la racine carrée du tout. Complexe, direz-vous ? En pratique, cela se simplifie : si, par exemple, nous n'avons qu'une self L et une résistance R , sans capacité, la formule se réduit à $\sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}$: il suffit d'additionner le carré de la résistance avec le carré de l'inductance et d'extraire la racine de la somme. On fera de même dans le cas d'une capacité avec résistance, sans self.

● Mais, comme nous n'avons pas de temps à perdre pour faire des sommes de carrés et extraire des racines, nous ferons tout simplement un petit dessin (fig. 9). Horizontalement, nous tracerons une droite longue

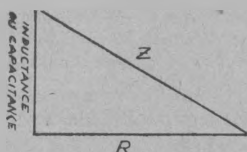


Fig. 9. — Calcul graphique d'une impédance (en série).

d'autant de millimètres qu'il y a d'ohms dans la résistance R . Au bout de cette droite, nous élèverons une perpendiculaire, dont la longueur en millimètres représentera l'inductance (ou la capacitance) en ohms. Il ne reste plus qu'à fermer le triangle par l'hypoténuse Z , dont la longueur en millimètres indique le nombre d'ohms de l'impédance à la fréquence considérée.

Dans le cas d'une résistance non plus en série, mais *en parallèle* sur la capacité ou la self, c'est aussi simple : on fait comme ci-dessus, puis on abaisse une perpendiculaire depuis le sommet de l'angle droit jusqu'à l'hypoténuse (fig. 10). C'est la longueur de cette perpendiculaire Z en millimètres qui donne la valeur de l'impédance en ohms.

Bien entendu, on peut convenir que 1 centimètre = 1 ohm, ou 100 ohms = 1 millimètre, suivant l'importance des valeurs auxquelles

on a affaire. L'essentiel est de ne pas mélanger les conventions dans un même dessin.

Cette méthode de calcul graphique a l'avantage de la rapidité et de la sécurité. On la combinera avantageusement avec l'emploi des abaques

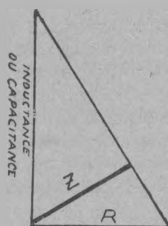


Fig. 10. — Calcul graphique d'une Impédance (en parallèle).

du présent *Memento*, qui donnent directement les valeurs des capacités et des inductances usuelles. Les techniciens remarqueront en outre que, si l'on oriente convenablement le vecteur inductance ou capacité, le vecteur Z est orienté en phase avec l'impédance.

LA LOI D'OHM EN ALTERNATIF

La loi d'Ohm : $I = \frac{E}{R}$, ou $E = IR$, ou $R = \frac{E}{I}$, dont nous faisons un si large usage en continu, s'applique également à l'alternatif : il suffit de remplacer R par sa valeur complexe, l'impédance Z .

Cette impédance a les valeurs suivantes :

a) Pour une self pure, sans résistance (ou résistance absolument négligeable) :

$$Z \text{ en ohms} = 6,28 f \times L \text{ en henrys.}$$

Pour une capacité pure :

$$Z \text{ en ohms} = \frac{1}{6,28 f \times C \text{ en farads}}.$$

Pour une self, avec une résistance de R ohms en continu :

$$Z \text{ en ohms} = \sqrt{R^2 + (6,28 f \times L)^2}.$$

Pour une capacité, avec une résistance de R ohms en continu :

$$Z \text{ en ohms} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{6,28 f \times C} \right)^2}.$$

Pour un circuit formé de résistance, capacité et self tout ensemble :

$$Z \text{ en ohms} = \sqrt{R^2 + \left(6,28 f L - \frac{1}{6,28 f C} \right)^2}.$$

Dans toutes ces formules, f représente la fréquence du courant alternatif en cycles par seconde, R la résistance en ohms, L la self en henrys, et C la capacité en farads.

En examinant la dernière formule, vous remarquerez que, si $6,28 f \times L = \frac{1}{6,28 f \times C}$, l'impédance se réduit à $\sqrt{R^2}$, c'est-à-dire R ;

à ce moment, c'est la résonance, le circuit est en état de grâce, il présente la plus faible résistance au courant alternatif. Connaissant deux des trois valeurs L , C et f (la self, la capacité et la fréquence), il suffit de résoudre l'équation ci-dessus pour trouver l'autre qui provoquera la résonance du circuit.

Comme on le voit, en examinant les formules, tout se complique en alternatif. L'application de la loi d'Ohm, en remplaçant R par Z , permet toujours de calculer E , I et Z quand on connaît deux de ces valeurs, mais l'intensité est en retard ou en avance sur la tension selon qu'il y a de la self ou de la capacité dans le circuit. C'est pourquoi, dans un circuit présentant de la self, par exemple, la puissance n'est plus égale à la tension en volts multipliée par l'intensité en ampères : comme la tension et l'intensité ne varient pas en même temps pendant les alternances, la puissance est plus faible.

Cette puissance en watts est égale au produit des volts par les ampères, multiplié par un nombre plus petit que 1, le « cosinus φ » ou facteur de puissance :

$$W \text{ watts} = E \text{ volts} \times I \text{ ampères} \times \cos \varphi.$$

Nous pouvons aisément connaître la valeur de cosinus φ : c'est le quotient de la résistance ohmique R du circuit par son impédance totale Z , dont la valeur se calcule à l'aide des formules ci-dessus.

● Pour nous éviter des élévations au carré et des extractions de

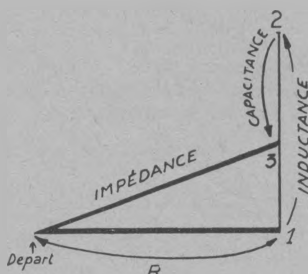


Fig. 11. — Calcul graphique d'une impédance avec résistance, self et capacitance.

racines, nous ferons encore appel aux constructions graphiques pour calculer Z (fig. 11).

Nous porterons successivement :

Horizontalement, une longueur R , d'autant de millimètres que R vaut d'ohms ;

À l'extrémité de cette longueur, une perpendiculaire égale à l'inductance, en millimètres (soit 6,28 fois la fréquence multipliée par le nombre de henrys).

Depuis l'extrémité de cette perpendiculaire, nous reviendrons sur nos pas, en portant une longueur égale à la capacité, en millimètres,

soit $\frac{1}{6,28 \times \text{Cen farads}}$

La distance qui sépare le bout de cette dernière longueur de notre point de départ mesure l'impédance totale, à raison de 1 ohm par millimètre.

LES MESURES DU RADIOTECHNICIEN

Dès qu'on prononce le mot « mesure », beaucoup de sans-filistes — et même de professionnels — prennent l'air tourmenté des enfants qu'on menace de la purge. Car la mesure, c'est le pensum de la radio, la triste invention de mathématiciens sans entrailles, qui mettent tout en chiffres et en formules exprès pour embêter le monde. Et voilà pourquoi tant de dépanneurs travaillent dans les ténèbres, comme au temps béni de la détectrice à réaction, avec une montre de 6-120 volts pour tout équipement.

Sans doute, un bon technicien arrivera toujours à dépanner sans instruments deux postes sur trois, à la condition d'y passer tout le temps nécessaire et de ne pas être trop difficile sur les résultats. Il arrivera même, s'il est un as, à faire des mesures précises avec un appareil imprécis, tout comme on peut faire une pesée juste avec une balance fausse quand on connaît la double pesée. Mais ce sont là des acrobaties réservées aux initiés, des acrobaties qui ne « paient » pas. Un professionnel qui veut gagner de l'argent doit travailler vite et bien. Pour cela, il faut de *bons* instruments et la manière de s'en servir.

Avec un seul appareil, on peut théoriquement faire presque toutes les mesures qui se présentent en pratique. Mais on est alors astreint à des montages et à des calculs savants, qui font perdre un temps précieux et peuvent introduire des erreurs quand on est pressé. Un bon radiotechnicien s'attachera donc à compléter son équipement, afin de pouvoir aborder tous les travaux dans les meilleures conditions, sans tâtonnements, sans inutiles remplacements de pièces. Un poste bien dépanné doit être rendu au client « meilleur que neuf » : ce qui n'est possible qu'à l'aide d'une gamme d'instruments dont le prix d'achat est rapidement récupéré par les services qu'ils rendent et les affaires qu'ils rapportent à leur heureux possesseur.

Les instruments spéciaux : pont à lampe, hétérodyne modulée, oscilloscope, analyseur, etc., sont livrés avec des instructions : nous ne les reproduirons donc pas. Par contre, nous allons passer en revue les mesures courantes qu'on peut faire avec un outillage réduit.

Le voltmètre et le milliampèremètre.

On peut, à la rigueur, se passer d'un oscillographe cathodique, mais, sans milliampèremètre, mieux vaut retourner à la terre, et même plus bas, que de s'occuper de radio. Il est sage de consentir au sacrifice nécessaire pour acquérir un bon voltmètre *et* un bon milliampèremètre, à cadre, continu *et* alternatif, à forte résistance interne et de fabrication robuste. Ces deux appareils sont bien préférables au contrôleur universel, car ils permettent deux mesures simultanées, nécessité qu'on rencontre souvent en pratique.

Surtout, ne vous laissez pas tenter par le bon marché. Il vous faut des appareils sérieux, stables et précis. A la rigueur, n'ayez qu'un contrôleur, mais qu'il soit bon.

Un voltmètre pour la radio n'a rien de commun avec les « montres » à palette mobile de l'âge de l'ébonite taillée. Avec leur résistance de quelques ohms par volt, ces instruments valent un court-circuit et pompent un courant considérable, ce qui conduit à des lectures absolument fantaisistes quand on mesure autre chose que des accus. Rappelez-vous cette règle : si je veux une mesure juste à 1 p. 100 près, la résistance de mon voltmètre doit être cent fois plus grande que celle de la source. Par exemple, pour mesurer directement avec précision le voltage présent à la plaque d'une lampe en fonctionnement, il faudrait plusieurs milliers d'ohms par volt, étant donnée la haute résistance en amont (résistance de découplage, filtrage, valve, transfo, etc.). On voit que, contrairement à une opinion générale, il est souvent avantageux d'utiliser une échelle pas trop sensible (par exemple, celle des hauts voltages pour la mesure d'un voltage moyen) quand on veut faire sans correction une mesure de tension aux bornes d'une source résistante.

Correction des mesures de tension.

Sommes-nous donc condamnés à ne jamais connaître la tension exacte quand la source présente une haute résistance ? Non, car il existe des voltmètres dits absolus, sans consommation ; malheureusement, ils ne conviennent qu'aux tensions déjà élevées. Il y a aussi les méthodes d'opposition, qui consistent à opposer à la tension à mesurer une tension mesurable sans précautions spéciales. Il y a les voltmètres à lampe ; assez délicats à employer. Mais il est souvent plus simple de procéder comme suit, quand on connaît la résistance du voltmètre et celle de la source.

Appelons (fig. 1) R_v la résistance de la source et du circuit, R_s celle

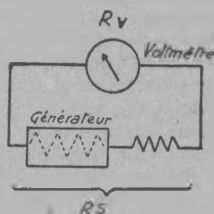


Fig. 1.

du voltmètre, V la lecture du voltmètre en volts, et U la tension exacte cherchée. On a :

$$U = V \times \frac{R_v + R_s}{R_s}$$

Si l'on cherche la tension aux bornes d'une résistance chutrice

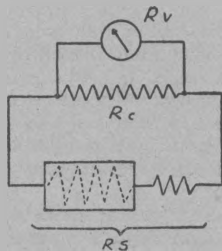


Fig. 2.

R_e (fig. 2) avec un voltmètre de résistance R_v et une source de résistance R_s , comme ci-dessus, la tension exacte est :

$$U = V + \frac{V \times R_s \times R_e}{R_v \times (R_s + R_e)}$$

On pourra appliquer cette formule quand on voudra mesurer la tension anodique aux bornes d'une lampe en fonctionnement (résistance R_e) alimentée à travers une résistance R_s (résistances de découplage ou de couplage). Mais nous verrons plus loin une méthode demandant moins de calcul.

Mesures en alternatif.

Pour mesurer l'alternatif, on a imaginé de nombreux appareils, tels que les appareils à fer mobile, les électrodynamiques, les thermiques, les thermo-couples, les bolomètres, les appareils à induction, les électrostatiques, etc. La liste s'allonge chaque année. Mais, pour les besoins courants du laboratoire de radio, c'est encore l'appareil magnétique à cadre mobile, muni d'un redresseur à oxyde de cuivre, qui est de loin le plus pratique.

Pourtant, les voltmètres et milliampèremètres à redresseur ont quelques inconvénients qu'il faut connaître :

1. La résistance du redresseur peut varier avec le temps. Par conséquent, faites étalonner votre appareil de temps à autre, si vous aimez la précision.

2. Cette résistance varie avec la tension, elle est plus importante quand on se rapproche de zéro. Il faut en tenir compte dans les mesures de précision.

3. Le redresseur est un détecteur, il peut produire des harmoniques. Rappelez-vous-en dans les mesures de distorsion dont il sera question plus loin.

4. L'appareil indique les tensions ou les intensités efficaces; or on est souvent intéressé par les tensions *de crête* ou de pointe, c'est-à-dire la tension maximum au cours d'une période. En courant sinusoïdal, tout va bien, puisque la tension de pointe vaut 1,414 fois la tension efficace. Mais il n'en est pas de même en courant modulé ou chargé d'harmoniques, où la tension de pointe peut valoir plusieurs fois la tension efficace. En moyenne, la différence atteint 10 à 15 p. 100 dans les mesures de courant d'alimentation. Quand vous voudrez mesurer des tensions de pointe, le mieux est de recourir au voltmètre à lampe.

5. La résistance en courant alternatif (ou réactance) du cadre augmente avec la fréquence, et cette variation est surtout sensible lorsque l'appareil est utilisé sans résistances additionnelles, c'est-à-dire à son maximum de sensibilité.

Mesure des tensions aux lampes.

La mesure d'une intensité est chose facile : on ouvre le circuit en un point commode, d'un coup de pince ou de fer à souder ; on y insère le milliampèremètre, réglé avec précaution sur l'échelle la moins sensible ; on fait défiler les échelles de sensibilité jusqu'à obtenir une lecture confortable, autant que possible vers le milieu de l'échelle, et on rétablit le circuit aussitôt (pour ne pas l'oublier).

Quant aux mesures de tension, tout électricien vous dira qu'il n'y a qu'à tâter avec les deux fiches du voltmètre. Par exemple, pour mesurer une tension d'écran, je branche mon voltmètre entre écran et masse... et j'obtiens une valeur parfaitement fausse, même avec l'appareil le plus précis du monde. En effet, le circuit d'écran comporte des résistances

élevées : la résistance chutrice d'écran, l'espace cathode-écran, etc. Mon voltmètre va distraire une bonne partie du faible courant destiné à la lampe, et la tension aux bornes de celle-ci en profitera pour dégringoler. Il en est de même des tensions plaque.

Évidemment, si nous connaissons les valeurs des résistances, nous pouvons appliquer les formules de correction indiquées plus haut. Nous pouvons aussi nous contenter des lectures brutes, dans certains cas, si notre voltmètre est à haute résistance, de l'ordre de 4.000 à 20.000 ohms par volt, ou encore si le poste provient d'un fabricant intelligent qui fournit un bon schéma de dépannage, avec indication des voltages normaux qu'on doit trouver à l'aide d'un voltmètre de résistance bien déterminée.

Quelques astuces sont bonnes à savoir. La tension plaque n'est pas toujours comme on le croit la ddp entre l'anode et la masse, mais celle entre anode et cathode. C'est ainsi que sur un ampli muni d'une paire de 250 en classe A vous trouverez 350 volts entre chimique n° 2 et masse (après filtrage). Vous n'en trouvez plus que 330 après la traversée du transfo de H. P., et, comme entre filament et masse des 250 il y a 70 volts de polarisation, il vous reste 260 réels à la lampe. Avec nos 6 L 6 modernes, il en est un peu de même.

Dans un autre ordre d'idées, ne pas espérer lire le voltage de polarisation d'une lampe avec antifading en action. La présence d'un voltmètre entre grille et masse tue à la fois l'amplification et l'AVC. Sa présence simplement entre retour grille H. F. et masse est un indice de naïveté de l'opérateur, car il ne peut espérer lire les 6 ou 10 volts d'AVC en se branchant en parallèle sur la source même de tension détectée qui est une diode travaillant sur 0,5 à 1 mégohm.

Mais le plus simple et le plus sûr est encore de remplacer les lectures en volts par des mesures du courant alimentant les points visés. Sans doute, il faudra insérer le milliampèremètre dans les circuits, mais, au moins, nous sommes sûrs de ne rien déranger dans les résistances et les courants. Voyons ceci avec une tension plaque (fig. 3).

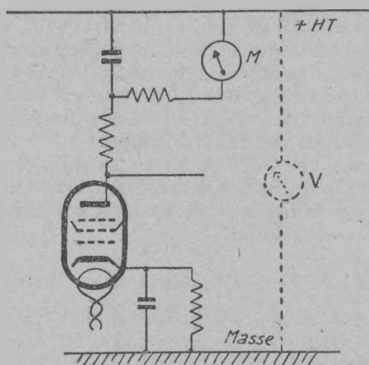


Fig. 3. — Mesure de la tension anodique.

Ici, la plaque est alimentée à travers une résistance R_1 , et une autre résistance R_2 (cette dernière pouvant être absente ou remplacée par un bobinage). Nous mesurons la tension E fournie par l'alimentation (voltmètre en pointillé) et nous insérons notre milliampèremètre à l'endroit indiqué, où il donne le courant anodique total I . Les résistances interposées dans le circuit ($R_1 + R_2$) provoquent, on le sait, une chute de

tension égale à $I \times (R_1 + R_2)$. Dès lors, il est bien évident que l'anode reçoit le reste, et la tension réelle à la plaque est :

$$\text{Tension anodique} = E - I \times (R_1 + R_2).$$

Par exemple, si votre voltmètre indique 265 volts d'alimentation, si le milliampèremètre indique 5 milliampères et si la somme des résistances comprises entre la plaque et le milliampèremètre est 25.000 ohms, la tension anodique est :

$$265 - (0,005 \times 25.000) = 140 \text{ volts.}$$

(Rappelons en passant qu'il faut toujours faire les calculs en *volts*, *ampères* et *ohms*, et prendre garde de ne pas mélanger les unités, par exemple en multipliant des milliampères par des ohms, ou en introduisant des mégohms dans un calcul où il est question de volts et d'ampères. C'est une règle générale pour tous les calculs : il faut *absolument* employer des unités de même ordre, sans aucun mélange.)

Avant d'aller plus loin, résumons la méthode :

Au point où est prise la tension qui alimente l'électrode de la lampe, je mesure la tension avec la masse. Je mesure le courant qui part de ce point vers l'électrode, et, en appliquant la loi d'Ohm, je calcule la chute de tension produite par les résistances interposées entre ce point et l'électrode. Je retranche cette chute de tension de la tension mesurée, il me reste la tension réellement appliquée à l'électrode.

On détermine pareillement la polarisation d'une grille (fig. 4). Le

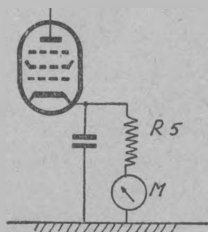


Fig. 4. — Mesure de la polarisation-grille.

milliampèremètre, inséré entre la masse et la résistance de polarisation R_5 indique le courant qui passe dans cette résistance. La loi d'Ohm nous donne immédiatement la tension de polarisation E :

$$E = 0 \text{ volt} - I \times R.$$

Par exemple, si la résistance de polarisation vaut 500 ohms et si le milliampèremètre indique 7 milliampères, la tension à la grille est :

$$E = 0 - 0,007 \times 500 = -3,5 \text{ volts.}$$

De même, la tension d'écran se calculera comme une tension anodique. Mais attention ! Si une électrode est alimentée par une chaîne de résistances formant pont, ou diviseur de tension (fig. 5), il ne faut considérer que les résistances intercalées entre l'électrode et le point où est prise la tension dans le circuit d'alimentation. Dans la figure 5, il ne faudra donc pas faire la somme $R_3 + R_4$, car R_4 n'est pas parcouru par le courant d'écran, lequel ne passe que dans R_3 et dans le milliampèremètre. On calculera donc exactement comme pour la plaque :

$$\text{Tension d'écran} = E - (I \times R_3).$$

Exemple : si $E = 265$ volts, $I = 2,5$ milliampères, $R_3 = 80.000$ ohms nous aurons :

$$\text{Tension d'écran} = 265 - (0,0025 \times 80.000) = 65 \text{ volts.}$$

Comme on le voit, la mesure des tensions avec un milliampèremètre n'a rien de sorcier. Bien sûr, il faut ouvrir les circuits pour y introduire le milliampèremètre et faire une petite opération de l'école maternelle. Mais on obtient des résultats exacts, même avec un milliampèremètre bon marché, ce qui vaut tout de même mieux que les « mesures » absolument fantaisistes effectuées avec un voltmètre même très bon, mais employé en dépit du bon sens.

Remarquons, sur la figure 5, que le milliampèremètre n'indique pas le courant d'écran, mais la somme des courants parcourant R_3 et R_4 . Pour avoir le courant d'écran, il faudrait brancher le milliampèremètre entre R_4 et l'écran, par exemple au point P, à l'aide d'un intermédiaire entre la lampe et son culot, par exemple, permettant de brancher l'instrument sans rien dessouder.

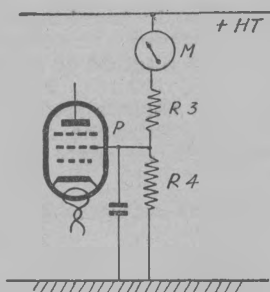


Fig. 5. — Mesure de la tension d'écran.

Usages particuliers du voltmètre.

Un bon voltmètre à haute résistance avec redresseur peut être employé comme outputmètre ou voltmètre de sortie. Si le circuit sur lequel on opère est parcouru par du courant continu, nous mettons en série sur notre voltmètre un condensateur d'autant plus important que la fréquence mesurée est plus basse, afin que sa résistance capacitive, la réactance $\frac{1}{\omega C}$, soit négligeable devant celle du voltmètre. On branche le

tout soit à la bobine mobile du haut-parleur, soit au primaire du transfo. Dans le premier cas, on connaît l'impédance de la bobine mobile, par exemple 12 ohms. L'indication du voltmètre permet de calculer aisément la puissance modulée en watts, par la formule bien connue : $W = \frac{E^2}{R}$.

Par exemple, avec 12 ohms d'impédance de bobine et 3 volts de lecture au voltmètre, on a $W = 3 \times 3$, divisé par 12 = 0,75 watt. Si l'on opère sur le transfo de sortie, le voltmètre montera plus haut, mais on divisera par l'impédance de la bobine mobile multipliée par le carré du rapport du transfo. Car le transfo abaisseur est une sorte de loupe à travers laquelle la lampe de sortie voit l'impédance de la bobine mobile beaucoup plus grosse qu'elle n'est réellement.

Nous pourrions également utiliser un milliampèremètre sensible pour indiquer la puissance du signal, en le branchant dans l'alimentation plaque des lampes contrôlées par l'antifading. Il oscillera suivant cette puissance.

Et, maintenant, voulez-vous transformer votre voltmètre en *décibel-mètre*, c'est-à-dire en indicateur de niveau sonore ? Il vous suffira de le munir de la table de conversion suivante, calculée à partir de la base généralement admise :

0 décibel = 6 milliwatts dans 500 ohms d'impédance.

Le rapport des puissances est égal au carré du rapport des tensions : par exemple, si on lit au voltmètre 4,90 volts modulés, la table donne : 9 décibels avec rapport de tensions 2,82 (soit la tension lue 4,90 volts, divisée par la tension à 0 décibel ou 1,73 volt). Le rapport des puissances sera : 2,82 au carré ou 7,96 fois la puissance à 0 décibel.

Quant à l'intensité, elle croît comme la tension, les rapports sont les mêmes. C'est du reste pour cela que le rapport des puissances est égal au carré du rapport des tensions.

DÉCIBELS	VOLTS	RAPPORT de tension	DÉCIBELS	VOLTS	RAPPORT de tension
— 10	0,55	0,32	5	3,8	1,78
— 9	0,61	0,36	6	3,46	2
— 8	0,68	0,40	7	3,87	2,24
— 7	0,77	0,45	8	4,35	2,51
— 6	0,87	0,50	9	4,88	2,82
— 5	0,97	0,56	10	5,47	3,16
— 4	1,09	0,63	12	6,90	4
— 3	1,23	0,71	14	8,68	5
— 2	1,38	0,80	16	10,92	6,3
— 1	1,54	0,90	18	13,75	7,9
0	1,73	1	20	17,32	10
1	1,94	1,12	22	21,80	12,6
2	2,18	1,26	24	27,60	16
3	2,44	1,41	26	34,60	20
4	2,75	1,59			

Mesure des tensions avec compensation de la consommation propre du voltmètre.

Cette méthode permet, avec un voltmètre de qualité moyenne, de mesurer les tensions comme si l'on disposait d'un voltmètre ayant une résistance infinie, c'est-à-dire sans perturber le circuit étudié. Nous croyons bon de la rappeler car, à l'usage, et malgré sa complication apparente, elle nous a permis de déceler et de remédier aux défauts de mise au point de postes dont l'entretien était devenu ruineux. Le principe utilisé consiste à mettre en opposition avec la tension à mesurer une tension que l'on peut mesurer sans précautions et pour laquelle on n'a pas à faire de corrections dues à la consommation propre du voltmètre. L'égalité des deux tensions est indiquée par un milliampèremètre sensible. Le montage est indiqué figure 6. Supposons, pour fixer les idées, que l'on veuille mesurer la chute de tension qui se produit dans la résistance montée dans le circuit de plaque d'une pentode montée en première amplificatrice basse fréquence. On sait que cette résistance, dont la valeur est généralement comprise entre 200.000, 500.000 ohms ou même quelquefois plus élevée, est nettement plus forte que celle du voltmètre dont on peut disposer. Si l'on branchait l'appareil entre les points A et B, la tension indiquée n'aurait qu'un rapport lointain avec

celle qui existe lorsque le voltmètre n'est pas connecté. Si nous relierions ces points à une source de tension continue égale à celle à mesurer, les fils de connexion ne seraient parcourus par aucun courant, et la mesure de la tension de la source auxiliaire donnerait la tension cherchée. La source

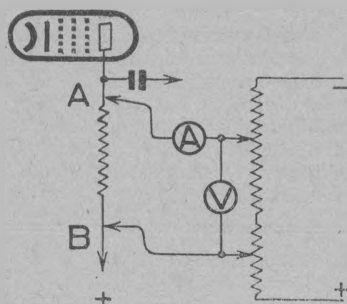


Fig. 6.

utilisée sera quelconque pourvu que l'on puisse prélever très exactement une partie de sa tension. En pratique, on utilisera avantageusement un redresseur que l'on fera débiter sur un potentiomètre qui servira de diviseur de tension. Pour rendre le réglage plus précis, on utilisera même deux potentiomètres montés comme il est indiqué sur le schéma, l'un servant de vernier à l'autre. L'absence d'échange de courant entre le circuit sur lequel on fait la mesure et le circuit fournissant la tension auxiliaire est indiquée par un milliampèremètre dont l'étalonnage n'a aucune importance.

La manière de procéder est la suivante : on connecte les deux fils venant des curseurs des potentiomètres aux points entre lesquels on veut faire la mesure comme s'il s'agissait d'un voltmètre ordinaire. On déplace les curseurs jusqu'à ce que l'aiguille du milliampèremètre soit revenue au zéro, et on lit la tension sur le voltmètre, qui devra rester branché pendant toute l'opération.

On peut remplacer le milliampèremètre par tout autre dispositif permettant de vérifier l'absence de courant pourvu qu'il soit assez sensible, car la précision des mesures en dépend.

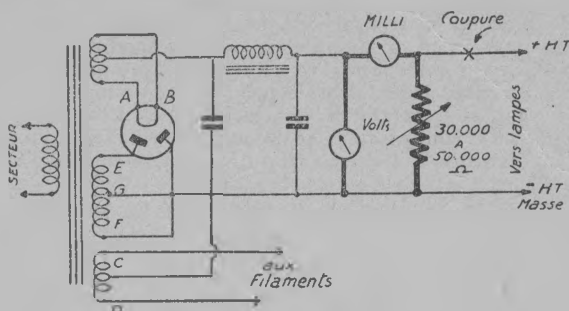
Les potentiomètres doivent pouvoir supporter sans fatigue un courant de l'ordre de 15 à 20 milliampères.

Mesures de l'alimentation.

a) Toutes les lampes allumées, la tension ne doit pas baisser sensiblement le long de la ligne de chauffage. Sinon, il y a quelque court-circuit (lampes, sockets, etc.), à moins que la ligne de chauffage ne soit trop faible, ou qu'elle présente un point de résistance anormal (soudure, boulon) ;

b) L'étape suivante est l'essai des tensions au secondaire du transfo d'alimentation (fig. 7), mais il faut que le voltmètre le permette. Par exemple, il ne faudra pas s'amuser à mesurer la tension aux bornes qui vont aux deux plaques de la valve si le voltmètre ne monte pas jusqu'à 500 volts : on risquerait tout simplement de griller le cadre. Par précaution, on essaie d'abord avec la plus faible sensibilité, quitte à l'augmenter suivant les besoins, et on procède en deux fois, en mesurant chaque moitié de l'enroulement, soit entre E et G, puis entre G et F. Les lectures doivent

Nous mesurerons aussi de A à B (attention ! le filament de la valve, surtout si elle est sans cathode, est à haut potentiel par rapport au châssis :



donc, en tenir compte pour ne pas tuer le voltmètre), puis de C à D pour comparer avec les volts de chauffage mesurés directement au pied des lampes *en fonctionnement*.

Si les tensions aux électrodes positives des lampes sont plus élevées qu'il ne faudrait, avec des débits plutôt faibles, c'est souvent l'indice d'un chauffage insuffisant, à moins qu'il ne s'agisse d'une polarisation défectueuse ou d'une tension d'écran trop faible. Au contraire, une tension trop faible à l'anode, avec un débit trop important, indique souvent une polarisation-grille trop faible: donc, vérifier la résistance de polarisation. Sa valeur R en ohms doit être égale à la tension de polarisation en volts divisée par le courant qui la traverse en ampères.

c) Il est bon de vérifier la source de tension anodique, en branchant un voltmètre, un milliampèremètre et une résistance de charge comme l'indique en traits pleins la figure 6. Les lampes sont allumées, mais le + HT est coupé à l'endroit indiqué, avant d'alimenter les lampes : c'est la résistance variable qui absorbera le courant anodique et permettra de faire varier la consommation. On observe les irrégularités dans le mouvement des aiguilles, au besoin en traçant la courbe des variations de voltage en fonction des variations d'intensité. Si la tension baisse trop vite quand on augmente le débit (comparer avec les courbes de la valve), il faut vérifier l'état de la valve et des lytiques de filtrage. Une tension correcte avec un courant trop important peut trahir un défaut d'isolement des lytiques : un milliampèremètre inséré dans un des fils qui y aboutissent le révèle, on ne doit pas lire plus d'un demi-milliampère (ici encore, toujours commencer par l'échelle la moins sensible pour ne pas griller le milliampèremètre en cas de court-circuit franc).

a) En mesurant la tension anodique, rappelons-nous toujours qu'il s'agit de la tension entre anode et cathode. Donc, nous mesurerons entre cathode et masse, et nous soustrairons de la tension lue entre anode et masse. Pour les lampes haute fréquence, on peut se contenter de lire entre anode et masse, la différence sera peu sensible, car la polarisation de grille, qui représente justement la tension entre cathode et

masse, est négligeable. Mais il n'en est plus de même pour les lampes basse fréquence. Par exemple, une AD 1 doit normalement avoir une tension anodique de 250 et une tension négative de grille de — 45 volts. Si donc on se contente de lire la tension entre plaque et châssis, on aura 295 volts, soit une erreur de 18 p. 100 en trop.

b) La première chose à faire est de vérifier la lampe de sortie. Nous mesurerons sa tension anodique et le courant anodique par la même occasion. Si I est trop faible et E trop fort, il est à présumer que la polarisation est exagérée (résistance de polarisation vieillie). Au contraire, avec I trop fort et E trop faible, la polarisation est insuffisante : voir le circuit-grille ou le condensateur de découplage cathodique qui peut être claqué. Par contre, si I et E sont trop forts ou trop faibles, il faut soupçonner l'alimentation et le circuit de plaque.

La mesure de la résistance de polarisation et de la tension à ses bornes complète l'analyse.

c) Les symptômes sont les mêmes dans la lampe précédente, mais d'autres observations viennent s'y ajouter. Par exemple, examinons la figure 8, qui représente une pentode en première basse fréquence : il est bien évident qu'une double diode-triode, ou pentode, se comporte de la même manière, les circuits étant inchangés.

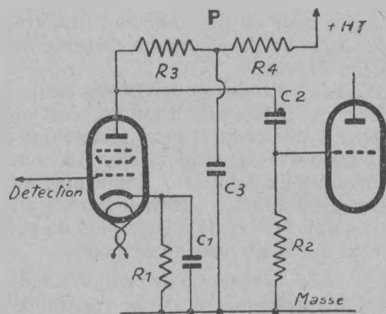


Fig. 8. — Circuits anode et cathode.

R_3 défectueux abaissera la tension à l'anode, mais la laissera presque intacte au point P. C_2 claqué annulera presque la tension à l'anode et l'abaissera simplement au point P. C_3 claqué annulera presque la tension à l'anode et au point P. Se méfier du claquage d'un condensateur de grille, qui peut endommager la lampe suivante, surtout si c'est la lampe de puissance, car il se traduit par une polarisation *positive* et un courant plaque exagéré, capable de démolir la lampe et la valve.

d) Si le courant anodique est élevé avec une tension plutôt faible, il faut vérifier le circuit cathodique (R_1 , C_1) et même la lampe, qui peut présenter un court-circuit entre cathode et filament. On vérifiera aussi l'état du condensateur de grille.

e) On vérifiera en même temps les tensions d'écran des pentodes, car cette tension a une très grande influence sur le courant anodique.

f) Les autres lampes amplificatrices obéissent aux mêmes règles. Toutefois, nous aurons soin, en faisant nos mesures sur les lampes haute fréquence et moyenne fréquence, de tourner à fond le volume-contrôle et de déconnecter l'antenne, afin d'éviter tout freinage de tension et de courant par l'antifading ou la commande manuelle.

g) La changeuse de fréquence est souvent surchargée par une oscillation locale trop énergique. Pour s'en rendre compte, on mesurera le

courant dans son circuit de cathode. Le récepteur étudié doit être démuné de son antenne ou même de sa prise de terre si celle-ci permet d'entendre les émissions. On remarquera alors, en balayant chacune des gammes d'ondes, que la déviation du milliampèremètre varie. En général, le courant indiqué est plus intense dans le bas des gammes que dans le haut. Il ne doit en aucun cas dépasser la valeur indiquée par le fabricant de lampes. Il sera bon aussi de vérifier sur cette lampe le courant plaque de la partie utilisée en oscillatrice, qui varie d'un bout à l'autre des gammes. Une trop grande variation cause une variation de la sensibilité, celle-ci étant, à partir d'une certaine limite qui varie avec les montages ou les modèles de lampes, d'autant plus faible que l'oscillation, et par conséquent le courant de plaque, est moins énergique.

h) Pour la détectrice par caractéristique de plaque, la mesure du courant de plaque permettra de régler la polarisation à la valeur optimale. Ce courant, dans les pentodes, est de l'ordre de 0,2 milliampère, valeur que l'on peut considérer comme bonne quel que soit le modèle de la lampe.

i) Signalons en passant que, pour ce montage, la tension écran est à vérifier de très près; elle est très souvent beaucoup trop élevée, ce qui cause une reproduction musicale mauvaise et même une usure trop rapide de la lampe. Elle doit toujours être nettement inférieure à la tension qui existe réellement sur la plaque, c'est-à-dire à la tension d'alimentation diminuée de la chute de tension dans la résistance. On aura avantage, au point de vue de la qualité de l'audition, à la diminuer jusqu'à ce que la diminution de l'amplification qui en résulte devienne trop grande.

La même remarque s'applique aux pentodes utilisées en première amplificatrice basse fréquence, où le défaut que nous venons de rappeler se trouve très couramment.

La mesure du courant de plaque des lampes basse fréquence est très instructive, car elle permet de déceler les distorsions et de les atténuer. Rappelons que, lorsqu'une lampe produit une déformation, son courant de plaque varie synchroniquement avec le courant basse fréquence qu'elle amplifie. On recherchera alors la polarisation pour laquelle le courant plaque varie le moins. Ce procédé est valable quel que soit l'étage sur lequel la lampe est utilisée.

On voit, par ces quelques exemples, que l'usage intelligent d'un bon milliampèremètre, ou d'un contrôleur universel, permet de trouver rapidement et sûrement bien des causes de panne. C'est pourquoi le radiotechnicien organisé se constituera un dossier aussi complet que possible des schémas des récepteurs qui passent entre ses mains, avec indication des tensions et des courants normaux aux points névralgiques, et les valeurs normales des résistances et des capacités. Ce ne sera pas du temps perdu, loin de là.

MESURE DES RÉSISTANCES

La mesure des résistances est aussi importante que celle des tensions et des courants. Mesurons par exemple un bobinage d'accord ou d'hétérodyne. Sa résistance reste-t-elle la même quand on passe de P. O. à G. O. ? C'est que le commutateur ne court-circuite pas le bobinage G. O. La résistance ne varie-t-elle que de 1 ou 2 ohms ? Alors, le commutateur a une résistance de contact trop grande, ce qu'on peut encore vérifier par la mesure directe de cette résistance de contact.

Pour faire ces mesures de continuité, le buzzer au néon est idéal. On peut aussi se servir d'un ohmmètre, et l'on sondera de la sorte les condensateurs claqués ou fuyants, les transfo en court-circuit, les résis-

tances qui ont vieilli, etc. Deux précautions sont indispensables : ne faire ces mesures que sur le poste déconnecté du secteur et se méfier des mesures de résistances et de capacités non libérées par un bout de leur circuit, car elles peuvent être shuntées assez loin par un autre circuit peu visible à première vue. Donc, étudiez bien le circuit ou, mieux encore, libérez l'organe à mesurer, c'est plus sûr.

Lorsque l'on connaît exactement la résistance interne du voltmètre pour chacune de ses sensibilités, ce qui est le cas pour les appareils sérieux qui portent inscrites sur le cadran ces indications, il est facile de l'utiliser pour mesurer les résistances avec une précision très suffisante. Il faut disposer pour cela d'une source de courant continu très constante, mais, comme le débit qu'on lui demandera est minime, une bonne pile fera parfaitement l'affaire. On commence d'abord par mesurer la tension θ de cette source, qui doit être notée aussi exactement que possible. On intercale ensuite entre le voltmètre et la pile la résistance X à mesurer (fig. 9). La tension lue alors sera θ' . Si R_g est la résistance propre du voltmètre, la valeur X est donnée par la formule :

$$X = R_g \left(\frac{\theta}{\theta'} - 1 \right).$$

Il est évident que l'échelle de voltmètre utilisée sera la même pour chacune des opérations. Si l'on a affaire à une faible résistance, on utilisera une pile de tension faible avec l'échelle de 0 à 6 volts, tandis que, si la résistance est élevée, on utilisera une pile de 80 à 90 volts avec l'échelle de 0 à 6 volts.

On peut, pour la mesure des fortes résistances, remplacer la pile, assez

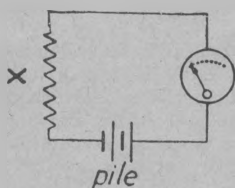


Fig. 9.

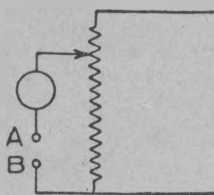


Fig. 10.

coûteuse, par un redresseur, mais à condition de le faire débiter sur une résistance telle que le courant qui est utilisé pendant la mesure soit faible par rapport à celui qui traverse cette résistance. Un voltmètre de bonne qualité moyenne demande un courant de l'ordre de 3 milliampères pour que l'aiguille aille au bout de la graduation; on fera alors débiter au redresseur un courant de 25 à 30 milliampères. L'erreur qui se produira par suite de la différence du courant débité dans chacune des deux opérations sera alors de l'ordre de la précision des lectures.

En utilisant un redresseur, on peut simplifier la mesure. On fera la prise de tension sur le redresseur au moyen d'un potentiomètre comme indiqué sur la figure 10, où les points A et B représentent les bornes entre lesquelles la résistance à mesurer sera intercalée. Avant la mesure, on court-circuitera A et B au moyen d'un interrupteur ou d'un bouton quelconque, et on agira sur le potentiomètre pour amener l'aiguille du voltmètre sur une graduation repérée. Dans la formule donnée plus haut, θ est rendu constant par ce procédé, et X n'est plus fonction de θ' . On pourra graduer l'échelle du voltmètre pour lire directement la valeur de la résistance à mesurer.

Cette graduation pourrait se faire empiriquement si le service-man disposait d'une boîte de résistances étalonnées. On peut arriver au même résultat en calculant θ' pour les valeurs de résistances régulièrement échelonnées : 100-1.000-10.000, etc., en écrivant la formule :

$$\theta' = \frac{X + R_g}{\theta R_g}$$

θ étant la graduation qui, sur l'échelle, sert de repère et qui correspond ainsi à une résistance nulle.

Le seul point délicat est la constitution du potentiomètre, qui doit pouvoir supporter sans détérioration le courant relativement intense qui le traverse en permanence. Un service-man un peu adroit, comme il se doit, aura vite fait d'en construire un avec quelques mètres de fil de constantan ou de ferro-nickel.

En choisissant convenablement la tension sur le potentiomètre, on peut éviter d'être obligé de changer la sensibilité du voltmètre et mesurer ainsi toutes les résistances courantes sans manœuvre supplémentaire. Cela présente également l'avantage que l'on n'aura qu'un seul étalonnage à faire.

Nous n'avons pas donné d'indications spéciales sur le redresseur qui pourra être utilisé, car il peut être d'un modèle quelconque. Comme il n'est pas nécessaire de disposer d'une tension élevée, on utilisera avantageusement un vieux transformateur d'alimentation de plaque devenu inutilisable par suite de son manque de puissance.

Mesure des résistances faibles.

Les résistances faibles ne peuvent être mesurées avec l'ohmmètre que nous venons de décrire. On emploiera alors la méthode d'Ohm.

On monte un circuit constitué par la résistance à mesurer branchée en série avec le milliampermètre. Le voltmètre est connecté aux bornes de la résistance (fig. 11). On alimente ce circuit par une source de courant

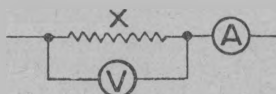


Fig. 11

continu pouvant débiter pendant quelques minutes sans faiblir une intensité assez élevée. Un élément d'accumulateur est tout indiqué. Il est évident que l'échelle de sensibilité du milliampermètre utilisé doit être appropriée à l'intensité du courant : 0 à 500 milliampères ou 0 à 1 ampère. On lit alors la valeur du courant et la tension. La valeur de la résistance est donnée en ohms par la formule bien connue :

$$X = \frac{V}{I},$$

où V est exprimé en volts et I en ampères.

Si la résistance R_g du milliampermètre est connue, on peut même, à condition que la tension U de la source soit connue et constante, se

dispenser de monter le voltmètre. La valeur de la résistance peut alors se calculer par la formule :

$$X = \frac{U}{I} - R_g,$$

où R_g est la résistance du milliampèremètre en ohms ;

U , la tension de la source en volts ;

I , l'intensité lue exprimée en ampères.

Cette méthode de mesure montre l'avantage qu'il y a à posséder un voltmètre et un milliampèremètre séparés.

MESURE DES CAPACITÉS

Pour la mesure des capacités courantes, pas trop petites, on peut se servir d'un milliampèremètre alternatif. Le schéma est celui de la

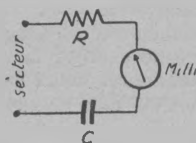


Fig 12. — Mesure d'une capacitance.

figure 12. On voit qu'il suffit de mettre en série le milliampèremètre *alternatif*, la capacité à mesurer et une résistance de protection (en cas de condensateur claqué), et d'alimenter avec de l'alternatif.

La méthode repose sur le fait bien connu qu'un condensateur se laisse traverser par le courant alternatif, mais en lui opposant une résistance capacitive, ou capacitance, inversement proportionnelle à sa capacité et à la fréquence du secteur. Cette capacitance a pour valeur :

$$Z_c = \frac{1}{6,28 f \times C}$$

Si le secteur est à 50 périodes par seconde, cette capacitance est simplement :

$$Z_c \text{ (en ohms)} = \frac{3.185}{C \text{ en microfarads}}.$$

Je me dis donc : « Dans le circuit de la figure 12, la capacitance Z du condensateur est en série avec une résistance R (égale à la somme de la résistance de protection et de la résistance interne du milliampèremètre). Si la tension est 110 volts, si R vaut 20.000 ohms et si mon milliampèremètre indique 2 milliampères, la loi d'Ohm me donne :

$$Z + R = 110 : 0,002 = 55.000 \text{ ohms,}$$

donc $Z = 35.000 \text{ ohms}$, et $C = 3.185 : 35.000 = 0,1 \text{ microfarad...}$ »

Eh bien ! ce résultat est faux, car j'ai oublié une chose : c'est que le courant qui traverse la capacité est décalé de 90° par rapport à celui qui traverse la résistance. Si bien que ma résistance totale n'est pas la somme de la résistance et de la capacitance, telle que la ferait un élève du certificat d'études, mais bien l'*impédance totale* qui a pour expression :

$$\sqrt{Z^2 + R^2},$$

et c'est elle qui vaut 55.000 ohms.

Dès lors, le calcul se complique légèrement. Comme la vie est trop courte pour perdre notre temps en calculs et en erreurs, nous procéderons tout simplement comme ceci :

1° Ou bien nous supprimerons froidement la résistance de protection en la court-circuitant quand nous sommes sûrs que la capacité n'est pas claquée (une résistance variable ou un potentiomètre court-circuitable en fin de course sont tout indiqués). Nous lisons notre milliampèremètre, et nous appliquons la formule de tout à l'heure, qui peut encore s'écrire :

$$C \text{ (en microfarads)} = \frac{1.000.000 \times 1 \text{ ampère}}{2 \pi f \times E \text{ volts}},$$

soit, pour le secteur habituel à 50 périodes par seconde :

Microfarads = mille fois le nombre de milliampères divisé par trois cent quatorze fois le nombre de volts.

Et, si votre secteur fait 110 volts, 50 périodes, c'est encore plus simple : vous n'avez qu'à multiplier le nombre de milliampères par 0,029 (ou plus grossièrement par 0,03) pour avoir la capacité en microfarads.

2° Ou bien nous étalonnerons notre milliampèremètre avec des condensateurs de valeurs connues : par exemple, un 0,1 μ F donnera 2,9 milliampères avec une résistance de protection de 20.000 ohms. Il ne restera qu'à faire soit une courbe d'étalonnage, soit une échelle de concordance dans le genre de la figure 13, qu'on peut allonger et répéter pour

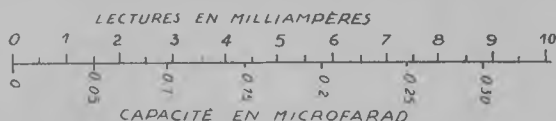


Fig. 13. — Échelle de concordance pour mesure de capacité.

les diverses sensibilités de l'appareil. Pour les fortes capacités, on recommence l'étalonnage avec une résistance plus forte, etc.

Mais les courageux (?) s'épargneront toutes les échelles et tous les calculs en réduisant un transformateur à l'esclavage. Pour cela, on prend un vieux fer de transfo BF, on mesure la section de son noyau et on divise 60 par le nombre de centimètres carrés trouvé, ce qui donne le nombre de tours par volt à bobiner au primaire. Pour le secondaire, on multiplie ce nombre de tours par volt par 3,14 et on majore de 5 p. 100. À l'aide du voltmètre alternatif, on règle exactement le nombre de tours au primaire ou au secondaire jusqu'à ce que ce dernier donne 3,14 volts avec une capacité moyenne à ses bornes. On supprime la résistance de protection et on met la capacité dans le circuit secondaire, en série avec le milliampèremètre (fig. 14). Et on lit au cadran exactement autant de microfarads que l'aiguille indique de milliampères. C'est commode, n'est-ce pas ? Remarquons que rien ne s'oppose à ce que le secondaire donne 314 volts : alors, le milliampèremètre nous donnera plus de sensibilité, et nous lirons directement les centièmes de microfarad. Mais la

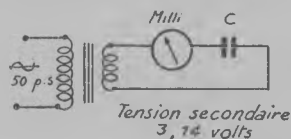


Fig. 14. — Lecture directe des capacités.

prudence conseille alors de mettre en série une résistance court-circuitable en fin de course pour éviter de griller le cadre.

La méthode de choix est la mesure au pont, qui donne non seulement la capacité du condensateur, mais encore une indication de sa qualité en mesurant son facteur de puissance. Néanmoins, nous indiquons ci-dessous une méthode pratique et peu courante, plus précise que celle le l'ohm-mètre alternatif décrite ci-dessus ; c'est la méthode auditive.

On monte, une fois pour toutes d'ailleurs, car il servira pour d'autres vérifications, un générateur de courant musical. Un tel générateur est constitué par une lampe montée comme l'indique le schéma figure 15. Le bobinage oscillateur sera constitué simplement par un vieux transformateur basse fréquence de rapport 1. Il est à remarquer d'ailleurs que les transformateurs de qualité médiocre donnent en général les meilleurs résultats. La fréquence du courant musical produit dépend de la capacité. On pourra donc travailler par comparaison : lorsque deux condensateurs placés successivement sur l'oscillateur donneront une fréquence égale, leurs capacités seront égales. Le schéma (fig. 15) sera donc modifié suivant les indications de la figure 16. Le condensateur à mesurer sera

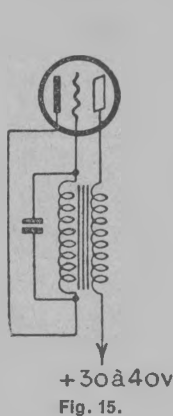


Fig. 15.

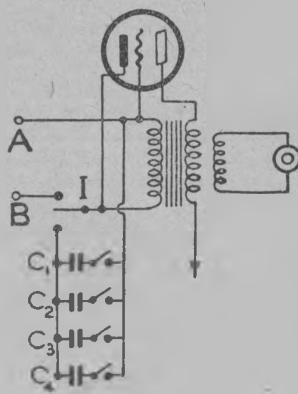


Fig. 16.

connecté aux bornes A et B, au moyen de l'inverseur I, et on pourra lui substituer rapidement une capacité connue obtenue par une combinaison appropriée du branchement des condensateurs C_1 - C_2 - C_3 ... L'égalité des fréquences sera évaluée par l'écoute au moyen d'un casque téléphonique. Nous avons représenté le branchement de celui-ci au moyen d'un troisième enroulement fait sur le transformateur servant d'oscillateur. On aurait pu penser qu'il suffisait de connecter l'écouteur sur l'enroulement intercalé dans le circuit de plaque, mais ce procédé diminue la sensibilité quand on applique la méthode aux capacités faibles. Nous avons pu, par contre, nous passer du troisième enroulement en ne connectant l'écouteur que par l'une des extrémités de son cordon à la plaque de la lampe.

Cette méthode peut donner des mesures très précises, car l'on sait que l'oreille est très sensible à une variation de hauteur d'un son, mais il faudrait disposer d'un ensemble de condensateurs étalonnés, dont le prix est élevé. Pratiquement, il suffit de connaître l'ordre de grandeur de la capacité du condensateur étudié, et l'on pourra alors constituer la boîte de comparaison par des condensateurs normaux du commerce qui, en général, sont exacts à 10 p. 100 près.

L'un des condensateurs peut être un 0,5/1.000 variable à lames rondes, ce qui donnera la possibilité de faire des mesures continues.

Vérification des condensateurs électrolytiques.

Les condensateurs électrolytiques peuvent être considérés, au point de vue électrique, comme un condensateur ordinaire à diélectrique solide (papier, mica...) sur lequel serait montée en shunt une résistance élevée. De plus, ayant une polarité par leur principe même, on ne peut leur appliquer une tension alternative.

Leur vérification consiste d'abord à mesurer le courant de fuite. Pour cela, il suffit de leur appliquer une tension continue avec un milliampèremètre en série sur l'un des fils. La tension doit être égale ou un peu inférieure à la tension maximum indiquée ou, s'il n'est pas possible d'obtenir une valeur aussi élevée, au moins égale à la tension qui leur sera appliquée lorsqu'ils seront montés sur des châssis. Cette tension est d'ailleurs bien supérieure à la tension d'alimentation lorsque le poste est en fonctionnement puisque, pour le condensateur d'entrée du filtre,

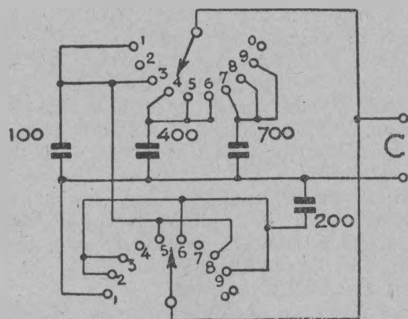


Fig. 17.

vient s'ajouter à cette tension la chute qui se produit dans l'enroulement d'excitation du haut-parleur. De plus, si la valve est à chauffage direct alors que toutes les lampes sont à chauffage indirect, le redresseur ne débite pas à la mise sous tension du châssis, et la tension appliquée aux condensateurs du filtre atteint sensiblement 1,4 fois la tension de moitié du secondaire haute tension du transformateur.

La mesure de la capacité des condensateurs électrolytiques est délicate ; on se bornera à l'apprécier par la puissance de l'étincelle de décharge après l'essai précédent.

Pour faire les vérifications précédentes, il n'est pas nécessaire de démonter le condensateur du châssis, il suffira de dessouder son fil positif pour pouvoir intercaler le milliampèremètre.

On peut avoir des doutes sur l'état des condensateurs électrolytiques de polarisation, quoique leur détérioration soit rare. On peut les vérifier très facilement sans rien démonter. En effet, s'ils sont claqués, la lampe correspondante n'est plus polarisée, ce dont on s'aperçoit à la forte intensité du courant de plaque. S'ils ont baissé de capacité, la reproduction acoustique est défectueuse, avec accentuation des notes aiguës ; un condensateur de 2 à 4 microfarads, branché en parallèle, rendra alors au poste une partie au moins de ses qualités.

Condensateurs de liaison.

Il faut se méfier des condensateurs de liaison montés entre la plaque d'une lampe et la grille de la suivante, car ils sont quelquefois cause

d'une panne très difficile à localiser. Le défaut qu'ils peuvent présenter est une résistance d'isolement insuffisante et qui ne se manifeste que lorsqu'ils sont traversés par un courant alternatif.

Sur le poste, le défaut se manifeste par une déformation acoustique intolérable qui se produit lentement, si lentement même qu'elle peut ne devenir manifeste qu'après plusieurs heures de fonctionnement de l'appareil. Tous les symptômes sont identiques à ceux par lesquels on a l'habitude de diagnostiquer une lampe de sortie mal vidée. Le mieux, lorsque l'on se trouve devant ce défaut, est de procéder par élimination : on interrompt la liaison dont fait partie le condensateur douteux et l'on vérifie la lampe. Si elle est reconnue bonne, on incriminera le condensateur.

QUELQUES RÉFLEXIONS POUR CONCLURE

1° Il ne suffit pas avec une pentode, surtout basse fréquence, de s'assurer que le courant plaque est normal. Il l'est dès l'instant que V_g et V écran sont corrects, et il l'est indépendamment de V_p . Avec 40 volts-plaque, une 6V6 a l'air de se porter parfaitement si l'on s'en tient à V_g , V_e et I_p . Et pourtant il n'en sortira qu'un faible son de mirliton.

2° Quand on mesure les réglages d'une lampe à pente variable ou à caractéristiques basculantes, il faut toujours effectuer la mesure en s'assurant que l'antifading n'agit pas durant la mesure. Exemple : on mesure un courant anodique, mais ce faisant il se peut qu'on fasse avec son doigt effet antenne et qu'on capte un local puissant (ou un parasite quelconque) qui, arrivé à la diode, va créer un coup d'antifading ; d'où polar accrue et tension plaque réelle de même.

Les anomalies caractéristiques sont :

a) Courant anodique nul (coupure sans doute ou court-circuit de la source) ou trop faible. Cette faiblesse a deux causes possibles : ou résistance trop forte en série avec la lampe, ou consommation trop forte d'une

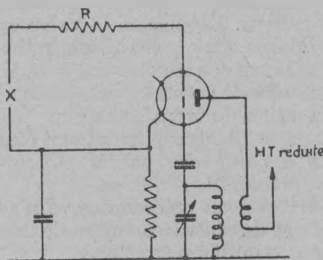


Fig. 18. — Vérification d'une oscillatrice.

autre lampe qui prend sa tension anodique au même point (derrière la même R abaisseuse).

b) Courant anodique trop fort. C'est le plus souvent une des deux causes suivantes : polar insuffisante ou lampe en train d'osciller. Relier la grille à la masse par un tournevis pour voir l'oscillation décrocher.

c) Se méfier des condensateurs de liaison fuyards, surtout ceux au papier, de 10.000 ou 20.000 centimètres, qui vous laissent passer un peu de tension plaque de la première basse fréquence sur la grille de la seconde. Alors on voit le courant monter à des valeurs prodigieuses.

d) La polarisation d'une grille oscillatrice ne peut se mesurer au

voltmètre puisque ce n'est que quand la lampe oscille qu'il y a le courant grille nécessaire à faire la polar à travers les 20.000 ou 25.000 ohms de fuite grille. Le milli dans le retour grille est un excellent documentaire de l'état de la lampe en tant qu'oscillatrice, ainsi que du degré de couplage des bobines associées. Ne pas oublier que c'est quand on est près de décrocher que les oscillations sont les plus amples (et le courant grille le plus fort).

e) Enfin le milli est encore le meilleur et le plus simple de tous les « musicomètres ». En règle pratiquement absolue, les organes de la partie basse fréquence (lampes, résistances, transfo et haut-parleur) sont bons et ne se distorsionnent pas par eux-mêmes. C'est le régleur qui place la lampe dans des conditions telles qu'elle fait de la courbure et de l'harmonique. Et alors le milli, dans le retour cathodique de la lampe distorsionneuse, danse au rythme berceur de la musique. La danse du milli est le réactif spécifique de la distorsion. On peut la pardonner un peu avec un milli de pacotille, mais, avec un réellement amorti, les coups de tantam doivent passer sans l'impressionner. Un coup d'œil dans une cabine de projection sonore qui se respecte suffit pour graver la chose dans l'esprit.

f) Enfin, en alternatif, une consommation exagérée à vide sera un indice de début de grillage entre spires. (On confirmera par un essai

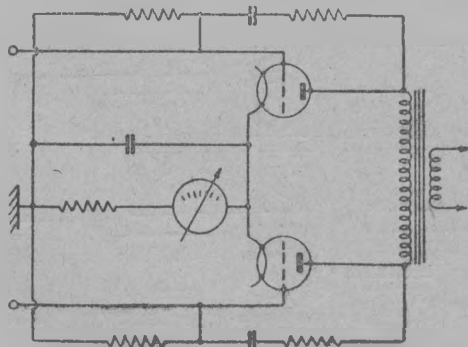


Fig. 19. — Mesure de la distorsion et réglage de la contre-réaction (en P. P.).

d'isolement en continu.) Une consommation exagérée en charge sera un indice de court-circuit partiel soit dans un chauffage, soit dans la tension plaque. On notera alors une baisse de tension filament ou une chute de la tension plaque. Si la valve rougit, soupçonner les ohmiques avant toute chose et voir si la culasse s'aimante.

En résumé, il y a toujours un petit nombre de mesures simples à faire, qui ont une signification immédiate. Il n'y a, par contre, pas de limite au nombre de celles que l'on peut faire. En général, une mesure seule donne rarement une certitude, et la réflexion amène toujours à en faire une ou deux autres corrélatives pour poser un diagnostic sûr.

LE LABORATOIRE

Le laboratoire du service-man, c'est son repaire où il passe le plus clair de son temps : il ne fera donc jamais assez pour le rendre agréable et pratique. C'est aussi son bureau. Là défilent les clients, toujours soupçonneux dès qu'il s'agit de leur portefeuille et de leur poste. Croyez bien qu'on vous jugera d'après votre installation, tout comme on juge un dentiste d'après les nickels de son cabinet. Il faut qu'il y règne de la propreté, un petit air scientifique et un peu de confort : d'abord pour rassurer le client et lui donner une idée flatteuse des connaissances techniques du patron, ensuite pour justifier des honoraires plus rémunérateurs que ceux d'un quelconque cafouilleux, et surtout parce qu'un laboratoire judicieusement ordonné engendre le goût au travail et le facilite singulièrement.

Dans le métier de radio, la qualité maîtresse est l'ordre. Le laboratoire ne doit pas être un débarras, mais un endroit où l'on travaille. Il faut trouver en deux secondes le schéma, l'outil, la pièce nécessaire. Il ne faut pas égarer une seule des pièces provenant d'un poste de client, même s'il y en a plusieurs en chantier.

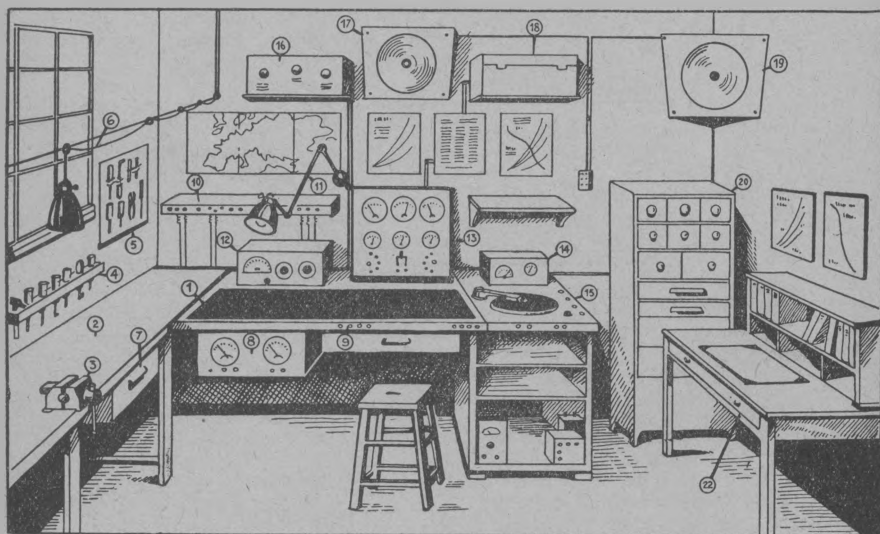


Fig. 1. — Disposition rationnelle d'un labo.

- | | |
|---------------------------------|---------------------------------|
| 1. Table de dépannage. | 12. Hétérodyne. |
| 2. Établi de mécanique. | 13. Tableau de mesures. |
| 3. Étau. | 14. Ondemètre. |
| 4. Outils. | 15. Tourne-disques. |
| 5. Tiroir à petits outils. | 16. Ampli BF. |
| 6. Étages de substitution. | 17, 19. Haut-parleurs. |
| 7. Tiroir à instruments. | 18. Alimentation tous courants. |
| 8. Étagère à prises de courant. | 20. Bahut. |
| 9. Lampe articulée. | 22. Bureau. |

Très souvent, c'est l'arrière-boutique qui est promue au rang de laboratoire. Mais, chaque fois que vous le pourrez, ne manquez jamais de choisir une place plus visible, avec une vitrine par laquelle le public peut vous voir opérer : un bon dépanneur ne doit pas craindre d'être vu, c'est sa meilleure publicité. Néanmoins, pour concrétiser un cas, nous supposons une arrière-boutique avec une fenêtre et une porte donnant sur le magasin, dans un commerce de T. S. F. moyen.

Premier principe : rangez les tables contre les murs, en laissant le centre libre. Cela vous permettra d'utiliser les murs pour supporter les tableaux de mesure, les outils, les schémas, les prises de courant et tant d'autres choses. Réservez le long des murs disponibles des îlots spécialisés : un îlot pour le travail mécanique, avec son établi robuste, dont une extrémité couverte d'une feuille de zinc, un îlot de dépannage, un îlot de documentation et un autre réservé au stockage des pièces de rechange et à la vérification. Bien entendu, chacun brodera sur ce thème suivant la disposition des lieux. La figure 1 en donne un exemple.

On voit qu'au lieu de tables standard ce laboratoire comporte du mobilier « sur mesure », qui a l'avantage de coûter moins cher et d'être beaucoup plus pratique. L'établi et la table de dépannage ne font qu'un. On voit au centre le tableau des appareils de mesure fixé au mur, avec les clefs de sensibilité, les fiches et les jacks. Afin d'éviter l'encombrement par les fils qui traversent toute la table, on les fera passer par-dessous, et ils se termineront par une fiche étiquetée fixée sur le bord de la table. La place restant disponible de part et d'autre du tableau sera occupée par les appareils d'étalonnage : le pont d'impédances, l'hétérodyne, le pont à lampes, etc. Le tourne-disques sera posé sur le bord extrême ou, mieux, sur une tablette *ad hoc*.

Sous la table, et parfaitement blindé, vous monterez un super-inductance, que vous aurez bricolé pour le munir de lampes plus jeunes et pour lui enlever l'antifading et la basse fréquence. Vous lui aurez ajouté un potentiomètre commandant le potentiel de grille et faisant volume-contrôle haute fréquence. Cet ancien appareil, que tout bricoleur trouvera dans son stock, est donc devenu un récepteur complet haute fréquence + détectrice, transformable en amplificateur haute fréquence seul. Tout à côté, vous aurez une lampe changeuse de fréquence avec ses circuits et son commutateur d'ondes. En bas, sous la table, vous aurez l'alimentation de ces appareils et une basse fréquence sérieuse, précédée d'une détectrice diode, avec prise de pick-up, ces deux sections se passant évidemment de réglage ; elles pourront du reste se trouver sur une étagère assez haut pour ne pas encombrer. Enfin, toujours au mur, ayez un amplificateur moyenne fréquence avec son alimentation autonome, qui, lui non plus, n'a pas besoin de réglage.

Par un jeu de raccords, vous pourrez utiliser les sections désirées, les combiner entre elles, les substituer à un étage quelconque d'un poste en panne (voir à la section *Le Dépannage* des idées générales sur cette méthode). Ce poste en pièces détachées, véritable Meccano du serviceman, vous rendra de tels services que vous vous demanderez comment vous avez pu vous en passer. Remarquez que la dépense est nulle : avec deux vieux postes, vous avez tout ce qu'il faut pour en construire les différents éléments.

La table a un ou deux tiroirs. Ils seront divisés en casiers pour recevoir, l'un, les outils spéciaux : buzzer au néon, rhéostats gradués, résistances étalonnées qui ne seront *jamais* montées sur châssis, jauges, palmer, petits tournevis, tarauds, etc., et, l'autre, une série de boîtes métalliques contenant les vis, écrous et petites pièces dont on a toujours besoin. Le polymètre pourra rester sur la table.

Au mur, à hauteur commode, on fera une plaque de distribution

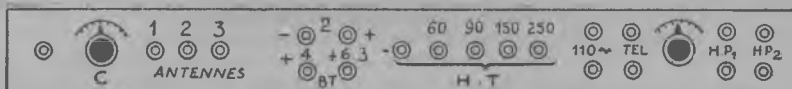


Fig. 2.

(fig. 2) qui pourra border une tablette-étagère. Cette plaque, d'ébonite ou de bakélite, offrira :

Les bornes des diverses antennes, dont une avec un condensateur variable en série ;

La borne de la prise de terre ;

Les sources de tension :

2, 4, 6,3 volts, 60, 90, 150, 250 volts continus, donnés par une alimentation munie d'une lampe-témoin ;

Cent dix volts alternatifs (secteur), deux prises de haut-parleur, une prise de téléphone, avec un rhéostat permettant d'entendre confortablement au casque l'émission, même à pleine puissance, d'un poste à l'essai, dont la sortie est branchée sur les prises de haut-parleur.

Les étagères, on l'a deviné, serviront à débarrasser la table de travail des objets encombrants : ébénisteries, haut-parleurs, pendant le dépannage.

Deux haut-parleurs, un grave et un aigu, seront placés à hauteur convenable et reliés à la plaque de distribution.

Une lampe articulée, fixée au mur, permettra d'avoir l'éclairage localisé au point précis ; il sera, bien entendu, complété par un bon éclairage général de toute la pièce.

À droite de l'établi de dépannage, on remarque des casiers, sous la tablette : là, se rangeront les cuvettes profondes dont il sera question plus loin.

L'outillage courant : pinces, tournevis, etc., sera disposé sur une planche à outils murale, bien à portée de la main. Enfin, un meuble à casiers servira de magasin à pièces.

Le côté « mécanique » du laboratoire se passe de commentaires. Des trous pratiqués dans l'établi, contre le mur, supporteront les outils à manches : limes, ciseaux, etc., à moins qu'on ne préfère un râtelier porte-outils fixé au mur. Sur l'établi se trouveront les accessoires du mécanicien : petite perceuse, étau, soudeuse, cornières à pliage, etc.

Le côté « bureau » comportera le téléphone, la bibliothèque et surtout les abaques et les schémas qui tapissent le mur. On aura un petit classeur pour contenir les schémas recueillis, les plans de câblage, les feuilles de service des postes. Les fiches des clients prendront place dans un fichier. Enfin, dans un cahier à onglets, on note les principales pannes qu'on a rencontrées.

Le côté « stock » ne demande aucune description. C'est une armoire, avec des casiers à côté pour les pièces volumineuses.

Pour terminer, indiquons un moyen bien simple d'éviter le montage dans les postes des lampes et résistances étalons : il suffit de les marquer avec une peinture spéciale.

LES ACCESSOIRES DE TRAVAIL

Râtelier à lampes. — Les lampes de dépannage seront avantageusement montées sur des râteliers en bois contreplaqué épais, percés de trous pour le passage des broches. Une étiquette lisible indiquera la place de chaque lampe. On évite ainsi les pertes de temps et le bris de lampes coûteuses.

Les cuvettes à pièces. — Quand vous démontez un poste, il en sort naturellement des tas de pièces : lampes, vis, blindages, etc., qui ne

seront peut-être pas remontées le même jour. Mettez-les *toutes* dans une cuvette de format suffisant, avec une étiquette ou une fiche dont une partie (portant le même numéro de réparation) sera attachée à l'ébénisterie ou au châssis. Ainsi, vous éviterez bien des ennuis et des réclamations.

Le berceau à châssis. — On vend des berceaux qui reçoivent les châssis et permettent de les immobiliser ou de les faire tourner en tous sens, ce qui facilite beaucoup le travail. Procurez-vous cette machine à gagner du temps, ou faites-la vous-même, avec du fer plat, du tube et des écrous à oreilles.

La caisse à déchets. — Ayez dans un coin, près de vous, une caisse (qui peut être décorative !) destinée à recevoir les déchets. Cela vous donnera des habitudes d'ordre et de propreté, si vous ne les avez déjà.

Le feutre protecteur. — Vous devez avoir un feutre de bonnes dimensions qui sera utilisé comme tapis de table, en certaines occasions, pour éviter de rayer les ébénisteries.

Les antiparasites. — Tous vos appareils doivent être antiparasités. Sinon, comment pouvez-vous conseiller aux autres ce que vous n'utilisez pas vous-même ?

Les antennes. — Il vous faut *plusieurs* antennes, dont une intérieure (par conséquent parasitée) et *au moins* une autre antiparasite. Un service-man qui se respecte doit pouvoir montrer à ses clients tous les bienfaits d'une bonne antenne et les méfaits d'une mauvaise, car, suivant le but commercial poursuivi, il aura besoin de l'une ou de l'autre pour ses démonstrations. Nous suggérons, outre l'antenne intérieure courante :

Une antenne à capacité terminale, à descente blindée (pour toutes ondes) ;

Une antenne en doublet, à descente par transfos (pour les O. C.) ;

Une antenne basse intérieure, à 1 mètre du sol (et non du plancher) (en cas de parasites atmosphériques violents).

Les lampes sur rail. — Un fil de fer tendu au-dessus des établis permet de faire coulisser aisément les lampes à abat-jour profond pour amener la lumière au point le plus commode (fig. 3). Le câble torsadé

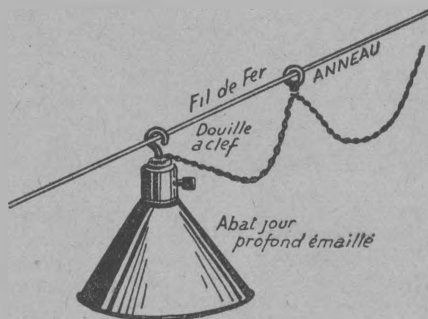


Fig. 3. — Lampe sur rail.

amenant le courant est suspendu tous les 80 centimètres par de larges anneaux coulisant sur le fil de fer.

Le fichier. — Quand un poste entre au laboratoire, il fait aussitôt l'objet d'une *fiche d'entrée*, qui accompagne le poste jusqu'à sa sortie. L'appareil reçoit le numéro d'ordre de la fiche. La fiche reçoit toutes indications relevées au cours du dépannage, et son verso peut être utilisé pour les particularités (schéma, état de certaines pièces, transformations).

Après dépannage, la fiche est classée.

Pourquoi tant de peine, dira-t-on ? Parce que l'expérience a démon-

tré que c'est le seul moyen de faire une facture honnête et rémunératrice, et de gagner la confiance de la clientèle. Un client se sent toujours rassuré quand il voit que le travail a été suivi avec méthode et correction ; il n'a pas l'impression d'être roulé avec des prix « à la tête ». Et, si le poste vous revient plus tard, vous serez bien content de retrouver sa fiche qui vous évitera des erreurs, des pertes de temps et des discussions pénibles.

De telles fiches peuvent être imprimées, ou simplement polycopiées.

L'OUTILLAGE

L'outillage varie, naturellement, suivant la bourse et les besoins du service-man. Mais il est un certain nombre d'outils dont il est bien difficile de se passer quand on veut faire du beau travail. Ce sont :

- *Un jeu de pinces* : pince à longs becs droits, pince à longs becs coudés, pince universelle forte, pince coupante à becs droits, pince à becs ronds, précelles à becs coudés, pince coupante à becs obliques, pince à becs plats larges, pince emporte-pièce, pince à poser les œilleux.

- *Un petit étau à main*, avec manche.

- *Un jeu de limes fines* : plate, mi-ronde, queue-de-rat, carrée, feuille-de-sauge, et surtout la lime à fendre la tête des vis.

- *Un jeu de tournevis* de toutes tailles, plus un tournevis d'horloger à lames interchangeable, un tournevis coudé d'angle, un long tournevis à régler les paddings.

- *Une scie à métaux* avec un jeu de lames à dentures différentes.

- *Une scie plate d'encadreur*.

- *Une scie à découper « bocfil »* avec sa planchette à vis pressante, et un jeu de scies à bois et à métaux de diverses dentures.

- *Une petite chignole* avec son jeu de forets hélicoïdaux dans une boîte ou un étui, une fraise pour têtes de vis.

- *Un drille* et son jeu de forets langue-d'aspic.

- *Un tourne-à-gauche* et des filières de 2, 3 et 4 millimètres.

- *Un porte-tarauds* avec ses tarauds et forets correspondants, pour 2, 3, 4 et 5 millimètres.

- *Des alésoirs* pour trous de 2 à 10 millimètres.

- *Une clef à tube acier* avec ses embouts.

- *Une paire de forts ciseaux*.

- *Une cisaille à chantourner*.

- *Un pied à coulisse à vernier*.

- *Un calibre à fils*.

- *Deux ou trois marteaux* de différentes tailles, dont un d'encadreur.

- *Une meule émeri*.

- *Une clef anglaise*.

- *Une petite enclume* et un tas de plomb durci par fusion avec un peu de régule.

- *Un jeu de grattoirs*.

- *Deux fers à souder* : un de 75 watts environ, l'autre de 150 watts, à panne interchangeable.

- *Un support de fer électrique* avec résistance mise en série par le poids du fer, ce qui réduit le courant au repos tout en laissant le fer assez chaud.

Vous y adjoindrez d'autres accessoires d'une incontestable utilité :

- Des pointes à tâter à manches isolants ;
- Un miroir de dentiste, pour voir dans les coins les plus inaccessibles ;
- Une lampe de poche torche, petit modèle ;
- Des clefs minces à écrous, du genre de celles que les garagistes utilisent pour régler les soupapes, sous le nom de « clefs au vanadium » ;
- Un petit outillage d'amateur de menuiserie ;

- Chasse-pointes, chasse-goupilles, pointeau, burin, etc. ;
- Une petite lampe à souder à essence ;
- Un chalumeau à braser, à bouche ;
- Des adaptateurs pour transformer les culots et sockets de triodes à pentodes, de lampes américaines à européennes, et vice versa, etc. ;
- Un tâteur de continuité à néon ;
- Des cordons souples avec bananes, cosses, crocos, etc. ;
- Une bouteille de tétrachlorure de carbone bien bouchée, avec un petit pinceau, pour nettoyer les commutateurs et tous contacts cam-bouisés. Ajoutez-y quelques gouttes de bonne huile de vaseline, afin de laisser sur les contacts une mince pellicule d'huile qui empêchera l'oxydation rapide du contact nettoyé.

Tous ces outils auront une place bien déterminée dans le laboratoire, de manière à ne pas devoir les chercher pendant des minutes. Les outils en acier seront protégés contre la rouille par une couche ultra-mince de vaseline, appliquée de temps en temps à l'aide d'un chiffon à peine gras. On aura soin de ne pas charger les accus dans le laboratoire, car les vapeurs acides dégagées par la charge produiraient rapidement des dégâts dans les appareils et dans l'outillage.

LES APPAREILS DE MESURE

Nous avons connu des phénomènes qui arrivaient à faire des dépannages étourdissants avec, pour tout appareil de mesure, un voltmètre 6-120 volts datant de l'âge de l'ébonite taillée. Mais les acrobaties de ces as ne démontrent nullement l'excellence de telles méthodes. Un bon ouvrier, muni de bons outils, travaille quand même mieux et plus vite qu'avec des instruments d'avant l'autre guerre. Il n'y a que les nigauds pour préférer la routine au progrès.

La technique se complique, la concurrence s'amplifie, les clients sont de moins en moins disposés à payer les dépanneurs qui passent des journées à réparer imparfaitement un poste souffrant. Il est donc un minimum d'appareils de mesure que tout service-man doit acquérir ou construire, s'il ne les possède déjà.

La méthode brutale consiste, évidemment, à consulter une maison spécialisée et à se laisser coller, à prix d'or, toute une série d'appareils plus ou moins américains, dont l'utilité n'est pas toujours prouvée dans un atelier de dépannage. Entre nous, vous n'avez pas souvent l'occasion d'utiliser un décréimètre, un phimètre, un babinomètre. Laissez donc ces superinstruments aux laboratoires de recherche.

Bien sûr, tel atelier aura des besoins différents de tel autre. Mais un service-man normalement constitué utilisera couramment une série d'appareils simples dont nous donnons la liste ci-dessous, et qu'il complètera au fur et à mesure des besoins.

Ceci dit, il existe évidemment des appareils dits « universels », qui réunissent tout un laboratoire dans une petite boîte de rien du tout — du moins théoriquement. Mais nous pensons qu'il est préférable d'abandonner cette séduisante universalité et d'avoir des instruments plus simples, plus robustes, se mariant entre eux pour donner naissance à des quantités de montages et d'applications. Un exemple : au lieu du polymètre coûteux, mieux vaut, quand on est peu argenté, se procurer un voltmètre et un milliampèremètre séparés, avec shunts extérieurs, et y adjoindre les accessoires pour en faire un ohmmètre. On peut ainsi brancher à la fois le voltmètre et le milliampèremètre, tarer le voltmètre alternatif pour lui faire mesurer les selfs, et finalement faire entrer ces appareils simples dans des appareils élaborés, ce qui ne peut se faire avec les polymètres, qui sont condamnés à rester toujours des polymètres. Bien

entendu, cette argumentation tombe si la question gros sous n'entre pas en jeu, si on aime le travail tout fait, ou plus simplement si on n'a pas le temps de bricoler.

Voyons maintenant les appareils standard du laboratoire ; ce sont :

1° Une boîte de contrôle universelle, pour la mesure des voltage et courant anodique total, continu et alternatif, à haute sensibilité et plusieurs échelles ;

2° Une hétérodyne modulée, permettant d'injecter dans un poste en cours de réglage une fréquence déterminée, modulée ou non. C'est donc un petit émetteur local, réglable et toujours disponible ; si vous êtes suffisamment en fonds, achetez d'emblée, au lieu d'une vulgaire hétérodyne, un véritable générateur haute fréquence modulé muni d'un atténuateur étalonné, qui vous permettra d'aligner les circuits, de faire du dépannage dynamique et bien d'autres choses. Choisissez-le surtout bien stable et bien blindé — si possible avec modulation basse fréquence à plusieurs fréquences et plusieurs niveaux utilisables séparément, avec une gamme haute fréquence montant si possible jusqu'à 30 à 50 MHz, lecture directe et bande moyenne fréquence étalée ;

3° Un voltmètre à lampe, pour la mesure des tensions alternatives en haute fréquence ;

4° Un outputmètre, qui peut être combiné avec le voltmètre à lampe, et qui mesure non les volts, mais les watts alternatifs disponibles en basse fréquence ;

5° Un pont à impédances, pour la mesure précise des résistances, des capacités et des selfs ;

6° Un pont à lampes, plus ou moins complexe, pour mesurer rapidement l'état électrique des lampes les plus courantes ;

7° Éventuellement, un générateur basse fréquence à battements, étalonné, donnant une onde bien sinusoïdale, pour mesurer la réponse aux fréquences audibles des amplificateurs, localiser les vibrations, ronflements, etc., mesurer la réponse des haut-parleurs, des micros, des pick-up, etc.

8° Un buzzer au néon, pour les essais en basse fréquence, les essais des pièces et une foule d'autres usages ;

9° Une sonnette, formée tout bonnement d'une pile de lampe de poche, d'un peu de fil souple, de deux pointes à tâter et d'un récepteur, soit audible (buzzer vibrant), soit visible (vieux voltmètre détérré dans quelque coin ;

10° Une bouteille d'air comprimé, ou un tube de gaz carbonique comme on les utilise pour faire monter la bière, ou mieux encore un petit compresseur à gonfler les pneus. Seul, l'air comprimé permet de nettoyer les châssis poussiéreux, les condensateurs variables, les trimmers encrassés, les bobines, les entrefers de haut-parleur sans les démonter et sans les dérégler. Il vous fera gagner énormément de temps ;

11° Enfin, si vos moyens vous le permettent — ou aussitôt qu'ils vous le permettront — offrez-vous le roi des appareils, la véritable machine à voir dans les tripes du poste : l'oscillographe cathodique. Avec lui, tout devient simple. Vous alignerez, vous réglerez les sensibilités, les sélectivités, vous améliorerez la musicalité, vous sculpterez à votre guise les courbes de réponse des filtres et circuits oscillants ; bref, vous ferez du beau travail, et du travail qui paie. Entre nous, on ne peut plus se passer maintenant d'un oscillographe quand on veut être à la page et se faire une renommée. Son prix d'achat est rapidement récupéré, et au delà, par la publicité de premier ordre qu'il fait à son heureux possesseur. Il est impossible de régler « au poil » un poste moderne sans son aide.

Du reste, les malins qui ont la foi, l'habileté manuelle, la persévérance et les quelques billets de mille francs nécessaires pour l'achat du tube et du thyatron, sauront le faire eux-mêmes, en utilisant intelligemment le matériel provenant du cimetière aux vieux postes que tout dépanneur entretient dans son arrière-boutique.

Il existe, bien entendu, d'autres appareils indispensables dans certains ateliers. Mais chacun les découvrira au fur et à mesure des nécessités de sa profession et de l'embonpoint de son compte en banque...

LE CONTROLEUR UNIVERSEL

Nous avons déjà dit que nous préférons les instruments séparés, soit un voltmètre universel et un milliampèremètre universel, à l'appareil qu'on appelle « boîte de contrôle universelle » ou « contrôleur » ou « polymètre », parce que les appareils séparés donnent plus de possibilités d'emploi et surtout peuvent fonctionner simultanément, tandis qu'un contrôleur ne peut mesurer les volts en même temps que les milliampères.

Néanmoins, le contrôleur universel présente quelques avantages :

1° Il coûte moins cher puisqu'il ne comporte qu'un appareil à cadre mobile au lieu de deux ;

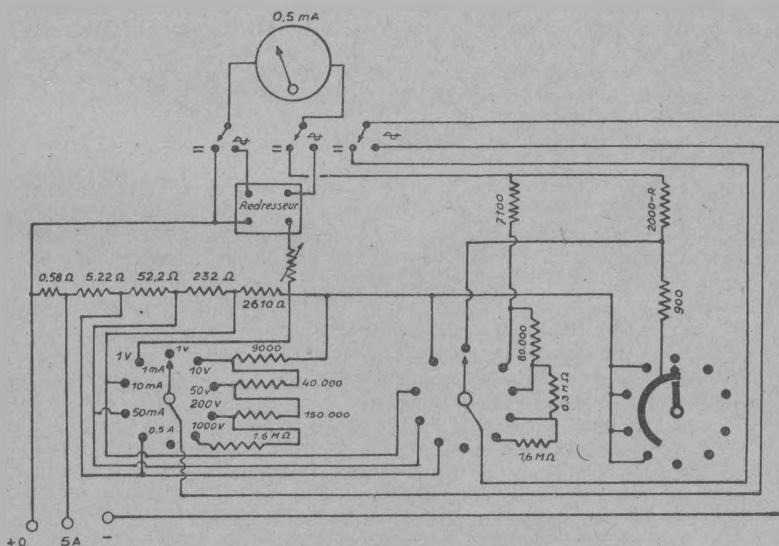


Fig. 4. — Schéma de principe d'un contrôleur universel pour la mesure des tensions et des courants en continu et en alternatif. Les trois commutateurs de sensibilité sont commandés par le même bouton.

2° Il est moins volumineux, ce qui permet de l'emporter au cours des visites.

Il existe sur le marché une infinité de contrôleurs universels, qui permettent à peu près toutes les mesures suivantes :

1° Tensions alternatives et continues : 0 à 1,5, 7,5, 30, 150, 300 et 750 volts ;

2° Intensités alternatives et continues : 0 à 1,3, 30, 150, 500 milliampères, puis 1,5, 7,5 ampères ;

3° Quelquefois, mesure des résistances et des capacités.

La commutation des résistances-série pour la mesure des tensions et des shunts, pour celle des intensités se fait soit par fiches, soit par contacteur rotatif. Cette dernière disposition est particulièrement pratique.

La qualité essentielle d'un contrôleur universel utilisé en voltmètre est sa *résistance interne*, qui doit être aussi élevée que possible. On trouve couramment des appareils dont la résistance propre atteint 1.000, 2.000 ou 5.000 ohms par volt. Certaines réalisations particulièrement soignées donnent 13.000 et même 20.000 ohms par volt, mais hâtons-nous de dire que ces appareils sont très fragiles.

Il ne faut pas oublier que la résistance interne d'un voltmètre dépend essentiellement de la sensibilité du milliampermètre utilisé comme appareil de base. Ainsi, un milliampermètre de 1 milliampère permet de réaliser un voltmètre de 1.000 ohms par volt ; un microampèremètre de 500 micro-ampères (0,5 milliampère) permet la réalisation d'un voltmètre de 2.000 ohms par volt, etc.

Il est indispensable de connaître la résistance interne du voltmètre pour chaque sensibilité, tant en continu qu'en alternatif, car elle permet de l'utiliser pour la mesure des tensions acoustiques et même de l'amplification basse fréquence. D'ailleurs, les appareils sérieux sont accompagnés d'une notice indiquant ces résistances.

Une autre qualité que l'on doit exiger d'un contrôleur universel à sensibilités multiples est la facilité de lecture. Il n'est pas nécessaire d'avoir une échelle par sensibilité, et nous pouvons fort bien nous contenter de deux ou trois échelles superposées, mais encore faut-il que la lecture soit facile, sans divisions ou multiplications compliquées de l'indication de l'aiguille.

Certains appareils soignés comportent des correcteurs de température.

Les voltmètres des appareils universels servent, pratiquement, à mesurer toutes les tensions que l'on peut rencontrer dans un récepteur de T. S. F., sauf deux ou trois cas pour lesquels il nous faut une résistance propre pratiquement infinie et où nous utiliserons un voltmètre à lampe.

Hétérodyne modulée.

Une hétérodyne modulée est aussi nécessaire à un dépanneur qu'un voltmètre ou un milliampermètre, car il y a beaucoup de pannes qu'on localise en quelques minutes à l'aide de cet appareil et sur lesquelles on « sécherait » souvent longtemps si on ne l'avait pas sous la main.

Tout le monde connaît le principe d'une hétérodyne modulée, que nous rappelons ici en quelques mots, en donnant le schéma de la figure 4. La lampe L_1 fonctionne en oscillatrice haute fréquence. Un jeu de bobines convenable permet de couvrir toutes les gammes nécessaires pour l'alignement des récepteurs modernes. Le condensateur variable, accordant les circuits oscillants, comporte un cadran gradué soit en longueurs d'ondes, soit en fréquences. La lampe L_2 fonctionne en oscillatrice basse fréquence et fournit une fréquence fixe toujours de l'ordre de 400 à 600 périodes. Cette oscillation basse fréquence est envoyée sur l'une des grilles de la lampe oscillatrice haute fréquence et module l'oscillation de cette dernière. La haute fréquence modulée (ou non, si on supprime l'oscillation basse fréquence) est recueillie dans le circuit anodique de L_1 . Elle est envoyée vers la borne de sortie à travers un atténuateur qui permet de la doser convenablement.

Les qualités essentielles d'une hétérodyne modulée doivent être les suivantes :

1° Couverture de toutes les gammes nécessaires pour l'alignement :

O. C., P. O., G. O. et les deux gammes pour l'alignement des transformateurs moyenne fréquence sur 135 ou 472 kilocycles ;

2° Grand cadran bien démultiplié et très précis. Nous préférons les cadrans étalonnés en fréquence, car les constructeurs des postes et des bobinages indiquent habituellement de cette façon les points d'alignement. A la rigueur, on peut admettre l'étalonnage par courbes jointes à l'appareil, mais c'est une complication qui ralentit le travail.

3° Blindage très soigné de l'ensemble. Cela revient à dire qu'une bonne hétérodyne en fonctionnement ne doit pas influencer un récepteur même placé à proximité, lorsque son câble de sortie n'est pas branché.

4° Atténuateur efficace, permettant de passer progressivement du maximum au minimum. La plupart des constructeurs prévoient, actuellement, deux atténuateurs successifs, le premier procédant par bonds, en dix positions, par exemple ; le second, à variation progressive, permettant le signolage entre deux positions voisines du premier.

5° Possibilité d'utiliser extérieurement l'oscillation basse fréquence, ce qui peut être très utile lorsqu'on veut étudier le fonctionnement d'un étage basse fréquence ;

6° Stabilité de l'étalonnage. Habituellement, l'étalonnage d'une hétérodyne s'effectue sur un appareil ayant déjà fonctionné pendant plusieurs heures et ayant atteint par conséquent un régime absolu

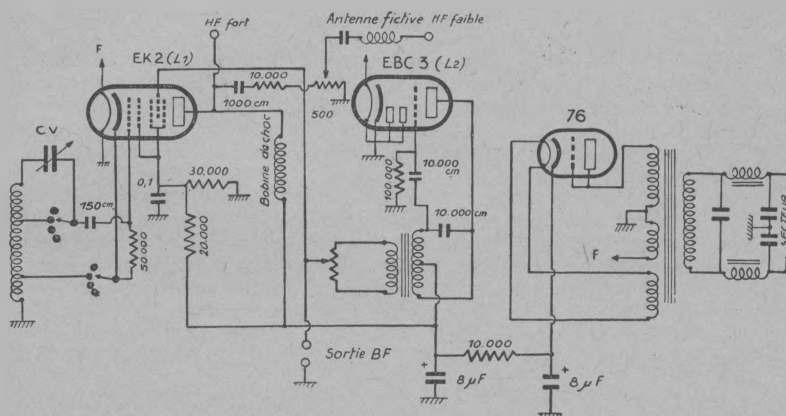


Fig. 5. — Schéma d'une hétérodyne modulée de dépannage.

stable. Il est donc bon de ne se servir d'une hétérodyne que lorsqu'elle est bien chaude, autrement dit au bout d'une demi-heure de fonctionnement environ.

Il existe actuellement sur le marché des hétérodynes dites à points fixes. Ces appareils comportent un certain nombre de fréquences que l'on peut obtenir instantanément, soit à l'aide d'un contacteur, soit par boutons poussoirs.

Il y a des oscillateurs à tous les prix, depuis l'opulent « signal generator » américain que complète un oscillateur basse fréquence séparé, jusqu'au simple ondemètre à lampe qui n'est même pas blindé. Le dépanneur qui n'a pas les moyens de se payer un générateur digne de ce nom se procurera ou se fabriquera une hétérodyne modulée qui lui permettra de travailler à toute heure dans des conditions comparables. Mieux vaut une hétérodyne bricolée que pas d'hétérodyne du tout.

La logique indique qu'il ne faut pas hésiter, si on le peut, à acquérir

un excellent instrument stable, bien étalonné, soigneusement blindé et muni d'un atténuateur sérieux. On fera bien de vérifier le blindage : un poste normal placé près de l'hétérodyne en fonctionnement ne doit pas recevoir son émission s'il ne lui est pas relié par le câble blindé. De même, on vérifiera la stabilité de la fréquence en reliant un récepteur à la fois à son antenne et à l'hétérodyne accordée sur l'onde d'un émetteur connu : à l'unisson, on entend un battement qui ralentit et s'immobilise en un son grave. Si l'hétérodyne est réellement stable, ce son ne varie pas après un quart d'heure de marche ou quand on bascule l'appareil.

Faute d'un oscillateur commercial sérieux, le dépanneur s'en bricole un en attendant mieux, suivant l'un des schémas classiques : détectrice à réaction, Hartley, etc. Toutefois, ces montages ont une stabilité douteuse, ils ne valent pas le cathodyne, ou « electron coupled », très stable même sur secteur.

Si vous travaillez seul, vous pourrez, à la rigueur, ne pas blinder et utiliser le rayonnement naturel de votre engin, auquel vous mettrez une petite antenne de 3 ou 4 décimètres de longueur. Sans doute, cela troublera bien un peu la réception des voisins, mais ceux-ci ne se gênent généralement pas pour faire hurler leur poste qui débite des chansons idiotes, toutes fenêtres ouvertes...

Lampemètre.

L'utilité des lampemètres a été souvent discutée. Cependant, elle est énorme, étant donné que cet appareil, relativement peu coûteux, évite aux dépanneurs la constitution d'un stock important de lampes de rechange.

Résumons brièvement les qualités et les possibilités d'un lampemètre moyen.

1° Beaucoup de supports pour vérifier toutes les lampes et valves, aussi bien anciennes que modernes, américaines ou européennes. Il ne faut cependant pas exagérer dans ce sens, car il existe des lampes un peu spéciales que l'on ne rencontre presque jamais dans la pratique et pour lesquelles il est plus simple de fabriquer un adaptateur qui pourra se loger dans l'un des supports existant sur le lampemètre ;

2° Nombreuses tensions de chauffage. Les tensions nécessaires sont les suivantes : 1,5, 2, 2,5, 4, 5, 6,3, 7,5, 13, 18, 20, 25, 30, 35, 40 et 45 volts ;

3° Possibilité de vérifier le débit entre la cathode d'une part et toutes les autres électrodes réunies ensemble de l'autre. C'est le cas des lampemètres simples. Les appareils plus perfectionnés permettent de vérifier séparément le débit de chaque électrode ;

4° Possibilité de vérifier s'il n'y a pas de court-circuit interne soit entre deux électrodes voisines quelconques (cas des lampemètres plus complexes), soit entre le filament et la cathode (cas des lampemètres simples) ;

5° Vérification du pouvoir amplificateur de la lampe, autrement dit de la pente. Cette vérification n'existe que sur des lampemètres plus compliqués ;

6° Vérification du vide de la lampe.

Voltmètre à lampe.

Un voltmètre à lampe n'est autre chose qu'un détecteur combiné avec un milliampèremètre, permettant d'apprécier les variations du courant résultant sous l'effet de la tension (alternative et continue) appliquée à l'entrée.

Il travaille donc exactement à la manière d'une boîte de contrôle universelle à redresseur. Ce dernier instrument est d'ailleurs préférable quand on veut travailler vite, lorsque la fréquence n'est pas élevée, que le voltage à mesurer est suffisant pour obtenir une lecture, et que le

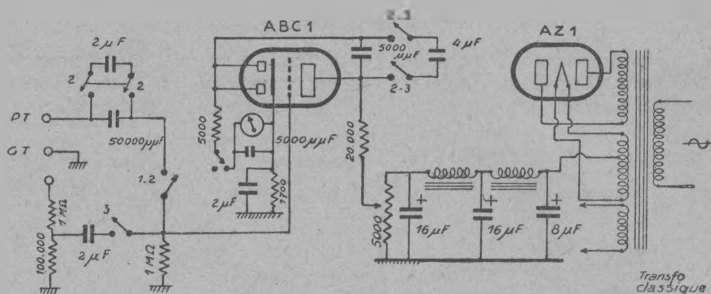


Fig. 6. — Schéma d'un voltmètre à lampe simple pour mesures en alternatif seulement, avec milliampermètre de 0 à 1 millampère.

- a) Mesure des petites tensions haute fréquence ;
- b) Mesure des petites tensions basse fréquence (jusqu'à 3,5 volts).
- c) Mesure des grandes tensions basse fréquence (jusqu'à 35 volts).

courant demandé par le contrôleur ne fait pas tomber le voltage à mesurer. Par exemple, on ne prendra pas le voltmètre à lampe pour mesurer les volts oscillants à la sortie d'un récepteur, car le contrôleur est plus robuste, plus simple, plus commode. Par contre, le voltmètre à lampe amplifie les volts oscillants, est insensible à la fréquence, ne demande pratiquement pas de courant pour fonctionner, ce qui permet de l'utiliser dans les circuits de haute résistance et très faible débit. Il permet encore de mesurer le courant très faible passant dans une haute résistance (par application de la loi d'Ohm : $I = \text{volts} : \text{ohms}$). Son principal usage est l'alignement des circuits oscillants : on lit les volts oscillants, qui sont plus élevés au moment de la résonance, l'injection de la fréquence excitatrice se faisant avec une hétérodyne non modulée, ou même l'onde porteuse d'un émetteur.

Les possibilités d'utilisation d'un voltmètre à lampe sont extrêmement étendues, et nous nous en servons chaque fois que notre contrôleur universel s'avérera incapable de nous donner une indication précise.

En continu, nous arriverons ainsi à mesurer la tension aux bornes de la résistance de fuite de la lampe oscillatrice, ainsi que les différentes tensions du système antifading. En alternatif, il nous sera possible de mesurer la tension appliquée à la grille d'une lampe et aussi la tension obtenue dans son circuit anodique. La comparaison de ces deux valeurs nous permettra de déduire le coefficient d'amplification de la lampe ou, plus exactement, l'amplification de l'étage.

Le voltmètre à lampe nous servira également pour équilibrer l'attaque de l'étage final push-pull, en réglant la lampe déphaseuse de telle façon que la tension appliquée à la grille de chaque lampe finale ait exactement la même amplitude.

Il ne faut cependant pas demander au voltmètre à lampe une précision qu'il est incapable de donner et encore moins de maintenir. D'autre part, à moins d'être du type « à courbure de plaque » (qu'on n'utilise guère que dans les laboratoires de recherche, à cause de leur délicatesse, de leur manœuvre plutôt compliquée et de leur gamme réduite), un voltmètre à lampe mesure la tension de pointe. Il a beau être gradué en « volts efficaces », il n'indique que des « volts de pointe »... à l'aide d'un

milliampèremètre à cadre qui ne donne que les volts moyens ! De telles lectures ne peuvent être exactes, même avec l'appareil le mieux étalonné du monde, que si l'onde mesurée est rigoureusement sinusoïdale.

Pont de mesure.

On utilise actuellement des ponts munis d'un œil magique comme indicateur d'équilibre. Un tel pont se compose, ainsi que nous le montre le schéma, d'un jeu de capacités et de résistances étalons, mises en

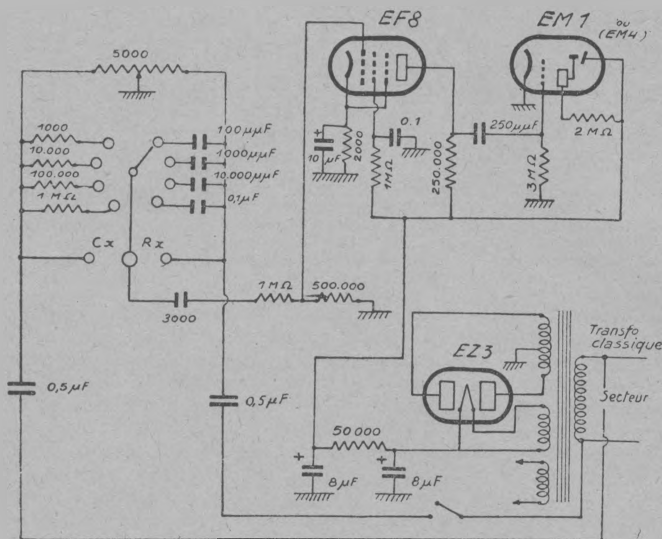


Fig. 7. — Schéma d'un pont de mesure des résistances et capacités. Les résistances à mesurer se branchent en Rx, les capacités en Cx.

circuit à l'aide d'un contacteur, d'un potentiomètre de 5.000 ohms permettant de trouver le point d'équilibre d'une lampe amplificatrice (6 J 7 ou une autre analogue) et d'un œil magique 6 E 5.

Le cadran du potentiomètre est gradué non pas en valeurs directes des résistances et des capacités, mais en rapports. Lorsque l'équilibre est obtenu, il nous suffit, pour avoir la valeur de la résistance ou de la capacité inconnue, de multiplier la valeur de l'étalon par le rapport lu sur le cadran du potentiomètre.

Un pont nous rendra de grands services soit pour déterminer rapidement la valeur d'une résistance ou d'un condensateur dont l'inscription a été effacée, soit pour mesurer certaines capacités de câblage. Nous avons pu, à l'aide d'un tel pont, mesurer par exemple la capacité parasite introduite par une connexion blindée et qui était de l'ordre de 20 centimètres.

LES APPAREILS DU DÉBROUILLARD

Tout le monde n'a pas un oncle en Amérique pour se faire offrir les merveilleux appareils de haute précision que l'industrie met à la disposition des amateurs, moyennant honnêtes finances. Allons-nous donc nous priver des instruments de mesure dont on ne peut pas se passer, si l'on veut travailler à peu près proprement ? Que non pas ! Nous prendrons tout simplement notre courage à deux mains, le *Memento Tungstam* comme guide, quelques francs-papier pour l'achat des indispensables accessoires que nous ne trouvons pas dans notre cimetière à vieux postes, et nous nous mettrons bien bravement à l'œuvre. Rassurez-vous : ce n'est ni pénible ni ennuyeux. Quiconque sait monter un poste à trois lampes et manier correctement la lime se fera des appareils très présentables et suffisamment précis pour ses besoins immédiats. À défaut d'autres avantages, les appareils du débrouillard en ont au moins deux : *primo*, ils coûtent moins cher, ce qui laisse le budget beaucoup plus à l'aise pour se payer d'autres outils, et, *secundo*, leur constructeur les connaît « comme s'il les avait faits », ce qui lui donne toute liberté de les transformer et de les perfectionner quand le besoin s'en fait sentir.

Avant de nous mettre à l'œuvre, nous pensons que quelques petits conseils ne sont pas superflus :

1° Ne vous contentez pas d'à peu près quand vous faites un appareil de mesure, le meilleur est tout juste assez bon. Donc, travaillez aussi proprement que vous pouvez : bons contacts, bonnes soudures, bons isollements, et surtout un sens précis du câblage qui vous permettra de faire des appareils aussi petits que possible.

2° Si l'appareil comporte un milliampèremètre, consacrez-vous-y le plus que vous pouvez pour avoir un instrument de précision, de bonne fabrication et surtout à grande déviation. Toute l'échelle pour 3 milliampères, cela passe ; mais, si vous pouvez vous payer un appareil qui dévie entièrement pour 1 milliampère ou, mieux encore, pour 0,5 milliampère, n'hésitez pas.

3° Ne vous amusez pas à recopier des schémas plus ou moins américains, ou à calquer un appareil commercial un peu trapu, si vous n'avez pas les pièces détachées d'origine et de quoi étalonner quand le besoin s'en fait sentir.

4° Donnez à vos productions un petit air professionnel. Tout appareil sera monté en coffret, proprement. Pas de montages « sur table », dont le caractère provisoire n'est que l'antichambre du définitif. Ayez le souci du beau, et n'oubliez pas qu'on vous jugera sur vos appareils.

CONTROLEUR UNIVERSEL

Si extraordinaire que ceci paraisse, nous déconseillons la construction de cet appareil. On en trouve de merveilleux pour quelques centaines de francs, et vraiment leur fabrication est un peu délicate, car il faut étalonner des résistances de shunt, tenir compte de la résistance du cuproxyde, etc. Un contrôleur vaut ce que valent ses résistances et leur étalonnage.

Néanmoins, pour ceux que ce travail n'effraie pas, nous admettons

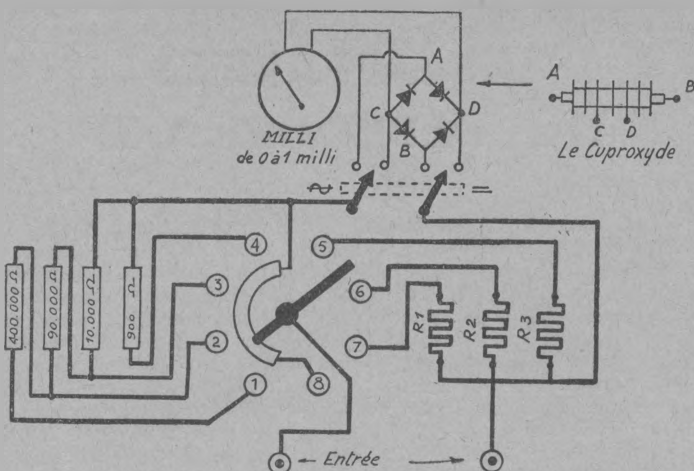


Fig. 1. — Contrôleur universel.

Tension : positions 1, 2, 3, 4.
Intensité : positions 5, 6, 7, 8.

bien volontiers que mieux vaut un contrôleur bricolé que pas de contrôleur du tout. Le schéma est celui de la figure 1.

Pièces nécessaires : un bon milliampèremètre à grand cadran ; un cuproxyde (Oxymétal Westinghouse) ; un inverseur bipolaire ; du fil de constantan ou de manganine ; des résistances fixes de premier ordre, étalonnées, et du matériel courant de réemploi.

La première chose à faire, c'est de connaître la résistance du milliampèremètre. Si elle n'est pas indiquée par le constructeur, faites-la mesurer, ou procédez comme suit : branchez l'appareil *en série* avec un potentiomètre de 5.000 ohms aux bornes d'un accumulateur ou d'une bonne pile de 4 volts, le *potentiomètre étant à sa résistance maximum*. Diminuez la résistance jusqu'à obtenir exactement la déviation totale du milliampèremètre. Il suffit maintenant de brancher *en parallèle* aux bornes du milliampèremètre une résistance qui ramène l'aiguille juste au milieu de l'échelle : la valeur de cette résistance est la même que celle du milliampèremètre. Vous pouvez constituer cette résistance par un potentiomètre de 200 ohms, par exemple, ou par des résistances fixes étalonnées que vous grouperez en série (ou en parallèle, en appliquant la formule ou en utilisant un abaque pour connaître la résistance résultante). Elle est de 40 à 60 ohms pour une déviation totale de 3 milliampères, et de 100 à 120 ohms pour une déviation totale de 1 milliampère.

A l'aide d'un commutateur spécial, notre appareil va mettre ses résistances fixes en série sur le milliampèremètre, pour avoir les diverses sensibilités en volts, et ses shunts en parallèle, pour la lecture des diverses intensités. Un inverseur bipolaire permettra d'intercaler le cuproxyde pour redresser les courants alternatifs qu'on désire mesurer, l'autre position de cet inverseur étant celle de la lecture en continu.

Résistances de voltmètre. — La loi d'Ohm montre que, pour un appareil déviant totalement pour 1 milliampère, il faut que la résistance du circuit soit de 1.000 ohms par volt. Si le milliampèremètre dévie totalement pour 3 milliampères, la résistance du circuit doit être de 1.000 ohms par 3 volts. Par exemple, pour un appareil de 1 milliampère de déviation

totale, on mettra en série autant de fois 1.000 ohms qu'on veut lire de volts sur l'échelle, moins la résistance de l'appareil.

Shunts de l'ampèremètre. — La loi des courants dérivés nous apprend que notre milliampèremètre ne mesurera que le dixième du courant total si nous le shuntons par une résistance égale au neuvième de sa résistance interne. Donc, ainsi shunté, son échelle permettra de lire des intensités dix fois plus fortes que s'il était nu, soit par exemple 10 milliampères pour un appareil déviant totalement pour 1 milliampère. De même, la lecture d'intensités cent fois plus fortes demande un shunt égal au quatre-vingt-dix-neuvième de la résistance interne, et ainsi de suite.

Sur ces bases, voici les valeurs des résistances que nous prendrons suivant que notre milliampèremètre fera 1 milliampère de déviation totale ou 3 milliampères.

APPAREIL DE 1 MILLIAMPÈRE DE DÉVIATION TOTALE (R = 100 Ω)

MAXIMUM mesuré	RÉSISTANCE en série	SHUNT	COEFFICIENT de lecture
1 volt	900 Ω	»	1
10 volts	10.000 Ω	»	$\times 10$
100 —	100.000 Ω	»	$\times 100$
500 —	500.000 Ω	»	$\times 500$
1 milliampère	»	»	1
10 milliampères	»	$R_1 = 11,11 \Omega$	$\times 10$
100 —	»	$R_2 = 1,01 \Omega$	$\times 100$
1 ampère	»	$R_3 = 0,1 \Omega$	$\times 1.000$

APPAREIL DE 3 MILLIAMPÈRES DE DÉVIATION TOTALE (R = 50 Ω).

MAXIMUM mesuré	RÉSISTANCE en série	SHUNT	COEFFICIENT de lecture
3 volts	950 Ω	»	1
30 —	10.000 Ω	»	$\times 10$
150 —	50.000 Ω	»	$\times 50$
600 —	200.000 Ω	»	$\times 200$
3 milliampères	»	»	1
30 —	»	5,55 Ω	$\times 10$
300 —	»	0,5 Ω	$\times 100$
1,5 ampère	»	0,1 Ω	$\times 500$

Il s'agit maintenant de faire le commutateur qui permettra d'introduire dans le circuit les résistances ci-dessus. Pour cela, nous prendrons un large bouton creux de la vieille époque, avec sa tige, un de ces boutons

de démultiplicateur qui avaient 7 à 8 centimètres de diamètre. Si nous n'en avons pas, nous en ferons un par les moyens du bord, tournage ou toute autre façon. Nous aurons seize plots en bronze, toujours du bon vieux temps, et deux secteurs en bronze, que nous disposerons comme l'indique la figure 2. Les secteurs peuvent se faire avec un anneau qu'on coupe

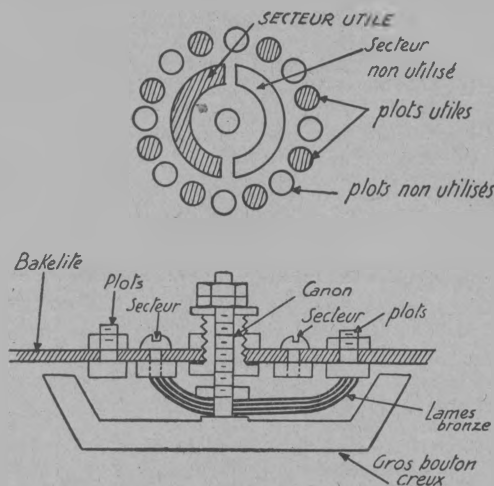


Fig. 2. — Détail du commutateur.

suivant un diamètre. On s'arrangera pour que les seize plots soient très voisins, sans se toucher. Ceci fait, le bouton sera muni de trois ou quatre lames de ressort de bronze, cambrées de telle façon qu'une fois le bouton mis en place les lames touchent par leurs extrémités les secteurs, d'une part, et les plots, d'autre part. Un seul des secteurs est utilisé, l'autre servant uniquement à faciliter le mouvement sans accrochage. De même, huit plots sur seize sont utilisés, les autres ne sont que des supports de curseur. Bien entendu, il n'est pas défendu de réaliser le commutateur de toute autre façon, ni même de l'acheter tout fait.

Il ne reste plus qu'à câbler suivant la figure 1. Le cuproxyde sera du modèle de 1 milliampère pour appareil de 1 milliampère de déviation totale et de 5 milliampères pour appareil de 3 milliampères de déviation totale. Les résistances de la partie voltmètre pourront, par exemple, être disposées comme à la figure 1, où elles s'ajoutent les unes aux autres en série. Choisir de bonnes résistances, à faible tolérance. Les shunts, soumis à un courant beaucoup plus intense, seront en constantan et étalonnés sur un appareil existant, ou un pont. On pourra les faire en fil de constantan, isolé soie si possible, dont la longueur exacte sera déterminée par mesure électrique (pont, ohmmètre, etc.). Cette longueur sera repliée en épingle à cheveu et enroulée sur une barrette isolante, puis vernie à la gomme-laque après soudure de ses extrémités. Signalons en passant que certains fabricants (entre autres, les ateliers Da et Dutilh, à Paris) peuvent fournir toutes les résistances et les shunts étalonnés, ainsi que les redresseurs, permettant de construire les appareils de mesure les plus divers à partir d'un milliampèremètre déterminé. Cette solution est à la fois pratique et précise : car la fabrication de shunts étalonnés non inductifs n'est pas chose aussi facile qu'on se le figure

généralement, et des shunts approximatifs ne donneront que des mesures douteuses, même avec un milliampèremètre précis.

Remarquez la supériorité du commutateur sur les fiches habituelles. On est obligé de parcourir successivement les positions *volts* de plus en plus sensibles, puis les positions *ampères* de plus en plus faibles, si bien qu'on est tout de suite prévenu s'il y a erreur et risque de griller le milli-ampèremètre.

Dans la position de mesure de l'alternatif, les lectures ne sont plus exactes, car, d'une part, l'appareil indique le courant moyen redressé et non le courant efficace ; d'autre part, le redresseur présente une résistance dont il faut tenir compte. Le mieux est de comparer l'appareil avec un instrument commercial, et de faire soit une courbe d'interprétation des lectures, soit une graduation supplémentaire pour les lectures vraies en alternatif.

Les malins sauront munir le bouton du commutateur d'un billage évitant au curseur de rester sur deux plots à la fois. Les artistes graveront, autour du bouton, les gammes des maxima mesurés. Et les insatiables feront un milliampèremètre à cuproxyde, un voltmètre séparé également à cuproxyde, et des shunts supplémentaires pour étendre la lecture à plusieurs ampères, à moins qu'ils ne fabriquent un transformateur d'intensité dans le même but (transformateur torique).

HÉTÉRODYNE MODULÉE

Quand on a du temps à perdre, quand la concurrence n'est pas à craindre, on peut à la rigueur se contenter des émetteurs pour régler approximativement un super. Mais tout technicien à la page doit avoir son hétérodyne.

Répétons ici ce que nous avons déjà dit pour le contrôleur universel : mieux vaut acheter l'appareil tout fait, tout étalonné, tout réglé, il se paie de lui-même en quelques dépannages. Mais, si notre bourse est anémique, ou encore, si nous voulons bricoler, pour nous rappeler les jours heureux où nous montions des C 119, nous pouvons construire à peu de frais une hétérodyne modulée qui, sans être comparable aux outils du commerce, nous rendra quand même de signalés services.

Nos lecteurs trouveront dans le troisième volume du *Memento* une hétérodyne modulée très facile à construire, car elle ne comporte qu'une triode et une redresseuse 25Z6, la modulation étant obtenue en étranglant tout simplement la grille. Cet appareil n'est pas la perfection, bien sûr, mais il marche si bien, il est si vite fait, et à si bon compte, qu'il permet d'attendre l'appareil sérieux qu'on finit par acquérir tôt ou tard.

Car nous ne conseillons pas aux dépanneurs, même adroits, de se lancer dans la construction d'une hétérodyne compliquée, qui demande des blindages savants, des filtrages soignés du secteur et des filtres d'arrêt empêchant la haute fréquence de fuir par l'alimentation, des études minutieuses pour éviter la production d'harmoniques, la modulation en fréquence, le glissement de fréquence, le blocage aux fréquences élevées, sans compter la pièce principale qui est l'atténuateur, très différent d'un simple potentiomètre. Et, si vous ajoutez à tout cela qu'un instrument qui se respecte doit avoir un cadran gradué directement en fréquences *stables* et une bande moyenne fréquence étalée, vous comprendrez aisément que le temps consacré à l'étude, aux essais, aux corrections, à la réalisation et à l'étalonnage serait mieux utilisé à faire du dépannage, dont le rapport paierait largement l'hétérodyne ou le générateur commercial qu'on finit toujours par acheter.

ONDEMÈTRE-VOLTMÈTRE A LAMPE

Cet appareil, qui n'est au fond qu'une lampe à volonté amplificatrice ou détectrice, réunit en un seul tous les petits appareils suivants (fig. 3) :

- a) Un voltmètre absolu sans débit aucun, à haute ou basse fréquence, ou à continu de zéro à 45 volts et d'impédance infinie ;
- b) Un ondemètre ;
- c) Un outputmètre à lecture directe ;
- d) Un détecteur HF pour toutes petites amplitudes ;
- e) Un indicateur de niveau sonore ou outputmètre avec amplificateur BF.

Le montage d'ensemble se résume au fond à ceci : une tension anodique (monophasée par valve 25 Z 5, par exemple) donnant 50 volts positifs, 4 ou 10 volts de polar normale (pour amplifier ou détecter) et 40 volts de superpolar réglables. En plus, une lampe qui marche soit en détectrice à coude de plaque avec un milli continu sur la plaque, soit en amplificatrice avec un milli à cuproxyde à la sortie.

Le matériel nécessaire se résume, en dehors des questions boîtiers et supports de lampe, à ceci :

Une valve 25 Z 5 ou 25 Z 6 ;

Un jeu de résistances pour la faire débiter ;

Un bon milli de zéro à trois avec un cuproxyde (l'ensemble des deux pouvant très bien être la boîte de contrôle universelle) ;

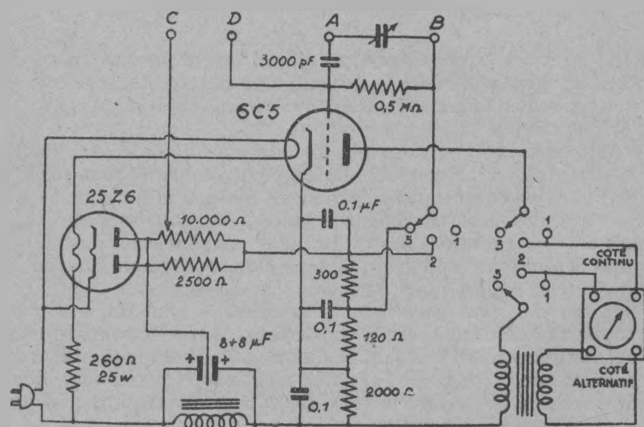


Fig. 3. — Ondemètre-voltmètre.

Un transfo de culasse de haut-parleur rapport 18 à 1 environ ;

Une petite self de filtrage de 20 henrys avec un bloc de deux chiquettes faisant 8 plus 8 ou davantage ;

Une lampe à chauffage indirect 6 C 5 ;

Un potentiomètre 10.000 ohms aussi précis que possible.

Le montage est fait selon la figure 3. On y voit un triple interrupteur à trois positions ; ce sont, en tournant dans le sens classique :

Voltmètre absolu ;

Voltmètre HF ou ondemètre ;

Voltmètre amplificateur BF.

Dans la première position, on prend comme bornes d'entrée celles

C et D, de sorte qu'on va d'une part à la grille, d'autre part au potentiomètre de 10.000 qui est gradué en volts de superpolarisation. L'interrupteur dans cette position a placé le milli continu dans la plaque de la lampe. La présence d'un enroulement de transfo couplé à travers le cuproxyde est sans effet aucun, les oxydes étant juste en polarité opposée. L'opération consiste à tourner le potentiomètre jusqu'à décollage de l'aiguille.

Dans la seconde position, le branchement du milli n'a pas changé, mais le voltage HF a été branché entre A et B. Or B est relié à un point du diviseur de tension qui fait juste une polarisation de 10 volts dont l'effet est de mettre la lampe à la naissance du courant plaque, en détectrice à coude. La graduation du milli de zéro à trois pourra donc servir d'étalonnage en volts détectés. La graduation sera étalonnée une fois pour toutes avec de l'alternatif brut par comparaison. Dans cette position, si l'on branche entre A et B, outre le condensateur variable, une bobine genre nid d'abeilles bien faite et lâchement couplée, on aura un ondemètre à pointe très précis.

Enfin, en position 3, l'interrupteur a supprimé le milli continu dans la plaque, et la lampe a sa grille reliée (via le point B) à une polar normale de 3 volts qui en fait une bonne amplificatrice débitant à travers le transfo dans le milli à oxyde.

L'important est de se souvenir que, la lampe 6 C 5 faisant 10.000 ohms de résistance interne et le milli en faisant normalement quelque chose comme 50, c'est un rapport d'adaptation de

$$K = \text{racine de } 10.000/50,$$

soit environ 14, qui convient. C'est à peu près ce qu'on trouve sur un haut-parleur de 15 ohms de bobine mobile destiné à aller derrière une triode BF de grande puissance (1.800 à 2.000 de ρ).

Le coefficient d'amplification est de 14; cherchons combien il faut mettre de volts pour faire un décibel. Le milli fait 50 ohms et exige 3 millis pour aller à bloc; c'est donc une puissance modulée de 0,45 milliwatt théorique soit, en tenant compte du rendement du transfo et du cuproxyde, une puissance modulée de 0,6 milliwatt, ce qui correspond au zéro décibel absolu de certains auteurs. Mais notre but est de faire un appareil gradué en volts et non en décibels. Nous rappelons que la lampe étant chargée à 100 p. 100, c'est-à-dire d'une charge égale à sa résistance interne, la puissance débitée pour un signal de $\bar{V}$ volts de crête est

$$P = 1/8 \text{ de } KSV^2.$$

D'où en renversant on tire que ($K = 14$ et $S = 1,4$) un demi-volt appliqué à la grille suffit pour pousser l'aiguille à fond. Il ne reste plus qu'à graduer le cadran. Pour cela, on marque 0,5 au bout et, comme la déviation de l'aiguille est comme le carré des volts, on divisera le cadran en 25 graduations égales et on marquera

La première	0,1 volt.
La quatrième	0,2 —
La neuvième	0,3 —
La seizième	0,4 —
La dernière	0,5 —

Bien entendu, ceci n'est valable qu'avec la lampe indiquée. Soulignons qu'il est possible de faire l'appareil avec quatre bornes et de lui raccorder au moment de l'emploi la boîte de contrôle universelle décrite plus haut.

Si notre contrôleur est différent de l'exemple choisi, il est bien facile de transposer. Supposons par exemple un instrument qui donne sa déviation totale pour 1 milliampère, avec une résistance de cadre de 120 ohms. Nous dirons encore :

$$K = \sqrt{10.000/120} = 9 \text{ environ.}$$

Notre milli exige, pour aller à fond, une puissance théorique $RI^2 = 120 \times 0,001^2 = 0,12$ milliwatt, soit 0,16 milliwatt en tenant compte des pertes dans le redresseur et le transfo. De la formule de la puissance d'une lampe chargée à l'optimum : $P = KSV^2/8$, dans laquelle $K = 14$ et $S = 1,4$ pour la lampe utilisée, nous tirons la valeur de la tension qui fera dévier l'instrument à fond :

$$V = \sqrt{8 P/K S} = \sqrt{\frac{8 \times 0,00016}{14 \times 0,0014}}$$

(car 0,16 milliwatt = 0,00016 watt, de même que 1,4 mA/V = 0,0014 watt par volt),

soit 0,25 volt.

Nous diviserons donc notre cadran en 25 divisions, et nous marquerons respectivement la première, la quatrième, la neuvième, la seizième et la vingt-cinquième : 0,05 — 0,1 — 0,15 — 0,2 — 0,25 volt.

OUTPUTMÈTRE

C'est encore notre contrôleur qui va nous servir. Il sera accompagné d'un régleur d'impédances pour l'adapter aux divers haut-parleurs et d'un atténuateur pour réduire dans un rapport donné les volts appliqués au voltmètre, c'est-à-dire pour retrancher un certain nombre de décibels. On branche donc derrière la source à mesurer un transfo d'adaptation à plots primaires destinés à marier la résistance de ladite source avec une résistance standard de 500 ohms formée d'un milliampèremètre ayant éventuellement une résistance en parallèle avec lui ; ce sera lui qui fera 500 ohms par exemple, ou bien le millien fera 2.000 et elle en fera 666. De toute façon, la déviation à fond demandera un certain nombre de watts égaux à

$$P = V^2/R,$$

V étant le voltage maximum sur le cadran. Si c'est un appareil de 3 volts, 18 milliwatts est le maximum lu, ce qui, d'après certains auteurs, fait trois fois le niveau sonore minimum audible considéré comme zéro db

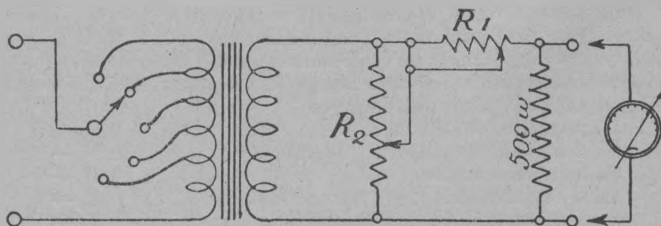


Fig. 4. — Outputmètre.

ou encore 4,7 db. On pourrait donc graduer comme suit le cadran (quel que soit l'appareil de mesure, pourvu qu'il fasse 500 ohms, lui et sa résistance d'utilisation en parallèle) [fig. 4].

Ceci fait une échelle de 10 décibels. Un atténuateur à plots, fait de deux jeux de résistances, permet de faire une réduction de volts dans un rapport donné et d'ajouter des décibels.

VOLTS	DÉCIBELS	VOLTS	DÉCIBELS
2,74	+ 2	0,69	— 4
2,17	+ 1	0,57	— 5
1,732	0	0,43	— 6
1,38	— 1	0,346	— 7
1,09	— 2	0,275	— 8
0,82	— 3		

PONT DE WHEATSTONE D'ATELIER

Voici un petit appareil robuste, précis, rapide, toujours prêt à servir sans étalonnage ni tâtonnement, et qui, par surcroît, n'est ni difficile, ni coûteux à monter. Il mesure les résistances de moins d'un ohm à plusieurs dizaines de mégohms, les capacités de 50 microfarads à 100 centimètres. Il est à lecture directe sur le cadran, il fonctionne sur le secteur sans tarage préalable, et son indicateur d'équilibre est un œil magique.

Principe. — Nous savons que, si l'on groupe quatre résistances comme l'indique la figure 5 et qu'on applique du courant aux bornes

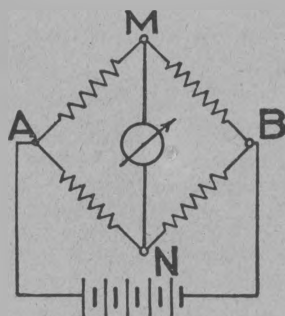


Fig. 5

A et B, un galvanomètre branché en M et N indique zéro quand les deux résistances du bas sont entre elles dans le même rapport que celles du haut. On dit alors que « le pont est en équilibre », parce que le galvanomètre est sur un véritable pont tendu entre M et N, et que ces deux points sont au même potentiel quand l'appareil indique zéro, c'est-à-dire quand le pont n'est parcouru par aucun courant.

Cet état d'équilibre se vérifie tout aussi bien quand la source qui alimente AB est alternative au lieu de continue. Il suffit de remplacer le galvanomètre par un casque, qui se tait quand l'équilibre est atteint. D'où un premier montage simple (fig. 6). Entre A et M, on met une résistance fixe connue, entre M et B une résistance variable (potentiomètre), dont le cadran est gradué de telle sorte que la manœuvre du bouton fait passer le rapport des deux résistances du haut par toutes les valeurs, depuis plus petit jusqu'à plus grand que l'unité. En bas, on place entre A et N la résistance à mesurer et entre N et B un jeu de résistances fixes connues de valeurs simples, autant que possible égales à 10, 100, 1.000, 10.000, 100.000, 1 million d'ohms.

Admettons que nous obtenions l'équilibre avec un rapport AM/BM égal à 3,6 et 10.000 ohms entre N et B. Cela signifie que la résistance mesurée fait 3,6 fois 10.000 ohms, ou 36.000 ohms. Notons que ce qui est vrai quand on met en bas deux résistances reste vrai quand on les remplace par deux capacités ou deux selfs, à la condition d'alimenter l'appareil avec du courant alternatif. Il suffit que ce soient des impédances de même nature et que leur rapport soit le même que celui des deux résistances du haut. Ainsi, le même outil nous servira indifféremment pour mesurer des résistances et des capacités. Il y a cependant une petite différence, c'est que le rapport des impédances de deux conda-

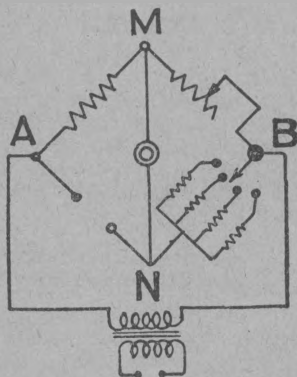


Fig. 6.

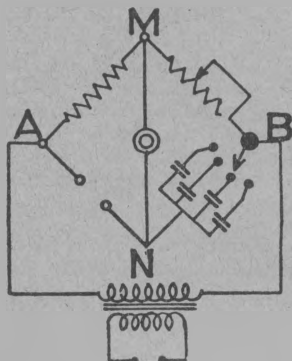


Fig. 7.

sateurs est le rapport *inverse* des capacités, ce qui fait que, si l'on met entre N et B un jeu de capacités étalons comme on avait mis les résistances, on aura cette fois lors de l'équilibre :

$C \text{ inconnu} = C \text{ étalon multiplié par rapport MB/AM (fig. 7).}$

On voit que toute l'astuce du pont réside dans le choix d'une résistance variable MB dont on connaisse bien le rapport à chaque instant avec l'autre résistance AM.

Valeurs à adopter.

Il faut d'abord un jeu de résistances étalons de 100, 1.000, 10.000, 100.000 ohms, 1 mégohm. Théoriquement, le rapport AM/MB devrait varier de 1 à 10 pour tout mesurer, mais, pour être plus sûrs, nous le ferons varier entre zéro et 2.000, et nous n'utiliserons pas toute la variation : c'est justement là toute la particularité du système. Notre potentiomètre sera logarithmique, et en principe de 2.000, mais les régions des bouts de 0 à 20 ohms et de 1.000 à 2.000 ohms sont à rejeter, de sorte que la plage utile, c'est le demi-cercle de 20 à 1.000 ohms, avec 140 au milieu. Le rapport AM/MB va donc varier entre $140 : 20 = 7$ et $140 : 1.000 = \text{un septième}$. On aura un cadran qui comportera deux graduations logarithmiques en sens contraire et se croisant sur le milieu du cadran avec le chiffre 1.

Au cas où le potentiomètre ne serait pas très exactement logarithmique au sens mathématique du mot, on trouvera toujours un point du cadran à marquer 1 (ou égalité), mais les graduations dans les deux sens ne seraient pas symétriques, ce qui ne présente aucun inconvénient.

Pour le jeu de capacités étalons, on pourra sagement adopter des valeurs bien étalonnées telles que : 0,1 microfarad, 40.000 centimètres, 4.000 centimètres, 400 centimètres.

— 185 —

Réalisation.

Nous donnerons à notre pont une allure plus professionnelle qu'à un châssis de T. S. F. Comme il n'y a qu'une lampe, la 6 C 6, nous n'aurons pas grand effort à faire pour la monter sur pilotis. L'ensemble aura la forme d'un pupitre en tôle en deux morceaux : le fond, avec les deux côtés et l'avant ; l'arrière et le dessus. Au premier morceau se raccordent : potentiomètre, pentode, œil magique, distributeur à plots. La disposition des éléments de contrôle à l'extérieur sera très simple : par derrière, le raccord au secteur ; par devant, la plaquette de raccordement des éléments à mesurer ; sur le pupitre, les boutons et l'œil.

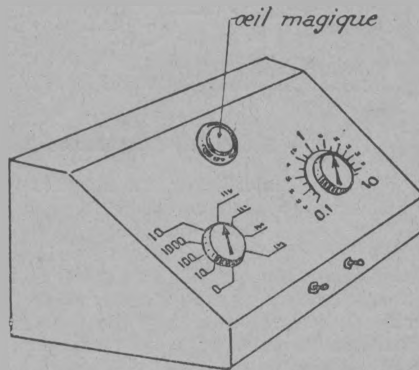


Fig. 10. — Vue du pont.

Précautions à prendre. — 1° Nous n'avons pas de craintes d'accrochage puisqu'il n'y a pas de haute fréquence, donc le montage interne peut être un peu serré. Mais il ne faut pas oublier que nous détectons du 50 périodes avec un appareil alimenté lui-même à 50 périodes : si le filtrage n'est pas parfait, nous aurons un ronflement qui se détectera lui-même, et l'œil magique sera perpétuellement excité, si bien que nous n'aurons jamais la position d'équilibre. Donc, filtrage rigoureux, tout comme pour un gros poste.

2° La cathode et l'écran doivent être sérieusement découplés pour la même raison. Mettre 0,5 microfarad au moins à chaque électrode.

3° Ne pas oublier que, si on veut de la précision, il faut obtenir un clignement d'œil vif et net. Pour cela, choisir un tube à faible recul de grille, tel que EM 1. Ensuite, tout en observant les valeurs du schéma, il faut comprendre qu'entre deux lampes il peut exister un petit écart, que les résistances ne font pas toujours le chiffre indiqué et que, par conséquent, le potentiel plaque de la 6 C 6 (donc le V_0 de l'œil) peut varier d'un ou deux volts, de sorte qu'au moment de l'équilibre l'œil, au lieu d'être grand ouvert, peut être à moitié fermé. Il faut donc avoir soin, le condensateur de découplage étant déconnecté, de tâtonner légèrement sur la valeur de la résistance plaque de la 6 C 6 jusqu'à avoir un œil bien ouvert.

On notera que le sens dans lequel marche l'œil est le suivant : un déséquilibre du pont se traduit par un signal à l'entrée de l'amplificateur. Comme celui-ci détecte par la grille, le signal a pour effet d'abaisser le courant plaque de la 6 C 6, donc de remonter son potentiel, par suite l'œil fonctionne en sens inverse et devient obscur. Donc, le déséquilibre se

traduit par l'obscurité et le passage sur l'accord par l'éclairement maximum, tout comme dans un récepteur.

Dernière remarque: Si on n'a pas bien filtré, on observe ceci: en dessous de l'accord, l'allumage de l'œil se fait assez progressivement et, au-dessus de l'accord, l'extinction est brutale. Cette dissymétrie

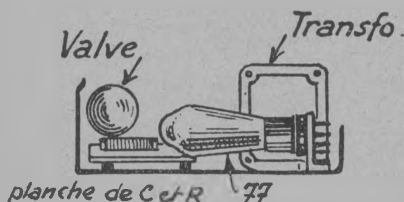


Fig. 11. — Montage du bâti inférieur.

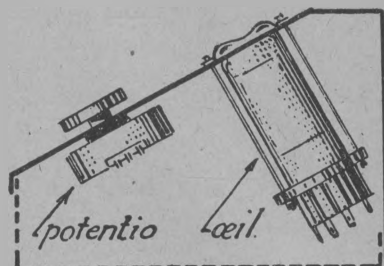


Fig. 12. — Montage du bâti supérieur.

entraîne instinctivement à voir le maximum à côté de l'endroit où il est réellement. Cela tient à ce que, d'un côté de l'équilibre et de l'autre, les potentiels nés dans la diagonale de pont sont en sens inverse. A gauche de l'accord, ils sont d'une certaine phase et, à droite, de phase opposée; si bien que, d'un côté, le ronflement de filtrage et le signal sont en phase et s'additionnent, tandis que, de l'autre, ils sont en opposition de phase et se retranchent, d'où la dissymétrie signalée plus haut.

Les lecteurs qui ont été nourris avec des racines carrées sur une table de logarithmes remarqueront, avec une joie intense, que, si le potentiomètre est bien logarithmique, la courbe d'allumage et d'extinction suit exactement l'allure d'une courbe de résonance.

ESSAYEUR-BUZZER AU NÉON

Voici maintenant un petit appareil ultra-bon marché, mais qui vaut son pesant de francs-papier. C'est tout simplement une lampe au néon que vous montez à l'intérieur d'une petite boîte, avec une ouverture protégée par une visière pour voir sa luminescence dans la pénombre. La boîte contient en outre les organes très simples qu'indique le schéma: un condensateur variable, 0,5 ou mieux 1/1.000 à lames rondes, un de ces bons vieux condensateurs du temps des galéneux à fonds de panier; une résistance variable, faite avec un potentiomètre de haute valeur ohmique, court-circuitable à fond de course; un vieux transformateur basse fréquence; un inverseur unipolaire G, qui sera très avantageusement à poussoir, genre bouton de sonnette; enfin, quelques douilles et bornes. C'est tout.

On connaît le principe du buzzer au néon: un condensateur C se charge sur une source continue, à travers une résistance freinante R. Sa tension s'élève, jusqu'à atteindre la tension d'amorçage de la lampe au néon, soit environ 100 volts. A ce moment, il se décharge dans la lampe, et cela recommence. La fréquence des décharges est d'autant plus grande que R et C sont plus faibles, à tension d'alimentation égale. Le secondaire du transformateur devient le siège d'oscillations de relaxation qui, pour n'être pas sinusoïdales, n'en feront pas moins chanter fort confortablement un écouteur de téléphone, ou un haut-parleur à

trompette de nos grand'mères. On règle sa note en agissant sur C et sur R. Les bornes D et E ont été prévues pour recevoir des résistances et

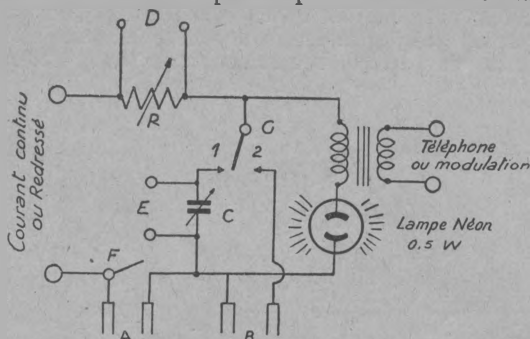


Fig. 13. — Essayeur-buzzer à néon.

des capacités fixes d'appoint, afin de disposer d'une grande souplesse pour les multiples usages de l'appareil. Le bouton G est normalement dans la position de la figure : ce n'est qu'en poussant qu'il prend l'autre position. La clef F est normalement fermée. Aux bornes du secondaire, on peut prélever de l'alternatif à la fréquence voulue pour moduler une hétérodyne, essayer un amplificateur, alimenter un pont à fréquence aiguë, etc. Si l'on préfère du courant continu modulé, il n'y a qu'à ouvrir F et se brancher en A.

Ouvrons F et branchons des pointes à tâter en A : nous voici en possession d'une sonnette à courts-circuits. Un court-circuit larvé agira comme une résistance en série avec R, et la hauteur du son changera. Un isolement défectueux entre les deux pointes produira des éclairs d'autant plus rapides que l'isolement est mauvais, en même temps que monte la hauteur du son. En court-circuitant tantôt F, tantôt D, on arrive très bien à comparer une résistance mise en A avec la résistance R, ou R avec les résistances d'appoint mises en D. Les résistances changeantes, comme les mauvais contacts, produisent des éclats variables de la lampe et des variations de son.

Branchons maintenant un condensateur à essayer en B, soit par pinces crocodile, soit par pointes à tâter. Agissons alternativement sur G, tout en modifiant la capacité de C, au besoin en mettant des capacités d'appoint en E si la capacité à essayer est forte. On arrive ainsi à obtenir la même note dans les deux positions de G : à ce moment, les capacités sont identiques. Pour les fortes capacités, la fréquence des éclairs peut être tellement basse qu'on n'entend rien, mais il suffira de compter les éclairs avec une montre trotteuse. Un bon condensateur donnera des éclairs francs avec R très fort. Si on n'obtient qu'une faible lueur, l'isolement est mauvais.

En essayant des électrolytiques, il faut bien faire attention de les brancher suivant leur polarité et de ne pas mettre 100 volts à des électrolytiques qui ne peuvent les digérer. S'ils produisent des éclairs trop rapides, il faut les rejeter, car ils ont des fuites importantes.

Il y a mille et une autres manières de se servir de ce petit appareil, et on ne tardera pas à les découvrir quand on l'aura essayé. Par exemple, mettez un 2 microfarads en série avec R, l'inverseur G en position 2, des pointes à tâter en A : et voilà une simple sonnette à néon alimentable en alternatif, pour vérifier les contacts imparfaits, les résistances parasites, etc.

LAMPEMÈTRE

Que voilà donc un titre pompeux pour l'appareil que nous allons décrire ! Ce n'est pas un de ces prestigieux lampemètres du commerce, qui mesurent la pente, le courant inverse de grille et bien d'autres choses encore. Mais, dans sa simplicité, il rendra bien des services au petit commerçant comme au dépanneur.

Cet appareil, dont la première réalisation fut faite par notre ami Jean Schérer, est évidemment susceptible de développements, suivant les besoins de chacun. Son schéma est donné par la figure 14.

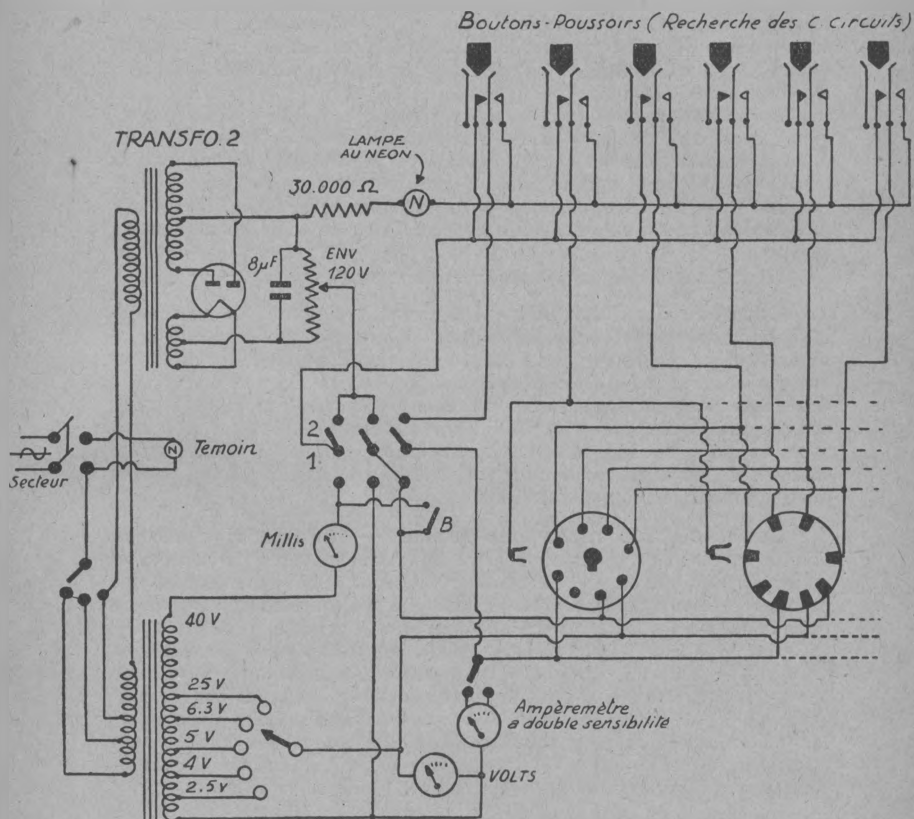


Fig. 14. — Lampemètre pour essais mauvais contacts, courts-circuits et affaiblissement de l'émission électronique.

On voit qu'il se compose d'un redresseur rudimentaire, d'un transformateur capable de donner les tensions alternatives d'alimentation de filament des principales lampes et valves américaines et européennes (2,5, 4, 5, 6,3, 250 volts), plus une tension de 40 volts environ, d'un milli-ampèremètre de 5 à 200 milliampères (qui peut être le contrôleur universel), d'un ampèremètre alternatif bon marché à palette mobile (de 0 à 3 ampères environ, provenant par exemple d'un vieux chargeur d'accus),

de six inverseurs unipolaires à poussoir, d'une lampe au néon « mignonnette », et enfin de tous les types de sockets possibles et imaginables, si on veut un appareil bien complet (mais on peut se limiter aux types les plus courants pour commencer). Le reste n'est que câblage et pièces courantes, dont un inverseur tripolaire, un commutateur trois positions, une lampe au néon témoin de secteur. Si l'on veut bien faire les choses, on agrémentera l'appareil d'un vieux voltmètre alternatif à palette mobile comme l'ampèremètre, capable de lire de 2 à 50 volts.

Le câblage n'offre aucune difficulté. Il peut être serré, puisqu'il n'y a pas de haute fréquence. Nous n'avons figuré, pour la clarté du dessin, qu'un culot européen et un américain, mais il est évident qu'on en mettra davantage. Toutes les électrodes de même fonction seront réunies entre elles par un fil commun : donc, toutes les cathodes seront réunies, toutes les grilles, toutes les plaques, etc. Les lignes pointillées indiquent les connexions omnibus.

En passant, notons qu'il est très avantageux, si l'on veut du travail bien fait et une extension facile à l'avenir, de faire le lampemètre en deux panneaux : l'un qui ne comprendra que les culots et les connexions omnibus, l'autre qui portera tout le reste. On les réunira l'un à l'autre par une prise à huit broches ou davantage. De cette façon, il est très facile d'ajouter ou de retrancher des culots et de tenir le lampemètre à jour.

Examinons maintenant son fonctionnement.

Coupure du filament. — Inverseur : position 1. Le voltmètre indique la tension correcte, la coupure est indiquée par la paralysie de l'ampèremètre. Si la coupure n'est pas franche, l'ampèremètre oscille ou indique un courant qui ne correspond pas aux catalogues. L'essai doit durer assez longtemps pour échauffer les électrodes. A ce moment, il peut arriver que la coupure se produise par alternances. Frapper la lampe avec un petit maillet élastique formé d'une gomme à effacer molle emmanchée sur une lame flexible ou un ressort à boudin, afin de révéler plus sûrement les coupures indécises.

Court-circuit entre électrodes. — Inverseur : position 2. Comme le précédent, cet essai doit être fait à chaud, avec percussion au maillet élastique si on a le temps, car bien des ferraillements dans les postes récepteurs n'ont d'autre origine qu'un court-circuit imparfait variant sous les vibrations du haut-parleur.

Tant qu'on ne pousse pas sur un bouton, toutes les électrodes sont réunies à + 120 volts environ. En appuyant sur un bouton, l'électrode correspondante quitte le + 120 et est réunie au négatif par l'intermédiaire d'une lampe au néon. Si cette électrode touche l'une quelconque des autres, la lampe s'allume. Attention ! La cathode doit toujours être positive, et les lampes doivent avoir une résistance de protection commune de 30.000 ohms environ, comme l'indique le schéma.

Affaiblissement. — Inverseur : position 1. Le principe de cet essai consiste à faire fonctionner la lampe comme valve, en réunissant toutes les électrodes opposées à la cathode ou au filament et en appliquant une tension de 40 volts maximum entre la cathode et les autres électrodes. Le courant redressé obtenu est mesuré par le milliampèremètre. On mesure le courant cathodique, qui est proportionnel à la puissance d'émission de la lampe, donc à son état de fraîcheur. Ce courant cathodique est du reste sensiblement proportionnel à la pente de la lampe, et il varie avec elle. Il importe de ne pas dépasser 40 volts, sous peine de « pomper » en quelques instants les cathodes des lampes à oxydes et surtout les filaments thoriés.

L'inverseur étant dans la position indiquée, la cathode (ou une extrémité du filament dans les lampes à chauffage direct) est réunie à l'extrémité inférieure du transformateur 1, tandis que l'ensemble des autres électrodes est réuni à l'autre extrémité, marquée 40 volts. Remarque que, dans le cas de lampe à cathode, on a bien 40 volts entre cathode et les autres électrodes, mais, s'il s'agit d'une lampe à chauffage direct, la différence de potentiel alternative n'est plus que de 40 volts moins la moitié du courant de chauffage. Dans ces conditions, on trouvera, au milliampèremètre, des lectures qui seront très approximativement : 4 milliampères pour lampes à filament de tungstène pur, 20 milliampères pour lampes à filament thorié ou à oxydes, 40 à 50 milliampères pour lampes à cathode à chauffage indirect. Mais l'appareil ne rendra les services complets qu'on peut en attendre que si on l'étalonne, car il est bien évident qu'une lampe telle que la EL 5 ne donnera pas la même lecture qu'une AR 4100. L'étalonnage se fera avec des lampes neuves, choisies dans les différentes catégories, ayant la même consommation en watts au filament et le même mode de chauffage : on peut admettre que le courant obtenu à l'essai de quelques types est valable pour les autres lampes de même catégorie. On admettra une tolérance de + ou — 15 p. 100 pour des lampes neuves. Un affaiblissement de 25 p. 100 laisse une lampe encore passable. Au-dessous, la lampe est douteuse. Remarquez que ce courant dépend de la tension, tant au chauffage qu'entre cathode et autres électrodes ; d'où l'utilité du voltmètre et du transformateur à prises multiples ou primaire pour opérer toujours dans les mêmes conditions.

Perte de vide. — Une faible perte de vide se décèle par l'ionisation des quelques molécules de gaz rentré : le courant mesuré au milliampèremètre est très supérieure à sa valeur normale, compte tenu du vieillissement de la lampe. L'espace entre les électrodes se colore en bleu, d'autant plus que la rentrée est plus importante (cas de CO_2) ou en rose (cas de rentrée d'air). Si la lueur est intense, la rentrée d'air provoque un véritable court-circuit. Si cette rentrée d'air est plus importante encore, il ne passe plus de courant entre électrodes, car l'ionisation cesse. Quand l'apparence de l'ampoule change — dépôt de getter à l'intérieur du ballon qui devient sale, taché ou opalin — il y a une fêlure, même si elle est invisible.

Microphonie ou effet Larsen. — Inverseur : position 1. En tapant légèrement sur la lampe avec le marteau élastique, on ne doit pas voir dévier l'aiguille du milliampèremètre. Dans le cas contraire, il faut soupçonner de mauvais contacts ou une vibration des électrodes (surtout dans les lampes d'anciens modèles) ; une telle lampe peut encore être utilisée, soit en la changeant d'étage, soit en la changeant de poste.

Fuite entre cathode et filament. — Inverseur : en l'air (ni position 1 ni position 2). On appuie sur le bouton B, ce qui a pour effet d'appliquer une quarantaine de volts entre la cathode et le filament, avec interposition du milliampèremètre (qu'on aura réglé sur une faible sensibilité pour commencer). La présence d'un courant entre cathode et filament est décelée par une déviation de l'aiguille, et il est facile de connaître la résistance du passage. Ce défaut se traduit en réception par un ronflement de secteur, des craquements parasites, etc.

Courant inverse de grille. — Une lampe qui présente un courant cathodique total (essai d'affaiblissement) *plus fort* qu'une lampe de même type neuve doit être soupçonnée de vide imparfait. Dans les lampes de sortie principalement, ce phénomène peut aussi déceler la naissance d'un courant de grille, qui augmente quand la grille s'échauffe.

La grille agit alors comme une cathode supplémentaire et elle perd une partie de ses propriétés de commande du flux électronique. Il se traduit en écoute par une déformation de la reproduction, qui se produit après quelques minutes, de façon insensible.

Pour le déceler, on alimente la lampe normalement (par exemple avec des fils volants et des pinces crocodile) en intercalant (fig. 15) :

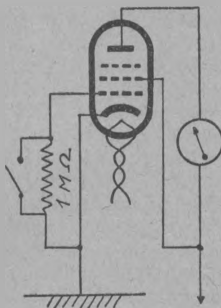


Fig. 15. — Essai du courant inverse de grille (pentode finale).

1° Une résistance de 1 à 10 mégohms, court-circuitable, dans la grille ;

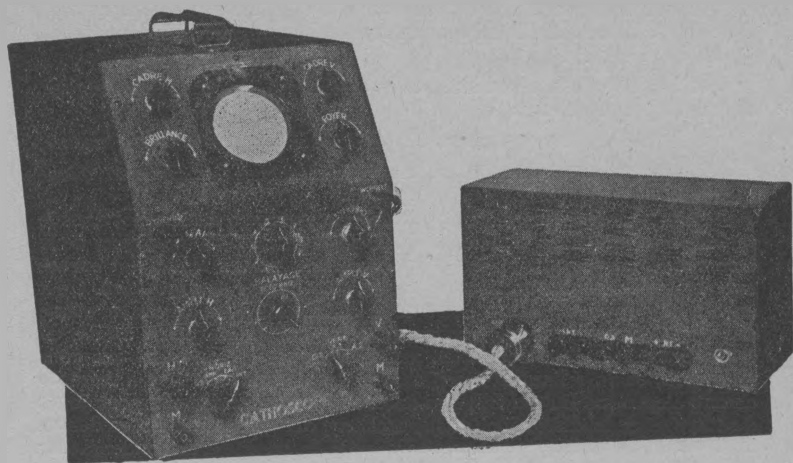
2° Un milliampèremètre dans la plaque.

Si la lampe présente un courant inverse de grille, on voit le milliampèremètre monter peu à peu, pour retomber à sa valeur normale quand on court-circuite la résistance intercalée dans le circuit grille. On calcule la valeur du courant grille par la formule :

$$\text{Courant grille} = \frac{\text{différence entre les deux lectures du milliampèremètre.}}{\text{pente de la lampe} \times \text{résistance intercalée}}$$

Si le courant grille dépasse 1 micro-ampère, il faut rejeter la lampe.

Pente. — L'essai de la pente statique est simple : on alimente la lampe dans les conditions normales indiquées par le catalogue. On met un milliampèremètre dans le circuit anodique. On applique à la grille la tension moyenne normale de service, et on lit le milliampèremètre. On fait varier le potentiel de grille de 1 volt : la différence de lecture du milliampèremètre indique la pente statique pour le potentiel de grille égal à la moyenne des deux potentiels appliqués.



CONSTRUISONS NOTRE OSCILLOSCOPE

Un oscilloscope, et pourquoi faire ? diront beaucoup de dépanneurs.

C'est entendu : on peut dépanner sans oscilloscope, de même qu'on arrive à soigner les phtisies sans rayons X. Nous avons bien vu des dépanneurs qui s'enorgueillissent de travailler sans contrôleur, avec un simple voltmètre à 500 ohms par volt pour tout potage ! Heureusement, l'espèce se raréfie de plus en plus.

Il suffit d'avoir manipulé une fois les boutons d'un oscilloscope pour comprendre tout ce qu'on perd quand on s'en prive. C'est l'appareil quasi universel, la machine à faire voir l'invisible, le cinéma de la radio, le détective infailible qui résout les problèmes les plus compliqués. La somme de temps qu'il fait gagner est considérable et paie largement son prix d'achat en peu de temps.

Son champ d'emploi.

Il faudrait un gros bouquin pour indiquer les applications possibles de cet extraordinaire outil. Bornons-nous à en donner quelques-unes :

1. Voltmètre HT absolu sans aucune consommation pour tous les courants, du continu à la haute fréquence.
2. Fréquencemètre étalonnable.
3. Étude des formes de courants : redressement, filtrage, ronflement, secteurs impurs, relaxation, etc.

4. Étude des oscillatrices, rendement d'une changeuse de fréquence, étude de la distorsion, des harmoniques, de la modulation, des déphasages, Q des bobinages.

5. Réglage de la résonance, de la sélectivité, des bandes passantes, des filtres de toute nature.

6. Dépistage des parasites, vision de leur forme et de leur nature.

7. Mesure et comparaison de deux phénomènes examinés en même temps.

Dans le domaine réglage des postes, on en trouvera l'emploi dans le réglage des bobinages, dans celui de la polar de l'oscillatrice, celui de la commande unique, à la sélectivité et au réglage des MF. C'est encore avec lui qu'on mettra au point la diode, l'antifading et son retard. C'est encore lui qui vous dira s'il passe de la HF dans les fils du retour masse découplés. Quand vous accrochez violemment, que le poste oscille de façon bruyante, c'est une sonde au bout d'une tige de verre qui vous indiquera, en la reliant à l'oscilloscope, les endroits où il y a fuite de champ électrique HF ou BF. Lui encore que vous appellerez pour juger du filtrage, de la distorsion, de la surcharge des grilles BF. Et, en dehors du dépannage, vous apprendrez vite à « voir » la qualité d'un condensateur d'après la courbe de décharge sur l'écran, à juger de la capacité d'un organe ou même d'une grille de lampe par l'ampleur du kick ou secousse que prend le spot quand vous le déchargez avec votre doigt, etc... Des douzaines de petites applications vous viendront d'elles-mêmes à l'esprit.

Et nous ne parlons pas de l'étude des mécanismes, des mauvais contacts, de la mesure des vitesses, des pressions, des pertes, d'un cycle d'hystérésis, du fonctionnement des vibrateurs, etc. La liste s'allongerait indéfiniment.

NOTRE OSCILLOSCOPE

Un oscilloscope simplement correct, avec une base de temps toute simple à thyatron, coûte une bonne somme. Voyons donc à construire le nôtre.

Ferons-nous un appareil bien compliqué ou nous contenterons-nous d'un engin rudimentaire avec un tube microscopique ? Ni l'un ni l'autre, évidemment.

La première extase passée, on se lasse vite de l'appareil-joujou bricolé en hâte. Pendant que nous y sommes, allons-y pour un véritable outil de travail qui constituera un des plus beaux ornements de notre laboratoire et nous « posera » aux yeux des clients. Bien mieux : si nous y apportons le soin nécessaire, il sera supérieur à beaucoup d'appareils commerciaux. Il aura en effet :

- Un tube donnant une image de 75 millimètres de diamètre ;
- Réglages de brillance, de foyer, de cadrage horizontal et vertical, de largeur de balayage, d'amplification dans les deux sens et de synchronisation ;
- Balayage par base de temps linéaire à dents de scie à très large gamme ;
- Synchronisation intérieure ou extérieure ;
- Ampli horizontal ;
- Ampli vertical linéaire à large bande, deux étages, permettant l'examen jusqu'à plus de 1 Mc/s.

Comme on voit, ce n'est pas précisément un jouet.

● Nous devons cependant prévenir honnêtement les amateurs que la construction de notre « cathoscope » dans toute son ampleur va mobiliser

quelques lampes, plus quelques semaines de travail à moments perdus. Elle exige plus de soin et d'attention que le montage d'un super, surtout si on veut que les amplis « montent en fréquence », et un balayage à large gamme. Pour l'entreprendre avec succès, il faut déjà posséder une certaine habitude du montage et surtout *savoir travailler proprement*, en fignolant amoureusement les détails sans être trop pressé d'avoir fini.

UN « MECCANO » CATHODIQUE

Les oscilloscopes du commerce sont des ensembles monoblocs qui réunissent sous un même capot l'oscillo proprement dit et ses alimentations. C'est la mode, mais il y a quelques inconvénients.

D'abord, le poids et l'encombrement ! Celui du laboratoire de l'auteur pèse 24 kilogrammes, et on ne le déplace qu'après avoir mangé du cheval. Il occupe à poste fixe une place précieuse sur la table de travail. D'autre part, il a beau être « monobloc », cela n'empêche pas de devoir lui adjoindre, le cas échéant, des accessoires tels qu'un commutateur électronique et un « wobbler » ou modulateur de fréquence. Enfin — *last but not least* ! — la réunion du tout sur un même châssis a demandé au constructeur une étude approfondie du placement des organes pour réduire au minimum l'influence des champs magnétiques de fuite sur le rayon cathodique, plus l'utilisation de transfos spéciaux à faible induction — donc lourds et coûteux, — plus l'emploi d'un blindage en mu-métal, assez cher et difficile à trouver.

Alors, vous voyez bien que nous tournerons le dos à la mode et que nous diviserons carrément notre appareil en deux éléments : l'oscilloscope et l'alimentation, réalisant celle-ci sur un châssis spécial qui sera placé assez loin de l'oscilloscope, auquel nous le relierons par un câble multiple avec douille et fiche *ad hoc*. Grâce à cette disposition, nous obtiendrons sans difficultés une trace fine et nette sur l'écran, nous n'aurons pas besoin de transfos à basse induction, pas plus que de blindage en mu-métal, et notre appareil devient remarquablement compact et léger. Sa profondeur est réduite à 32 centimètres et son poids à 4 kilos et demi. On le pousse d'une main sur l'établi comme une vulgaire hétérodyne, il laisse toute la place pour travailler et on s'en sert beaucoup plus souvent. Ajoutons que la boîte d'alimentation, rendue autonome, fournira désormais les tensions redressées et filtrées, ainsi que la tension de chauffage, pour alimenter d'autres appareils ou un récepteur en panne, sans compter une tension continue de plus de 1.500 volts pour l'essai des condensateurs. Une série de bornes de sortie est prévue à cet effet.

● L'appareil définitif comporte donc son tube cathodique, plus son alimentation, qui exige deux lampes, plus sa base de temps à trois pentodes, plus ses deux amplis qui en demandent trois autres. Cela fait sept lampes de réception, plus le matériel de liaison : plusieurs potentiomètres, trois commutateurs, résistances, capacités et le reste...

Mais rassurez-vous ! Nous pouvons faire comme les gosses qui jouent à Meccano. On commence par acheter la boîte n° 1, on s'amuse bien avec elle, puis on complète quand la tirelire le permet.

Rien ne nous empêche de prévoir les châssis de l'appareil complet, tout en débutant par la boîte n° 1 de notre Meccano. Pour commencer, nous ferons la boîte d'alimentation définitive. Nous continuerons par un oscillo simplifié, réduit au tube cathodique avec une base de temps à thyatron. Plus tard, nous lui ajouterons l'ampli vertical, puis l'horizontal, et enfin nous pourrions perfectionner la base de temps. Plus tard encore, il sera même possible d'attaquer les plaques en push-pull, mais ceci est une autre histoire...

C'est pourquoi, dans les lignes qui suivent, nous donnons le schéma de l'appareil en éléments juxtaposables.

CARACTÉRISTIQUES DU CATHOSCOPE

A part le tube cathodique, l'oscilloscope ne comprend que du matériel rigoureusement standard que les dépanneurs utilisent journellement. Pas besoin de transfos spéciaux, ni de lampes introuvables, ni de pièces plus ou moins américaines. On peut même, à la rigueur, utiliser un vieux châssis, quitte à faire des trous supplémentaires ; mais nous conseillons vivement de faire du neuf aux cotes indiquées, ce qui n'est pas bien difficile en procédant comme il est écrit.

Et, surtout, pas besoin de tensions excessives qui exigent des précautions spéciales et des condensateurs coûteux et encombrants. Nous utiliserons en effet le tube le plus répandu sous diverses appellations : 906 RCA, ou Sylvania, ou de toute autre marque. Celui qui a servi à l'établissement de la maquette est du même type, c'est le C 75 S Mazda, dont voici les principales caractéristiques :

Longueur avec broches : 31 centimètres. Culot octal.

Diamètre de l'écran : 7,5 centimètres.

Chauffage : 6,3 volts-0,8 ampère.

Tension anode maximum (canon).....	1.200 volts.
— écran maximum (lentille).....	400 —
— grille (Wehnelt) maximum.....	55 —
— déflectrice maximum.....	600 —

Voici quelques types de réglages :

Canon.....	1.200	1.000	800	600 volts.
Lentille	400	285	230	170 —
Sensibilité(en milli-	0,27	0,33	0,41	0,55 horizontal.
mètres par volt).	0,29	0,35	0,44	0,58 vertical.

On voit que la sensibilité est d'autant plus grande que les tensions utilisées sont moins élevées, ce qui est fort intéressant. Le seul avantage

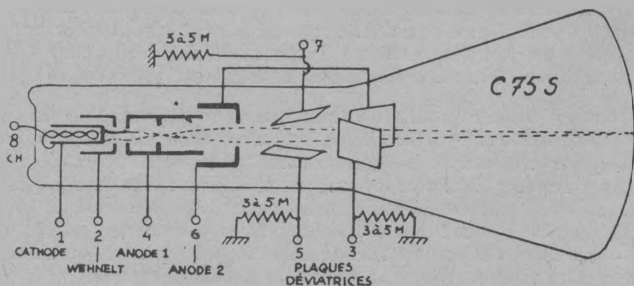


Fig. 1. — Le tube employé et ses électrodes.

qu'il y aurait à utiliser de hautes tensions serait une grande luminosité du spot, que nous avons justement intérêt à éviter (puisque nous n'avons pas l'intention de photographier les images), car un spot très lumineux signifie fatigue du tube. Au contraire, il faut toujours travailler avec le spot le moins lumineux possible, et c'est pourquoi 700 à 900 volts au

canon seront largement suffisants. Il faudra même diminuer la luminosité par la commande prévue pour cela.

En comparant le tube C 75 S avec le 906 américain, on voit que les caractéristiques sont les mêmes, les tubes sont donc interchangeables. Les seules différences sont les suivantes :

— Le C 75 S est chauffé sous 6,3 volts-0,8 ampère, tandis que le 906 est chauffé sous 2,5 volts-2,1 ampères.

— Le C 75 S n'a qu'une plaque de déviation horizontale réunie à l'anode, tandis que le 906 a une plaque verticale et une horizontale réunies intérieurement à l'anode. Ce C 75 S permet donc l'attaque en push-pull des plaques de déviation verticales, faculté que nous n'utiliserons du reste pas pour le moment, afin de ne pas mobiliser une lampe de plus. Nous réunirons également une des plaques verticales à l'anode, si bien que les deux tubes sont équivalents pour le montage du cathoscope.

— Le C 75 S a un culot octal, tandis que le 906 a un culot à sept broches.

On voit qu'à part le chauffage un tube vaut l'autre.

● Nous n'aborderons pas ici la théorie du tube cathodique (1), supposée connue du lecteur, et nous nous bornerons à rappeler que l'emploi le plus courant de l'oscillographe consiste à appliquer le signal à observer

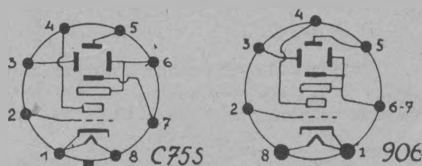


Fig. 2. — Culotage des tubes cathodiques C 75 S et 906.

entre les plaques verticales, pendant que les plaques horizontales reçoivent une tension croissante qui revient brutalement à zéro suivant une cadence déterminée (oscillations de relaxation en dents de scie). Pour certaines applications, telles que les figures de Lissajous, ces oscillations de relaxation sont remplacées par une tension sinusoïdale appliquée aux plaques horizontales, directement ou après amplification, si bien que notre cathoscope complet comprendra, en plus de sa boîte d'alimentation :

1° Le tube cathodique avec ses réglages de foyer, de brillance et de cadrage vertical et horizontal ;

2° La base de temps, chargée de produire les oscillations de relaxation du balayage horizontal ;

3° Un amplificateur vertical linéaire à deux étages, à large bande, permettant d'observer les faibles signaux qui, sans lui, ne donneraient que des déviations sans intérêt du spot sur l'écran ;

4° Un amplificateur horizontal à un étage, la tension extérieure appliquée aux plaques horizontales étant le plus souvent assez élevée pour se passer d'une grande amplification.

Pour commencer, nous monterons soigneusement le tube, ses réglages et la base de temps, tout en mettant déjà en place les autres commandes sur le panneau avant et les supports de lampes des ampli-

(1) Voir « L'Optique électronique » dans le *mémento* Tungram tome III, qui fait suite à celui-ci.

ficateurs sur le châssis. La figure 3 montre le cathoscope parvenu à cette étape. Tel quel, il permet la plupart des observations courantes en dépannage. On peut lui reprocher parfois une déviation verticale trop faible quand le signal d'entrée est minuscule, mais il marche très bien.

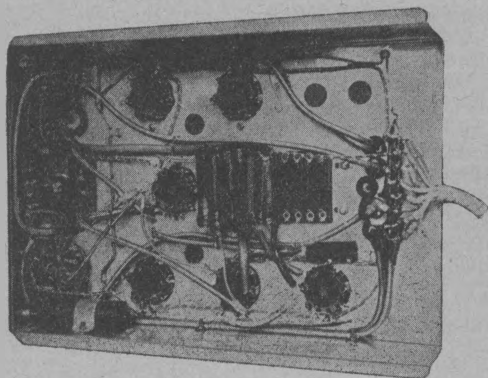


Fig. 3. — Le cathoscope à mi-chemin.

Le tube cathodique et la base de temps à pentodes sont câblés. L'appareil fonctionne, mais la place est prévue pour ajouter ultérieurement les amplis.

Dès qu'on aura bien fait connaissance, on le complétera par l'ampli vertical, puis éventuellement par l'horizontal.

Ceci vu, passons aux travaux pratiques.

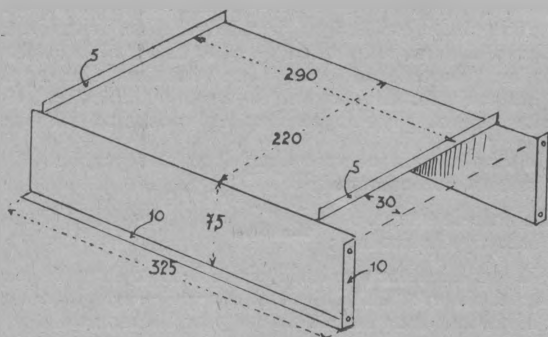


Fig. 4.

L'ALIMENTATION

Pour les besoins de notre labo, nous avons réalisé l'alimentation sur un tout petit châssis : 30×13 centimètres seulement, hauteur 4,5 centimètres. Mais il n'est pas interdit de se donner un peu plus d'espace, ce qui facilitera le câblage.

Le châssis de l'alimentation est en aluminium de 1 millimètre d'épaisseur. Ce métal, très décrié, mérite d'être réhabilité : il est propre, ne rouille pas, se travaille avec facilité, se trouve aisément. Un seul inconvénient : il se soude difficilement, — alors, on en est quitte pour ne pas souder, on rive ou on boulonne, et cela va tout aussi bien. Reste l'écueil des prises de masse : nous l'avons évité en faisant courir, tout autour des châssis et du panneau avant, un gros fil de cuivre étamé rivé de place en place avec de solides rivets de 3 en alu, puis dégagé de 1 millimètres environ du châssis pour permettre les soudures. C'est, en somme, ce gros fil qui est la « masse » et qui prend contact avec le châssis aussi souvent qu'il le peut.

Mais il faut que nous vous parlions un peu du travail de l'aluminium. Il se coupe à la cisaille, ou de préférence à la scie, qui le laisse plan. Les lignes de pliage sont marquées le long d'une règle métallique, à l'aide d'un outil bien pointu et fortement appuyé, pour laisser un sillon, et la feuille est pliée le long de ce sillon, qui doit se trouver à l'intérieur du pli. Le pliage se fait ainsi sans difficultés et sans cassures. Il doit se faire d'un seul coup, comme une porte qui roule sur ses gonds, sinon vous n'aurez pas des surfaces planes. Si vous ne pouvez les donner à plier à un tôlier ou un serrurier, procurez-vous deux morceaux de forte cornière

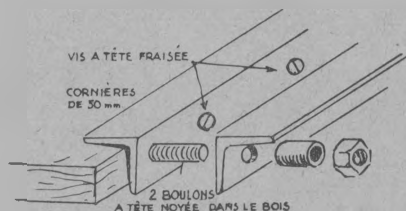


Fig. 5. — Un étau improvisé pour plier la tôle.

et faites-en une sorte d'étau à mâchoires parallèles, serrées aux deux bouts par deux boulons, avec 40 centimètres d'espace entre ceux-ci (fig. 5). Une cornière est fixée sur le devant d'un établi (la nôtre est encastrée à demeure sur le devant d'un établi de menuisier, sans débordement), l'autre y est adaptée quand le besoin s'en fait sentir — et vous pouvez croire qu'il se fait sentir souvent quand on a monté ce précieux outil !

Avec cet étau improvisé, les pliages les plus savants ne sont plus que jeux d'enfant. Vous pincez solidement votre tôle dans l'étau, le trait à l'affleurement d'une cornière, vous appliquez un bout de planche contre la partie qui dépasse, son bord contre le trait de pliage, et hardi ! vous poussez en rabattant le tout comme la porte d'un coffret, ce qui vous donne un pli impeccable, qui peut encore être accusé au marteau, en interposant une lame de métal pour éviter de laisser des marques.

Le châssis du cathoscope sera en tôle galvanisée mince, qui a quelques avantages comme écran magnétique, ou tout simplement en alu, comme celui de l'alimentation, avec un gros fil de cuivre rivé de place en place faisant prise de masse tout autour. Le châssis de la maquette est en alu (fig. 6).

● Reste à faire les trous : trous pour les lampes, fenêtres, trous du panneau pour le tube cathodique. Il y a plusieurs méthodes.

— Si vous avez un trépan, genre Dyna, à l'aide d'un petit trou vous en faites un grand. C'est assez pratique, surtout si l'on se sert d'une machine à percer pour faire tourner le trépan. On attaque le métal jusqu'à mi-épaisseur d'un côté, puis on termine de l'autre. L'outil doit tourner lentement, avec une faible avance.

— Le procédé courant consiste à tracer un cercle plus petit que le trou désiré, puis à frapper au pointeau le long de ce cercle une série de points distants de 5 millimètres, puis à percer autant de trous de 4 millimètres, puis à faire sauter la rondelle au bédane, puis à ébarber le trou

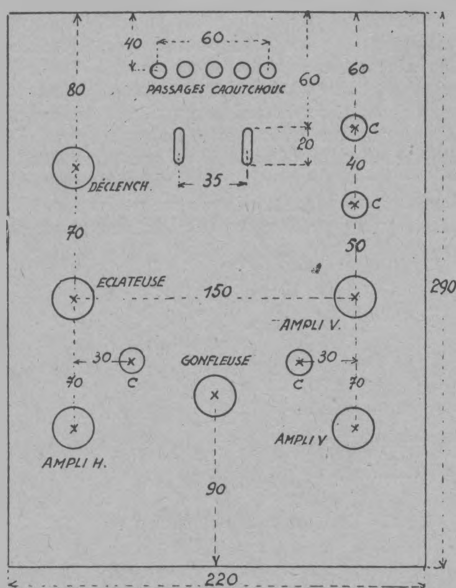


Fig. 6. — Cotes du plan supérieur du châssis qui porte les lampes, les chimiques, le tube cathodique et les condensateurs de balayage.

à la lime demi-ronde... C'est assez fastidieux, mais, comme l'écrivait notre ami regretté Marc Seignette, à raison d'un petit verre d'alcool tous les dix trous, on en voit joyeusement la fin.

— Personnellement, nous préférons découper tous nos trous, fenêtres de toutes formes, et même parties droites, à la scie à découper boefil munie d'une lame à métaux à fine denture. Cela demande une petite habitude vite acquise, les lames étant très fragiles ; mais cet outil universel devrait être maîtrisé par tous les dépanneurs, en raison des services inappréciables qu'il rend pour façonner toutes les matières en planches ou en feuilles. La coupe est tellement nette qu'elle ne demande, d'habitude, aucune retouche. La tôle reste rigoureusement plane. Signalons qu'on vend aujourd'hui des lames coupant dans tous les sens, comme le ferait une très fine lime queue-de-rat, ce qui évite de faire tourner le travail sur la planche à découper.

● Le panneau de façade a été réalisé en tôle d'aluminium de 3 millimètres d'épaisseur, aux cotes indiquées (fig. 7). Comme notre cathoscope doit se comparer favorablement avec les appareils du commerce, nous avons voulu lui donner un certain cachet. Après perçage des trous, nous

l'avons peint en gris foncé à l'émail Valentine à prise rapide. Deux heures plus tard — pas davantage, avant que la peinture fût complètement sèche — nous avons gravé les inscriptions au burin, jusqu'au métal, ce qui est facile si l'on se sert d'un tronçon de grosse aiguille à coudre emmanché dans un bout de bois et aiguisé en « langue de chat ». La peinture à peine solide s'enlève en copeaux, comme un disque de phono

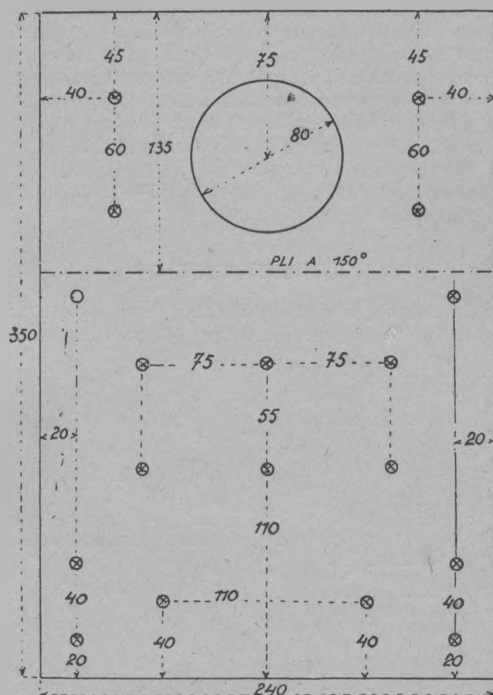


Fig. 7. — Cotes du panneau avant.

Disposition des organes, de haut en bas :

Cadre H		Cadre V
Brillance		Foyer
Borne Synchro		Borne Wehnel
Amplitude balai	Pot. Fréquence	Pot. Synchro
Pot. Ampli H	Comm. Balai	Pot. Ampli V
Borne H		Borne V
Comm. Horiz		Comm. Vert.
Masse		Masse

qu'on grave, laissant des inscriptions d'aspect tout à fait commercial. Bien entendu, on les aura tracées d'avance au crayon.

Si vous n'avez pas « la main » pour ce genre d'inscriptions, vous remettrez votre panneau peint et sec à un peintre en lettres spécialisé dans les pancartes et calicots, qui vous peindra inscriptions et cadrans, ou vous vous débrouillerez d'une autre façon.

● La boîte d'alimentation et le cathoscope seront fermés par des capots, également faits avec de la tôle d'aluminium de 1 millimètre. Celui de la boîte d'alimentation se pose simplement comme un couvercle ; celui du

cathoscope est une sorte d'étui dans lequel l'appareil se glisse comme un tiroir. Tous deux sont percés de trous ou de persiennes pour faciliter le refroidissement, quoique le cathoscope puisse aisément s'en passer.

Le panneau de façade est solidement boulonné à son châssis, le châssis reçoit à l'arrière :

- une plaque d'arrivée d'alimentation, d'où part le câble à huit fils terminé par la fiche polarisée ;

- une plaque de sortie des plaques déviatrices (facultative).

- le chevalet portant le support du tube, réalisé suivant les cotes de la figure 8. Ce chevalet est fixé au châssis par deux boulons pouvant coulisser dans des trous allongés, afin de permettre un certain déplacement du tube vers le panneau avant. Le support de tube est fixé au chevalet par deux boulons coulisant dans des trous en arc de cercle, pour permettre de faire tourner le tube sur lui-même et régler ainsi le déplacement bien vertical du spot.

Ces ennuyeux travaux de mécanique faits, — et surtout bien faits, — passons à la partie électrique.

L'ALIMENTATION

En plus du châssis, il vous faut réunir le matériel suivant :

Un transfo d'alimentation, chauffage 6,3 pour les lampes et 5 volts

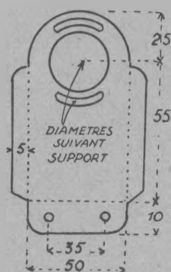


Fig. 8. — Cotes du chevalet de support du tube cathodique.

pour la valve, plus haute tension deux fois 350 comme d'habitude, débit 80 milliampères ou davantage si possible.

Un transfo d'alimentation comme ci-dessus, mais débit 50 millis seulement, ou même moins. Ce transfo est réservé à l'alimentation du tube. Si le tube est un 906, il faudra que le chauffage donne 2,5 et non 6,3 volts.

L'un des deux transfos aura, si possible, deux enroulements distincts de chauffage. Sinon, on le choisira avec un espace suffisant entre bobine et fer pour pouvoir ajouter une cinquantaine de tours de fil 5/10 à 7/10, réalisant un chauffage supplémentaire qu'on réglera en enlevant des spires jusqu'à obtenir 6,5 volts avec une résistance de 3 ohms à ses bornes (représentant le filament d'une EL 3 que cet enroulement doit alimenter séparément).

Une self de filtrage de 10 henrys, et 20 si possible.

Deux chimiques de 16 MF, 500 volts.

Deux supports octaux.

Deux valves 5 Y 3. L'une peut être une 5 Y 3 GB, celle destinée à l'alimentation du tube est obligatoirement une 5 Y 3. Si vous utilisez un tube 906, la valve 5 Y 3 sera remplacée par une lampe 56 dont on réunit la grille à la cathode.

Deux ampoules de lampe de poche, 0,2 ampère, pour protéger les transfos.

Un bouchon de connexion huit broches et sa partie femelle. Si vous

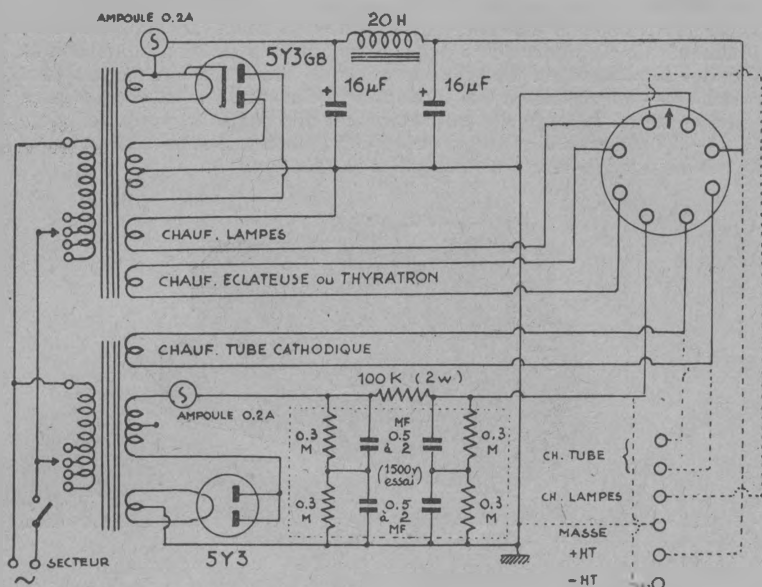


Fig. 9. — Schéma de l'alimentation. Le groupe de C et R entouré d'un trait pointillé peut être remplacé par deux condensateurs de 0,5 à 2 MF, tension d'essai 3.000 volts.

— Du fil bien isolé, du soupliso, une bande de bakélite pour supporter les douilles, des vis et des écrous de 3 et de 6, quatre longueurs de 1,50 mètre de fil souple double lumière à fort isolement, qu'on tresse ensemble pour en faire le câble multiple, et c'est tout.

● Le schéma (fig. 9) et la photo (fig. 10) sont assez explicites pour se passer de longs commentaires. Pour prévenir les étonnements, disons tout de suite que l'énorme self visible sur la vue extérieure provient d'un très vieux coucou et fait tout bonnement 15 henrys, malgré son air prétentieux. Quant au petit transfo qu'on voit juché sur celui qui alimente le tube..., eh bien ! c'est un bon vieux transfo BF, débobiné et muni de 2.000 tours en 2/10 au primaire. avec 200 tours en 6/10 au secondaire, sur un noyau de 2,25 centimètres carrés de section seulement. Le tout donne en charge la tension et l'intensité voulues pour alimenter une EL 3, avec évidemment de grosses pertes dues à la trop faible section de fer.

pertes cependant acceptables étant donnés le faible débit et le refroidissement suffisant. Il a bien fallu fabriquer ce transfo additionnel, car les deux transfos d'alimentation avaient des fenêtres complètement remplies par les bobinages normaux, et aucun n'avait deux bobinages de chauffage. On se débrouille comme on peut...

Du côté de l'alimentation des lampes, rien à signaler, c'est de l'archicourant, et cela se câble tout seul. Les lampes-fusibles sont simplement soudées en place, sans support. Par contre, l'alimentation du tube a quelques particularités : redressement en monoplaque, les deux demi-secondaires étant en série pour donner 700 volts ; filtrage sommaire par une résistance bobinée et deux fois $0,5 \text{ MF} + 0,5 \text{ MF}$ en série, flanqués de résistances de 3 M pour équilibrer la division de tension et éviter les claquages. En effet, le débit de haute tension est des plus faibles — les condensateurs tendent à se charger à la tension redressée de pointe : à vide, la tension aux bornes dépasse 1.000 volts. Ici, c'est le + HT qui est à la masse, donc les deux sources de tension se trouvent en série avec la masse comme point milieu.

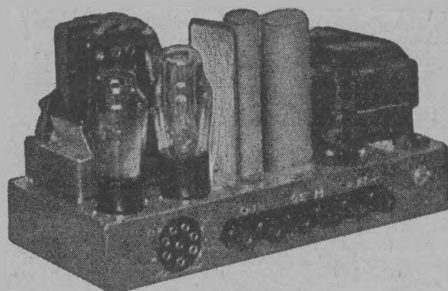


Fig. 10. — Le bloc d'alimentation, capot enlevé, montrant la prise à huit douilles et les six bornes de sortie pour tous usages.

Vous pouvez évidemment remplacer les condensateurs et leurs résistances d'équilibre par deux condensateurs de $0,5 \text{ MF}$ ou davantage à 1.000 volts de service (donc essai 3.000 volts). Ce sera plus simple et meilleur, le spot sera mieux défini.

LES PRINCIPES DU FONCTIONNEMENT DU CATHOSCOPE

Le tube cathodique.

À l'inverse des lampes, les plaques et l'anode du tube sont à la masse, tandis que la cathode est à un potentiel de 800 volts plus bas. C'est donc de la cathode qu'il faut se méfier et non de l'anode. Les électrodes reçoivent le potentiel qui leur échoit par un diviseur de tension formé d'une chaîne de résistance et de potentiomètres (de — HT à masse, fig. 11). Les quatre plaques déviatrices, ainsi que l'anode, sont en principe au même potentiel, celui du point A ; mais on voit que les deux dernières résistances de la chaîne, avec les deux potentiomètres du haut (cadrages), permettent de faire varier légèrement le potentiel d'une plaque de chaque paire pour déplacer le spot et le centrer au repos.

insensiblement à la fin, ce qui se traduirait par un balayage horizontal à vitesse variable, donc par une déformation inadmissible des images.

Pour y remédier, on remplace la résistance par un organe qui laisse passer toujours le même courant, quelle que soit la tension atteinte par le condensateur : c'est une pentode, dont on sait que le courant anodique dépend de la tension d'écran et non de la tension plaque. En réunissant sa grille à la cathode et en fixant sa tension d'écran, une pentode chargera le condensateur à vitesse constante. C'est ainsi que nous arrivons au schéma de la figure 12, où l'on voit la pentode EF 9 qui gonfle un condensateur sélectionné par un commutateur. Sa tension d'écran est réglée par un potentiomètre constituant, avec le commutateur, la commande de fréquence du balayage. Ce condensateur se décharge dans le thyatron, l'amplitude du balayage, autrement dit la tension limite du C, étant réglée par un potentiomètre qui fixe la tension de la grille du thyatron.

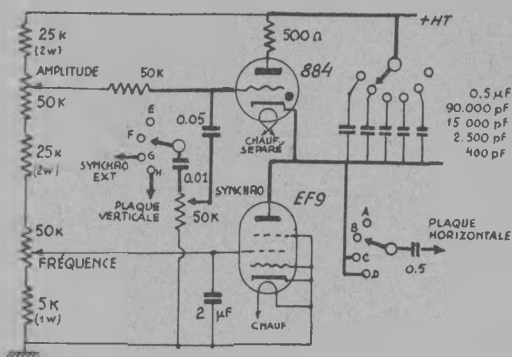


Fig. 12. — Schéma du balayage à thyatron.

Un oscillateur à relaxation jouit d'une précieuse propriété. Si on injecte dans la grille une parcelle d'un signal de fréquence à peu près semblable à celle de l'oscillateur, celui-ci tend à se mettre en phase avec le signal. Ceci permet de synchroniser les oscillations de la base de temps avec le signal appliqué aux plaques verticales, et les images, au lieu de défiler sur l'écran et de danser sans cesse, se fixent au point de pouvoir être photographiées en pose. On peut voir sur le schéma que le signal synchroniseur est dosé par un potentiomètre, car il faut en injecter le moins possible pour ne pas déformer les images. L'autre élément du commutateur quatre voies trois positions est utilisé pour envoyer le débit de l'oscillateur aux plaques horizontales (voir amplificateur horizontal, fig. 16).

Malheureusement, le thyatron a deux défauts : il n'est pas d'une stabilité exemplaire et ne permet pas de monter bien haut en fréquence, 40.000 p./s. étant un maximum pour le thyatron normal. On a bien fait des thyatrons à remplissage d'hydrogène, capables de monter beaucoup plus haut, mais ce gaz a la fâcheuse tendance de se laisser absorber par les électrodes, si bien que le tube devient « dur » et passablement cabochard. Néanmoins, l'oscillateur à thyatron est simple, il ne demande que deux lampes, peu de courant, peu de place, peu de pièces, et il permet l'examen de phénomènes jusqu'à sept ou huit fois sa fréquence maximum, ce qui est suffisant pour la plupart des cas (BF et MF).

La base de temps à pentodes (fig. 13).

Pour monter plus haut en fréquence et obtenir une marche plus stable, on peut remplacer le thyatron qui présente de l'inertie par une pentode capable de laisser passer un courant important afin de décharger le condensateur d'un seul coup. Cette lampe est bloquée par une forte polarisation négative pendant la charge du condensateur, puis ouverte au bon moment par une autre lampe qui commande sa polarisation. Il y a donc trois lampes : la gonfieuse, l'éclatouse et la déclencheuse, respectivement marquées 1, 2 et 3 sur le schéma. Voici comment cela fonctionne :

Le condensateur C_1 est chargé à vitesse constante par la gonfieuse 1 à laquelle il sert d'impédance de charge. Cette vitesse constante de charge dépend de la tension d'écran, réglable par le potentiomètre de gauche qui fait partie du diviseur de tension. Suivant le condensateur en service et la position du potentiomètre, il faudra plus ou moins long-

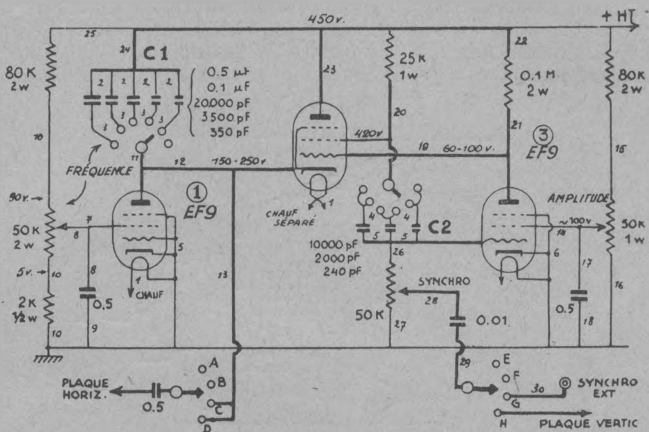


Fig. 13. — Le balayage par pentodes.

Les petits numéros inclinés qui logent les connexions indiquent l'ordre qui a été suivi pour les réaliser, mais qui n'est pas nécessairement le meilleur.

Erratum : La lampe 2 au centre est une E L 3 N.

temps pour que la tension atteigne une valeur déterminée aux bornes du condensateur, ce qui fixe la fréquence de l'oscillateur.

L'éclatouse 2 est bien en parallèle sur le condensateur et ne demande qu'à le vider ; mais elle ne le peut pas, parce que sa grille est plus négative que sa cathode. En effet, elle subit la chute de tension qui se produit le long de la résistance de charge de la déclencheuse 3. L'éclatouse n'est donc parcourue ni par un courant plaque, ni par un courant écran, si bien que le condensateur C_2 se charge à toute la haute tension.

Mais la tension qui monte dans le condensateur C_1 finit par vaincre la polarisation de la grille, et un courant cathodique commence à passer, faisant naître un courant plaque et écran. Alors tout change : le courant d'écran provoque une chute de tension dans la résistance de 25 K, qui décharge partiellement le condensateur C_2 , ce qui crée une chute de tension dans le potentiomètre de 50 K qui le réunit à la masse, ce qui rend négative la grille de la déclencheuse 3, ce qui diminue son courant plaque, ce qui réduit du même coup la chute de tension le long de sa résistance de charge, ce qui rend la grille de l'éclatouse positive par rapport à sa cathode, ce qui accélère formidable-

ment la décharge du condensateur C_1 dans son ventre et de ce fait augmente encore le courant écran et rend sa grille encore plus positive. La décharge prend l'allure d'une explosion, car la cascade de causes et d'effets que nous venons de décrire se produit simultanément, le condensateur se décharge comme dans un thyatron jusqu'au moment où sa tension n'est plus suffisante pour maintenir un courant anodique notable, puis tout recommence. On prélève les tensions oscillantes au condensateur C_1 , soit à la plaque de la gonfieuse ou à la cathode de l'éclateuse. L'impulsion de synchronisation, en provenance des plaques verticales, s'injecte dans la grille de la déclencheuse et est dosée par le potentiomètre marqué *synchro*, qui sert en même temps de résistance créatrice de polarisation. On pourrait aussi bien relier la plaque verticale à cette grille par un petit condensateur variable d'une vingtaine de picofarads, en se dispensant du potentiomètre qu'on remplacerait par une simple résistance.

L'amplitude des oscillations, qui détermine sur l'écran du tube cathodique la course du spot, peut se régler de plusieurs manières. Il s'agit, en somme, de déterminer la tension maximum de charge du condensateur C_1 , et nous savons qu'elle dépend de la polarisation de l'éclateuse,

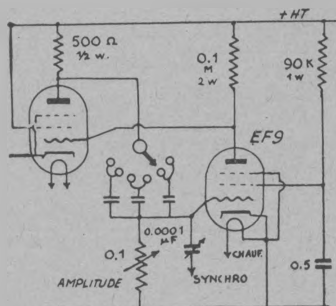


Fig. 14. — Une variante de câblage des deux dernières lampes du balayage à pentodes.

donc de la chute de tension le long de la résistance de charge de la déclencheuse 3. Nous pouvons donc faire varier la tension d'écran de cette déclencheuse, à l'aide d'un potentiomètre, comme pour la gonfieuse. Nous pouvons aussi rendre variable la résistance de charge de la déclencheuse. Nous pouvons aussi agir sur la polarisation de cette déclencheuse en rendant variable sa résistance de grille. Cette dernière méthode est indiquée sur la variante de la figure 14, où l'on voit en outre que la tension d'écran est fixée par une simple résistance chutrice (qui ne vaut pas un diviseur de tension), que la résistance agissant sur le condensateur C_2 est placée dans la plaque et non dans l'écran de l'éclateuse (ce qui revient au même), que la synchronisation est appliquée à la grille de la déclencheuse par un petit C variable (ce qui dispense d'un potentiomètre). Nous avons commencé à réaliser notre cathoscope suivant cette variante, parce que nous n'avions pas sous la main tous les potentiomètres nécessaires. C'est cette disposition qu'on peut voir sur la photo de l'appareil à demi monté. Plus tard, nous avons modifié suivant la figure 13, qui est celle de l'appareil terminé.

Les oscillations créées par la base de temps et la commande de synchronisation sont amenées à deux éléments d'une galette de commu-

tateur trois voies quatre positions marqué *Horiz* sur le panneau avant. Ces deux éléments sont figurés sous la ligne de masse de la figure 13.

L'amplificateur vertical.

Notre tube donne une déviation de 0,5 millimètre par volt environ quand il y a 600 volts entre l'anode 2 et la cathode. C'est peu pour l'examen de certains phénomènes. Nous incorporerons donc un ampli à deux étages utilisables ensemble ou séparément par le jeu d'un commutateur.

Mais notre oscillographe doit examiner toutes sortes de signaux, depuis la très basse fréquence jusqu'aux fréquences de radio. Cela demande un ampli à très large bande, linéaire aussi loin que possible, exempt autant que faire se peut des distorsions de fréquence, d'amplitude et de phase. Ce sera donc un ampli à résistance, dont nous ne développerons pas la théorie, et nous passerons immédiatement aux conclusions.

Pour respecter les basses, il faut un gros condensateur de liaison dans la grille des lampes, avec une forte résistance de grille et de gros condensateurs de découplage. Pour respecter les fréquences élevées, le condensateur de grille peut être petit, mais non inductif. Nous sommes donc conduits à doubler le gros condensateur au papier par un petit C au mica qui laisse mieux passer les HF. Il faut, en outre, réduire autant que possible les capacités parasites du circuit d'entrée avec la masse avec du fil blindé à âme mince et blindage de gros diamètre, puisque nous sommes condamnés au fil blindé pour éviter toutes interactions, et être très avare de fil de connexion, car chaque centimètre compte pour la capacité parasite. En outre, on démontre que tout se passe comme si toutes les capacités parasites se trouvaient branchées en parallèle sur la résistance de charge. Dans ces conditions, on est conduit à réduire la résistance de charge, ce qui réduit évidemment le gain de l'étage. Mais, comme ce gain est, pour une pentode, le produit de la résistance de charge par la pente de la lampe, on peut se rattraper en choisissant une pentode dont la pente soit aussi élevée que possible. En outre, pour retarder autant que possible la chute du gain aux fréquences élevées, nous opposerons à la C parasite en parallèle sur la R de charge une bobine de self-induction de quelque 250 tours 20/100 en nid d'abeilles de petit diamètre, comme celles des petites bobines d'accord. Ajoutons que le respect des fréquences élevées conduit encore à réduire la résistance de grille, que la distorsion de phase demanderait l'emploi de la contre-réaction et de la polarisation par pile, qu'il faudrait pour bien faire découpler les résistances anodiques et prendre encore bien d'autres précautions. Nous limiterons sagement nos ambitions, et nous aboutirons au schéma de la figure 15. Les lampes employées sont une EF 6 en première position et une EL 3 en seconde position, où elle s'impose à cause de son grand recul de grille et de sa pente élevée. Un commutateur quatre voies trois positions, dont on n'utilise que deux éléments d'une galette, permet de marcher en direct sur l'entrée V, ou en ampli une lampe (EL 3), ou en ampli deux lampes (EF 9 + EL 3). On remarquera les forts découplages d'écran.

Les deux éléments non utilisés de la galette du commutateur peuvent être employés à doubler en parallèle les deux autres éléments. Au prix d'une capacité parasite très légèrement accrue, on obtient ainsi des contacts beaucoup plus sûrs.

L'amplificateur horizontal.

Cet amplificateur, moins fréquemment utilisé, peut être réduit à une seule EF 9, il est calqué sur la moitié de l'ampli vertical. Il débite

dans l'élément de commutateur figuré à gauche, en bas de la base de temps, au plot B, tandis que la borne d'entrée H est reliée directement au plot A du même élément de commutateur. Pour mémoire, nous avons figuré en pointillé, sur le schéma de la figure 16, le rappel de ce commutateur.

Schéma complet du cathoscope.

C'est la juxtaposition de quatre éléments : les alimentations du tube (fig. 11), une base de temps (fig. 12 ou 13), un ampli vertical (fig. 15)

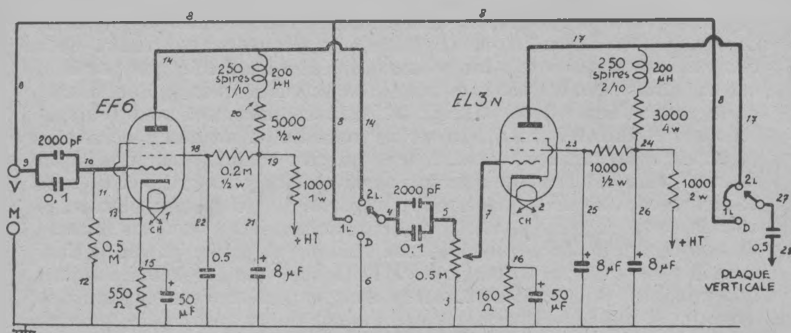


Fig. 15. — L'amplificateur vertical à large bande passante. *

Les petits numéros qui longent les connexions principales indiquent l'ordre adopté pour les réaliser dans le modèle.

et un ampli horizontal (fig. 16). Nous ne donnons pas ce schéma complet d'abord parce qu'il est inutile, ensuite parce qu'il serait passablement embrouillé et d'une lecture beaucoup moins aisée que celle des pièces détachées, enfin parce qu'il faudrait donner deux schémas complets, suivant que la base de temps est à thyatron ou à pentodes. Mieux vaut

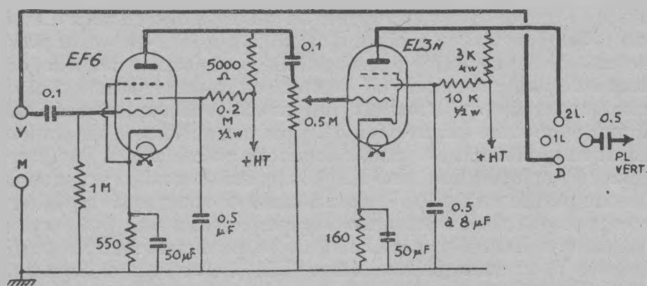


Fig. 16. — Un ampli vertical simplifié, à l'usage des amateurs pressés. Les deux lampes sont toujours en service.

conserver à ce montage son aspect de Meccano, qui facilite le câblage ainsi que les modifications.

MONTAGE DU TUBE CATHODIQUE

Le support étant monté sur son chevalet de manière que l'axe de déviation verticale (indiqué par le constructeur du tube) soit bien placé,

● Indiquons d'abord quelques principes.

Il y a, dans le cathoscope, deux sortes de connexions chatouilleuses : celles qui véhiculent le — HT qui alimente la cathode, le filament et le wehnelt ou grille du tube, avec tous les organes interposés, puis celles qui transportent de la haute fréquence dans les circuits amplificateurs, les plaques déviatrices et tout ce qui s'y rattache, sans oublier les circuits de la base de temps parcourus par les oscillations de relaxation, qui comprennent des fréquences partielles très élevées (voir théorème de Fourier).

Les premières connexions seront faites en fil lumière bien isolé et enfilé par surcroît dans un soupliso. Les secondes seront obligatoirement en fil blindé *mince, mais à large blindage*, pour avoir le moins de capacité

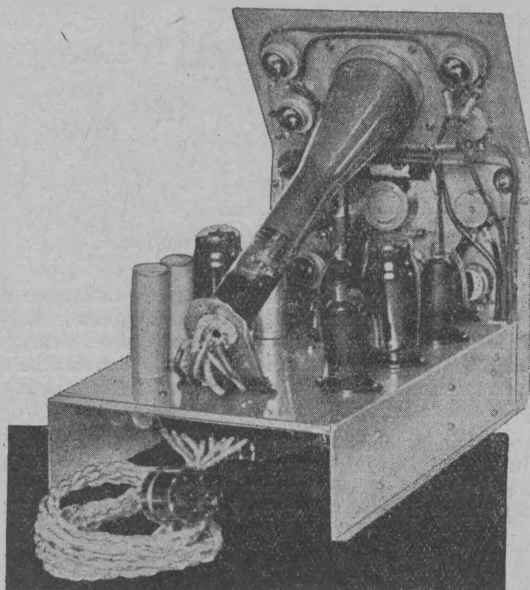


Fig. 19. — Vue arrière de l'appareil.

On entrevoit sur le châssis, juste derrière le centre du panneau antérieur, le bloc des condensateurs de balayage monté sur une plaquette de bakélite à cosses.

possible, ce blindage étant réuni à la masse et soigneusement isolé du fil aux deux bouts. On s'ingéniera à faire ces dernières connexions aussi courtes que possible, en évitant tout frôlement du blindage avec d'autres bornes.

A ce sujet, rappelons pour nos lecteurs non chevronnés comment on fait un bon câblage HF. On regarde sur le schéma quelles sont les bornes réunies par une commune connexion, avec ou sans embranchements, on repère ces mêmes bornes sur le châssis et on les réunit par la pensée sans s'occuper de l'ordre, mais en cherchant le plus court chemin, même s'il diffère sensiblement du schéma, même si des embranchements du schéma sont remplacés par un tout petit bout de fil ou par rien du tout (par exemple, en soudant directement une résistance ou un conden-

sateur à une borne de potentiomètre). Après avoir choisi le chemin le plus rationnel, on le réalise, *et on repasse immédiatement au crayon de couleur sur le schéma la connexion faite*, pour voir où on en est et ne rien oublier. Il y a quelques exceptions à cette règle du plus court chemin, mais elles sont rares et s'imposeront d'elles-mêmes.

Nous ne donnons pas de plan de câblage, qui serait parfaitement inutile pour ceux qui peuvent aborder la construction d'un oscilloscope. Nous avons cependant indiqué sur les schémas l'ordre que nous avons suivi pour la réalisation des connexions.

Enfin — et surtout ! — n'employez que du matériel *vérifié*. C'est le moment de faire marcher votre pont d'impédances si vous en avez un, ou à la rigueur votre ohmmètre. Cinq minutes de vérification de tous les condensateurs, résistances, potentiomètres, contacteurs vous éviteront des heures de dépannage et de nerfs en pelote. Il n'est pas rare de voir des condensateurs marqués 2.000 pF qui en font 800, des résistances de 7.000 ohms qui en font dix fois plus, des potentiomètres qui ne dosent rien du tout et des contacteurs mort-nés. En particulier, vérifiez soigneusement les C de la base de temps et ceux de l'ampli vertical, qui doivent avoir les valeurs requises.

Les condensateurs de la base de temps sont disposés sur un bout de plaquette bakélite à cosses, boulonné *sur* le châssis tout près du commutateur de balayage, en ayant soin de le séparer du châssis par un bout de bakélite afin de réduire les capacités des cosses. Un autre morceau de plaquette à cosses prendra place *sous* le châssis pour recevoir les résistances et condensateurs de liaison. D'autres encore seront utilisés ultérieurement aux points voulus lors du montage des amplis. Le bloc des condensateurs de la base de temps recevra un petit capot métallique boulonné au châssis, pour éviter toute action sur le rayon cathodique.

On commence par câbler le chauffage du tube, à fort isolement, puis le chauffage des lampes en fil isolé normal. On continue par le câblage des condensateurs de la base de temps, en fil nu, étant donné le rapprochement, puis on câble l'alimentation du tube avec ses cadrages, mais sans réunir encore les bornes V et H aux plaques déviatrices, afin de ne pas gêner le câblage ultérieur. Puis on câble complètement la base de temps, et on réunit enfin les plaques déviatrices aux bornes V et H.

On s'attachera à faire un câblage bien propre, en bloquant en paquets serrés les gros fils d'alimentation à gauche et à droite dans les angles du châssis, où ils seront maintenus bien éloignés des autres organes par de petits ponts boulonnés.

Sur les schémas, les connexions blindées sont indiquées en gros traits, mais on ne blinde pas celles qui ne dépassent pas trois centimètres.

Il faut se méfier, en particulier, des connexions blindées qui, répétons-le, seront aussi courtes que possible, avec blindage de fort diamètre (au moins 5 millimètres), dont les bouts seront soigneusement isolés des extrémités de l'âme intérieure. Ces connexions blindées auront leur blindage à la masse par une soudure, elles seront rigoureusement immobilisées pour ne pas venir toucher d'autres bornes, et on les soudera entre elles chaque fois qu'on le pourra, ce qui les immobilisera davantage encore. Le reste du câblage sera dicté par le bon sens et le souci d'éviter les capacs parasites, les courts-circuits et les pertes par résistance de points mal soudés.

A ce point de la réalisation, on procède aux premiers essais.

RÉGLAGE ET ESSAIS

La boîte d'alimentation étant bien vérifiée et donnant aux bornes les tensions requises, la plaquette de connexions du cathoscope est prolongée par le câble à huit fils, terminé par la fiche qui s'enfonce dans le support *ad hoc* de la boîte. On met l'alimentation en marche, et on observe si tout se passe bien dans le cathoscope, si les tensions arrivent bien partout, si rien ne fume, ce qui prouverait que les isolants sont défectueux. Les gens prudents auront auparavant tout vérifié à l'aide de l'ohmmètre.

Ceci vu, on arrête l'alimentation, on enlève ses deux valves et on met le tube en place, on met la masse à la terre, — ce qui est prudent à cause

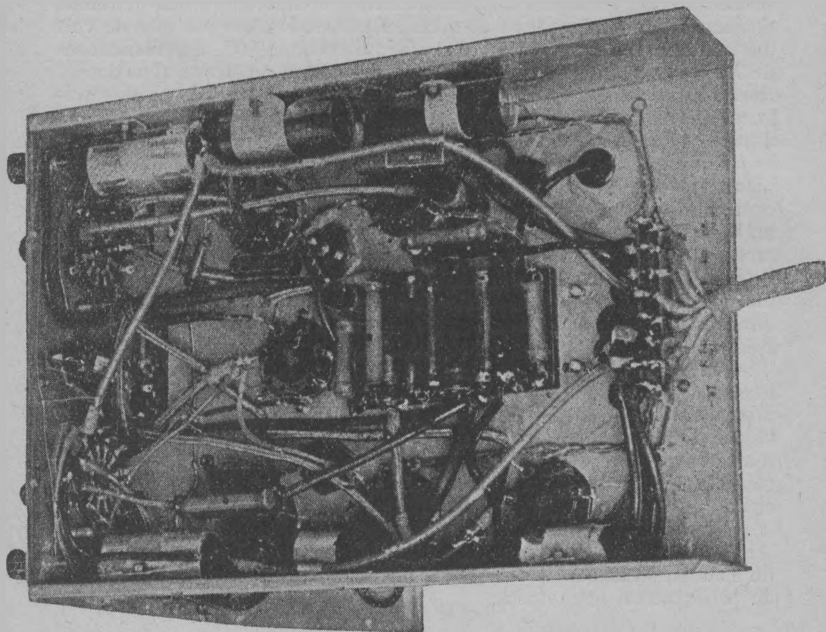


Fig. 20. — Le châssis, vu de dessous.

Remarquez les gros blindages des connexions, le groupement des résistances, les gaines isolantes renforçant le guipage des fils à haute tension, les gros condensateurs fixés sur les côtés du châssis, les passages isolés allant au tube cathodique, les connexions aussi directes que possible, l'ancrage et mise à la masse des connexions blindées. Les deux C de 0,5 partant des commutateurs. pour aller aux plaques V et H du tube sont blindés de papier aluminium, avec interposition d'une bande de papier ondulé pour réduire la capacité parasite.

des secousses possibles et sage parce que cela stabilise les images, — puis on met l'alimentation en marche. Le filament du tube doit chauffer, ce dont on s'assure en se plaçant dans un endroit sombre.

Ensuite, on met en place la valve d'alimentation et, toujours dans un endroit sombre, on cherche à obtenir une tache sur l'écran, en maniant prudemment des deux mains les boutons *Brillance* et *Foyer*. Si vous ne voyez rien, vérifiez vos connexions et la chaîne potentiométrique allant de — HT à la masse. Si vous voyez quelque chose, attention pour ne pas brûler le fond du tube ! Manœuvrez d'abord le *Foyer* pour avoir une

large tache et non un point, manœuvrez la *Brillance* pour avoir le moins de lumière possible, puis affinez le *Foyer* jusqu'à avoir un point *très peu lumineux*, que vous ne laisserez du reste pas subsister plus d'une seconde. En effet, le spot ne doit pas rester immobile sur l'écran, surtout à grande luminosité, sous peine de le détruire à l'endroit touché, où se forme une tache noire indélébile.

On vérifie si les cadrages obéissent bien, on rectifie au besoin l'orientation du tube, et on coupe le courant.

Il se peut que le foyer se forme mal ; vérifier alors la tension aux anodes 1 et 2 à l'aide d'un instrument très résistant, et modifier un fufrelin la résistance de 0,2 M de la chaîne, en augmentant ou diminuant jusqu'à 0,4 ou 0,1 M. En effet, certains transfos d'alimentation donnent une HT qui atteint péniblement 300, d'autres dépassent 450 volts, et la tension de la lentille, ou anode 1, peut demander une certaine retouche. Il se peut aussi que le spot obtenu ne soit pas fixe, mais décrive une petite ligne ou une petite courbe, ce qui indiquerait un champ magnétique baladeur, probablement dû au secteur si la boîte d'alimentation est tenue bien éloignée. Le remède consiste à placer le tube dans un bout de tuyau de chauffage central capitonné intérieurement, long de 15 centimètres, qui constituera un blindage magnétique efficace. Ce bout de tube viendra s'appuyer sur le chevalet.

Notons aussi que certains tubes cathodiques, du reste assez rares, présentent de l'astigmatisme parce que leurs électrodes sont mal centrées ou mal placées. Le spot est écrasé, même avec un blindage antimagnétique. Le remède est évidemment le retour du tube au constructeur.

Notre spot étant maintenant fixe et bien au centre de l'écran, nous mettrons la borne *Masse* à la terre, nous réunirons par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,1 MF un fil du secteur successivement aux bornes H et V pour vérifier les déviations, ce qui permettra de donner plus de brillance et de parfaire le foyer ainsi que les cadrages. Maintenant, le tube est en ordre de marche, et nous pouvons passer à la base de temps, dont les lampes seront mises en place, ainsi que la valve d'alimentation des lampes, la valve du tube cathodique étant provisoirement enlevée pour vérifier la base de temps seule.

On remet en marche, on vérifie que rien ne bouge dans les câblages, que les lampes reçoivent bien les tensions auxquelles elles ont droit, et on branche un casque entre la masse et la cathode de la EL 3 de décharge ou du thyatron, avec un condensateur dans l'un des fils du casque pour éviter le court-circuit, et on écoute les oscillations de relaxation qu'on fait varier en manipulant les commandes. Puis on enlève le casque quand tout est en ordre, on remet la valve du tube sur son support et on remet en route : maintenant, le balayage horizontal doit se produire correctement, se régler en ampleur par la commande *Balai* lorsque le commutateur *Horiz* est placé sur l'une des positions *Int* ou *Ext*. On termine en injectant le secteur entre masse et la borne V, et en vérifiant qu'on obtient bien une sinusoïde stable sur l'écran lorsque le commutateur *Horiz* est sur *Int* et qu'on règle le potentiomètre *Synchro*. Il faut toujours travailler avec le moins de synchronisation possible, juste assez pour stabiliser l'image. Plaçant maintenant le commutateur *Horiz* sur *Ext*, on plante un fil dans la borne *Synchro*, et on l'approche d'un conducteur parcouru par le courant de la ville ; l'image doit encore se stabiliser.

Les six divisions du commutateur des fréquences ne pourront être graduées qu'après réalisation de la base de temps, car les fréquences obtenues sont sujettes à des variations dépendant des pièces employées, des lampes, des capacités résiduelles. En particulier, la sixième position du commutateur ne met en service aucun condensateur, mais il y en a

un quand même : c'est la capacité répartie, qui peut varier de 20 à 80 centimètres et détermine la fréquence maximum de l'oscillateur. Pour graduer le cadran, on injecte dans les plaques verticales une fréquence fixe par exemple celle du secteur, et on met en marche avec balayage intérieur. Il se forme des figures de Lissajous qu'on stabilise par la synchronisation, et dont l'interprétation permet de déterminer la fréquence de l'oscillateur (voir chapitre : *La pratique de l'oscillateur cathodique*). Pour les fréquences plus élevées, il est nécessaire de remplacer la fréquence du secteur par d'autres plus hautes, provenant d'un oscillateur BF étalonné ou d'une hétérodyne, à défaut d'un générateur HF. On calibre alors directement ou par les figures de Lissajous.

SUITE ET FIN DES TRAVAUX

Nous allons passer maintenant à des travaux de plus en plus violents : il s'agit de compléter l'instrument avec ses deux amplis vertical et horizontal. C'est ici qu'il faudra faire preuve d'attention pour raccourcir les connexions et éviter les capacités parasites (par exemple, éloigner les gros condensateurs de grille de la masse ou des fils blindés). Mais, à part cela, on ne doit éprouver aucune difficulté, et tout doit marcher correctement si on a eu soin d'essayer les pièces au préalable et de vérifier les isolements avant d'admettre le courant.

La lampe EF 6 de l'ampli vertical pourra éventuellement être remplacée par une EF 9 qu'on trouve parfois plus facilement et qui convient bien, malgré sa pente variable, si on la fait travailler à faible polarisation. On mettra donc la même résistance de cathode (550 ohms dissipant 5 watts), mais la résistance d'écran sera de 90.000 ohms.

En horizontal, où l'unique lampe peut avoir à amplifier des signaux assez forts, il faut un grand recul de grille, et la EF 9 est indiquée, avec une polarisation suffisante. On mettra 1.000 ohms à la cathode, ce qui donne un recul de 8 volts, ou même davantage, avec la même résistance d'écran que ci-dessus, soit 90.000 ohms.

Et voici le cathoscope terminé, prêt à entrer dans la carrière et à rendre de bons et loyaux services, en attendant de nouvelles transformations.

Pour l'instant, nous le logerons dans un beau capot, toujours en aluminium, muni d'une poignée si on veut, et peint de la même couleur que le panneau avant.

Ceux qui voudront perfectionner l'engin ont de quoi exercer leurs talents. D'abord, il sera sage de faire passer le cordon multiple d'alimentation dans un tube mince de caoutchouc, pour éviter tout accident. On ne laissera pas les fils torsadés comme on les voit sur les photos, mais on les rendra bien parallèles, ce qui réduira considérablement le diamètre total. Au prix de deux fils supplémentaires, il est possible de mettre sur le cathoscope, en série avec l'interrupteur de la boîte d'alimentation, un interrupteur complété par un voyant lumineux, ce qui permettra d'avoir toutes les commandes sur le même panneau. Quant à ceux qui veulent absolument avoir un appareil monobloc, ils n'auront qu'à placer l'alimentation derrière le tube, en allongeant tout l'appareil ; mais cela leur coûtera quelques essais et un blindage de tube en mu-métal ou en permalloy, sans compter l'emploi presque obligatoire de gros transfos à faible induction, qu'il faudra convenablement orienter.

La dernière étape sera l'adjonction d'une autre EL 3 pour avoir la sortie de l'ampli vertical en push-pull si le tube utilisé le permet (c'est possible avec le C 75 S, ce ne l'est pas avec le 906), en attendant la construction du modulateur de fréquence qui complétera l'appareil... du moins provisoirement.

LA PRATIQUE DU TUBE CATHODIQUE

I. — RÉGLAGE

Le tube cathodique comprend :

- a) Une cathode indirecte en contact avec un des bouts du filament ;
- b) Une électrode de contrôle ou wehnelt jouant rôle de grille ;
- c) Une électrode dite anode n° 1 faisant rôle d'écran ;
- d) Une anode ou canon assimilable à une plaque ;
- e) Une paire de lames déflectrices verticales ;
- f) Une paire de lames déflectrices horizontales.

Dans tout montage classique, du moins pour les petits tubes, une lame de chacune des deux paires déflectrices est à la masse, ainsi que le canon. Autrement dit, dans la source de tension plaque, c'est le plus qui est au sol et le moins qui est le pôle dangereux.

Se méfier également de la polarité du filament : c'est le pôle réellement relié à la cathode qui fait retour du courant plaque.

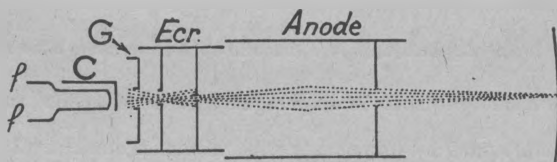


Fig. 1. — Optique du tube cathodique.

Le rôle de chaque électrode est le suivant (fig. 1) :

- a) CATHODE C : émettrice d'électrons ;
- b) WEHNELT G : sert, par le réglage de sa polarisation, à doser la quantité d'électrons passants et par suite la luminosité du spot ;
- c) ÉCRAN : destiné à faire converger le pinceau électronique et à concentrer le spot en un petit point. Agit par son potentiel comme une lentille. On lui donne pour tension à peu près le tiers de la tension anode-canon ;
- d) CANON OU ANODE : sert à projeter en avant les électrons avec une énergie proportionnelle à son potentiel.

Ces petites notions rappelées, nous supposons le lecteur en possession d'un oscillographe monté avec sa source de tension anodique, son balayage et ses plaques déflectrices reliées, les unes, directement à la masse, les autres à travers une résistance de fuite (5 à 10 mégohms) à la même masse. L'oubli ou la rupture de ces dernières a pour effet de rendre les plaques « flottantes », et le spot, par suite de l'accumulation d'électricité, sort

rapidement des limites de l'écran. Un excès de valeur de ces résistances le rend lent et lui confère de l'hystérésis.

Cela vu, mettons en route notre oscillographe et apprenons à le régler. Nous mettons le courant sur la partie « Tube » seule, puis, au bout de trente secondes environ, nous voyons, en général, une tache verdâtre qui est souvent loin d'être ronde, sa luminosité est très variable selon les cas. Ne nous en inquiétons pas. La seule chose à voir, c'est si elle est bien au centre. Elle doit l'être, ou alors il y a erreur dans le montage, plaque flottante ou champ magnétique perturbateur aux alentours. Dans ce cas, un déplacement de l'appareil suffit.

Une fois la tache au centre, prenons en main le bouton de mise au foyer, c'est-à-dire le potentiomètre qui règle la tension écran (ou lentille), nous verrons la tache varier de forme et de surface. On la voit d'abord elliptique en large, puis elle se rétrécit, forme un point tout petit, très lumineux et à peu près rond, puis, si on poursuit, elle devient ovale dans un sens perpendiculaire. Il s'agit de s'arrêter au juste milieu. Mais attention : il faut en même temps régler la luminosité du spot au minimum suffisant pour rester visible, pour raison d'économie et surtout pour éviter de brûler le fond du tube. Cette opération se fait en agissant sur le potentiel de grille Wehnelt et influe à peine sur la forme et la mise au

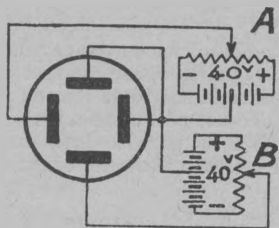


Fig. 2. Principe du balayage. A déplace le spot en largeur, B en hauteur.

foyer. (De même, en photo, le diaphragme agit, mais à peine, sur la mise au foyer.)

Et, maintenant que le spot est correct, commençons à lui faire décrire des courbes. Pour cela, apprenons et comprenons les règles de la déviation (fig. 2). Munissons-nous d'un potentiomètre (du type linéaire, bobiné ou non, d'environ 20.000 ohms) et d'une pile de 40 à 60 volts. En prenant un point au milieu de la pile, on peut, en suivant la figure, obtenir entre ce point et le curseur A du potentiomètre une tension variant de -20 à $+20$. Relions ces deux points aux deux plaques déflectrices horizontales, et nous verrons le spot évoluer depuis 15 millimètres à gauche du milieu jusqu'à 15 millimètres à droite. Il y a même un perfectionnement important à apporter à cette expérience. Avec une lime, supprimons le petit butoir qui limite la course du frotteur à chaque bout de course. De cette façon, celui-ci peut tourner indéfiniment dans le même sens tout en faisant son office ; à chaque passage sur l'ex-butée, il passe brutalement de -20 à $+20$. Et on voit le spot se mouvoir régulièrement suivant une ligne horizontale au milieu du tube, de gauche à droite, puis sauter brusquement tout à gauche pour recommencer.

Supposez maintenant que vous tourniez très vite (pl. II), et vous aurez l'impression d'un diamètre lumineux horizontal. De même, vous voyez qu'une opération semblable, exécutée avec l'autre paire de plaques déflectrices (curseur B, fig. 2), va faire décrire l'axe de symétrie vertical du fond de tube. Et, maintenant que nous avons vu comment faire décrire les deux axes (V et H) au spot, voyons à combiner les deux mouvements.

Il est évident que, si nous effectuons à la fois les deux mouvements ci-dessus, notre spot va, à la fois, marcher en largeur et en hauteur et décrira la diagonale d'un carré dont les deux axes de symétrie marquent le centre (pl. III). Si, par exemple, nous avons deux piles (de tension inégale) et deux potentiomètres, on aura un balayage de 1,5 centimètre en large pour 3 centimètres en hauteur, et, en montant les deux potentiomètres sur le même arbre, on verra le spot décrire la diagonale du rectangle (fig. 3 et pl. III).

Et, maintenant, attention. Ceci reste vrai quelle que soit la façon régulière ou fantaisiste dont vous tournez le bouton; que vous le tourniez uniformément (courant en dent de scie) ou de façon oscillante (courant alternatif), lent ou rapide, ou même que vous donniez des secousses (courant alternatif riche en harmoniques), la ligne décrite reste droite.

La droite est le critérium de proportionnalité, d'homothétie entre les tensions appliquées aux deux paires de plaques. Lorsque cette proportionnalité simple est remplacée par une loi plus complexe, la courbe décrite par le spot s'éloigne de la forme rectiligne et prend des aspects divers

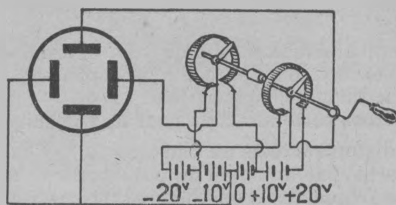


Fig. 3. — Montage pour combinaison de deux balayages.

qu'il s'agit de savoir interpréter. De là viennent les divers modes d'exploration, de balayage, que l'on emploie et qui ont pour but final de comparer le potentiel que l'on étudie à un autre potentiel qui sert d'étalon. Ce dernier peut être proportionnel au temps, comme quand on tourne le bouton du potentiomètre de façon régulière. Le phénomène inconnu trace sa courbe comme un baromètre enregistreur. Ou bien il peut être oscillant, auquel cas on a une courbe conventionnelle qu'il faut savoir interpréter et qui montre la loi de proportionnalité entre les deux (recherche d'harmonique, distorsion, etc.).

Il arrive même souvent que l'on est tout heureux de trouver l'oscillographe pour tracer directement la courbe caractéristique d'un organe électrique faisant partie d'un appareil, courbe dont le but est de donner, par exemple, les volts (ou les ampères, ou les gauss) sortant de l'appareil en fonction des volts (ou ampères) y entrant. L'oscillographe, en pareil cas, est très pratique puisqu'il donne une courbe où l'une des grandeurs est portée en verticale et l'autre en horizontale; tout comme dans le tracé des caractéristiques, il y a deux axes gradués.

De là découlent les principaux modes de balayage et d'emploi du tube cathodique : avec du courant alternatif (50 périodes ou musical), avec du linéaire ou dent de scie, ou par comparaison de deux courants complexes. Ajoutons le balayage circulaire où le spot décrit un cercle (deux tensions égales sur les deux paires de plaques, mais décalées de 90 degrés), la variation à étudier étant appliquée aux deux paires de plaques pour faire varier le rayon du cercle initial.

Nous verrons par la suite que dans certains cas l'image obtenue est floue, mobile, dans d'autres cas elle est bien stable; dans ce dernier cas, il est facile de la photographier en appliquant un papier photographique au

gélantino pendant quelques secondes contre le fond du tube ou avec un bon appareil photo.

II. — LE BALAYAGE SINUSOIDAL

Ce système de balayage demande un courant pur ou à peu près. On peut, selon le cas, prendre le courant à 50 périodes de la ville, ou le musical donné par une bonne hétérodyne BF, et même le potentiel oscillant HF obtenu aux deux bouts du circuit oscillant accordé qui se trouve en général sur la grille d'une hétérodyne HF.

Il repose sur le principe des courbes de Lissajous que voici : si on applique aux deux systèmes défecteurs des courants dont les fréquences sont des multiples l'une de l'autre ou sont entre elles dans un rapport simple, la courbe résultante est une figure fermée qui reste stable sur l'écran (le spot repassant indéfiniment dessus).

Deuxième point : selon le déphasage existant entre les deux tensions appliquées, la façon dont se présente la figure varie, de sorte que, si les fréquences ne sont pas très exactement multiples, l'image évolue et tourne sur l'écran.

Enfin, on peut aisément, à simple vue, déterminer le rapport de fréquence, le sens et la valeur approchée du déphasage, et même évaluer s'il y a plusieurs harmoniques superposés.

Nous emploierons cette méthode pour les cas suivants :

- Étude de la distorsion dans un ampli ;
- Étude des pertes par un angle de phase dans un condensateur ;
- Calibrage des fréquences d'une hétérodyne musicale ;
- Réglage d'un push-pull par déphasage ;
- Étude de la pureté d'un courant BF.

Nous voyons, planches IV et V, les aspects que présente la combinaison de deux courants sinusoïdaux de même fréquence, mais de déphasage variable. Pour 0 et 180 degrés, on reconnaît la ligne droite déjà vue.

La planche VI montre le cas de deux fréquences dans le rapport de 1 à 2, et la planche VII, le rapport de 1 à 3. On devine les aspects que

RAPPORT DE LISSAJOUS	A PARTIR DE 100 PÉRIODES	A PARTIR DE 300 PÉRIODES
1/1	100	300
5/4	125	370
4/3	133	400
3/2	150	450
5/3	167	500
7/4	175	525
2	200	600
9/4	225	675
7/3	233	700
5/2	250	750
8/3	267	800
3	300	900
4	400	1.200
9/2	450	1.350
5	500	1.500

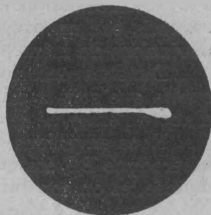
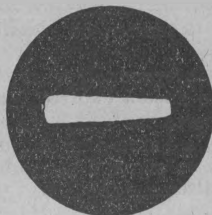
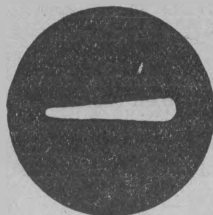


I. — RÉGLAGE DE L'ÉCRAN POUR LE SPOT

Trop fort.

Trop faible.

Correct.

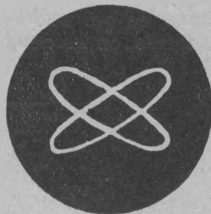
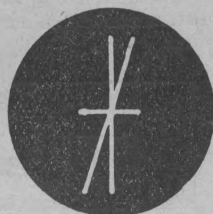
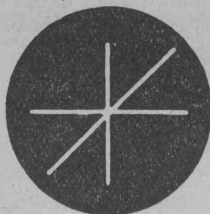


II. — TRAINÉES DE BALAYAGE

Écran trop fort.

Trop faible.

Correct.



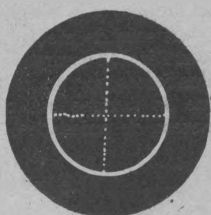
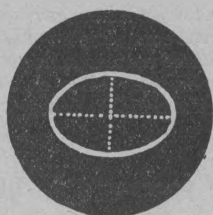
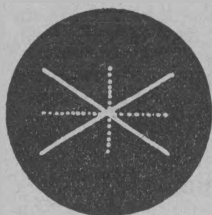
III. — COMBINAISON DE DEUX BALAYAGES

Amplitudes égales.

Amplitudes inégales.

IV. — DEUX COURANTS DE MÊME FRÉQUENCE

Déphasage 45 et 135°.



V. — COMBINAISON DE DEUX COURANTS DE MÊME FRÉQUENCE

Déphasage 0 et 180°.

Déphasage 90°.
Amplitudes inégales.

Déphasage 90°.
Amplitudes égales.

donnent des rapports plus grands. On note que dans chaque cas, quand le déphasage est nul, la courbe se simplifie, car le trajet de retour se superpose au trajet d'aller.

La planche VIII montre le cas d'un rapport non entier tel que 6 à 5, 5 à 3 et 7 à 2. Il suffit, pour trouver ces chiffres, de compter tranquillement sur la figure stationnaire le nombre de fois que la courbe touche le bord du dessin dans chaque sens.

Avec un peu d'observation, on lit très bien du 100 périodes à partir du courant de 50, et, partant du 100 périodes, on obtient aisément le 300; puis, une fois en possession du 100 et du 300, on établit avec quelques rapports simples toute l'échelle des sons, résumée ci-dessus.

L'étude de la distorsion dans un étage amplificateur se fait aisément en envoyant à la paire déflectrice horizontale les volts appliqués à la grille de la lampe et à la paire verticale les voltssortants préalablement affaiblis par un diviseur de tension ou potentiomètre afin d'avoir des déviations du même ordre.

Dans ces conditions, si la reproduction est parfaite, on aura une droite, quelle que soit la musique mise à l'entrée. En fait, il n'en est rien, et d'abord l'étage ne se comporte pas également avec toutes les fréquences.

Nous enverrons donc, à l'aide d'un disque de fréquence ou d'une hétérodyne BF étalonnée, un signal à peu près sinusoïdal de fréquence donnée, et on constatera aisément (pl. X) :

a) qu'il y a déphasage par self pour une note grave et par capa pour une note aiguë ;

b) qu'à l'ellipse théorique de déphasage se superposent des ondulations à fréquence double ou triple qui décèlent des harmoniques ;

c) que l'ellipse est fréquemment tronquée et aplatie à ses extrémités, ce qui accuse une saturation de la lampe ou une polarisation exagérée, ou les deux à la fois.

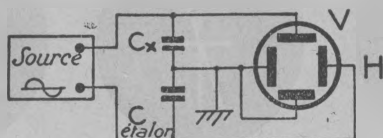
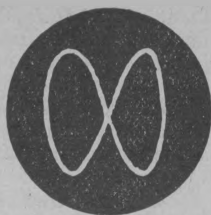
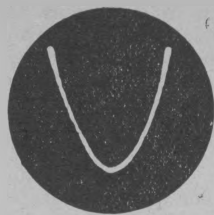


Fig. 4. — Comparaison des pertes de deux capacités.

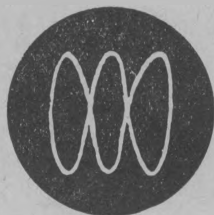
L'étude des pertes dans un condensateur étant basée sur l'angle de déphasage, nous avons un moyen simple de l'estimer. On monte en série deux condensateurs, l'un étalon, l'autre à vérifier; on relie les bornes du premier à la plaque déflectrice H, celles du second aux plaques V, en ayant soin de mettre la borne commune au châssis (fig. 4). Si le spécimen vaut l'étalon comme pertes, on lit une droite. Si ses pertes sont plus fortes, son angle de déphasage croît et on a une ellipse. On démontre que sa surface est proportionnelle à l'énergie perdue, c'est-à-dire au facteur de puissance.

Le réglage correct d'un push-pull.

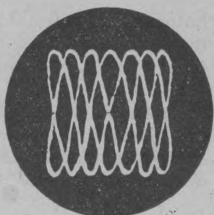
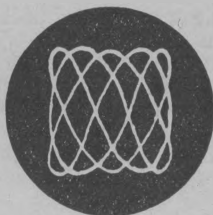
A notre époque, la majorité des PP se fait au moyen d'une lampe inverseuse de phase (fig. 5), de sorte qu'on attaque les deux lampes de puissance par capacité et résistance de fuite. On reliera leurs grilles A et B à chacune des plaques déflectrices actives, la masse du châssis de



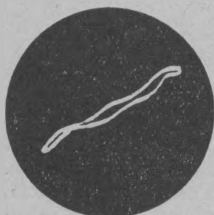
VI. — COMBINAISON DE FRÉQUENCES SIMPLE ET DOUBLE
Aspects divers selon déphasage. A gauche, le spot revient sur ses traces.



VII. — COMBINAISON DE FRÉQUENCES SIMPLE ET TRIPLE
(Comme ci-dessus.)



VIII. — COMBINAISONS DE FRÉQUENCES DIVERSES
Rapport 5/6. Rapport 5/3. Rapport 7/2.



IX. — ACCIDENTS DÉCÉLÉS PAR COMPARAISON DE DEUX COURANTS
Léger déphasage. Harmonique 5. Déphasage et saturation. Fort déphasage. Harmonique 5.

l'ampli étant reliée à la masse de l'oscillographe. Dans ces conditions, on doit obtenir une droite exactement à 45 degrés (diagonale d'un carré) [fig. 6]. Il est bon d'employer un courant à peu près pur pour l'expérience (hétérodyne musicale calibrée). On verra souvent soit un peu d'ellipse (déphasage inférieur à 180 degrés), soit une inclinaison autre que 45 degrés (les moitiés du PP sont inégales), soit une courbe tordue, tronquée, due à une polarisation fausse.

L'étude de la pureté d'un courant, de même que le comptage de fréquence, devient difficile lorsque le rapport entre sa fréquence et celle de balayage horizontal devient trop élevé. Exemple : vous avez une

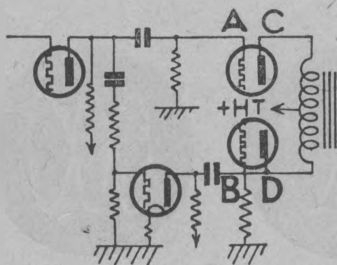


Fig. 5. — Push pull par déphasage. On relie A au déflecteur horizontal, B au déflecteur vertical et la masse à la masse.

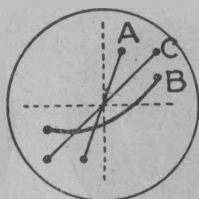


Fig. 6. — Résultat de la comparaison des deux moitiés d'un push-pull.
a) composante inversée trop faible ;
b) » » distorsionnée ;
c) » » correcte.

note d'environ 1.200 périodes à voir et vous ne disposez que du 50 périodes de la ville. Jamais nous ne lirons une courbe de Lissajous à 24 bosses. On emploie alors l'astuce du balayage ovale ou rond. On envoie en horizontale le 50 périodes et en verticale la somme, l'addition du courant inconnu et d'un peu de 50 périodes déphasé de 90 degrés du premier. Nous nous souvenons qu'en pareil cas le spot décrit une ellipse dont les axes sont justement les deux axes vertical et horizontal ; si les amplitudes des deux courants de 50 périodes sont égales, l'ellipse devient un cercle. Il suffit

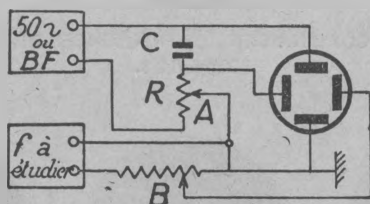
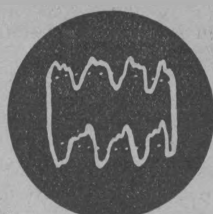
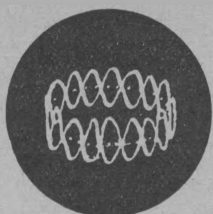
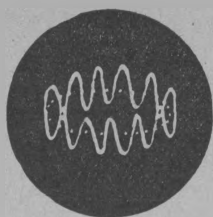


Fig. 7. — Montage pour balayage elliptique.

de monter en série sur le 50 périodes une capacité C et une résistance R pour obtenir aux bornes de chacun les composantes déphasées désirées. En prenant sur la résistance R une portion variable à l'aide d'un curseur A, on peut rendre égales les composantes. La figure 7 montre la disposition d'ensemble, et la planche X indique l'aspect que prend l'image pour un courant étudié de 550 (rapport 11) et de 425 (rapport 17/2). Bien entendu, la même étude peut se faire pour des fréquences très différentes,



X. — COURANTS DIVERS EN BALAYAGE ELLIPTIQUE

Rapport 11.

Rapport 8,5.

Balayage tronqué.

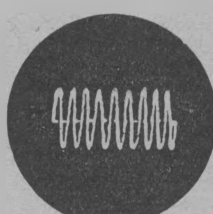
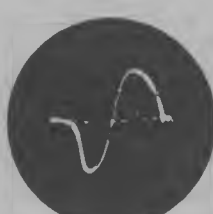


XI. — LECTURE D'UNE SINUSOÏDE EN BALAYAGE LINÉAIRE

Cadence synchrone.

Cadence 1/2.

✓ Cadence 1/3.

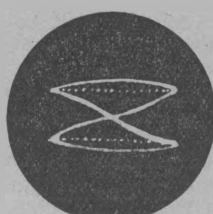
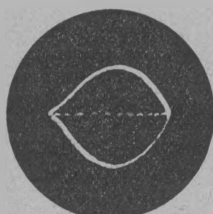


XII. — CHOIX D'UNE BONNE CADENCE

Amplitude trop faible,
fréquence 1.

Ditto, plus large.
A gauche, distorsion
par inertie du thyatron.

Dessin surchargé,
fréquence 1/10
trop faible.



XIII. — ACCIDENTS DIVERS

Balai à fréquence 2.

Balai à fréquence 4,
bien accroché.

Balai à fréquence 4,
mal accroché.

en employant, au lieu de 50 périodes, du 500, du 5.000 ou même de la HF sinusoïdale.

On voit que, dans la zone du milieu de la figure, on obtient à peu près la courbe représentative du courant étudié, comme on l'obtiendrait en balayage linéaire ; on a une perspective comme si la courbe était enroulée sur un cylindre en verre (en un tour ou deux tours, suivant le cas). Ce procédé se rapproche assez de celui du balayage linéaire, où l'on *voit* réellement la courbe en fonction du temps du courant étudié. Il a l'avantage de ne pas demander de boîte de balayage. On peut même exagérer volontairement l'amplitude en large afin d'avoir un spot qui sorte du tube de part et d'autre et qu'il n'y ait que le milieu de l'ellipse dans l'écran lumineux.

III. — BALAYAGE LINÉAIRE

C'est dans ce genre que l'on trouve le plus grand nombre d'applications de l'oscillographe.

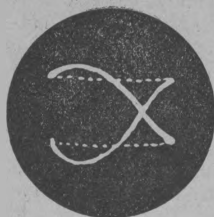
L'opération la plus fréquente, très variable dans ses formes, mais toujours la même dans son principe, c'est de « voir » écrit directement le graph que de la forme d'une onde, d'un courant, d'une tension, c'est-à-dire sa courbe en fonction du temps.

Cette opération n'a pas le caractère d'exactitude qu'a par exemple la composition de deux courants, l'un tracé en fonction de l'autre, comme on vient de le voir. Elle a, par contre, l'avantage d'être plus aisée à interpréter, plus visuelle, plus parlante.

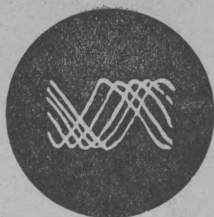
Voyons un peu le processus opératoire : nous voulons voir la forme qu'a un courant aux diverses étapes d'un récepteur, depuis l'entrée jusqu'au HP, étant entendu que nous avons introduit de la HF modulée à fréquence musicale. Nous nous trouverons ainsi avoir à étudier divers courants dont les fréquences sont plus ou moins parentes de celle de modulation. Pour cela, il est nécessaire d'allumer la boîte de balayage et de jouer sur le potentiomètre qui, de concert avec le commutateur de capacité, détermine la fréquence de balayage. Relions donc la borne de la plaque déflectrice horizontale à la borne de sortie de la boîte de balayage et envoyons dans la déflectrice verticale le courant à étudier. L'image obtenue sera d'abord floue, puis, en jouant sur la fréquence de balai, on la verra devenir fluctuante, se mouvant lentement vers un bord, puis on arrivera à la rendre à peu près stationnaire, mais de façon instable. C'est le moment de relier par un fil la borne de synchronisation avec le courant à étudier, c'est-à-dire avec la plaque déflectrice verticale. On voit de suite l'accrochage se produire et l'image rester fixe. On verra, par exemple, 4 sinusoïdes complètes. Si l'on tourne un peu le bouton de fréquence, on sautera brutalement à 5 ou 3 sinusoïdes complètes sans décrocher. Si le courant étudié a une fréquence de base de 3.000 périodes, cela veut dire que vous avez eu un courant à dents de scie d'abord à 750 périodes, puis, quand vous avez tourné le bouton progressivement, la fréquence des dents est restée accrochée à ce chiffre aussi longtemps qu'elle a pu, puis elle en a sauté subitement à 600 ou à 1.000.

Cette petite manœuvre, qui est aujourd'hui bien connue, cache pourtant quelques petites difficultés qu'il faut connaître :

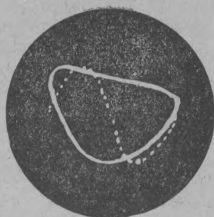
a) Un excès de synchronisme est un mal au lieu d'un bien, car on se laisse entraîner à faire marcher la boîte de balayage en oscillations forcées, loin de sa période propre, d'où des dents mal affûtées et des images tordues. Il faut avoir la sagesse de s'assurer que son bouton de fréquence est bien à mi-route entre les deux positions qui amènent le décrochage par excès et par défaut.



Balai fréquence 2,
mal accroché.



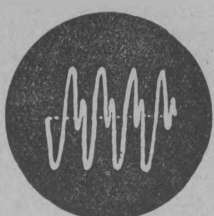
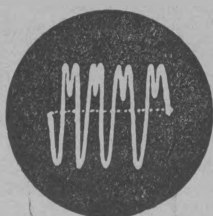
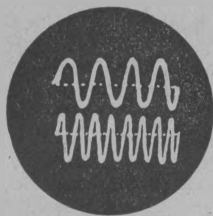
Balai fréquence 1,
fluctuant.



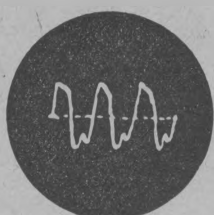
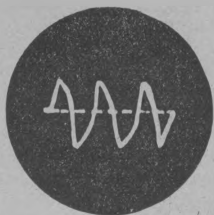
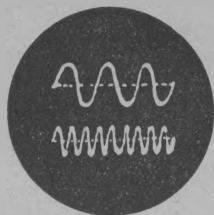
Excès de synchro.
L'image voudrait suivre
le pointillé, on l'oblige
à suivre le trait plein.

Défaut de synchronisation.

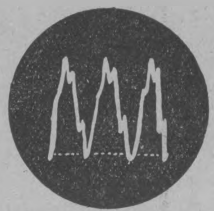
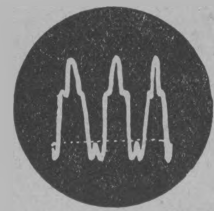
XIV. — ACCIDENTS DIVERS



XV. — DEUX SIGNAUX $F = 1$ ET $F = 2$ D'ÉGALE AMPLITUDE
et deux aspects de leur résultante selon la phase.



XVI. — DEUX SIGNAUX $F = 1$ ET $F = 3$ D'ÉGALE AMPLITUDE
et deux aspects de leur résultante selon la phase.



XVII. — HARMONIQUES DIVERS

15 % d'harmonique 4.

Idem, phase différente.

50 % d'harmonique 2
et 20 % d'harmonique 3.

b) Il est bon, entre deux zones d'accrochage franc, d'avoir une zone de fluctuation afin d'être à l'abri de l'excès d'accrochage. Pour cela, surtout dans les fréquences élevées, réduire le taux de synchronisation. S'il est fixe (cas de couplage du thyatron par capacité), ajouter au besoin un second condensateur en série, d'autant plus petit qu'on veut étrangler le synchronisme.

c) S'arranger toujours pour avoir ni une, ni dix sinusoïdes dans la largeur de son image; trop peu, on est trompé par la distorsion qui accompagne toujours les bords extrêmes (dents de scie émoussées). Trop, et on distingue mal. Le chiffre de 3 à 4 est l'optimum. Faire l'amplitude verticale à peu près moitié de celle totale en large. Les planches XI à XIV illustrent les conseils ci-dessus.

L'opérateur n'aura, en pratique, besoin que d'une certaine dose d'entraînement pour reconnaître, à leur physionomie, les principales maladies dont souffre un courant (en supposant, bien entendu, qu'il soit né viable, bien conformé et bien sinusoïdal, ce qui exige d'avoir vérifié auparavant son hétérodyne musicale ou son système de disque de fréquence plus pick-up). C'est ainsi qu'il apprendra (pl. XV) qu'en ajoutant à un courant de fréquence 1.000 une dose de 100 p. 100 d'harmonique 2.000 il obtiendra une courbe visiblement indentée, mais où le creux entre les deux bosses n'est que le tiers de l'amplitude totale. De même, il verra que, s'il fait varier le déphasage entre ces deux composantes, la figure change totalement, mais un œil habitué reconnaît tout de suite deux choses: l'« accident » a une forme symétrique, et la hauteur de l'accident est restée la même que tout à l'heure, c'est-à-dire le tiers de la hauteur totale.

De même, la combinaison d'un harmonique 3 (pl. XVI) donne un aspect typique très différent. Et, d'une façon générale, plus le degré des harmoniques impairs est élevé, plus il suffit d'une faible dose pour détériorer très fortement la sinusoïde initiale (pl. XVII).

Parmi les nombreuses applications à la T. S. F. de cette étude visuelle des formes de courant, citons :

- a) Étude de la surcharge d'un ampli BF;
- b) Étude de la surcharge des étages MF;
- c) Étude de la diode détectrice;
- d) Étude de la distorsion de phase par les capas de détection;
- e) Réglage d'un ampli classe A ou B;
- f) Étude de sa propre hétérodyne modulée;
- g) Étude du ronflement.

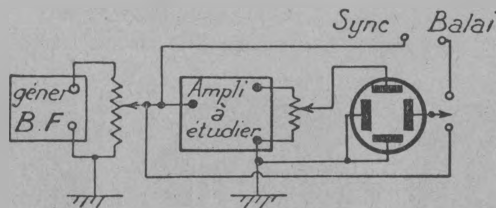


Fig. 8. — Étude de la distorsion BF.

a) Étude de la surcharge d'un ampli BF.

On emploie pour cela une oscillatrice BF aussi pure que possible, on la fait débiter dans un volume-contrôle, et de là on va à l'ampli étudié

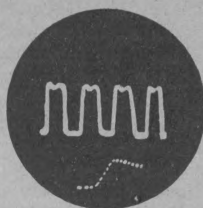


Courant correct.



XVIII. — DISTORSIONS

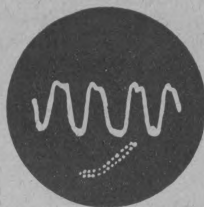
Début saturation
coude inférieur.



Saturation complète.

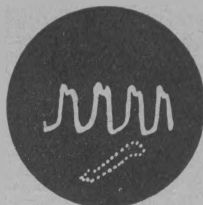


Courant correct, léger
déphasage.

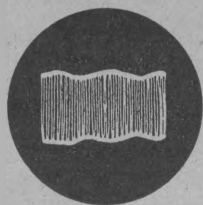


XIX. — SURCHARGES

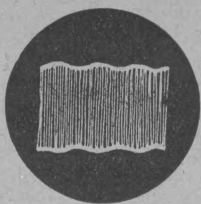
Légère surcharge.



Forte surcharge et fort
déphasage.

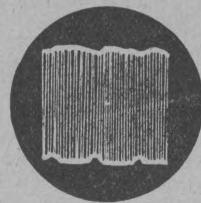


Onde pure
et sa détection.



XX. — DISTORSIONS MF

Début saturation MF.



Onde MF saturée et
BF avec distorsion.

(ou à la partie BF du récepteur). A la sortie, un diviseur de tension ramène les deux tensions (entrée et sortie) à un niveau semblable. On voit sur la figure 8 un inverseur qui permet d'étudier le courant sortant soit en fonction de celui entrant, soit en fonction du temps. Nous retrouvons ce qui a été dit. Les planches suivantes sont explicites. La planche XVIII indique un cas de surcharge de la lampe de puissance, qui est nettement débordée. La planche XIX se rapporte à un poste de T. S. F. monté en pick-up, la première BF ayant pour polar la résistance de détection de la diode. On voit, au fur et à mesure que l'on pousse le volume, que la polarisation est insuffisante, le condensateur de liaison diode-triode fait des pertes et d'autres accidents encore. Noter en pointillé les courbes V sortant en fonction de V entrant, tracées selon l'esprit de la planche IX.

b) La **surcharge des MF** est moins sensible à l'oreille, mais n'en est que plus dangereuse ; seul le tube cathodique la met en évidence. Il faut une hétérodyne modulée dont la modulation BF soit à peu près sinusoïdale. On relie (fig. 9) la plaque déflectrice verticale soit à l'extrémité haute de la résistance de travail de la diode (après la résistance ou la self de choc pour découpler la MF), soit à l'extrémité haute du

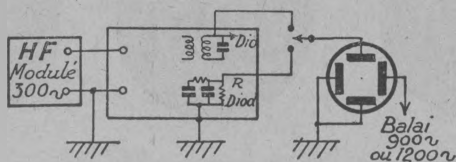


Fig. 9. — Étude de la distorsion MF.

secondaire du dernier transfo MF. Quant au synchronisme, on le prend à partir du pôle haut de la résistance de diode, à travers une résistance de 0,1 mégohm.

On peut ainsi éprouver soit l'ampli MF seul, soit l'ampli MF plus la diode détectrice. On voit sur la planche XX les aspects successifs de l'onde HF et du courant BF correspondant lorsque l'on surcharge peu à peu.

On voit sur nos figures les traits représentant la sinusoïde MF ; en pratique, on ne voit qu'une plage blanchâtre avec son double contour renforcé. Noter qu'avec la surcharge l'amplitude MF croît, puis reste stationnaire, mais le train d'onde se déforme ; par contre, la BF qui s'en dégage après détection diminue d'amplitude, mais s'arrondit. Cela tient à l'action de l'antifading qui (dans l'appareil étudié) amène de la distorsion (antifading mal réglé, lampes MF mal polarisées ou de trop faible qualité).

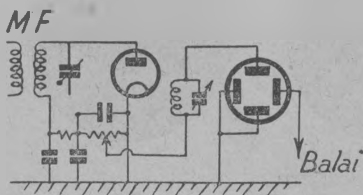


Fig. 10. — Étude de la détection diode.

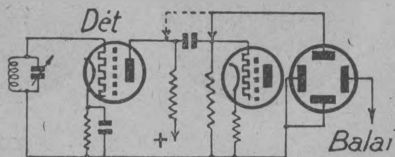
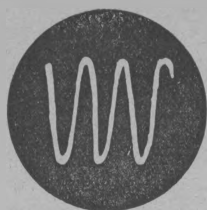


Fig. 11. — Étude de la détection triode ou pentode.



Correct.

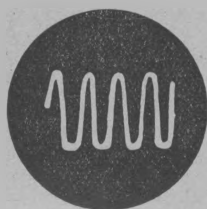


Résidu de HF.



Distorsion par CR.

XXI. — IMAGE DU COURANT DÉTECTÉ

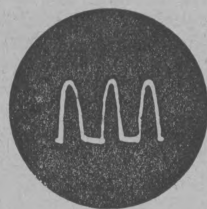
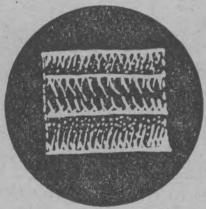
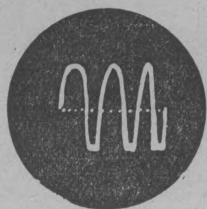


XXII. — EFFET DÉPHASANT DU C DE LIAISON

Courant carré envoyé.

Courant sortant pour
 $C = 0,05 \text{ mfd}$

Ditto pour $C = 0,1$



XXIII. — RÉGLAGE D'UN DEMI-PUSH- PULL B

En haut : polar trop faible.

En bas : polar correcte (demi-sinus).

XXIV. — ASPECT D'UNE ONDE HF IMPURE

En haut : en balayage ordinaire.

En bas : en balayage ultra-rapide.

XXV. — FILTRAGE

En haut : mal filtré, les deux moitiés du courant sont inégales, impulsions pointues.

En bas : amélioré par cellule résonnante.

c) Étude de la détection.

Selon que l'on a affaire à une diode ou à une triode, on suivra l'un ou l'autre des montages (fig. 10 ou 11).

On excitera le récepteur avec une hétérodyne proprement modulée. La chose intéressante à voir (pl. XXI), c'est s'il ne reste pas trop de HF (ou de MF) présente dans le courant BF. On sait que cela peut entraîner des accrochages intempestifs et de la distorsion MF. On déce le l'accident à l'empâtement plus ou moins prononcé du tracé BF. Un autre point à bien étudier, c'est la surcharge possible de la diode ou plus fréquemment de la triode (détection de puissance mal réglée).

Si l'on veut opérer en toute sûreté, il faudra envoyer directement un fort signal HF ou MF de l'hétérodyne dans le primaire du dernier transfo HF ou MF et ne pas utiliser l'ampli HF de l'appareil étudié.

d) La **distorsion de phase** à travers le condensateur de couplage de la détectrice à la lampe suivante (condenso BF) est un mal quasi inhérent à la détection diode, laquelle exige la liaison par capacité. Il suffit de donner au système C et R de liaison des valeurs assez fortes pour que le produit CR ou constante de temps soit très élevé. Théoriquement, il devrait être infini; reste à déterminer par l'expérience la valeur suffisante. Pour cela, il nous faut envoyer à la diode, après la self de choc HF ou la R de découplage qui en tient lieu, un signal BF spécialement impur, c'est-à-dire ayant une bonne dose d'harmonique 2. Ceci s'obtient aisément en envoyant un signal pur dans un ampli que l'on surcharge et en prélevant une trentaine de volts à la sortie. On les envoie en haut de la résistance de charge de la diode et on connecte son oscillographe à la place de la grille de la première BF.

La planche XXII montre l'aspect d'un signal envoyé et les aspects successifs qu'il prend pour des valeurs croissantes de la capacité de liaison. On voit nettement la composante harmonique 2 glisser par rapport à la fondamentale.

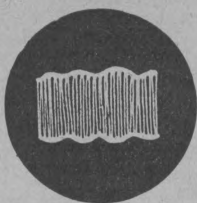
Cette question, de second plan en radio, devient primordiale en télévision, où elle crée l'effet plastique et le dédoublement des images.

e) Le **réglage d'un PP** se fait soit, par la méthode de comparaison des deux signaux grille (voir plus haut), soit, mieux, en envoyant un signal bien pur et en voyant chaque signal l'un après l'autre en fonction du temps. Les oscillateurs du commerce sont en général modulés à 400 périodes. La fréquence de balayage est alors de l'ordre de 1.600. Ensuite, on vérifie pour plus de sûreté que le signal total pris entre grille et grille est bien pur. Reste à vérifier que le courant sortant est correct et les polarisations de même. En classe B, ceci prend une très grosse importance. Il suffira alors de brancher les plaques déflectrices entre plus HT et l'une et l'autre des plaques C ou D (fig. 5). Bien entendu, il est prudent de relier toujours l'électrode active du circuit étudié (ici, la plaque) à la plaque déflectrice active, et l'électrode basse du circuit (masse, polar, plus HT) à la masse de l'oscillographe ou plaque inactive. On obtient dans notre PP B (pl. XXIII) une image qui montre bien la coupure en deux de la sinusoïde et on apprécie si on est bien polarisé.

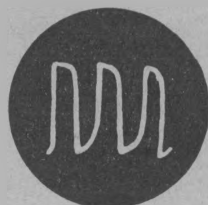
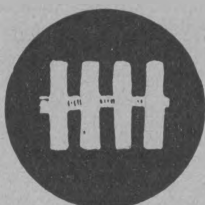
f) Étude de l'oscillateur modulé.

— La femme de César ne devant pas être soupçonnée, nous prendrons nos exemples parmi les appareils américains. Rappelons que ceux-ci comportent :

- α. Un générateur BF (sinusoïdal en théorie) ;
- β. Un générateur HF (sinusoïdal en théorie) ;
- γ. Une modulation (linéaire en théorie).



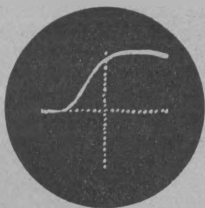
XXVI. — HÉTÉRODYNE MODULÉE A 300, BALAYAGE 100
Signal BF. Signal HF. Détection de HF.



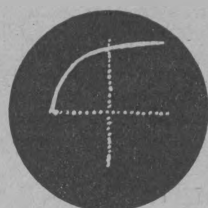
XXVII. — HÉTÉRODYNE DE DISTORSION
Signal BF. Signal HF. Détection.



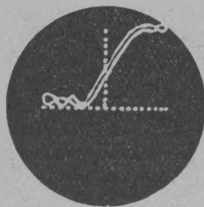
XXVIII. — HYSTÉRÉSIS
Courbes.



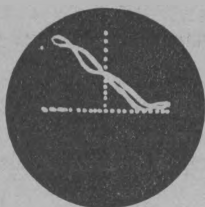
XXIX. — TRACÉ DES CARACTÉRISTIQUES
Courbe I_p/V_g .



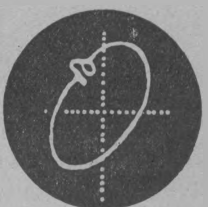
Courbe I_p/V_p .



Courbe I_p/V_g
avec grille accordée.



Courbe I_p/V_p
avec plaque accordée.



Courbe V_p/V_g
d'un colpits.

XXX. — CARACTÉRISTIQUES D'UNE LAMPE OSCILLANTE

Mais, de même que l'enfer est pavé de bonnes intentions, les oscillateurs du commerce sont un véritable musée des horreurs. Témoin quelques images qui montrent le signal BF, celui HF modulé et le fruit de la détection de ce dernier. On voit dans un cas (pl. XXVI) une modulation douteuse mais pardonnaable, puisque le courant BF initial et celui BF détecté se valent. Dans l'autre cas, il y a (pl. XXVII) une BF lamentable et une surmodulation fantastique. En règle générale, l'excès de modulation est un mal plus grave qu'un mauvais signal BF initial, car il n'y a plus la moindre parenté d'aspect entre le signal détecté et celui initial ; en tout cas, le remède est aisé ; il n'y a qu'à moins moduler (n'introduire qu'une partie du signal BF dans la lampe oscillatrice HF).

Un aspect indenté du signal BF est en général dû à deux causes : trop de réaction, trop de rapport L/C . La même loi s'appliquerait d'ailleurs au signal HF, mais il est rare qu'on ait un balayage assez rapide pour voir le détail du profil. On voit alors une ombre d'ensemble (pl. XXIV) qui est bien uniforme de densité dans le cas d'un signal correct et qui est striée de lignes horizontales dans le cas d'une dentition multiple. La façon de connecter l'oscillographe est évidente.

g) Étude du ronflement.

Prenez une note bien aiguë (3.000 ou 5.000), envoyez-la dans la prise PU du poste, ne poussez pas trop le volume-contrôle et envoyez la sortie à l'oscillographe ; réglez le balayage sur 100 périodes et synchronisez avec le secteur. Vous verrez votre train d'onde musical modulé par le secteur. A vous de régler vos points milieu et, après cela, d'améliorer votre filtrage. Pour vous guider dans cette manœuvre, isolez la partie alimentation filtre, et remplacez l'utilisation par une résistance réglable et un milli (fig. 12). En agissant à votre gré sur les selfs et les capas, vous verrez (pl. XXV) l'effet produit en branchant votre oscillographe entre les bornes de sortie, via un gros condensateur au papier de 1 à 2 microfarads, isolé à 500 volts (essai 1.500). Une opération très recommandable consiste, quand on a deux cellules filtrantes, à faire résonner la première en l'accordant à l'aide d'une capacité de l'ordre de 0,1 microfarad. On voit l'amplitude du courant ronflant diminuer nettement au passage sur la bonne valeur (noter que, dans un redressement biplaque, le ronflement est à 100 périodes ; balayer à 25 p.s. pour avoir une bonne image.

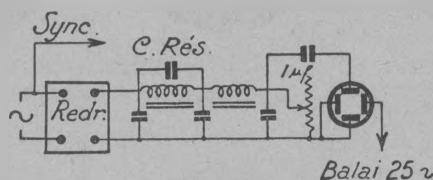


Fig. 12. — Montage pour l'étude du filtrage.

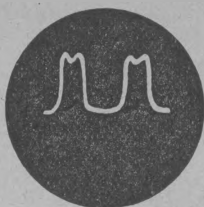
Applications diverses.

On peut multiplier à l'infini les emplois du tube cathodique, sans autre limite que son esprit d'ingéniosité. Parmi les plus intéressants, citons :

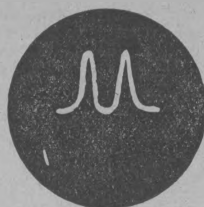
- a) Mesures magnétiques, hystérésis ;
- b) Caractéristiques statiques des lampes ;
- c) Caractéristiques dynamiques des lampes ;
- d) Tracé des courbes de résonance.



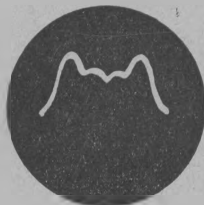
Dissymétrie d'un bord.



Correcte.



Trop aiguë.



Trop large.



Dissymétrique
et trop creuse.



Nombreuses dentelures.

a) **Mesures magnétiques.** — Disposez de part et d'autre de la partie cylindrique du tube, à la hauteur d'une des paires déflectrices, des bobines nid d'abeilles d'un format un peu plus gros que celles d'un transfo MF (fig. 13). Tâchez d'avoir des bobines de 25 millimètres de

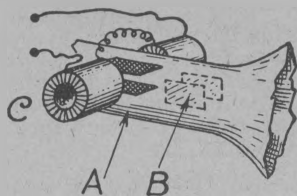


Fig. 13.
Balayage magnétique.

diamètre intérieur et totalisant 2.000 tours. Ceci s'obtiendra en bobinant côte à côte, à 2 millimètres l'une de l'autre, quatre bobines de 500 tours sur mandrin de 25 millimètres ; ceci de chaque côté formant un total de 4.000 tours reliés en série dans le même sens. Il suffira de quelques milliampères dans le système pour avoir une sérieuse déflexion, et nous pourrons ainsi étudier la forme d'un courant sans lui imposer de traverser une forte résistance pour y créer une chute de potentiel nécessaire pour actionner les plaques du tube. Une belle application de la chose consistera à glisser un morceau de fer (noyé dans un bouchon) juste dans le milieu du mandrin et à voir sur l'écran la courbe d'hystérésis ou courbe BH du fer en question. On réunira à la masse la plaque déflectrice verticale devenue inutile, et on suivra le schéma de la figure 14, qui est un dérivé du balayage sinusoïdal. En appl'quant à l'ensemble des tensions croissantes, telles les prises 90, 110, 130, 180, 220 d'un transfo, on aura une série de

boucles dont l'aire va croissant, indiquant la saturation progressive du fer (pl. XXVIII).

b) Le **tracé des caractéristiques** d'une lampe se fera par la méthode des balayages sinusoïdaux en mettant la lampe en état normal de marche, appliquant une tension alternative à la grille et lisant le

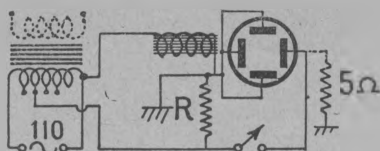


Fig. 14.
Tracé des courbes
d'hystérésis.

courant alternatif plaque qui en résulte (fig. 15). A condition de tarer auparavant son système déflecteur magnétique en milliampères par millimètre, comme on a taré sa déflexion statique en volts par millimètre (au début), on aura ainsi sa courbe I_p/V_g (pl. XXIX).

On conçoit de même aisément le tracé du réseau I_p/V_p en réglant sa lampe statiquement, avec polarisation fixe, c'est à dire indépendante

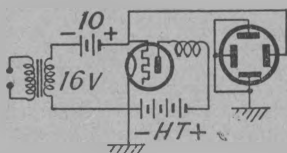


Fig. 15. — Tracé des courbes I_p/V_g .

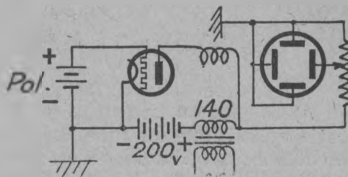


Fig. 16. — Tracé des courbes I_p/V_p .

du courant plaque ; une pile sèche est le plus pratique en ce sens. Cela fait, si l'on veut explorer les V_p de 0 à 400 volts, on met 200 volts continus à la plaque et on y ajoute 140 volts alternatifs (qui font 200 volts de crête). Comme sous 400 volts le spot sortirait totalement du tube, on monte un diviseur de tension sur l'ensemble, avec prise au 1/5 ou 1/6, ce qui réduit le balai à sa valeur optima (fig. 16 et pl. XXIX).

c) Le tracé des caractéristiques dynamiques d'une lampe peut se faire exactement comme ci-dessus, mais en ajoutant une résistance dans la plaque (fig. 17).

Notons que pour ceux qui veulent se lancer dans la construction des bobines déflectrices, ils peuvent se contenter, pour tracer les caractéristiques, de remplacer les milliampères plaque par les volts aux deux bouts d'une résistance mise dans la plaque. Si la résistance est faible, on pourra négliger l'erreur qu'elle introduit et confondre les caractéris-

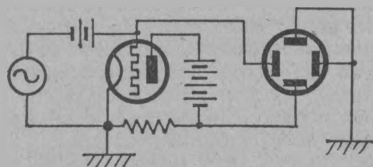


Fig. 17. — Tracé des caractéristiques pseudo-statiques.

tiques ainsi relevées avec des caractéristiques statiques, mais la sensibilité verticale sera faible. En accroissant R, on accroît la sensibilité, mais la pente devient de plus en plus celle dynamique. S'il s'agit d'une pentode néanmoins, on peut le supporter. Mais la plus jolie étude est celle de la lampe auto-oscillatrice. Il devient enfantin alors de tracer l'une ou l'autre des courbes (pl. XXX) :

$$\begin{aligned} I_p/V_g; \\ I_p/V_p; \\ V_p/V_g; \end{aligned}$$

et de voir par là si on décrit bien une droite ou une ellipse (selon que le circuit accordé est sur grille ou plaque). On notera particulièrement les accidents en bout de course.

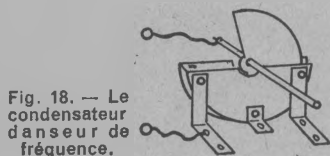


Fig. 18. — Le condensateur danseur de fréquence.



Fig. 19. — Le potentiomètre balayeur synchrone.

d) Le **tracé des courbes de résonance** exige que l'on possède une hétérodyne dont la fréquence varie de part et d'autre d'une valeur donnée, et qu'en même temps, de façon proportionnelle, la tension de balayage du spot aille d'un bout à l'autre de sa course.

Il a été créé et mis sur le marché des tas d'instruments appelés wobblers qui réalisent ce travail et qui permettent de « doser » de 15 kilocycles de part et d'autre de n'importe quelle longueur d'onde, et ceci (théoriquement) de façon proportionnelle aux volts balayant, de telle

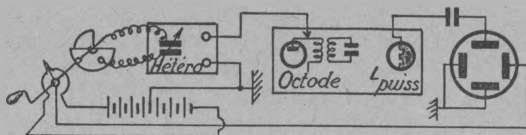


Fig. 20. — Montage d'ensemble du danseur de fréquence et du balayeur synchrone.

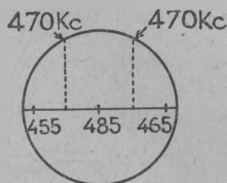
sorte qu'à chaque 2 millimètres de déviation en large, par exemple, il corresponde une variation de 1 kilocycle de fréquence. Ces engins sont très complexes; les uns sont basés sur la perméabilité variable d'un fer, d'autres sur la capacité interne équivalente d'une lampe (laquelle varie avec son S). Les uns sont à balayage linéaire; les autres, sinusoïdal.

Nous ne conseillons pas à l'amateur de se lancer à en construire. En voici un plus simple, inspiré de RCA. Il ne marchera que pour une fréquence, mais nous nous en contenterons; réglons-le pour 470 kilocycles, qui est la MF la plus répandue.

On prend son hétérodyne et on la règle à *peu près* sur 470. On sort un fil venant du stator du CV et, à travers un câble blindé gros modèle (faible capa spécifique) et assez court, on va à un brave condensateur variable

vieux modèle à lame circulaire, n'ayant plus qu'une lame mobile. On tourne celle-ci pour qu'elle soit mi-engagée (à 90 degrés) et, employant le blindage pour fil de retour, on monte notre CV en parallèle sur celui de l'hétérodyne, le retour côté masse, le stator côté haut afin de pouvoir toucher sans danger. Cela fait, on règle bien son hétérodyne sur 470 réels et on y fait, sur le cadran, une marque spéciale qui diffère évidemment de l'ancien 470. Et on tourne le CV additionnel à fond. On doit émettre alors 455 kilocycles. On le tourne à zéro. On doit émettre 485 kilocycles. En pratique, on s'aperçoit que le désaccord excède nettement ces 15 kilo-

Fig. 21. — Comment se répartit la graduation du spot en fréquences.
(Erratum: Lire à gauche 465)
et non 455.



cycles de part et d'autre. On y remédie en sortant la lame mobile et en lui donnant à la cisaille un rayon moindre. (Respectez l'allure circulaire.) On arrive rapidement au but, savoir un balayage de fréquence. Notons que l'allure de la variation n'est pas du tout une courbe de résonance, mais

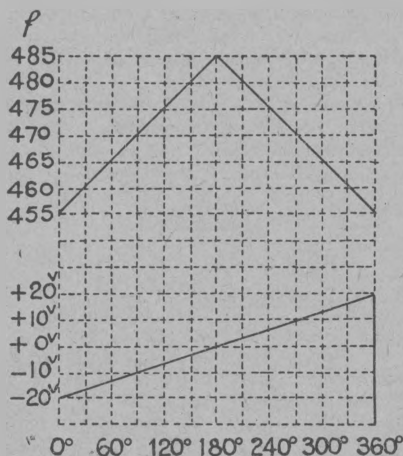


Fig. 22. — Variation de la fréquence et de la tension du balai avec la rotation.

bien une dent de scie symétrique. Il suffit de tourner à la main dans le même sens pour faire danser linéairement la fréquence (fig. 18, 19 et 20).

Cela fait, montons sur le même axe (à l'aide d'une cardan flexible), un potentiomètre à rotation sans fin qui, connecté à une pile de 60 volts, donne des dents de scie à raison d'une par tour complet (fig. 22). Mettons nos vis pointeau en alignement de façon que la saute du spot ait lieu juste pour la valeur maxima de fréquence, et nous avons un excellent wobbulateur du type moulin à café. Il n'y a qu'à tourner la manivelle pour avoir danse de fréquence et balayage synchrone. En tournant assez vite, on a, grâce à la persistance de la fluorescence, une sensation de courbe

continue. Les malins sauront mettre une courroie ou chaînette multipli-
catrice, et les plus malins encore sauront motoriser le tout.

Les résultats sont obtenus comme suit : on envoie le débit MF modulé
à la sortie de l'octode et on branche la sortie du poste ou la grille de la
lampe de puissance à la plaque déflectrice verticale.

On obtient ainsi deux courbes de résonance symétriques l'une de
l'autre et placées côte à côte (fig. 21). Il est aisé, par leur comparaison, de
voir si chacune est bien symétrique en elle-même ; il faut que les deux
courbes soient identiques entre elles.

La planche XXXI que nous donnons permet d'interpréter les
diverses allures de courbes de résonance MF. On en déduit facilement les
corrections à apporter.

LE DIAGNOSTIC CATHODIQUE

Nous supposons, selon les étapes de notre étude, que l'opérateur
est muni des accessoires suivants :

L'oscilloscope seul, avec son alimentation ;

La base de temps, avec les commandes de centrage et de synchroni-
sation ;

Une bonne hétérodyne modulée ;

Un modulateur de fréquence ou « wobbler » chargé de faire varier la
fréquence de 15 kilocycles de part et d'autre d'une valeur donnée, et ceci
cinquante fois par seconde (ou vingt-cinq).

Vérification d'une modulation.

Qu'il s'agisse d'une hétérodyne modulée par un courant BF sinusoïdal,
ou par un buzzer, ou d'un poste émetteur modulé par un pick-up, le
problème est le même et se résout de deux façons :

a) Étude directe : on connecte la base de temps à l'un des systèmes
déflecteurs (celui horizontal) et le courant HF (tension sur la plaque de la
lampe oscillante) à l'autre système déflecteur. On voit ainsi le développe-
ment du profil du train d'onde comme on le dessinerait sur une bande de
papier.

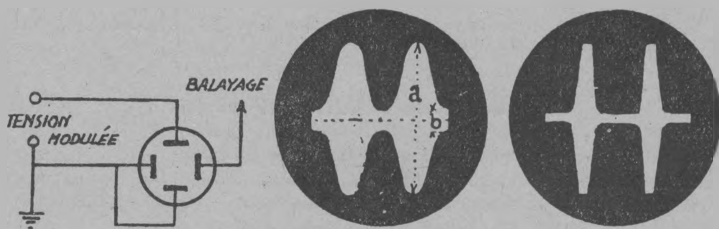


Fig. 23. — MODULATION, ÉTUDE DIRECTE

1. Normal, taux de modulation $\frac{a-b}{a+b}$
2. Surmodulation et distorsion BF.

b) Étude synchrone : on envoie à la paire déflectrice horizontale le
potentiel BF modulateur et à l'autre paire le potentiel HF modulé.
Comme toujours, un certain dosage est nécessaire pour donner des dévia-

tions à peu près comparables dans les deux sens. Le potentiomètre diviseur figuré sur le schéma fait en général partie de l'oscilloscope lui-même. On a ainsi un certain nombre d'images d'une interprétation simple.

On reconnaît aisément le taux de modulation ainsi que les accidents (surmodulation, distorsion BF). Néanmoins, la méthode suivante est souvent préférée parce qu'elle donne des images plus caractéristiques et se prêtant mieux aux mesures.

Noter l'image de distorsion de fréquence dans laquelle la courbe d'aller ne se superpose pas à celle de retour et forme avec elle une sorte d'ellipse. Nombreux sont les systèmes qui croient être modulateurs d'amplitude seulement et offrent cette défectuosité.

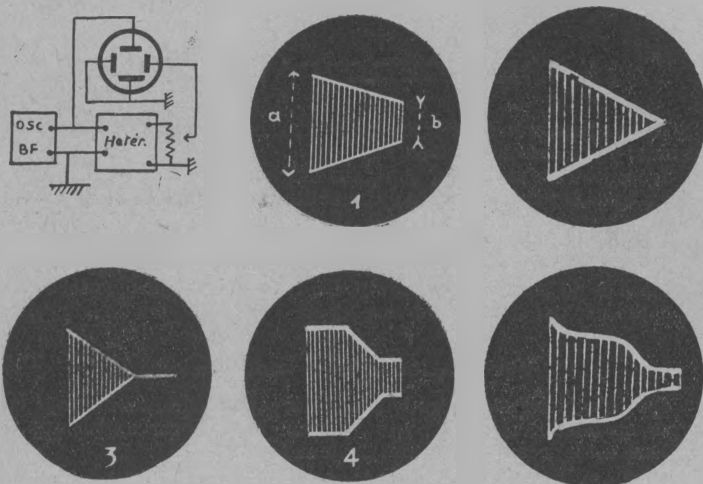


Fig. 23 bis. — MODULATION, ÉTUDE SYNCHRONÉ

1. Normal : taux de modulation = $\frac{a-b}{a+b}$.
2. Modulation 100 %.
3. Surmodulateur (excès BF).
4. Saturation par potentiel insuffisant d'alimentation de l'hétérodyne.
5. Distorsion et surmodulation.

Vérification de fidélité HF et MF.

Le but poursuivi est de faire une épreuve de ressemblance, de proportionnalité homothétique entre le signal sortant d'une plaque de lampe et celui sortant de la plaque de la lampe suivante. C'est une épreuve portant sur une lampe et un transfo de liaison à la fois.

Une fidélité parfaite se traduit par une image en forme de ligne droite parfaite, inclinée à 45 degrés si l'on donne une amplitude égale aux deux signaux : celui de la lampe n° 1 appliqué en largeur, par exemple, et celui de la lampe n° 2 en hauteur.

Une courbe elliptique accuse un déphasage, donc une perte de puissance due à un accord imparfait (déphasage en avant ou en arrière selon le signe du désaccord) ou à des capacités de couplage parasites entre bobinages. Une allure en 8, en double 8 ou en festons accuse des harmoniques, donc une polarisation ou un écran incorrects. Un trait empâté n'est qu'un

feston à dentelure trop fine et accuse du souffle (courant plaque trop fort).

Rappelons qu'on ne peut demander à l'onde MF d'être pure si l'hétérodyne ne l'est pas elle-même.

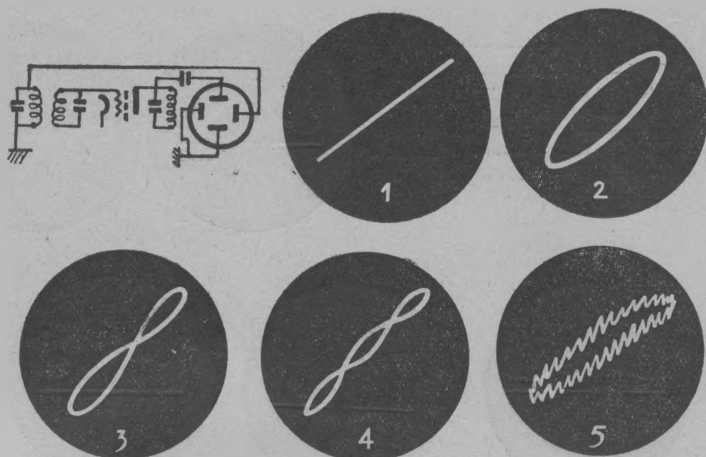


Fig. 24. — FIDÉLITÉ MF

1. Normal.
2. Déphasage.
3. Harmonique 2.
4. Harmonique 3.
5. Nombreux harmoniques, souffle et déphasage.

Réglage des filtres de bande.

Deux méthodes peuvent s'employer concurremment : ou bien on étudie l'ensemble HF, conversion et MF du poste, ou bien on n'étudie que la MF seule.

Le wobbler ou modulateur de fréquence est nécessaire dans les deux cas. Dans le premier, on injecte dans le poste une onde HF « dansante » de part et d'autre d'un accord déterminé ; dans le second cas, on injecte dans le premier transfo MF (pied-plaque du support de la convertisseuse préalablement ôtée) une onde dansante aux alentours de 470 kilocycles (si tel est le chiffre prévu).

Le montage de l'ensemble wobbler-oscillateur, du récepteur en étude et de l'oscilloscope se fait comme indiqué sur le schéma, c'est-à-dire qu'un balayage linéaire créé dans le wobbler lui-même, et dont le but est de faire varier linéairement la fréquence, est envoyé par un fil à l'électrode déflectrice horizontale, tandis que l'onde HF (ou MF) dansante issue du wobbler est envoyée comme indiqué à l'antenne (ou à l'octode du récepteur).

Quant à la plaque déflectrice verticale, elle est reliée à la partie BF du poste d'une façon quelconque symbolisée sur le schéma par un condensateur. Si le poste est assez puissant, mieux vaut éviter l'intervention parfois défectueuse des étages BF et prendre directement derrière la détection. L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de travailler en signal non modulé, ce qui donne un renseignement bien plus exact.

On peut voir ci-contre divers modes de liaison au tube cathodique, selon la nature du détecteur.

Une douzaine d'aspects les plus courants que prend le fond du tube ont été reproduits à la page suivante et diagnostiqués ci-dessous.

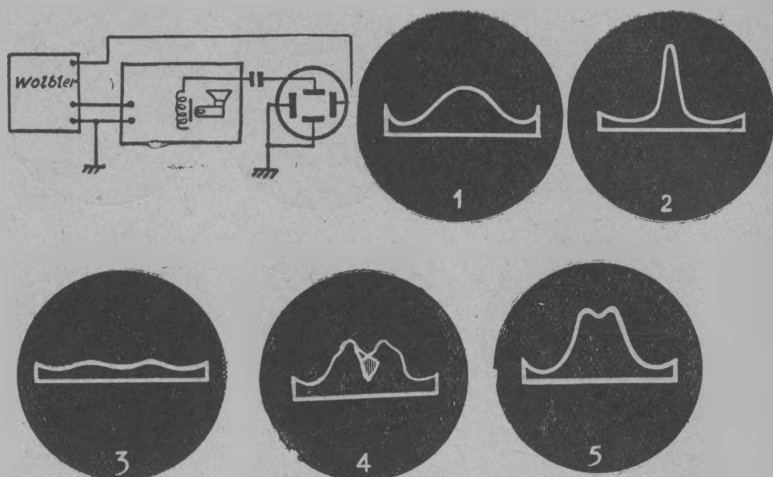


Fig. 25. — RÉGLAGE DES FILTRES PASSE-BANDE

1. Trop amorti, couplage lâche.
2. Bons bobinages, couplage trop lâche.
3. Bobinages trop amortis, bon couplage.
4. Bons bobinages, couplage trop serré.
5. Bon.

A. Le trajet de retour du spot n'est pas exactement celui d'aller, et le point de croisement des deux courbes n'est pas juste sur le milieu. Les deux moitiés du transfo MF ne sont pas accordées sur la même fréquence. En outre, la moyenne n'est pas sur l'accord MF exact.

B. La même courbe corrigée par simple réaccord de l'une des deux moitiés du transfo MF.

C. Défaut analogue à celui de A, mais en sens contraire. L'accord est trop haut et dissymétrique.

D. Effet lamentable d'un désaccord complet et d'un mauvais alignement. La sélectivité a disparu et l'amplification est tombée.

E. Accord des MF très correct, mais mauvais réglage de la commande unique. Retoucher le padding d'oscillatrice.

F. Courbe caractéristique de réponse d'un super à présélecteur ou d'un superinductance dans lequel, par erreur, ou dans le but de donner plus de largeur à la bande passante, on a désaccordé volontairement le circuit de présélecteur : au lieu de deux bosses, on en a trois, mais il y a des trous de réponse.

G. Super à sélectivité trop poussée. MF à noyau de fer excellente qualité, mais trop blindées et découplées, et sans doute tendance à l'accrochage MF, ce qui exagère l'acuité MF.

Cet accident peut être dû aussi à un défaut inverse du précédent,

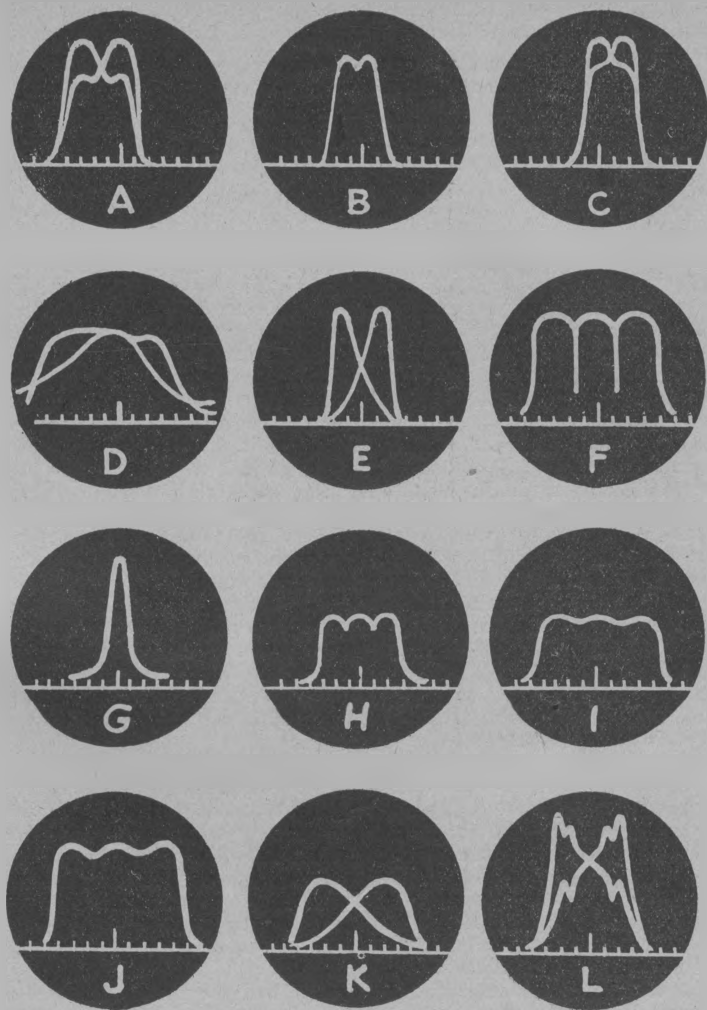


Fig. 26. — RÉGLAGE DES FILTRES DE BANDE

c'est-à-dire à un excès de présélection. Dans ce cas, les deux moitiés du présélecteur sont bien accordées sur la même onde, mais le couplage est trop faible (capacité de pied trop forte, résistance de même, ou capacité de tête trop faible).

I et J. Récepteur à deux transfo MF accordés en escalier : primaire du premier à 454,5, secondaire du premier et primaire du second à 456, et

secondaire du second à 457,5 (accords séparés). Courbes de réponse pour : H, couplage minimum ; I, couplage critique ; J, couplage maximum.

K. Défaut analogue à D, mais moins grave. Le couplage MF est exagéré, l'accord MF mauvais et la qualité des bobinages douteuse.

L. Ampli MF non seulement très mal accordé et dissymétrique, mais, en outre, commencement d'accrochage dans la MF : les dentelures du haut de la courbe sont pâles et fluctuent devant l'œil.

Étude de la distorsion BF.

Parmi les études les plus fructueuses à faire avec l'oscillographe, il faut placer la distorsion au premier rang. On a vu plus haut l'étude de la modulation, qui en est une forme ; mais la distorsion dans l'ampli BF est la plus importante, et l'inspection du fond de tube cathodique est infiniment plus riche de renseignements que la simple audition. Là encore, deux méthodes : ou bien faire défiler l'oscillogramme à la façon de la bande d'un cinéma sonore, ou bien employer un balayage par synchronisme.

Dans la première méthode, on applique la variable « temps » sous forme de balayage à dent de scie à la plaque déflectrice horizontale et le courant à étudier (dosé par un diviseur de tension) à la plaque verticale. Un peu d'expérience permet bien vite de reconnaître la physionomie caractéristique des harmoniques de divers degrés : il est urgent toutefois que le signal dont on part soit lui-même parfaitement pur, et pour cela il faudra le faire défiler lui aussi sur l'écran comme étalon.

Dans la seconde méthode, on compare le signal appliqué à l'entrée et celui recueilli à la sortie ; aux deux systèmes déviateurs après avoir réduit le second afin de l'amener au même ordre de grandeur que le premier. Cela fait, on s'assure que les deux déviations, verticale et horizontale, sont homothétiques, ce qui se traduit par le fait que la courbe tracée est une droite à 45 degrés (si les amplitudes sont égales) ou à un certain angle fixe en tout cas.

Un déphasage entre le signal entrant et celui sortant se traduit par le fait que la droite devient une ellipse, et le décalage τ est donné par un angle dont la tangente (ou pente) est P/Q . Ainsi un disque de fréquence croissante étant passé sur l'ampli, on verra le spot décrire une droite d'une certaine inclinaison, peut-être même une ellipse (mais décrite dans le sens à gauche), ce qui indique un déphasage capacitif. Puis la droite se relèvera peut-être un peu, attestant un accroissement du gain, et restera ainsi tout le long du disque. Puis, vers les aiguës, l'aspect elliptique reviendra (déphasage selfique) et la courbe se couchera (chute de gain), et l'ellipse deviendra aplatie sur l'horizontale.

Un aspect comme celui de la figure G indique une saturation de la lampe. Le courant plaque atteint le coude supérieur de caractéristique et le courant débité est fortement chargé d'harmoniques.

Notons que le montage ci-dessus indiqué ne demande aucun oscillateur.

Il existe une troisième méthode plus précise, c'est celle par opposition au lieu de comparaison. Si les signaux (entrant et sortant) sont égaux ou homothétiques, on doit, en réglant leur amplitude à égalité et les opposant, obtenir une résultante nulle. Sinon, il y a accident. On mène la mesure comme suit : un tranço push-pull ayant ses deux demi-primaires distincts est nécessaire. Dans l'une des moitiés, on envoie le signal initial (issu d'une hétérodyne BF ou d'un disque de fréquence), à l'entrée de l'ampli et à la plaque déflectrice horizontale à la fois. Dans l'autre demi-primaire, on envoie le courant sortant de l'ampli et rabaisé

au moyen d'un atténuateur à la même amplitude que celui entrant : c'est le secondaire du transfo push-pull qu'on relie à la plaque déflectrice verticale.

On doit avoir théoriquement une horizontale sur l'écran. Une ellipse indique un déphasage ; une courbe en lacis indique des harmoniques. Il est plus facile ici de voir des incurvations même très petites à partir de la droite théorique. Il n'en était pas de même par les procédés précédents. Notons qu'on peut photographier l'image puisqu'elle est stationnaire.

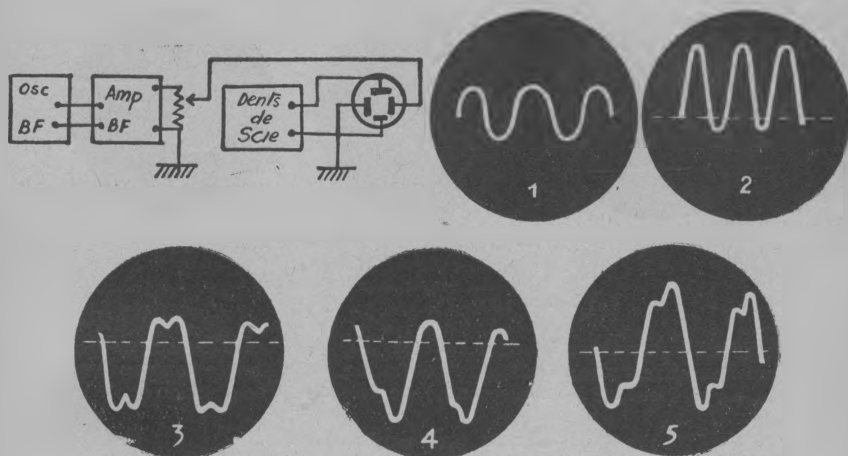


Fig. 27. — DISTORSION BF

1. Signal envoyé.
2. Pur.
3. Harmonique 3.
4. Harmonique 2.
5. Harmonique 2 et 3.

Filtrage.

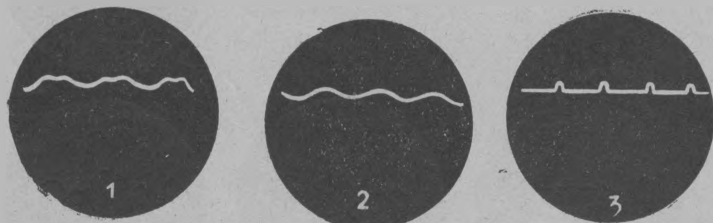


Fig. 28. — RÉGLAGE DU FILTRAGE

1. Une moitié de valve malade.
2. Filtrage insuffisant et redressement monophasé.
3. Condensateur en voie de claquage (fuit à chaque crête).

Aussi simple que cela paraît, ce n'est pas toujours qu'une alimentation plaque est parfaite. Une capacité en voie de claquage, une capacité insuffisante, une self de filtrage mal établie (HP mauvais pour le poste)

et souvent même une valve usée inégalement sur ses deux plaques sont autant de causes de mauvais redressements. On envoie donc dans le sens horizontal la tension de la base de temps et dans l'autre sens le voltage redressé. L'aspect ondulé du courant redressé apparaît alors visiblement.

Étude de l'antifading.

Ayant mis le balayage linéaire en route et déconnecté l'antenne, ce qui donne au poste toute sa sensibilité, on appuie le doigt sur la grille

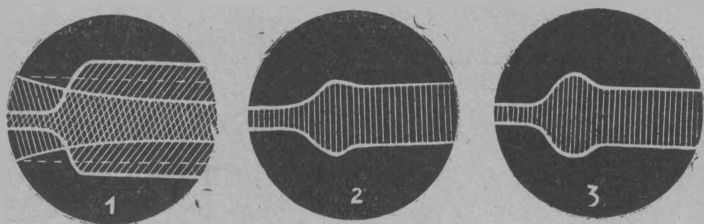


Fig. 29. — RÉGLAGE DE L'ANTIFADING

1. Trop retardé, C et R trop fort,
2. Trop peu sensible, R trop faible
3. Normal.

HF. Pendant un court instant, on entend un fort bruit de secteur et de musique qui est vite étouffé par l'antifading. En réglant le balayage à une valeur très lente (2 à 3 à la seconde), on voit la courbe d'action de l'AVC.

Étude par opposition.

Par exemple, on veut étudier avec précision un ampli (de fréquence quelconque). On peut, au lieu de comparer les signaux entrant et sortant,

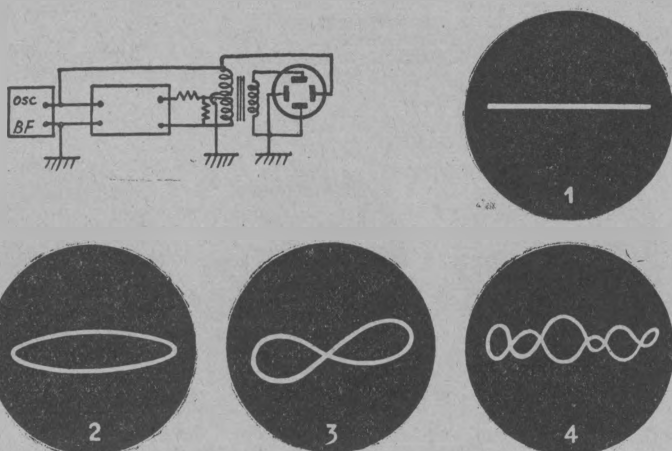


Fig. 30. — ÉTUDE D'UN AMPLI PAR OPPOSITION

1. Pur.
2. Déphasé.
3. Déphasé et harmonique 2.
4. Déphasage léger et harmonique 2 et 6.

les régler à égalité par un diviseur de tension et les monter en opposition. La résultante (qui, théoriquement, doit être nulle) est envoyée dans un balayage et le signal à étudier dans l'autre. Si, au lieu d'une horizontale, on a une courbe, c'est qu'on a divers harmoniques qu'il est bien plus aisé de mesurer en grandeur et en phase par cette méthode que par celle indiquée au paragraphe *Distorsion*, qui est surtout visuelle. Ajoutons que ce dernier procédé donne une image stable et qu'on peut photographier.

Étude d'une oscillatrice.

Ici encore, deux méthodes : la lecture directe sur base de temps ou la méthode de comparaison.

Dans la première, on envoie la tension prise sur la plaque ou la grille de l'oscillatrice à la déflectrice verticale et la base de temps à l'autre. On doit rechercher une forme aussi « sinusoïdale » que possible. C'est ainsi qu'un coincement de la grille donne des périodes d'arrêt de marche entrecoupées de pointes aiguës ; un excès de couplage des bobines donne des harmoniques et du souffle. Dans la seconde méthode, on envoie dans les systèmes déflecteurs respectivement la tension plaque et la tension grille. On devrait avoir théoriquement une ellipse voisine d'un cercle, avec un tout petit accident à la naissance du courant grille. Pratiquement, on a des boucles ou des bosses, ou des piquants d'allure typique et caractérisant un courant grille trop fort, une tension plaque trop faible, une self plaque trop forte ou trop couplée, etc.



Fig. 31. — ÉTUDE D'UNE OSCILLATRICE

1. Grille trop polarisée, V_p trop fort.
2. V_p trop faible ou couplage GP trop fort.
3. Grille trop polarisée et self plaque trop forte (ou trop couplée, nombreux harmoniques).

Voltmètre.

L'emploi de l'oscillographe comme voltmètre de crête, sans consommation, sans inertie et indépendant des fréquences, même les plus élevées, est une chose assez évidente : il suffit d'appliquer un celluloïd millimétré transparent sur le fond de tube et régler sa tension de canon pour avoir une sensibilité qui soit un nombre rond, par exemple 2 ou 3 ou 4 volts par millimètre.

DEVANT LE POSTE EN PANNE

Avant d'entreprendre l'étude méthodique d'un poste en panne, on peut souvent s'épargner beaucoup de peine en procédant comme suit.

D'abord, regarder et tâter.

Voir si tout est bien « catholique ». Pas de condensateurs chimiques rongés, décolorés, oxydés ? Pas de résistances rôties ? Pas de câbles ou cordons tordus, dénudés, court-circuités ? Pas de gaine faradisée qui touche son âme, surtout aux extrémités ? Pas de soudure lâchée ? Il n'est pas mauvais de tirer un peu sur les connexions pour faire lâcher ce qui est prêt à le faire, de donner un coup de fer sur toute soudure douteuse, de vérifier les connexions de masse et de les réunir ensemble par un fil de grosse section, soudé, d'examiner les contacts des lampes dans leur socket, les clips de grilles des lampes, le fusible, la position correcte du distributeur de tension sur le transfo d'alimentation, etc.

Vérifier les lampes.

Continuité du chauffage : dans les « tous-courants », tous les filaments sont probablement intacts si l'éclairage du cadran fonctionne, mais il est bon d'essayer la série tout entière en mesurant la résistance ou en sonnant la continuité de toutes les lampes dans leur support, entre la masse et la résistance réductrice. Vérifier cette résistance.

Dans les postes alternatifs, essayer lampe par lampe, à ses broches, s'il y a la tension correcte de chauffage.

Si possible, remplacer les lampes manifestement vieilles.

Vérifier les tensions plaque et écran. Si elles sont trop faibles dans l'ensemble, soupçonner un condensateur de filtrage claqué ou en train de le faire.

Essai de l'alimentation.

Allumer les lampes et observer. Si les lampes ne s'allument pas, vérifier l'interrupteur et les enroulements du transfo. Si les plaques de la valve s'entourent d'un effluve violacé, éteindre aussitôt : le redresseur n'est pas en ordre, le premier condensateur de filtrage est en court-circuit. Si on insiste, les plaques rougissent, la valve est perdue. Si la culasse du dynamique s'échauffe fortement, le second condensateur de filtrage est à changer.

Mesurer la tension de sortie de la valve. Pour un « tous-courants », on doit avoir plus de 100 volts entre cathode et châssis ; pour un poste sur alternatif, la tension doit correspondre à la tension non redressée au transfo d'alimentation. Dans le premier cas, soupçonner une connexion plaque coupée, une valve douteuse, une cathode brûlée (vérifier si le premier lytique n'est pas en court-circuit). Dans le deuxième cas, vérifier aussi si le courant arrive bien au transfo, si le transfo est intact (secondaire coupé). On peut aussi mesurer la résistance entre cathode de la valve et châssis. Elle doit être au moins égale à 5.000 ohms, sinon soupçonner les condensateurs de filtrage. Une valeur beaucoup plus élevée doit faire soupçonner la valve et le transfo, comme ci-dessus. Si la résistance entre une plaque de la valve et le châssis diffère de celle qui existe entre l'autre plaque et le châssis, vérifiez le secondaire du transfo (spires en court-circuit ou à la masse, coupure amorcée).

Allumer le poste et retirer la fiche de la prise de courant. Mesurer la résistance entre les deux pointes de cette fiche, elle doit être très faible (quelques ohms, 3 à 8 ohms). Si elle est forte, vérifier si le primaire du transfo d'alimentation n'est pas coupé ou dessoudé.

Mesurer la résistance entre la cathode de la valve et l'une des plaques, l'alimentation du champ du haut-parleur étant déconnectée. Si cette résistance n'atteint pas le mégohm, soupçonner une self de filtrage en court-circuit avec le châssis.

Essai du haut-parleur.

En l'écoutant de près, on doit entendre un léger ronflement en l'absence d'émission. Sinon, toucher les grilles. Si on n'entend toujours rien, vérifier si la bobine mobile n'est pas coupée et si le transfo de sortie est en bon état dans ses deux enroulements. Un bruit de mirliton accompagnant l'audition indique un manque de centrage de la bobine mobile. Une grosse perte de rendement peut provenir de spires de la bobine mobile en court-circuit ou frottant dans l'entrefer. L'échauffement du transfo de sortie peut indiquer un court-circuit entre masse et plaque de la lampe finale.

Essai de la basse fréquence.

Observer la lampe de puissance. Si elle est très chaude, vérifier le condensateur de grille d'attaque et le condensateur de cathode. Si sa grille-écran rougit, mesurer la tension à la plaque : nulle, elle indique la coupure du primaire du transfo de sortie ou de son circuit.

Brancher une source de fréquence audible (oscillateur basse fréquence, pick-up) à la prise de pick-up ou à la grille de la lampe précédente. Brancher un casque aux bornes du primaire du transfo de sortie : vous devez entendre la basse fréquence injectée. Sinon, enlever la lampe de puissance et brancher le casque à son socket, entre cathode et grille. Si on n'entend rien, vérifier tous les organes de liaison qui se trouvent entre cette grille et le point d'injection de la basse fréquence. Soupçonner en premier lieu le condensateur de liaison (condensateur de grille d'attaque) qui peut avoir des fuites, ce qu'on reconnaît au courant plaque de la lampe de puissance qui devient exagéré.

Essai de la moyenne et de la haute fréquence.

Vérifier d'abord les tensions plaque et tensions écran.

Si l'on dispose d'une fiche de service de l'appareil, mesurer les résistances et tirer les enseignements que ces mesures comportent.

Injecter de la haute fréquence modulée entre la borne antenne et la borne terre, et sonder la basse fréquence au casque ou à l'outputmètre, en remontant depuis le transfo de sortie jusqu'au pick-up. Remplacer successivement les lampes par des neuves, en notant l'amélioration.

S'il y a des oscillations intermittentes, voir les condensateurs de découplage des grilles-écran (claqués, déconnectés).

S'il y a des sifflements ou oscillations au moment de l'accord d'une station, voir si les blindages et les connexions à la masse ne font pas mauvais contact ; sinon, réaligner les circuit oscillants.

La même station reçue sur deux points du cadran demande le recalibrage de la partie haute fréquence.

Un fort ronflement de secteur à l'accord d'une station demande des condensateurs non inductifs à haut isolement, de 0,01 microfarad ou plus, entre l'entrée du transfo d'alimentation et le châssis.

LES GRANDES PANNES

Tout dépanneur sait qu'il vaut mieux avoir affaire à un poste mort plutôt que malade, car neuf fois sur dix la résurrection est un miracle beaucoup plus facile que l'exorcisme. La grande panne, c'est la possession par l'un des cinq démons suivants : le sifflement, l'instabilité, le désalignement, le motorboating et le ronflement. Le poste marche quand même, mais l'effet musical est raté.

Il n'est pas toujours facile de mettre le doigt sur la cause — ou les causes, car le mal résulte souvent d'une association. C'est ainsi que — le coup de la grille en l'air excepté — toutes les lampes sont normalement alimentées, le pont à lampes ne révèle rien d'anormal, les méthodes d'investigation au voltmètre, au milli ou à l'ohmmètre ne donnent rien. Il faut, pour s'en sortir, avoir présents à l'esprit les symptômes de chacune des cinq maladies ci-dessus, leurs causes et leurs remèdes, ainsi que les essais qui permettent de les diagnostiquer avec sûreté.

Il y a trois sortes de sifflements :

- a) Constant de note et de puissance et indépendant des réglages ;
- b) Constant de note, mais variable de puissance avec l'accord ;
- c) Variable de note et de puissance avec l'accord.

Sifflement a. — *Cause.* — C'est un couplage BF, soit électrique, soit mécanique. Le premier est dû à un câblage défectueux de la BF, ou à un découplage insuffisant de l'écran ou de la cathode de la préamplificatrice BF, ou au fil de pick-up insuffisamment blindé ou qui passe dans un endroit délicat. Le couplage mécanique s'appelle « effet Larsen », il est dû aux vibrations du haut-parleur qui vont agir, via air ou via châssis, sur un organe dont elles font varier la capacité, tel que les lampes ou plus souvent les lames du condensateur variable.

Remèdes. — Blinder le câble de pick-up et l'éloigner des connexions de grilles. Renforcer les découplages BF et en ajouter sur l'anode. Blinder le câble du haut-parleur. Mettre un blindage à la préamplificatrice. S'il y a du Larsen, mettre des amortisseurs en carton molletonné ou en feutre, etc.

Sifflement b. — *Cause.* — Ces sifflements ne sont pas fabriqués par le poste, mais sont dus à la réception simultanée de deux stations qui interfèrent, l'une d'elles étant le plus souvent un poste rapproché assez puissant. Le récepteur n'est pas suffisamment sélectif pour les séparer.

Remède. — Ne pas espérer donner de la sélectivité à un poste qui n'en a pas. S'il y a un présélecteur, on peut le retoucher en diminuant le couplage, mais l'amélioration de sélectivité obtenue se paie par une réduction de musicalité (perte des aiguës). La seule chose possible si le sifflement se produit sur une même région du cadran est d'installer un piège à onde pour le poste local qui y habite, comme indiqué au chapitre *Modernisations*. Le plus simple est de mettre ce piège dans l'antenne fig. 1), bien qu'on puisse aussi le placer derrière la diode détectrice.

Sifflement c. — *Causes.* — Quand ce n'est pas l'instabilité de l'ampli (voir paragraphe suivant), c'est le classique coup de la fréquence-image, dont on doit savoir clairement le principe. Voici un poste qui n'a ni présélecteur, ni étage HF accordé avant le changement de fréquence. Deux stations entrent dans le poste, l'une un peu au-dessus, l'autre un peu au-dessous de l'accord de l'oscillatrice : elles donnent deux fréquences MF, que le transfo MF, bon garçon avec sa bande carrée, laisse passer,

et toutes deux arrivant à la diode font battement. Comme on peut répéter le raisonnement ci-dessus avec les harmoniques de la fréquence de l'oscillatrice et ceux de la fréquence des transfo_{MF} : au lieu

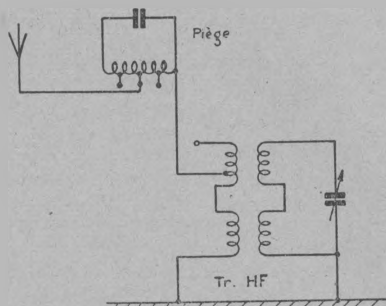


Fig. 1.

d'un seul sifflement, on a une suite de « cuic-cuic » très rapprochés (effet kaléidoscopique).

S'il y a un présélecteur ou un étage HF, la fréquence-image a peu de chances de passer. C'est plutôt par un harmonique de la MF que l'accident a lieu. Si le sifflement se produit seulement aux abords d'un émetteur local, la fréquence-image a passé quand même malgré le barrage. Si les « cuic-cuic » se produisent à toutes les divisions du cadran, comme si le poste était une vraie volière, et ceci même à une heure où l'éther n'est pas encombré, même lorsqu'on supprime l'antenne, il faut songer à une réaction des bobinages MF sur ceux HF ou d'oscillatrice, accrochant chaque fois que l'un d'eux est multiple de l'autre.

Remède. — Le vrai, le seul efficace, c'est un accroissement de la présélection ou, mieux encore, un étage HF bien soigné. Viennent ensuite les remèdes palliatifs.

On s'attachera à ne pas produire d'harmoniques, donc à ne pas faire travailler la lampe HF ou l'oscillatrice dans un coude de sa caractéristique, et à ne pas faire osciller exagérément l'oscillatrice. Enfin, on blindera sérieusement avec de bonnes mises à la masse les bobinages

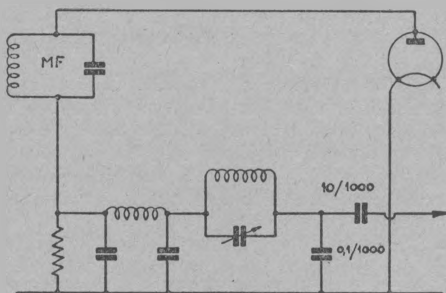


Fig. 2.

HF, MF et oscillateurs, ainsi que leurs lampes. Soulignons l'intérêt de la lampe à caractéristique d'écran basculante. Enfin, on emploie parfois un filtre, ou circuit bouchon, accordé sur deux ou trois fois la fréquence MF

et placé dans le circuit de diode (fig. 2) ou dans la liaison de la lampe MF à la grille de la détectrice des vieux postes (fig. 3).

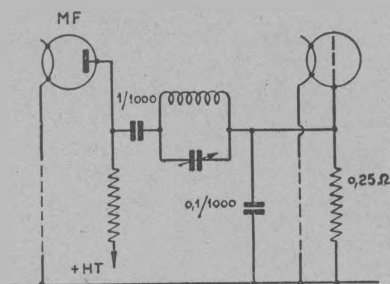


Fig. 3.

(Au lieu de $0,25\Omega$, lire $0,25\text{ M}\Omega$.)

INSTABILITÉ

C'est le défaut de l'appareil qui « accroche » — court sifflement suivi de blocage. Invariablement, la cause est un couplage parasite qui engendre une réaction se terminant en accrochage.

Si l'allure du phénomène varie en balayant le cadran, le mal réside dans la HF —, sinon c'est la MF qui s'incrimine. Dans le premier cas, si l'instabilité croît vers les fréquences élevées, le couplage parasite est de

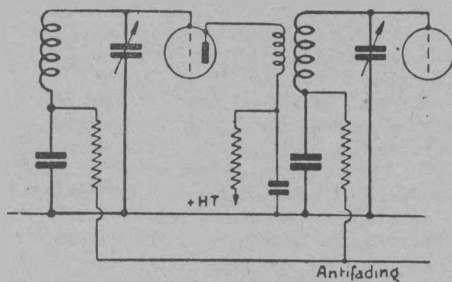


Fig. 4. — Découplage correct

nature capacitive. Sinon, il est selfique et dû soit à une fuite magnétique, soit à une portion de circuit commune contenant de la self et insuffisamment découplée. Noter aussi les couplages par câblages trop longs et par courants de masse. Un circuit oscillant LC doit être bouclé sur lui-même par le plus court trajet possible, et parfois le câblage trop géométrique, ou trop simple par l'emploi exagéré de prises à la masse, crée des portions de circuit communes.

Remède. — Si la cause est inductive, il suffit parfois d'inverser les connexions d'un des enroulements d'un transfo HF. Une amélioration des blindages ou de leurs contacts (un blindage non à la masse ne blinde rien) sera efficace dans le cas opposé.

Mais les deux solutions les plus sérieuses, quand les essais ci-dessus ont échoué, sont dans l'ordre :

a) Accroître les découplages, et notamment ceux d'antifading, qui trop souvent laissent la BF se promener dans tout le poste jusqu'à la diode ;

b) Diminuer l'amplification en réduisant la tension grille ou celle d'écran.

Il est rare qu'un accrochage ait lieu entre Hr^r et BF dans un super,

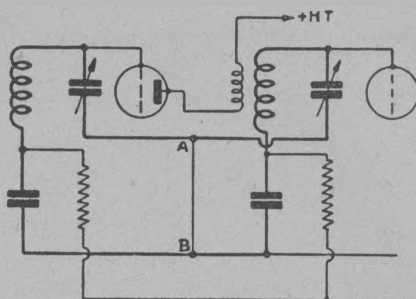


Fig. 5. — Couplage par retour commun AB.

et le plus souvent l'accident tourne au motorboating, dont il sera question plus bas.

DÉSALIGNEMENT

Dans un poste moderne, la commande unique n'est qu'approximative. La courbe idéale et la courbe réelle ne coïncident qu'en trois points, et c'est la forme des lames du condensateur qui fait le reste. Or leur profil est loin d'être standardisé, si bien qu'on peut constater, entre les trois points de coïncidence, des écarts parfois importants.

Il y a plusieurs méthodes pour réaligner un récepteur, on les trouvera détaillées dans le tome III. Toutefois, voici comment on peut procéder avec un poste qu'une intervention maladroite a totalement déréglé.

1° On suppose l'ampli MF correctement accordé. S'il ne l'est pas, on l'y mettra en injectant dans la plaque de la convertisseuse une onde MF correspondant à celle des transfo MF et créée par une hétérodyne modulée, avec contrôle par un indicateur (outputmètre de sortie, œil magique, voltmètre dans la cathode ou milli dans la plaque d'une lampe contrôlée par l'antifading).

2° On suppose l'étage HF parfaitement aligné sur celui d'accord de la convertisseuse, ou on le supprime pendant le réglage. Il s'agit maintenant de trouver le point de coïncidence du milieu. On dévisse à fond les trimmers d'oscillateur, on court-circuite les paddings et on balaie le cadran du poste, tandis que l'hétérodyne balaie le sien. L'onde sur laquelle l'hétérodyne est le mieux entendue (ou donne la meilleure réponse de l'indicateur) est le point de coïncidence cherché, habituellement situé au milieu du cadran, parfois presque au tiers dans les postes pas trop anciens. L'y laisser.

3° On règle le trimmer pour fixer le second point de coïncidence, entre le point n° 1 et le bout à fréquence élevée du cadran, soit environ au tiers de cet intervalle à partir du bout. Pour cela, on règle l'hétérodyne sur la fréquence correspondante, le poste aussi, et on visse le trimmer jusqu'au maximum de réponse.

Le point n° 3 se fixe de même, entre le point n° 1 et l'autre bout du cadran, en jouant cette fois sur le padding pour l'obtenir. On notera que chacun de ces réglages a déplacé le point n° 1, mais dans des sens qui se composent à peu près (fig. 6).

Une fois ce travail réalisé, on a fait tout ce qui était scientifique. Il n'y a plus maintenant qu'à parfaire la commande par des moyens secondaires, dont le plus efficace consiste à tordre un peu la lame externe du condensateur variable d'oscillatrice. On arrivera ainsi à aplatir les

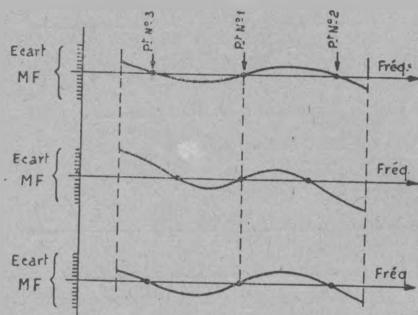


Fig. 6.

petits désaccords qui existent entre les trois points de coïncidence. Naturellement, cela entraînera une légère retouche du trimmer et du padding. Quand on aura répété la manœuvre pour toutes les gammes, on s'apercevra vite que la torsion de la lame mobile a peu de chances de convenir à toutes à la fois.

Après s'être assuré que les condensateurs de découplage des lampes HF et MF sont égaux, on aligne l'étage HF dans le même esprit que ci-dessus, mais bien plus simplement puisqu'un seul point de coïncidence entraîne automatiquement toute la bande. On se met au bout des fréquences élevées et on retouche le trimmer d'accord, avec comme indicateur un milli dans le retour de plaque ou un voltmètre sensible entre cathode et masse. Une fois l'opération répétée sur toutes les bandes, le poste est aligné.

MOTORBOATING

Le motorboating est dû soit à une grille en l'air, soit à une réaction qui peut être due à un couplage parasite, presque toujours capacitif, ou à un découplage insuffisant. Le couplage parasite donne un bruit plutôt aigu, tandis que le découplage insuffisant donne un « teuf-teuf » grave et bien cadencé. On rencontre surtout cet accident quand le poste a une lampe BF très sensible avant la lampe de sortie.

Remède. — S'il ne s'agit pas d'une vulgaire grille dessoudée, on ajoutera des découplages. Souvent, tel poste excellent avec de vieilles lampes fait « teuf-teuf » avec des modernes. Il faut alors découpler les anodes, sauf celle de sortie.

RONFLEMENT

Cet accident est assez rare aujourd'hui. On peut citer comme causes dans l'ordre des probabilités :

- a) Le haut-parleur ;
- b) La lampe de sortie mal réglée ;
- c) Un transfo BF mal placé ;
- d) La première BF mal réglée ;
- e) Le circuit de pick-up ou le câblage mal fait.

Enfin, une cause possible d'un ordre tout différent est le ronflement de modulation BF qui arrive par l'antenne et la lampe d'entrée.

On soupçonnera le haut-parleur lorsqu'on sentira que le ronflement affecte tout le poste et non la seule partie BF. L'œil magique tremblotant est un indice net de ce cas, il indique que le ronflement se trouve aussi

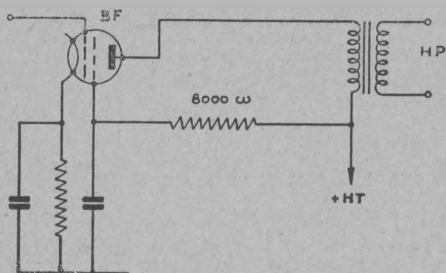


Fig. 7. -- Découplage antironfleur de l'écran d'une pentode.

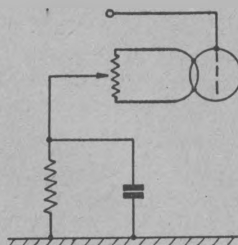


Fig. 8. — Résistance à prise médiane antironfleur.

avant la détection, probablement introduit par la HT mal filtrée. On devra toutefois excepter les cas où le haut-parleur n'est pas un organe de filtrage (postes universels). En outre, la position du haut-parleur peut influencer, car il en sort un flux magnétique qui peut agir sur les organes du poste. Néanmoins, l'insuffisance de filtrage est la cause prédominante, et le remède est tout indiqué : renforcement du second chimique de filtrage, self plus forte, voire cellule supplémentaire de filtrage pour les lampes qui précèdent celle de sortie.

La lampe de sortie est souvent mal polarisée, et surtout sa cathode est souvent mal découplée. Indiquons aussi que souvent son écran est cause de ronflement et qu'un découplage est utile : mettre environ 8.000 ohms abaisseurs et une assez forte capacité (2 à 4 μ F). Enfin, dans les anciennes lampes à chauffage direct, il faut se méfier de la dissymétrie du câblage qui déplace le point milieu réel du chauffage. Une résistance à prise médiane au pied même de la lampe est plus sûre. Un transfo BF est un organe sensible aux flux vagabonds, il faut donc l'éloigner du transfo d'alimentation, de la self et du haut-parleur. Si on ne peut le déplacer, on cherchera l'orientation optimale.

La première lampe BF peut être cause de ronflement par effet détecteur (mauvaise polarisation, découplage insuffisant), mais le plus souvent par son câblage mal compris, avec des fils partant de sa grille et allant côtoyer le transfo, ou un fil du secteur. Vérifier aussi si le fil du pick-up est bien blindé.

Quant au ronflement de modulation qui arrive par l'antenne, il est très difficile de le faire disparaître, le seul remède efficace étant le remplacement de la lampe HF par une autre à caractéristique basculante, quand on ne peut éloigner l'antenne de toute canalisation porteuse de germe ronfleur.

LE DÉPANNAGE SYNOPTIQUE

● Il y a plusieurs manières de dépanner un poste, et voici les plus représentatives :

Celle du flair, qui est du grand art. Certains dépanneurs mettent les doigts sur la panne, un doigt guidé par l'instinct. Ce sont des as. Ce flair peut s'acquérir par une longue expérience, mais souvent il est inné chez son possesseur. C'est la résultante d'un profond don d'observation, d'un esprit déductif et d'une grande connaissance du métier.

Celle du remplacement. Ici, on remplace tout ce qui est susceptible de s'user : les lampes, les chimiques, les condensateurs de liaison, les lytiques de filtrage, etc. Et on les repasse à un autre client ! Nous connaissons des dépanneurs très adroits — et très heureux en affaires — qui ne procèdent pas autrement. Neuf fois sur dix, leur outillage et leur technique se réduit au fer à souder.

Celle des mesures de bout en bout. C'est la méthode américaine, où les dépanneurs ont de véritables machines à dépanner, avec analyseurs, oscillographes, signal tracers, etc. Son avantage est évident ; son inconvénient : cher, à cause de l'appareillage.

Celle, très expéditive, qui consiste à substituer momentanément, à chaque étage du poste, un étage dont on est sûr. On circonscrit ainsi la panne, et la trouver devient un plaisir. Nous consacrons un chapitre à cette méthode recommandable à tous points de vue.

Celle du symptôme diagnostiqué. Elle fait l'objet des tableaux suivants.

Comme les dix-neuf vingtièmes des postes actuels sont des supers, le schéma est standard, les pannes sont communes, du moins pour les postes normaux. Quand on connaît un récepteur, on les connaît tous, aux raffinements près.

● Avant de traiter une panne, il faut toujours s'assurer :

- a) De sa réalité ;
- b) De sa permanence ;
- c) De son ancienneté.

Inutile de démolir un poste qui se porte bien sous prétexte de guérir une panne inexistante. Inutile, également, de perdre une heure à chercher une cause qu'un interrogatoire de cinq minutes aurait dévoilée.

● Les numéros des "Causes probables" qui suivent correspondent à ceux des tableaux synoptiques de la planche dépliant.

CAUSES PROBABLES DES PANNES

1.
 - a) Fusible coupé ou mal enfoncé (poste ou installation);
 - b) Interrupteur défectueux;
 - c) Cordon d'alimentation coupé, mal fixé (voir fil résistant des cordons chauffants, ou la résistance-ballast);
 - d) Primaire du transfo d'alimentation coupé ou en CC;
 - e) Lampes mortes (dans un tous-courants, voir lampes de cadran);
 - f) Supports de lampe défectueux;
 - g) Coupure, CC ou mauvaise soudure du circuit de chauffage;
 - h) La valve seule ne s'allume pas: défectueuse (attention! vérifier premier chimique de filtrage!).

2.
 - a) Panne dans le circuit de haute tension (voir C de filtre);
 - b) Lampe ou support défectueux en BF ou à la valve;
 - c) Résistance d'anode ou de cathode BF coupée ou morte;
 - d) Court-circuit dans le circuit plaque de la lampe finale (voir condensateur de découplage entre plaque et masse);
 - e) Primaire du transfo de sortie coupé, ou son condensateur claqué;
 - f) Circuit plaque de la 1^{re} BF coupé, ordinairement dans la résistance de charge;
 - g) Claquage du C de découplage plaque de la 1^{re} BF;
 - h) Circuit grille de la 1^{re} BF en court-circuit (voir connexion blindée);
 - i) Claquage du condensateur de liaison de la 1^{re} BF à la lampe finale, qui chauffe exagérément.

3.
 - a) Primaire du transfo du HP coupé;
 - b) Cordon du HP coupé;
 - c) Condensateur du contrôle de tonalité claqué;
 - d) Coupure quelconque entre + HT et HP.

4.
 - a) Condensateur de sortie de filtre claqué;
 - b) Court-circuit à la masse après filtrage.

5. Coupure dans la culasse du HP ou dans le cordon.

6.
 - a) Condensateur d'entrée de filtre claqué;
 - b) Valve morte ou mauvais contact à son culot.
 - c) Bobinage de culasse du HP à la masse;
 - d) Défaut du transfo d'alimentation (grillé, déconnecté, prise médiane en l'air, etc.).

7.
 - a) S'il n'y a pas de tension à la plaque de la lampe MF, le primaire du second transfo MF est coupé;
 - b) S'il y a une tension à la plaque, le primaire est court-circuité, ou son trimmer, ou le secondaire est coupé, ou il est court-circuité (le plus souvent par le trimmer);
 - c) La lampe MF est défectueuse;
 - d) Le circuit grille MF présente un court-circuit;
 - e) La tension écran de la lampe MF est nulle: voir condensateur de découplage et résistance chuteuse;
 - f) Résistance de polarisation MF coupée ou morte;
 - g) Court-circuit ou coupure du circuit de détection;
 - h) Intervention maladroite qui a dérégulé l'alignement.

8. Le premier transfo MF est coupé ou court-circuité (voir les trimmers) au primaire ou au secondaire.

CAUSES PROBABLES DES PANNES (Suite)

9. a) La changeuse de fréquence est défectueuse (ou la lampe HF);
b) Court-circuit dans le condensateur variable d'oscillation (lames qui se touchent ou trimmer défectueux);
c) Pas de tension à l'écran. Voir résistance chutrice et condensateur de découplage;
d) Défaut dans les circuits oscillateurs (coupure, CC, absence de tension à l'anode oscillatrice).
10. a) Le transfo HF ou ses circuits sont détériorés;
b) La résistance de cathode de la lampe HF est malade, ou son condensateur de découplage est mort;
c) L'oscillatrice a une coupure à la grille;
d) La lampe HF est défectueuse;
e) Pas de tension à l'écran de la lampe HF (voir résistance chutrice coupée, ou son condensateur en CC).
11. a) Le bloc d'accord a un court-circuit interne (lames qui se touchent ou trimmer);
b) Le bloc d'accord a une masse (voir aussi bobinages);
c) Les gaines blindées sont usées aux traversées des blindages.
12. a) La self d'antenne est défectueuse;
b) Le bloc d'accord est désaccordé;
c) L'antenne, ou sa borne, touche la masse. La terre est mauvaise;
d) Les gaines blindées sont mal isolées.
13. a) La connexion de grille-écran est dessoudée;
b) Vérifier la résistance chutrice, s'il y en a une.
14. a) Condensateur de découplage d'écran claqué;
b) Sa connexion est à la masse;
c) La résistance chutrice, ou le diviseur de tension alimentant l'écran, est malade.
15. a) Le condensateur de découplage de plaque de la première basse fréquence est claqué (ou de la binode, ou de la diode-triode ou pentode);
b) La résistance de plaque est coupée ou à la masse;
c) Le transfo de liaison basse fréquence est coupé.
16. a) Grille de la dernière lampe à la masse;
b) Son condensateur de liaison à la lampe précédente est coupé, ou déconnecté;
c) Coupure du secondaire du transfo basse fréquence;
d) Court-circuit de ce transfo basse fréquence.
17. a) Court-circuit entre grille et masse de la première basse fréquence (ou binode, ou diode-triode ou pentode);
b) Défectuosité du volume-contrôle;
c) Défectuosité de sa gaine blindée.
18. Coupure de la self de choc découplant la haute fréquence entre résistance de détection fixe de la diode et le volume-contrôle sur la grille de la première basse fréquence.

CAUSES PROBABLES DES PANNES (Suite)

19. a) Résistance fixe de charge de diode malade ;
b) Secondaire du transfo haut-parleur malade ;
c) Bobine mobile du haut-parleur malade.
20. a) Coupure du bobinage d'oscillatrice ;
b) La résistance donnant la haute tension à la plaque oscillatrice (ou la grille en faisant fonction G_2) de la changeuse de fréquence est morte, ou son condensateur est claqué.
21. Résistance de polarisation à remplacer.
22. a) Résistance chutrice d'écran ou diviseur de tension à vérifier
b) Condensateur de découplage d'écran claqué.
23. a) Le condensateur reliant la grille oscillatrice au bobinage est coupé ;
b) La résistance de fuite de la grille oscillatrice est coupée, court-circuitée ou vieillie.
24. a) Le condensateur n'est pas entraîné par le démultiplicateur ;
b) Circuit d'accord ou oscillateur en l'air ;
c) Coupure dans le circuit ou bobinage antenne-terre.
25. a) Bobinage d'antenne défectueux ;
b) Résistance de couplage de présélecteur coupée ;
c) Capacité de couplage de présélecteur insuffisante ;
d) Connexion d'antenne ou de terre défectueuse.
26. Primaire du transfo HF coupé.
27. a) Résistance de cathode HF coupée ;
b) Transfo HF déréglé ;
c) Spires de capacité dudit transfo en mauvais état ;
d) Connexion d'antenne défectueuse.
28. Convertisseuse à régler.
29. a) Sur stations puissantes seules : ronflement de modulation (voir *Memento*, tome III) ;
b) Descente d'antenne parallèle aux fils du secteur
30. Découplage HF ou MF insuffisant.
31. a) Filtrage insuffisant ;
b) Condensateur de filtre sec ou en voie de claquage.
32. a) Mauvaise prise de terre ;
b) Câblage basse fréquence mal fait ou mal blindé ;
c) Éclairage de cadran à la masse ;
d) Isolement cathode-filament d'une lampe défectueux.
33. a) Lampe finale mal polarisée, ou polarisation nulle (résistance de cathode malade ou chimique de cathode claqué) ;
b) Condensateur de découplage BF claqué ;
c) Chimique de découplage cathode BF à l'envers ou sec ;
d) Condensateur de liaison entre 1^{re} et 2^e lampes BF claqué ;
e) Lampe défectueuse (mauvais isolement filament-cathode) ou mal réglée (découplage insuffisant, par exemple).

CAUSES PROBABLES DES PANNES (Suite)

34. a) Rapport du transfo de sortie mal calculé ;
 b) Résonance de l'ébénisterie ; défaut dans le dynamfque ;
 c) Lampe de sortie mal réglée (polarisation incorrecte, R de fuite coupée, C de liaison claqué).
35. a) Condensateur de liaison à grille BF ou lampe de sortie en mauvais état ;
 b) Transfo de liaison BF perforé entre primaire et secondaire.
36. Condensateur de découplage cathode claqué (ou inversé si c'est un chimique).
37. a) Grille lampe haute fréquence en l'air (voir bobinage ou commutateur de gamme) ;
 b) Lampe HF ou oscillatrice défectueuse ;
 c) Découplage HF insuffisant ou mort ;
 d) Filtrage à vérifier (second chimique sec ou trop faible).
38. a) Grille de lampe moyenne fréquence en l'air ;
 b) Lampe MF défectueuse ;
 c) Découplages insuffisants ou morts, HF ou MF ;
 d) Filtrage à vérifier (second chimique sec ou faible)
 e) Antifading défectueux (voir découplage).
39. a) Oscillatrice à vérifier ;
 b) Mauvais retour de masse HF, BF ou détectrice.
40. a) Condensateur découplage cathode 1^{re} ou 2^e BF claqué ou à l'envers si c'est un chimique ;
 b) Transfo BF à l'envers.
 c) Résistance de fuite de grille BF trop élevée ou coupée ;
 d) Découplage anodique BF insuffisant.
41. Blindage MF insuffisant (voir aussi gaines blindées).
42. a) Bobinages d'oscillatrice mal blindés, ou leurs connexions ;
 b) Convertisseuse mal réglée.
43. a) Convertisseuse dérégulée ;
 b) Résistance grille oscillatrice trop forte ;
 c) Bobinages oscillateurs trop couplés ;
 d) Commande unique mal réglée.
44. Convertisseuse dérégulée.
45. a) Lampe HF ou convertisseuse défectueuse ;
 b) Tension d'écran incorrecte aux deux lampes ci-dessus ;
 c) Polarisation incorrecte des deux lampes ci-dessus ;
 d) Transfos MF désaccordés ;
 e) Découplage défectueux ;
 f) Résistance de grille trop forte ;
 g) Prise de masse résistante (blindage, gaine ou retour de grille).
46. a) Comme 45 ci-dessus, e, f, g. ;
 b) Contrôle de volume défectueux, ou ses connexions ;
 c) Second chimique de filtrage sec ou trop faible.

CAUSES PROBABLES DES PANNES (Suite)

47. Faiblesse vers 20 mètres :

- a) Déréglage des trimmers O. C. ;
- b) Convertisseuse qui ne « descend » pas ;
- c) Bobinages oscillateurs défectueux, mal établis ;
- d) Pertes importantes dans circuit d'entrée, descente d'antenne capacitive, retours de grille trop longs.

Faiblesse vers 50 mètres :

- a) Couplage insuffisant dans l'oscillateur O. C. ;
- b) Mauvais padding O. C., ou valeur incorrecte ;
- c) Oscillateur O. C. trop proche d'une masse absorbante (châssis).

Faiblesse vers 200 mètres :

- a) Mauvais alignement des trimmers P. O. ;
- b) Couplage insuffisant dans transfo d'entrée.

Faiblesse vers 500 mètres :

Padding P. O. mal réglé ou valeur incorrecte.

Faiblesse vers 1.200 mètres :

Déréglage des trimmers G. O.

Faiblesse vers 1.900 mètres :

Déréglage du padding G. O.

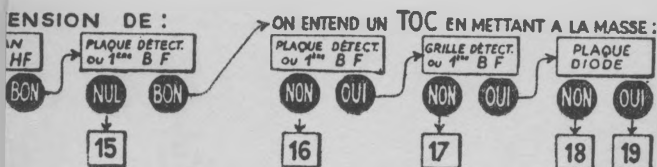
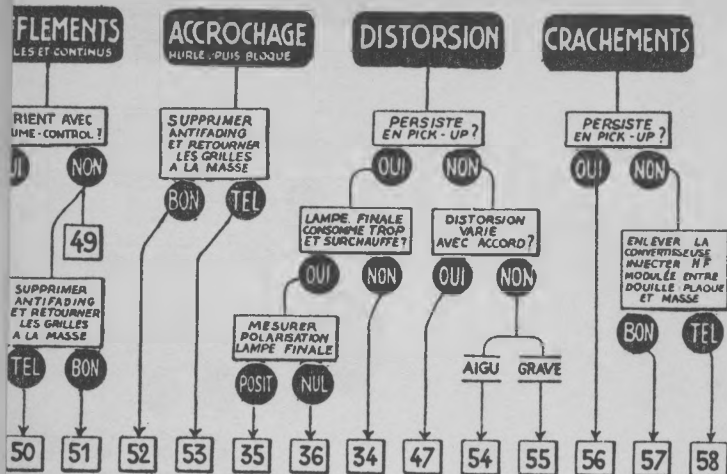
DANS TOUS LES CAS :

- a) Vérifier si les contacts du commutateur sont propres et effectifs, et si les prises de masses sont bonnes ;
 - b) Vérifier si les tensions d'antifading correspondent aux polarisations correctes des lampes qui en dépendent.
48. a) Découplage insuffisant de la lampe finale (anode ou écran) ;
b) Découplage insuffisant de la 1^{re} lampe BF (anode ou écran) ;
c) Connexion BF insuffisamment blindée ;
d) Capacité entre circuit de grille BF et cordon du haut-parleur.
49. a) Découplage HF ou MF insuffisant (anode, cathode, écran) ;
b) Tension écran MF trop forte (résistance chutrice ou diviseur mal réglés ou vieillis) ;
c) Second condensateur de filtrage trop résistant (le shunter par un 0,1 MF papier).
50. a) Blindage insuffisant aux lampes MF ;
b) Bobinages MF mal calculés ou trop couplés.
51. a) Antifading insuffisamment découplé (voir C de découplage) ;
b) Antifading mal réglé, à revoir en se basant sur l'indicateur visuel.
52. a) Antifading trop brutal ;
b) Résistance de charge de diode antifading trop forte.
53. a) Tensions alimentaires trop faibles (vérifier valve et transfo) ;
b) Diviseur de tension ou résistance chutrice trop forte ou déréglée ;
c) Haut-parleur décentré, décollé ;
d) Condensateurs de filtre en voie de claquage.
- Si accrochage en certains points des gammes d'ondes :*
a) Oscillateur de gamme mal établi (courant d'oscillation trop élevé en un point : réduire le couplage) ;

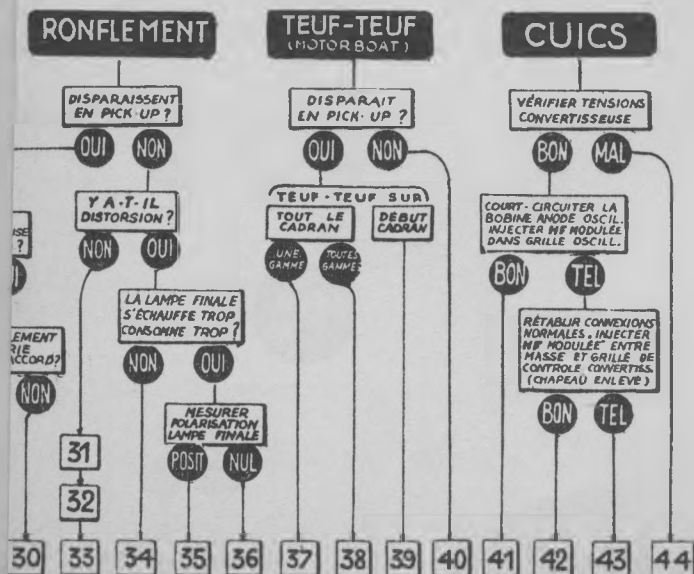
CAUSES PROBABLES DES PANNES (Suite)

- b) Valeurs incorrectes des éléments de liaison des circuits oscillateurs ;
 - c) Transfos MF mal alignés.
54. a) Résistance de charge de diode trop forte ;
b) Réaction BF par capacité tendant à exagérer le haut du spectre sonore.
55. Filtres passe-bande ou transfos MF trop pointus. Augmenter leur couplage, ou aplatir leur sélectivité par une résistance en parallèle.
56. a) Lampe BF trop polarisée ;
b) Condensateur de liaison BF en mauvais état ;
c) Condensateur de cathode première ou seconde BF fait de l'électrolyse et va bientôt claquer ;
d) Mauvaise soudure ou mauvais contacts dans le circuit BF ;
e) Étincelles quelque part en BF (voir dans l'obscurité).
57. Mauvais contact au présélecteur ou dans les circuits de la convertisseuse.
58. Mauvais contact à un transfo MF.
59. a) Une des lampes BF défectueuse ;
b) Coupure du condensateur de liaison des deux lampes BF. Dans ce cas, il y a aussi distorsion et tonalité suraiguë ;
c) Haut-parleur défectueux ;
d) Haute tension trop faible (court-circuit partiel ligne HT, chimique en voie de claquage, valve faible, transfo malade) ;
e) Polarisation BF défectueuse (condensateur en CC, résistance coupée), s'accompagne de distorsion ;
f) Fuite dans le circuit grille de la préamplificatrice, voir surtout gaines blindées.

(VOIR D'ABORD TABLEAU 2)



(VOIR D'ABORD TABLEAU 2)



La basse fréquence s'isole, nous l'avons vu, en se mettant en pick-up, ou en attaquant la première basse fréquence entre grille et masse. Cette première basse fréquence peut être l'élément triode (ou pentode) de la détectrice diode-triode, par exemple.

L'étage de puissance s'isole de même, en attaquant directement sa grille provisoirement débranchée du condensateur de liaison. C'est enfantin.

L'alimentation est aussi facile à isoler : il suffit de couper le + HT à la sortie de la cellule de filtrage. On la fait débiter dans une résistance à grand débit (résistance à collier sur céramique) capable d'absorber 100 à 120 milliampères sous 250 volts, soit donc une trentaine de watts, ce qui permet de l'étudier *in vivo*.

L'antifading s'isole en coupant tous les retours d'antifading, les retours de grille des lampes contrôlées par l'antifading étant réunis provisoirement à la masse. Les potentiels de contrôles de l'antifading sont mesurés par le voltmètre à lampe, pendant qu'on injecte de la haute fréquence à la borne-antenne, ce qui permet d'étudier le fonctionnement de la régulation en traçant sa courbe.

La moyenne fréquence comprend les deux transfos et tout ce qu'ils délimitent, le primaire du premier étant provisoirement isolé de la lampe oscillatrice, en enlevant celle-ci de son socket, tandis que le secondaire du second peut être isolé de la détectrice par le même procédé. On peut isoler aussi ses deux sorties secondaires et en mettre une à la masse. On injecte les signaux de fréquence voulue (135 ou 450 kilocycles) provenant de l'hétérodyne, et on mesure au voltmètre à lampe ce qui sort.

L'oscillatrice s'isole assez facilement : la connexion de la grille de contrôle (n° 4 de l'octode) est dessoudée, ce qui permet de brancher l'hétérodyne modulée entre cette grille et la masse. Le voltmètre à lampe permet de lire pour chaque gamme d'ondes les courants moyenne fréquence créés par l'oscillatrice, soit à sa sortie, soit après l'étage moyenne fréquence. Mais, dans ce dernier cas, il faut avoir soin de supprimer la détection si elle comporte l'antifading.

La détection n'offre pas plus de difficultés, puisqu'elle commence à la sortie du second transfo moyenne fréquence et se termine à la grille de la préamplificatrice basse fréquence, souvent constituée par l'élément triode ou pentode de la détectrice (double diode-triode par exemple), mais il faut avoir soin d'isoler l'antifading et ne pas oublier que le circuit de la diode comprend tout le circuit de sa plaque détectrice, avec le secondaire du transfo (qu'on peut court-circuiter ou remplacer par l'hétérodyne modulée), sa résistance de travail, tout ce qui part du secondaire pour se terminer à la masse. Ne pas oublier non plus, dans les détectrices par les deux plaques diodes sans antifading, le primaire du second transfo, relié à la seconde plaque diode par une capacité. Ce schéma est assez rare : dans ce cas, c'est le primaire, isolé de la plaque moyenne fréquence et de la + HT, qui est l'entrée de la détectrice.

Enfin, la haute fréquence s'isole en dessoudant la connexion de grille de la convertisseuse (ou en enlevant celle-ci dans les lampes modernes où la grille est au sommet du ballon). Cette connexion de grille est reliée à une détectrice suivie d'une basse fréquence, par exemple un poste miniature dont on a supprimé les organes d'accord.

Ensuite, accusons chaque étage.

Bien entendu, nous n'allons pas couper sans réfléchir notre poste en tranches. Nous commencerons par la basse fréquence + alimentation, nous continuerons par convertisseuse + moyenne fréquence + détectrice + basse fréquence ; nous subdiviserons ensuite convertis-

seuse + moyenne fréquence + détectrice s'il y a lieu, la haute fréquence ayant été provisoirement supprimée en réunissant directement le présélecteur à la grille de la convertisseuse.

Et on accuse tous les étages, à charge pour eux de disculper en prouvant successivement qu'ils ne sont pas responsables de la panne. Celui qui ne réussit pas à prouver son innocence, c'est le coupable. Il n'y a plus qu'à l'autopsier, en se servant des tableaux de pannes par étage qu'on trouvera plus loin.

LES BLOCS D'AMÉLIORATION

Avant d'aborder la technique, parlons commerce.

Beaucoup de clients désireraient que leur poste soit perfectionné, mais ils n'ont pas confiance. Si vous pouviez leur faire entendre *sur leur poste* l'amélioration proposée, ils « marcheraient » neuf fois sur dix. C'est ce que vous permettront nos blocs d'amélioration, en plus de leur utilisation habituelle comme blocs de dépannage.

Le principe en est très simple : je prends un châssis courant, à cinq ou six lampes, que je connais bien. A temps perdu, je le remets en état : lampes neuves, perfectionnement suivant la technique moderne, bloc d'accord à fer divisé et moyenne fréquence de même ; bref, j'en fais quelque chose qui marche vraiment bien. Je soigne particulièrement la basse fréquence, à laquelle je mets une contre-réaction, et ce qu'il faut pour varier la tonalité. Voilà donc un châssis que je connais bien, puisque c'est moi qui l'ai élevé. Je vais maintenant le diviser en sections : haute fréquence, et convertisseuse, moyenne fréquence, détection et basse fréquence, et chacune de ces sections remplacera celle, supposée malade, du poste à dépanner. Premier avantage : en trois coups de fer à souder et quatre déplacements de pinces crocodile, mon poste est ausculté des pieds à la tête, et l'étage défectueux mis en accusation. Second avantage : j'invite le client à venir écouter ce que lui donnerait son cher récepteur, si je lui changeais sa basse fréquence par celle-ci. Troisième avantage : l'exécution sera facile, car je la connais bien. Pas d'aléas, pas de surprise dans le prix de revient.

Mais il y a mieux : afin d'éviter les doutes du client, ainsi que les erreurs et les longues connexions, nous allons réaliser trois blocs autonomes : un changeur de fréquence, une moyenne fréquence, et une détectrice + basse fréquence, le tout moderne, avec lampes neuves 6,3 volts. Ces trois blocs ne nous coûteront pas bien cher, et ils auront tôt fait de se payer par le temps gagné et les affaires conclues.

Nous avons dit : lampes à 6,3 volts. Mais un poste équipé en lampes 4 volts pourra être également dépanné et modernisé par nos blocs, car les culots sont les mêmes que ceux de la série E. Il y aura cependant certaines polarisations à changer, notamment pour AL 2 et AL 3. Comme le poste à transformer possède un transfo suffisant, il n'y a pas à s'en occuper.

Et pourquoi trois blocs, et non quatre ou cinq ?

Parce que l'universalité, c'est bien, mais la simplification est mieux encore. Parce que la détection et la basse fréquence sont intimement liées par la lampe commune. Parce que l'alimentation, comprenant une haute tension filtrée sous 250 ou 300 volts, chauffage 2,5 et 6,3 volts et même polarisation par diviseur de tension à curseurs, existe déjà dans un laboratoire qui se respecte, sous forme d'un châssis fixé à demeure sous l'établi, avec distributeur mural et cordons à fiches.

Bloc haute fréquence-convertisseuse. — Vous pouvez l'établir suivant

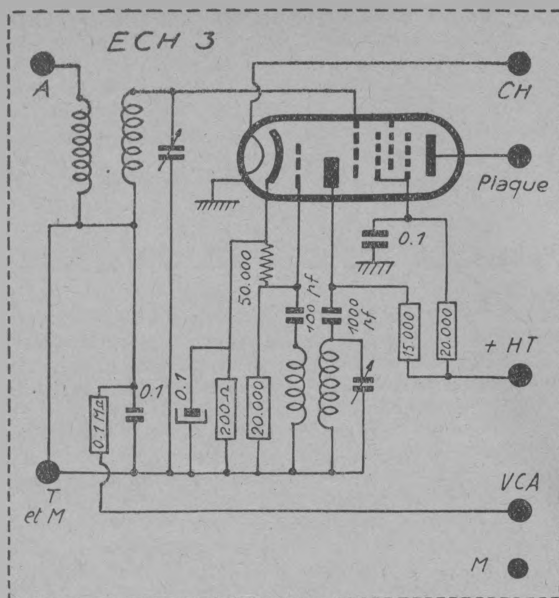


Fig. 1. — Bloc haute fréquence.

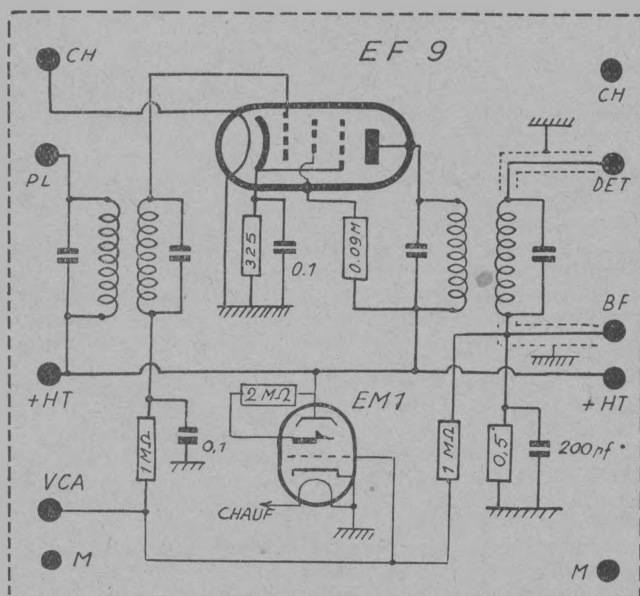


Fig. 2. — Bloc moyenne fréquence.

le schéma de la figure 1. Les bobinages seront modernes, mais, étant donnée l'anarchie qui règne chez les constructeurs, nous choisirons un bloc de dimensions très réduites, pouvant aller partout. Nous aurons en outre un autre bloc, très plat, les deux ayant à peu près le même rendement, afin de pouvoir servir tout le monde.

Un point à signaler : le point *plaque haute fréquence* à relier au transfo moyenne fréquence. C'est un point ombrageux. En étudiant les emplacements des culots et des cosses de transfo moyenne fréquence, il faut trouver le chemin le plus court pour les relier. Le mieux est de souder, à la plaque de la convertisseuse, un fil souple de 6 centimètres de longueur, et il faut se débrouiller pour le fixer au transfo moyenne fréquence sans devoir l'allonger. Le châssis est en aluminium de 15/10.

Bloc moyenne fréquence. — Il se fait suivant le schéma de la figure 2. Ici aussi, le point *plaque* demande des précautions ; il faut trouver la connexion la plus courte et la blinder, comme du reste celle qui va au condensateur de liaison.

Bloc détection et basse fréquence (schéma suivant figure 3). — On le munira d'un bon haut-parleur et on le soignera tout particulièrement pour qu'il soit très musical, très ensorcelant. C'est lui qui se vendra le mieux, vous verrez...

Et voilà !... Les trois blocs, en série, forment un récepteur complet. Ils vous épargneront bien des heures de recherches infructueuses, bien des ennuis, bien des clients mécontents. Ils constitueront votre meilleure publicité.

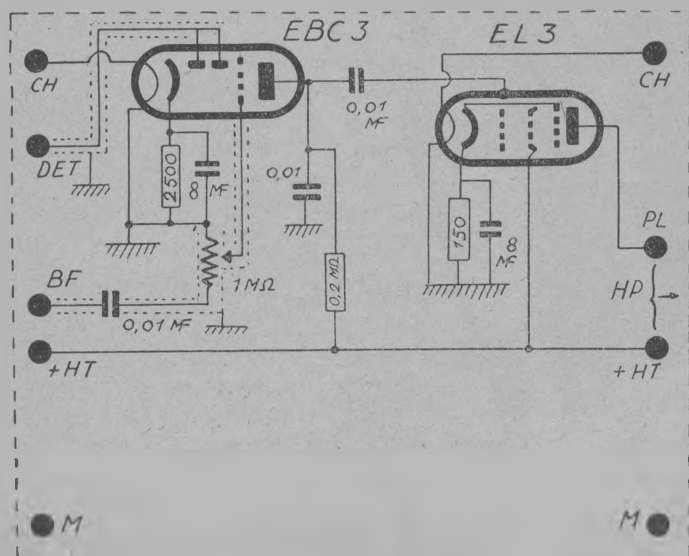


Fig. 3. — Bloc détection et basse fréquence.



La preuve:

LES LAMPES
sont des
TUNGSRAM

- C'est un signe de qualité qui trompe rarement : un poste équipé avec des lampes TUNGSRAM, a toutes chances de donner pleine satisfaction.
- Quand vous dépannez un récepteur avec des lampes TUNGSRAM, montrez-les au client comme preuve de la qualité de vos services. Il aura tout lieu de se réjouir, et vous d'être fier.

TUNGSRAM

TABLEAUX DES PRINCIPALES PANNES

ÉTAGE HAUTE FRÉQUENCE

L'ÉTAGE EST MUET	● Bobine ouverte ou en C.-C. ● Gaine blindée faisant C.-C. avec son fil. ● Lampe douteuse ou morte, socket à vérifier. ● Condensateur d'accord en C.-C. ou débranché. ● Mauvais contact au commutateur. ● Résistance ou condensateur d'anode à changer. ● Circuit grille coupé ou R. d'antifading morte. ● Pied de lampe en C.-C.
L'ÉTAGE FONCTIONNE MAL	● Lampe douteuse. ● Condensateurs fixes ayant des fuites (anode, grille-écran, cathode). ● Fuites entre lames du condensateur variable (sales). ● Tensions et polarisation mal réglées. ● Bobine de choc H. F. douteuse. ● Commande unique à régler. ● Antifading mal réglé, bloque. ● Polarisation nulle ou positive. ● Enroulement-grille en C.-C.
IL MANQUE DES GAMMES D'ONDES	● Commutateur défectueux. ● Bobine correspondante coupée, dessoudée ou C.-C. ● Changement malheureux de bobinage : accrochages ou faiblesse sur une gamme.
DISTORSION ACCROCHAGES SIFFLEMENTS	● R. de cathode à changer ou modifier. ● Tension d'écran à vérifier. ● Blindages insuffisants, gaines blindées manquent. ● Condensateurs à vérifier (cathode, écran, plaque). ● Surcharge par antenne trop longue. ● Circuit de grille coupé, R. de grille trop forte ou grillée. ● Couplages parasites entre organes trop proches.

ÉTAGE OSCILLATEUR

L'ÉTAGE EST MUET	● Lampe morte ou n'oscillant pas. ● Tensions incorrectes. ● Bobinages oscillateurs coupés, déconnectés ou en C.-C. ● Gaines faradisées défectueuses, en C.-C. avec leur conducteur. ● Transfo M. F. malade. ● C.-C. dans condensateur d'oscillation. ● Une soudure a lâché. ● Mauvais contact au socket de la lampe. ● Circuit de grille coupé.
L'ÉTAGE FONCTIONNE MAL	● Commutateur à vérifier : contacts sales. ● La lampe n'oscille pas ou oscille mal. ● Condensateurs de découplage mal isolés. ● Tension insuffisante à l'anode auxiliaire ou à l'anode oscillatrice. ● Trimmers à régler. ● Mauvais contact ou mauvaise soudure. ● Condensateur variable en C.-C. par poussières, etc. ● Conversion par deux lampes : vérifier organe de couplage.
IL MANQUE DES GAMMES D'ONDES	● Défaut du commutateur d'ondes (surtout en O. C.). ● Un padding mal réglé. ● Bobine coupée ou dessoudée, ou spires en C.-C. ● Défaut congénital : circuit à modifier. ● En O. C., soupçonner la lampe qui ne « descend » pas.
DISTORSION ACCROCHAGES SIFFLEMENTS	● R. chutrice (anode, cathode), à changer. ● Trimmers à régler. ● Condensateurs de découplage claqués. ● Blindage insuffisant. ● Coupure dans le circuit de grille. ● Couplages parasites entre circuits destinés aux deux fréquences interférentes. ● Tension écran ne convenant pas à la lampe.

ÉTAGE MOYENNE FRÉQUENCE

L'ÉTAGE EST MUET	● Lampe morte. ● Transfo coupé ou en C.-C. ● Blindage touche une connexion. ● Mauvais contact au socket de la lampe. ● Condensateur d'accord transfo en C.-C.
L'ÉTAGE FONCTIONNE MAL	● Variation de puissance : lampes gazeuses. ● Alignement défectueux. ● Condensateurs en C.-C. larvé. ● Condensateur de découplage défectueux. ● R. cathodique mal réglée. ● Tension de grille-écran à vérifier (R. chutrice ou diviseur vieillis). ● C.-C. partiel entre spires. ● L'antifading fonctionne mal et bloque. ● Excès de couplage du transfo M. F.
IL MANQUE DES GAMMES D'ONDES	● Voir H. F. et oscillatrice.
DISTORSION ACCROCHAGES SIFFLEMENTS	● Alignement défectueux. ● Lampe usée et surchargée. ● Blindage défectueux. ● Polarisation et découplage cathode à vérifier. ● Dernier condensateur de filtrage à vérifier. ● Mauvais retour de masse, mauvaise soudure. ● Deux connexions non blindées de deux étages se côtoient. ● Crachements : R. chutrice en mauvais état.

ÉTAGE DÉTECTEUR

L'ÉTAGE EST MUET	<i>Détection-diode.</i> ● R. de travail de diode coupée ou court-circuitée. ● Potentiomètre de volume-contrôle défectueux. ● Prise de masse défectueuse. ● Lampe défectueuse. <i>Détection-grille ou plaque.</i> ● Polarisation mal réglée. ● C.-C. aux bobinages, au condensateur d'accord, au condensateur de découplage, à la self de choc. ● Lampe défectueuse.
L'ÉTAGE EST INSTABLE OU INTERMITTENT. ACCROCHAGES	<i>Détection-diode.</i> ● Volume-contrôle défectueux. ● Antifading défectueux. ● R. de charge vieilles, ou mal calculée. ● Condensateur de découplage sur le point de claquer. ● Moyenne fréquence mal alignée. <i>Détection-grille ou plaque.</i> ● Fuite du condensateur shunté. ● Fuite au condensateur de découplage. ● Découplage insuffisant. ● Réaction mal réglée. ● Circuit plaque insuffisamment découplé.
FAIBLESSE	<i>Détection-diode.</i> ● Condensateur de liaison B. F. coupé. ● Potentiomètre coupé. <i>Détection-grille ou plaque.</i> ● Tensions incorrectes.
DISTORSION	<i>Détection-diode.</i> ● Condensateur de liaison malade. ● Fuites au condensateur de découplage. ● Antifading défectueux. ● R. de charge trop forte (ronfle). <i>Détection-plaque.</i> ● Self de choc H. F. défectueuse ou insuffisante. ● Polarisation de détectrice-plaque mal réglée. ● Surcharge de la lampe. ● Réaction trop intense. ● Mauvaise R. de plaque.

ANTIFADING

L'ANTIFADING NE MARCHE PAS Puissance excessive.	● Antifading simple : — Condensateur de ligne antifading à la masse. — Autre masse de la ligne antifading. — R. de charge de diode antifading morte. ● Antifading différé : capacité entre anodes diodes nulle.
RÉGULATION INSUFFISANTE	● Résistance de retard à modifier. ● Ligne antifading à la masse. ● Condensateur de ligne en voie de claquage.
RÉGULATION EXAGÉRÉE	● R. de charge de diode antifading à changer.
RÉCEPTEUR PARALYSÉ	● Condensateur entre plaques de la diode en C.-C. ● Condensateur découplant la base du premier transfo M. F. coupé ou débranché. ● Mauvais fonctionnement de l'œil magique.
ACCROCHAGES	● Condensateur de découplage du circuit antifading coupé ou débranché. ● Polarisation incorrecte des lampes commandées, surtout de la M. F.

ÉTAGE BASSE FRÉQUENCE

PRÉAMPLI (Lampe séparée ou diode-triode ou diode-pentode).	● <i>Muette ou faible :</i> — Lampe morte ou usée, ou mauvais contact au pied. — R. de plaque coupée. — Tension écran dérégulée. — Découplage écran en C.-C. — Grille à la masse ou à sa gaine. ● <i>Déformations, bruits, oscillations :</i> — Condensateur de découplage malade. — Grille en l'air, ou R. de grille trop forte. — Condensateur de volume-contrôle à changer.
LAMPE (S) FINALE (S)	● <i>Silence :</i> — Lampe morte, ou mauvais contact au culot. — Absence de tension plaque ou écran. — Circuit plaque coupé : <i>la grille-écran rougit</i>, couper aussitôt le courant. — R. anodique précédente coupée. — Transformateur B. F. ou transfo de haut-parleur coupés ou en C.-C. (Voir <i>Condensateur shuntant le primaire</i>). — Connexion coupée. — Découplage écran en C.-C. — R. de cathode coupée. ● <i>Bourdonnements, ronflements :</i> — Polarisation défectueuse, R. cathodique coupée. — Chimique de découplage en voie de claquage. — R. de grille trop forte. — Fuites au condensateur de liaison de grille. ● <i>Distorsion :</i> — Condensateur de grille sans capacité. — Mauvais rapport du transfo de sortie : l'impédance du haut-parleur n'est pas bien mariée avec celle de la lampe. — Polarisation défectueuse (Voir <i>Courbes</i>). — Lampe surchargée. — Si push-pull, mauvais déphasage. — Haut-parleur décentré, décollé. — Tone-control mal établi, résonances d'ébénisterie.

ALIMENTATION

PAS DE TENSION ANODIQUE	● Fusible sauté, valve morte. ● Premier condensateur électrolytique de filtrage claqué. ● Mise à la masse : — d'une connexion d'excitation du haut-parleur. — du pot du haut-parleur. — du transfo d'alimentation, secondaire haute tension. <i>Eteindre immédiatement : LA VALVE SUR-CHAUFFÉE EST EN DANGER DE MORT.</i> ● Second condensateur de filtrage claqué.
TENSION ANODIQUE TROP ÉLEVÉE	● Premier condensateur de filtrage bout et va claquer : grave danger pour la valve. ● Tension du secteur trop élevée. ● Fusible mal placé, à une mauvaise tension. ● Polarisation défectueuse de la lampe finale.
TENSION ANODIQUE FAIBLE	● C.-C. entre spires du transfo, dans le secondaire (il chauffe). ● Premier condensateur de filtrage de trop faible valeur, ou desséché. ● C.-C. larvé dans les circuits haute tension. ● Second condensateur de filtrage en voie de claquage. ● Claquage ou C.-C. partiel du primaire du transfo : toutes les tensions sont faibles aux secondaires.
RONFLEMENT	● Filtrage insuffisant. Renforcer les condensateurs, ou mieux ajouter une cellule de filtrage. ● Transfo sans écran électrostatique entre primaire et secondaire. ● Second condensateur de filtrage desséché. ● Valve défectueuse. ● Prise de terre défectueuse. ● Tôles du transfo mal serrées. ● Transfo ou circuit grille H. F. ou M. F. dans le champ des circuits secteur.

DÉPANNAGE MÉTHODIQUE

Ce chapitre a été rédigé avec la collaboration
de W. Sorokine.

Nous branchons le poste sur le secteur : observons les lampes, celles du cadran et celles du châssis. Ou bien elles s'allument, ou elles ne s'allument pas.

TOUTES LES LAMPES RESTENT ÉTEINTES

Avant de se lancer dans la chirurgie, il faut d'abord penser aux choses simples :

Y a-t-il du courant à la prise de courant ?

La prise de courant est-elle bien enfoncée ?

Le fusible n'a-t-il pas sauté ?

Le fil du fusible, très fin, n'est pas toujours très visible : donc, nous le vérifierons à la loupe, ou mieux à la sonnette. Mais ne nous hâtons pas de le remplacer ! Car, s'il a sauté, c'est qu'il avait de bonnes raisons de le faire, et il faut les connaître.

Nous vérifierons au voltmètre si le secteur n'a pas une tension très supérieure à celle choisie sur le distributeur de tension du transfo, et nous modifierons le cas échéant la position du distributeur. Nous vérifierons également si la tension ne subit pas de fortes variations au cours de la journée : dans ce cas, le poste demande un régulateur de tension simple, par exemple un survolteur-dévolteur.

Avant de remettre un nouveau fusible, il est prudent de vérifier le débit du primaire du transfo d'alimentation, afin de voir s'il est normal pour le poste que nous devons réparer. Voici, pour 110 volts et lampes de 6,3 volts, les débits moyens qu'on doit trouver :

5 à 6 lampes sans push-pull	0,50 à 0,60 ampère.
6 à 8 — — — — —	0,60 à 0,65 —
6 à 8 — avec push-pull	0,70 à 0,80 —
8 à 10 — — — — —	0,80 à 0,90 —

Quand le récepteur est équipé avec des lampes anciennes, 2,5 ou 4 volts, le débit primaire est plus important, de même que lorsque la tension en ligne est plus élevée que celle indiquée par le distributeur. Il va sans dire que le débit diminue si le distributeur est sur 130 volts, par exemple, pour 110 volts au secteur. De même, ce débit est d'environ moitié si la tension d'alimentation est 220 volts.

Mesure du débit primaire. — Le plus simple est d'enlever le fusible et de brancher un ampèremètre alternatif à sa place. On peut aussi n'enfoncer qu'une broche de la prise de courant dans une douille et mesurer entre l'autre broche et l'autre douille.

Si le châssis est déjà démonté, la mesure se fait simplement en court-circuitant l'interrupteur *laissé ouvert* à l'aide de l'ampèremètre alternatif : c'est ce dernier qui sert provisoirement d'interrupteur. *Si le débit primaire est exagéré, couper immédiatement le courant.*

La lecture du débit du primaire du transfo nous donne de précieux renseignements :

1° Si elle est nulle, nous vérifierons le cordon d'alimentation, qui peut être déconnecté ou coupé. Nous contrôlerons si l'interrupteur de l'appareil n'est pas détérioré, car il arrive qu'il ne fasse pas contact,

malgré un fonctionnement mécanique qui semble irréprochable. On le vérifie en mettant l'ampèremètre à ses bornes, fusible en place : si l'ampèremètre dévie quand l'interrupteur est déclenché, c'est que ce dernier est défectueux. L'absence de courant primaire peut être due à une coupure de ce primaire. Quand la coupure se produit près des cosses, il est généralement facile de la réparer ; mais, si elle se trouve à l'intérieur du bobinage, le mieux est évidemment de changer le transfo.

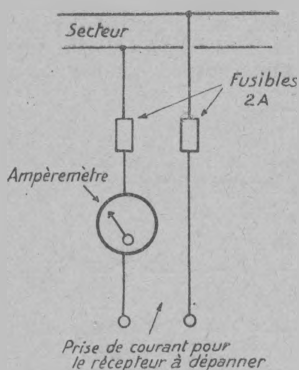


Fig. 1. — Prise de courant de dépannage. Ampèremètre à fer mobile 0-2 ampère.

2° Si le débit primaire est nettement exagéré, enlevons la valve et allumons de nouveau.

a) Ou bien le courant dans le primaire du transfo redevient normal et même inférieur à la moyenne : la panne est dans le circuit haute tension ;

b) Ou bien le débit primaire est encore trop élevé. Nous débranchons les deux secondaires de chauffage : le débit primaire doit tomber à une valeur *très faible*, car le transfo marche à vide. Si malgré tout le débit reste élevé, c'est qu'il y a un court-circuit dans le transfo, soit au primaire, soit au secondaire.

Nous aurons soin, avant de conclure, de débrancher les deux fils qui vont aux plaques de la valve, car il peut arriver que le support soit défectueux, ce qui se traduit par un court-circuit franc ou larvé, qui se découvre à la sonnette.

Cas des tous-courants. — Dans ces appareils, dont la race devrait être éteinte depuis longtemps, l'extinction des lampes est presque toujours due à la rupture d'un filament, puisque tous les filaments des

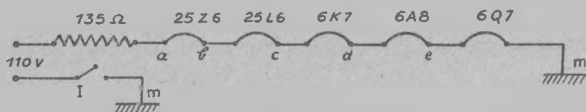


Fig. 2. — Circuit de chauffage d'un tous-courants. Volter d'abord entre *a* et *m* ; si la tension est nulle, la résistance de 135 ohms est coupée.

lampes sont montés en série, ce qui condamne irrémédiablement à mort les plus faibles.

La vérification se fait très rapidement en munissant deux pointes à tâter d'un bout de fil qui les court-circuite, avec une résistance de quelques ohms intercalée si nous voulons bien faire les choses. Nous court-circuitons successivement chaque filament à l'aide de notre machine,

très rapidement, et nous observons. Si le récepteur s'allume, c'est que la lampe touchée était morte. Il ne faut pas prolonger le court-circuit, car il est bien évident que les autres lampes sont soumises à une surtension au cours de cet essai si nous n'avons pas eu la sagesse d'intercaler une résistance suffisante.

En dehors du filament coupé, les tous-courants peuvent souffrir des mêmes pannes qu'un récepteur alternatif : interrupteur défectueux, et surtout cordon d'alimentation coupé, surtout si celui-ci est un cordon chauffant. Le cordon chauffant contient, en effet, un fil résistant enroulé en spirale sur une âme d'amiante, et ce fil est très fragile, surtout aux extrémités. Toutefois, les tous-courants modernes comportent une régu-

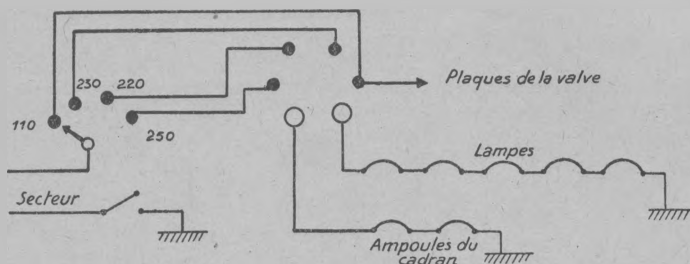


Fig. 3. — Régulatrice à circuit séparé pour éclairage du cadran.

latrice remplaçant le cordon chauffant. Comme le circuit de cette régulatrice comprend parfois une branche complètement séparée pour l'éclairage du cadran, il faut bien vérifier si les lampes de réception s'allument également.

LES LAMPES S'ALLUMENT, SAUF LA VALVE

Évidemment, il faut soupçonner la mort de la valve, à moins qu'il ne s'agisse du cas très rare de coupure de l'enroulement de chauffage de celle-ci. Mais une valve ne meurt pas sans bonnes raisons, qu'il faut connaître si nous voulons éviter le même sort à sa remplaçante.

Le plus souvent, la cause réside dans le claquage — franc ou larvé — du premier condensateur de filtrage. Ce claquage est un véritable court-circuit de la haute tension redressée, qui démolit une valve en quelques minutes par volatilisation de son filament ou pompage de sa cathode.

Donc, nous vérifierons toujours très soigneusement les condensateurs de filtrage, le premier principalement, en cas de défectuosité de la valve. Et nous ne remplacerons cette dernière que si tout est en ordre, sous peine de démolir la nouvelle, et le transfo par-dessus le marché.

LES LAMPES S'ALLUMENT, MAIS IL N'Y A PAS DE TENSION REDRESSÉE

C'est la panne du circuit haute tension. La figure 4 représente l'alimentation classique d'un récepteur alternatif, dont la self de filtrage est constituée par le « pot » du haut-parleur. La mesure de la haute tension se fait donc simplement entre la masse et l'une des extrémités de la bobine d'excitation du haut-parleur.

Cette mesure est l'une des premières qu'il faut faire, car une tension nulle, ou à peu près nulle, est l'indice d'une panne dans le système de redressement et de filtrage, et il faut éteindre aussitôt, car la valve, le transfo et la culasse du haut-parleur sont en train de griller, et la fumée ne tarde pas à se montrer. Cette panne ne trompe pas même les plus novices : les résistances roussissent, les enroulements aussi, les plaques de la valve rougissent en quelques secondes.

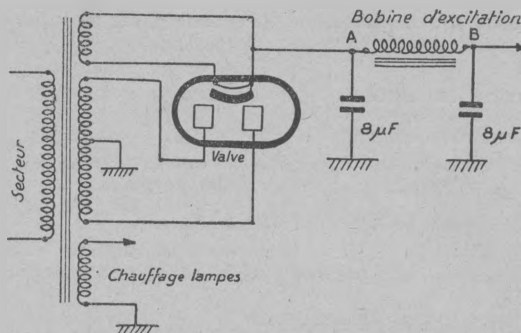


Fig. 4. — Alimentation classique sur alternatif. Tensions normales : 375 à 370 volts entre A et masse, 230 à 260 volts entre B et masse. Intensité dans bobine : 60 à 65 milliampères pour 5 lampes.

Une valve peut s'allumer tout en étant défectueuse, surtout si c'est une valve à chauffage indirect. La plupart de ces valves ont, à l'intérieur de l'ampoule, un petit fil très mince qui relie la cathode à la connexion allant à la broche. Ce fil sert de fusible et saute lorsqu'un court-circuit augmente le courant redressé. Les 25 Z 5 et 25 Z 6 sont particulièrement fragiles de ce côté ; le moindre court-circuit entre la haute tension et la masse les fait sauter.

ON N'ENTEND RIEN EN PICK-UP

La marche en pick-up élimine tous les organes de haute fréquence : donc, le silence en pick-up indique une panne de la basse fréquence ou de l'alimentation. Ces pannes sont faciles à découvrir ; malheureusement, elles ne sont pas aussi faciles à guérir, car elles intéressent souvent des organes volumineux, solidement fixés, et coûteux...

Nous venons de voir que le premier condensateur électrolytique de filtrage était à surveiller très sérieusement. En cas d'absence de courant redressé, il faut débrancher ce condensateur, puis mesurer la tension redressée. Si elle redevient normale, il faut changer le premier lytique de filtrage. Sinon, c'est que la valve elle-même doit être changée. Cette manière de procéder est la plus sûre, car elle ne met pas la valve en danger. Inutile de vouloir sonner un électrolytique, car on opère généralement à trop faible tension pour déceler le court-circuit.

En passant, signalons le truc bien connu pour vérifier s'il y a de la tension redressée : on présente un tournevis au noyau du haut-parleur. S'il est aspiré, c'est que la culasse est bien aimantée, donc que le premier condensateur de filtrage n'est pas en court-circuit.

Mesurons la haute tension avant filtrage :

- a) Elle est trop élevée (plus de 420 volts).

Donc, le courant redressé est trop faible. Cela peut provenir de l'enroulement d'excitation du dynamique, qui est coupé, ou encore d'un défaut dans l'étage final, qui consomme trop peu. Dans le premier cas, la culasse n'est pas aimantée.

b) Elle est trop faible (moins de 300 volts).

Donc, la consommation est trop élevée dans le circuit haute tension, ce que nous allons voir par la suite. Mais vérifions d'abord si la valve n'est pas usée : souvent, elle a besoin d'être changée, car les tubes qui s'usent le plus sont, on le sait, la valve et la lampe finale.

Mesurons la tension après filtrage :

a) Elle est trop élevée (plus de 300 volts).

Donc, consommation insuffisante. Dans la plupart des cas, il y a coupure dans le circuit anodique de la lampe finale.

b) Elle est trop faible (moins de 200 volts).

La consommation est trop forte, soit par un court-circuit dans la ligne haute tension, soit par une polarisation défectueuse, surtout de la lampe finale.

Pour nous en assurer, branchons le voltmètre à la sortie du filtre, à l'aide de pinces crocodile, et coupons successivement l'alimentation

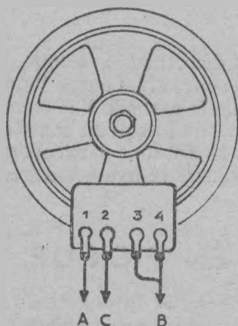


Fig. 5. — Branchement courant d'un dynamique. 1 et 4 : excitation ; 2 et 3 : primaire du transfo. On mesure la haute tension avant filtrage entre A et masse, après filtrage, entre B et masse ; la tension plaque de la finale entre C et masse.

haute tension à chacune des lampes, en commençant par la dernière. Lorsque la valeur normale de tension haute tension est de nouveau atteinte au cours de ces essais, nous avons mis le doigt sur le point malade.

Si la tension redressée après filtrage est inférieure à 50 volts, il faut soupçonner le condensateur placé entre la plaque de la lampe finale et la masse. En cas de court-circuit, la tension entre l'anode finale et la masse est nulle.

c) Elle est nulle.

Si la haute tension *avant* filtrage est trop élevée pendant que la haute tension *après* filtrage est nulle, il y a une coupure dans le circuit de filtrage, par exemple dans la culasse du dynamique qui ne s'aimante pas.

Par contre, si la tension *après* filtrage est nulle pendant que celle *avant* filtrage est trop faible, c'est le second condensateur qui est claqué : tout le courant passe dans la culasse du haut-parleur, lequel chauffe avant de s'incinérer.

Silence de l'étage final.

Tout étant en ordre du côté de l'alimentation — qu'il faut toujours vérifier avant toute autre chose, car ses pannes peuvent coûter cher — le silence en pick-up doit faire soupçonner l'étage final.

1. Le haut-parleur est défectueux.

Le plus souvent, le défaut se trouve dans un enroulement de son transfo. Nous vérifierons :

a) Si son primaire n'est pas en court-circuit par le condensateur qui le shunte. Pour cela, mesurons la haute tension après filtrage, puis la tension de la plaque finale : cette dernière doit être inférieure de 10 à 20 volts à la précédente.

Si les valeurs sont les mêmes, il y a court-circuit du primaire ; il faut changer le condensateur.

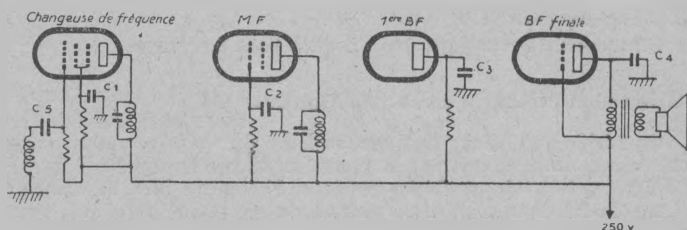


Fig. 6. — Schéma simplifié du circuit H. T. d'un 4 lampes + valve.

C₁, C₂, C₃ claqués détruisent la résistance correspondante.

C₄ claqué annule la tension plaque de la finale, échauffe le transfo du dynamique.

C₅ claqué augmente le débit haute tension et détruit souvent la résistance correspondante.

b) Si le primaire n'est pas coupé.

Pour nous en assurer, nous mesurerons la tension appliquée à l'anode finale, qui est alors nulle. Il faut savoir que la lampe est en danger, car sa grille-écran, toujours alimentée, est très surchargée, et elle rougit vivement.

c) Si le circuit secondaire n'est pas coupé.

La vérification se fait en déconnectant la bobine mobile du dynamique qui est reliée aux bornes du secondaire, après quoi on sonne chaque élément.

2. La lampe finale est défectueuse.

Le remède va de soi : il suffit de changer la lampe, et tout rentre dans l'ordre.

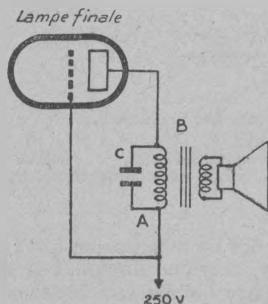


Fig. 7. — Le claquage de C égalise les tensions entre A et masse et entre B et masse.

3. Polarisation défectueuse.

Lorsque la résistance de polarisation est coupée ou vieillie, le condensateur électrochimique qui la shunte est soumis à une tension trop élevée, et il claque le plus souvent.

Si ce condensateur a résisté, le récepteur est muet. S'il a claqué, la cathode est en court-circuit avec la masse, la polarisation est nulle, la distorsion est considérable, la haute tension après filtrage est anormalement basse, à cause de l'importance du courant demandé par la finale.

4. La résistance de fuite de grille est en court-circuit, ou, ce qui revient au même, la grille est à la masse.

Le fait est assez courant avec les finales dont la grille sort par le sommet de l'ampoule (EL 2, EBL 1, CL 2, CL 6). La connexion blindée qui se rend à cette grille peut faire contact avec un point relié à la masse, ou avec son blindage.

5. Le volume-contrôle est coupé.

On n'entend la musique que s'il est à bout de course.

Silence de l'étage préamplificateur BF.

On vérifie que l'étage final est en bon ordre en injectant la tension d'un pick-up entre sa grille et la masse, ou encore en touchant sa grille du doigt, après avoir vérifié les tensions. Si tout va bien, le silence en pick-up (inséré dans la prise de pick-up du récepteur) indique la panne dans l'étage de préamplification.

1. La lampe préamplificatrice est défectueuse.

2. Son circuit anodique est coupé.

La tension plaque est alors nulle. Il faut vérifier la résistance de charge de la lampe, dans le cas d'un couplage par résistance-capacité, ou le primaire du transfo, si la liaison utilise cet organe.

3. Court-circuit du condensateur entre plaque et masse.

La valeur de cette capacité est de 300 à 500 centimètres. Ce court-circuit annule la tension anodique. Donc : lorsque la tension plaque de la préamplificatrice est nulle, débranchons son condensateur de découplage. Si la tension redevient normale, il faut changer le condensateur. Si la tension reste nulle, il faut changer la résistance de charge.

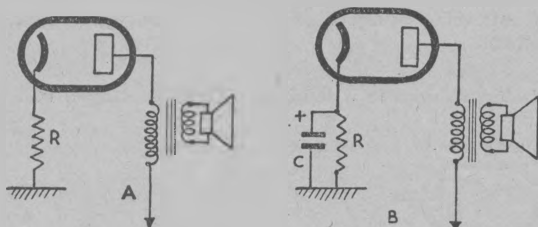


Fig. 8. — Deux façons de polariser la lampe finale :

a) Sans condensateur (contre-réaction) ;

b) Avec condensateur chimique en parallèle. Ici, la résistance coupée n'amène pas le silence, mais la distorsion par polarisation incorrecte.

4. Coupure dans le circuit cathodique.

C'est, le plus souvent, la résistance de polarisation qui est coupée. On le vérifie en la changeant — ou encore en mesurant la tension de polarisation, comme il est dit au chapitre *Les Mesures du radiotechnicien*.

Dans ce cas, la tension de polarisation est de 10 à 15 volts, au lieu de 2 volts.

On peut aussi mesurer la tension anodique. Elle est trop élevée lorsque le circuit anodique est coupé, parce que la lampe ne débite pas. On trouve, par exemple, 120 à 150 volts au lieu de 50 ou 60, avec un milliampèremètre de 333 ohms par volt.

5. *La grille est en court-circuit avec la masse.*

Comme la grille est reliée au potentiomètre du volume-contrôle et qu'il comporte souvent des connexions blindées, il suffit qu'un blindage touche accidentellement la connexion.

MARCHE EN PICK-UP, SILENCE EN RADIO

Injecter, dans la grille de la lampe MF, le signal de l'hétérodyne modulée réglée sur la fréquence MF.

Si le son de l'hétérodyne n'est pas entendu :

1. *Vérifier la lampe MF.*

2. *Vérifier le second transfo MF.*

Une coupure du primaire se traduit par l'annulation de la tension à la plaque de la lampe MF.

Une coupure du secondaire se vérifie à la sonnette.

Un court-circuit d'un enroulement — qu'on vérifie à la sonnette — est souvent dû au condensateur ajustable qui est à ses bornes. A titre indicatif, la résistance des enroulements oscille entre 6 et 20 ohms. Donc, si la résistance est anormalement faible, soupçonner les ajustables. Si ceux-ci sont normaux, vérifier si les spires ne sont pas en court-circuit.

3. *Secondaire du premier transfo MF en court-circuit.*

Nous nous en assurerons en débranchant la connexion de grille de la lampe MF, et en injectant dans la grille le signal de l'hétérodyne à travers

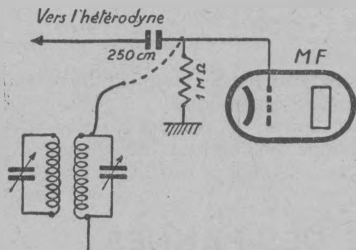


Fig. 9. — Attaque de la grille MF par hétérodyne modulée à travers 250 centimètres et 1 mégohm, si le transfo est soupçonné.

un circuit tel que celui de la figure 9. Si tout est en ordre, on entend le signal. On peut aussi, plus simplement, sonner l'enroulement.

4. *Tension d'écran nulle.*

La résistance correspondante est coupée, ou son condensateur de découplage est claqué. Nous débrancherons d'abord le condensateur : nous le changerons si la tension d'écran redevient normale, et nous changerons la résistance si la tension reste nulle.

5. *La tension de polarisation est trop élevée.*

La résistance de polarisation est coupée ou trop élevée.

6. *Panne dans le circuit de détection.*

Nous nous en assurerons en branchant l'hétérodyne aux plaques de

la diode : on doit l'entendre dans le haut-parleur. Sinon, la détectrice est défectueuse, à moins qu'un court-circuit par connexion blindée, ou la détérioration d'une résistance par choc ou mauvaise soudure, ne permette de la disculper.

On n'entend rien en injectant, à la plaque de la changeuse de fréquence, l'hétérodyne modulée réglée sur la moyenne fréquence.

Ce branchement sera fait à l'aide d'un condensateur, à cause de la haute tension présente à la plaque.

1. *Enroulements du premier transfo coupé.*

Il n'y a pas de haute tension à la plaque de la changeuse de fréquence, s'il s'agit du primaire.

2. *Enroulements du premier transfo en court-circuit.*

Le plus souvent, c'est l'ajustable correspondant qui est coupable.

On n'entend rien en injectant, à la grille modulatrice de la changeuse de fréquence, la tension de l'hétérodyne réglée sur la fréquence MF.

Cette grille est habituellement sortie par le sommet de l'ampoule.

1. *La changeuse de fréquence est défectueuse.*

2. *Le CV d'accord est en court-circuit.*

Lames qui se touchent, poussières métalliques, etc...

3. *Le trimmer du condensateur variable est en court-circuit.*

Déplacement d'une armature, mauvais centrage, etc.

4. *La tension d'écran est nulle.*

Vérifier le condensateur de découplage, qui peut être en court-circuit, et la résistance correspondante, qui peut être coupée.

5. *La tension de polarisation est trop élevée.*

La résistance de polarisation est coupée.

6. *La tension de polarisation est nulle.*

Dans ce cas, il est rare de constater l'arrêt complet du récepteur. Vérifier le condensateur de découplage cathodique.

Toutes ces vérifications étant faites, le poste ne doit normalement plus être muet. Même si la lampe oscillatrice n'oscille pas, on peut entendre les émetteurs puissants, mais le réglage est fantaisiste.

FRÉQUENCE DES PANNES de l'alimentation et de la B. F.

1. *Primaire du transfo d'alimentation.*

Fusible sauté	70 p. 100
Cordon d'alimentation coupé	15 —
Interrupteur défectueux.....	5 —
Connexion débranchée	7 —
Primaire coupé.....	3 —

2. *Secondaire et filtrage.*

Premier condensateur claqué	55 p. 100
Deuxième condensateur claqué	15 —

Valve défectueuse.....	10	p. 100
Circuit de chauffage en court-circuit.....	5	—
Bobine d'excitation coupée.....	10	—
Court-circuit dans un secondaire.....	5	—
3. Étage final.		
Coupure ou court-circuit du circuit anodique...	60	p. 100
Lampe défectueuse.....	25	—
Haut-parleur défectueux (secondaire coupé ou C.-C.)	10	—
Coupure dans cathode ou court-circuit de grille....	5	—
4. Étage préamplificateur.		
Coupure ou court-circuit du circuit anodique...	50	p. 100
Lampe défectueuse.....	35	—
Coupure ou court-circuit du circuit d'écran....	10	—
Court-circuit de grille.....	5	—

LES TROUBLES DE LA BASSE FRÉQUENCE

A. — LA BASSE FRÉQUENCE MARCHE, MAIS FAIBLEMENT

Les essais précédents nous ont révélé que l'appareil n'est pas mort. Afin de sonder la basse fréquence, nous nous servirons d'un pick-up, car une hétérodyne ou un oscillateur basse fréquence ne nous donneraient aucune idée de la qualité de reproduction.

Pour commencer, nous brancherons notre pick-up à la grille de la préamplificatrice BF, soit la lampe L_1 (fig. 10).

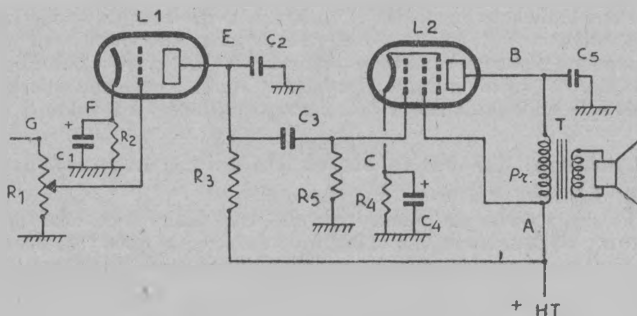


Fig. 10. — Basse fréquence classique à pentode finale
et liaison par résistance-capacité.

1. L'ampli BF est faible, mais la musique est nette.

Les déformations, s'il y en a, sont peu perceptibles : à peine le registre est-il plus aigu.

● a) Branchons le pick-up à la grille de la finale (donc entre la grille et la masse).

Si l'audition devient complètement imperceptible, il est à présumer que l'étage final est défectueux. Par contre, si l'audition n'a pas varié.

il est probable que le défaut se trouve dans l'étage préamplificateur, autrement dit dans la première BF (qui, dans la plupart des appareils actuels, comprend l'élément triode ou pentode de la lampe double diode-triode ou pentode assurant la détection).

● b) *L'étage préamplificateur est soupçonné.*

Nous vérifierons :

La résistance R_3 . Elle peut avoir varié, elle est beaucoup trop forte : alors, la tension de la plaque de L_1 est presque nulle, et l'amplification s'en ressent.

— La lampe L_1 . Nous la passerons au lampemètre, ou plus simplement nous la remplacerons.

Le circuit de grille L_1 . Peut-être est-il court-circuité quelque part avec la masse, par exemple dans le potentiomètre ou la connexion blindée.

Enfin, le condensateur de liaison C_3 peut être coupé, ou malade. Si tel est le cas, l'audition est nettement aiguë.

● c) *L'étage final est soupçonné.*

Nous vérifierons :

— La résistance R_6 , dont la valeur peut être trop faible.

— Si le dynamique est excité : en lui présentant un tournevis, il doit être aspiré par le noyau. Toutefois, cet essai ne s'applique pas aux appareils tous courants, ou aux récepteurs sur alternatif dont le dynamique est excité en parallèle ou par circuit indépendant.

— La lampe L_2 , que nous remplacerons par une autre ou que nous passerons au lampemètre.

Le voltmètre à lampe, combiné avec la tension basse fréquence de l'hétérodyne, est très pratique pour vérifier le fonctionnement d'un amplificateur basse fréquence. Voici comment il faut opérer :

Nous branchons l'hétérodyne entre le point G et la masse, nous montons le voltmètre amplificateur entre le curseur du potentiomètre R_1 et la masse, et nous réglons l'hétérodyne de façon à avoir environ 0,5 volt au voltmètre.

Nous branchons ensuite le voltmètre à lampe à la grille de la lampe finale, entre la grille et la masse, sans toucher au potentiomètre R_1 . Si l'étage fonctionne normalement, nous devons lire, entre le point D et la masse, une tension de huit à douze fois supérieure à celle que nous avons relevée à la grille de la lampe précédente, soit donc 4 à 6 volts.

2. L'ampli BF est faible et il déforme la musique.

● a) *Vérifions la polarisation de L_1 .*

Plusieurs sortes de pannes peuvent se produire à cet endroit. La résistance R_2 peut avoir une valeur trop faible ou trop élevée; elle peut être coupée. Le condensateur électrochimique C_1 peut être coupé ou en court-circuit.

● b) *Vérifions la lampe L_1 .*

● c) *Mesurons la polarisation de la lampe L_2 .*

Cette polarisation ne se mesure pas de grille à masse, mais entre la cathode de la lampe et la masse, avec les précautions indiquées dans le chapitre *Les Mesures du radiotechnicien*. Les pannes de polarisation peuvent se produire comme à l'étage précédent : R_4 et C_4 seront donc vérifiés.

● c) *Vérifions la lampe L_2 .*

● d) *Vérifions le haut-parleur.*

Sa membrane peut être déformée, décollée, coincée. Sa bobine mobile peut être excentrée, déformée. Ses spires peuvent être libres sur

la carcasse. Le spider peut être déformé, déchiré, desserré. Des corps étrangers peuvent s'être glissés dans l'entrefer.

Enfin, le transformateur T (transfo de sortie) ne convient peut-être pas à la lampe finale. Il faut le remplacer par un autre de rapport plus approprié aux impédances de la lampe et de la bobine mobile, ou remplacer le haut-parleur par un autre dont l'impédance nous est connue.

B. — LA BASSE FRÉQUENCE EST PUISSANTE, MAIS IMPARFAITE

1. Ronflement, légère distorsion.

● a) Observons après l'allumage. Si tout est normal pendant vingt-trente secondes, après quoi il se produit un petit claquement sec suivi de ronflement, le condensateur C_3 doit être changé, car il est claqué ou mal isolé. On constate une faible tension positive entre la grille et la masse (fig. 11).

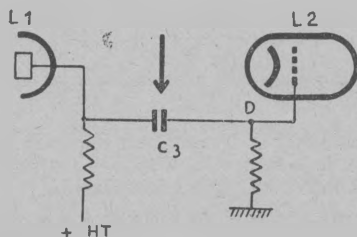


Fig. 11. — Le condensateur C_3 est à surveiller :
Mauvais isolement : ronflement et déformation ;
Claquage : faiblesse et tonalité aiguë.

● b) Remplaçons successivement les lampes L_1 et L_2 par d'autres éprouvées. Le ronflement peut provenir d'un défaut d'isolement interne, qui ne se montre qu'à chaud. Un essai au lampemètre nous édifiera.

● c) Court-circuitons R_3 en reliant, par une connexion volante, le point E à la haute tension. Si le ronflement disparaît, il était dans l'étage préamplificateur. S'il persiste, il est dans l'étage final.

● d) Suivant l'étage incriminé, remplaçons C_1 ou C_3 . Comme ce sont des chimiques, l'essai à tension réduite de ces condensateurs ne donne aucune indication. Rien ne vaut le remplacement.

● e) Vérifions R_5 , qui peut être coupée. Dans ce dernier cas, la panne se traduit par un débit exagéré de la lampe finale (par exemple, 55 milliampères au lieu de 36 ou 40 milliampères).

2. Le récepteur ronfle.

● a) Essayons d'abord d'augmenter la capacité des condensateurs de filtrage, dont il a été question dans la partie *Alimentation*. Pour cela, on ajoute en parallèle, sur chaque condensateur de filtrage, un autre de 8, 12 ou même 16 microfarads, à l'aide de connexions volantes. Pour plus de sûreté, on peut même débrancher le condensateur suspect, car il peut être desséché ;

● b) Pour localiser le ronflement, nous court-circuiterons la résistance R_3 , comme il a été dit plus haut.

- c) Vérifions l'isolement cathode-filament de la lampe qui correspond à l'étage soupçonné.
- d) Vérifions, dans les mêmes conditions que plus haut, les condensateurs C_2 et C_4 .
- e) Assurons-nous que toutes les connexions de grille de la première BF sont bien blindées, et que ces blindages sont bien à la masse. De même, le blindage du potentiomètre R_1 doit être mis à la masse.

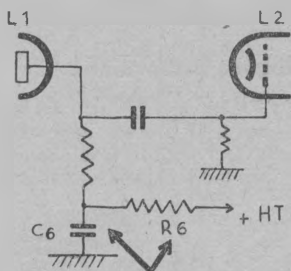


Fig. 12. — Cellule de découplage contre les accrochages et certains ronflements.

- f) Essayons de découpler le circuit anodique de la première BF en réalisant le montage de la figure 12. Dans les cas les plus courants, R_6 fera 25.000 à 50.000 ohms, et C_6 fera 1 microfarad.
- g) Le ronflement se produit parfois parce que le secteur est couplé avec la grille de la première BF, par le potentiomètre qui porte l'interrupteur. Débranchons donc le secteur du potentiomètre et observons ce qui se passe.

3. Le récepteur ne ronfle pas, mais déforme.

- a) Si la distorsion affecte l'audition aussi bien à faible qu'à forte puissance, on peut soupçonner la polarisation incorrecte des lampes L_1 ou L_2 . La valeur de R_2 dépend de celle de R_3 . On peut donc déduire l'une de l'autre, à l'aide des courbes des lampes.

Il se peut aussi que l'impédance du primaire du transfo T de sortie soit mal adaptée à celle de la lampe finale. Le remède consiste évidemment à choisir un transfo mieux calculé. Mais on peut essayer un autre haut-parleur si on en a un sous la main.

Une autre cause de déformation réside dans la bobine mobile qui est peut-être décentrée, ou dans la membrane coincée ou déformée.

Enfin, les lampes L_1 ou L_2 sont douteuses : les remplacer par des lampes éprouvées.

- b) *La distorsion n'apparaît qu'à grande puissance.*

Polarisation légèrement incorrecte des lampes L_1 ou L_2 , ce qui se traduit par la déformation de la musique quand le swing de grille est important.

La partie BF du récepteur est mal calculée. Une des lampes L_1 ou L_2 est surchargée. En d'autres termes, quand le potentiomètre est poussé à fond, l'une des deux lampes, quelquefois les deux, reçoit plus qu'elle ne peut admettre. Le sûr moyen de contrôler cet état de choses réside dans l'emploi du voltmètre à lampe. On mesure avec cet appareil la tension appliquée aux grilles de L_1 et L_2 à partir de l'instant où la distorsion est sensible à l'oreille. Neuf fois sur dix, nous constaterons qu'une des grilles

est lamentablement débordée (l'admissibilité de grille se lit sur les courbes des lampes, voir le chapitre *Harmoniques et distorsions*). La tension maximum admissible à une grille est toujours inférieure à la polarisation.

Le dynamique est très légèrement décentré. La bobine mobile ne touche l'entrefer que pour les puissances élevées. Ce type de distorsion est très reconnaissable, le poste joue du mirliton.

4. Tonalité trop aiguë accompagnée de sifflements. Accrochage brutal quand on pousse le potentiomètre. Pétarades à cadence plus ou moins rapide.

Il faut d'abord nous assurer que le défaut provient bien de la partie BF. Pour cela, mettons le point G à la masse. Comme ce point G est l'entrée de l'amplificateur, si le défaut disparaît, c'est qu'il se trouve dans les étages qui précèdent la BF (fig. 13).

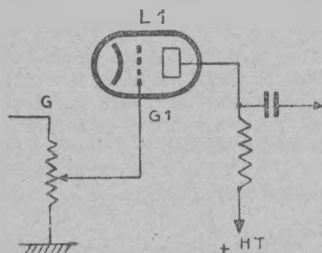


Fig. 13. — Si G est mis à la masse, le ronflement cesse si le défaut est dans la BF. S'il cesse en mettant G₁ à la masse et persiste avec G à la masse, le défaut est dans le potentiomètre : induction par le secteur.

● a). Si la tonalité est trop aiguë, avec sifflement suraigu, presque inaudible, nous essayerons successivement :

- les condensateurs de découplage C₄ et C₅, qui peuvent être coupés ;
- l'effet d'une cellule de découplage dans la liaison entre L₁ et L₂. Cette cellule sera montée suivant le schéma de la figure 14. On donnera, par exemple, les valeurs suivantes aux éléments :

$R_7 = 50.000 \text{ ohms}$ — $C_7 = 150 \text{ à } 250 \text{ centimètres (mica)}$:

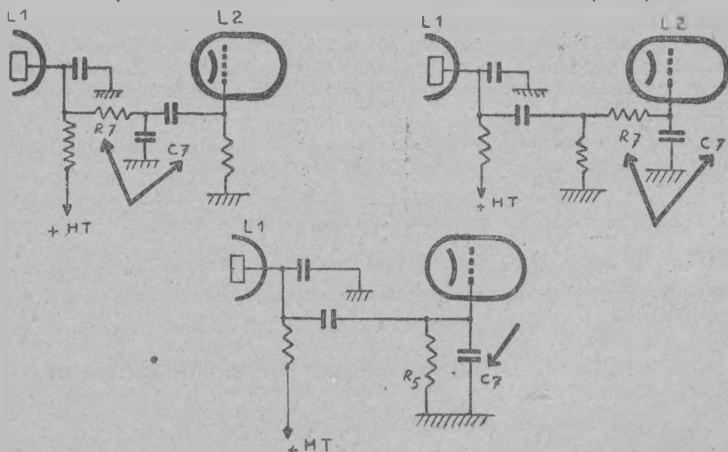


Fig. 14. — Lutte contre les accrochages.

- nous shunterons la résistance R_5 par un condensateur de faible valeur (100 à 200 centimètres, mica) ;
- nous découplerons le circuit anodique de la première lampe BF, soit L_1 , comme nous l'avons déjà fait plus haut ;
- nous remplacerons la lampe finale L_2 par une autre de même type.

● b) Si un accrochage brutal se produit en poussant le potentiomètre, nous retombons souvent dans le cas ci-dessus, et les remèdes sont identiques.

● c) Il se produit des accrochages en BF.

Nous essayerons d'abord de shunter le deuxième condensateur de filtrage par une capacité au papier de 0,1 à 0,5 microfarad.

Nous vérifierons l'état des condensateurs électrochimiques de polarisation (C_1 et C_5), qui peuvent être desséchés.

Nous vérifierons l'état des circuits grille des deux lampes. En effet, une résistance de grille telle que R_5 , coupée ou trop élevée, peut provoquer ce phénomène.

Nous nous assurerons que tous les retours à la masse sont impeccables et, par précaution, nous les réunirons tous par une barre omnibus, ou connexion de forte section, soudée à chacune d'elles, ainsi qu'à la masse. C'est ce qu'on appelle faire masse commune, et cette précaution permet d'éliminer toutes sortes d'accrochages bien difficiles à localiser.

Nous nous assurerons également que le cordon du haut-parleur ne passe pas à proximité de la grille de la préamplificatrice BF.

5. Ronflements, crépitements, faible tension, haute tension.

● a) Un ronflement accompagné d'une tension redressée trop faible indique presque toujours le vieillissement des condensateurs de filtrage, qui ont fui, se sont desséchés et filtrent mal.

● b) Des crépitements irréguliers, des claquements dans le haut-parleur, avec parfois un bruit de friture dans le poste, doivent faire soupçonner un condensateur de filtrage en train de rendre l'âme. Attention ! La valve, le transfo et le reste ne vont pas tarder à en faire autant si on n'y porte pas *immédiatement* remède.

● c) Une cause de ronflement assez négligée réside dans la surtension du récepteur. Il y a toujours intérêt à mettre le distributeur sur la plus basse tension possible : le ronflement s'atténue, les lampes durent davantage, la puissance n'est pas sensiblement diminuée, seule la durée d'allumage est allongée.

● d) Enfin, le ronflement d'excitation du haut-parleur s'élimine en le remplaçant par un haut-parleur à aimant permanent.

6. Le contrôleur de tonalité fonctionne mal.

- a) Il mange les aiguës : le volume-contrôle est en court-circuit ;
- b) Il agit comme volume-contrôle : vérifier son condensateur ;
- c) Il n'agit pas : sa résistance est coupée, ou la masse est mauvaise.

7. Troubles de préampli BF par pentode ou lampe multiple.

(Double diode-pentode, binode, tétrode BF.)

Le schéma général d'un tel étage est celui de la figure 15. A noter

que la grille supprimeuse (G_3) est reliée à la cathode, soit intérieurement, soit par borne extérieure.

Ces lampes, ayant une tension d'écran, sont sujettes à des pannes spéciales. Cette tension est obtenue par un pont diviseur de tension à deux résistances (R_8 et R_9), dont le calcul est donné au chapitre spécial. *Les Calculs simples de la radio.* Un tel pont est représenté sur la figure. La tension d'écran s'obtient aussi plus simplement par chute de tension dans une résistance : dans ce cas, la résistance R_9 est supprimée.

La tension d'écran obtenue par pont diviseur est toujours préférable à celle obtenue par chute dans une résistance simple, car elle est plus stable.

● a) *L'audition est très faible.* Nous mesurons la tension entre le point H et la masse (fig. 15).

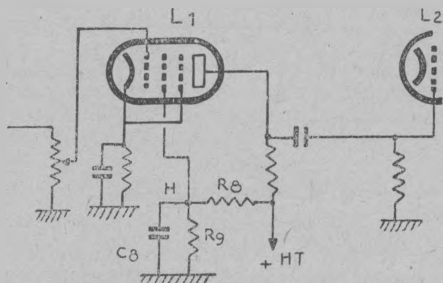


Fig. 15. — Préampli à lampe pentode ou tétrode.

La tension au point H est nulle.

Débranchons C_8 et mesurons de nouveau. Si la tension redevient normale, C_8 est claqué. Si la tension reste nulle, R_8 est coupée. Les deux pannes peuvent se combiner, le claquage de C_8 provoquant la destruction de R_8 . Donc, avant de remettre C_8 , s'assurer qu'il n'est pas en court-circuit.

La tension au point H est trop élevée.

Pour certaines lampes (binodes, tétrodes), la tension d'écran est assez critique. Trop élevée, elle fait apparaître de la faiblesse, de la distorsion, des accrochages. Pour toutes ces lampes chatouilleuses, la tension d'écran est comprise entre 30 et 50 volts.

La tension au point H est normale.

Vérifier si C_8 n'est pas coupé, en branchant 0,1 microfarad en parallèle.

● b) *L'audition est presque normale, le fonctionnement est instable.*

Il se produit des accrochages, des distorsions mouvantes. C_8 est peut être coupé. Vérifier en outre si la tension d'écran correspond bien aux données du catalogue

C. — PANNES DE L'AMPLIFICATION PUSH-PULL

Un étage final push-pull classe *a* comprend deux lampes L_1 et L_2 montées suivant le schéma général de la figure 16, le plus courant dans les postes un peu anciens. Le déphasage, obtenu ici par transfo, peut encore se faire par lampe déphaseuse, par lampe à émission secondaire, par montage cathodyne et quelques autres systèmes. Nous ne pouvons évidemment entrer dans les arcanes de ces montages, de réalisations trop différentes suivant les constructeurs : bornons-nous donc à signaler la

variable de valeur moyenne semblable, reliée par pinces crocodile (un dépanneur devrait avoir un jeu de telles résistances de valeurs diverses), les condensateurs traités de la même manière et remplacés provisoirement par des capacités mobiles, raccordées par deux connexions volantes avec pinces crocodile aux deux bouts, toutes les soudures sont refaites et les

condensateurs traités avec du tétrahydrofur de carbone et du givreau au
peu dur.

Les pannes sont les mêmes que celles des amplis à lampe unique, sauf quelques particularités.

● c) Claquage d'un des condensateurs C_3 ou C_4 . La tension entre la plaque correspondante et la masse est nulle, celle de l'autre plaque est très faible (15-30 volts).

— 292 —

3. Pour le reste, accrochages, ronflements, la recherche et l'élimination des pannes sont les mêmes que dans le cas d'une seule lampe. Signalons cependant une cause de ronflement particulière à tous les montages à transfo BF. Il peut exister un couplage magnétique entre le transfo BF et celui d'alimentation. Le seul remède consiste à démonter le transfo BF et de le promener, en changeant sa position et son orientation, jusqu'à disparition du défaut.

D. — PANNES DE POSTES HORS SÉRIE

Jusqu'ici, nous avons considéré un récepteur classique, comportant une changeuse de fréquence, une amplificatrice MF, une détectrice combinée avec préamplificatrice BF et une pentode finale, plus une valve. Nous avons supposé que l'alimentation était normale, c'est-à-dire avec filtrage par le positif, et culasse du haut-parleur utilisée comme self de filtre.

Il existe cependant beaucoup de récepteurs qui diffèrent du type classique par quelque particularité, capable de dérouter même un dépanneur blanchi sous le harnais. Nous allons passer rapidement en revue quelques pannes de ces postes hors série.

Filtrage par le négatif.

● 1. *Récepteur alternatif.* — L'alimentation-type est celle de la figure 17. La self de filtrage, séparée ou formée par la culasse du haut-parleur, est

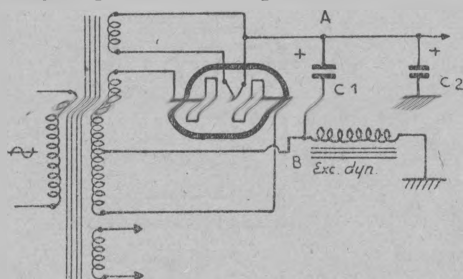


Fig. 17. — Filtrage par le « moins » : C_1 est isolé de la masse.

insérée entre le point milieu de l'enroulement haute tension du transfo et la masse. La particularité principale de ce montage est que le premier condensateur de filtrage est isolé de la masse, et les deux pôles « plus »

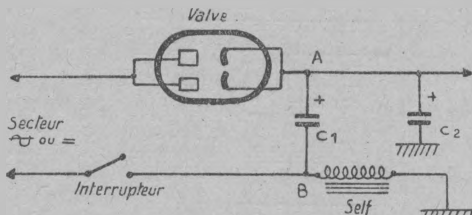


Fig. 18. — Filtrage par le « moins » dans un tous-courants, très utilisé dans les récepteurs miniatures.

des condensateurs sont réunis. Par conséquent, la mesure se fera de la façon suivante :

- a) Haute tension avant filtrage : entre le point A et le point B ;
- b) Haute tension après filtrage : entre le point A et la masse ;
- c) Chute de tension aux bornes de la bobine de filtre : entre le point B et la masse. Pour cette dernière mesure, le pôle « plus » du voltmètre doit être à la masse.

2. Récepteur tous courants. — Le montage le plus utilisé est celui de la figure 18. La bobine de filtre est insérée entre l'un des fils du secteur et la masse du châssis. Le premier condensateur de filtrage a son pôle « moins » réuni au pôle du secteur correspondant, qui aboutit à la bobine de filtre. Les deux pôles « plus » des deux condensateurs de filtrage sont encore réunis ensemble. Les mesures se font de la façon suivante :

- a) Haute tension avant filtrage : entre le point A et le point B ;
- b) Haute tension après filtrage : entre le point A et la masse.

Polarisation par la grille.

Alors que les postes classiques sont polarisés par chute de tension entre la cathode et la masse, on voit assez souvent des récepteurs dans lesquels la polarisation des grilles se fait directement, en reliant le retour de ces grilles à un point porté à un potentiel négatif fixe. Ce potentiel négatif s'obtient très simplement, par une résistance convenable insérée entre le point milieu de l'enroulement haute tension du transfo et la masse. C'est donc ce point milieu qui fixe le potentiel, et l'on y raccorde

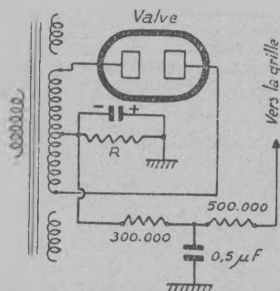


Fig. 19. — Polarisation négative directe. $R = 100$ à 150 ohms.

la grille de la lampe finale à travers la résistance de fuite, ou encore par une cellule de découplage formée d'une résistance d'environ 300.000 ohms et un condensateur de $0,5$ microfarad (fig. 19).

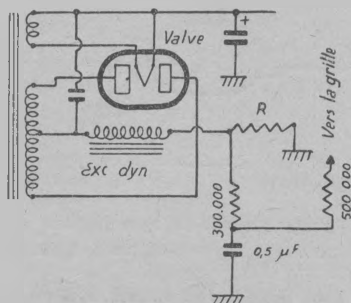


Fig. 20. — Polarisation directe avec filtrage par le « moins ».

Cette polarisation est souvent combinée avec le filtrage par le négatif, la tension de polarisation étant obtenue soit par une résistance en série avec la bobine d'excitation, soit par un pont en parallèle sur cette bobine (fig. 20 et 21).

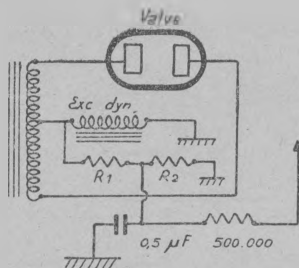


Fig. 21. — Polarisation par pont à deux résistances, R_1 et R_2 (de 50.000 à 250.000 ohms suivant la tension à obtenir).

La résistance de polarisation est souvent shuntée par un condensateur électrochimique, dont le pôle « plus » est connecté à la masse. Lorsqu'il s'agit d'un tous-courants, la tension de polarisation est obtenue en général en connectant le circuit de grille à l'extrémité de la self de filtrage opposée à la masse (fig. 22).

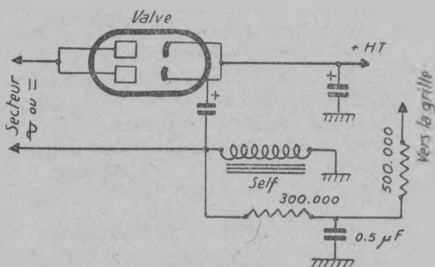


Fig. 22. — Polarisation dans un tous-courants par résistance de self déterminée.

Quelques pannes particulières à ces systèmes.

1. Dans les récepteurs à filtrage par le « moins », le premier condensateur de filtrage est souvent isolé par une simple rondelle de bakélite, qui peut se déplacer. Le pôle « moins » touche la masse, le récepteur ronfle, la tension après filtrage est beaucoup trop élevée (environ 350 volts) et la chute de tension aux bornes de la self de filtre est nulle.

2. Dans les récepteurs où il existe une résistance de polarisation entre le point milieu de l'enroulement haute tension et la masse, la coupure de cette résistance arrête complètement le poste si cette résistance n'est pas shuntée par un condensateur électrochimique. On le constate en mesurant la tension entre les pôles « plus » des condensateurs et la masse (tension nulle) et entre le pôle « plus » du premier condensateur et le point milieu de l'enroulement haute tension (tension très élevée, de 400 à 450 volts).

Lorsque la résistance de polarisation est shuntée par un condensateur électrochimique, la coupure de la résistance entraîne infailliblement le claquage du condensateur, car il n'est pas prévu pour une tension très

élevée. Le point milieu se trouve alors à la masse, la polarisation est nulle, le débit anodique de la lampe finale est très élevé, et parallèlement la haute tension après filtrage baisse fortement.

3. Dans les récepteurs polarisés directement par la grille, un découplage insuffisant des circuits de grille peut produire du ronflement. Par exemple, lorsque le condensateur C est coupé ou déconnecté (fig. 23).

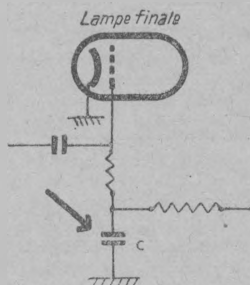


Fig. 23. — C coupé détermine le ronflement.

4. Pour mesurer la polarisation d'une lampe polarisée directement par sa grille, il faut se garder de faire la mesure entre la grille et la masse : nous n'aurions qu'une déviation fautive du voltmètre, même à résistance très élevée, à cause de la valeur très forte des résistances en circuit. Nous mesurerons cette polarisation entre l'extrémité de la résistance qui la donne et la masse, le pôle « plus » du voltmètre étant lui-même à la masse.

Lorsque la polarisation est obtenue par un pont en parallèle sur la bobine d'excitation, la mesure directe ne donne que des résultats approximatifs. Mieux vaut recourir aux mesures d'intensité, puis à appliquer la loi d'Ohm, comme il est dit au chapitre des mesures.

Polarisation des lampes à chauffage direct.

Les pentodes finales à chauffage direct sont le plus souvent polarisées par une résistance insérée entre le point milieu de l'enroulement de chauffage et la masse. Cette résistance est habituellement shuntée par un condensateur de 10 à 25 microfarads.

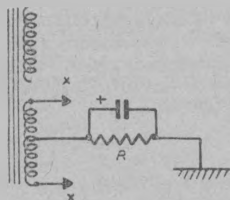


Fig. 24. — Polarisation d'une lampe à chauffage direct (X, X = enroulement de chauffage).

Il ne faut pas confondre ce montage avec celui de polarisation par le « moins », car ici la chute de tension obtenue est positive par rapport à la masse. La panne la plus fréquente est le court-circuit accidentel entre un fil de chauffage et la masse, qui se produit parfois dans les supports des ampoules de cadran assez mal isolés. On constate alors que l'éclat des ampoules de cadran baisse un peu. Le récepteur ronfle et sa reproduction laisse à désirer.

Doubleur de tension.

Les montages de valves en doubleuses de tension ont été à la mode avant la guerre, mais ils sont presque abandonnés. La figure 25 en donne un exemple.

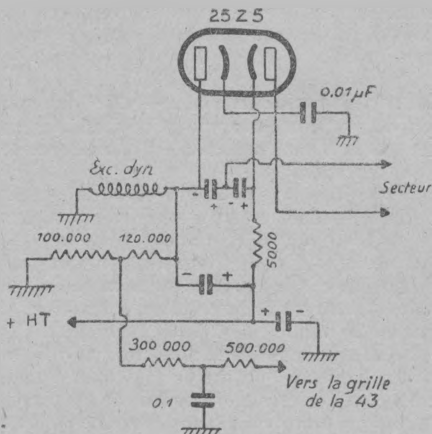


Fig. 25. — Une 25 Z 5 en doubleuse de tension, avec filtrage par le « moins » et polarisation par pont.

Quand on a un poste muni d'un doubleur à dépanner, on fera surtout attention aux condensateurs du doubleur et à ceux du filtre. Le gonflement d'un tel poste provient, neuf fois sur dix, d'un défaut dans l'un des électrolytiques.

Étage final à deux lampes en parallèle.

On rencontre de temps en temps un vieux poste muni de deux lampes en parallèle, qu'il ne faut pas confondre avec un push. La panne la plus fréquente est une de ces lampes défectueuses, ce qui se traduit par une baisse de puissance et l'élévation de la tension anodique.

Notons que la résistance de polarisation commune aux deux lampes doit être moitié de celle nécessaire à une seule lampe. De même, l'impédance du transfo de sortie n'est que moitié de celle nécessaire à une seule lampe. Donc, vérifions ces points, si le poste a déjà été réparé.

RÉPARATION DES HAUT-PARLEURS

Quand on n'arrive pas à trouver la cause d'une mauvaise reproduction dans le châssis, il ne faut pas oublier de vérifier le haut-parleur. En fait, on devrait même commencer par là, puisque cet essai est très rapide: une coupure dans le circuit de plaque de la dernière lampe, deux pinces crocodile, et le haut-parleur du laboratoire se trouve branché à la place de l'autre en moins d'une minute. Bien entendu, le haut-parleur du laboratoire sera muni d'un transfo à prises pour essayer diverses impédances de charge.

Comme les défauts qui peuvent se manifester sont multiples, nous allons examiner successivement les plus courants.

1. **Entrefer encombré.** — Surtout dans les H. P. dynamiques à aimant permanent, l'entrefer s'encombre assez souvent de poussière métallique qui freine la bobine mobile, amortit les graves et produit des crissemments. Pour l'enlever, il faut évidemment démonter le cône, et faire passer dans l'entrefer un chiffon enduit de vaseline qui retient la limaille, puis un chiffon sec pour enlever les traces de vaseline. On remonte ensuite le cône, et on le centre comme il est dit plus loin.

2. **Bobine mobile décentrée.** — Le haut-parleur donne un bruit de mirliton dû au frottement de la bobine dans l'entrefer. Il faut d'abord s'assurer que la bobine mobile n'est pas déformée, ce qui rendrait illusoire tout essai de centrage.

On desserre les vis fixant le frein ou spider (qui se trouve soit devant le noyau, soit derrière le cône, et sert à le centrer tout en permettant son mouvement) et on introduit délicatement trois ou quatre bandes de bristol mince ou de cellulo dans l'entrefer, en trois ou quatre points équidistants. Si l'épaisseur des bandes a été bien choisie, la bobine mobile est maintenant bien centrée. Il ne reste qu'à resserrer progressivement les vis, puis à enlever les bandelettes. Un dépanneur doit avoir une trousse de ces bandelettes, larges de 6 à 8 millimètres, en différentes épaisseurs.

Avec un peu d'habitude, on arrive très bien à recentrer un haut-parleur, simplement en desserrant et resserrant le spider pendant que le poste exécute un morceau un peu violent, à pleine puissance. Cela réussit surtout pour la suspension par spider avant, qui est bloqué par une seule vis centrale.

3. **Déformation ou excentrage de l'entrefer.** — Quand le haut-parleur a été malmené ou par suite d'une chute, il arrive que l'entrefer soit excentré. On démonte alors le cône et on recentre l'entrefer, soit avec un calibre, soit en interposant des bandes de métal (tirées de tôles de transfo et de déchets de fer-blanc), suivant la technique du centrage de la bobine mobile. Par contre, si le châssis du cône a été faussé, comme l'indique la figure 27, la bobine mobile bascule dans son entrefer, et on entend le mirliton, à moins que tout le cône ne soit immobilisé. Le remède découle de source.



Fig. 26.
Entrefer excentré.

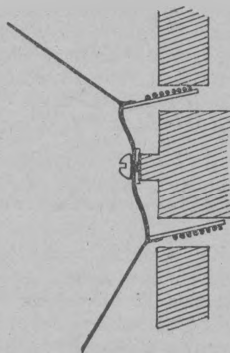


Fig. 27. — La bobine mobile basculée frotte dans l'entrefer.

4. **Spires décollées.** — Il arrive que certaines spires de la bobine mobile deviennent libres sur le tube de support, ce qui produit un crisse-

ment sur certaines fréquences, rappelant le frottement d'une carte sur les dents d'un peigne. Les spires seront recollées à l'aide de ciment cellulosique, ou, à défaut, avec une dissolution de celluloid dans un mélange d'acétone et d'acétate d'amyle. Le celluloid peut être remplacé par des débris de rhodoid.

On se servira de la même colle pour recoller la bobine mobile qui se décolle de son cône, ce qui se traduit par des vibrations insupportables.

5. Spider déchiré ou distendu. — Cet accident peut se produire quand un poste a fonctionné longtemps avec du « motorboating », ou oscillations à basse fréquence, qui soumet le cône à de violents efforts. Le meilleur remède est le remplacement du spider. En attendant, on pourra rejoindre les bords de la bande rompue en doublant celle-ci, sur les deux faces, de papier nerveux collé à la colle cellulosique. Il faut d'abord mettre une couche très mince de cette colle sur le spider et sur les bandes, laisser sécher, puis mettre une nouvelle couche très mince, appliquer aussitôt et mettre sous pression. On peut aussi se servir de dissolution de caoutchouc et, à l'extrême rigueur, de colle de poisson.

6. Cône déchiré, déformé. — Ici encore, le meilleur remède est le remplacement du cône. On peut essayer d'y mettre une pièce, comme indiqué ci-dessus ; parfois, un filet de colle cellulosique sur les bords de la déchirure suffit à réparer le mal. Un cône déformé fait frotter la bobine mobile dans l'entrefer.

7. Spires dénudées, en court-circuit. — On les enduit de colle cellulosique et on les laisse sécher. Ce défaut se traduit par une déformation semblable à celle que produit un haut-parleur mal calculé pour l'impédance de la lampe de sortie, c'est-à-dire une tonalité très défectueuse. On le vérifie en mesurant la résistance de la bobine mobile.

8. Bobine de champ grillée. — Si la coupure est au début, on sacrifie les premières spires sans grand dommage. Par contre, un court-circuit dans les spires peut se traduire par une tension excessive appliquée à la valve, car la bobine de champ est moins résistante, et l'excès de courant parcourant la bobine la met rapidement encore hors service. Le remède consiste à remplacer la bobine. Si le mal n'est pas grave, on peut débobiner les premières spires et interposer un papier de soie entre couches. Ou, encore, on sature de vernis à la gomme laque ou de vernis bakélite.

9. Note trop grave. — Si le haut-parleur donne trop de basses, et si le défaut ne provient pas du châssis, on se trouvera bien d'éloigner de l'ébénisterie le châssis du haut-parleur, à l'aide de cales de liège ou de caoutchouc, de manière à laisser un espace vide d'environ 1 centimètre qui réduit l'effet de baffle de l'ébénisterie.

LES PANNES DE LA MOYENNE FRÉQUENCE

Voici un récepteur qui n'est pas « nerveux », comme on dit en argot de métier. Ce manque de vitalité peut avoir plusieurs raisons, mais l'une des plus fréquentes est un défaut ou un dérèglement de la moyenne fréquence.

Pour le constater, nous réglons notre hétérodyne modulée sur la fréquence des transfo MF et nous l'injectons d'abord dans la plaque de la lampe MF, ensuite dans sa grille. Si nous ne touchons pas à l'atténuateur de l'hétérodyne, ni au potentiomètre de renforcement, nous devons constater une forte différence de puissance de réception. Par contre, si l'étage MF n'est pas sans reproche, non seulement nous n'aurons pas davantage de puissance en injectant l'hétérodyne dans la grille, mais, au contraire, nous pourrions constater une diminution. Aucun doute n'est alors possible : cet étage réclame nos soins.

S'il y a deux lampes MF, la technique reste la même, il n'y a qu'à extrapoler la méthode ci-dessus. Et, si nous n'avons pas d'hétérodyne (nous avons bien connu un dépanneur qui n'avait pas de milliampère-mètre !), nous nous débrouillerons comme nous le pourrions, en envoyant directement le secondaire du transfo d'entrée à la détectrice, en sautant par-dessus la lampe MF. Évidemment, nous perdrons l'amplification d'un étage, mais nous saurons au moins s'il ne freinait pas au lieu d'amplifier.

La première chose à faire, quand l'étage MF est soupçonné, c'est de s'assurer que c'est bien lui qui est le coupable, et non l'antifading qui le freine. Pour cela, le retour de la grille MF est coupé de la ligne d'antifading et raccordé provisoirement à la masse par une connexion volante. Si tout rentre dans l'ordre, c'est l'antifading qui doit être vérifié. Sinon, nous sommes en présence d'une authentique panne de moyenne fréquence. Nous en profiterons pour relever les tensions avant de remettre l'antifading en fonction.

1. Lampes défectueuses.

C'est le défaut le plus banal. Si nous avons une autre lampe dont nous sommes sûrs, nous remplacerons celle soupçonnée. Sinon, nous la passerons au lampemètre.

2. Tension écran trop faible.

Dans ce cas, l'amplification baisse et la sensibilité du récepteur s'en ressent.

Cette tension d'écran peut baisser soit par suite d'un court-circuit dans la ligne haute tension, soit par variation d'une résistance chutrice ou d'une résistance du diviseur de tension qui donne la tension d'écran.

La figure 28 donne trois types d'alimentation d'une grille-écran.

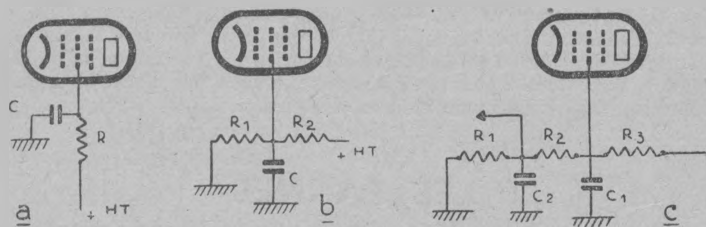


Fig. 28. — Diverses alimentations d'écran.

Dans le schéma *a*, nous pouvons trouver que *R* a varié, ou que *C* présente une fuite importante, sans être tout à fait claqué. Nous serons renseignés en commençant par débrancher *C*. Si la tension redevient normale, c'est bien lui qui est malade, sinon c'est la résistance *R*.

Dans le schéma *b*, les mêmes troubles peuvent se produire : R_1 ou R_2 qui ont varié, ou C qui fuit. Signalons toutefois que R_2 est assez souvent à changer, parce que cette résistance est parcourue par un courant assez intense qui l'échauffe. Comme les constructeurs mettent rarement des résistances à dissipation confortable, cette intensité augmente la valeur de la résistance. En la changeant, ne craignons donc pas de mettre une résistance plus stable.

Le schéma *c* est moins courant. La tension d'écran est prise ici sur un pont qui alimente aussi d'autres électrodes. On conçoit que le claquage d'un condensateur tel que C_2 provoque une baisse de tension considérable à l'écran de la lampe.

3. Tension d'écran trop élevée.

Les pentodes modernes donnent leur maximum d'amplification pour une tension d'écran bien déterminée. Trop de tension ne vaut guère mieux-que pas assez, la sensibilité s'en ressent.

Dans le cas de la figure 28 *b*, la tension d'écran devient trop élevée si la résistance R_1 est coupée ou si elle augmente de valeur par vieillissement. De même dans la figure 28 *c*, lorsque l'une des résistances R_1 ou R_2 est coupée ou vieillie.

Pour savoir si une tension d'écran est correcte, le mieux est encore de consulter le catalogue de lampes.

Tensions écran au repos.

Antenne débranchée, HT = 250 volts.

Poste au maximum de sensibilité.

LAMPES	TENSION D'ÉCRAN NORMALE
E 445, E 455	70 à 100 volts.
E 447, AF 2	80 à 110 —
AF 3, EF 5	60 à 100 —
EF 9	90 à 100 —
35	70 à 90 —
58, 78, 6 D 6, 6 K 7	80 à 110 —

4. Polarisation trop élevée.

Dans les récepteurs modernes, la sensibilité est automatiquement contrôlée par le dispositif antifading, qui polarise plus ou moins les grilles des lampes HF ou MF, suivant le signal reçu par l'antenne. La polarisation au repos, ou polar de départ, est obtenue le plus souvent par une résistance intercalée entre la cathode et la masse, et shuntée par un condensateur (fig. 29).

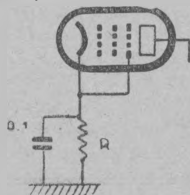


Fig. 29. — Polarisation MF classique. R = environ 300 à 600 ohms.

Par contre, dans les récepteurs plus anciens, et notamment dans la plupart des « cigar box », ou postes miniature, qui infestaient le marché voici quelques années, la sensibilité du récepteur est commandée par un potentiomètre qui fait varier la polarisation des lampes MF, suivant les deux schémas de la figure 30.

Dans les récepteurs modernes, polarisés comme l'indique la figure 29, il est rare de voir une polarisation trop élevée, sauf en cas de coupure franche de la résistance R : alors, le poste devient complètement muet.

Par contre, les systèmes de commande manuelle de la sensibilité occasionnaient et occasionnent encore des pannes assez fréquentes. Nous voyons, sur la figure 30 a, qu'un défaut de contact du curseur supprime toute variation de sensibilité et polarise la lampe au maximum, ce qui se traduit par une faiblesse à l'état chronique : ce mal est très courant dans les postes miniature.

Dans le cas de la figure 30 b, le même phénomène peut se manifester. Le potentiomètre peut aussi se couper, ce dont on est averti quand

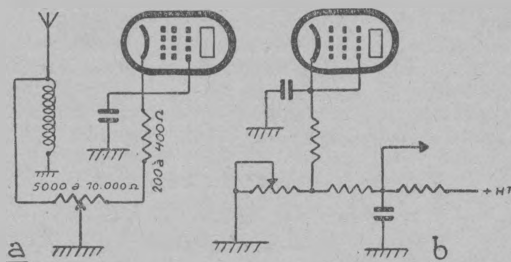


Fig. 30. — Deux commandes automatiques de sensibilité. En a, la commande agit également en amortissant l'antenne.

l'audition passe brusquement du silence complet à une audition puissante, ou inversement. Il suffit, pour déceler la panne, de brancher un voltmètre (sensibilité 30 volts) entre la cathode de la lampe et la masse, et de manœuvrer le bouton du potentiomètre. On voit l'aiguille faire un bond brusque quand le curseur passe sur la coupure.

Les valeurs normales de polarisation et les limites de variation en réglage manuel des principales lampes MF sont condensées dans le tableau suivant.

POLARISATION DES LAMPES MF.

Antenne débranchée.

LAMPES	POLARISATION minimum normale	LIMITES DE VARIATION
E 445, E 455	1,5 à 2	1,5 à 40
E 447	2	2 à 35
AF 2	2	2 à 20
AF 3	2	2 à 45
EF 5	2 à 3	2 à 45
EF 9	2,5	2,5 à 49
35	3	3 à 40
58, 78, 6 D 6, 6 K 7	3	3 à 45

La plage de réglage d'une lampe à pente variable est d'autant plus étendue que la tension écran est plus élevée.

Exemple : pour EF 5, elle est de 2 à 35 volts pour 60 volts d'écran, et de 2 à 50 volts pour 100 volts d'écran.

5. Déréglage des transfos MF.

Dès que les transfos MF sont déréglés, la sensibilité du récepteur est fortement altérée, en même temps que paraissent des défauts plus graves, qui se traduisent par un manque de sélectivité intolérable et des sifflements d'interférence un peu partout sur le cadran.

Autrefois, on remédiait à cet état de choses en retouchant les ajustables des transformateurs MF pendant l'écoute d'une émission. Pour cela, on choisissait une émission quelconque, vers le milieu des petites ondes, suffisamment stable, sans fading.

L'alignement à l'oreille est à déconseiller, parce qu'il manque de précision. La méthode qui consiste à brancher un voltmètre alternatif aux bornes du primaire du transfo de sortie est à déconseiller également, car l'aiguille suit la modulation et ne permet pas d'apprécier le maximum avec netteté. Il reste l'œil magique, ou à défaut, lorsque le poste est muni d'un antifading, la méthode du voltmètre continu qui se branche entre la cathode de l'amplificatrice MF et la masse. On choisira la sensibilité de 7,5 volts, dans le cas d'un contrôleur universel normal (fig. 31).

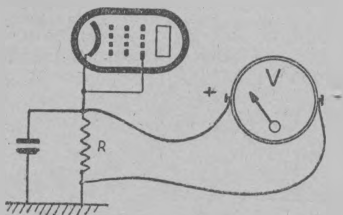


Fig. 31. — Indicateur d'accord par voltmètre continu sur résistance de polarisation.

Si nous nous guidons sur l'œil magique, nous retoucherons les ajustables des transformateurs, l'un après l'autre, en cherchant à obtenir le maximum d'épanouissement de la plage lumineuse. Il arrive quelquefois, avec les indicateurs tels que EM 1 ou 6 E 5, que l'épanouissement soit maximum avant que nous n'arrivions au réglage exact, ce qui empêche d'apprécier avec précision le meilleur point de réglage. Le remède n'est pas compliqué : nous réduirons la longueur d'antenne, en nous contentant au besoin de 50 centimètres à 1 mètre de fil, ce qui nous donnera toute latitude pour régler notre œil au mieux de nos désirs.

Si nous nous guidons sur un voltmètre branché entre masse et cathode de la lampe MF, nous retoucherons les ajustables en cherchant à obtenir le *minimum de déviation du voltmètre*. Cela paraît paradoxal ? Disons donc que, sous l'action de l'antifading, la polarisation de la lampe MF augmente à mesure que le signal se renforce, c'est-à-dire que l'accord des transfos MF se perfectionne. Par conséquent, le débit de la lampe diminue et la chute de tension aux bornes de la résistance de polarisation en fait autant : c'est ce qu'indique notre voltmètre.

Nous avons dit plus haut que c'est ainsi qu'on opérait autrefois... mais nombre de dépanneurs mal outillés ne procèdent pas encore autrement aujourd'hui. Cela ne vaut évidemment pas l'alignement à l'hétérodyne, qui permet non seulement de travailler à n'importe quel moment, mais aussi d'obtenir plus de précision et la certitude d'un alignement correct.

L'alignement à l'aide de l'hétérodyne.

Voici la méthode générale, autour de laquelle chacun brodera à sa guise :

1. Régler l'hétérodyne modulée sur la longueur d'onde des transformateurs MF.

2. Mettre à la masse la grille oscillatrice de la changeuse de fréquence, à l'aide d'une connexion volante, ce qui se fait très simplement en mettant à la masse le condensateur variable correspondant.

3. Connecter un indicateur d'accord quelconque, comme il a été dit plus haut : soit l'œil magique du poste, soit un voltmètre. Si l'on adopte



Fig. 32. — Réglage MF sur l'œil magique. On part de a pour aboutir à c.

le voltmètre alternatif aux bornes du primaire du transfo du haut-parleur, on le réglera sur la sensibilité 50 ou 150 volts, suivant le poste.

4. Connecter la sortie de l'hétérodyne à la grille de l'amplificatrice MF à travers une petite capacité de 250 à 500 centimètres. L'antenne fictive est alors sans utilité (fig. 33).

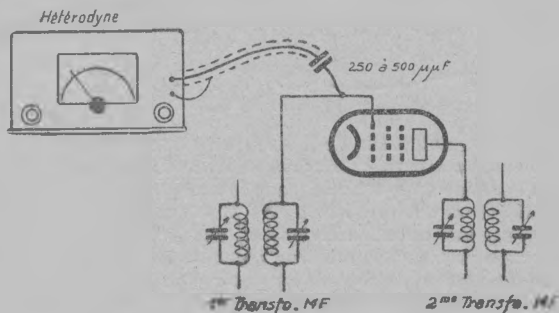


Fig. 33. — Branchement de l'hétérodyne pour l'alignement MF.

5. Régler les deux ajustables du second transfo MF jusqu'à obtenir le maximum de déviation à l'indicateur d'accord (ou le minimum de voltage si l'indicateur est un voltmètre continu branché entre cathode et masse). Opérer avec une tension de sortie d'hétérodyne plutôt faible, le réglage de la sensibilité du récepteur étant fixé au maximum : ceci est important, surtout quand il s'agit d'un réglage manuel de sensibilité agissant sur la polarisation des lampes.

6. Déconnecter l'hétérodyne de la grille de la lampe MF et la brancher à la grille modulatrice de la changeuse de fréquence. Cette grille est facilement accessible, elle est presque toujours au sommet de l'ampoule. Régler les deux ajustables du premier transfo MF.

7. Il faut maintenant parfaire le travail, qui est complet dans ses

grandes lignes. Pour cela, on retouchera, très peu à la fois, les ajustables du second transfo, jusqu'à obtenir le maximum de l'indicateur d'accord : c'est le « signola ».

8. Sans toucher à quoi que ce soit, tourner lentement le bouton d'accord de l'hétérodyne modulée, de part et d'autre de la position de l'accord exact. Si l'alignement est correctement fait, on doit constater une chute assez brusque de l'indicateur d'accord de part et d'autre du point d'accord exact.

Lorsque la fréquence des transfos MF nous est inconnue.

Il arrive assez souvent d'avoir affaire à un récepteur dont nous ne connaissons ni le schéma, ni les caractéristiques, ni, *a fortiori*, la fréquence d'accord de ses transfos MF.

● Si le désaccord de ces derniers n'est pas important, ce qui est le cas général, le défaut sera corrigé de la façon suivante :

1. D'après l'aspect, déterminons la fréquence d'accord probable, qui est de l'ordre de 135 ou 460 kilocycles, ce n'est pas bien sorcier : une bobine pour 460 kilocycles comporte beaucoup moins de spires que les premières et, de plus, elle est très probablement en fil divisé.

2. Mettons le commutateur de l'hétérodyne sur la gamme de l'accord présumé de nos transfos, et branchons la sortie de ladite hétérodyne à la grille de la lampe MF, comme précédemment.

3. Parcourons lentement le cadran de l'hétérodyne, dans les environs de la fréquence MF supposée, en cherchant le point de résonance.

4. Pendant cette opération, nous observons l'indicateur de sortie, dont le meilleur, dans ce cas, est le voltmètre alternatif branché sur le haut-parleur. Si le passage sur l'accord est très net, avec diminution de puissance bien marquée de part et d'autre, il n'y a rien à retoucher. Par contre, si nous observons deux maxima successifs, le plus souvent rapprochés, nous réglerons notre hétérodyne au milieu de ces maxima.

5. Sans toucher à l'hétérodyne ainsi réglée, nous reprendrons le réglage des transformateurs MF comme il a été indiqué plus haut.

● Malheureusement, nous pouvons tomber sur des transfos qui ont été malmenés par des mains inexpertes et dont l'accord n'existe plus qu'à l'état de souvenir. Nous procéderons autrement :

1. Réglons le récepteur en panne sur une quelconque fréquence au milieu de la gamme des petites ondes, par exemple 1.000 kilocycles, soit environ 300 mètres. Si le récepteur n'est pas complètement gâté, l'hétérodyne modulée nous permettra de trouver ce point. Par contre, si le désaccord des transfos MF ne permet aucune réception, nous réglerons le poste suivant l'indication de son cadran. Tant pis pour la précision si le cadran lui-même ne sait pas ce qu'il dit !

2. Connectons la plaque de la changeuse de fréquence à la borne antenne d'un autre récepteur fonctionnant correctement. Le branchement se fera à travers une petite capacité de 100 à 250 centimètres (fig. 34).

3. En tournant le bouton d'accord du récepteur témoin, nous chercherons à produire un battement d'interférence avec l'oscillateur du récepteur en panne. Supposons que ce dernier soit réglé sur 1.000 kilocycles (ou kilohertz, c'est la même chose), nous trouverons le battement vers 1.135 kilocycles si les transfos sont accordés sur 135 kilocycles, et vers 1.460 kilocycles s'ils sont accordés sur 460 kilocycles.

4. Le point de battement étant trouvé, il faut maintenant apprécier aussi exactement que possible la fréquence de ce battement. Pour cela, nous libérons le poste en panne du poste témoin, et nous attaquons la borne antenne de ce dernier avec notre hétérodyne. En tournant le bouton d'accord de l'hétérodyne, nous retrouvons la résonance avec le point de battement, et l'indication du cadran de l'hétérodyne nous donne sa fréquence. Par exemple, si la résonance a lieu sur 1.125 kilocycles, nous pouvons en conclure que la valeur de la MF en panne est de $1.125 - 1.000 = 125$ kilocycles.

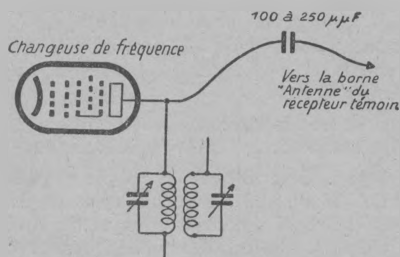


Fig. 34. — Branchement de l'oscillateur du poste malade à l'antenne du poste témoin.

Cette méthode est beaucoup plus compliquée à décrire qu'à mettre en pratique. Cependant, comme des erreurs peuvent se produire, il est prudent de répéter la manœuvre sur deux ou trois points du cadran et de faire la moyenne.

Lorsque nous alignons des transfo de moyenne fréquence, nous regarderons attentivement, à l'indicateur de sortie, si la « courbe » est régulière, sans pointes de résonance parasites près de la résonance principale. Il est souvent nécessaire de procéder à plusieurs retouches avant d'arriver à l'accord exact.

On voit quelles difficultés on peut rencontrer quand on se trouve devant un récepteur inconnu dont l'accord MF est détruit : d'où l'intérêt d'une documentation aussi complète que possible sur les récepteurs les plus anciens et les plus biscornus, quand on est dépanneur professionnel et qu'on veut s'éviter des pertes de temps importantes.

QUELQUES AUTRES PANNES DE LA MOYENNE FRÉQUENCE

Bien entendu, un étage de MF est capable, comme tous les autres, d'avoir les pannes communes quand une capacité, ou une résistance, est en mauvais état.

Le poste est muet.

C'est le plus souvent le court-circuit d'un transfo par son ajustable claqué ou déformé. Cela se vérifie à l'ohmmètre après avoir éteint les lampes. Voir aussi, naturellement, les tensions anodique, écran et polarisation.

Le poste est faible.

En dehors des cas étudiés ci-dessus (mauvaise polarisation, écran mal réglé), on peut soupçonner un court-circuit partiel entre les spires des transfo, quand la sélectivité est faible, et l'intégrité des condensateurs

de découplage. Par contre, si la faiblesse varie suivant l'accord, il faudra vérifier la commande unique avant d'accuser la moyenne fréquence.

Le poste est instable.

Si sa sensibilité varie sans motif, avec chutes inexplicables, vérifier si la lampe MF n'est pas gazeuse. S'il crache, c'est que la tension anodique n'est pas régulière : vérifier les résistances abaisseuses ou diviseuses qui se trouvent dans le circuit plaque.

Doublage du point d'accord.

Quand on trouve le maximum de puissance sur deux points rapprochés du cadran, il faut vérifier l'alignement des transfo si le défaut se produit pour les stations faibles, et l'action de l'antifading sur la polarisation de la lampe MF si le défaut se produit sur les stations puissantes.

Le poste siffle et accroche.

Quand on est bien sûr qu'il s'agit de la MF, on peut soupçonner un couplage parasite entre bobinages, soit par blindage insuffisant, soit par les connexions qui sont trop voisines. Une autre cause réside dans un condensateur de découplage à la cathode, à la plaque ou à l'écran, qui est grillé, desséché, déconnecté, etc.

Si l'accrochage se produit lorsque l'accord du cadran approche de l'accord des MF (par exemple, pour 460 kilocycles, en haut de la gamme P. O. et en bas de la gamme G. O.), c'est que le découplage laisse à désirer entre la haute et la moyenne fréquence. Éloigner les connexions, blinder, découpler les alimentations avec le plus grand soin.

LA SÉLECTIVITÉ VARIABLE

Beaucoup de postes modernes sont munis d'un dispositif de sélectivité variable, qui permet soit d'admettre une large bande de fréquences pour reproduire correctement les aiguës et les graves, soit de limiter cette bande à 9 kilocycles pour séparer nettement les stations de longueurs d'onde voisines. Un poste très sélectif ne peut pas être très musical, et vice versa. La sélectivité variable permet de choisir le meilleur compromis entre ces deux qualités contradictoires.

Ce résultat est généralement obtenu en faisant varier le couplage entre les deux bobines du transfo MF, ce qui s'obtient de diverses façons par la manœuvre d'un bouton du panneau. Ce n'est, somme toute, que la mécanisation des transfo à couplage réglable, où l'une des bobines peut être bloquée dans une position choisie par rapport à l'autre.

Un autre système est constitué par un circuit d'absorption couplé avec les bobines du transfo MF (fig. 35). Ce circuit absorbe de l'énergie, surtout à la résonance, si bien qu'il aplatit la courbe de réponse en absorbant la pointe de résonance à l'accord exact. Il peut être soit à deux positions (musicalité ou sélectivité), soit réglable par une résistance variable.

Réglage. — Le réglage se fait toujours dans la position de sélectivité maximum. Les ajustables sont réglés comme il a été dit, en amenant chaque enroulement exactement à la résonance. Ceci est important, car la courbe de réponse serait dissymétrique en position de musicalité si ce résultat n'était pas atteint. On vérifie la courbe de réponse en injectant l'hétérodyne, réglée à la fréquence de la MF, *plus ou moins 5 à 10 kilocycles* (par exemple, on essayera d'abord à 460 kilocycles pour le

réglage, et on passera successivement à 455 et à 465 kilocycles pour le contrôle). En mettant l'appareil sur la position de haute musicalité — ou, ce qui revient au même, de sélectivité réduite — on ne doit pas entendre une différence de puissance sensible aux deux réglages de l'hétérodyne. Sinon, c'est que les trimmers doivent être retouchés, à moins que

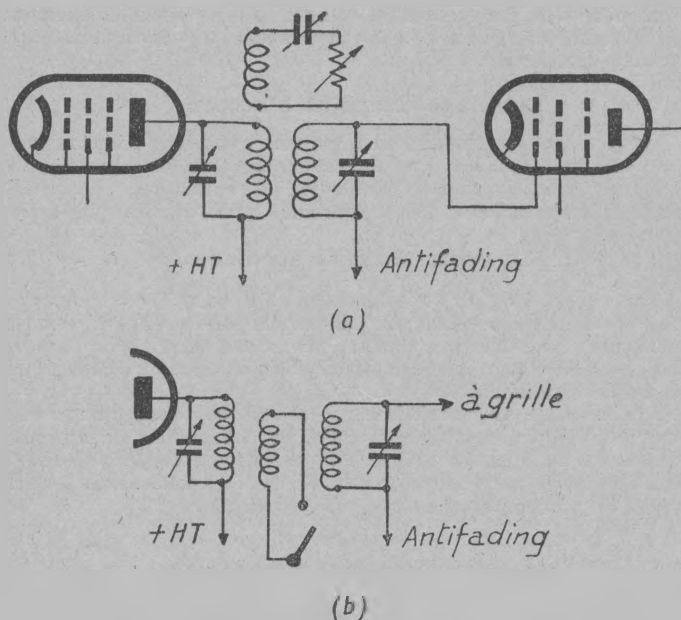


Fig. 35. — a) Sélectivité variable par circuit accordé absorbant ;
b) Système simplifié Elcosa.

des capacités importantes entre bobinages primaires et secondaires ne soient la cause du mal.

A part cela, l'alignement est le même que pour la sélectivité fixe, les pannes identiques, — plus, bien entendu, celles qui peuvent se produire dans les dispositifs simples donnant le réglage de la sélectivité.

LES PANNES DU CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

Le temps n'est plus des bigrilles changeuses de fréquence, ni des convertisseuses triodes à montages savants. Et, pourtant, les bigrilles vous battaient une moyenne fréquence presque aussi bien que nos lampes modernes, quand on avait la sagesse de ne pas vouloir descendre trop bas...

Dans la presque totalité des récepteurs modernes, le changement de fréquence se fait par une seule lampe complexe, d'autant plus complexe

du reste qu'elle est plus moderne (pentagrille, octode, triode-hexode). Chacune de ces lampes comporte deux éléments bien distincts : l'oscillatrice et la modulatrice. Les pannes peuvent affecter l'une ou l'autre.

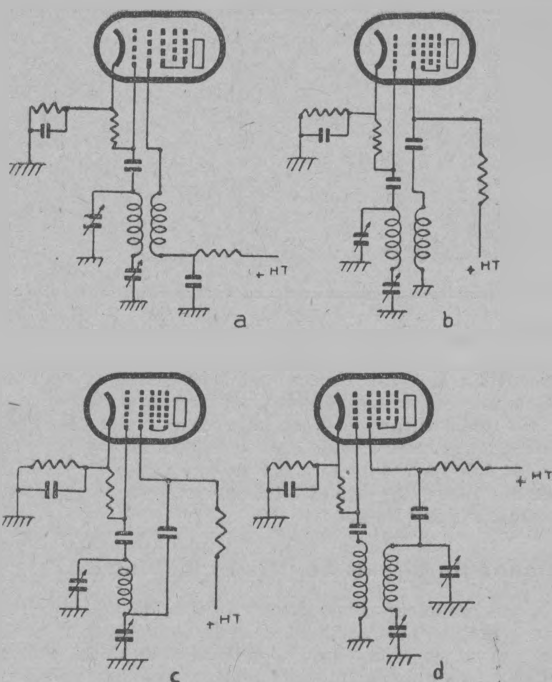


Fig. 36. — Différents montages changeurs de fréquence :

- a) Alimentation série de l'anode oscillatrice ;
- b) Alimentation parallèle ;
- c) Alimentation parallèle avec couplage par padding seul ;
- d) Alimentation parallèle avec anode accordée.

PANNES DE LA MODULATRICE

Ces pannes sont analogues à celles qui se produisent dans les lampes haute ou moyenne fréquence : court-circuit anodique, tension d'écran nulle ou incorrecte, polarisation de cathode à revoir, court-circuit dans la grille. Deux pannes surtout influent grandement sur la sensibilité du récepteur :

1. Tension d'écran incorrecte.

Les raisons en sont les mêmes que pour les lampes MF. Cependant, le mal est aggravé par le fait que certaines lampes changeuses de fréquence sont très sensibles aux variations de leur tension d'écran. Le tableau ci-après indique les tensions normales et les variations admissibles pour les convertisseurs les plus courants en dépannage, la haute tension étant de 250 volts pour les postes alternatifs, et 100 volts pour les tous-courants.

LAMPE	TENSION ÉCRAN normale	LIMITES ADMISSIBLES
AK 1	70	65 à 80
AK 2	70	60 à 80
EK 2	50	45 à 60
EK 3	100	80 à 110
2 A 7 et 6 A 7	90	80 à 100
6 A 8 et 6 E 8	90	80 à 100
6 TH 8	70	60 à 80
CK 1	70	60 à 75
CK 3	100	—
6 A 7 (tous courants).	60	50 à 70

2. Polarisation incorrecte.

Ici encore, la convertisseuse est plus exigeante qu'une amplificatrice. Une polarisation trop élevée entraîne non seulement une baisse de rendement, mais encore le décrochage de la lampe. Il suffit, pour s'en convaincre, de remplacer la résistance de polarisation par une résistance variable de 1.000 à 2.000 ohms. En faisant varier cette résistance, nous noterons une plage de sensibilité maximum : cette plage est très réduite, elle ne dépasse pas 40 ohms.

3. Panne du circuit de grille modulatrice.

Il s'agit rarement d'une coupure du bobinage du circuit accordé de cette grille ; le plus souvent, c'est le condensateur variable correspondant qui est en court-circuit, généralement dans le trimmer ajustable. Cette panne assez courante n'arrête pas forcément le poste, qui peut continuer à recevoir faiblement les émetteurs puissants.

Donc, pour nous résumer, la première chose à faire consiste à vérifier la ou les lampes de l'étage, et les tensions, avec toutes les précautions voulues pour la mesure des tensions d'écran qui, nous le savons, se fait en mesurant les courants et en appliquant la loi d'Ohm quand on veut de la précision (voir à ce sujet le chapitre des mesures).

PANNES DE L'OSCILLATRICE

Nous donnons quelques schémas d'oscillateurs, dont certains — en particulier ceux assez anciens à pentode — peuvent dérouter un dépanneur non averti,

La première qualité d'un oscillateur, aurait dit M. de La Palice, c'est d'osciller. Comme rien ne nous indique si l'oscillateur fonctionne correctement, nous le vérifierons par un indicateur. C'est très simple : il nous suffira de mettre un milliampèremètre sensible dans le retour de fuite de grille de la lampe oscillatrice séparée, ou de la grille n° 1 de l'octode, ou de l'électrode qui en tient lieu dans les autres lampes modernes. Par exemple, on déconnecte la résistance de fuite de grille du côté de la masse et l'on intercale le milliampèremètre dans la coupure, le pôle « plus » de l'instrument tourné du côté de la masse. On peut shunter le milliampèremètre par un condensateur de 0,1 microfarad, et faire les connexions très courtes, pour ne pas compromettre l'équilibre oscillatoire de la lampe.

Si la lampe oscille, le milliampèremètre dévie d'autant plus que l'oscillation est plus puissante. Nous vérifierons donc cette oscillation sur toutes les gammes, en les parcourant d'un bout à l'autre et en notant les trous et anomalies. Nous vérifierons aussi le bon départ de l'oscillation

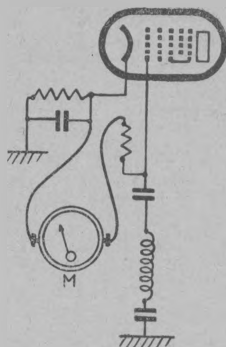


Fig. 37. — Mesure du courant d'oscillation.

au moment de l'allumage : quand on est obligé d'allumer plusieurs fois pour obtenir une oscillation qui a l'air de se produire à regret, c'est le signe d'un couplage entre spires trop faible, ou encore de tensions insuffisantes.

La déviation du milliampèremètre n'est pas identique sur toutes les gammes. Elle peut être, par exemple, de 500 microampères dans le bas de la gamme P. O. et de 300 microampères seulement dans le haut de la même gamme, alors qu'elle n'est que de 100 microampères dans le haut de la gamme O. C.

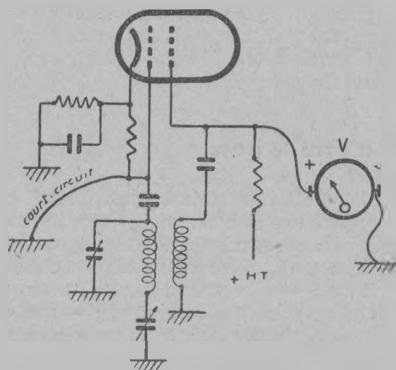


Fig. 38. — Vérification de l'oscillation : la tension anodique doit baisser.

Chaque changeuse de fréquence est prévue pour un courant moyen d'oscillation, qu'on trouve dans les caractéristiques et les courbes des lampes. Un courant trop fort peut provoquer des blocages, un courant trop faible se traduit par un manque de sensibilité et de nervosité fort gênant. Chaque fois que nous le pourrons, nous rectifierons donc le courant d'oscillation, car l'opération en vaut la peine : le poste en sort tout revigoré.

Il existe un autre moyen, plus rapide, pour vérifier l'oscillation. Comme l'anode oscillatrice est ordinairement alimentée à travers une résistance d'environ 20.000 ohms, il y a une chute de tension le long de

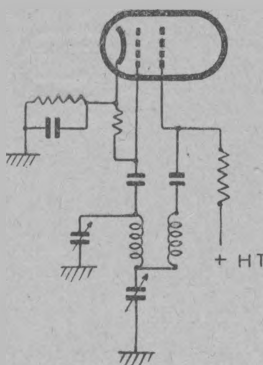


Fig. 39. — Le circuit de réaction de l'oscillateur peut être retourné à la masse par le padding. Le couplage avec la grille s'en trouve renforcé et corrigé.

cette résistance, et la tension entre l'anode et la masse est de 120 à 150 volts. Si nous mettons à la masse la grille oscillatrice et s'il y a des oscillations, un voltmètre branché entre l'extrémité-plaque oscillatrice de la résistance et la masse indiquera non plus 120-150 volts, mais 100-120 volts seulement.

Un troisième moyen consiste à coupler la plaque de la lampe changeuse de fréquence à la borne antenne d'un récepteur quelconque, à travers une petite capacité de 100 à 250 centimètres. Si l'oscillatrice fonctionne, il se produira des sifflements d'interférence dans le poste témoin quand on tourne le bouton d'accord du récepteur à dépanner.

Ceci dit, voyons les pannes.

1. La lampe n'oscille pas.

Le récepteur ne reçoit pas les émissions, mais il continue à donner les parasites atmosphériques et industriels, ce qui prouve qu'il n'est pas tout à fait mort. Voici encore trois points de diagnostic faciles à vérifier : en touchant la grille modulatrice avec un objet métallique tenu à pleine main, on entend un toc ; — on n'entend pas de toc en touchant les lames fixes du condensateur variable d'oscillateur ; — on entend un toc au moment du changement d'onde. Ces trois tests montrent suffisamment que l'oscillateur est atteint.

- a) Si aucune gamme ne veut osciller, on peut soupçonner :
- la lampe qui est une mauvaise oscillatrice ;
 - un court-circuit du condensateur variable d'oscillateur, le plus souvent dans son trimmer ;
 - un mauvais contact au commutateur de gamme ;
 - un condensateur de fuite de grille coupé ;
 - une tension déréglée ;
 - un court-circuit ou une coupure dans les enroulements oscillateurs ou dans leurs circuits.

b) Si une gamme entière refuse d'osciller, il faut vérifier le commutateur d'ondes. En outre :

- le bobinage oscillateur peut être en court-circuit partiel, ou mal adapté ;
- un padding peut avoir un mauvais contact ;
- en ondes très courtes, la lampe est peut-être incapable de descendre assez bas... à moins que ce ne soient les bobinages.

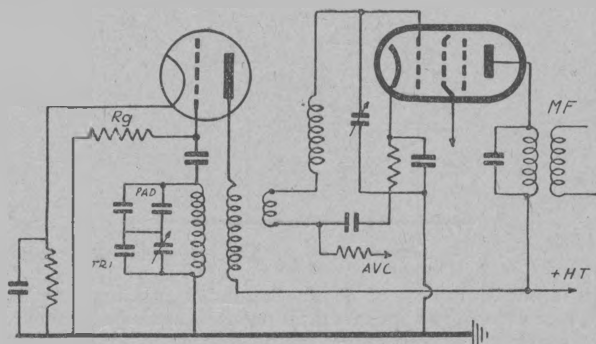


Fig. 40. — Conversion par triode oscillatrice et pentode modulatrice.

2. La lampe oscille normalement.

a) Si, malgré tout, le poste reste silencieux, bien que la panne soit localisée dans l'étage convertisseur, nous vérifierons les tensions aux diverses électrodes, le premier transfo MF qui est peut-être en court-circuit (lui ou ses condensateurs), les condensateurs de découplage.

b) Si le poste siffle, surtout aux extrémités des gammes d'ondes, il faut vérifier s'il n'y a pas de couplages par voisinage des circuits de grilles destinés aux fréquences différentes, si la résistance de fuite de grille oscillatrice n'est pas trop forte, si le découplage cathodique et la tension écran sont corrects. Tout ceci vu, il reste encore à essayer d'autres lampes, car les changeuses de fréquence ont parfois des lubies.

c) Si le poste a perdu sa vigueur et sa sensibilité, sauf sur une plage assez étroite du cadran, ou encore si l'on ne retrouve plus les stations à leur place sur le cadran, il faut réaligner le poste, régler la commande unique, et vérifier s'il n'y a pas des jeux ou des résistances mécaniques dans la commande de l'accord.

3. Le courant d'oscillation est trop faible.

Ici, les symptômes peuvent être complexes et aller du manque de sensibilité à la réception puissante de quelques émetteurs en des points fantaisistes du cadran. Les causes sont :

- a) Couplage insuffisant entre les bobinages de l'oscillateur ;
- b) Encore une fois, la lampe défectueuse ;
- c) Tension insuffisante de l'anode oscillatrice.

Voici quelques moyens de remonter le courant d'oscillation et de le régulariser le long d'une gamme.

Augmenter le nombre de spires de réaction. En shuntant l'enroule-

ment de réaction par une résistance de 500 à 1.000 ohms pour les gammes P. O. et G. O., et de 5.000 ohms pour les gammes O. C., on arrive à égaliser l'oscillation qui était trop forte dans le bas de la gamme.

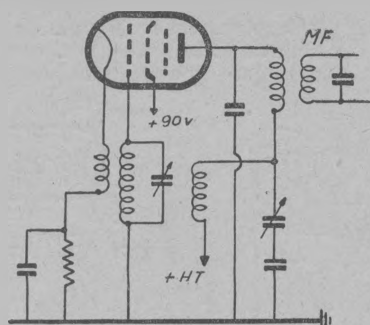


Fig. 41. — Conversion par pentode à couplage cathodique.

Retourner l'enroulement de réaction par le padding, ce qui produit un couplage capacitif supplémentaire par la base de la gamme.

Renforcer le condensateur de liaison entre la grille oscillatrice et son bobinage. Toutefois, en O. C., cette capacité ne doit pas excéder 100 centimètres.

Réduire la valeur de la résistance de fuite de grille oscillatrice.

Éloigner du châssis, et de toute masse métallique ou blindage rapprochés, les bobinages oscillateurs O. C. qui sont trop amortis.

Enfin, le remède de cheval : changer les bobinages d'oscillation.

4. Le courant d'oscillation est trop fort.

On constate alors le blocage avec hurlements et accrochages. Le poste est pris de folie.

Les remèdes sont évidemment les contraires de ceux qui ont été indiqués ci-dessus. On arrive toujours à étouffer une oscillation trop forte, ne serait-ce qu'en introduisant une résistance en parallèle sur l'enroulement de réaction.

LES TROUBLES DE LA HAUTE FRÉQUENCE

Bien que la plupart des postes modernes soient dépourvus d'étage haute fréquence, les récepteurs soignés d'aujourd'hui et d'hier comportent presque toujours ce raffinement. En général, le schéma est celui de la figure 42, qui se simplifie parfois comme ceci : le primaire du transfo haute fréquence est remplacé par une bobine de choc haute fréquence, la plaque émettant une bobine de couplage de quelques spires à bout libre couplée avec le circuit accordé, ce qui permet d'éviter la commutation du primaire. Le premier schéma est évidemment préférable.

Le plus souvent, le poste muni d'un étage haute fréquence n'est précédé que d'un circuit d'accord. Certains postes ont cependant un présélecteur, qui était nécessaire, voici quelques années, quand les moyennes fréquences étaient accordées sur 135 kilocycles, afin de ne pas trouver

les stations en deux points du cadran. L'adoption de la moyenne fréquence de 450 ou 460 kilocycles a rendu cette précaution beaucoup moins nécessaire. La figure 43 représente un tel étage haute fréquence à présélection.

Avant toute autre chose, nous nous assurerons que nous avons bien affaire à une panne de la haute fréquence. Rien de plus simple : nous n'avons qu'à injecter directement dans la grille de la convertisseuse la

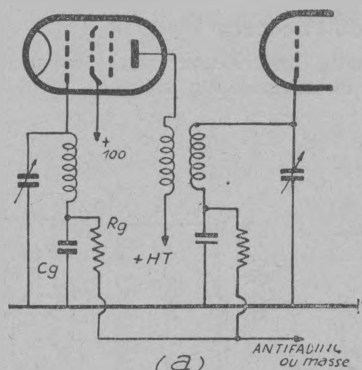


Fig. 42. — Haute fréquence à transfo HF.

haute fréquence modulée de l'hétérodyne, ou, plus simplement encore, les oscillations de l'antenne qui seront transmises à cette grille par un petit condensateur au mica de 25 à 50 centimètres. Si nous avons une boîte d'accord ou une haute fréquence étrangère, nous pourrions l'employer comme l'hétérodyne : l'avantage de cette dernière méthode, c'est qu'elle permet d'utiles comparaisons entre la haute fréquence du poste à réparer et notre étage témoin.

Si nous entendons les émetteurs ou l'hétérodyne, plus faiblement il est vrai, notre religion est faite : il y a panne dans la haute fréquence.

1. Silence absolu.

Si c'est sur toutes les gammes, vérifier la lampe, les contacts du support, les courts-circuits ou coupures possibles dans le circuit oscillant ou le condensateur.

Si c'est sur une gamme, il y a court-circuit dans l'enroulement correspondant.

2. Réception faible, accord vague.

Le condensateur de découplage de grille C_g est coupé, sec.

La lampe a besoin d'être changée.

Mauvaise commutation, mauvais contact quelque part.

Polarisation de grille défectueuse ou trouble d'antifading.

3. Faiblesse avec hoquets et sifflements.

Il y a une coupure dans le circuit de grille.

La résistance de grille est coupée ou trop forte.

4. Accrochages.

Vérifier les découplages, surtout celui de grille.

Vérifier les prises de masse en mauvais contact.

Éloigner l'un de l'autre les organes des circuits de grille et de plaque.

Faire « masse commune », c'est-à-dire réunir la prise de masse de la haute fréquence à celles des autres étages par une connexion de fort calibre, soudée, dite barre omnibus.

Réduire la tension anodique en augmentant la valeur de la résistance qui se trouve dans le circuit de plaque.

Vérifier l'action de l'antifading, insuffisante.

5. Décalage de l'accord.

La commande du condensateur variable a patiné.

Des spires du circuit grille sont en court-circuit.

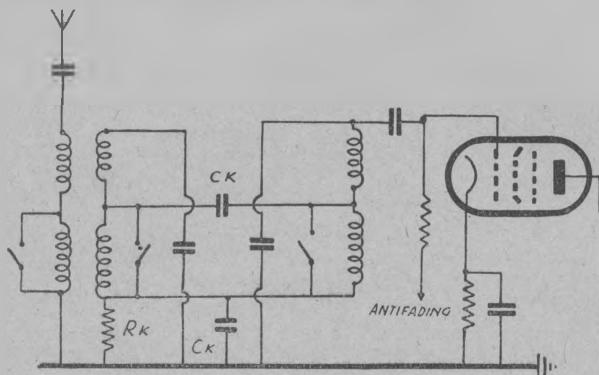


Fig. 43. — Haute fréquence avec présélecteur.

6. Troubles de présélection.

Si la sensibilité diminue en bas des gammes, vérifier la résistance de présélection R_k (fig. 43).

Si c'est en haut des gammes, vérifier C_k , claqué ou qui fuit.

Si l'on retrouve la même station sur deux points du cadran, avec des sifflements aux abords de ces points, le présélecteur est déréglé (spires déplacées ou en court-circuit, résistance de contact dans la commutation), ou bien la commande unique est défectueuse.

LA COMMANDE UNIQUE

A part quelques rares fossiles religieusement manœuvrés par des « amateurs » aux complaisantes oreilles, on ne rencontre plus guère que des supers à commande unique. Comme la vie est trop courte pour nous occuper des pièces de musée en voie de disparition, nous ne considérerons pas ici les systèmes d'accord biscornus qui ont précédé la commande unique standard, pas plus du reste que les multiples accords motorisés, commandes automatiques et postes à boutons, trop nombreux pour être décrits et trop éphémères pour en valoir la peine.

Principe de la commande unique.

Deux principes sont généralement utilisés : celui du condensateur à profil spécial et celui des condensateurs de correction.

Le premier système se voit sur quelques postes américains. Chaque gamme de longueur d'onde a son condensateur dont les lames mobiles

ou fixes sont spécialement profilées, de telle manière que les circuits restent rigoureusement d'accord pendant tout le balayage du cadran. Cette solution est théoriquement parfaite, mais elle est coûteuse, et elle exige des bobinages rigoureusement étalonnés et stables. Elle est complètement abandonnée dans les postes modernes. Nous ne la citons que pour mémoire, afin que nos lecteurs ne s'étonnent pas s'ils voient arriver dans leur clinique un poste aux condensateurs bizarrement découpés. Neuf fois sur dix, le désaccord doit être cherché dans les bobinages.

Le second système permet d'employer des condensateurs identiques en tandem, tout en maintenant une différence de fréquence constante entre les circuits d'accord et ceux d'oscillatrice. Ce résultat est obtenu en modifiant la self d'oscillatrice et en utilisant une combinaison de condensateurs.

La figure 44 montre le circuit d'accord et le circuit oscillateur. Les



Fig. 44

deux condensateurs 1 et 3 sont les variables en tandem, 2 et 4 sont les trimmers (du verbe anglais *ajuster*), tandis que 5 est le padding (du verbe anglais *rembourrer*). On voit que les deux circuits sont semblables, sauf que la self de l'oscillateur est plus faible que celle d'accord et que le condensateur 5 est en série avec elle.

On conçoit qu'en haute fréquence 5 a peu d'effet, car sa capacité est grande par rapport à 3 et 4, les lames de 3 étant presque sorties. A fréquence plus basse, 3 et 4 tout seuls seraient trop importants pour obtenir la fréquence correcte, mais l'importance de 5 devient de plus en plus prépondérante pour réduire la capacité totale du groupe de condensateurs. Par un calcul judicieux des éléments, on arrive à obtenir non pas un écart de fréquence rigoureux entre accord et oscillateur sur toute la portée des condensateurs mobiles, mais sur trois points du parcours la correction peut être rigoureuse. En dehors de ces trois points, il existe de faibles erreurs, dont l'importance dépend de la fréquence de conversion adoptée et de l'étendue des gammes.

Dans les postes modernes, les trimmers sont souvent remplacés par une variation de la Self des bobinages obtenue à l'aide d'un noyau magnétique qu'on visse plus ou moins. Le réglage reste le même.

Ceci dit, voyons les symptômes de désaccord. Ils peuvent être multiples. La sensibilité et la sélectivité sont généralement réduites sur tout ou partie des gammes — mais, comme ce défaut peut se manifester aussi quand les moyennes fréquences sont désaccordées, *il faut toujours vérifier l'accord des condensateurs de moyenne fréquence sur la fréquence de conversion avant de toucher à la commande unique*. Cette règle est générale : l'alignement doit commencer par la moyenne fréquence.

Le désaccord de la commande unique s'accompagne souvent d'un décalage des stations sur le cadran, de sifflements d'interférence. Quant aux causes, elles sont faciles à deviner : variation des éléments ajustables, ainsi que des bobinages, et interventions maladroites d'un bricoleur qui croit qu'on règle un super comme une détectrice à réaction du bon vieux temps.

Les dispositifs pratiques.

Les figures 45 à 49 montrent les dispositions les plus courantes.

Le schéma de la figure 45 représente la commutation des grandes aux petites ondes par court-circuit d'une partie du bobinage. Les éléments de la commande unique sont les deux trimmers des condensateurs variables, et les deux paddings P_1 et P_2 en série sur le retour de grille de l'oscillateur. Cette disposition est en voie de disparition.

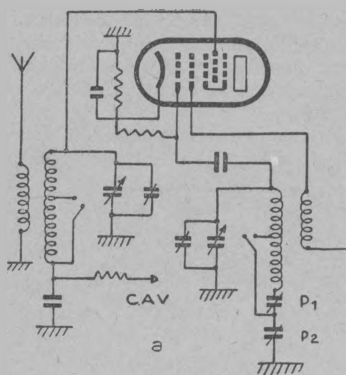


Fig. 45.

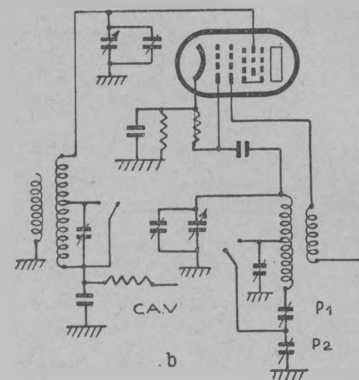


Fig. 46.

Dans les postes plus soignés (fig. 46), la portion G. O. des bobinages comporte un trimmer particulier pour l'alignement de cette gamme.

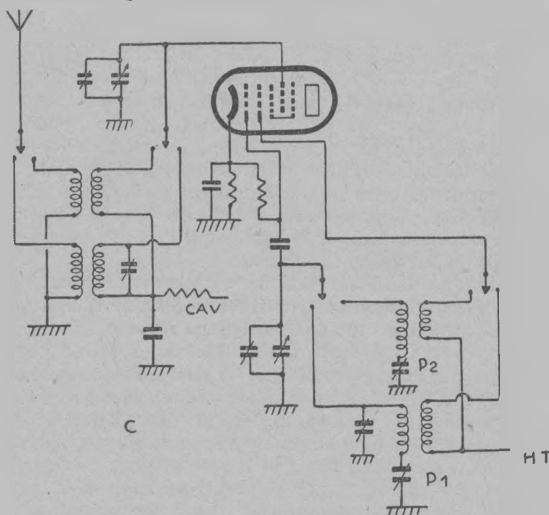


Fig. 47.

Dans les postes modernes (fig. 47), les enroulements de chaque gamme sont séparés. L'alignement en P. O. est fait par les trimmers du bloc de condensateurs, tandis que des trimmers complémentaires en

parallèle sur les enroulements G. O. permettent de parfaire l'alignement sur cette gamme.

Dans le schéma 48, également courant, les trimmers sont placés

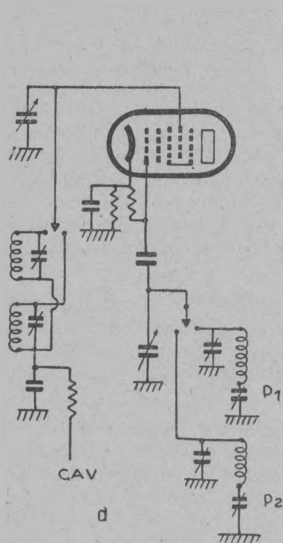


Fig. 48.

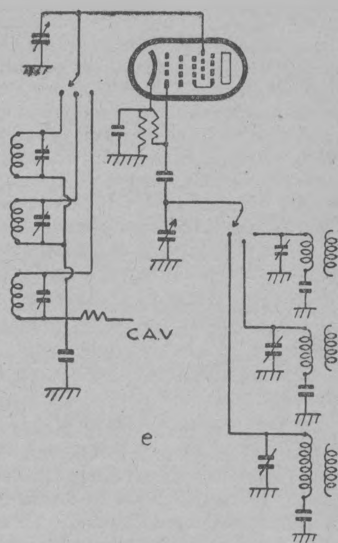


Fig. 49.

sur les bobinages et non plus sur les condensateurs. Le résultat est évidemment identique.

Dans ce qui précède, nous avons omis les bobinages O. C. pour ne pas compliquer le dessin : une commande unique toutes ondes est représentée par la figure 49 qui, comme la précédente, montre les trimmers shuntant directement les bobinages.

Maintenant, voyons les pannes.

A. — DÉSACCORD AVEC LE CADRAN PERTE DE SENSIBILITÉ, SIFFLEMENTS

Ce défaut peut exister sur toutes les gammes, ou sur l'une d'elles seulement.

1. Désaccord sur toutes les gammes, bonne sensibilité.

Toutes les gammes sont décalées d'une façon à peu près uniforme. Cependant, la sensibilité et la sélectivité sont bonnes.

Le défaut vient très probablement du bouton de commande qui a tourné d'un certain angle sur l'arbre du condensateur, ou d'un accident analogue (voir tout le dispositif de commande du cadran). Tout rentre dans l'ordre en rebloquant convenablement les organes.

2. Désaccord complet, sélectivité et sensibilité défectueuses.

Ce défaut se manifeste surtout sur les récepteurs anciens ou bon marché, dont la commande unique correspond aux figures 45 et 46. Dans

ces systèmes, le désaccord des trimmers et du padding entraîne le désaccord sur toutes les gammes.

Pour corriger rapidement ce défaut, nous procéderons comme suit.

a) Réglons le poste sur une émission connue dans le bas de la gamme P. O., soit 215-220 mètres, stable et sans fading. Ceci fait, amenons l'aiguille juste sur le repère du cadran correspondant à cette émission : la réception disparaît, ou du moins s'affaiblit. Nous allons la faire réapparaître en retouchant lentement le réglage du trimmer du condensateur variable d'*oscillateur*. Nous contrôlerons l'opération par l'indicateur visuel, ou encore avec un voltmètre résistant mis en parallèle sur la résistance de polarisation de la lampe moyenne fréquence. L'accord est maximum quand la déviation du voltmètre est minimum. Nous pouvons aussi utiliser un milliampèremètre de 0 à 10 inséré dans le circuit anodique, entre ce circuit et l'alimentation haute tension. L'accord est indiqué par une chute très nette de l'intensité.

b) L'émission choisie est maintenant à sa place sur le cadran. Sans plus toucher au trimmer d'*oscillateur* ni au bouton d'accord, nous réglons le trimmer du condensateur variable d'*accord* jusqu'à ce que l'indicateur soit le plus lumineux possible, ou que le voltmètre donne la déviation minimum.

c) Réglons maintenant le poste sur un émetteur puissant et stable du haut de la gamme P. O., vers 520-530 mètres, et amenons l'aiguille sur le repère du cadran correspondant à cet émetteur : l'émetteur s'affaiblit ou disparaît. Nous le ferons revenir au maximum de netteté en modifiant lentement le padding P. O.

Si nous suivons l'alignement à l'aide d'un indicateur visuel ou d'un voltmètre sur la résistance de polarisation de la moyenne fréquence, il peut arriver que le maximum de luminosité de l'œil, ou le minimum de déviation du voltmètre, ne corresponde pas au repère en toute rigueur. Nous chercherons un compromis, en décalant légèrement l'axe du bloc condensateur par rapport à son démultiplicateur et nous retoucherons l'alignement dans le bas de la gamme. Il y a bien un autre remède, qui consiste à modifier légèrement le bobinage accordé de l'oscillateur en déplaçant quelques spires, mais c'est une opération dangereuse si l'opérateur n'est pas très expérimenté.

d) L'alignement du haut de la gamme P. O. étant fait, il est prudent de revenir en bas de la même gamme et de vérifier si l'alignement n'a pas varié. Nous corrigerons le léger écart, s'il existe, en retouchant légèrement le réglage du trimmer d'*oscillateur* d'abord, puis le trimmer d'*accord*.

e) La gamme P. O. étant réglée, passons à la gamme G. O. Si elle n'a pas de trimmers séparés, il suffira d'ajuster le padding G. O. sur une fréquence de 180 à 200 kilocycles (1.700 à 1.500 mètres) provenant soit d'un émetteur, soit de l'hétérodyne modulée.

Si la gamme G. O. comprend des paddings séparés, réglons d'abord sur 230 kilocycles (ou sur l'onde de Luxembourg). Nous mettrons l'aiguille exactement sur son repère du cadran et nous retoucherons le trimmer d'*oscillateur* jusqu'à faire réapparaître le son, puis le trimmer d'*accord* jusqu'à épanouissement maximum de l'œil magique.

Ensuite, nous passons dans le haut de la gamme G. O., et nous cherchons soit une station connue, soit l'émission de notre hétérodyne modulée réglée sur 160 kilocycles, ou 1.875 mètres (l'onde de Hilversum). Nous réglons le padding G. O. de façon à faire concorder simultanément le repère correct du cadran et le maximum de sensibilité (toujours en observant l'indicateur d'*accord*). Nous observerons, en vérifiant l'accord

le long de la gamme, que le récepteur correctement réglé en haut de la gamme donne un décalage sur les stations de longueur d'onde moins grande : à nous de juger s'il n'est pas préférable d'accepter un léger décalage sur le haut de la gamme pour avoir un réglage rigoureux sur 1.650 mètres par exemple.

Après ceci, il faut revenir à 230 kilocycles, ou l'onde de Luxembourg, et corriger les trimmers comme il a été dit plus haut. Et, comme la correction des trimmers pour donner Luxembourg correctement modifie légèrement l'accord du haut de la gamme, il faut revenir à 160 kilocycles et retoucher le padding. Après quoi, les consciencieux ne manqueront pas de revenir à 230 kilocycles... et ainsi de suite, *ad infinitum*. Dame ! la précision, cela se paie... Un étalonnage parfait ne se fait pas sans tâtonnements.

Il est bien évident que, si les bons appareils ont des paddings séparés pour les G. O., ce n'est pas sans bonnes raisons. On peut fort aisément perfectionner ceux qui n'en ont pas en branchant sur les bobinages G. O. des ajustables de 50 centimètres, qui seront doublés d'un fixe au mica de 50 à 100 centimètres s'ils ne sont pas suffisants.

f) Quant à la gamme O. C., elle est souvent sommairement alignée dans les récepteurs populaires. Si cette gamme est traitée comme l'est habituellement la gamme G. O. des postes bon marché, c'est-à-dire si elle n'a pas de paddings séparés, il n'y a évidemment pas grand'chose à faire. Dans les récepteurs plus soignés, qui ont des trimmers O. C. et un padding O. C., le réglage est semblable à celui des petits ondes : nous réglerons le trimmer d'oscillation sur un émetteur de 20 mètres, par exemple, pour placer l'émission, puis le trimmer d'accord pour obtenir le maximum.

Mais ici apparaît une petite difficulté : alors qu'en P. O. le deuxième battement est rejeté en dehors de la gamme, la gamme O. C. est beaucoup plus étendue en fréquence, et l'on trouve le second battement à faible distance du battement principal. Donc, en réglant le trimmer d'oscillateur O. C., nous devons faire attention de ne pas nous tromper : nous choisirons le réglage du trimmer *le moins serré* qui nous donne l'émission à sa place sur le cadran, car il y a deux réglages distincts du padding qui nous donnent la même émission sur le même réglage du bouton d'accord.

Le trimmer d'oscillation étant réglé, nous réglons le trimmer d'accord, comme il a été dit plus haut. Nouvelle difficulté : le réglage du trimmer dérègle la position de la station sur le cadran, si bien que nous devons manœuvrer simultanément le trimmer et le bouton d'accord. C'est le phénomène de *lisement* de fréquence, la fréquence de l'oscillateur varie en même temps que celle de l'accord, comme si elle cherchait à la suivre.

g) Après avoir réglé les trimmers O. C. sur 20 mètres ou à peu près, nous vérifions le haut de la gamme O. C., vers 50 mètres. Généralement, il n'y a pas d'éléments ajustables, le padding lui-même est fixe. Si la sensibilité est faible, nous pouvons essayer de remplacer ce padding par un autre *au mica* de 3.500 à 5.000 centimètres. On essayera quelques valeurs ; au besoin, même, on le shuntera par un variable pour déterminer la valeur optimum.

S'il n'y a pas de padding O. C., ou si sa retouche n'apporte pas d'amélioration, nous pouvons modifier l'oscillateur O. C.

Pour cela, si l'émission choisie comme point d'alignement est plus haut que son réglage, nous écarterons légèrement une ou deux des dernières spires. Si, au contraire, l'émission choisie est plus basse que son réglage, nous rapprocherons une ou deux des dernières spires.

3. Désaccord sur une gamme seulement.

Revenons aux schémas des figures 46 à 49.

Dans le cas de la figure 46, le désaccord sur une gamme seule ne peut affecter que la gamme des grandes ondes, et il est dû au désaccord des trimmers G. O. Comme le trimmer d'oscillateur G. O. agit de façon beaucoup plus brutale qu'en P. O., le poste peut être muet quand ce trimmer est désaccordé.

Dans le cas des figures 47 et 48, les grandes ondes seules peuvent être désaccordées, mais, dans le schéma 49, les G. O. peuvent être normales et les P. O. désaccordées, à cause de la séparation des éléments ajustables des deux gammes.

Quand une gamme seulement est désaccordée, nous examinerons donc le schéma de la commande unique et nous agirons en conséquence.

4. L'alignement par arrêt de l'oscillateur.

Voici une autre méthode qui, pour être moins mécanique, a l'avantage de permettre le réglage précis sans devoir régler simultanément deux circuits. Toutefois, il ne peut guère être appliqué que sur les postes munis d'un dispositif antifading. C'est la meilleure méthode quand le poste est complètement désaligné.

A l'aide d'une connexion volante terminée aux deux bouts par une pince crocodile, nous paralyserons l'oscillateur en court-circuitant une de ses bobines. Nous mettons l'aiguille du bloc condensateur tout au début du cadran, nous mettons le commutateur sur la position P. O.

Nous réglons notre hétérodyne modulée à 1.500 kilocycles, nous réglons son atténuateur à la puissance maximum et nous branchons l'instrument entre les bornes antenne et terre du poste.

Il est évident que le haut-parleur restera muet comme une carpe, puisque nous avons paralysé son oscillateur, mais nous allons quand même voir ce qui se passe : nous mettons soit un voltmètre en shunt sur la résistance de polarisation, soit un milliampèremètre sensible dans le circuit anodique d'une lampe contrôlée par l'antifading, et c'est lui qui nous indiquera la résonance, comme il a été dit plus haut. Sous son contrôle, nous retoucherons les trimmers des bobinages d'accord, et de haute fréquence s'il y en a une, jusqu'à ce que le voltmètre indique le minimum de déviation. Ceci fait, nous mettons l'aiguille du cadran sur 1.400 kilocycles (ou une longueur d'onde correspondant à peu près à cette fréquence) et nous réglons l'hétérodyne à 1.400 kilocycles (ou la longueur d'onde choisie). Toujours sous le contrôle du voltmètre ou du milliampèremètre, nous retouchons les trimmers d'accord. Rien ne nous empêche du reste de vérifier ainsi toute la gamme.

Voici donc nos circuits d'accord bien réglés. Nous laissons l'hétérodyne sur 1.400 kilocycles, mais nous réduisons sérieusement sa puissance, et nous enlevons le court-circuit de l'oscillateur. Nous réglons le padding d'oscillateur jusqu'à ce que l'indicateur ou l'outputmetre nous indique le maximum de sensibilité.

Il se peut que nous trouvions plusieurs points de réglage de ce trimmer qui nous permettent de « recevoir » l'hétérodyne. Nous choisissons celui qui donne la plus forte réponse, et, s'il y en a deux de même force, celui qui correspond à la plus petite capacité du trimmer.

Nous allons maintenant recourt-circuiter l'oscillateur et régler l'hétérodyne sur 600 kilocycles (500 mètres) environ et tourner le bouton du bloc condensateur jusqu'à ce que l'indicateur nous donne la réponse maximum. Ceci fait, nous enlevons le court-circuit de l'oscillateur et nous retouchons le padding d'oscillateur pour obtenir le maximum de

sensibilité, en choisissant le réglage qui demande le minimum de capacité si nous trouvons deux points de réglage de ce padding.

Il est bon de vérifier si l'accord tient toujours sur 1.400 kilocycles, en répétant l'opération.

Rappelons en passant que la fréquence de l'oscillateur doit toujours être plus élevée que celle de l'accord.

E. — LE REPÉRAGE DES AJUSTABLES

Il y a des postes bicornus où les ajustables sont assez peu reconnaissables. Comment les identifier ?

Le trimmer d'oscillateur P. O.

Ce n'est pas toujours l'ajustable qui se trouve sur le bloc des CV. Réglons-nous sur une émission quelconque en bas de la gamme, vers 220 mètres, et retouchons, avec beaucoup de précautions pour ne pas les dérégler, tous les ajustables l'un après l'autre. Celui qui fait disparaître brusquement l'émission est le trimmer P. O. Pour cette manœuvre, il faut avoir soin de revenir toujours à son point de départ, pour remettre l'ajustable à sa position initiale.

Le trimmer d'accord P. O.

Le trimmer d'oscillateur étant revenu à son point de départ, nous n'y touchons plus et nous recommençons prudemment l'opération sur les autres ajustables, en observant l'indicateur ou l'œil magique. Celui qui occasionnera une variation d'épanouissement de l'œil est le trimmer d'accord P. O. A défaut d'indicateur visuel, un voltmètre en shunt sur la résistance de polarisation de la lampe moyenne fréquence, ou un milliampèremètre dans sa plaque, nous renseignera presque aussi bien.

Le trimmer d'oscillateur G. O.

L'opération est assez délicate, car ce trimmer agit sur toute la gamme et sa capacité est assez élevée. Il vaut mieux suivre le circuit G. O. en partant du commutateur; le trimmer est évidemment en parallèle sur le bobinage G. O. Nous rechercherons, par tâtonnements, les deux ajustables qui déplacent une émission sur la gamme G. O. : le plus faible est le trimmer, l'autre est le padding.

Le padding P. O.

Le padding G. O. étant repéré, le padding P. O. est facile à identifier. Nous contrôlerons notre choix en vérifiant que ce padding déplace bien une émission dans le haut de la gamme P. O.

Le trimmer d'oscillation et le trimmer d'accord O. C.

On les détermine de la même façon que les trimmers P. O. Mais il faut se souvenir qu'en O. C. le glissement de fréquence peut se manifester, si bien que la manœuvre du trimmer d'accord déplace l'émission sur le cadran, en modifiant la fréquence de l'oscillateur. Toutefois, le déplacement est beaucoup plus net quand on retouche le trimmer d'oscillateur, ce qui permet de l'identifier sans erreur.

C. — LES CAS PARTICULIERS

1. Étage d'amplification haute fréquence

Généralement, la liaison entre la lampe haute fréquence et la changeuse de fréquence est semblable au système d'accord. La commutation se fait soit par court-circuit, soit par branchement de bobinages séparés pour chaque gamme.

L'alignement se fait comme celui de l'accord. Après avoir réglé le trimmer d'oscillation de chaque gamme, nous réglons d'abord le trimmer haute fréquence, puis le trimmer d'accord, en nous guidant sur l'indicateur visuel.

Dans beaucoup de récepteurs, l'amplification haute fréquence est supprimée en ondes courtes, le secondaire du circuit d'entrée O. C. est relié directement à la grille de la lampe changeuse de fréquence.

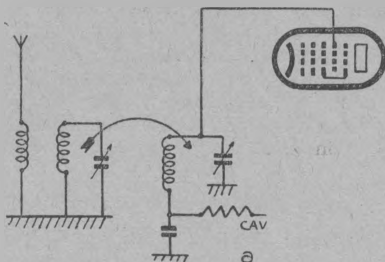


Fig. 50.

2. Présélecteur.

Les postes à présélecteur étaient fort en vogue, voici quelques années, lorsque les moyennes fréquences étaient comprises entre 110 et 135 kilocycles. Pour se débarrasser de l'odieuse fréquence-image, on était obligé de n'admettre à l'étage de changement de fréquence qu'une onde épurée, réduite à la seule bande de l'émission désirée.

La figure 50 représente un présélecteur dont les deux circuits sont couplés par induction. Comme dans les transfos moyenne fréquence le couplage trop lâche réduit la sensibilité, le couplage trop serré réduit la sélectivité et produit des sifflements d'interférence.

La figure 51 représente un présélecteur très répandu, à couplage

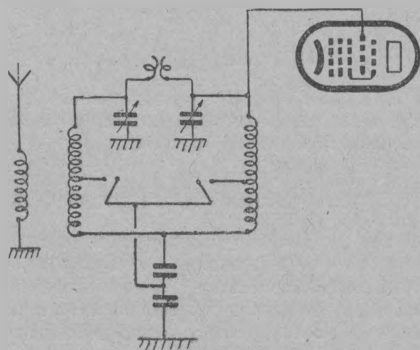


Fig. 51.

capacitif par la base et le sommet. Habituellement, la valeur de la capacité de couplage à la base est assez élevée : de 5.000 à 20.000 centimètres. Elle est souvent différente suivant la gamme, plus petite en G. O., plus grande en P. O. La capacité de couplage au sommet est très faible, de 5 à 10 centimètres, et le plus souvent elle est formée de deux fils isolés torsadés sur une certaine longueur. Ici, comme dans le couplage inductif, trop de couplage réduit la sélectivité, et trop peu réduit la sensibilité. Mais, dans le couplage capacitif, la sensibilité peut manquer dans le haut ou le bas de la gamme. Si elle manque dans le haut de la gamme P. O. ou G. O., il faut modifier le couplage à la base. Si elle manque dans le bas de la gamme, il faut régler la capacité au sommet en l'augmentant légèrement.

L'alignement se fait comme s'il s'agissait d'un étage haute fréquence supplémentaire.

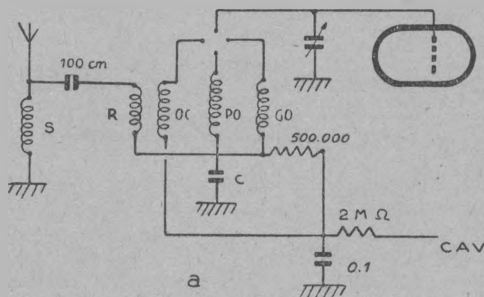


Fig. 52.

3. Accord à couplage capacitif à la base.

Connu sous le nom de « couplage 37 », ce montage est sujet à des troubles assez déroutants pour qui ne le connaît pas bien. Son schéma est celui de la figure 52, tandis que la figure 53 représente le couplage 37

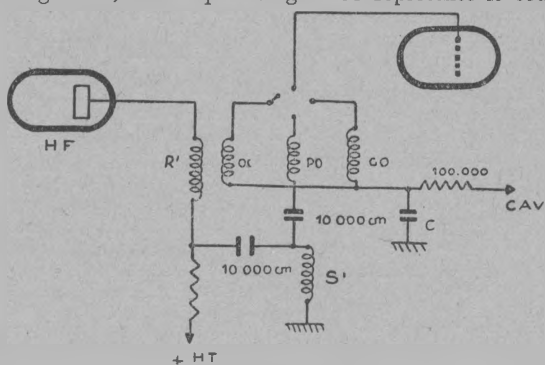


Fig. 53.

entre la lampe haute fréquence et la convertisseuse. S est une bobine de choc pour éviter la modulation par le secteur de l'émission haute fréquence. R est un enroulement de réaction destiné à améliorer la réception des ondes courtes. La haute fréquence reçue par l'antenne est appliquée aux bornes de C, qui sert également au découplage du circuit d'antifading.

Voici les principales pannes de ce montage :

a) *Ronflement sur émission.*

C'est la panne courante, due à la coupure de la bobine S. Celle-ci peut être remplacée à la rigueur par une résistance de 5.000 ohms.

b) *Freinage de l'émission.*

La réception est nulle ou faible, elle s'améliore en branchant l'antenne directement à la grille de la changeuse de fréquence : condensateur de liaison d'antenne coupé, enroulement de réaction coupé, capacité C en court-circuit, réaction O. C. en court-circuit avec le circuit d'accord O. C.

c) *Saturation et déformation sur les émetteurs locaux.*

Mauvais isolement du condensateur C, ce qui dérègle l'antifading. Coupure de S', qui produit des accrochages sur émission et des sifflements.

LES SYSTÈMES D'ANTIFADING ET LEURS PANNES

Les pannes dues aux systèmes d'antifading sont certainement les plus difficiles à localiser, d'une part parce qu'elles se manifestent de trente-six façons différentes; de l'autre, parce que l'appareillage ordinaire d'un dépanneur (contrôleur universel, hétérodyne modulée quand il en a une) ne permet guère de déceler la panne par une mesure, comme cela se fait le plus souvent pour les autres organes du poste.

Nous venons de dire que les pannes de l'antifading se manifestent de trente-six façons différentes. Aucune règle générale ne peut donc être indiquée pour leur recherche, et nous pouvons rencontrer tous les phénomènes allant d'un simple manque de sensibilité à un accrochage violent, en passant par le ronflement, le motor boating, etc.

Deux systèmes d'antifading sont utilisés dans les récepteurs modernes. à peu près aussi souvent l'un que l'autre : l'antifading simple,

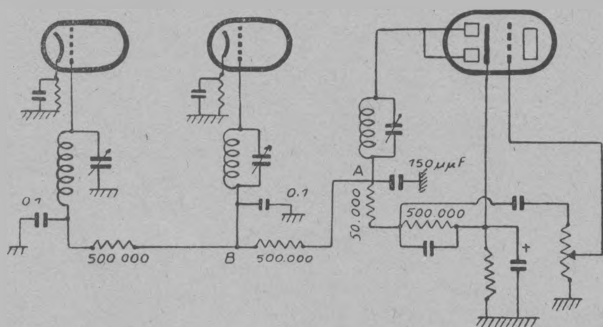


Fig. 54.

non retardé, et l'antifading retardé. Le premier est réalisé suivant le schéma de la figure 54. Lorsqu'un signal arrive aux plaques diodes, un certain courant parcourt la résistance de charge de détection, et le sens de ce courant est tel que le point A du schéma tend à devenir négatif par rapport à la cathode de la lampe, et d'autant plus négatif que le signal est plus intense.

Si donc nous relierons ce point A aux retours des grilles à pente variable que nous voulons contrôler, nous obtiendrons la variation automatique de leur polarisation, et par conséquent leur amplification changera suivant les besoins, car la polarisation sera minimum pour un faible signal, et maximum pour un signal très fort.

Cependant, avant d'appliquer la tension du point A aux grilles, il faut d'abord la nettoyer, c'est-à-dire la débarrasser de sa composante alternative basse fréquence. C'est l'affaire d'un filtre composé d'une résistance assez élevée ($1/2$ à 1 mégohm) et d'un condensateur de $0,1$. Un tel antifading commence son freinage dès qu'un signal arrive, et ceci est un inconvénient quand on reçoit une station faible ou éloignée, car la station faible devient plus faible encore.

Pour y parer, on a imaginé l'antifading « retardé », terme assez malheureux, car il agit sans aucun retard. On voit, figure 55, que l'une des

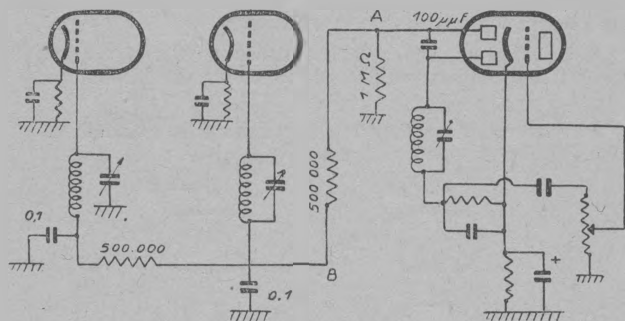


Fig. 55.

plaques seulement de la diode est utilisée pour la détection du signal. L'autre reçoit les tensions moyenne fréquence *via* une petite capacité, et se relie à la masse par une résistance de charge de 1 mégohm. C'est donc une détectrice, mais qui ne commence à détecter que lorsque le signal dépasse une certaine valeur, car cette diode consacrée à l'antifading, étant au potentiel de la masse en l'absence de signal, est négative par rapport à la cathode. La détection commence seulement quand un signal suffisant augmente l'amplitude de la moyenne fréquence jusqu'à dépasser la polarisation de la cathode. Le reste du système est le même que celui de l'antifading simple. Disons toutefois que, dans certains postes, la diode d'antifading est contrôlée non par le secondaire du transfo moyenne fréquence, mais par son primaire, *via* une petite capacité (fig. 56).

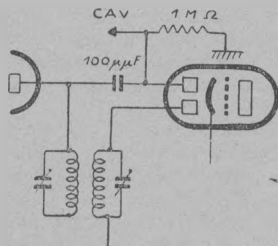


Fig. 56.

Il y a encore un autre genre d'antifading, qu'on ne trouve que sur les postes de luxe : c'est l'*antifading amplifié*. Après le dernier étage moyenne fréquence, on détecte pour obtenir la musique, mais une partie de la moyenne fréquence, non détectée, continue son chemin dans un nouvel étage moyenne fréquence peu accordé. Alors intervient la diode d'antifading pour créer la tension de contrôle amplifiée. Il est nécessaire de bien s'enfoncer dans la tête le principe de ces systèmes. Voyons maintenant le point qui nous intéresse : la panne, souvent bizarre quand l'antifading est en jeu, à tel point que nous ferons bien de penser à l'antifading quand nous aurons vainement cherché une panne banale dans le poste.

Dans un antifading simple, les points névralgiques sont le condensateur et la résistance de découplage d'antifading. Le plus sûr guide, c'est l'œil magique, et on note :

a) L'œil paraît peu sensible, la musique est faible : panne de détection. Vérifier son condensateur et sa résistance ;

b) Bonne musique, mais l'œil est obscur : polarisation trop faible ou nulle des lampes, donc voir le condensateur de découplage d'antifading ;

c) Distorsion, surcharge sur postes puissants : la résistance de découplage d'antifading peut être claquée.

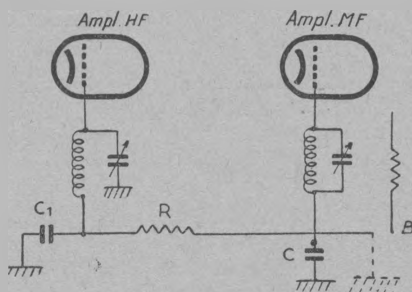


Fig. 57.

Voilà, en gros. Mais le procédé le plus expéditif consiste tout bonnement à supprimer provisoirement l'antifading, par exemple en coupant au point B (fig. 57) et en mettant à la masse les retours de grille. Ne nous étonnons pas si, l'antifading cessant son freinage, notre poste se sature sur les émetteurs puissants et hurle à la mort. C'est normal. Voyons ce qui se passe.

1. Manque de sensibilité. — Tout le poste semblant correct, les émissions lointaines ou faibles étaient mal reçues. Dès que l'antifading est supprimé, la sensibilité revient. Il faut vérifier le condensateur C, à la base du transfo moyenne fréquence (fig. 57), qui peut être coupé, déconnecté, etc.

Il peut arriver que le montage de la ligne antifading soit un peu différent : le circuit grille de la moyenne fréquence peut comporter une cellule de découplage distincte (fig. 58). Dans ce cas, la coupure au point B n'améliore pas la sensibilité si le condensateur C n'est pas en bon état.

Comme nous l'avons dit plus haut, un antifading simple est un frein toujours plus ou moins serré : donc, le fait de le déconnecter augmente normalement la sensibilité sur les faibles émissions, particulièrement en

O. C., où la sensibilité n'est jamais trop forte. Il faut en tenir compte en établissant le diagnostic.

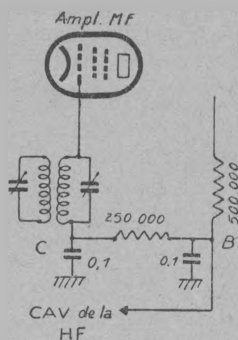


Fig. 58.

2. Accrochages. — L'antifading peut provoquer des pannes. Par exemple, en figure 57, une lampe haute fréquence et une lampe moyenne fréquence sont contrôlées par le circuit d'antifading comprenant une cellule de découplage $C_1 R$ afin d'éviter toute réaction de l'étage haute fréquence sur la moyenne fréquence, et inversement. Si C_1 est coupé, le couplage se produit, avec toutes ses variantes, depuis la baisse de sensibilité jusqu'au teuf-teuf du motorboating, en passant par l'accrochage plus ou moins violent vers 500 mètres en P. O. et 1.000 mètres en G. O. La lampe haute fréquence hurle dès qu'on touche sa grille.

La marche à suivre est la suivante :

- Déconnecter l'antifading ;
- Vérifier l'étage moyenne fréquence ;
- Rebrancher l'antifading à l'amplificatrice moyenne fréquence et couper le circuit des autres lampes (fig. 59) en mettant provisoirement à la masse la base du bobinage de l'amplificateur haute fréquence ;
- Si le défaut cesse, vérifier C_1 .

On procédera de même si l'antifading agit sur d'autres lampes.

3. L'antifading n'agit pas. — Soupçonner une coupure de son circuit, ou le court-circuit d'un condensateur de découplage, tel que C ou C_1 (fig. 59), ce dernier cas étant assez rare. Un antifading qui n'agit pas sature le poste sur les émetteurs puissants.

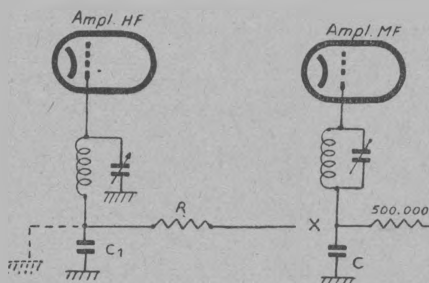


Fig. 59.

4. Blocage sur les émissions puissantes. — L'audition s'étrangle à un certain moment. Soupçonner une coupure ou le mauvais état de la résistance de charge de la diode antifading (fig. 60).

Si, par surcroît, le poste manque de sensibilité, il est bon de vérifier si la polarisation positive de cathode de la première basse fréquence

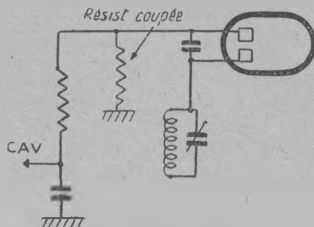


Fig. 60.

ne dépasse pas celle des lampes commandées par l'antifading, qui travailleraient alors avec une polarisation positive, d'où courant grille avec toutes ses séquences. Ce cas se produit quand la résistance de polarisation de la première basse fréquence se coupe, ou quand l'électrolytique qui la shunte fuit, ou encore quand on remplace une lampe par une autre qui demande une autre polarisation ou dont le courant cathodique est différent, ce qui nécessite une nouvelle résistance de polarisation.

5. Accrochage entre émissions, qui cesse dès qu'on est réglé sur une station. Le défaut n'est pas dû à l'antifading, mais à sa sœur, la polarisation insuffisante de l'amplificatrice moyenne fréquence: donc, augmenter la résistance de polarisation (fig. 61).

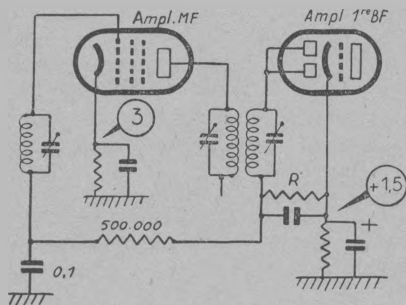


Fig. 61.

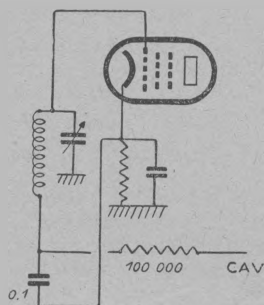


Fig. 62.

6. Le rendement est insuffisant en O. C. — Tout ayant été vérifié dans le poste, l'alignement ne laissant rien à désirer, nous pouvons essayer de faire le retour d'antifading directement aux cathodes des lampes correspondantes et non plus à la masse, comme en figure 62. Nous essayerons de doubler le condensateur de découplage de 0,1 par un condensateur au mica de 1.000 à 2.000 centimètres (ce qui revient à réduire l'antifading).

7. Récepteur trop sensible, pas assez sélectif. — La fuite de diode est trop faible, ce qui réduit le freinage de l'antifading. Par

contre, le transfo moyenne fréquence est aplati par la fuite en shunt sur son primaire (fig. 56).

8. Retard trop faible. — Voir si la détectrice n'a pas une baisse d'émission. Comme ce qui règle le retard, c'est la tension de la plaque de la diode antifading par rapport à la cathode, il faut modifier cette tension. Nous commencerons par faire le retour de la résistance de fuite de la diode, non à la masse, mais à la cathode d'une des moyennes fréquences. Ou encore, nous modifierons la résistance de fuite et nous vérifierons si les grilles des moyennes fréquences ne sont pas en l'air.

LES PANNES DE L'INDICATEUR VISUEL

Il y a quelques années, on utilisait couramment l'indicateur à ombre, qui est un milliampèremètre dont l'aiguille est remplacée par un volet qui obstrue plus ou moins un pinceau lumineux. Le schéma est celui de la figure 63, l'ombre étant minimum à l'accord. Voici les pannes les plus fréquentes de cet indicateur.

1. Milliampèremètre grillé. — L'ombre est alors très étroite, comme en pleine émission; la tension à l'anode de la moyenne fréquence est nulle. Remède: néant. Il faut court-circuiter le milliampèremètre si on n'en a pas un autre sous la main.

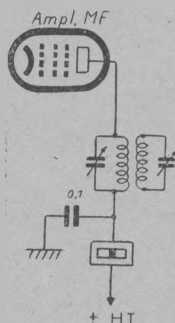


Fig. 63.

2. Condensateur de découplage claqué. — L'ombre est envahissante, la tension d'anode de la moyenne fréquence est nulle, l'enroulement du milliampèremètre est en grave danger.

Aujourd'hui, l'indicateur à peu près uniquement utilisé est l'œil magique ou son frère, le trèfle cathodique, qui peuvent produire des perturbations dans les récepteurs, surtout quand ils dépendent d'une double diode-triode ou pentode et antifading simple.

Le schéma habituel est celui de la figure 64, qui produit parfois une perte de sensibilité. Cela provient du fait qu'au repos la grille de l'œil reçoit le potentiel positif de la cathode de la première basse fréquence: elle est donc positive par rapport à la cathode reliée à la masse, d'où naissance d'un courant grille, chute de tension sur la résistance de charge de détection, si bien que les plaques diodes sont négatives par rapport à la cathode. La détection se trouve retardée, le récepteur est moins sensible.

Si le fait se produit, on peut polariser la cathode de l'œil par une résistance de 1.000 à 3.000 Ω découplée par 0,1 μ F. On peut aussi relier la

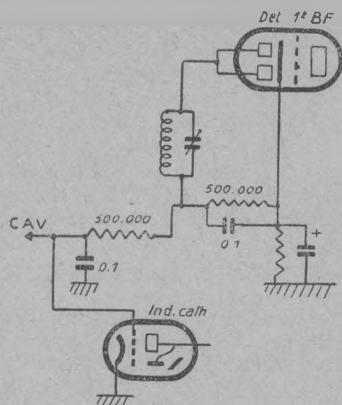


Fig. 64.

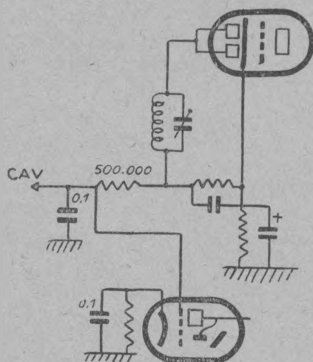


Fig. 65.

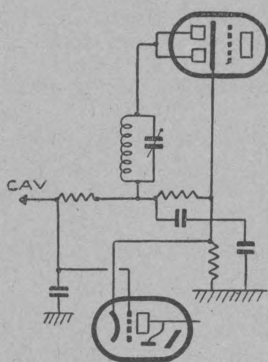


Fig. 66.

cathode de l'œil à celle de la première basse fréquence, mais il faut alors diminuer la résistance de polarisation (fig. 65 et 66).

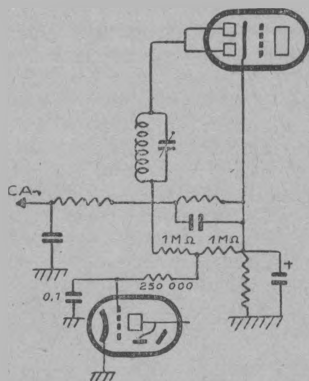


Fig. 67.

Quand l'œil « croise », c'est-à-dire se termine trop, il faut réduire sa tension détectée de commande, en montant un pont à deux résistances élevées sur la résistance de charge de détection (fig. 67). La valeur totale du pont doit être d'au moins $2\text{ M}\Omega$, pour ne pas amortir la résistance de charge. On fera quelques essais pour trouver les bonnes valeurs. Une

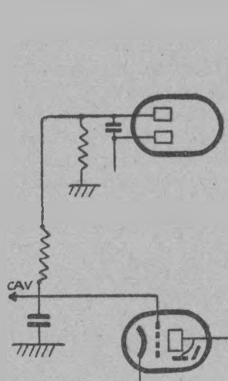


Fig. 68.

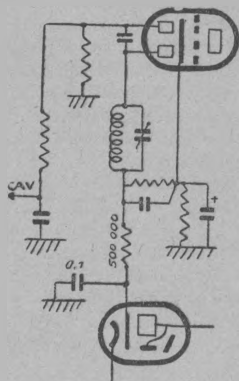


Fig. 69.

autre solution consiste à mettre une forte résistance, de quelques $\text{M}\Omega$ entre la cathode et la plaque de l'œil.

Quand l'œil est insuffisamment sensible, avec un antifading différé, c'est que le branchement est incorrect à sa grille.

La figure 68 montre le branchement incorrect; la figure 69, le branchement correct qui redonnera toute sa sensibilité à l'œil.

LA DÉTECTION ET SES PANNES

De nos jours, la détection se fait presque uniquement par diode, mais un dépanneur rencontre souvent des récepteurs plus ou moins anciens où la détectrice est une triode ou une lampe à écran. S'il est jeune dans le métier, il peut éprouver quelque difficulté à saisir le fonctionnement du système. Nous allons donc passer en revue les différents systèmes de détection et signaler leurs particularités et leurs pannes.

Détection-grille. — Son principe de fonctionnement est indiqué page 82; du reste, il ne nous intéresse guère. Ce qu'il faut retenir, c'est

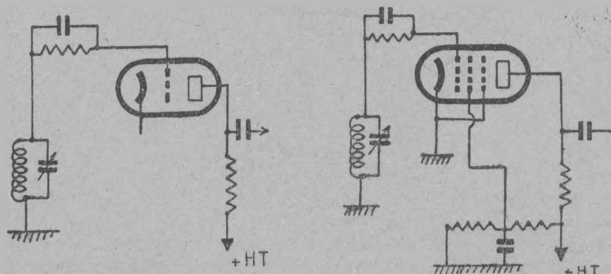


Fig. 70.

que cette détection est caractérisée par la présence d'un condensateur shunté par une résistance entre le bobinage et la grille de la détectrice, à moins que la résistance ne relie la grille à la masse, ou à la cathode mise à la masse.

La détectrice peut être soit une triode, soit une lampe à écran (tétrode ou pentode). Le montage, dans les deux cas, est identique et se résume à la figure 70.

Actuellement, la détection-grille est pour ainsi dire abandonnée, sauf dans les petits récepteurs, détectrices à réaction mono et bilampe. Cependant, peu avant la guerre, on a essayé de lancer sur le marché plusieurs modèles de supers à nombre de lampes réduit, composés d'une changeuse de fréquence, d'une détectrice à réaction (réaction sur le transformateur moyenne fréquence) et d'une basse fréquence finale.

Malgré la sensibilité relativement bonne de ces petits montages, leur succès a été sans lendemain. Nous donnons cependant, à titre de curiosité (fig. 71), le schéma de la détectrice-grille avec réaction sur le transformateur moyenne fréquence.

Lorsque la détectrice est constituée par une lampe à écran, le point le plus délicat est la tension écran qui est assez critique s'il s'agit d'une tétrode telle que la E 442 ou la 24. En général, la tension d'écran est de 30 volts, et il est préférable de l'obtenir par un diviseur de tension,

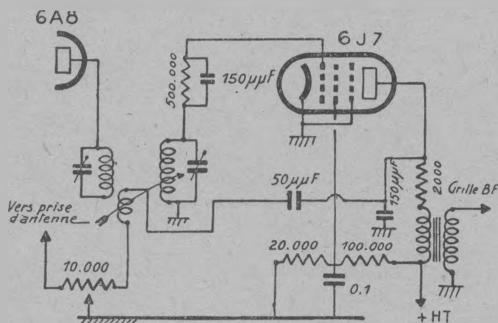


Fig. 71.

comme celui de la figure 71 (100.000 et 20.000 ohms). On verra, au chapitre *Les Calculs simples*, comment on établit un diviseur de tension rationnel. Et, si on veut signaler, on peut commencer par monter un potentiomètre, comme le montre la figure 72, ce qui permet de recher-

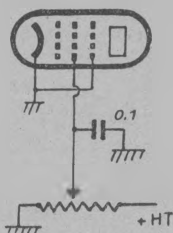


Fig. 72.

cher de quoi doit être fait le pont le plus avantageux. Ceci fait, on mesure à l'ohmmètre les portions de résistance délimitées par le curseur, à moins qu'on n'ait utilisé un potentiomètre à lecture directe.

Quand une détectrice-grille à lampe à écran fonctionne mal, essayons d'abord de réajuster la tension écran. Les pentodes sont de meilleure composition, sauf la 77 qui est assez capricieuse.

Le deuxième point délicat, c'est le circuit de grille qui va du bobinage à la grille: la moindre induction, surtout celle du secteur, apporte un ronflement tenace. Le remède, c'est le blindage de cette connexion sensible par un gros soupliso sous tresse métallique mise à la terre (fig. 73).

La figure 74 montre comment on adapte une prise de pick-up, dont

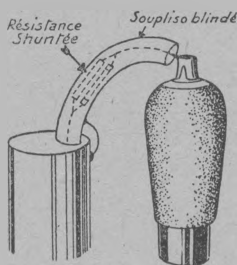


Fig. 73.

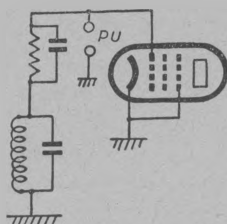


Fig. 74.

la connexion sera soigneusement blindée. Malheureusement, si nous marchons sans polarisation, la reproduction laissera à désirer. Nous préviendrons donc sagement une polarisation de cathode, suivant la figure 75,

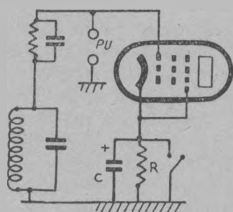


Fig. 75.

que nous court-circuiterons à l'aide d'un interrupteur pour passer à nouveau à l'écoute de la radio.

La résistance R oscille de 2.500 à 5.000 ohms avec un condensateur de découplage de 2 à 5 μF . Quand une détectrice par courbure de caractéristique-grille est instable, siffle, accroche, on peut souvent la calmer en mettant un condensateur de 250 à 500 μF au mica entre l'anode et la masse (fig. 76), ou mieux encore un système plus complexe comprenant

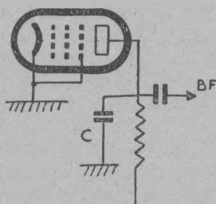


Fig. 76.

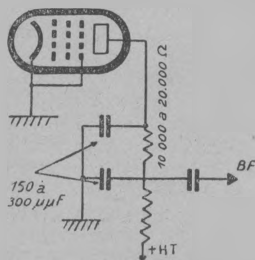


Fig. 77.

une résistance ou une bobine de choc haute fréquence et deux condensateurs de fuite. La résistance fera 10.000 à 20.000 ohms, les condensateurs 150 à 300 μF (fig. 77).

Détection-plaque. — Contrairement à la détectrice grille, la détectrice par courbure de caractéristique-plaque est fortement polarisée et n'a pas de condensateur shunté dans son circuit grille. Une telle détectrice triode est, aujourd'hui, rarissime. A moins que l'appareil ne date de l'arche de Noé, la fonction est assurée par une tétrode ou une pentode,

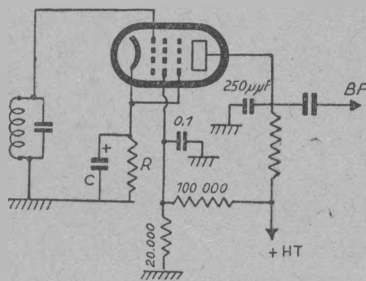


Fig. 78.

comme l'indique la figure 78. La résistance de polarisation R fait quelque 20.000 à 50.000 ohms, et son chimique de découplage, de 5 à 10 μF .

Comme ce genre de détection a été très largement employé, surtout dans les appareils à amplification directe, avant l'avènement des diodes simples ou combinées, il est utile de bien le connaître.

Tout d'abord, il faut une polarisation correcte, telle qu'en l'absence de signal le courant plaque soit presque nul (0,05 milliampère environ). La résistance polarisante doit être ajustée en conséquence. La valeur exacte se trouve aisément en regardant la courbe I_p/V_g correspondant à la tension anodique : le point de fonctionnement doit se trouver au point de courbure inférieur, tel qu'en rendant la grille un peu moins positive le courant plaque fasse un bond en avant. C'est donc le point où la courbure de la courbe est maximum.

Malheureusement, toutes les lampes d'un même type n'ont pas la même régularité, et notre détectrice marchera mal si sa polarisation est mal réglée. Par conséquent, le plus sage consiste encore, quand on remplace une détectrice-plaque, à intercaler un milliampèremètre très sensible dans le circuit anodique, et à voir si, au repos, le courant s'approche de la valeur théorique trouvée sur les courbes ou indiquée par le constructeur. Cette vérification s'imposera toujours quand nous remplacerons la détectrice par un type différent, par exemple une 77 par une 6 C 6, etc.

Dans un poste qui arrive au dépannage, la détectrice-plaque est presque toujours une lampe à écran. Ces lampes ont, on le sait, une tension d'écran très chatouilleuse, qui agit sur la polarisation et le courant plaque. Or la tension d'écran peut varier aisément, par vieillissement des résistances, échauffement, humidité, etc. Comme la résistance chutrice d'écran est de valeur élevée, toute variation de celle-ci entraîne des variations importantes de tension. C'est pourquoi on fera bien de suivre le conseil que nous donnons au chapitre *Les Calculs simples*, en remplaçant la résistance chutrice d'écran par un diviseur de tension bien plus stable.

Donc, répétons-le, le point névralgique d'une détectrice-plaque, c'est la polarisation, qui dépend de la tension écran. Inutile de prétendre régler

un poste à détectrice-plaque si on n'a pas vérifié soigneusement cette polarisation.

Une prise de pick-up s'intercale suivant la figure 79 et on la court-circuite par un cavalier en temps normal. Pour la polariser correctement lorsqu'elle marche en amplificatrice basse fréquence, le plus simple est encore de diviser en deux la résistance de polarisation : les deux sections en série polarisent correctement en détectrice le court-circuitage de la résistance de 20.000 ohms, polarise en ampli de pick-up (fig. 80).

Signalons, pour terminer, que, dans certains récepteurs (notamment

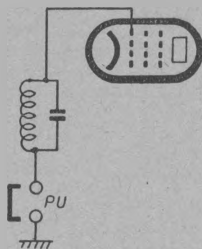


Fig. 79.

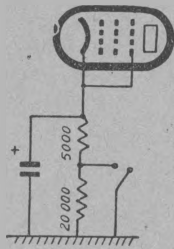


Fig. 80.

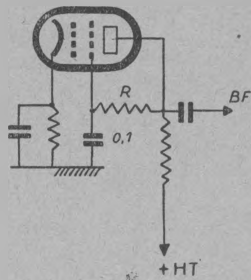


Fig. 81.

le Sonora 7 lampes 1932-1933), la tension écran de la détectrice est obtenue suivant la figure 81. La valeur de résistance est de 1/2 à 1 M Ω .

Détection-diode. — Les deux schémas classiques sont ceux de la figure 82 : détection par diode séparée et par double diode-triode.

Les pannes sont très rares, car les intensités sont faibles. Voici quelques cas :

1. *Lampe défectueuse.* — Le mauvais isolement cathode-filament se traduit par un ronflement.

2. *Secondaire du transfo moyenne fréquence en court-circuit.* — C'est souvent l'ajustable qui est en cause. On reconnaît ce court-circuit : 1° en injectant la tension d'une hétérodyne modulée accordée sur la moyenne fréquence aux plaques de la diode détectrice, ce qui ne produit aucun son dans le haut-parleur, et 2° en mesurant la résistance ohmique du secondaire, qui en temps normal doit atteindre 10 à 80 ohms.

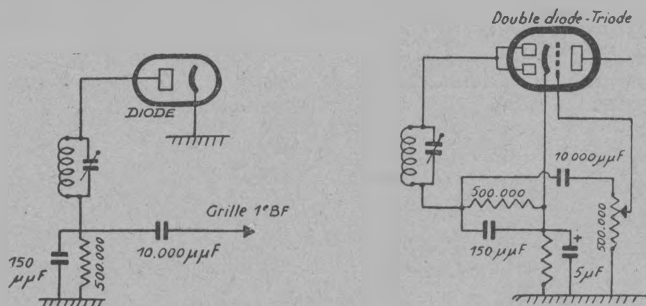


Fig. 82.

3. *Condensateur de shunt de la résistance de charge coupé* (fig. 82). — La valeur classique de condensateur est égale à 150 μ F. Vérifier les

fil de sortie, parfois détachés invisiblement des armatures, ce qui produit des accrochages, des sifflements, etc.

4. *Coupage du condensateur de liaison à la grille de la préamplificatrice basse fréquence.* — L'audition est faible et aiguë en radio et normale en pick-up.

Si ce condensateur est en mauvais état, l'audition en radio est vibrée. Le réglage de l'intensité se fait par un des schémas de la figure 83.

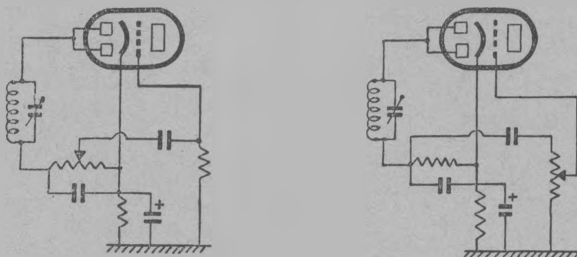


Fig. 83.

Dans le premier cas (résistance de charge par potentiomètre), si le condensateur électrochimique découplant la cathode est coupé, il est impossible de diminuer complètement l'audition. Dans le second cas (réglage de la puissance par potentiomètre dont le curseur va à la grille de la préamplificatrice basse fréquence), nous pouvons rencontrer les pannes suivantes :

5. *Réglage de puissance non progressif.* — Pas d'audition sur une partie de la course, puis, brutalement, de la musique. Le diagnostic découle de source : le potentiomètre est coupé.

6. *Puissance incontrôlable, toujours maximum.* — Le potentiomètre est coupé entre sa partie résistante et la masse, ou sa connexion de masse est dessoudée.

Détection Sylvania. — Assez peu employée, elle peut néanmoins se présenter un jour dans un atelier de dépannage : il est donc bon de la connaître. Son schéma est celui de la figure 84, pour triode 6 C 5.

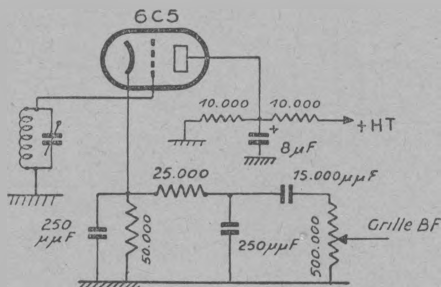


Fig. 84.

La tension d'anode très stable, d'environ 100 volts, règle la sensibilité : donc, la vérifier et, au besoin, la stabiliser par un diviseur de tension.

LE DÉPANNAGE DE FORTUNE

Quel est le technicien qui, une fois dans sa vie, n'a pas dû dépanner un poste avec des outils de charron ? Les instruments de mesure sont indispensables à un dépanneur, c'est entendu. Mais on ne doit pas être paralysé lorsqu'on n'a pas sous la main un équipement de laboratoire américain.

Bien mieux : avant de se jeter à corps perdu dans les mesures systématiques, il n'est pas mauvais de se recueillir un peu devant le malade, de le chatouiller pour voir ce qu'il dira, de faire marcher la comprenotte. Car le meilleur instrument de dépannage est encore un cerveau lucide, qui sait observer et déduire.

Devant le poste mort.

Partout où passe le courant, vérifions si les circuits ne sont pas rompus : interrupteur, fusible, cordon, prise de courant ; puis le chauffage ; puis la tension anodique. Faute de voltmètre, nous ferons l'instrument bien connu des électriciens : une lampe témoin 220 volts, avec une ampoule de 25 watts *au plus*, ou deux lampes de 110 en série, et deux longs fils. Avec cela, nous vérifierons s'il y a du courant au transfo, à la lampe finale, à l'excitation du haut-parleur, aux condensateurs de filtrage : les différences d'éclairement nous fixeront. Nous vérifierons les filaments des lampes, l'une après l'autre, si elles ne s'éclairent pas. Une telle lampe témoin constitue un milliampèremètre grossier : une lampe de 10 watts rougit très visiblement avec un courant de 10 milliampères, une lampe de 25 watts 220 volts rougit à 15 milliampères dans une obscurité relative. Si on l'alimente avec le secteur 110 volts, voilà une sonnette qui nous permettra de déceler les courts-circuits ou les coupures dans les organes.

Vérifions si une soudure n'a pas lâché, si un contact n'est pas défectueux. Pour cela, nous les pousserons prudemment avec un long crayon, en tous sens. Tout contact défectueux se révèle par des craquements, le courant étant mis sur le poste.

Regardons les condensateurs, et les résistances surtout, pour voir si elles n'ont pas changé de couleur (indice de surchauffe) ; voyons si les prises de masse ne sont pas oxydées, s'il n'y a pas de courts-circuits à la masse ou entre connexions. Regardons la valve : si elle s'emplit d'une lueur bleu violacé, le premier condensateur de filtrage est mort. Tâtons la culasse du dynamique : si elle s'échauffe trop, le second condensateur est à changer. Vérifions aussi si la culasse est aimantée.

Les conclusions sont immédiates : pas de tension anodique, il y a quelque chose de claqué ou de coupé. La lampe témoin nous dira si c'est le transfo, ou le dynamique, ou le filament de la valve, ou les condensos de filtrage.

La lampe finale.

Si nous avons de la tension anodique, si les lampes s'allument bien, la première chose à faire est de vérifier la lampe finale. Touchons sa

grille avec un objet métallique tenu à la main : on doit entendre un « toc », sinon l'étage est en défaut. Pour voir si c'est la lampe, il n'y a qu'à la remplacer par une pentode du poste, par exemple la moyenne fréquence, qui doit donner un « toc » quand on touche sa grille. Si oui, la finale est morte. Si non, vérifier les autres organes de l'étage.

La lampe empruntée à un autre étage étant remise à sa place, nous répéterons l'essai du toucher des grilles, en remontant vers l'antenne, jusqu'à la rencontre de l'étage défectueux. Nous détacherons provisoirement ses connexions de grille (par exemple, en enlevant le capot) et, si nous entendons un « toc » en touchant la grille libérée, la faute est évidemment dans les organes du circuit de grille, donc en amont.

Si la lampe en faute est une lampe haute fréquence, nous la supprimerons simplement et nous la remplacerons par un condensateur placé entre la douille de plaque et la connexion de grille, en attendant une lampe de rechange. Le poste marchera quand même, avec un peu moins de puissance. De même, la préamplificatrice basse fréquence peut être remplacée par une capacité provisoire branchée de la même manière.

Les crachements et craquements.

Ils proviennent soit des parasites (s'en assurer en déconnectant l'antenne, pour voir s'ils cessent), soit d'un contact défectueux (en particulier, à l'interrupteur et surtout aux sockets des lampes), soit d'une connexion branlante ou d'un potentiomètre malade, soit d'un organe en train de rendre l'âme (vérifier en particulier les chimiques de filtrage). Les contacts au culot des lampes se vérifient en les poussant légèrement en tous sens ; les mauvais contacts internes, en les frappant en marche avec un marteau formé d'une tige flexible et d'une gomme à effacer : on entend alors un redoublement de crachements. Vérifier aussi les gaines faradisées et les contacts de blindages, pour voir s'il n'y a pas de courts-circuits avec la masse.

La recherche peut aussi se faire en mettant la grille de la finale à la masse. Si les craquements cessent, le défaut est dans les étages précédents. S'ils continuent, le défaut est dans la lampe, le haut-parleur ou l'alimentation. En remontant progressivement vers l'antenne, cet essai répété sur les lampes des étages précédents finit par déceler le point défectueux.

L'essai des organes.

Si vous disposez d'une lampe de poche, rien n'est plus facile de la convertir en « sonnette » pour vérifier la continuité d'un enroulement, pour déceler un court-circuit franc quelque part. Mais un court-circuit larvé, insuffisant pour allumer la lampe, suffit parfois pour arrêter un poste. Nous transformerons donc notre lampe de poche en microampèremètre, tout simplement en ne gardant que la pile ! A cette pile, nous mettrons deux fils souples, dont l'un sera coupé quelque part ; les deux bouts de la coupure seront dénudés, et nous les tiendrons dans la bouche, sans se toucher, mais en contact avec la langue. C'est idéalement sensible : en touchant avec les deux bouts restant libres tout organe soupçonné de fuite, nous « sentons » le passage d'un courant, même extrêmement faible. Avec cette super-sonnette, nous vérifierons les claquages de condensateurs, les contacts de lames de blocs condensateurs, les variations de contact le long d'un potentiomètre quand on déplace le curseur : on sent alors les moindres sautes de courant.

Rappelons qu'un condensateur se vérifie en lui appliquant le + HT pendant un instant à une borne, l'autre étant à la masse. Le courant est

ensuite enlevé, le condensateur laissé au repos (jusqu'à trois à quatre minutes pour un condensateur au mica, deux ou trois pour un condensateur au papier) et enfin court-circuité avec la lame d'un tournevis. On doit avoir une étincelle. Avec un petit condensateur, c'est plus délicat : il faudrait un écouteur dans lequel on entend un « toc » lorsqu'on court-circuite le condensateur chargé avec ses deux fiches. Voici encore une autre manière : on charge un condensateur de bonne qualité, éprouvé, de 2 microfarads. Le petit condensateur à éprouver est relié à ses bornes. On laisse ensemble les deux condensateurs pendant quelques minutes, puis on court-circuite avec la lame de tournevis : il doit se produire une forte étincelle si le petit condensateur n'a pas de fuites.

Les improvisations.

A défaut de pièces de rechange, il est parfois possible d'emprunter au poste lui-même de quoi se dépanner.

Par exemple, la lampe haute fréquence et la lampe moyenne fréquence sont souvent du même type, ou à peu près. Si donc la moyenne fréquence est morte, nous supprimerons la haute fréquence comme il a été dit plus haut, ou plus simplement nous mettrons l'accord directement à la grille d'attaque de la convertisseuse, et la lampe haute fréquence devient moyenne fréquence.

Un petit condensateur peut souvent se remplacer par une torsade de deux fils isolés, plus ou moins longue suivant la capacité à obtenir.

Une résistance peut se remplacer provisoirement par une bande de papier buvard trempée dans l'encre de Chine et séchée, en recommençant plusieurs fois si nécessaire. La bande est ensuite rognée en largeur, suivant les indications données par l'écoute. Une telle résistance n'est pas très stable, mais elle suffit souvent pour attendre la remplaçante.

Les condensateurs qui shuntent le primaire du transfo de sortie, le secondaire du transfo moyenne fréquence précédant la détection, peuvent à la rigueur être supprimés sans autre inconvénient qu'une différence dans la tonalité et la sélectivité. Ils remplaceront provisoirement un autre condensateur claqué, même si leur valeur est très différente.

Par ces moyens tout simples, la bonne moitié des pannes possibles seront découvertes, sinon guéries, et ce n'est déjà pas si mal que cela.

AMÉLIORATIONS MODERNISATIONS

A l'inverse de son propriétaire qui s'abrutit définitivement en vieillissant, un poste de T. S. F. est toujours perfectible et souvent rajeunissable. Nous en avons même connu un, muni de lampes « micro » et d'un haut-parleur à entonnoir, que son possesseur avait doté d'un correcteur de tonalité fort ingénieux donnant presque l'illusion des notes graves.

Autrefois, on remplaçait tout bonnement le vieux poste par un nouveau. Mais les vaches maigres sont venues, et avec elles l'esprit d'économie. Nombre de postes anciens sont construits avec un soin que l'on chercherait vainement dans les postes modernes — et ces derniers ne sont pas toujours aussi modernes qu'ils le prétendent. Il y a de l'argent à gagner en améliorant ces appareils, tant pour leur propriétaire que pour le service-man.

Quelques réflexions avant de se mettre à l'ouvrage intéressant que constitue la modernisation d'un récepteur sont chose utile.

D'abord, le poste en question est-il modernisable ? S'il s'agit d'un récepteur superinductance, oui ; d'un super à lampes écran un peu anciennes, oui ; d'un changement de fréquence de deux lampes ou à pentode par couplage cathodique, oui. S'il s'agit d'un montage à bigrille, non ; d'un poste avec boîte d'alimentation totale à cuproxyde et valve, non ; d'un poste à montage sur bois et ébonite, même des derniers modèles 1930 ou 1931, non. Cela se comprend : la technique moderne ne peut plus s'y adapter, et même les pièces détachées vous feront défaut.

Ensuite, la meilleure des choses ne serait-elle pas d'augmenter tout simplement la qualité musicale en laissant la partie HF intacte ? Trois fois sur quatre, le client s'en contenterait. Alors, mettez simplement un HP supplémentaire. Et, ici, il y a deux façons de faire : ou bien le HP additionnel est du type normal, donnant à peu près toutes les notes du registre, ou bien il sera du type correcteur seulement, donnant seulement les notes aiguës. C'est ce qu'on appelle un *tweeter*. On sait que le plus souvent c'est ou un petit magnétique de faibles dimensions, ou un HP à cristal de Seignette, tandis que le HP pour le spectre sonore tout entier est un bon dynamique.

Si le poste que l'on transforme est muni déjà d'un HP magnétique, ou s'il n'a qu'un de ces petits dynamiques de qualité inférieure que l'on rencontre parfois, ce qui lui manque, c'est de la richesse sonore, un peu de puissance dans les graves, et le remède est un bon dynamique. À vous de voir si la résistance de la self de filtrage permet son remplacement par une culasse de dynamique ; sinon, prenez un modèle à aimant permanent.

Si, au contraire, vous avez un de ces modèles de récepteur (1934-1935) à sélectivité trop poussée et bande MF trop po ntue, vous avez un son de caverne sur l'accord exact : il vous faut un *tweeter*. Ce sera un petit magnétique monté en parallèle sur le primaire du transfo de culasse. Si même vous en sentez l'utilité à l'oreille, vous pouvez mettre en série avec ce magnétique un condensateur de 20.000 centimètres.

Il faudra avoir soin de réfléchir à l'impédance qu'il possède. Ainsi,

avec un montage push-pull, prenez un HP à forte impédance, car il faut en principe deux fois plus d'ohms de charge entre plaque et plaque d'un PP qu'entre plaque et source. Si vous ne trouvez pas ce qui vous convient, branchez votre HP entre un bout et le milieu du primaire du transfo de sortie : bien qu'il ait l'air de n'être mis que sur une lampe, il est sur les deux à la fois, le primaire faisant autotransfo 1/2 (s'il est bien fait).

Enfin, dernier conseil ! Que de fois il suffit d'un simple remplacement de lampe pour moderniser un vieux récepteur ! Oui, mais judicieusement fait ! Ne dites pas : cette lampe (1945) ne « donne pas plus fort » que cette autre (1935). Dites, au contraire : elle ne doit pas se régler de la même façon, et pour cela prenez le *Memento* tome III, lisez le nom de la vieille lampe, et voyez à faire la comparaison entre ses constantes et celles de sa remplaçante éventuelle, et, notamment, faites l'interrogatoire suivant :

Le chauffage est-il le même ? (Non seulement le voltage, mais l'ampérage, car remplacer une consommation de 0,15 ampère par une de 1 ou 1,25 peut échauffer le potentiel de chauffage de tout le poste.)

La polarisation est-elle la même ? Dans quel sens la corriger ? Et, pour répondre à ceci, il faut voir si le courant cathodique est le même.

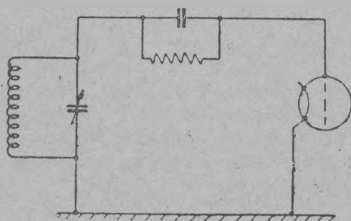


Fig. 1. — La détectrice avant retouche.

Le plus souvent, il ne l'est pas. (Les lampes sans souffle l'ont plus faible ; celles de puissance, plus fort.)

Enfin, réfléchir : le découplage est-il suffisant, et les qualités d'amplification dont le poste s'est accru par l'emploi d'une lampe moderne ne vont-elles pas se traduire par un « teuf-teuf » de motocyclette ou un sifflement MF ? Les postes d'aujourd'hui exigent un blindage plus sérieux également.

En un mot, avant de vous lancer dans le travail avec le fer à souder, réfléchissez.

En général, à moins de s'adresser à un de ces premiers postes secteur munis d'une vieille bigrille, il y a toujours moyen d'améliorer de façon très sensible un récepteur démodé.

D'une part, nous disposons d'un choix judicieux de lampes, plus modernes, et qu'il suffit très souvent de mettre au lieu et place des anciennes en changeant, bien entendu, les accessoires relatifs au réglage (tension anodique, résistance de polarisation, tension écran, parfois même support), et le tout en se conformant aux conseils donnés avec les lampes dans le présent *Memento*.

C'est ainsi que nous trouverons fréquemment à faire des substitutions, parmi lesquelles les plus avantageuses sont :

1° Une octode en place d'une bigrille, d'une pentode convertisseuse ou d'une heptode (pentagrille) ;

2° Une diode en place de détection-grille ;

3° Une double diode-pentode en place de détection-plaque ;

- 4° Une lampe à pente glissante en place de pentode MF habituelle ;
- 5° Une pentode BF avec œil en place de BF ordinaire.

Dans un autre ordre d'idées, il y aura à faire des adjonctions, dont les plus intéressantes seront :

- 1° Placer un étage HF à pentode sans courant d'écran (pentode sans souffle) avec un bobinage HF de plus et un gang de plus au condensateur ;
- 2° Ajouter un antifading à une diode ;
- 3° Ajouter un retard ou seuil à un antifading existant ;
- 4° Ajouter un silencieux d'accord ;
- 5° Ajouter un contrôle de tonalité ;
- 6° Améliorer l'ampli BF en qualité et puissance par divers procédés, dont : contre-réaction simple ; liaison à transfo ; push-pull par transfo ou déphasage avec contre-réaction facultative ; emploi d'un duo-pentode final et polarisation indépendante ;
- 7° Expandeur ou contrasteur sonore.

Toutefois, nous ne perdrons jamais de vue qu'une modernisation n'est raisonnable que si la dépense engagée, en temps passé, en pièces et en nerfs, reste nettement inférieure au prix d'achat d'un récepteur neuf.

Ceci dit, passons rapidement en revue les améliorations que l'on peut apporter à un poste.

AMÉLIORATION DE LA SENSIBILITÉ

Quand un poste est peu sensible, il faut d'abord voir si son antenne et sa prise de terre sont rationnelles. Neuf fois sur dix, l'antenne est à refaire suivant les principes exposés dans un autre chapitre. La sensibilité peut devenir énorme par ce simple moyen, en même temps que la musique sort plus pure de l'appareil.

Dans le même ordre d'idées, on fera la chasse aux pertes dans les circuits oscillants, en remplaçant les bobinages par d'autres plus modernes en fil divisé et à noyau magnétique. Certains bobinages ont des carcasses massives en ébonite ou en carton bakélisé : elles ne valent évidemment pas celles en isolant à faibles pertes dont on laisse juste ce qui est nécessaire pour assurer la rigidité. On pourra remplacer les condensateurs par d'autres à isolants spéciaux (trolitul, calit, styrène) et on éloignera autant que possible les blindages des bobinages.

Plus simplement, on remplacera les lampes, car un poste peu sensible n'a souvent pas besoin d'autre chose. On pourra en profiter pour essayer — prudemment ! — le remplacement par des types plus modernes, à plus grand coefficient d'amplification et plus forte pente. Toutefois, il faut se souvenir que les lampes poussées demanderont probablement de nouvelles tensions, de nouvelles polarisations et des découplages plus sérieux, ainsi que la réduction de la réaction si le poste en comporte une, et le blindage des connexions de grille. Attention aussi à l'introduction des pentodes dans un poste ancien, si les blindages sont insuffisants : on risque l'accrochage presque à coup sûr.

Une *octode* est actuellement chose facile à monter en remplacement des autres changeuses de fréquence anciennes. Une *triode-hexode*, comme la 6 E 8, présente les mêmes avantages. L'opération se limite souvent au changement de support et de quelques accessoires.

Le schéma est assez connu pour se passer de commentaires (voir, par exemple, le bloc HF au chapitre *Le Dépannage chirurgical*). Une seule difficulté : la tension de chauffage, qui exige parfois quelques tours supplémentaires sur le transfo d'alimentation, en fil de 3 à 4 dixièmes.

Enfin, le remède de cheval consiste à mettre une lampe haute fréquence si le poste n'en a pas. On vérifiera naturellement, voltmètre et

milliampèremètre en main, si l'alimentation peut nourrir une bouche de plus sans sourcilier. La figure 2 donne le schéma d'un tel étage pour P. O. et G. O. Évidemment, cela fait un variable et un commutateur de plus... Mais on pourra se contenter de la partie entourée d'un poin-

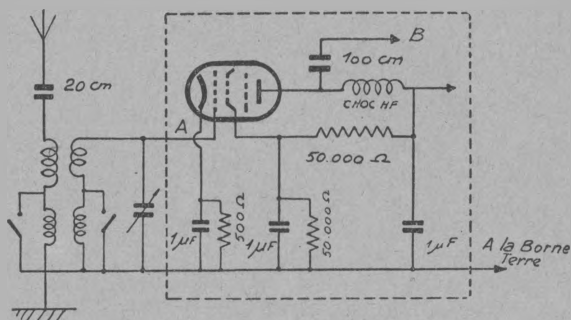


Fig. 2. — Schéma d'un étage préamplificateur haute fréquence.

tillé, qui viendra s'insérer entre l'accord d'antenne et la première lampe du poste, dont la grille avec ses accessoires se raccorderait en A. Cette première lampe, détectrice ou oscillatrice, a maintenant sa grille de commande connectée en B. On évite ainsi les bobinages et les manœuvres supplémentaires, avec évidemment moins de sélectivité que ci-dessus.

L'adjonction d'une lampe HF sans souffle devant la convertisseuse ne demande pas de schéma spécial. Rappelons que, grâce à la EF 8, dont l'écran s'alimente directement à 250 volts comme la plaque, le travail se trouve très simplifié.

AMÉLIORATION DE LA SÉLECTIVITÉ

Les vieux postes sont trop peu ou trop sélectifs. Par exemple, ceux de 1934-1935 ont en général des résonances tellement pointues qu'ils coupent tout ce qui dépasse leur accord, même les notes aiguës, hélas ! D'autres, par contre, donnent l'Europe entière en haut-parleur sur le même réglage.

On peut améliorer la sélectivité par un couplage d'antenne plus lâche. Les procédés sont multiples. Le plus simple consiste à mettre dans l'antenne, ou immédiatement après la borne d'antenne, un condensateur de faible capacité (20 à 1.000 centimètres), isolé à air ou avec un isolant haute fréquence sérieux, et qui pourra être variable, pour faire varier la sélectivité suivant les besoins, car la sélectivité supplémentaire est souvent obtenue au détriment de la puissance. On peut également réduire le couplage de la bobine d'antenne, soit en l'éloignant de ses voisines sur son support, soit en lui enlevant des spires, ou, mieux encore, en la dotant de prises qui permettront de prendre le nombre de spires nécessaire, suivant les besoins (fig. 3).

Le grand ennemi de la sélectivité, c'est l'amortissement des circuits haute fréquence et moyenne fréquence. On sait comment y remédier : changer les bobines, employer le fil divisé (le fil de Litz, comme disent les Trissotins de la radio), réduire le volume et améliorer la qualité des isolants employés dans les champs des bobines et des condensos, parfaire les contacts, souder tout ce qui ne l'est pas, éloigner les bobines des blin-

dages et changer ceux-ci s'ils sont trop exigus, utiliser le matériel moderne à faibles pertes.

Un blindage imparfait est souvent la cause d'un manque de sélectivité, surtout par rapport aux émetteurs puissants on comprend sans

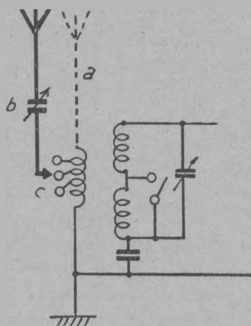


Fig. 3. — Amélioration de la sélectivité.

- a) Disposition primitive ;
- b) Variable dans l'antenne ;
- c) Prises à la bobine de couplage.

peine que les circuits mal blindés pèchent dans l'éther environnant les oscillations puissantes dont on veut justement se débarrasser. Donc, perfectionnez les blindages, blindez les connexions haute fréquence qui ne le sont pas avec un blindage assez large mis à la terre. Quant aux bobines non blindées, il faudra évidemment les remplacer si on veut les blinder, car le métal placé dans leur champ modifie profondément l'accord en réduisant la self ; il n'est pas recommandé d'augmenter la capacité d'accord en conséquence.

Si le poste n'est pas un super, on peut augmenter la réaction et même en mettre une si le poste n'en a pas. Comme chacun sait, la réaction augmente énormément la pointe de résonance des circuits oscillants, donc leur sélectivité. On connaît des moyens d'augmenter la réaction (fig. 4) :

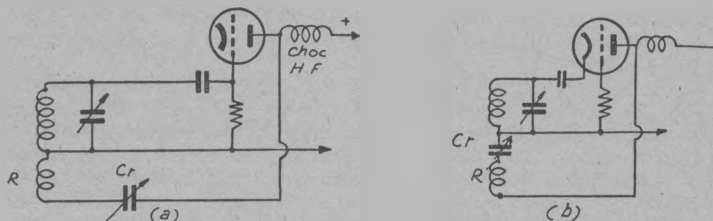


Fig. 4. — Circuits de réaction.

augmenter le nombre de spires de la bobine de réaction R, augmenter le couplage, augmenter la capacité du condensateur de réaction C_r. Toutefois, il ne faut pas abuser de ces remèdes, car une réaction trop forte se traduit par une déformation de la musique et de l'instabilité.

Un moyen fort élégant d'améliorer tout à la fois la sélectivité et la musique consiste à remplacer les circuits simples par des circuits passe-bande, qui donnent une courbe de résonance carrée à flancs abrupts. Il faut naturellement que le poste en vaille la peine, car, si le résultat est

intéressant, la modification est un travail assez important pour demander réflexion avant de l'entreprendre.

Les supers d'il y a quelques années présentent parfois un défaut de sélectivité assez curieux. Comme leur moyenne fréquence est réglée sur une fréquence comprise entre 135 et 240 kilocycles, il arrive que leur étage de présélection haute fréquence est incapable d'arrêter totalement l'onde d'un émetteur puissant, dont la fréquence est justement celle de la moyenne fréquence ou d'un de ses harmoniques. Le remède découle de source : on améliorera le présélecteur, ou on changera la fréquence de moyenne fréquence (fig. 5).

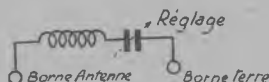


Fig. 5. — Filtre éliminateur d'ondes gênantes.

Enfin, pour terminer, signalons la « trappe à ondes », le bon vieux circuit bouchon de nos grands-pères, qui éliminera l'émetteur un peu trop puissant débordant sur les pieds de ses voisins. Il est, en somme, le cousin germain de la figure 5, à cette différence près qu'il arrête l'onde gênante au lieu de la dériver vers la terre. Son schéma est donné par la figure 6 :

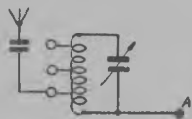


Fig. 6. — Trappe à ondes.

on règle d'abord le poste au maximum sur la station à éliminer, puis on règle la trappe à ondes jusqu'à ce que l'audition de ladite station soit à peine audible. Justice est faite : il n'y a qu'à laisser la trappe ainsi réglée. Par contre, si on veut entendre cet émetteur gênant, il faut déplacer l'antenne en A, comme auparavant, ou encore court-circuiter la trappe par un interrupteur *ad hoc*.

AMÉLIORATION DE LA MUSICALITÉ

Les améliorations de la musicalité sont parmi les plus intéressantes et les plus spectaculaires, car le client apprécie immédiatement le changement intervenu et il ne demande qu'à payer convenablement. Le champ est vaste : en principe, *tous* les récepteurs peuvent être améliorés. Ce n'est qu'une question de crédits et de temps passé.

Si le poste est muni d'une basse fréquence à transfos, il y a souvent beaucoup à gagner en remplaçant le transfo par un modèle plus récent. Avec l'emploi des nouvelles tôles à haute perméabilité magnétique (permalloy, etc.), on est arrivé à faire de petits transfos basse fréquence qui reproduisent à peu près uniformément les fréquences comprises entre 50 et 10.000 périodes par seconde. On entend immédiatement la différence quand on les substitue aux anciens.

Mais un bon transfo, amplifiant également sur une large bande de fréquences, est un outil coûteux, et il faut l'utiliser avec des lampes dont le K ne dépasse pas 20. Nous sommes loin des K de 120 à 200, courants avec les lampes des amplificateurs à résistances, dont les organes sont bien moins encombrants et bien meilleur marché.

Rien ne nous oblige peut-être à conserver les transfos. Si notre poste a une tension anodique suffisante et un courant de chauffage potable, il est souvent préférable de monter une pentode de sortie suivant le schéma bien connu. Quelques mesures simples nous renseignent vite sur la possibilité de l'opération et le type de pentode à choisir, suivant la consommation anodique et l'impédance de charge admissibles. Non seulement la pentode moderne donne un gain de 150 par étage, alors qu'une triode avec transfo 1 : 3 doit se contenter de 60, mais encore les notes aiguës sont mieux rendues ; et ce sont justement celles qui manquent le plus aux postes anciens, contrairement à une opinion généralement répandue.

Mais voici un poste dont la partie basse fréquence paraît sans reproche, et qui cependant déforme outrageusement la musique, surtout au moment des « forte » : à ce moment, l'orchestre a l'air de s'effondrer dans un bruit de vaisselle. Un essai d'écoute au casque immédiatement derrière la détectrice (avec au besoin une résistance variable en shunt sur le casque pour ménager nos oreilles) nous renseigne aussitôt : si le défaut disparaît, c'est que notre basse fréquence est mal polarisée ou surchargée. Dans le premier cas, le remède est simple. Dans le second cas, il est peut-être possible d'augmenter la tension anodique, sinon nous remplacerons la lampe trop faible par une autre plus forte que nous polariserons en conséquence. Bien entendu, nous aurons soin de nous assurer au préalable que notre nouvelle lampe finale n'est pas trop gourmande en volts et en milliampères. Par exemple, en remplaçant une 89 par une 6 V 6, on obtient à la fois plus de puissance et moins de distorsion. Si nous observons une chute de tension anodique, nous la surmonterons souvent en augmentant la capacité des condensateurs de filtrage.

Si le poste en vaut la peine, si son haut-parleur est capable d'encaisser des watts modulés, si l'alimentation le permet enfin, il sera peut-être intéressant de munir l'appareil d'une sortie en push-pull. On en connaît le principe : les grilles des deux lampes finales (fig. 7) reçoivent

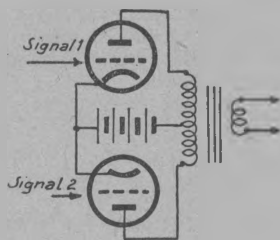


Fig. 7

deux signaux 1 et 2 absolument identiques, mais en opposition de phase. Les plaques fournissent à leur tour deux signaux amplifiés, également en opposition, mais qui s'additionnent dans le primaire du transfo de sortie à prise médiane. Les avantages du push-pull classe A ainsi constitué sont importants : le filtrage du courant anodique est moins critique, le fonctionnement est très stable, les harmoniques pairs s'annulent, la puissance est considérable avec une distorsion réduite. En choisissant des triodes, ou mieux encore des tétrodes à concentration électronique (6 V 6, 6 L 6), on aura les meilleurs résultats, car, dans ces tubes, les harmoniques impairs ne sont pas très gênants et les harmoniques pairs sont annulés par le push.

Si vous disposez d'un bon transfo push (obligatoirement coûteux, car les deux demi-secondaires doivent être rigoureusement identiques et

ser le push-pull sans transfo, à l'aide d'une lampe déphaseuse. Le principe est simple : la tension de signal est appliquée à la grille d'une des lampes finales ; une partie de cette tension, bien dosée, est appliquée à la grille d'une triode : à la plaque, on recueille cette partie de tension amplifiée, identique au signal initial, mais déphasée de 180°, donc juste ce qu'il nous faut pour la grille de la seconde lampe finale.

C_{11}, C_{21}, C_6	0.05 à $0.1 \mu F$;	R_3, R_4	100.000 ohms;
C_7, C_8	$4 \mu F$;	R_5, R_6	250.000 ohms;
C_9	$8 \mu F$;	R_8	200 ohms;
R_{11}, R_7	500.000 ohms;	R_9	5.000 ohms.
R_7	1.250 ohms.		

— 349 —

Baucoup de récepteurs d'un certain âge — et même d'autres tout récents — ont une voix qui semble sortir d'un tonneau. Juste après l'apparition du haut-parleur dynamique, ce fut même la grande mode, on ne jurait que par les notes graves. Plus c'était cotonneux, plus c'était beau. et l'on nous conviait à admirer les « basses » fabriquées de toutes pièces par le poste qui ne savait guère faire autre chose. Il y a des gens qui aiment cela, mais, à notre avis, cette « reproduction » n'a qu'un rapport assez lointain avec la musique du studio.

Une des causes de cette tonalité de tonneau réside dans une sélectivité trop poussée. Certains transfos moyenne fréquence ont des courbes de résonance en chandelle, d'autres ont une largeur de bande réglée pour couper théoriquement à partir de 4.500 cycles de part et d'autre de l'accord ; mais, en fait, ils affaiblissent très sensiblement les aiguës à partir de 3.000 périodes par seconde, alors qu'il faut en laisser passer *au moins* 10.000 pour reproduire à peu près potablement toutes les finesses. Comme il ne peut être question de remplacer les transfos et que d'autre part le réglage de la bande passante est difficilement altérable, nous tournerons la difficulté en favorisant le passage des aiguës : par exemple, en réduisant fortement le condensateur de couplage de la lampe basse fréquence, ou encore en employant un transfo de sortie présentant une pointe de résonance vers 4.000 périodes par seconde, là où justement la reproduction commence à fléchir.

Certains récepteurs, inspirés de la technique américaine, produisent ce fâcheux son de tonneau en supprimant systématiquement les notes aiguës à l'aide de condensateurs placés entre les anodes des lampes basse fréquence et la masse. La figure 10 montre la partie basse fréquence d'un

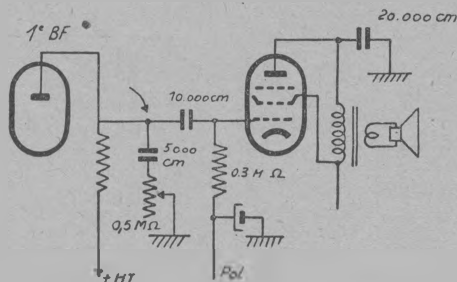


Fig. 10. — Étouffement des aiguës.

récepteur de marque de 1933 : on y voit un condensateur de 20.000 centimètres entre l'anode de la lampe finale et la masse, et un autre de 5.000 centimètres à la lampe précédente. Dans de telles conditions, les aiguës étaient escamotées, pour la plus grande joie des snobs.

Le remède va de soi : nous réduirons au minimum les capacités de découplage des anodes : avec 150 à 200 centimètres à la première basse fréquence, et 2.000 à 3.000 à la finale, cela doit aller. Nous tâtonnerons autour de ces valeurs jusqu'à satisfaction.

Mais il est probable que ce remède sera encore insuffisant. Nous avons alors la ressource d'agir sur le transfo du haut-parleur, dont la self primaire est trop forte. Si nous connaissons l'impédance de la bobine mobile, tout va bien, nous pourrions aisément déterminer les caractéristiques du nouveau transfo : le rapport de transformation est égal à la racine carrée du quotient de l'impédance de charge de la lampe finale par l'impédance de la bobine mobile, et on réduira en conséquence la self du primaire. Toutefois, il est plus simple de procéder par tâtonnements.

Tout dépanneur possède un certain nombre de dynamiques et de transfos de sortie : nous les essayerons et nous prendrons celui qui a la tonalité la plus agréable.

Les tone-controls.

Dans la plupart des postes du commerce, le tone-control n'est qu'un dispositif rudimentaire qui supprime plus ou moins les aiguës. On le trouve tantôt dans le circuit anodique de la finale, tantôt dans son circuit de grille (fig. 11). C'est évidemment mieux que rien, mais un bon

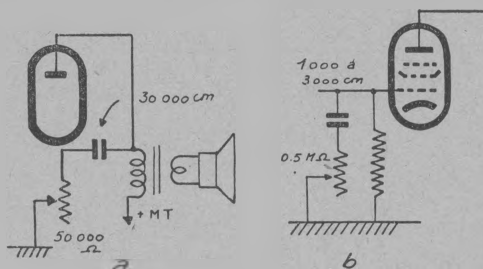


Fig. 11. — Tone-controls commerciaux.

contrôleur de tonalité doit pouvoir agir à volonté sur les graves et sur les aiguës. La figure 12 montre un dispositif très simple agissant sur les

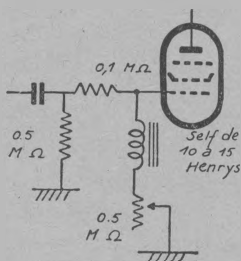


Fig. 12. — Contrôleur de notes graves.

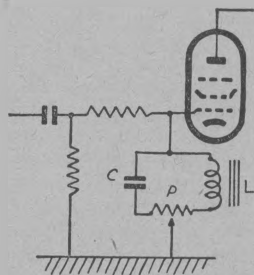


Fig. 13. — Tone-control progressif.

graves. En guise de self, un vieux transfo de sortie pour pentode, dont

nous utiliserons seulement le primaire, pourra convenir faute de mieux. Ce contrôleur complètera le tone-control du poste qui n'agissait que sur les aiguës.

Si nous voulons bien faire les choses, nous monterons un tone-control combiné suivant la figure 13. avec les valeurs approximatives suivantes: $C = 1.000$ à 3.000 centimètres, $L = 10$ à 15 henrys, $P = 1$ mégohm. La variation des graves aux aiguës est continue par le jeu du potentiomètre, dont la résistance doit être suffisante pour ne produire aucune atténuation vers le milieu de sa course. Les valeurs de L et C pourront être modifiées suivant l'effet qu'on désire obtenir.

Enfin, le réglage des aiguës peut encore s'obtenir de façon ultra-simple en mettant par exemple trois condensateurs de valeurs différentes dans la liaison de la dernière lampe. Avec un commutateur à trois plots dont le curseur peut court-circuiter deux plots en passant dessus, cela donne cinq tonalités différentes (fig. 14). En effet, avec 1.000 , 2.000 et

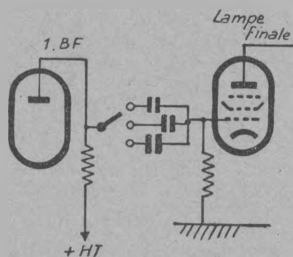


Fig. 14. — Contrôle des aiguës

5.000 centimètres, nous disposons des cinq capacités: 1.000 , 2.000 , 3.000 , 5.000 et 7.000 centimètres.

Pour les postes dont la basse fréquence est à transfo, la figure 15

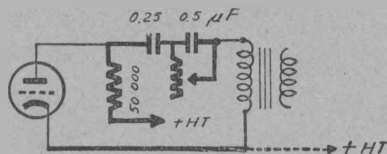


Fig. 15.

montre comment on peut améliorer le rendu des basses (en pointillé, connexion à supprimer; en gras, connexions à ajouter). Un potentiomètre permet de graduer les effets.

Compensation du contrôle de puissance.

On sait qu'à faible puissance un poste, par ailleurs excellent, perd tout relief sonore. C'est que notre oreille ne daigne entendre les basses que si elles sont assez puissantes. Pour qu'on puisse les déceler dans une musique atténuée, il faut les favoriser d'autant plus que l'atténuation est plus forte.

Ceci s'obtient très aisément à l'aide d'un potentiomètre à prises (fig. 16); un potentiomètre de 2 mégohms présente une prise à 100.000 .

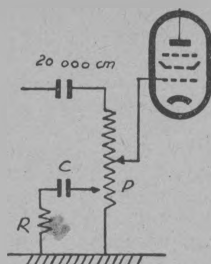


Fig. 16. — Volume-contrôle compensé.

200.000 ou 500.000 ohms du côté relié à la masse. Entre cette prise et la masse, on met une capacité en série avec une résistance, dont voici les valeurs approximatives (celles entre parenthèses correspondent à un fort relevage des basses).

PRISE A :	C	R
100.000 ohms	25.000 cm. (40.000)	10.000 ohms (4.000)
200.000 —	12.000 — (18.000)	20.000 — (10.000)
300.000 —	8.000 — (15.000)	30.000 — (12.500)
500.000 —	5.000 — (8.000)	50.000 — (20.000)

La valeur totale du potentiomètre doit être très élevée, supérieure à 1 mégohm. On trouve dans le commerce des modèles de 1,6 à 2,2 mégohms. A défaut, tout bricoleur un peu adroit aura tôt fait d'en faire un avec un potentiomètre de 2 mégohms et une prise de fortune, bien facile à imaginer suivant l'accessoire dont on dispose.

Un grand coupable : le haut-parleur.

Il est assez amusant de constater qu'on se donne énormément de peine pour obtenir dans le dernier circuit anodique une modulation sans reproche, et puis, ce beau résultat obtenu, on flanque tout par terre en branchant un haut-parleur de mœurs douteuses ! Car les belles courbes des réclames de haut-parleurs sont souvent très théoriques — on se garde bien, et pour cause, de faire paraître les pointes de résonance, et la chute lamentable aux deux extrémités, et les harmoniques créés par l'instrument, et les vibrations à demi-fréquences dues au cône à génératrice droite, et les astuces, ruses et truquages utilisés pour tromper le micro enregistreur, et l'imagination du fabricant qui remplace assez souvent tous les essais de laboratoire. Il y a certes d'honorables exceptions, mais elles sont rares. La plupart des appareils du commerce sont équipés avec des haut-parleurs qui font beaucoup de bruit pour rien. Un poste bien bâti est souvent amélioré dans des proportions insoupçonnées, dès qu'on remplace son haut-parleur de pacotille par un instrument sérieux — surtout s'il s'agit d'un dynamique à aimant permanent et à membrane moderne courbée en corolle qui évite les vibrations à demi-fréquence. Nous aurons soin de bien marier notre haut-parleur à la lampe finale par un transfo de rapport judicieusement choisi.

Une cause souvent négligée de mauvaise reproduction réside dans la résonance de l'ébénisterie. Cette résonance est double : la vibration mécanique des parois à certaines fréquences et la résonance de la masse d'air contenue dans la caisse. Contre la première, nous pouvons lutter en tapissant de feutre collé les parois trop minces ou trop développées, ou encore en contreplaquant intérieurement avec du contreplaqué tendre bien collé. Contre la seconde, qui se manifeste surtout dans les ébénisteries profondes par rapport à leur largeur et leur hauteur, nous avons la ressource du cloisonnement, par exemple en deux ou quatre cellules, à l'aide d'un « matériau » insonore, tel que le cellotex ou tout bonnement du carton ondulé contre-collé jusqu'à épaisseur suffisante. Signalons en passant qu'on peut souvent améliorer sensiblement le rendu d'un haut-parleur en le montant « flottant » sur son ouverture, avec interposition de feutre et de rondelles de caoutchouc et — si nous nous en sentons le courage — en libérant sa membrane trop raide par une double rangée d'entailles pratiquées à la périphérie (fig. 17). Ne craignez rien, le haut-

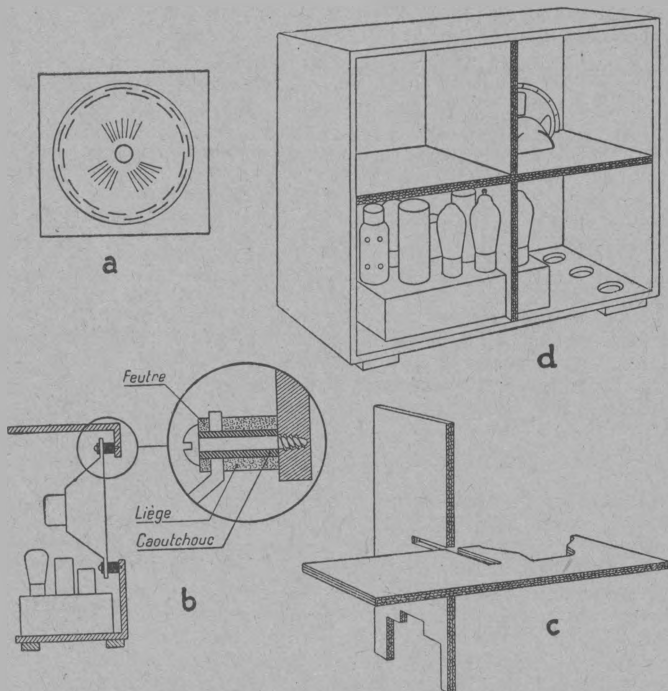


Fig. 17. — Lutte contre les résonances mécaniques.

- a) Entailles périphériques à la membrane du haut-parleur ;
- b) Montage flottant du haut-parleur ;
- c et d) Cloisonnement de l'ébénisterie.

parleur n'en mourra pas, au contraire. Si les bords sont raides, si sa membrane ne se déplace pas d'un bloc sous la pression, comme un piston, il ne faut pas hésiter. La bonne reproduction des notes graves est à ce prix.

Enfin, remède *in extremis* quand il y a des résonances « son de ton-

neau » : des ouvertures dans l'ébénisterie, sur les côtés, qu'on masque à l'aide d'un tissu léger. C'est radical.

La contre-réaction.

La contre-réaction étant l'inverse de la réaction, il ne faut y penser que si le poste présente une grosse réserve de puissance. Donc, nous ne perdrons pas notre temps à doter de la contre-réaction un poste tous ourants, ou un appareil dont la finale est une 45, une 47, une 2 A 5, etc.

On sait que la contre-réaction réduit les bruits parasites du poste, les grésillements des lampes, les ronflements, les distorsions d'amplitude, de transmodulation, la distorsion produite par la courbure des caractéristiques des lampes. En dosant ses effets, nous la ferons agir sur toute l'étendue des fréquences musicales, et même nous creuserons à volonté la courbe de réponse de notre amplificateur, pour favoriser les graves ou les aiguës et ramener les moyennes à plus de modestie. L'amélioration est proportionnelle au sacrifice de puissance consenti.

Donc, avant toute chose, il faut vérifier si la réserve de puissance est suffisante. Si nous avons un récepteur à lampes américaines 6,3 volts avec une 75 ou une 6 Q 7 comme détectrice-préamplificatrice basse fréquence, et une pentode finale 42 ou 6 F 6, nous commencerons par remplacer cette dernière par une 6 V 6 et nous adopterons le schéma

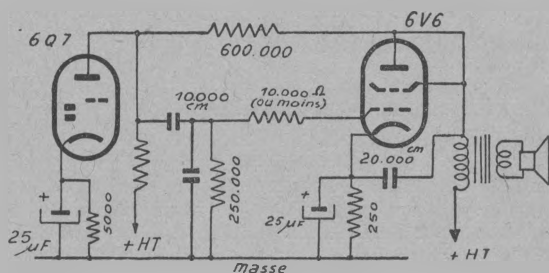


Fig. 18. — Contre-réaction simple.

de la figure 18, qui nous donnera un taux de contre-réaction de 100.000

$\frac{100.000}{100.000 + 600.000} = 0,14$ environ, ce qui n'est pas mal. Cette contre-réaction simple de tension agit surtout sur le spectre musical, sans correction de tonalité. La 6 V 6 peut être remplacée par une EL 3 ou EL 3 N,

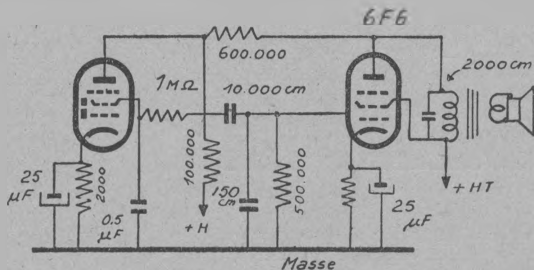


Fig. 19. — Contre-réaction simple.

mais, dans ce cas, la résistance de contre-réaction passe de 600.000 ohms à 1 mégohm, et la résistance de fuite de grille passe de 250.000 à 500.000 ohms.

Si la préamplificatrice basse fréquence est une 6 B 7 ou une 6 B 8, il est possible de faire de la contre-réaction sans changer la lampe finale, mais avec une diminution sensible de la puissance. Le schéma devient celui de la figure 18.

Comme on le voit, la contre-réaction simple de tension ne diffère somme toute du montage basse fréquence courant que par l'adjonction d'une forte résistance entre les plaques des deux dernières lampes. Partant de ceci, voici quelques solutions applicables aux postes anciens.

1. Partie basse fréquence formée de EBC 3 et EL 3 : nous remplaçons la EBC 3 par une EBF 2 en nous inspirant des schémas de la figure 20.

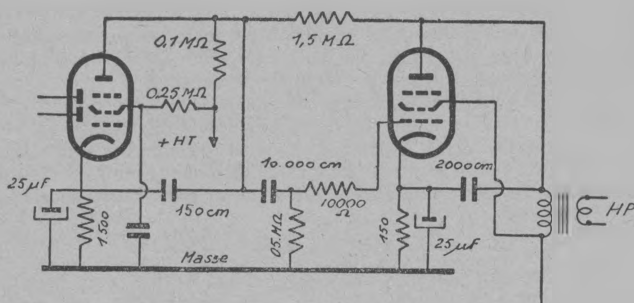


Fig. 20. — Contre-réaction simple.

2. Partie basse fréquence formée de E 446 et E 443 H, ou AF 7 et AL 2, où ABC 1 et AL 3 : Remplacer la finale par AL 3 (ou EL 3 N en modifiant le chauffage par addition de spires au transfo d'alimentation) et ABC 1 par EBC 3. La résistance de contre-réaction est de 1 mégohm.

Maintenant, voici un exemple de contre-réaction à correction de tonalité. Nous prélevons au secondaire du transfo de sortie la tension nécessaire et nous l'injectons dans le circuit de cathode de la préamplificatrice basse fréquence (fig. 21). Le circuit à réaliser est indiqué en

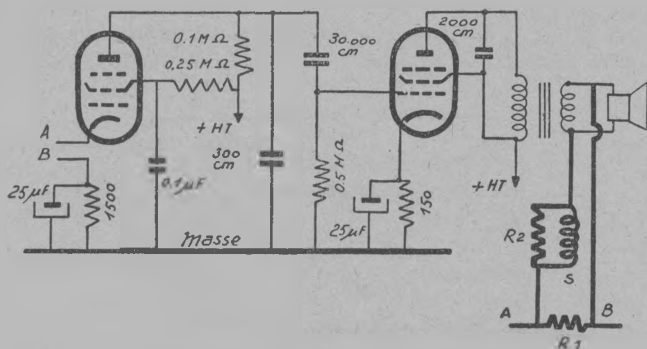


Fig. 21. — Contre-réaction compensée.

traits gras : on voit une self S qui atténue la tension prélevée sur les notes aiguës, une résistance R_2 pour éviter un effet trop brutal, et une résistance R_1 , dont les extrémités A et B s'insèrent dans le circuit cathodique aux points marqués A et B. Bien entendu, nous remplacerons les lampes trop faibles, de manière à avoir la réserve de puissance indispensable. Les lampes seront par exemple : EF 6 et EL 3, 6 Q 7 et 6 V 6, 6 Q 7 et EL 3, etc.

Mais les tâtonnements nous attendent, hélas ! car la mise au point est délicate. La valeur des éléments R_1 , R_2 et S dépend non seulement de la contre-réaction désirée, mais encore de la correction de tonalité et des caractéristiques du haut-parleur. On peut commencer avec $R_1 = 8$ ohms, $R_2 = 500$ ohms, $S = 20.000$ microhenrys, la résistance de la bobine mobile du haut-parleur étant 10 ohms. Heureusement, nous avons une ressource : nous pouvons faire les essais avec des résistances variables, par exemple : $R_1 = 25$ ohms, $R_2 = 1.000$ ohms. Si nous voulons relever les graves, nous mettrons une self de 40.000 microhenrys en parallèle sur R_1 .

Et, surtout, nous brancherons le circuit dans le bon sens, sous peine d'accrochages violents.

Le filtre correcteur d'impédance.

Si l'on ne veut pas faire de contre-réaction dans un poste ayant une pentode comme lampe finale, il reste une ressource : celle du filtre correcteur qu'on met *en parallèle* sur le primaire du transfo de sortie. Le filtre est constitué tout simplement par une résistance et une capacité en série. On peut calculer les valeurs de la résistance et de la capacité, en partant des mesures de tension aux bornes du transfo de sortie, à différentes fréquences. Mais, en pratique, nous essayerons d'abord un condensateur de 50/1.000 de microfarad et une résistance un peu plus forte que l'impédance optimum du circuit anodique de la lampe de sortie, autrement dit de 1,2 à 1,5 fois l'impédance de charge indiquée pour chaque lampe. Et nous tâtonnerons autour de ces valeurs, jusqu'à ce que l'oreille soit satisfaite.

Ce filtre agit en sens inverse de la bobine mobile, dont l'impédance croît pour les aiguës. Grâce à lui, l'impédance de charge reste à peu près constante pour toute l'échelle musicale.

AMÉLIORATION DE LA PUISSANCE

Nous avons vu plus haut qu'on peut remédier à la faiblesse :

- a) En remplaçant la lampe finale soit par un type plus puissant, soit par un push-pull, si l'alimentation le permet ;
- b) En remplaçant une double diode-triode par une double diode-pentode ;
- c) En remplaçant le haut-parleur par un type plus moderne à haut rendement. Il existe des instruments qui, pour un même courant modulé, donnent plusieurs fois la puissance des dynamiques anciens ou bon marché ;
- d) En renforçant l'alimentation si la chute de tension est exagérée. Quelques volts de plus aux plaques finales se font entendre ;
- e) En faisant la chasse aux pertes, aux résistances mal choisies, aux condensateurs de liaison trop faibles et surtout aux lampes vieilles ;
- f) Si la puissance est acceptable en radio, mais trop faible en pick-up, le remède réside dans le remplacement du pick-up par un autre plus sensible. Vous pouvez aussi essayer un bon transfo basse fréquence 1/3

dont le secondaire est réuni au pick-up et le primaire aux bornes du poste (montage en éleveur).

LES ACCESSOIRES

Un moyen bien simple de grossir vos factures et vos bénéfices, avec félicitations du jury, consiste tout simplement à proposer d'ajouter quelques raffinements qui donneront au vieux poste une allure ultra-moderne. Car les accessoires, ce n'est plus comme une vague amélioration de fidélité, qu'on ne voit qu'avec l'oreille : cela se touche, on en a pour son argent. Proposez donc, et neuf fois sur dix vous vendrez l'accessoire visible, facile à poser, qui plaît et qui rapporte.

Contrôle de puissance.

Certains vieux postes n'ont pas de volume-contrôle. Il est bien facile d'en mettre un. Une méthode simple est indiquée par la figure 22 : c'est un potentiomètre de 10.000 à 20.000 ohms, non bobiné, placé entre

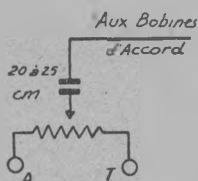


Fig. 22. — Volume-contrôle d'antenne.

antenne et terre, avec son curseur relié au fil qui partait de la borne d'antenne. Ce système a l'avantage de décharger toutes les lampes, quand on se règle sur un poste puissant ou rapproché. On le mettra de préférence à proximité des bornes A et T, par exemple, sur le côté du poste. Le potentiomètre sera blindé, avec blindage mis à la masse.

En basse fréquence, c'est tout aussi simple. Un potentiomètre de 0,1 à 0,5 mégohms, utilisé comme résistance variable, est branché entre la grille de la préamplificatrice et la masse.

Prise de pick-up.

Si le poste est muni d'une détection par binode, ce qui est le cas des appareils pas trop anciens, le montage est celui de la figure 23. Le retour

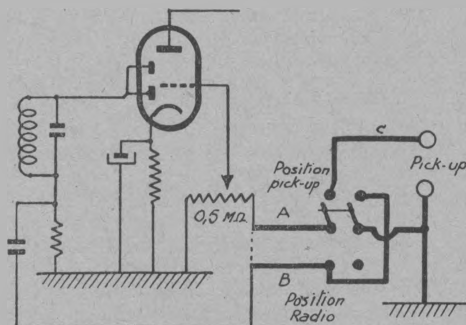


Fig. 23. — Prise de pick-up sur double diode-triode, ou ditétrode, ou binode.

de grille de la préamplificatrice est coupé à l'endroit pointillé, et on monte l'inverseur et les bornes, comme l'indique le trait gras. Les connexions A, B, C et D seront blindées et le blindage mis à la masse. On peut simplifier en supprimant l'inverseur : les douilles du pick-up sont branchées directement au potentiomètre. Mais l'inverseur permet d'éviter le débranchement du pick-up quand on veut écouter la radio. Faire les nouvelles connexions aussi courtes que possible.

Quant aux postes anciens, avec détectrice à réaction, les douilles de pick-up se branchent simplement l'une à la grille, l'autre à la cathode de la détectrice (ou au « moins filament » si la lampe n'a pas de cathode). Hâtons-nous de dire que les résultats ne sont pas fameux, la polarisation négative était absente à moins de polariser positivement la cathode à l'aide d'une résistance et d'un condensateur, comme d'habitude, cette résistance étant court-circuitée quand on écoute en radio.

Quand le poste est muni d'une détection anodique, le schéma est celui de la figure 24. Ici, la résistance de polarisation est remplacée par deux

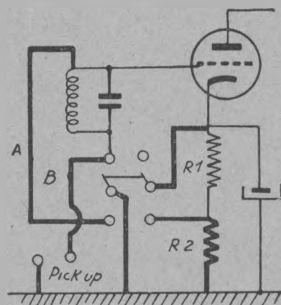


Fig. 24. — Pick-up sur détectrice anodique.

éléments, R_1 et R_2 (ce dernier valant à peu près 2.000 ohms). En position radio, toute la résistance est utilisée, ce qui place la lampe en fonctionnement à son point de courbure. En position « phono », la résistance R_1 est court-circuitée, il ne reste que R_2 en circuit, donc la polarisation est réduite. Suivant la lampe, on choisira les valeurs des résistances de manière à obtenir une détection et une amplification correctes.

La détection par double diode séparée demande un peu d'observation pour distinguer la diode détectrice de celle d'antifading. Le branchement est celui de la figure 25.

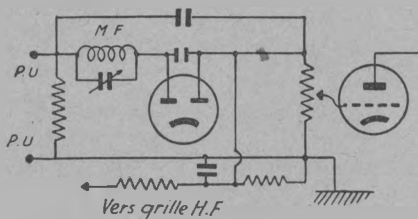


Fig. 25. — Pick-up sur double diode.

Prise de casque.

Il y a des sourds qui seront enchantés de cette addition et d'autres qui ne le sont pas, mais qui apprécieront quand même le casque pour

l'écoute des stations très faibles ou lointaines. Faites-leur faire un essai, et la prise est vendue, de même que le casque. La prise de haut-parleur n'est pas indiquée, car la puissance peut être trop grande et le haut-par-

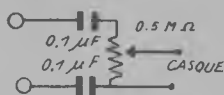


Fig. 26.

leur du poste continue à tonitruer. Néanmoins, la figure 26 indique le montage de l'adaptateur, dont les bornes se brancheront :

Soit aux bornes du haut-parleur supplémentaire,

Soit entre masse et plaque de la lampe finale,

Soit aux deux plaques d'un push-pull.

Il est bien préférable de monter le casque avec un jack, comme l'in-

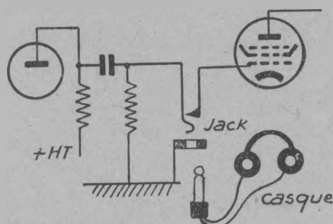


Fig. 27. — Adaptation d'un casque.

dique la figure 27, dans le circuit grille de la lampe finale, ce qui réduit le haut-parleur au silence pendant l'écoute au casque.

Haut-parleurs supplémentaires.

Ici encore, c'est enfantin : voyez la figure 28. On branchera soit

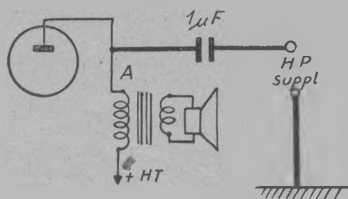


Fig. 28. — Haut-parleur supplémentaire.

un magnétique, soit plutôt un dynamique à aimant permanent. Le condensateur ne doit pas être un électrochimique. Voulons-nous réaliser la combinaison d'un haut-parleur grave et un « tweeter » aigu, qui, si les haut-parleurs sont bien choisis et séparés d'un mètre ou deux, donne un beau relief musical ? Notre dynamique supplémentaire sera, par exemple, un dynamique permanent de petit format et d'excellente qualité, et nous insérerons au point A une self pour arrêter les notes aiguës, de façon à obliger le haut-parleur du poste à se gaver de graves. Comme self, on peut utiliser un transfo dont on n'utilise qu'un enroulement. On procè-

dera par tâtonnements, c'est plus simple et plus sûr. Une solution plus élaborée est donnée par la figure 29, où la division des fréquences est assurée par un filtre.

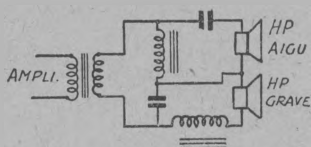


Fig. 29. — Diviseur de fréquences pour deux haut-parleurs.

Si le poste doit alimenter plusieurs haut-parleurs extérieurs (le sien étant débranché ou enlevé), le schéma est évident : le secondaire du transfo de sortie alimente les haut-parleurs en parallèle sur lui. Deux méthodes se présentent : ou bien les haut-parleurs n'ont pas de transfo individuel, et, dans ce cas, il faut des connexions en gros fil (2 millimètres de diamètre) avec un transfo de sortie abaisseur (environ 200/1), ou bien les haut-parleurs ont chacun leur transfo, et le câblage se fait en fil mince, et le transfo de sortie peut être de rapport 1/1. Mais il faudra calculer tout cela, en tenant compte des watts modulés disponibles, de l'impédance de charge de l'étage final et de celle des haut-parleurs, comme il est indiqué au chapitre *Sonorisation des salles*.

A aucun prix, ne sortez le transfo de sortie du poste pour le conduire avec son haut-parleur loin du récepteur. Les fils seraient parcourus par du continu à haute tension, ce qui vous obligerait à des isolements savants et pas toujours très sûrs. Sans compter que, si la lampe finale est une pentode, elle risque fort de perdre la vie en cas de rupture accidentelle d'un des câbles : car les électrons se concentreraient alors sur l'écran et auraient tôt fait de le porter au rouge.

Indicateur visuel.

Nous abordons maintenant les exercices de plus en plus violents : mettre un « œil », ce n'est pas difficile, mais il faut percer un trou dans la boîte... aïe ! et supporter le socket de l'indicateur cathodique par deux tiges filetées ou une équerre, afin que le fond du tube vienne se coller au trou. Comme on voit, c'est de la charpente et de la mécanique en perspective, à moins d'utiliser tout simplement un support spécial du commerce, qui permettra de saboter le trou.

Pour monter un indicateur visuel, il faut une détection diode permettant d'obtenir la tension négative de commande de l'indicateur. Le

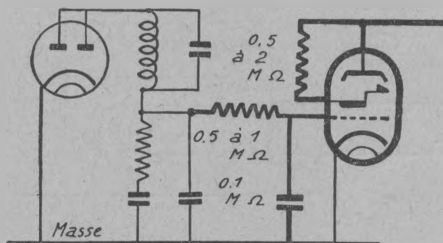


Fig. 30. — Indicateur d'accord avec diode.

schéma est alors celui de la figure 30. La tension de commande est prise à la résistance de charge de la diode.

Par contre, si la détectrice est une double diode-triode (ce qui est le cas le plus fréquent), le schéma sera celui de la figure 30 : on voit que

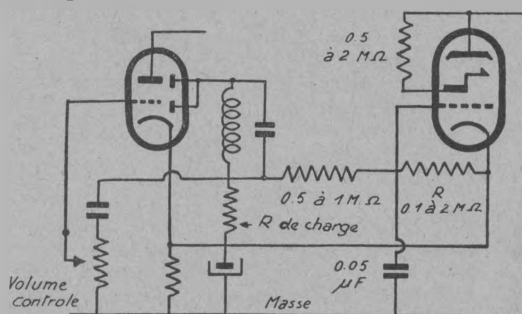


Fig. 31. — Indicateur d'accord avec double diode-triode.

la cathode de l'indicateur est reliée à celle de la détectrice, afin d'éviter que la tension de commande ne sature perpétuellement l'œil. La valeur de la résistance de réglage R sera déterminée très simplement en accordant le poste sur une station puissante. On modifie R jusqu'à ce que les secteurs d'ombre soient aussi réduits que possible.

Pour rester dans le cadre général, les schémas représentent un œil simple, tel que EM 1 ou ME 6. Mais il n'est pas superflu de rappeler qu'il existe aussi des indicateurs à double sensibilité, ainsi qu'une pentode basse fréquence combinée avec œil magique, le tube EFM 1.

Antifading ou A. V. C., ou V. C. A.

Pour monter un antifading sur un poste, il faut d'abord qu'il en vaille la peine, qu'il possède des lampes pentodes variable haute fréquence avec un très net excès de puissance. Sinon, autant vaudrait mettre des freins hydrauliques à une voiture à bras.

Nous savons comment fonctionne un antifading : la détection fait apparaître un courant continu d'autant plus fort que le signal est plus intense. On fait passer ce courant dans une résistance, ce qui fait naître à ses extrémités une différence de potentiel proportionnelle au courant, et la tension négative présente à une extrémité est appliquée à la grille

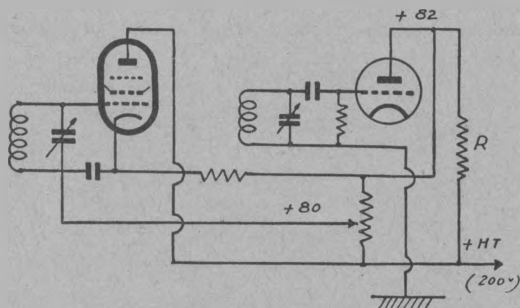


Fig. 32. — Antifading sur détection-grille.

d'une pentode variable, qui se désensibilise d'autant plus que la tension de commande est plus forte, donc que le signal est plus intense.

Plusieurs cas sont à prévoir, selon la détection :

a) *Détection-grille et détection par courbure* (détectrice à réaction et détection de puissance). — Bien que l'antifading ne soit pas impossible avec ces détecteurs, il est beaucoup plus simple de les remplacer par la détection diode, comme décrit plus loin. Le fonctionnement sera plus sûr que celui d'un antifading avec détection-grille, dont nous donnons néanmoins le schéma figure 32. On voit que la grille de la pentode est au même potentiel que l'anode de la détectrice (moins deux ou trois volts pour éviter le courant de grille), ce qui s'obtient par un potentiomètre. Un

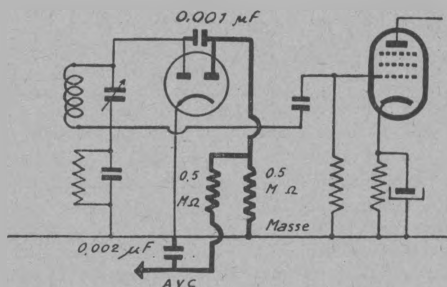


Fig. 33. — Antifading simple sur double diode.

signal intense fait monter la tension anodique de la détectrice, donc rend la grille de la pentode plus négative par rapport à sa cathode.

b) *Détection par diode-triode* (ou anciennes binodes ou ditétrodes). — Le schéma est celui de la figure 34.

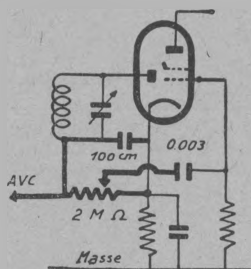


Fig. 34. — Antifading sur diode-tétrode, ou binode.

c) *Détection par double diode-triode ou pentode*. — Nous pouvons nous permettre de faire un A. V. C. retardé, c'est-à-dire n'agissant pas sur les signaux faibles qui conservent toute leur énergie. C'est en somme le même schéma que le précédent, à cette différence près que les fonctions des deux diodes sont séparées, comme dans la figure 35. On remarquera que la tension de polarisation de l'élément pentode est appliquée aussi à la diode, et la régulation se produit seulement quand le signal dépasse cette tension.

d) *Détection par EAB 1 (triple diode)*. — Avec ce tube, la détection

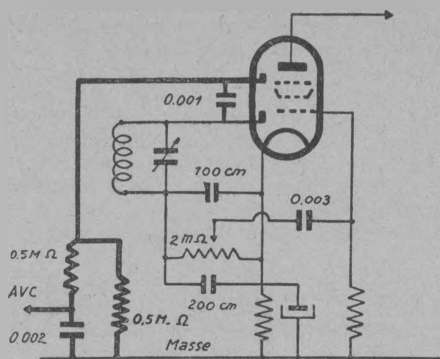


Fig. 35. — A. V. C. retardé sur double diode-triode ou pentode.

est assurée par un élément diode, une autre diode commande l'antifading et une troisième retarde l'antifading.

La figure 36 en donne le montage avec les valeurs importantes, en supposant une pentode MF à pente glissante. Les chiffres 100.000 et 8.000 constituant le diviseur de tension qui règle le seuil d'action de

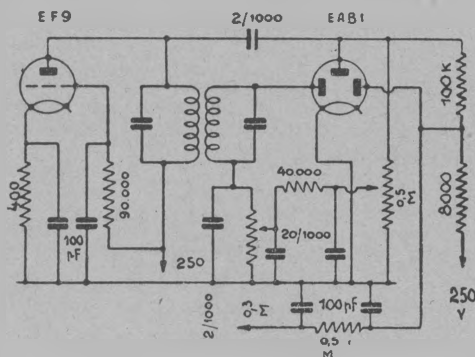


Fig. 36. — A. V. C. retardé.

l'A. V. C. ne peuvent être fixés exactement que sur le châssis, à tâtons. La EAB 1 peut se remplacer par une EBC 3, dont la grille et la plaque réunies forment la troisième diode.

Dans tous ces montages antifading, la tension de régulation est appliquée aux grilles (via bobinages et transfo haute fréquence ou moyenne fréquence) des lampes à pente variable. On pourrait aussi compléter l'action en agissant sur la changeuse de fréquence, mais avec risque de transmodulation.

Détection par diode.

Pour remplacer commodément une détection-grille par une diode, le plus simple est d'utiliser une double diode-triode ou pentode (par

exemple, ABC 1 ou 55). Le schéma est donné par la figure 37. Mais, comme l'intérêt de la substitution réside dans la possibilité d'adjoindre un œil magique ou l'antifading, mieux vaut choisir un des schémas précédents.

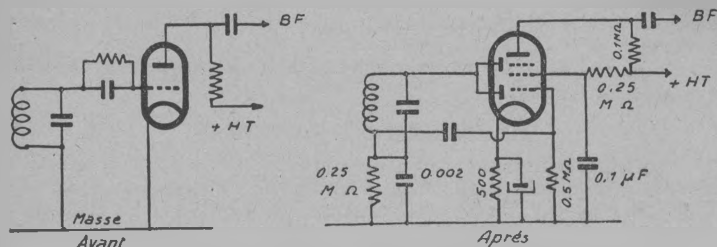


Fig. 37. — Transformation de détection.

Maintenant, si nous voulons limiter les frais, nous pourrions utiliser l'ancienne détectrice comme préamplificatrice basse fréquence, en lui mettant une diode comme détectrice. Nous polariserons la grille par une

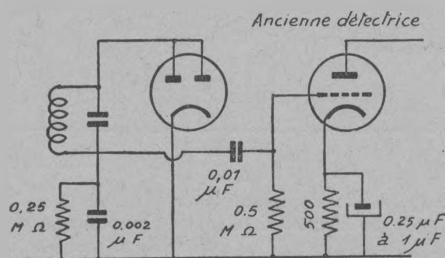


Fig. 38. — Transformation de détection.

cellule formée de $R = 500$ ohms, et $C = 0,25$ microfarad environ. La plaque diode (ou les plaques en parallèle) est attaquée comme l'ancienne grille, avec retour par résistance de charge, le tout suivant figure 37.

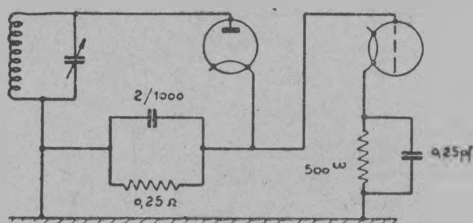


Fig. 39.

L'ancien C shunté de détection peut jouer le rôle de charge de la diode (fig. 38).

Blocs d'accord et blocs moyenne fréquence.

Signalons tout l'intérêt des blocs d'accord modernes permettant de transformer un poste au delà de toute expression. Ces blocs,

qui comprennent les bobinages P. O., G. O. et les gammes O. C, tout équipés, câblés et réglés, sont construits par plusieurs maisons et ne coûtent pas très cher. Certains même poussent le luxe jusqu'à se faire en fil divisé, sur carcasse en trolitul et noyau magnétique en fer haute fréquence. Faites-les suivre, si besoin est, d'un bloc moyenne fréquence aussi moderne, et voilà du beau travail facile qui justifie de confortables honoraires.

Enfin, rappelons les « blocs d'amélioration » décrits au chapitre : *Le Dépannage chirurgical*.

SILENCIEUX D'ACCORD

Étant donné un montage à détection diode (avec ou sans A. V. C.), comment y adjoindre un silencieux d'accord ? La chose est simple (fig. 40). En même temps qu'on relie la résistance de diode, *via* un condensa-

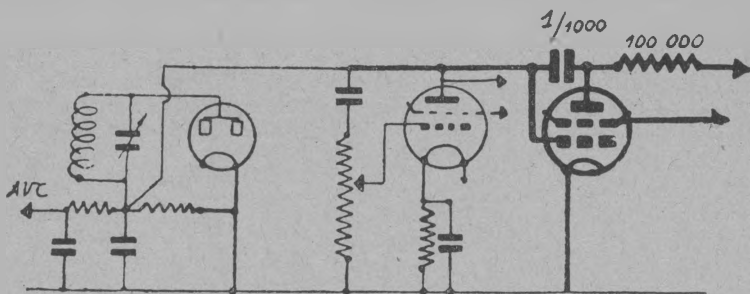


Fig. 40.

teur BF (de 20/1.000, par exemple), à la grille de la BF ou au volume-contrôle, on la relie *directement* à la grille d'une lampe pentode à pente fixe, non polarisée, et à travers 10 ou 20/1.000, à la plaque de cette même lampe, laquelle par ailleurs est montée avec 100.000 dans sa plaque et une

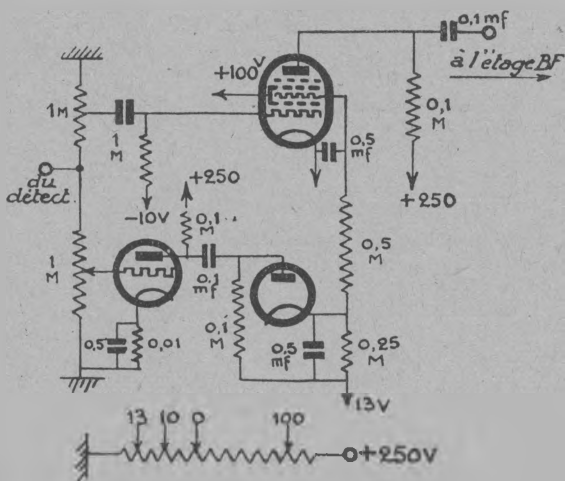


Fig. 41

tension écran bien fixe établie par diviseur de tension aux abords de 150 volts. La marche est simple : aux signaux HF faibles, la tension *continue* détectée est nulle, la tension grille de la silencieuse de même, et par suite son ρ est faible (30.000) et son courant plaque fort ; toute la musique est avalée par court-circuit dans elle. Aux fortes ondes porteuses, il y a forte polar de la silencieuse, laquelle reprend son fort C et se comporte comme une fuite de 100.000 ohms, faisant ainsi un léger *tone-corrector*.

CONTRASTEUR SONORE

Le contrasteur sonore est un montage de T. S. F. (ou de phono) destiné à amplifier inégalement. Ceci a pour but d'accroître les finesses et le relief sonore. Des questions de profondeur de modulation ou de gravure des disques empêchent de faire une différence suffisante entre « piano » et « forte ». L'expandeur y supplée en employant une hexode comme amplificatrice. Le son est détecté par une diode, laquelle, par son potentiel, agit sur la pente variable de l'hexode en modifiant la tension de la grille n° 3. Le signal à envoyer sur la grille G_1 ne doit pas excéder 1 volt. Le schéma est celui figure 39.

LES ANTENNES DE RÉCEPTION

Depuis que la T. S. F. a été commercialisée, il s'est toujours trouvé de purs philanthropes pour proposer au bon public, contre une honnête rétribution, de mirifiques appareils fonctionnant « sans antenne, ni terre ». Récemment, l'industrie de ces bienfaiteurs de l'humanité s'est enrichie d'ustensiles encore plus admirables : les « éliminateurs d'antennes », qui, sous les noms les plus divers, ont été vendus en quantité infinie à une infinité de gogos. Et, si ces purs chercheurs ne mettent pas leur puissante cervelle au cran d'arrêt, nous risquons fort d'être dotés prochainement d'un éliminateur de lampes, semblable en tous points à un cristal de galène, avec un éliminateur de haut-parleur formé d'un casque à deux écouteurs. Car toute cette soi-disant suppression d'antennes revient, en fin de compte, à faire fonctionner le poste sur cadre, sur antenne intérieure, sur le secteur ou la terre en guise d'antenne. Et les bobinettes des éliminateurs n'y changeront rien, car elles ne sont là que pour justifier la facture malgré leur petit air scientifique et indéfissable.

Sans doute, le cadre a toujours des défenseurs farouches. A notre avis, il doit être lui-même éliminé quatre-vingt-dix-neuf fois sur cent, malgré ses très intéressantes qualités directionnelles, et peut-être justement à cause d'elles. D'abord, il prend une place énorme à moins d'avoir une sensibilité ridicule. Ensuite, il réclame une manœuvre supplémentaire d'orientation. Enfin, il est placé au centre des circuits électriques de l'immeuble, c'est-à-dire aux meilleures loges pour recueillir les parasites, à moins d'utiliser les cadres blindés compensés, chers et peu sensibles.

Nous en dirons autant des antennes d'intérieur et de la terre comme antenne : trop de parasites, trop peu de sensibilité aux ondes utiles ; tout cela ne peut être toléré que pour la réception des émetteurs rapprochés. Quant à l'antenne-secteur, c'est la plus belle source de friture et de crachements qu'il est possible d'imaginer.

En définitive, rien ne remplace une bonne antenne dans l'état actuel de la science. Même le poste le plus perfectionné, quel que soit le nombre de ses lampes, vous manifestera magnifiquement sa reconnaissance si vous lui faites cadeau d'une antenne digne de ce nom. A plus forte raison le poste populaire, auquel une bonne antenne est aussi indispensable que l'air aux poumons.

Laissons donc aux naïfs, qui savent tout sans avoir rien appris, l'opinion que l'antenne est un vestige démodé du temps des fonds de panier. Et voyons comment fonctionne une antenne et comme on en tire la quintessence.

Qu'est-ce qu'une antenne ?

Vous savez ce que c'est qu'un transformateur : un conducteur appelé primaire, parcouru par un courant variable, produit un champ magnétique variable. Un conducteur appelé secondaire, placé dans ce champ, devient le siège d'un courant induit, créé par les variations du champ magnétique, et ce courant reproduit les variations du courant primaire. Eh bien ! un transformateur n'est autre chose qu'un système complet de

T. S. F., dans une certaine mesure. Le primaire, c'est l'antenne émettrice, le secondaire est l'antenne réceptrice, le circuit relié au secondaire est le poste récepteur. Si j'éloigne de plus en plus le secondaire du primaire, le courant induit devient plus faible, *mais il ne cesse pas d'exister*. De même, si je développe le secondaire jusqu'à en faire un fil rectiligne, il sera toujours soumis à l'induction du primaire, et il y naîtra des différences de potentiel variables, minuscules sans doute, mais décelables à l'aide d'appareils très sensibles. Le secondaire de mon transformateur est devenu une antenne. Nous pouvons faire subir le même sort au primaire : à la condition de créer des tensions rapidement variables dans le primaire devenu simple fil rectiligne, il induira des tensions microscopiques, mais semblables, dans un autre fil récepteur. Par exemple, le bout du fil peut être réuni à la terre, ce qui lui donnera le potentiel zéro. A l'autre bout, nous créerons un potentiel variable : le même phénomène se reproduira dans le fil récepteur ou antenne réceptrice, qui sera parcourue par un courant microscopique variable. Nous aurons donc transporté sans fil de l'énergie d'une antenne à l'autre. Et le rendement de l'opération dépendra de la fréquence des variations de tension dans l'antenne primaire, de l'importance de ces variations, de la distance et... de bien d'autres choses encore.

Car ceci, bien entendu, n'est qu'une explication simpliste, dans laquelle nous avons volontairement négligé la théorie du rayonnement électromagnétique, les équations de Maxwell, l'ionisation, etc., qui remplissent de gros bouquins du plus haut intérêt pour ceux qui sont capables de les lire. Sans faire appel au calcul transcendant, tâchons d'approfondir la question, car toute la radio en dépend.

Nous avons dit qu'un conducteur ouvert peut être parcouru par un courant si nous le plaçons dans un champ magnétique variable. Voilà qui choque les notions élémentaires d'électricité ! Nous pensions qu'un courant ne pouvait naître que dans un circuit fermé, et vous nous dites le contraire ! Eh bien ! notre conducteur est fermé sans en avoir l'air. Regardez la figure 1 *a*. Elle représente une antenne verticale reliée à la terre par un bout. Mais la partie supérieure de cette antenne constitue, avec le sol, un condensateur dont l'air est le diélectrique, et tout se passe comme si une infinité de condensateurs minuscules reliaient l'antenne au sol : c'est la *capacité répartie* de l'antenne. Donc, la figure 1 *a* est équivalente à la figure 1 *b*, où ces petits condensateurs sont remplacés par un

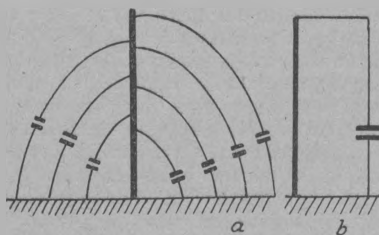


Fig. 1.

seul. Si bien que notre conducteur dit ouvert est en réalité un *circuit fermé par la capacité répartie entre l'antenne et le sol*. Rien ne s'oppose donc à ce que l'antenne soit le siège d'un courant induit, du moment que la fréquence est assez élevée pour que la résistance fictive due à la capacité (ou capacitance) soit assez faible.

Il en est de même à l'émission. Créons dans l'antenne une différence

de potentiel variable à haute fréquence, par une source S : l'antenne sera parcourue par un courant à haute fréquence, grâce à la capacité répartie qui ferme le circuit. Or tout courant engendre dans son voisinage un

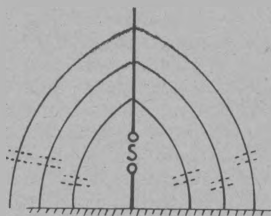


Fig. 2.

champ magnétique en phase avec lui, c'est-à-dire qu'il s'annule quand le courant s'annule, deux fois par période. Mais ce champ n'est autre chose que de l'énergie en conserve (1) : quand le courant s'annule, le champ, en s'annulant, induit un courant dans le conducteur qui l'a engendré : c'est l'extra-courant de rupture, qui se traduit par une étincelle chaque fois qu'on coupe un courant électrique.

Le champ n'envahit pas brusquement l'espace, il se propage, en partant du fil, à la vitesse de la lumière. De même, quand il s'annule au moment où le courant s'annule, cette annulation se produit d'abord tout contre le conducteur, et elle gagne de proche en proche. Comprenez bien : l'énergie emmagasinée par le champ s'est mise en route, quittant l'antenne quand le champ se crée, et elle y revient quand le champ s'annule, *mais avec un certain retard*, parce que son voyage lui demande du temps. Mais si, au moment où l'énergie, revenant de loin, arrive à l'antenne, celle-ci est déjà parcourue par une nouvelle impulsion du courant qui crée un nouveau champ, donc expédie de nouveau l'énergie, l'énergie ne peut plus rentrer au bercail, car la place est prise. La voilà libérée dans l'espace, sous forme d'un champ magnétique qui se propage. Nous pouvons même supprimer le courant dans l'antenne : les ondes d'énergie déjà expédiées ont maintenant leur existence propre, et elles se propageront jusqu'à ce qu'elles soient absorbées. C'est le rayonnement, de l'énergie détachée de la matière et voyageant dans l'espace.

Ainsi, le rayonnement n'est autre chose que l'énergie du champ magnétique qui n'a pas eu le temps de revenir s'annuler en créant un courant inverse dans l'antenne, parce qu'elle s'en était trop éloignée. On conçoit que plus on augmentera la fréquence du courant alternatif de l'antenne, moins le champ formé aura de temps pour revenir s'annuler, et plus grande sera la proportion d'énergie rayonnée.

Mais..., direz-vous, quand une de ces ondes magnétiques qui voyagent s'annule, pourquoi se reforme-t-elle à la même fréquence, puisqu'il n'y a plus de courant à proximité pour lui donner naissance ? Car, enfin, il y a bien une annulation toutes les demi-périodes...

C'est ici que les choses deviennent merveilleuses !

Voyez la figure 3. Quand un champ alternatif traverse une boucle d'un conducteur, il y induit un courant de même fréquence. Et si nous

(1) L'énergie emmagasinée par un champ a pour formule :

$$W = \frac{H^2 \mu}{8 \pi} \text{ ergs par centimètre cube,}$$

H étant la valeur du champ en gauss, μ la perméabilité = 1 pour l'air

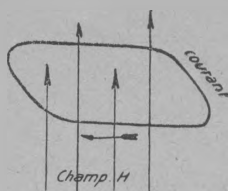


Fig. 3.

supprimons le conducteur ? Eh bien ! le courant se formera quand même, sans conducteur ! Car un courant n'est pas formé par un fil de cuivre, mais par un déplacement d'électrons, et, si vous vous êtes donné la peine de lire le chapitre *L'Électricité en raccourci*, vous savez que les électrons n'ont pas besoin de matière pour exister, puisqu'ils sont des ondes stationnaires de l'éther. Ces courants sans support matériel s'appellent *courants de déplacement*. Ils enveloppent tout champ magnétique oscillant : dès que le champ s'annule, une force électromotrice perpendiculaire à la direction du champ prend naissance et forme un courant de déplacement de même fréquence qui recrée le champ. Donc, le champ en s'annulant recrée le courant, et le courant en s'annulant recrée le champ. N'est-elle pas admirable, cette loi de ce que nous appelons la Nature, qui fait jaillir la vie de la mort et qui forme tout, même la Radio, avec le néant ?

Ce rayonnement, on l'a baptisé onde électromagnétique, car les courants de déplacement qui accompagnent le champ magnétique se propagent comme lui à la vitesse de la lumière et oscillent comme lui. Le champ magnétique et le champ électrique ne peuvent exister l'un sans l'autre dans le rayonnement, et encore faut-il qu'ils soient créés l'un par l'autre. Si nous faisons à part, dans l'espace, un champ magnétique oscillant et un champ électrique également oscillant, nous aurions beau les synchroniser, ils ne formeraient pas le rayonnement, qui est de l'énergie voyageant sans support, en ne suivant même pas la loi du carré des distances comme le font chacun des champs. Une onde électromagnétique est une chose presque vivante, dont les deux champs magnétique et électrique sont père et fils l'un de l'autre. Ils ne peuvent exister l'un sans l'autre.

Rayonnement polarisé.

Le rayonnement électromagnétique, avons-nous dit, voyage à la vitesse de la lumière. Bien mieux : c'est de la lumière, mais à très grande longueur d'onde, ou, si vous préférez, à fréquence beaucoup plus basse. Comme la lumière visible, le rayonnement hertzien peut être réfléchi, réfracté, dirigé.

L'antenne verticale de la figure 2 émet un rayonnement dont la composante électrique est perpendiculaire à la terre : on dit que le rayonnement a une polarisation verticale. Si on transmettait un rayonnement polarisé horizontalement, donc tel que sa composante alternative électrique s'étende à la surface du sol, ce champ serait rapidement court-circuité, car la terre est conductrice, et le rayonnement serait vite éteint, faute de composante électrique. Au contraire, la polarisation verticale est désirable, car la portée est plus grande. C'est une des raisons pour lesquelles les antennes modernes des postes émetteurs sont formées d'un conducteur vertical. Nous verrons que c'est aussi l'une des meilleures solutions de l'antenne de réception.

Or l'antenne émet son rayonnement en tous sens, quoique certaines directions soient favorisées par certains types d'antennes. Une partie de ce rayonnement atteint directement l'antenne réceptrice, c'est la plus constante, car elle n'est pas affectée par l'heure de la journée. Malheureusement, la proximité du sol atténue rapidement ce rayonnement direct, surtout en ondes courtes, si bien que la réception en rayonnement direct n'est assurée que pour les ondes longues, ou à courte distance pour les ondes courtes. Et c'est dommage, car les réceptions les plus stables sont obtenues par le rayonnement direct.

Mais une partie du rayonnement est émise vers le ciel, tout comme une bombe envoie ses éclats autour d'elle. Or il existe dans la haute atmosphère une couche de gaz ionisés par le rayonnement solaire, c'est-à-dire rendus conducteurs de l'électricité (1). Cette couche qui entoure la terre agit comme un miroir à l'égard du rayonnement : il le rabat vers la terre en le réfléchissant, ou bien il le réfracte. C'est ainsi qu'on voit en figure 4 que le rayonnement 1 très incliné de l'antenne d'émission subit

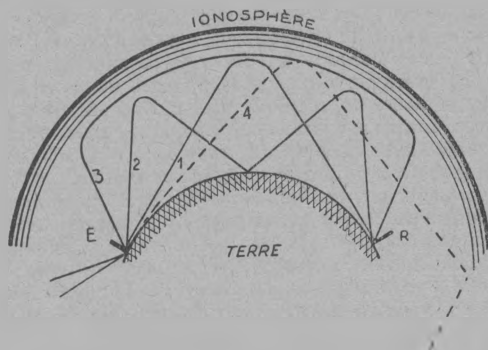


Fig. 4. — Comment l'ionosphère réfléchit ou conduit par réfraction le rayonnement électromagnétique.

deux réflexions sur la couche ionisée (dite ionosphère) et le rayonnement 3, moins incliné encore, longe l'ionosphère jusqu'à ce qu'il puisse s'échapper.

Cette ionosphère est un mauvais miroir, variable suivant l'activité du soleil, sujet à des orages qui le bouleversent : aussi les ondes ainsi réfléchies sont-elles fantasmagoriques, et, en outre, elles interfèrent les unes avec les autres, ce qui cause des distorsions et du fading. Mais elles renforcent considérablement les réceptions à longue distance, et ceci compense cela (2).

Antennes accordées.

Tout comme un circuit oscillant, l'antenne présente une capacité (la capacité répartie) et une self (observons que, par sa capacité avec le sol, elle constitue une bobine à une spire). Par conséquent, elle a une fréquence

(1) Il y aurait même plusieurs couches superposées, dont les deux principales, à 100 et 200 kilomètres de hauteur, la couche de Heaviside et la couche d'Appleton.

(2) Les chemins parcourus par l'onde réfléchie et par l'onde directe ne sont pas de même longueur. Si elles sont en phase en arrivant à l'antenne réceptrice, elles se renforcent ; sinon, elles s'annulent : c'est le fading.

d'oscillation propre. Si nous l'excitons avec un courant alternatif reproduisant cette fréquence, ou un harmonique, l'antenne vibrera en résonance. Et nous savons que, lorsqu'il y a résonance, les oscillations peuvent prendre une très grande amplitude, parce que la réactance s'annule et qu'il ne reste plus que la résistance ohmique. C'est pourquoi les antennes d'émission sont presque toujours accordées sur l'onde à transmettre et que certaines antennes de réception le sont aussi : à ce moment, le rendement est maximum.

Pour bien comprendre ceci, considérons la figure 5, qui représente

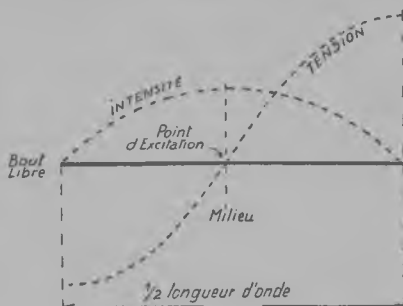


Fig. 5. — Antenne horizontale oscillant en demi-onde.

une antenne horizontale vibrant « en demi-onde ». La théorie et l'expérience enseignent que, tout comme dans un tuyau d'orgue, des ondes stationnaires (1) de courant et de tension se produisent dans une antenne accordée, c'est-à-dire que la tension, qui est nulle au milieu, croît progressivement jusqu'aux extrémités, tandis que l'intensité fait l'inverse, comme le schématisent les pointillés de la figure 5. Pour exciter une telle antenne, nous produirons donc une intensité oscillante en son milieu, au « ventre d'intensité » : c'est à ce ventre que nous placerons la bobine de couplage avec l'oscillateur chargé de produire le courant à haute fréquence. On voit que l'intensité est décalée d'un quart de période par rapport au voltage.

La figure 6 représente une antenne verticale reliée au sol par sa

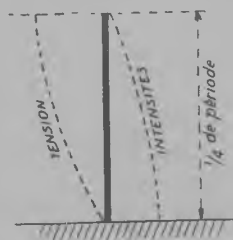


Fig. 6. — Antenne verticale oscillant en quart d'onde.

(1) Rappelons qu'une onde stationnaire se produit lorsque l'onde d'excitation voyage jusqu'au bout de l'antenne et se trouve renvoyée en sens inverse, le bout de l'antenne agissant comme un miroir grâce au brusque changement d'impédance dû à l'ouverture du circuit. Dans une antenne accordée, l'onde réfléchie est en phase avec les ondes incidentes successives et leur résultante est une onde stationnaire, une onde figée le long de l'antenne. L'antenne « demi-onde » est assimilable à un tuyau ouvert.

base et oscillant en quart d'onde. Naturellement, comme la terre est au potentiel zéro, la tension est nulle en bas de l'antenne. A la résonance, il se produira également une réflexion de l'onde voyageuse sur l'extrémité qui agit comme un miroir, et il s'établira une onde stationnaire, avec un ventre d'intensité en bas et un ventre de tension en haut, la distribution de l'intensité et de la tension le long de l'antenne ayant lieu comme l'indique la figure. Puisque le ventre d'intensité est en bas, c'est donc là que nous injecterons le courant de haute fréquence qui fera résonner notre antenne.

Une antenne peut aussi osciller « en harmoniques », c'est-à-dire à une fréquence double, triple, quadruple... de la fréquence fondamentale, donc en émettant ou en recevant une onde deux, trois, quatre, ... fois

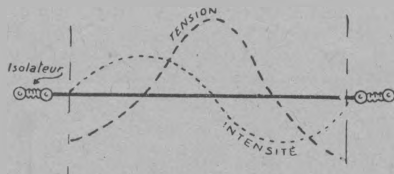


Fig. 7. — Antenne horizontale vibrant en harmonique 2 (longueur d'onde moitié fréquence double).

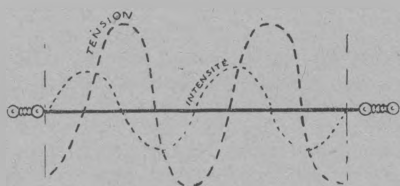


Fig. 8. — Antenne verticale vibrant en harmonique 4 (fréquence quadruple).

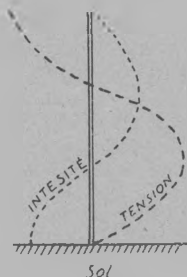


Fig. 9. — Antenne verticale vibrant en harmonique 3 (fréquence triple).

plus courte. Les figures 7, 8 et 9 montrent la répartition des tensions et des intensités.

Il va de soi que, si une antenne accordée est frappée par l'onde de son accord, elle entrera en résonance et deviendra le siège de courants beaucoup plus intenses et de différences de potentiel beaucoup plus grandes que dans une antenne non accordée, ce qui se traduit par une réception très nettement améliorée. C'est pourquoi les antennes accordées jouissent d'une grande faveur pour la réception des ondes courtes.

La hauteur effective d'une antenne.

Il est évident que la partie la plus active d'une antenne de réception est celle qui se trouve la plus éloignée du sol, car les lignes de force qui joignent ses différents points à la terre sont plus longues et embrassent un espace plus important (fig. 10). Or cet espace embrassé par les lignes

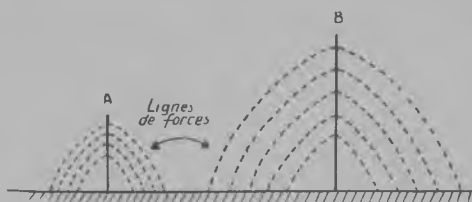


Fig. 10. — Les lignes de force de l'antenne B sont plus développées que celles de l'antenne A.

de force constitue le terrain de chasse de l'antenne : plus il sera grand, meilleure sera la captation. Donc, une bonne antenne apériodique (1) doit être aussi haute que possible.

Mais cette hauteur, ce n'est pas seulement l'éloignement du sol : c'est aussi l'éloignement des conducteurs qui y sont reliés. Si mon antenne monte à 20 mètres au-dessus de la rue, j'ai tout lieu d'être content, à moins qu'elle ne s'approche trop d'une gouttière ou d'un arbre, car alors sa « hauteur effective » n'est plus que sa distance à ce conducteur relié au sol (fig. 11). Le simple examen de la figure montre que la présence de

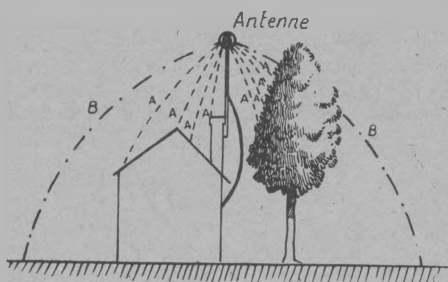


Fig. 11.

- A. Lignes de force réelles ;
- B. Lignes de force en l'absence de la maison ou de l'arbre.

ces conducteurs (toit en zinc, poutrelles, fers à béton, arbres) raccourcit singulièrement les lignes de force et réduit le « coup de dents » de l'antenne dans l'éther. Le brave homme qui se félicite d'être au cinquième étage, en se figurant que son antenne intérieure a « une bonne hauteur », se fait de douces illusions sur son efficacité : la hauteur effective est tout juste égale à la distance qui sépare son antenne des plus proches conducteurs reliés à la terre, c'est-à-dire les canalisations, les ferrailles des murs, la cage de l'ascenseur... Heureusement, cette antenne si peu « haute »

(1) Une antenne apériodique est une antenne non résonnante, donc sans préférence pour certaines longueurs d'onde. Par exemple, sa fréquence propre est en dehors des fréquences qu'on cherche à recevoir.

peut avoir la chance d'être couplée par capacité avec d'autres masses conductrices pratiquement isolées du sol, et avec le secteur, ce qui augmente un peu sa hauteur effective au prix d'autres embêtements.

La terre comme antenne.

Mais alors, dira le lecteur attentif..., d'où vient que j'entends très bien sans aucune antenne, bien mieux : en mettant la prise de terre directement à la borne antenne, avec rien du tout à la borne terre ? Ici, ma hauteur effective, dont vous nous vantez les bienfaits, devient rigoureusement égale à zéro !

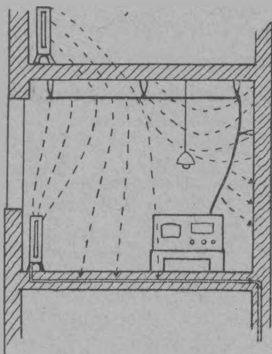


Fig. 12. — Les lignes de fuite d'une antenne d'intérieur.

Pas précisément, car le châssis d'un poste est capacitivement réuni à la terre par le fil neutre du secteur (lequel est mis à la terre au poste de transformation). Donc, la borne « terre » est toujours à la terre, mais par un long fil suivant un trajet sinueux. Si nous mettons la borne

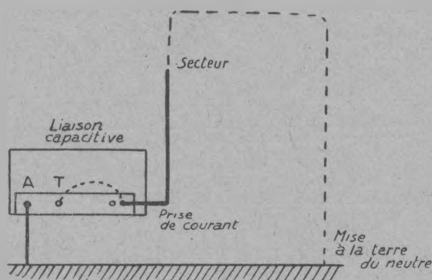


Fig. 13. — Fonctionnement avec la terre en guise d'antenne.

« antenne » à notre prise de terre, tout se passe comme si nous avions branché, entre l'antenne et la terre de notre poste, un très grand cadre à une spire, la terre formant une portion de cette spire. Un cadre très amorti, très biscornu, mais nous recevons sur cadre, tout simplement ! et d'autant mieux que nous habiterons plus près des combles. Mais un tel « cadre » reçoit admirablement les parasites, puisqu'il est en partie formé par un fil du secteur.

Antennes directives.

Toutes les antennes ont des propriétés directives, qu'on peut exalter en combinant judicieusement les caractéristiques. Par exemple, l'antenne « demi-onde » favorise la direction qui lui est perpendiculaire. Comme les antennes directives n'intéressent guère que les émetteurs, nous glisserons sur ce sujet et nous nous bornerons à constater que, pour la radio ordinaire, la meilleure antenne est celle qui n'est pas directive du tout, car elle permet de recevoir sans manœuvre supplémentaire d'orientation les émetteurs des quatre points cardinaux.

LES ANTENNES INTÉRIEURES

Malgré la condamnation sans circonstances atténuantes dont elle est frappée, l'antenne intérieure est si facile à installer qu'elle est la plus répandue dans les villes. Alors, autant nous en occuper d'abord, n'est-il pas vrai ? et voir ce qui peut l'améliorer.

Une conduite de gaz, un sommier métallique, voire le corps humain peuvent, à la rigueur, servir d'antenne. Mais une antenne plus sérieuse ne marche pas plus mal.

Trois directives doivent guider l'érection d'une antenne d'intérieur :

1° S'éloigner de toutes les masses métalliques en liaison avec la terre ou la maçonnerie : eau, gaz, chauffage central, ferraille du béton armé, cage d'ascenseur, gouttière, etc. ;

2° Mettre beaucoup de fil très développé, pour utiliser au maximum la surface d'un plafond ou d'un mur ;

3° Choisir la solution qui donnera le plus de hauteur effective : donc, si nous avons la possibilité d'atteindre le grenier ou une pièce au-dessus de celle où se trouve le récepteur, il ne faut pas hésiter à profiter de l'aubaine.

Il existe dans le commerce des bandes décoratives formées d'un isolant porteur de fil qu'on cloue au mur comme un galon. Mais mieux vaut tendre un fil isolé de 8/10 à 3 centimètres du mur ou du plafond, en le supportant soit par des piliers isolants, soit par un haubanage en

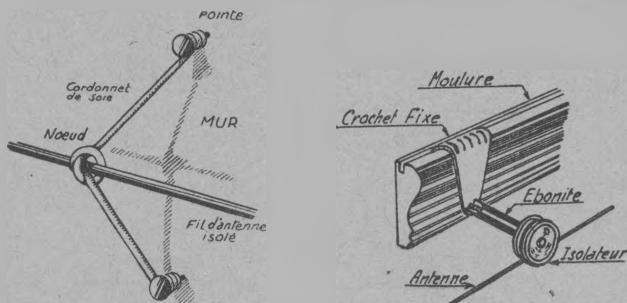


Fig. 14. — Fixation d'antenne d'intérieur par ponts de soie et crochets.

soie ou en caoutchouc (fig. 14). En passant, signalons que le fil ordinaire sera très avantageusement remplacé par du fil divisé (*litzendraht*), qu'on trouve actuellement partout (1).

(1) Voir également le chapitre *Du neuf avec du vieux*.

Quelle forme faut-il donner à l'antenne d'intérieur ? Elle importe peu, mais il faut se mettre dans l'esprit que l'antenne, telle une racine, aspire en quelque sorte les ondes autour d'elle. Donc, si possible, elle ira se promener dans plusieurs pièces en enfilade, en s'isolant bien aux traversées des cloisons, elle sera tendue aussi loin du mur que possible (au moins 1 centimètre), elle se repliera en bordure grecque au besoin pour exploiter tout un mur ou un plafond, avec des plis distants d'au moins 60 centimètres, ou bien elle formera une nappe si l'esthétique le permet (fig. 15). Les figures 16 et 17 indiquent comment on peut exploiter un

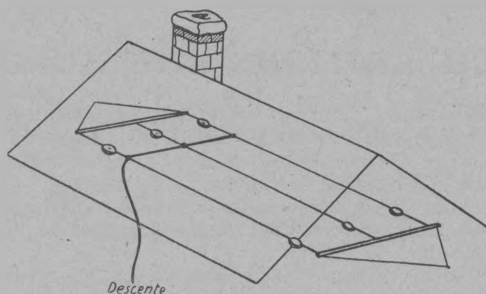


Fig. 15. — Antenne sous grenier.

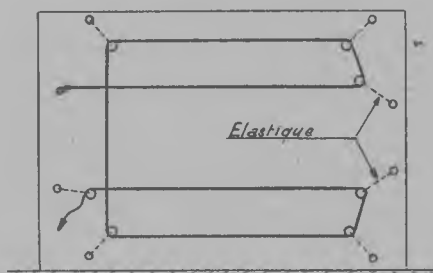


Fig. 16. — Antenne Intérieure sur mur ou plafond

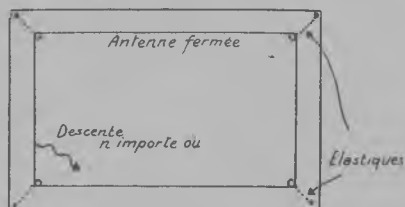


Fig. 17. — Antenne Intérieure bouclée.

mur ou un plafond. Le fil de descente sera considéré comme faisant partie de l'antenne, il arrivera donc à un isolateur, d'où il se rendra au poste.

Mais, surtout, il faut éviter comme la peste la proximité et le parallélisme avec les fils d'éclairage ou de sonnerie qui sont les pires ennemis de votre audition, ainsi que les tuyaux d'eau ou de gaz qui « pomperaient »

votre antenne. N'en approchez à moins de 50 centimètres que sur une très petite longueur, croisez-les toujours à angle droit. Toutefois, si vous êtes obligé de vous approcher d'un fil électrique, vous avez la ressource de blinder votre antenne à cet endroit, en utilisant en ces parages dangereux un bout de descente blindée d'antenne dont vous mettrez le blindage à la terre.

Et souvenez-vous que les bons contacts font les bonnes auditions, — que 1 centimètre de soudure vaut mieux que 1 décimètre de torsade — et que 2 mètres d'antenne dans un éther propre sont préférables à 10 mètres dans un éther sale.

Malgré tous vos soins, cependant, la meilleure antenne d'intérieur, à moins d'habiter loin de toute distribution dans un pays sans moteurs, n'est jamais qu'un pis aller, bonne tout au plus en attendant mieux.

L'ANTENNE EXTÉRIURE

Il y a mille et une formes d'antennes extérieures, qui toutes valent mieux que l'antenne intérieure. Toutefois, nous n'étudierons que celles qui intéressent l'amateur de programmes, et nous voici arrivés à faire la sélection suivante :

- a) Antenne courante, en L, en T, à nappe ou à cage d'écureuil ;
- b) Antenne à capacité terminale et descente blindée ;
- c) Antenne verticale à descente blindée ou transformateur ;
- d) Antenne doublet ou dipole.

Antenne extérieure courante.

Nous en dirons peu de chose, car tout le monde la connaît : un fil simple ou multiple, aussi élevé que possible, avec un conducteur de descente qui peut être son prolongement. La matière de choix est le câble de bronze non étamé, $7 \times 7 \times 0,25$ millimètres, ou sept fois 0,7 millimètre, quoique un fil simple de 12/10 convienne parfaitement. Les isolateurs seront assez développés pour ne pas être court-circuités par la moindre pluie. On évitera les nœuds, et, si l'on est obligé de faire des épissures, elles seront longues, serrées et soudées soigneusement.

Un simple fil suffit du moment qu'il est haut et bien dégagé de toutes masses métalliques, lui et sa descente. Il n'y a pas grand'chose à gagner

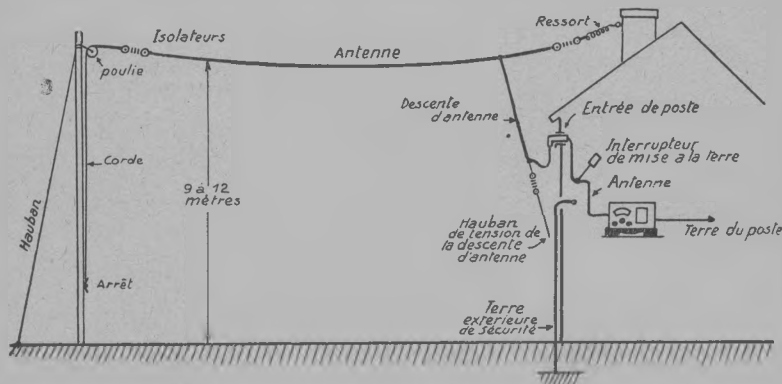


Fig. 18. — Installation type d'une antenne normale.

en torturant votre aérien en nappe, en V, en prisme ou de toute autre manière. Dites-vous bien que les ondes n'ont pas le même goût que nous, et qu'une belle antenne bien décorative n'est pas forcément celle qui leur plaira le mieux. Le temps et la matière ainsi dépensés seraient plus utilement employés à donner de la hauteur à l'antenne, surtout à l'extrémité opposée à la descente. Quant à la longueur, pour une antenne P. O.-G. O., elle variera entre 10 et 40 mètres. Bien entendu, on fuiera comme la peste les fils électriques.

La figure 18 montre une antenne normale. On voit qu'elle est munie d'une poulie pour faciliter sa tension et permettre sa visite, qu'un ressort de tension est prévu pour éviter la rupture par les bourrasques (ressort en bronze avec ficelle goudronnée de sécurité empêchant une extension trop grande), que la descente est tendue par un hauban pour éviter les mouvements désordonnés par mauvais temps, que l'entrée se fait par une pipe empêchant l'introduction de l'eau et qu'une boucle est prévue avant l'entrée pour éviter les suintements. Un interrupteur permet, par temps d'orage, de mettre l'antenne à la terre, *mais autant que possible à une terre extérieure et non à une conduite d'eau intérieure*. On perfectionnera encore cette protection contre la foudre en installant un *parafoudre*, de préférence à l'extérieur. Il en existe de remarquables, constitués par une lampe au néon dont les électrodes sont des peignes se faisant face. Mais, à défaut, vous en ferez un vous-même, avec deux peignes parafoudres à dents très longues (pour éviter la capacité si gênante en ondes courtes), un fusible genre Gardy et une lampe au néon. En cas de coup de foudre, le fusible saute et l'arc passe entre les peignes. En cas de surtension dangereuse, c'est la lampe au néon qui décharge l'antenne (fig. 19). Répétons que la prise de terre de sécurité doit se trouver le plus près possible, avec le trajet le plus direct, sans coudes ni mauvais contacts, et que cette prise

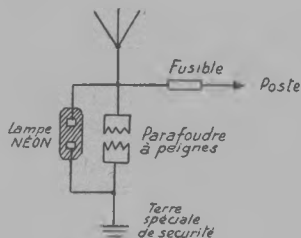


Fig. 19.

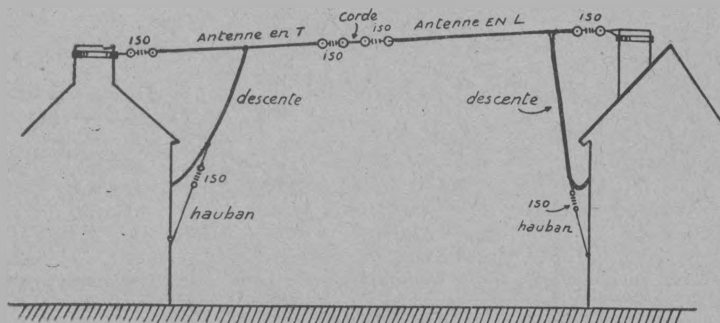


Fig. 20. — L'antenne commune entre deux voisins.

de terre doit être extérieure à la maison (plaque enterrée, puits). Bien entendu, le parafoudre extérieur sera protégé contre la pluie. Les peignes seront assez rapprochés pour laisser passer le courant à partir de 400 volts, et la lampe au néon à partir de 100 volts environ. Nous noterons cependant l'importance, surtout en O. C., de la réduction des capacités parasites entre l'antenne et la terre. Le matériel parafoudre sera donc choisi avec soin, les isolateurs d'antenne seront à faible capacité, l'entrée de poste se fera, chaque fois qu'il sera possible, par un trou percé dans l'encadrement de la fenêtre, avec descente bien éloignée du mur. Combien de récepteurs fonctionnant mal en O. C. ne doivent leur paralysie qu'à une antenne mal établie !

Avant de quitter le chapitre de l'antenne courante, signalons qu'entre deux maisons voisines on peut tendre très commodément deux antennes avec deux points d'appui seulement. La figure 20 montre que la bonne entente entre voisins vaut mieux que les mâts les plus perfectionnés.

L'antenne à capacité terminale.

L'antenne courante a rendu de grands services et procure toujours d'excellentes auditions aux veinards qui ont beaucoup de place, loin des parasites. Mais tout le monde n'a pas les moyens d'installer des mâts avec 40 mètres de fil plus ou moins horizontal. D'autre part, les parasites industriels et domestiques se multiplient avec une rapidité inquiétante. Dans ces conditions, mieux vaut abandonner l'antenne courante plutôt que de l'ériger comme le montre la figure 21, à 1 mètre d'un mur, au-

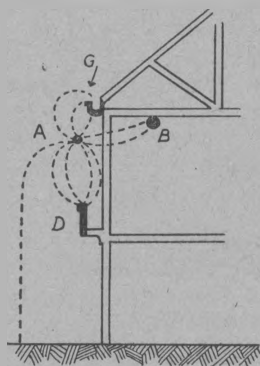


Fig. 21. — Une antenne « extérieure » qui ne vaut guère mieux qu'une intérieure.

dessus d'un balcon métallique, près d'une gouttière ou de voisins du même genre.

Actuellement, le modèle le plus en vogue, quand on a plus de parasites que d'espace, c'est l'antenne à capacité terminale. Elle n'exige que peu de travail de l'installateur, qui n'a quelquefois qu'à sortir sa précieuse personne par la lucarne, pas plus loin que la ceinture, et en passer une autre (ceinture) autour de la cheminée voisine. Le principe qui préside est le suivant : prendre une masse métallique de dimensions assez réduites constituant une capacité *ponctuelle* concentrée (par opposition à l'antenne horizontale qui constitue une capacité répartie) ; — mettre cette capacité à quelques mètres au-dessus de la toiture, de telle manière qu'elle surplombe le « brouillard de parasites » créé par les champs électriques à courte portée qui rampent et foisonnent sur toutes les masses conduc-

trices de nos immeubles modernes; — et amener jusqu'à la borne antenne du poste les ondes captées par ladite capacité sans qu'elles se polluent ou s'évanouissent en traversant le brouillard mortel.

De là résulte l'anatomie de notre antenne: *primo*, une belle pièce métallique ajourée, qui peut prendre toutes les formes qu'on voudra: panier à salade, sphère, hérisson, pinceau, parapluie désentoilé ou toute autre plus intelligente, ou moins, aucune importance; *secundo*, un bon câble, c'est-à-dire ayant très peu de capacité par mètre de longueur avec une peau conductrice métallisée: donc, pas de fil de magnéto. On recon-
naît un bon câble blindé à ce qu'il est gros, quoique son âme soit mince et

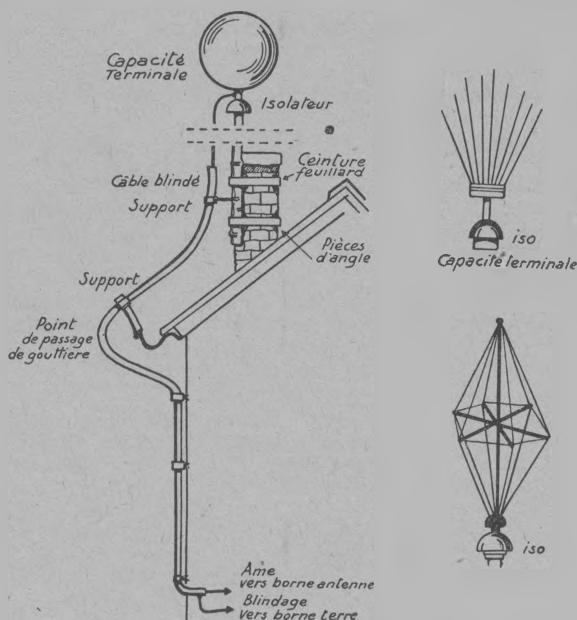


Fig. 22. — Antenne à capacité terminale.

Écart du mur: Si fil ordinaire: 1 mètre;
Si câble blindé: 2 centimètres.

Aux supports et aux parties ballantes, enfiler le câble dans une gaine de caoutchouc.

son islement très poreux: donc, grande distance entre l'âme et le blindage, afin que les courants de haute fréquence véhiculés aient plus de mal à sauter par capacité. Une deuxième qualité, un peu moins facile à apprécier à première vue, c'est la qualité de l'isolant. Celui-ci doit présenter peu d'hystérésis diélectrique, de sorte qu'il doit être surtout constitué par de l'air, avec séparation par des rondelles de trolitul ou céramiques spéciales, à la rigueur, du papier et, en dernier lieu, le coton et le caoutchouc. Rappelez-vous: plus il y a d'air, meilleur est le câble.

Enfin, le troisième constituant de l'antenne, c'est toute la série des supports et isolateurs. Le mât lui-même sera en bambou, en tube, en cornière d'aluminium. Il sera fixé à une cheminée, ou, à défaut, posé sur une semelle et tenu par trois ou quatre tirants en fil de fer galvanisé, avec ridoirs à vis, selon la technique des campeurs. Surtout, n'écrasez pas au

marteau le linteau et le zinc de la cheminée. Ne vous contentez pas d'une simple ceinture de fil de fer, qui rentre dans le revêtement et prend du mou. Prenez du vrai feuillard fort, renforcez cela d'un petit carré de tôle plié en deux suivant la diagonale, fabriquez une cale en bois, et fermez votre ceinture par un boulon de 8. Autre solution : un bout de tube d'acier ; deux ceintures en fort fil de fer galvanisé, qui font un tour autour du tube, embrassent la cheminée avec interposition de carrés de tôle aux angles ; fermeture par un boulon passant dans deux boucles terminales. Le bout de tube reçoit un bambou *ajusté* et luté à chaud avec du bitume, ou encore avec du vernis bakélite à plusieurs couches pour empêcher les pénétrations d'eau. Le bambou lui-même sera peint de plusieurs couches, ainsi que le tube, pour éviter la destruction trop rapide. La capacité terminale devra être isolée du bambou, soit avec un isolateur spécial, soit en le montant sur une cloche de porcelaine, un gros isolateur de téléphone, lui-même fixé au bout du bambou.

Quant à la descente, ne la laissez pas balloter au gré du vent. Ne tuez pas la gouttière et débordez-la à distance respectueuse. La lecture d'un catalogue vous donnera des idées complémentaires, car on fait de nos jours du matériel d'antenne très complet, facile à poser et souvent efficace.

Toutefois, attention ! Le câble blindé, même de bonne qualité, ne convient pas pour les longues descentes d'antenne, car c'est un condensateur très allongé qui dissipe les ondes courtes et même les moyennes. Disons en passant que le câble blindé peut avantageusement servir de descente pour une antenne normale, quand il y a des parasites industriels. Dans tous les cas, le blindage sera soigneusement réuni à la borne terre du poste.

L'ANTENNE VERTICALE

Nous abordons maintenant une antenne extrêmement intéressante, facile à installer, peu encombrante, antiparasite, et tout, et tout. Pour bien la comprendre, il faut se reporter au début de cette étude, quand nous exposions la théorie de la propagation des ondes. Nous avons vu

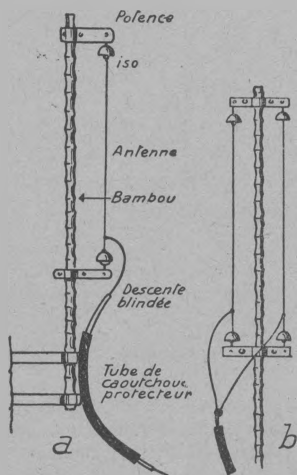


Fig. 23. — Réalisation d'antennes verticales en fil.

que l'on revient de plus en plus, pour l'émission, aux antennes verticales qui rayonnent leur énergie surtout sous forme d'ondes directes polarisées verticalement, afin d'éviter autant que possible les réflexions multiples sur l'ionosphère, qui causent des distorsions et le fading. Une antenne de réception verticale, pour des raisons évidentes, recevra de préférence ces mêmes ondes polarisées verticalement, et la réception sera moins sujette au fading. Par contre, à longueur égale, elle est plus sensible aux parasites atmosphériques (orages) que l'antenne horizontale, mais cela n'a aucune importance, parce qu'on n'utilise pas des longueurs comparables pour obtenir les mêmes résultats.

Ce n'est pas tout : puisque c'est surtout la hauteur qui compte pour une antenne, le bon sens indique qu'on ne peut mieux utiliser la longueur dont on dispose qu'en la plaçant verticalement. Et voilà notre antenne qui se libère des champs parasites rampants, en même temps qu'elle se sensibilise aux ondes venues de loin. Tout est bénéfice.

Une antenne verticale, cela se fait de plusieurs façons. On peut fixer un long bambou à une cheminée, après l'avoir garni de deux potences, entre lesquelles on tend l'antenne bien isolée par des isolateurs-cloches. Longueur de l'antenne : 4 à 5 mètres, longueur du bambou : 5 mètres, ou plus. Et l'on descend par un câble blindé (fig. 23 a).

On peut même mettre deux fils d'antenne sur double potence. De la sorte, le bambou restera droit (fig. 23 b).

On peut remplacer le tout par un tube de laiton, qu'à défaut d'isolateurs spéciaux on fixe par des isolateurs de téléphone à cloche à un mât



Fig. 24. — Une potence faite de deux bouts de feuillard.

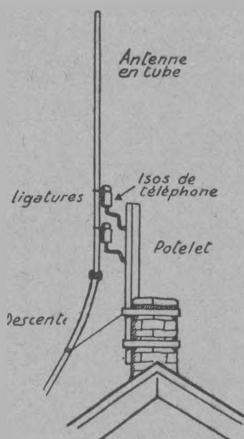


Fig. 25. — Antenne verticale en tube.

fixé à la cheminée (fig. 25). On peut même imaginer d'autres antennes verticales : ce n'est ni défendu ni difficile. Les longueurs indiquées sont des minima. Disons en passant qu'un long bambou se fait avec des petits de section croissante, qu'on emmanche à la façon des tronçons de canne à pêche. Les extrémités femelles sont ligaturées très long et très serré,

avec de la ficelle de chanvre goudronnée. Les extrémités mâles sont enfoncées dans les douilles ainsi formées, préalablement remplies de colle de caséine. Le tout est peint ou verni plusieurs fois.

Avant de quitter la descente blindée, n'oublions pas de dire qu'il faut avoir soin de protéger soigneusement les extrémités contre la pluie, à l'aide d'embouts spéciaux, et d'éviter toute solution de continuité dans le blindage. Les câbles blindés perdent par capacité une partie de la haute fréquence, qu'ils véhiculent : avec les postes puissants et les faibles longueurs de câble, cette perte passe inaperçue, sauf en O. C. Mais, avec les postes populaires et les longues descentes, le défaut peut devenir plus grave. Alors, on pourra essayer de supprimer la terre en réunissant cependant le blindage à la borne terre du poste, la capacité parasite étant utilisée comme contrepois. Cela réussit parfois très bien.

Notons que la descente blindée n'arrête que la composante électrique du champ parasite. Elle est toujours sensible à la composante magnétique. Pour éliminer celle-ci, il faut utiliser une descente à deux fils équilibrés, ce qui nécessite des transfos aux deux extrémités.

La figure 26 donne le schéma d'une antenne verticale à deux transfos.

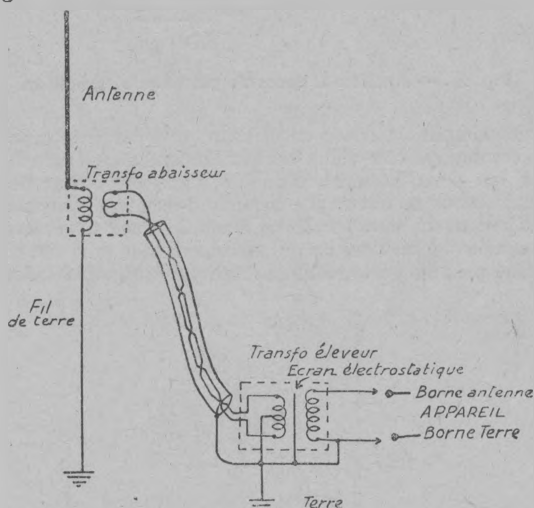


Fig. 26. — Antenne verticale à descente par transfos.

On voit que l'antenne est mise directement à la terre par le primaire d'un transfo haute fréquence, abaisseur de tension, dont le secondaire est relié par une descente à deux fils au primaire d'un transfo éleveur qui alimente le poste. Que de complications, diront certains. D'accord ! Mais 1° en torsadant légèrement les deux fils de descente, ils sont équilibrés, les champs magnétiques sont sans action sur eux, car les courants induits par ces champs s'annulent ; 2° les pertes par capacité deviennent presque négligeables, car elles diminuent comme le carré du rapport de transformation : si les transfos ont un rapport 5, par exemple, la perte par capacité n'est plus que le 1/25 de ce qu'elle était. Avec un rapport 15, la perte est seulement de 1/225. Donc, on peut utiliser une longue descente et du câble ordinaire à deux fils torsadés sous plomb. La figure 26 montre la meilleure disposition avec blindage mis à la terre par le bas seulement, terre séparée pour l'antenne, transformateur de poste à écran électrostatique entre

primaire et secondaire. Le matériel pour réaliser ces antennes se trouve dans le commerce, et il vaut mieux l'acheter, car la fabrication de bons transfo d'antenne à faibles pertes et l'adaptation des impédances demande du calcul, du fer divisé et de l'expérience. Toutefois, si vous y tenez absolument, vous pouvez établir vous-même des transfo comme indiqué à la rubrique *L'Utilisation des restes*, et vous contenter de réaliser la descente simplifiée suivant la figure 27.

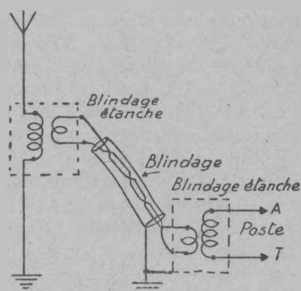


Fig. 27. — Antenne à descente par transfo, simplifiée.

On peut simplifier encore en utilisant une descente d'antenne très ordinaire, comme au bon vieux temps. Seulement, comme il faut bien compenser les perturbations recueillies par cette descente d'avant l'autre guerre, nous mettrons une seconde descente *rigoureusement identique*, dont le bout du haut sera libre. Donc, les deux fils recevront également les parasites. Mais nous les annulerons dans le primaire d'un unique transfo placé près du poste, comme l'indique la figure 28. En pratique,

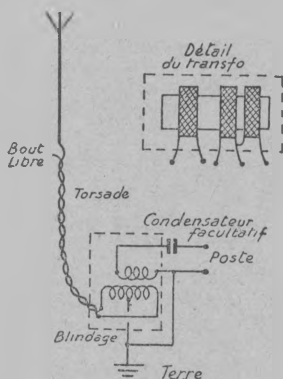


Fig. 28. — Antenne à descente équilibrée.

les deux descentes sont formées d'une torsade à deux conducteurs fortement isolés au caoutchouc. Le transfo, peu couplé, pourra être fait de deux nids d'abeilles en fil divisé de petit diamètre, dont un à prise médiale, de quelque 30 ou 60 spires (essayer des valeurs différentes au primaire et au secondaire). Ce système, s'il ne donne pas des résultats transcendants, est susceptible de réduire considérablement les parasites.

Pour terminer, faisons trois remarques :

1° Une antenne verticale est, en somme, le perfectionnement de l'antenne à capacité terminale, et rien n'empêche du reste de la doter de ladite capacité.

2° Rien n'empêche non plus de doter l'antenne courante horizontale, bien dégagée du champ de parasites, d'une descente blindée ou par transfos.

3° Une antenne verticale, à l'accord, vibre en quart d'onde. Sa longueur optimum est donc le quart de l'onde qu'on désire recevoir de préférence, ou de l'onde la plus représentative de la gamme qu'on reçoit le moins bien. On peut modifier cet accord par l'insertion d'un bobinage à faibles pertes.

L'ANTENNE DOUBLET OU DIPOLE

Cette fois, nous voulons faire du travail scientifique. Nous voulons les O. C., nous avons un peu d'espace, soit 15-20 mètres au-dessus d'un toit, par exemple, nous pouvons donc tendre un fil d'assez bonne longueur, bien dégagé. Avec de telles cartes dans son jeu, un amateur d'il y a quinze ans vous eût fait une belle nappe ou un prisme soigné, à grand renfort de vergues, de jantes de vélo et une descente en fil de magnéto dans une cheminée inutilisée. Nous ferons mieux : une antenne blindée contre les parasites industriels, peu sensible aux atmosphériques et à rendement élevé. Cette supériorité s'étendra aux ondes courtes, parce qu'on s'approchera de la résonance.

Diverses solutions existent, assez copiées l'une sur l'autre, on les range en deux classes : antennes en doublet et antennes en gamma (Lévy ou Zeppelin). Dans le premier modèle, l'antenne est coupée en deux et ses moitiés sont réunies par le primaire d'un transfo dont le secondaire descend par deux fils jusqu'au poste. Cette descente est ordinairement formée de deux fils fins torsadés avec un cordon d'écartement en trolitul ou vinyl, le tout sous gaine blindée. Comme nous l'avons expliqué plus

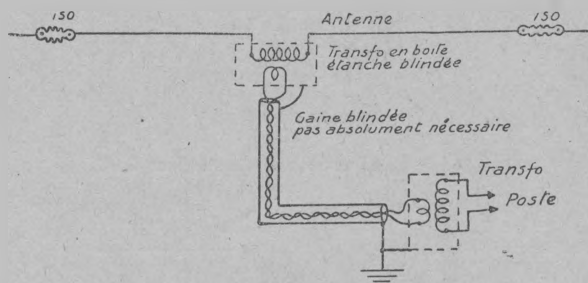


Fig..29. — Antenne en doublet pour O. C.

haut, l'emploi des transfos qui « marient » les impédances d'antenne et de poste (exactement comme le transfo du haut-parleur adapte l'impédance de la bobine mobile à celle de la lampe finale) permet de négliger les capacités parasites de la descente, qui peut être longue. Elle se terminera par un autre transfo de même rapport, mais éleveur de tension. Le blindage, quoique utile, n'est pas absolument indispensable, il doit être mis à la terre.

En pratique, l'efficacité d'une telle antenne décroît avec la longueur d'onde. Pour en tirer le parti maximum, une solution se présente immé-

diatement à l'esprit : jusqu'à 250 mètres, nous l'utiliserons en dipole, quitte à tolérer une perte de rendement dès que nous sortons de la résonance. Au-dessus de 250 mètres, nous réunirons les deux brins en un seul, ce qui nous fera une antenne en T tout à fait standard. On obtient aisément ce résultat en réunissant le milieu du primaire au milieu du secondaire du transfo du haut et en munissant le transfo du bas d'un commutateur, comme le montre la figure 30. Les bricoleurs pourront

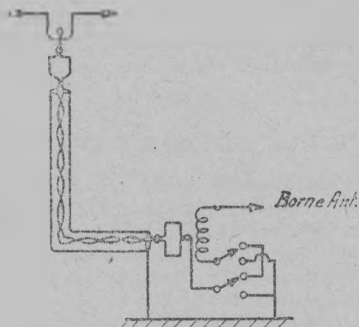


Fig. 30. — Doublet toutes ondes.

s'amuser à faire le transfo du haut avec un bobinage habituel d'accord P. O. en deux moitiés séparées de 1 centimètre environ. On recouvre le

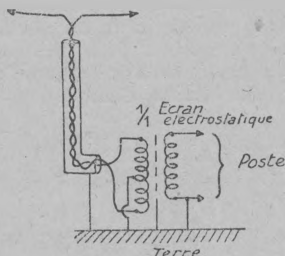


Fig. 31. — Antenne doublet simple pour O. C.

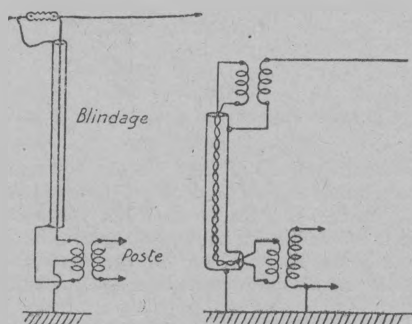


Fig. 32. — Deux formes d'antenne en gamma.

milieu d'un papier manille et on enroule sept fois moins de spires, avec prise médiane. Le transfo sera enfermé dans un boîtier pas trop petit, absolument étanche et mis à la terre. Son semblable, placé près du poste, n'aura besoin que d'un blindage ordinaire.

La disposition en gamma consiste à n'avoir qu'un transfo éleveur de tension placé en bas et à utiliser le blindage du fil de descente comme contrepoids (terre fictive) du fil de descente lui-même. C'est donc un câble à un seul brin, la chasse à la capacité y a la même importance : donc, un bon câble blindé, pas trop long. Le transfo de base a les mêmes caractéristiques à peu près que celui ci-dessus. L'antenne en gamma, travaillant en quart d'onde horizontal au lieu de demi-onde, aura son maximum de rendement sur les ondes doubles de celles que reçoit le mieux un doublet ou dipole de même longueur.

Quelques détails sur les dipôles.

a) Chaque bras de dipole représente à peu près un quart de la longueur d'onde. La longueur du « feeder » ou descente doit être théoriquement d'une demi-onde. Donc, notre antenne n'est qu'un compromis pour la réception de toutes les stations, car nous ne pouvons en changer les dimensions à tout bout de champ (fig. 33). D'où l'intérêt du transfo qui

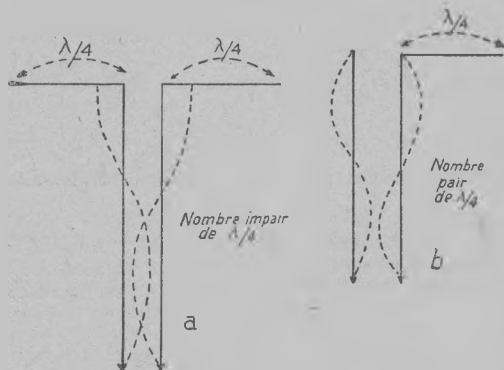


Fig. 33. — Descente par feeders accordés.

- a) A faible impédance (Zeppelin) ;
- b) A forte impédance (Lévy).

rend la descente apériodique : le feeder se comporte comme une ligne négligeable de quelques ohms d'impédance ;

b) Le fil divisé haute fréquence garde toute sa valeur pour la fabrication des transfos, qui seront à faibles pertes. Donc, éviter autant que possible les capacités entre bobinages, entre spires, entre bobinage et blindage ;

c) Le doublet capte surtout perpendiculairement à sa direction, comme le fait un barrage ;

d) Si le doublet a un long feeder, on peut utiliser du fil ordinaire de lumière (rendu imperméable, s'il ne l'est déjà, par une couche de vernis ou encore par une ou deux couches de caoutchouc crêpe dissous dans la benzine. Les deux fils sont supportés par des isolateurs transposeurs qui inversent les positions des fils tous les 80 centimètres environ (fig. 34) ;

e) Le doublet n'a toute son efficacité qu'en ondes courtes (fig. 35).

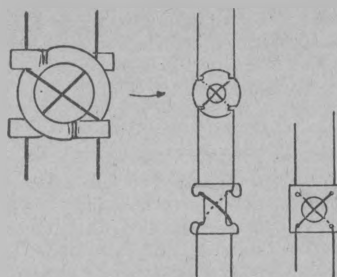


Fig. 34. — Transposition des fils par isolateurs spéciaux.

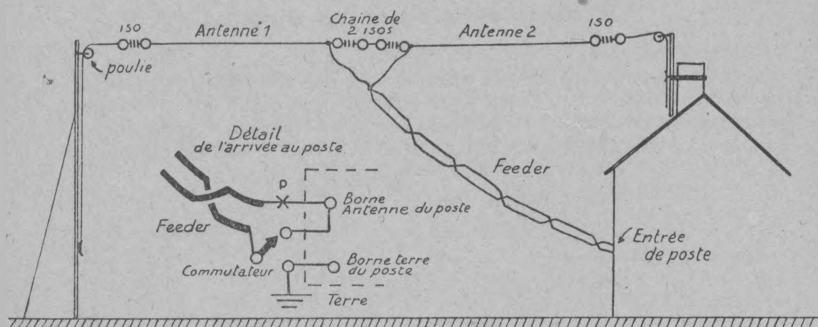


Fig. 35. — Antenne doublet pour O. C. transformable en antenne normale P. O. et G. O.

Au delà, on peut constituer une bonne antenne en utilisant l'astuce de la figure 30, mais alors on perd les propriétés antiparasites de la descente ;

f) L'antenne en doublet est peu sensible aux parasites atmosphériques ;

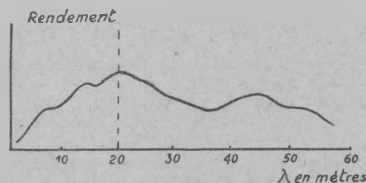


Fig. 36. — Rendement d'une antenne doublet de 5 mètres de bras, accord sur 20 mètres.

g) Si, l'antenne étant détachée du poste, il reste des parasites, c'est qu'ils sont véhiculés par le secteur jusqu'au poste. Il faut alors installer un filtre au compteur (fig. 37).

Avant de quitter l'antenne en doublet, nous allons décrire une antenne toutes ondes, ayant un rendement remarquable, qu'il est intéressant d'installer quand sont réunies les conditions suivantes :

On désire les ondes de 20 mètres, avec haut rendement ;

Le quartier est infesté d'autos, dont l'allumage produit des crépitements en O. C. ;

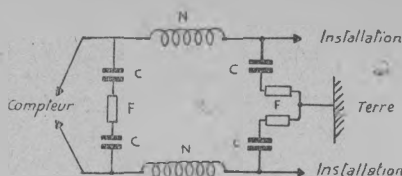


Fig. 37. — Filtre de compteur.

N. Nids d'abeilles 75 tours 9/10 deux couches coton.

F. Fusibles.

C. Condensateurs 2 μ F, 250 volts.

On dispose d'assez d'espace bien dégagé ;

La réception des ondes normales n'est pas trop parasitée.

Dans ce cas, on établira une antenne en doublet (fig. 35), avec deux bras de 5 mètres, séparés par une chaîne d'isolateurs d'environ 50 centimètres de long. La descente se fera par deux fils isolés, légèrement torsadés, ou mieux transposés. Ils seront branchés aux bornes antenne et terre du poste comme l'indique le détail de la figure 35. On voit que le commutateur dans la position de la figure donne une antenne courante, ou plutôt deux antennes courantes en parallèle, recevant très bien les ondes moyennes et longues. Dans l'autre position, on a une dipole pour O. C., avec descente équilibrée à l'abri des parasites. Et, ce qui ne gêne rien, tout est très simple. Rien n'empêche de mettre un parafoudre avec lampe au néon au point P, ou encore de mettre un commutateur double qui connectera les deux brins de descente à la terre, en cas d'orage.

POUR CONCLURE :

Dans l'état actuel de la technique, l'antenne est irremplaçable, même par des lampes supplémentaires. Neuf fois sur dix, montez une bonne antenne verticale, avant de vous lancer dans les grands travaux. Laissez les antennes compliquées, les feeders accordés, les toiles d'araignée, les doubles doublets et autres moutons à cinq pattes aux amateurs enrégés, qui ne craignent ni les frais ni les mises au point laborieuses. Pour l'amateur normalement constitué, une verticale ou un doublet doivent suffire dans la plupart des cas.

LA PRISE DE TERRE

La terre est aussi importante que l'antenne, aussi convient-il de réfléchir en l'établissant. Méfiez-vous des conduites de gaz, d'eau, de chauffage central, qui ont beaucoup de joints isolés à la cêruse et à la filasse. Donc, si vous voulez les utiliser, branchez-vous sur le tuyau principal, et soudez, soudez ! Les colliers de serrage ne valent rien, les torsades autour d'un tuyau, même serrées à la pince ou par un coin ne valent pas davantage, car on ne peut serrer sur le plomb qui se relâche toujours à la longue.

Parmi les meilleures terres, citons :

Celle du paratonnerre ; un seau neuf plein de coke immergé dans un puits ; des feuilles de zinc ou de cuivre enfouies dans l'humus, et enfin un pieu métallique enfoncé bas dans le sol humide (on en vend de remarquables étudiés dans ce but) ou, à défaut, un bout de tuyau galvanisé

enfoncé verticalement, avec la connexion dégagée du sol et soudée (longueur au moins 2 mètres).

Les amateurs de beau travail se ménageront plusieurs prises de terre réunies entre elles et ils les mesureront comme indiqué plus loin. Une bonne terre ne doit pas avoir une résistance supérieure à une dizaine d'ohms.

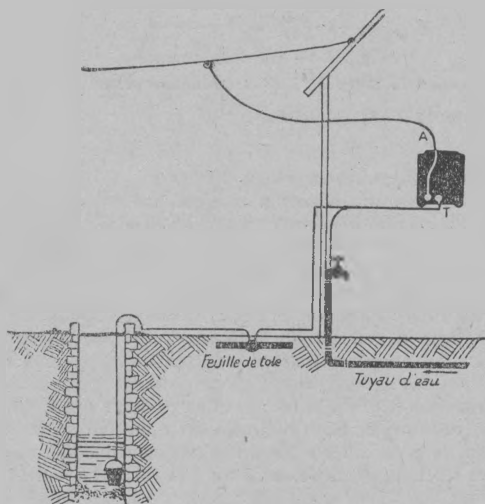


Fig. 38. — Bonne terre s'étendant sous toute l'antenne.

Nous passerons sous silence l'arrosage de la prise de terre, en été ; et l'arrosage avec des sels hygrométriques, déjà moins recommandable. On améliore une prise de terre en la noyant dans un lit de coke bien pulvérisé, bien tassé, recouvert de terre et arrosé de temps à autre en été.

Et nous laisserons le « contrepoids » aux amateurs d'émission, car son installation est vraiment trop coûteuse et encombrante.

Pour terminer, disons qu'on peut toujours avoir raison des joints résistants dans une tuyauterie en les court-circuitant par un pont de fil soudé aux deux bouts, suivant la technique des chemins de fer pour assurer la continuité électrique des rails.

NOTES ET FORMULES

Hauteur efficace. — Soit H la hauteur au-dessus du sol ou la distance avec une grande masse conductrice mise à la terre. La hauteur efficace h d'une antenne avec forte capacité terminale (nappe, conducteur horizontal, etc.) oscille de 0,5 à 0,7 H . Pour une antenne unifilaire vibrant en quart d'onde, $h = \frac{2H}{\pi}$. Sa résistance au rayonnement est :

$$Z = 160 \pi^2 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2.$$

Rendement. — Le rendement d'une antenne est le quotient de son

Z par $Z + R$, R représentant les diverses pertes dans le fil et les organes ajoutés (selfs, etc.). Un bon rendement exige que Z soit plus grand que R, lequel ne peut descendre au-dessous de 1 ou 2 ohms dans les meilleures conditions, d'où l'importance de la hauteur efficace h dont on tire la valeur de la formule de Z:

$$h > \frac{\lambda}{50} \text{ environ.}$$

Comparaison des différents types d'antennes.

TYPES D'ANTENNES	HAUTE (à plusieurs fils)	DOUBLET (feeder blindé)	VERTICALE (descente blindée)	BASSE intérieure (fil horizontal près du sol)
Sensibilité aux ondes	Très sensible.	Moyenne.	Grande.	Assez faible.
Aptitude aux P.O. et G.O.	Grande.	Moyenne.	Grande.	Égale.
Aptitude aux O. C.	Faible.	Très grande.	Bonne.	Égale.
Sensibilité aux parasites atmosphériques.....	Très sensible.	Assez sensible.	Assez sensible.	Quasi nulle.
Sensibilité aux parasites industriels.....	Sensible.	Insensible.	Insensible.	Nulle.

Mesure de la résistance de prise de terre. — Il faut avoir trois prises distinctes (eau, gaz, paratonnerre, égout) que nous appellerons A, B, C. On mesure la résistance entre A et B, soit p ohms, entre B et C, soit q ohms, entre C et A, soit r ohms. Il vient :

$$\text{Résistance de A} = \frac{p + r - q}{2} \text{ ohms.}$$

$$\text{Résistance de B} = \frac{p + q - r}{2} \text{ ohms.}$$

$$\text{Résistance de C} = \frac{q + r - p}{2} \text{ ohms.}$$

On conservera la moins résistante. Cette résistance varie souvent au cours de l'année. Les valeurs trouvées ci-dessus ne sont pas mathématiquement exactes, mais elles constituent une très bonne approximation.

LE DÉPARASITAGE

On appelle « parasites » tous les bruits qui viennent troubler les auditions, à l'exception des postes émetteurs, qui s'obstinent à se faire entendre quand ils n'y sont pas invités : cela, c'est l'« interférence ». Pour parler comme les robins, les parasites sont les bruits qui troublent la jouissance de l'éther. Ce sont de véritables émissions d'ondes électromagnétiques embrassant, le plus souvent, toute une gamme de longueurs d'onde parfois très vaste.

Nous distinguerons :

1° Les parasites dits « industriels », produits par le fonctionnement d'appareils électriques divers : moteurs, enseignes au néon, sonnettes, etc. Le secteur ou les masses voisines leur servent d'antenne émettrice, et ils sont captés par l'antenne réceptrice au même titre que les ondes utiles.

2° Les mêmes parasites, mais véhiculés par les fils du secteur et injectés dans le récepteur, soit par le câble d'alimentation, soit par l'installation électrique voisine.

3° Les parasites dits « atmosphériques », provenant de décharges entre nuages, ou nuage et terre.

4° Les parasites fabriqués dans le poste même et ses accessoires : antenne et terre (cette dernière étant souvent constituée par une canalisation qui va drainer les parasites industriels dans le quartier).

LES PARASITES INDUSTRIELS

Ce sont, et de loin, les plus gênants. Il y a bien une loi qui les interdit, mais il ne faut pas trop compter sur elle. Le mieux est d'agir par persuasion, en faisant comprendre au gêneur que son moteur ou son enseigne ne marcheront pas plus mal si on les déparasite, que les filtres ne sont pas tellement coûteux, et — *in cauda venenum* — que la jurisprudence est assez riche en causes perdues par les fabricants de parasites. Si cela ne suffit pas, il faudra ou bien payer le déparasitage, ou vous protéger à la réception, ou entamer une procédure.

La recherche des sources.

Mais, pour tout cela, il faut d'abord trouver la source de parasites. Neuf fois sur dix, vous en avez une idée : il y a une différence sensible entre le crépitement d'un moteur domestique de machine à coudre, ou similaire, et le ronronnement plus mesuré du moteur du boulanger du coin. De même, le claquement des interrupteurs n'a rien de commun avec le roulement de tonnerre du tramway qui passe. Du reste, une courte enquête dans le voisinage fixe rapidement.

Le radiotechnicien professionnel aura peut-être intérêt à posséder un « mouchard », qui le conduira jusqu'à la source de parasites aussi sûrement qu'un bon chien découvre le lièvre au gîte. Ce mouchard, vous l'avez deviné, n'est autre chose qu'un récepteur portatif dans une valise, soigneusement blindé, alimenté par piles contenues dans la valise. Il reçoit soit sur cadre, soit sur une petite antenne de quelque 10 centimètres avec « descente » blindée. Le cadre est enroulé sur la valise. Un cadre explorateur est constitué par un nid d'abeilles. La marche à suivre

découle de source : avec un accord très mou, sur la longueur d'onde la plus sensible, et une sélectivité plutôt réduite, on sonde le voisinage, le cadre marquant la direction. On avance vers le maximum d'audition, en réduisant celle-ci au fur et à mesure qu'on approche. Les derniers pas se font avec l'antenne à la place du cadre, ce qui permet de mettre presque le doigt sur le point névralgique.

Cet appareil très pratique existe tout fait dans le commerce, mais il est bien facile à construire avec des pièces de réemploi, sans grands frais. Mettez trois lampes : une haute fréquence à écran, une détectrice triode, une basse fréquence à transfo. Le cadre sera lesté par une bobine à prises, pour parcourir la gamme des longueurs d'ondes. Vous pourrez même remplacer le condensateur variable d'accord par un fixe.

Charité bien ordonnée, dit le proverbe, commence par soi-même : donc, avant de vouloir corriger les voisins, il ne serait pas mauvais que chacun commence par « silencer » les interrupteurs et moteurs de sa propre maison. Ici, pas besoin d'appareils de recherche : on les connaît trop bien. Examinons donc les remèdes appropriés : ce seront 1° des condensateurs fixes, *non inductifs* ; 2° des résistances fixes, bobinées ou au carbone, de bonne qualité, *non crachantes* ; 3° des bobines de choc haute fréquence ; et 4° des fusibles. Nous allons passer en revue les cas les plus courants, en donnant chaque fois l'« ordonnance » la plus normale.

Pour empêcher les appareils électriques d'émettre des parasites, on applique les principes suivants :

1° Avec des condensateurs, on court-circuite les oscillations de haute fréquence. Le choc est « encaissé » par le condensateur et ne se transmet que faiblement à la ligne.

2° Des résistances sont utilisées comme frein, pour amortir les oscillations créées par les étincelles.

3° Chaque fois qu'on le peut, on dérive les oscillations vers la terre, à l'aide de condensateurs qui laissent passer la haute fréquence, mais s'opposent au passage du courant normal.

4° On isole par contre, contre la haute fréquence, les fils d'alimentation des appareils ou moteurs, à l'aide de bobines de choc intercalées dans ces fils. Ces bobines de choc haute fréquence arrêtent les oscillations haute fréquence, mais laissent passer le courant normal.

5° On met à la terre les carcasses, armatures métalliques, des appareils.

6° Quand les moyens ci-dessus ne conviennent pas (appareils à haute tension, etc.), on utilise les propriétés de la cage de Faraday mise à la terre.

Il existe dans le commerce des « filtres antiparasites » tout prêts, dont la plupart sont excellents s'ils sont de marque connue. Malheureusement, il y a aussi pas mal de « filtres parasites », qui arrêtent les gogos, mais laissent passer leur argent. Donc, attention ! Et, dans le doute, fabriquez vous-même, en vous conformant aux prescriptions suivantes :

Condensateurs. — Ils doivent être éprouvés à haute tension, car ils supportent la tension de ligne, plus les surtensions de rupture. Pour 110 volts, il faut une tension d'épreuve d'au moins 750 volts. Ils doivent être *non inductifs*. S'ils claquent, ils équivalent à un court-circuit : donc, là où il y a danger, il faut mettre des fusibles en série avec les condensateurs.

Partout où, dans les figures de déparasitage, vous voyez deux condensateurs avec armature commune à la masse, vous pouvez, bien entendu, utiliser un seul condensateur à trois sorties.

Faites des connexions aussi courtes que possible, déparasitez aussi

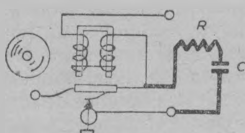
INTERRUPTEURS, relais, thermostats, etc.



$C = 0,1 \text{ à } 2 \mu\text{F.}$

$R = 10 \text{ à } 100 \Omega.$

SONNETTES ÉLECTRIQUES, ou tous contacts vibrants.



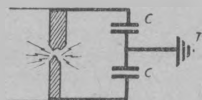
Entre les deux pièces où se forme l'étincelle :

$C = 0,1 \text{ à } 2 \mu\text{F.}$

$R = 10 \text{ à } 100 \Omega.$

(R est facultatif.)

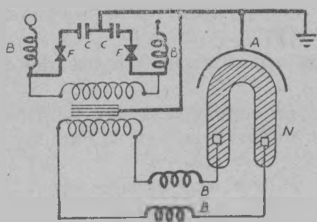
ARC ÉLECTRIQUE, postes de soudure, etc.



$C = 0,1 \text{ à } 2 \mu\text{F.}$

T = terre ou masse.

TUBES AU NÉON, Réclames, etc...



$C = 0,1 \text{ à } 1 \mu\text{F.}$

F = fusibles.

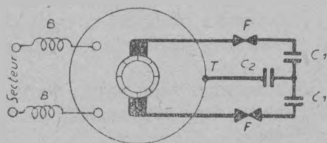
B = bobines HF 30 millihenrys.

A = Armature du tube.

N = tube au néon.

T = terre.

GROS MOTEUR FIXE, universel, continu, ou répulsion.



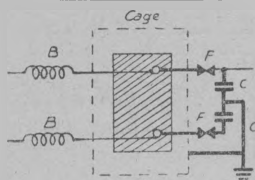
$C_1 = 0,1 \text{ à } 2 \mu\text{F.}$

$C_2 = 0,005 \mu\text{F.}$

B = bobine choc HF, 5 à 10 millihenrys.

T = carcasse à la terre.

APPAREILS MÉDICAUX, radiographie, etc.



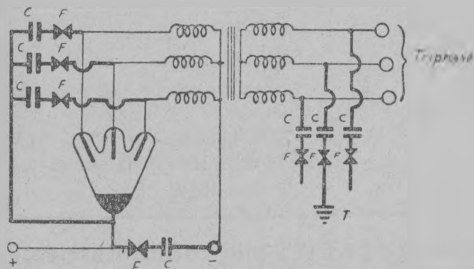
$C = 0,5 \text{ à } 4 \mu\text{F.}$

F = fusibles.

Cage = cage de Faraday mise à la terre (en treillage).

B = bobines HF 50 milli-henrys.

REDRESSEUR à vapeur de mercure.

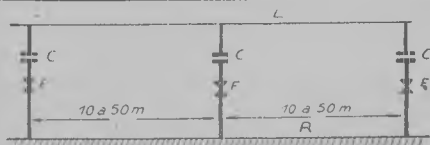


$C = 0,1 \text{ à } 1 \mu\text{F.}$

F = fusibles.

T = terre.

TRAMWAYS, chemins de fer électriques d'usine.



L = ligne aérienne.

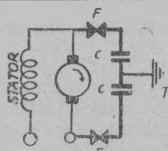
R = rails.

F = fusibles.

$C = 1 \text{ à } 2 \mu\text{F.}$

S'il y a plusieurs lignes (trolleybus, courant triphasé), équiper chacune comme ci-dessus.

MOTEUR UNIVERSEL ou continu, ou à répulsion.

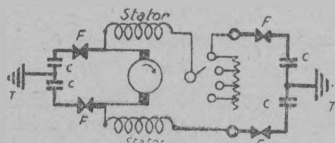


$C = 0,5 \text{ à } 1 \mu\text{F.}$

F = fusibles (facultatifs).

T = carcasse mise à la terre.

MOTEUR UNIVERSEL ou à répulsion avec rhéostat.

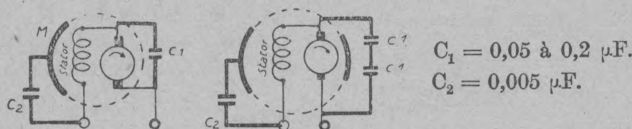


$C = 0,5 \text{ à } 1 \mu\text{F.}$

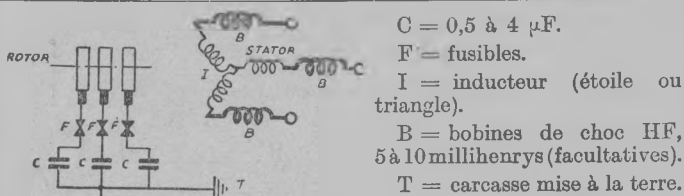
F = fusibles (facultatifs).

T = carcasse mise à la terre.

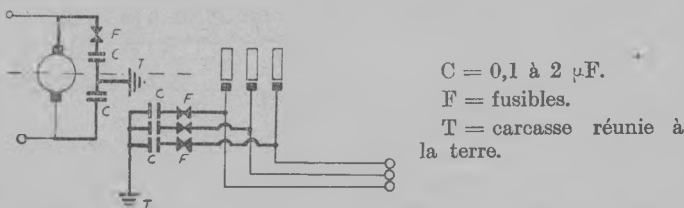
MOTEUR PORTATIF de faible puissance (aspirateur, etc.)



MOTEUR A BAGUES (triphase ou diphasé).



CONVERTISSEUR ROTATIF (ou commutatrice).



près que possible de la source ou de l'étincelle et gagnez la carcasse de l'appareil par les voies les plus rapides. Les condensateurs d'un moteur, par exemple, seront montés sur le moteur lui-même, et non à trois mètres de là. Et la masse doit toujours être reliée à la terre, quand on veut de bons résultats.

Bobines de choc. — Le fil dont elles seront faites sera naturellement isolé pour la tension prévue et de section correspondant à l'intensité prise par l'appareil. Des bobines de 5 à 10 millihenrys existent dans le commerce. Il n'est pas recommandé de les faire soi-même.

Moteurs. — Il y a lieu de terminer le déparasitage par un nettoyage soigné des bagues du collecteur, qui seront polies avec un papier abrasif très fin.

Boîtiers. — Tous les boîtiers métalliques seront mis à la terre (exemple: transfo d'enseigne au néon).

Prise de terre. — Elle doit être très soignée. La meilleure méthode est encore de réunir par des connexions courtes plusieurs terres voisines. Faites le moins de coudes possible.

Écrans, cages de Faraday. — Dans les cas désespérés, tels que les installations de rayons X, rien ne vaut une cage de Faraday entourant l'appareil et mise à la terre. C'est une cage de treillage métallique, dont la dimension importe peu. Le même principe peut être appliqué aux tubes au néon inguérissables : un treillis en fil fin à larges mailles, mis à la terre, entoure le tube et forme cage de Faraday.

Modifications de branchement. — L'émission de parasites peut être atténuée dans de grandes proportions :

1° En plaçant les bobines de champ de part et d'autre des organes producteurs d'étincelles (montage symétrique). Le sens de cette modi-

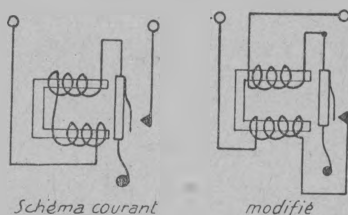


Fig. 1.

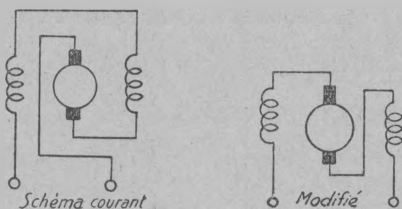


Fig. 2.

fication est clairement indiqué par les figures 1 et 2, montrant la transformation d'une sonnerie et d'un moteur universel ;

2° En blindant les fils d'amenée, le blindage étant mis à la terre. Par exemple, fils sous tube isolant à enveloppe métallique, fils sous tube d'acier, etc.

La protection du récepteur.

Cinq fois sur dix, malheureusement, vous n'avez pas accès auprès de la source de parasites, souvent parce qu'il faudrait déparasiter toute la commune avant de la trouver. Dans ce cas, débranchez l'antenne du poste : si les parasites sont toujours aussi violents, c'est qu'ils sont véhiculés par le secteur. Si, au contraire, ils sont presque éteints, c'est que l'antenne les captait, et alors le remède réside dans l'utilisation d'une antenne antiparasite.

Dans le premier cas, vous installerez un *filtre de secteur* au compteur de la maison (ou, à l'extrême rigueur, près de l'appareil).

Le schéma de tous les filtres-secteur est à peu près toujours le même : une cellule filtrante faite de deux selfs de l'ordre de 1.000 à 10.000 microhenrys en gros fil deux fois coton 9/10, et deux capacités (ou mieux quatre) de l'ordre de 1 microfarad. Selon le degré de soin et l'embonpoint du budget, on adopte les montages des figures 3, 4 ou 5.

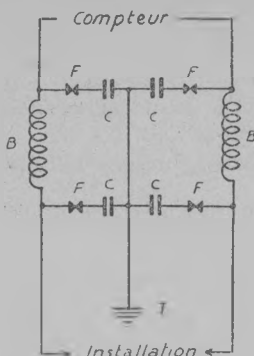


Fig. 3. — Filtre-secteur.

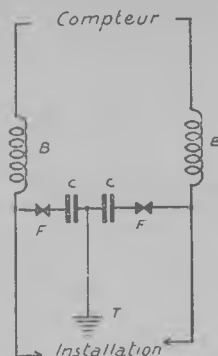


Fig. 4.



Fig. 5.

$B = 1.000 \text{ à } 10.000 \mu\text{H}$
 $C = 1 \mu\text{F}$.
 $F = \text{fusibles}$.
 $T = \text{terre}$.

Remarquons que le même filtre est aussi capable d'empêcher les parasites de *sortir* d'un moteur que d'*entrer* dans les fils.

S'il s'agit du triphasé quatre fils, tous quatre utilisés dans la maison,

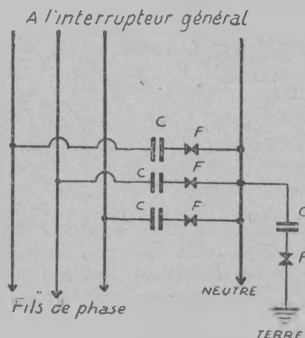


Fig. 6. — Filtre de compteur triphasé (simplifié).

on pourra prendre le schéma simplifié figure 6. Le neutre se reconnaît à ceci : qu'il donne avec chacun des autres fils une tension basse (par exemple 110 volts), alors que la tension qui existe entre deux des autres fils est plus élevée (par exemple 200 volts).

Surtout, ne négligez pas de mettre des fusibles ! Sinon, c'est le court-circuit franc en cas de claquage d'un condensateur.

LES PARASITES ATMOSPHÉRIQUES

Contre ceux-ci, nous sommes presque totalement désarmés. Certains types d'antennes, par exemple : l'antenne doublet, sont moins sensibles que d'autres.

Certains dispositifs, cependant, permettent d'atténuer les coups de tambour atmosphériques. Un de ceux-ci est le montage Lamb, qui bloque

le récepteur pendant le passage du parasite et remplace, par conséquent, le coup de tonnerre par un silence plus supportable. Le montage Lamb est assez compliqué, nous ne nous y attarderons pas. Voici, par contre, un montage simple qui peut être essayé : c'est une double diode interposée entre la détectrice et la basse fréquence (fig. 7). Cette diode, sous

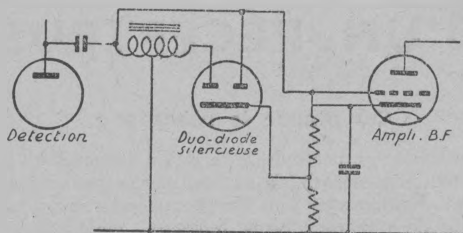


Fig. 7. — Silencieux d'atmosphériques.

l'impulsion des puissants signaux parasites, devient conductrice dans un sens ou dans l'autre et court-circuite la détectrice. Le matériel nécessaire comprend : une double diode, une bobine de choc basse fréquence, à prise médiane, et une résistance de 50 ohms environ, destinée à polariser négativement à 1,5 volt environ, par rapport à la cathode, les deux anodes de la diode. On peut du reste obtenir cette polarisation à l'aide d'un élément de pile de poche.

LES PARASITES LOCAUX

Mais l'installation de T. S. F. elle-même peut fabriquer ses propres parasites, tout comme un toutou fabrique ses propres puces.

D'abord l'antenne : tout mauvais contact, toute épissure non soudée, tout blindage détérioré ou discontinu suffisent pour provoquer des craquements au moindre vent. De même, le blindage qui vient périodiquement toucher une gouttière.

Du côté de la terre, il n'est pas superflu de voir si tous les contacts sont bien en ordre, si des joints de filasse ne coupent pas la « terre » en deux, si le fil de terre n'agit pas comme une contre-antenne, si le tuyau choisi comme terre ne s'amuse pas à drainer dans le quartier toutes les lignes de force rayonnées par les lignes électriques.

Quant au poste, il peut faire du motorboating, du sifflement, du souffle. Des contacts défectueux peuvent produire des craquements sous les vibrations du haut-parleur. Les cathodes de certaines lampes peuvent émettre très irrégulièrement et produire un bruit de fond très désagréable. Le remède est alors tout trouvé : mettez des lampes neuves, et des Tungram de préférence.

L'INSTALLATION D'UN RÉCEPTEUR

Où placer le récepteur.

Quand on achète un poste de T. S. F., on sait déjà où le placer : à la place d'honneur, bien entendu, là où les amis ne peuvent manquer de le voir en entrant. Évidemment, un récepteur moderne est assez décoratif exception faite de quelques rares horreurs, mais son rôle véritable est de se faire entendre dans les meilleures conditions possibles.

Or un haut-parleur est une sorte de projecteur sonore qui, chose triste, a un pouvoir de projection qui varie suivant les notes : les aiguës partent en un faisceau quasi parallèle, tandis que les graves rayonnent sphériquement en tous sens. Il faudrait donc théoriquement mettre le poste au centre de la pièce pour les graves, et au bout de celle-ci pour les aiguës. Un juste milieu s'impose donc et, si l'on tient absolument à mettre l'appareil contre un mur, il faut laisser au moins 10 centimètres d'air pour faire matelas derrière lui et, si possible, garnir le mur d'un feutre ou d'une étoffe à cet endroit.

Un autre phénomène vient compliquer l'audition : c'est la réverbération (dont il est question en détail au chapitre de la sonorisation). Les graves rebondissent mal et les aiguës très bien : d'ailleurs, une surface lisse est pour les deux un tremplin, mais, après plusieurs ricochets, les aiguës prédominent. Par contre, les graves, qui ont été absorbées par l'obstacle, tendent à faire résonner celui-ci : c'est ainsi qu'une armoire, un placard, un coffre, un vase semblent émettre un son. Il s'ensuit qu'une bizarre mixture de sons arrive à l'oreille. Tant que la pièce se rapproche du cube, et qu'elle n'est pas trop grande, ces défauts sont peu perceptibles. Mais, dans le cas contraire, des précautions sont à prendre :

1. Vous n'aurez jamais de bonnes auditions dans une pièce à murs nus. Un garnissage de meubles, de tableaux, de tapis, de rideaux améliore déjà beaucoup la qualité du son.

2. Il ne faut jamais pointer le haut-parleur sur un obstacle nu, particulièrement sur une vitre. Un essai à pleine puissance, fenêtre ouverte, puis fermée, est convaincant.

3. Si l'on a une pièce rectangulaire très longue, on peut mettre le haut-parleur en bout, légèrement pointé vers le bas et très haut perché. Inutile de garnir le mur d'en face qui est loin, mais cette précaution est utile pour les murs latéraux dans la région voisine du haut-parleur, là où l'onde sonore se dilate à la sortie du poste.

4. Si l'on est contraint de le mettre dans le sens de la petite dimension de la pièce, il faut l'adosser entre deux baies, un peu pointé vers le haut si possible, et bien tapisser le mur d'en face.

5. Si l'appareil est mis dans un angle, bien calfeutrer par derrière et sur les murs adjacents. Percher l'appareil le plus haut possible.

Quelques principes fondamentaux.

1. Il existe, pour n'importe quelle pièce, un taux de remplissage optimum, à peu près toujours le même. Il est plus difficile de faire

de la bonne musique dans une pièce trop nue que trop encombrée.

2. La musique doit être diffusée, et cependant il y aurait intérêt à diriger légèrement le son vers le lieu d'écoute. Mais c'est la diffusion qui prime. En d'autres termes; la source sonore doit être d'aussi grandes dimensions que possible, ce qui s'obtient en pratique par l'emploi de plusieurs haut-parleurs fonctionnant ensemble, à faible distance l'un de l'autre.

3. L'amortissement des parois doit aller en décroissant à mesure qu'on s'éloigne de la source : donc, le haut-parleur doit être placé dans le nid le plus « étouffé », le recoin le plus caché de la pièce, avec beaucoup de tissu ou de matériaux absorbants derrière lui. Par exemple, un rideau tombant de la cimaise en plis ondulés servira de toile de fond à l'appareil, qui sera mis en valeur et dont la reproduction sera bien meilleure : l'œil et l'oreille y trouveront leur compte.

4. Les objets creux, les potiches, les meubles vides causent des résonances désagréables. Si on ne peut les mettre hors du « souffle » du haut-parleur, il faut les bourrer de papier, d'étoffe, etc..

5. Pour chaque position du haut-parleur dans une pièce donnée, il y a production d'ondes stationnaires à certaines fréquences, celles-ci étant particulièrement gênantes aux « ventres », comme on dit en acoustique. Expliquons-nous :

Dans la pièce, il y a des endroits où, par exemple, telle note sera favorisée, et d'autres endroits où elle sera étouffée. C'est un phénomène d'interférence dû à l'alliance ou à la lutte des ondes sonores directes et réfléchies. En réunissant ces endroits favorisés ou défavorisés, on obtient, sur le plan de la pièce, des courbes dites « isobares », dont la position varie suivant celle du poste et des rideaux ou remplissages amortisseurs. Il faut étudier soigneusement ce phénomène dans chaque pièce pour chaque position du haut-parleur et choisir celle qui donne le moins possible de renforcements ou d'affaiblissements parasites aux endroits d'où l'on écoute de préférence (fauteuils, par exemple). Le simple déplacement de quelques décimètres du poste, des fauteuils ou des rideaux, voire d'un meuble, suffit souvent à modifier profondément le rendu de la musique.

6. On peut marier une pièce avec un récepteur en corrigeant dans le récepteur les résonances particulières de la pièce. C'est l'affaire des filtres : filtres électriques (passe-haut, passe-bas, passe-bande ou coupe-bande), filtres acoustiques (formés de cavités résonatrices accordées placées dans l'ébénisterie), ainsi que des haut-parleurs spécialisés (tweeters qui reproduisent surtout les aiguës, haut-parleurs directs, etc.).

7. Enfin, si nous tenons à nous assurer la meilleure reproduction et si nous ne craignons pas notre peine, nous reviendrons sagement aux dispositions des ancêtres de la radio, qui séparaient le haut-parleur du récepteur proprement dit. Cela permet de mettre le haut-parleur à l'endroit le plus favorable pour une bonne acoustique, et le châssis là où c'est plus commode pour le régler. Et nous nous rappellerons que le meilleur baffle est encore un trou dans une cloison. Qui veut la fin veut les moyens.

Le second haut-parleur.

C'est un appareil extrêmement intéressant, quoique bien méconnu. Pourtant une dose élémentaire d'altruisme devrait faire songer que, pendant qu'un habitant écoute dans une pièce, il y en a peut-être un autre qui est retenu ailleurs et qui serait content d'en faire autant.

Comme il ne peut être question de déplacer le poste et tout le tremblement, on sacrifie à l'égoïsme, et le poste marche pour un seul ou ne

marche pas. Et, pourtant, ce serait si simple d'avoir une prise de courant, un fil souple de quelques mètres et un second haut-parleur accroché au mur dans une autre pièce. On le déplacerait aussi aisément qu'un radiateur parabolique.

Et même, qu'est-ce qui empêche de poser entre la chambre, la salle à manger et la cuisine une canalisation à deux fils, avec trois prises de courant, ou davantage, de sorte que, si vous connectez le récepteur à l'une

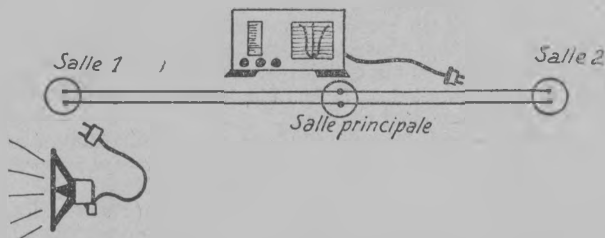


Fig. 1. — Le haut-parleur déplaçable d'une pièce à l'autre.

d'elles, vous n'avez plus qu'à brancher votre petit haut-parleur portatif à l'une des autres.

Le haut-parleur supplémentaire sera à aimant permanent. Il faudra s'enquérir auprès du fabricant de l'appareil récepteur de l'impédance optimum du haut-parleur supplémentaire, afin de ne pas commettre d'erreur grossière et de calculer judicieusement le rapport du transfo d'adaptation qui convient. Mais hâtons-nous de dire qu'on obtient souvent des résultats fort passables avec un bon diffuseur à moteur 4 pôles datant d'il y a dix ans, ce qui permet d'utiliser le vieux matériel considéré comme perdu.

Le haut-parleur supplémentaire peut aussi corriger ce que celui du poste peut avoir de caverneux. Car les basses étaient à la mode, voici quelques années, et beaucoup d'appareils ont des voix d'outre-tombe, encore aggravées par l'entrée en résonance des meubles de la pièce, ou de la pièce elle-même. Comme le haut-parleur magnétique a le défaut opposé, on peut arriver à une correction satisfaisante en faisant fonctionner ensemble le dynamique du poste et un magnétique supplémentaire, avec au besoin un doseur permettant d'avantager l'un ou l'autre. Ajoutons qu'on vend sous le nom de « tweeter » des haut-parleurs aigus spéciaux, le plus souvent à cristal, qui corrigent les haut-parleurs trop graves tout comme une source de lumière bleue ou violette corrige un éclairage trop jaune.

Il y a même matière à recherches intéressantes en plaçant le poste avec son haut-parleur à un endroit et en cherchant pour le second la position et l'emplacement qui donnent le résultat le plus harmonieux.

La commande à distance.

Sans prétendre engager nos lecteurs dans la voie tracée par certaine marque américaine, qui créa un petit émetteur portatif à pile commandant le poste récepteur par voie des ondes, on peut réaliser très simplement un extincteur à distance. C'est tout bonnement un « va-et-vient » sur la prise de courant alimentant le poste, les deux boutons se trouvant dans les autres pièces, à côté de la prise de haut-parleur supplémentaire.

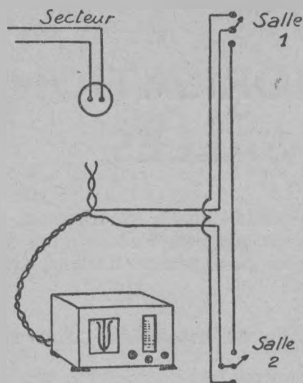


Fig. 2. — Va-et-vient pour l'allumage et l'extinction du poste de deux endroits différents.

Les représailles.

Pour vous débarrasser des fâcheux qui encombrant « votre » éther, soit avec les « cuic » de leur détectrice à réaction (race non encore éteinte), soit avec leurs réceptions toutes fenêtres ouvertes, vous avez plusieurs solutions :

Par une enquête discrète, sachez qui est le coupable et parlez-lui gentiment le langage de la raison. Après tout, il ne demande peut-être pas mieux que de recevoir une leçon de réglage d'un poste de T. S. F., surtout si cette leçon est donnée avec politesse.

Si le pauvre malheureux qui manœuvre son poste comme un sabot se double d'un cuisinier, alors, allez-y carrément. Chaque fois qu'il divague, faites-en autant. Comme votre poste n'est pas aussi antédiluvien que le

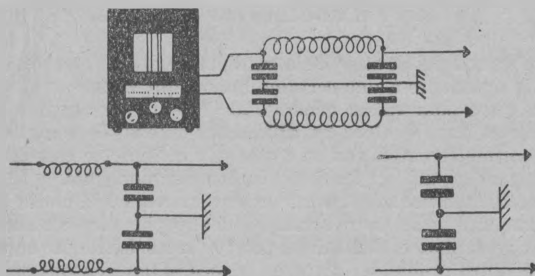


Fig. 3. — Trois filtres antiparasites, de plus en plus sommaires (capacités : environ $1 \mu F$; selfs : 1.000 à 10.000 ohms).

sien, prenez un bout de fil torsadé pour lumière, environ 40 centimètres, et reliez un des fils à l'antenne et l'autre à la borne-plaque de l'oscillatrice. Vous pourriez aussi mettre un condensateur variable entre la plaque et l'antenne.

Quant aux épateurs de galerie qui vous obligent à admirer leur haut-parleur, vous commencerez par les prévenir gentiment, puis vous passerez aux actes en cas d'insuccès. Si vous êtes plus riche qu'eux en watts modulés, trouvez un de ces disques catastrophiques exécuté par un orchestre de brutes bien nourries. Et, si vous êtes le plus faible, cherchez le plus idiot, le plus cadencé, le plus rengaine de vos vieux disques, et jouez-le à répétition, jusqu'à ce que mort s'ensuive.

LA SONORISATION DES SALLES

Avant de se lancer à corps perdu dans la sonorisation, il n'est pas superflu d'avoir quelques notions simples d'acoustique, générale et architecturale. Nous commencerons donc par ces notions, avant d'aborder la pratique des installations.

Puissance rayonnée et intensité sonore.

Il faut bien se garder de confondre l'énergie rayonnée par seconde et l'intensité sonore produite par une source en un point de l'espace. La puissance rayonnée P s'exprime en watts; c'est le débit de la source. L'intensité sonore w en un point donné est l'énergie par seconde que transmet 1 centimètre carré de l'onde sonore à ce point, et on l'exprime en watts par centimètre carré. On voit que l'intensité sonore en un point dépend de deux choses : la puissance de la source dans la direction considérée et l'éloignement. On pourrait aussi l'exprimer en considérant la surpression acoustique produite par l'onde sonore au point considéré et mesurer cette surpression en dynes par centimètre carré. Cette surpression p se relie à l'intensité sonore w par la relation :

$$w = \frac{p^2}{415 \times 10^8}.$$

Le seuil d'audibilité. Décibels.

Pour qu'un son puisse être perçu par l'oreille, il faut que son intensité sonore w soit supérieure à une certaine limite, qui varie suivant les personnes, mais qui a pour valeur générale 10^{-14} watt par centimètre carré.

On pourrait donc évaluer les différentes intensités sonores soit en watts par centimètre carré, soit en dynes par centimètre carré, mais, en pratique, on préfère utiliser les *décibels*, et voici pourquoi.

Notre oreille mesure bien les intensités sonores, mais, chose curieuse, un peu comme une balance qui serait beaucoup plus sensible aux faibles poids qu'aux gros. Si nous multiplions par 10 l'intensité sonore en un point où se trouve notre oreille, en d'autres termes, si nous faisons débiter dix fois plus de watts modulés par un haut-parleur, notre oreille ne nous dit pas : « J'entends dix fois plus fort », mais bien « Le son a doublé ». Notre oreille ne mesure pas le son comme on mesure une quantité donnée d'une marchandise, mais elle nous indique qu'il existe un certain rapport entre deux sons d'intensité différente tel que nous percevons le double quand le son est dix fois plus grand, le triple quand l'intensité sonore est multipliée par 100, etc.

Mais qu'est-ce que le décibel ?

C'est, bien entendu, la dixième partie du bel, qui est lui-même le logarithme vulgaire du rapport de deux puissances sonores. Si P_1 et P_2 sont deux puissances à comparer, on dit que leur différence en décibels est :

$$\text{Nombre de décibels} = 10 \log. \frac{P_1}{P_2}.$$

Les décibels sont très commodes pour comparer deux intensités sonores : ainsi, quand une intensité sonore est cent fois plus grande qu'une autre, on dit qu'elle la dépasse de 20 décibels, ou 2 bels, parce que le logarithme de 100 est 2. Si elle était mille fois plus grande, elle la dépasserait de 30 décibels, et ainsi de suite. Voyons cela de plus près.

Un rapport de puissance de			1 (égalité) donne	0 décibel d'écart.
—	—	—	10	— 10 décibels d'écart.
—	—	—	100	— 20 — —
—	—	—	1.000	— 30 — —
—	—	—	10.000	— 40 — —
—	—	—	100.000	— 50 — —

etc..

Il est aisé de voir que, dès qu'on connaît le rapport de puissance de deux sources à comparer, on obtient *grosso modo* le nombre de décibels en procédant comme suit : on compte le nombre de chiffres dont le rapport est formé, on diminue de 1 et on met à la suite le premier chiffre du rapport. (Exemple : rapport 4.000. Il y a 4 chiffres, j'écris donc 3, suivi du premier chiffre, soit 4. Cela me fait 34 décibels). Ceux qui préfèrent les logarithmes multiplieront par 10 le logarithme du rapport.

Puisque les décibels servent à comparer l'écart qui existe entre deux intensités sonores, il était tout naturel de prendre une intensité de référence à laquelle on assignerait la dénomination de « 0 décibel ». C'est justement la limite inférieure d'audibilité qui a été choisie, soit une intensité sonore à peine perceptible. Pour donner une idée de la progression, disons que :

Un murmure à 1 mètre correspond à 20 décibels (cent fois plus intense) ;

Un bruit moyen correspond à 40 décibels (dix mille fois plus intense) ;

Des cris à 2 mètres correspondent à 80 décibels (cent millions de fois plus) ;

Un avion à 3 mètres correspond à 120 décibels ;

Et qu'enfin, entre 130 et 140 décibels, la sensation est douloureuse : c'est la limite supérieure d'audibilité pour l'homme, correspondant à une puissance de *dix millions de millions de fois* supérieure à celle du plus léger murmure que nous pouvons entendre. On voit par là quel domaine formidable peut explorer notre oreille.

La réverbération.

Si nous faisons fonctionner une source sonore dans une grande salle, le son va d'une part aux oreilles des auditeurs, tandis qu'une partie se dirige vers les parois qui en absorbent une portion et réfléchissent le reste. Une partie de ce reste va vers les auditeurs, tandis que l'autre va se faire réfléchir par les parois. Dans ces conditions, le même son arrive à l'oreille après avoir parcouru des trajets différents à raison de 340 mètres par seconde, si bien que le son semble prolongé par ces réflexions successives. Comme, d'autre part, une certaine partie est absorbée à chaque réflexion, il est bien évident que, si la source se tait, la prolongation du son due aux réflexions va se mettre à décroître rapidement. Ce phénomène a été baptisé « réverbération ».

Pour les mêmes raisons, si nous mettons en marche une source sonore d'intensité constante, le son ne va pas atteindre instantanément

son régime stable. Il faut qu'en tous points les réflexions successives aient eu le temps de s'additionner. Le son se réfléchira sur les parois, autant de fois qu'il sera nécessaire pour absorber toute son énergie, et le maximum d'intensité sonore ne sera atteint que lorsque cette absorption sera justement égale au débit de la source. Le temps nécessaire pour « construire » le son est le même que celui qui est demandé pour l'éteindre totalement après arrêt de la source. Il est plus long dans les pièces de grandes dimensions, puisque le chemin à parcourir par les ondes sonores est plus long entre deux réflexions. Il est plus court si les parois sont absorbantes, car chaque réflexion absorbe une grande partie de l'énergie. On a donné une formule pour calculer approximativement ce temps :

$$T_{\text{secondes}} = \frac{0,186 V}{A},$$

dans laquelle V est le volume en mètres cubes de la pièce, et A la surface en mètres carrés de fenêtre ouverte qui absorberait autant que la totalité des parois (car il est évident qu'une fenêtre ouverte absorbe intégralement tout son qui l'atteint et ne réfléchit rien du tout).

D'une façon générale, la variation de l'intensité sonore exprimée en décibels est, après arrêt de la source, à peu près linéaire (fig. 1). Mais

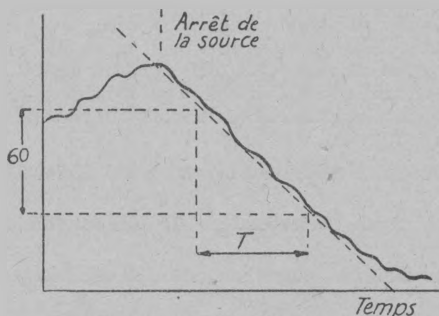


Fig. 1.

pratiquement, il est impossible, sans appareillage très spécial, d'établir la courbe d'affaiblissement sonore d'une pièce. Comme la formule ci-dessus, pour utile qu'elle soit, est peu commode à cause de son facteur A , bien difficile à mesurer, voici comment on peut opérer :

On fait marcher une source sonore, en regardant un chronomètre. On arrête brusquement la source et on note le temps t_1 que met le son à disparaître. On répète l'expérience en changeant la puissance de la source, et on note le temps t_2 . Dès lors, le temps de réverbération T de la salle est donné par la formule :

$$T = 60 \frac{t_1 - t_2}{d},$$

d étant le nombre de décibels d'écart entre les puissances sonores mises en jeu. Ce nombre de décibels s'obtiendra très simplement en mesurant, au cours des deux essais à l'aide d'un haut-parleur, les volts ou les ampères alternatifs appliqués au haut-parleur, ou encore la puissance modulée à la sortie de l'amplificateur (à l'aide d'un outputmètre). On fait le rapport soit des volts, soit des ampères, soit des watts, et on lit les décibels dans le tableau suivant :

DÉCIBELS	RAPPORT des volts ou des ampères	RAPPORT des watts	DÉCIBELS	RAPPORT des volts ou des ampères	RAPPORT des watts
0	1,00	1,00	18	7,9	68
1	1,12	1,26	20	10,0	100
2	1,26	1,59	22	12,6	160
3	1,41	2,00	24	16,0	250
4	1,59	2,5	26	20	400
5	1,78	3,2	28	25	630
6	2,00	4,00	30	32	1.000
7	2,24	5,00	32	40	1.590
8	2,51	6,30	34	50	2.510
9	2,82	7,90	36	63	3.980
10	3,16	10	38	79	6.310
12	4,00	16	40	100	10.000
14	5,00	25	45	178	31.600
16	6,80	40	50	316	100.000

La variation du temps de réverbération.

Le temps de réverbération d'une pièce a une grande importance, car c'est de lui que dépend son acoustique. S'il est trop long, tout se mélange; s'il est trop court, tout s'étouffe. On démontre que ce temps de réverbération T est donné par la relation suivante (d'après Sabine) :

$$T = \frac{0,16 V}{ks},$$

dans laquelle V est le volume de la salle en mètres cubes, s la surface en mètres carrés et k un coefficient dépendant de l'absorption des parois. Ce coefficient k , c'est la surface en mètres carrés de fenêtre ouverte qui absorberait autant qu'un mètre carré de paroi. On le calcule en faisant la moyenne des coefficients respectifs de chaque portion différente de paroi. Le tableau suivant donne, pour différentes fréquences et différents matériaux, la valeur des coefficients d'absorption k .

	128	512	1.024
Plein air ou ouverture	1	1	1
Feutre de jute (6 millimètres) ..	0,43	0,75	0,67
Insulite	0,24	0,28	0,30
Plâtre acoustolithe	0,17	0,28	0,36
Béton	0,15	0,43	0,37
Parquet de bois	0,05	0,06	0,09

Ce qu'il faut retenir, c'est que le temps de réverbération est proportionnel au volume de la salle, inversement proportionnel à la surface de ses parois et au coefficient moyen d'absorption.

Influence de la réverbération.

Une certaine « résonance » est toujours appréciée du public, car elle donne plus de rondeur à la musique, plus d'ampleur à la parole. C'est ce qu'il exprime en disant que la salle a une bonne acoustique. Cependant, l'exagération de la résonance, comme dans les grandes cathédrales à parois de pierre, est un défaut, car la réverbération trop longue se traduit par le chevauchement des mots brefs, l'audition perd toute netteté, et il faut, pour se faire entendre, parler lentement en articulant bien.

Il faut qu'il existe entre deux sons successifs un intervalle d'un quinzième de seconde au moins pour que l'oreille les différencie. Donc, les sons réfléchis qui parviennent moins d'un quinzième de seconde après le son direct renforcent celui-ci : ce sont les « sons utiles ». L'autre partie des sons réfléchis, c'est-à-dire ceux qui arrivent après un quinzième de seconde, ont pour effet de prolonger le son direct et ils contribuent à l'agrément d'une audition musicale, faisant un peu l'effet de la pédale forte du piano.

Dans chaque cas particulier, il existe un *temps optimum de réverbération*, plus faible pour la parole que pour la musique et fonction du volume d'air de la salle. Le graphique de la figure 2 indique le temps de réverbération

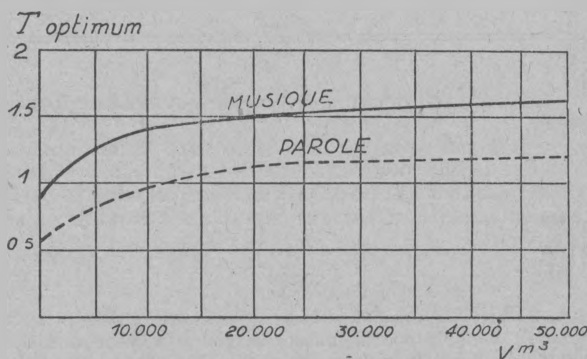


Fig. 2. — Temps optimum de réverbération.

tion optimum pour des salles de volumes différents, dont les dimensions n'offrent pas de disproportions trop grandes.

Les puissances nécessaires.

Pour obtenir une bonne audition, il faut évidemment une puissance sonore suffisante. Mais c'est là un terme bien vague. Il y a plusieurs manières de déterminer la puissance modulée nécessaire pour obtenir, dans une salle donnée, les meilleurs résultats. Par exemple, on peut évaluer le niveau de l'intensité sonore qui doit exister dans l'ensemble de la salle, déduire la puissance de la source, puis calculer la puissance électrique appliquée aux haut-parleurs et enfin la puissance modulée de l'amplificateur.

Pour la meilleure audibilité de la parole, il faut qu'on ait en tous points 65 décibels de plus que le bruit parasite. De même entre les pianissimi et les fortissimi de l'orchestre, il doit y avoir une différence de 65 décibels pour une bonne audition. Cela veut dire que les haut-parleurs doivent créer, dans tous les points intéressants de la pièce, une intensité de 80 décibels de plus que le seuil d'audibilité de l'oreille, pour tenir

compte des bruits parasites qu'ils créent eux-mêmes, ainsi que des brouhahas, piétinements, etc.

Calculons maintenant la *puissance acoustique* que devront nous donner les sources sonores pour produire une intensité moyenne de 80 décibels. Si V est le volume de la pièce, T son temps de réverbération en secondes, la puissance acoustique P_a est approximativement égale à

$1/100.000$ de $\frac{V}{T}$. Par exemple, une salle de 50.000 mètres cubes ayant

un temps de réverbération de deux secondes demandera seulement 0,25 watt de puissance sonore. C'est peu, pensez-vous ? Non, car, si l'amplificateur doit fournir bien davantage, cela tient au mauvais rendement de nos appareils, entre autres raisons.

Reste maintenant à calculer la *puissance électrique* W . Elle est égale à la puissance acoustique multipliée par l'inverse du rendement du haut-parleur. Or ce rendement varie entre 2 à 3 p. 100 pour les haut-parleurs courants et 25 à 50 p. 100 pour les appareils spéciaux à chambre de compression et pavillons développés et cloisonnés. Si, dans notre exemple, nous prenons un haut-parleur dont le rendement est de 5 p. 100, il faudra lui fournir vingt fois plus de puissance électrique, soit 5 watts, pour en retirer 0,25 watt acoustique.

Mais ce n'est pas tout. Si nous alimentons notre haut-parleur par un amplificateur qui donne « 5 watts modulés », nous n'aurons pas assez de puissance sonore. Parce que cette dénomination de « watts modulés » n'est valable que s'il s'agit d'oscillations sinusoïdales pures. Or ce n'est pas le cas des oscillations musicales, et le rapport entre la tension efficace et la

tension de pointe d'oscillations complexes est inférieur à $\frac{1}{\sqrt{2}}$, soit 0,7.

Comme, d'autre part, la tension de pointe ne peut dépasser un certain maximum, sous peine de voir apparaître le courant de grille dans le dernier étage, la puissance modulée effective (qui est proportionnelle au carré de la tension efficace) est nettement plus faible, en oscillations non sinusoïdales, que celle indiquée sur les catalogues. C'est du reste pour cela qu'on prévoit souvent, dans les gros amplificateurs, un étage « driver » précédant l'étage de puissance et rendant possible l'apparition du courant de grille : on peut obtenir une tension de pointe plus élevée, sans cependant corriger tout à fait l'écart.

Ce qu'il faut bien retenir de tout ceci, c'est qu'il convient d'augmenter notablement la puissance électrique calculée pour obtenir la « puissance modulée » telle qu'on l'indique dans les catalogues, de même, du reste, qu'il faut augmenter la puissance du haut-parleur théoriquement nécessaire. Par exemple, le calcul qui nous donna 0,25 watt acoustique et de là nous conduisit à 5 watts électriques pour un haut-parleur à 5 p. 100 de rendement doit être complété par la prévoyance qui triplera ces chiffres théoriques : c'est donc un amplificateur du type « 15 watts modulés » et un haut-parleur (ou une somme de haut-parleurs) de 12 watts qu'on choisira finalement.

Maintenant, pour les gens qui aiment le travail tout fait, nous avons dressé un graphique, figure 3, qui donne une idée de ce que doit être la puissance modulée en fonction du volume et du temps de réverbération de la salle. Les valeurs qu'on y trouvera sont des maxima qui peuvent être légèrement diminués. Et, puisque nous en sommes au paragraphe des simplifications, nous pourrions tout simplement calculer le temps de réverbération en secondes en prenant les $4/100$ de la longueur en mètres d'une pièce cubique de même volume que la salle et en ajoutant $8/10$ de seconde. C'est assez grossier comme procédé, mais cela marche pour des pièces courantes à coefficient d'absorption normal.

Enfin, une idée très approximative, mais rapide, de la puissance modulée sans distorsion est donnée par le graphique de la figure 4, dans laquelle n'entre même plus le temps de réverbération : elle n'offre donc

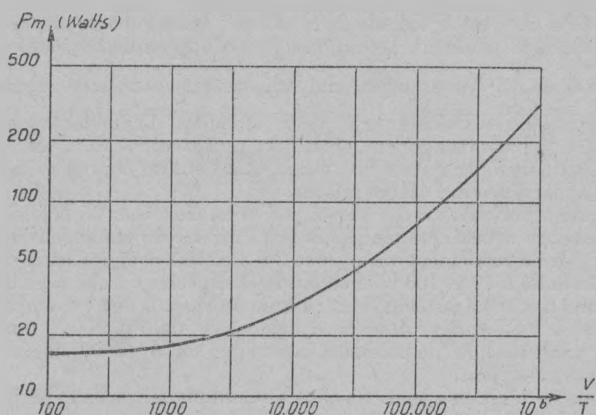


Fig. 3. — Puissance modulée requise (V = volume de la salle ; T = temps de réverbération).

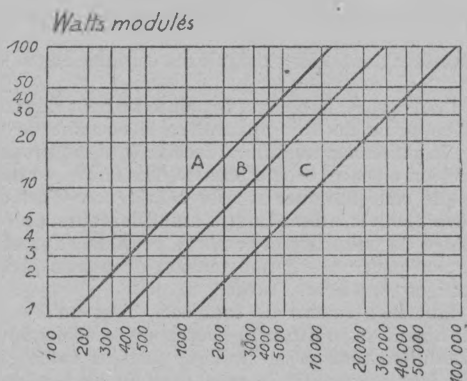


Fig. 4. — Volume de la salle : puissance modulée.

A. Pour salle très bruyante. B. Pour salle moyenne. C. Pour salle paisible.

aucun caractère de précision, mais elle est commode pour les avant-projets.

Les haut-parleurs

Presque tous les haut-parleurs employés actuellement sont des dynamiques qui se divisent en plusieurs races de mœurs assez différentes.

Il y a d'abord les haut-parleurs à excitation, qui sont en passe d'aller rejoindre ceux en papier plissé au musée des antiquités. Depuis l'invention des aciers spéciaux à l'aluminium, nickel, cobalt, on est arrivé à produire dans l'entrefer des champs très élevés, sans courant d'excitation, sans ronflement, sans complications de branchement.

Un seul inconvénient : ils recueillent aisément les poussières magné-

tiques dans leur entrefer, ce qui demande de temps à autre un démontage et un nettoyage dudit entrefer à l'aide d'un feutre raide enduit de vaseline. Nous les emploierons donc de préférence aux anciens modèles à pot excité.

Les dynamiques normaux, c'est-à-dire ceux à grande membrane conique, se montent soit sur baffle plan, soit en ébénisterie, soit dans un pavillon court et de grand diamètre. Le baffle plan convient particulièrement aux salles de dimensions moyennes ayant une bonne acoustique, car l'effet directif est peu accusé pour les graves. L'ébénisterie de dimensions exactement calculées, connue sous le nom de « baffle infini », possède un bon rendement, même pour les fréquences basses, quoique certaines résonances soient à craindre. Et l'on emploie les tronçons de pavillon là où un effet directif est souhaitable.

Quant aux dynamiques à *chambre de compression*, dont la bobine mobile actionne un véritable piston qui comprime et déprime l'air d'une chambre de faible capacité, le pavillon à faible embouchure et grand développement exponentiel (1) joue le rôle d'un véritable transformateur en adaptant l'impédance de la chambre à celle de l'espace environnant l'appareil : les grands déplacements à fréquence acoustique de la petite masse d'air de l'entrée du pavillon se transforment en faibles déplacements d'une masse d'air de plus en plus considérable. De tels appareils ont un excellent rendement, mais ils sont chers. Leur effet directif est très marqué, même pour les basses fréquences. On le corrige en remplaçant le pavillon simple par un pavillon multicellulaire grand angulaire.

La mise en place des haut-parleurs.

Nous nous bornerons à énoncer quelques règles simples, car, dans ce domaine, tout dépend de la salle à sonoriser et de ce qu'on entend y faire ; et rien ne remplace l'expérience et les essais.

1. Dans une salle pas trop grande, un seul groupe de haut-parleurs (grave et aigu) vaut souvent mieux que plusieurs appareils répartis aux quatre coins. Car l'oreille aime entendre un son venant d'une direction bien déterminée.

2. Si plusieurs appareils répartis sont nécessaires, il faut éviter l'écho artificiel, produit par deux haut-parleurs inégalement éloignés de l'auditeur : si la différence d'éloignement est supérieure à la distance parcourue par le son en 1/15 de seconde, soit environ 20 mètres, on a la sensation très nette d'un écho désagréable. D'où la règle : pas de haut-parleur trop puissant par rapport aux autres, pas de distance supérieure à 15 mètres entre deux haut-parleurs susceptibles d'être entendus dans la même direction.

3. L'écho artificiel étant évité, il s'agit d'éviter aussi l'écho naturel. Donc, les haut-parleurs ne seront pas dirigés vers un mur réfléchissant éloigné.

4. Une réverbération trop forte se corrige par des matériaux absorbants, l'ouverture des portes ou des fenêtres, des tentures placées au bon endroit, le déplacement des haut-parleurs, qu'on essaiera toujours avec des câbles volants avant de les fixer à demeure.

5. Si on se trouve obligé de disposer plusieurs haut-parleurs de telle manière qu'on puisse craindre les phénomènes d'écho artificiel, il reste la ressource d'utiliser des appareils très directifs, exploitant chacun une aire bien déterminée, et dont le jet est arrêté par une surface absorbante.

(1) Un pavillon exponentiel est tel que son diamètre Dx en tout point est lié à la distance x de ce point à l'embouchure par l'expression : $Dx = D_0 \times e^{kx}$; D_0 étant le diamètre de l'embouchure, k un coefficient, et e égal à 2,7182.

6. Si la salle est normalement remplie par un public nombreux, les essais seront faits avec la présence du public, ou de matériaux très absorbants qui en tiennent lieu. Faute de cette précaution, on aurait en pratique des résultats très différents de ceux obtenus au cours des essais.

7. Lorsque la salle à sonoriser comporte un microphone, il faudra le soustraire soigneusement à l'influence des haut-parleurs, pour éviter l'effet Larsen. Donc, emploi de microphones et de haut-parleurs à effet directif : interposition d'écrans absorbants et distance suffisante entre les haut-parleurs et le microphone.

8. Lorsque la salle exagère certaines fréquences, on corrige ce défaut en munissant l'amplificateur d'un filtre correcteur.

Disposition générale d'une installation.

Il y a deux types d'installations : celles où les haut-parleurs agissent comme *sources sonores initiales* (salle de cinéma, de danse, etc.) et celles où ils *répètent en amplifiant* la voix d'un conférencier.

Le premier cas est le plus simple, car on n'a pas à craindre l'effet Larsen. Dans la majorité des cas, lorsque la salle n'est pas trop tourmentée et ne forme pas de chapelle, on résoudra très simplement le problème avec un, deux ou trois haut-parleurs *directifs*, comme l'indique la figure 5. Les appareils sont placés en avant des premiers rangs des spec-

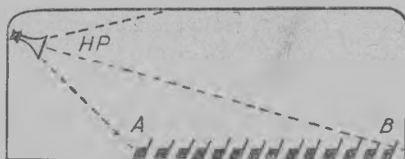


Fig. 5.

tateurs, à quelques mètres au-dessus du sol, leur axe étant dirigé vers le fond de la salle, ce qui permet d'obtenir une répartition à peu près uniforme de A à B, car l'intensité reçue dépend de l'éloignement ainsi que de l'obliquité de la direction par rapport à l'axe d'un haut-parleur directif.

Le second cas demande plus de doigté pour éviter l'amorçage des oscillations et des sifflements du Larsen, qui est un véritable couplage acoustique. Comme le son doit sembler provenir tout entier de la bouche du conférencier ou des instruments de l'orchestre, il faut nécessairement placer les haut-parleurs pas trop loin de ceux-ci. On tourne la difficulté en utilisant des haut-parleurs directifs, placés suffisamment haut, et en protégeant les micros par un écran formé, par exemple, par le plafond de la scène. Ajoutons que des études sont entreprises pour traiter l'effet Larsen comme on traite le motorboating en T. S. F., par des découplages appropriés.

La figure 6 montre comment peut être sonorisé un café-concert de grandes dimensions.

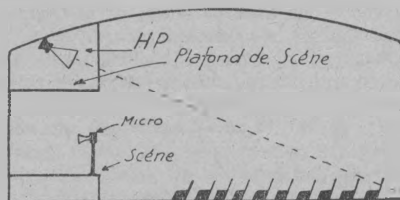


Fig. 6

LE COUPLAGE DES HAUT-PARLEURS

S'il est facile d'alimenter par une même source deux ou trois haut-parleurs identiques, l'installation de plusieurs haut-parleurs différents à des distances très variables demande quelques précautions.

Alimentation à basse impédance.

Si la ligne est courte, inutile de compliquer. Il n'y a qu'à prendre des haut-parleurs de même impédance et les alimenter par une ligne en *très gros fil* partant du transfo de sortie unique qui se trouve dans l'amplificateur (et non dehors, à cause du courant continu haute tension qui le parcourt). Les haut-parleurs n'auront pas de transfo individuel, sauf ceux qui ont une impédance différente des autres : dans ce cas, un transfo adaptateur est nécessaire. (Exemple : si l'un des haut-parleurs a une impédance double des autres, il faudra le munir d'un transfo éleveur, de rapport $\sqrt{2} = 1,41$.)

Alimentation à haute impédance.

Par contre, si la ligne est longue, il est préférable d'alimenter sous plus haute tension oscillante les haut-parleurs munis chacun d'un transfo abaisseur. L'amplificateur a toujours un transfo de sortie, mais son rapport est choisi de manière à charger son secondaire non plus avec 10 à 20 ohms d'impédance comme ci-dessus, mais avec 150 à 500 ohms.

Comment calculer ce transfo ? C'est bien simple. On connaît l'impédance de charge optimum de la lampe ou des lampes finales, soit par exemple 12.000 ohms. On la divise par l'impédance de la ligne, par exemple 500 volts. On extrait la racine carrée du quotient, et cela donne le rapport du transfo : ici, c'est 4,9, soit 5 en chiffre rond.

Si ce petit calcul vous fatigue, vous pouvez employer l'abaque préparé dans ce but, qui se trouve à la fin du *Memento*.

Le transfo sera, bien entendu, choisi avec soin, de bonne qualité et de volume suffisant pour supporter la charge qui lui est imposée.

Branchement à la ligne.

Les haut-parleurs demandent à la ligne d'autant plus d'énergie que l'impédance de leur bobine mobile est plus faible : la demande est proportionnelle à l'inverse de leur impédance, soit 1 divisé par cette impédance. Donc, nous partagerons la puissance modulée disponible en « ilots », comprenant chacun un ou plusieurs haut-parleurs, de telle façon que les parts soient dans un rapport simple.

Par exemple, dans le cas de la figure 1, nous décidons d'attribuer 8 watts au poste A, 16 watts au poste B et le reste, soit 16 watts, au poste C : total, 40 watts modulés. Comme les bobines mobiles n'ont pas l'impédance voulue pour se raccorder directement à la ligne, il faudra les munir de transfos abaisseurs.

Pour calculer le rapport de ces transfos, on peut appliquer la formule :

$$Z_{total} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \dots}$$

dans laquelle Z_1 est l'impédance de l'ilot A, Z_2 celle de l'ilot B, Z_3 celle de l'ilot C, etc.

Mais nous nous éviterons ce calcul par le petit raisonnement suivant :

Puisque le poste A prend 1/5 des watts modulés disponibles, il faut que son impédance soit cinq fois plus forte que celle totale, qui est 500 ohms : donc, le poste A doit avoir une impédance de 2.500 ohms.

De même, le poste B, qui prend les 2/5, doit avoir une impédance qui soit l'inverse, soit 5/2 de 500 ohms, ou 1.250 ohms.

Le poste C, lui aussi, prend les 2/5 de la puissance, et son impédance sera 1.250 ohms.

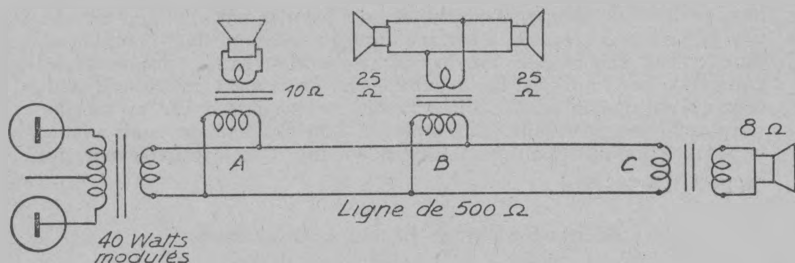


Fig. 1. — Couplage de haut-parleurs sur une ligne de 500 ohms.

Détermination des transfos abaisseurs.

Ayant déterminé l'impédance offerte par chaque haut-parleur ou groupe de haut-parleurs, il s'agit maintenant de calculer le rapport des transfos. C'est enfantin. En somme, ces transfos sont des loupes qui permettent à la ligne de voir grossie l'impédance réelle des bobines mobiles. Il suffit, comme nous l'avons vu plus haut, de diviser l'impédance calculée par celle de la bobine mobile et d'extraire la racine carrée. Voyons ceci dans notre exemple.

Poste A. — Il faut que ce poste présente une impédance de 2.500 ohms, alors que la bobine mobile n'en a que 10. Quotient : $\frac{2.500}{10} = 250$, dont la racine carrée est 15,8. Nous prendrons donc 1 : 15.

Poste B. — Il faut 1.250 ohms, et chacune des bobines mobiles en fait 25. Mais elles sont en parallèle : donc, le total est 12,5 ohms. Quotient : $1.250 : 12,5 = 100$, dont la racine carrée est 10. Le transfo aura donc un rapport 1 : 10.

Poste C. — Il faut 1.250 ohms, la bobine fait 8 ohms. Quotient : $\frac{1.250}{8} = 156$, dont la racine carrée est 12,5. Le rapport du transfo sera 1 : 12,5, ou même 1 : 10 à 1 : 15.

On voit que ces calculs sont très simples. Ils se simplifient encore en utilisant l'abaque pour calcul des transfos de sortie qui figure à la fin du *Memento*, ou encore la table ci-après.

Rappelons que, pour simplifier, on apprécie l'impédance de la bobine mobile d'un haut-parleur en multipliant sa résistance en courant continu par 1,5.

L'excitation du champ.

De nos jours, on préfère les dynamiques à aimant permanent pour les installations sonores, d'abord parce qu'ils sont au moins aussi puissants que les autres, ensuite parce qu'ils sont beaucoup plus faciles à installer, puisqu'ils économisent une source continue et une ligne.

Toutefois, si vous voulez utiliser des électrodynamiques, il faut totaliser les watts nécessaires à l'excitation et majorer de 30 p. 100 pour compenser les pertes en ligne. Un redresseur de schéma courant à valve bipolaire fournira le courant nécessaire. Le fil de la ligne sera de section suffisante pour ne pas provoquer des pertes exagérées.

TABLEAU DES RAPPORTS DES TRANSFORMATEURS

IMPÉ- DANCE de charge en ohms	Impédance de la bobine mobile (en ohms).															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	14	16	18	20	
1.500	39	28	23	19	18	16	14,5	13,5	13	12	11	10	10	9	8,5	
2.000	45	32	26	22	20	18	17	16	15	14	13	12	11	10,5	10	
3.000	55	39	32	27	24,5	22	21	19	18	17	16	15	14	13	12	
4.000	64	45	37	32	28	26	24	22	21	20	18	17	16	15	14	
5.000	71	50	41	35	32	29	27	25	23,5	22	20	19	18	17	16	
6.000	78	55	45	39	35	32	29	27	26	24,5	22	21	19	18	17	
7.000	84	59	48	42	38	34	32	29	28	26	24	22	21	20	19	
8.000	90	64	52	45	40	37	34	32	29,5	28	26	24	22	21	20	
9.000	95	67	55	47	43	39	36	34	32	29,5	27	25	24	22	21	
10.000	100	71	58	50	45	41	38	35	33	32	29	27	25	24	22	
12.000	110	78	63	55	49	45	42	39	37	35	32	29	27	26	24	
16.000	127	89	73	64	57	51	48	45	42	40	36	34	32	30	28	
20.000	141	100	82	71	64	58	54	50	47	45	41	38	35	34	32	

CALCUL DES BOBINAGES A FER

Moderniser en mettant des lampes plus nerveuses, c'est bien joli, mais le transformateur d'alimentation devient parfois insuffisant, ou ses tensions ne conviennent plus. Nous ne pouvons en acheter un nouveau, nous allons donc en bobiner un, avec les dépouilles d'un ou deux transformateurs de nos vieux stocks (ou des tôles neuves achetées à bon prix).

Si nous avons la chance d'en trouver un de bonne taille, de même tension primaire (par exemple 110 volts, 50 périodes), peut-être le primaire pourra-t-il être conservé, et le travail réduit au simple bobinage des secondaires. Mais prenons le cas général, et voyons les différentes étapes, avec un exemple pour mieux suivre les opérations.

Soit à réaliser un transformateur qui doit donner une tension anodique de deux fois 350 volts avec un débit de 90 milliampères, une tension de chauffage de 6,3 volts avec débit de 4,5 ampères, plus l'alimentation du filament de la valve, soit 6,3 volts et 0,65 ampère. Ces chiffres ont été obtenus en totalisant les consommations des électrodes du poste, en tenant compte de la chute de tension dans le filtrage et la valve, et en majorant prudemment de 10 à 15 p. 100 le courant anodique.

1. Calcul du débit.

a) Tension anodique : comme la valve débite tantôt sur une plaque. tantôt sur l'autre, nous ne comptons qu'une seule section du secondaire à 90 milliampères, soit :

350 v. $\times$ 0,090 a.	=	31,50 watts.
b) Chauffage des lampes :		
6,3 v. $\times$ 4,5 a.	=	28,35 —
c) Chauffage de la valve :		
6,3 v. $\times$ 0,65 a.	=	4,10 —
Total	=	63,95 watts.

que nous arrondirons sagement à 65 watts au moins.

Mais notre transformateur, n'étant pas parfait, aura un rendement que nous évaluons à 80 p. 100. Donc, son primaire devra fournir :

$$65 \text{ watts} : 0,8 = 81 \text{ watts environ.}$$

2. Calcul de la section du fer. — Pour connaître la section de fer plein, il faut multiplier par 1,25 la racine carrée de la puissance en watts. Mais, comme le fer est formé de laminages, avec interposition d'air, de vernis, de papier isolant, nous devons multiplier encore par 1,25 la section de fer plein pour obtenir la section pratique en centimètres carrés. Cela nous donne :

$$\sqrt{81} \times 1,25 = 9 \times 1,25 = 11,25 \text{ centimètres carrés de fer plein.}$$

$$11,25 \times 1,25 = \text{environ } 14 \text{ centimètres carrés de section pratique.}$$

Plus simplement, en remarquant que $1,25 \times 1,25 = \text{environ } 1,56$, nous n'avons qu'à multiplier $\sqrt{81}$ watts, soit 9 par 1,56, pour avoir la section pratique de 14 centimètres carrés.

Cette section est valable pour 50 périodes. Pour 25 périodes, il faudrait doubler.

3. *Réalisation du noyau de fer.* — Nous empilerons des laminations provenant de vieux transformateurs (du même type, bien entendu !) jusqu'à obtenir un noyau de 14 centimètres de section. Par exemple, les tôles courantes représentées par la figure 1 forment 14 centimètres carrés de section de noyau sous 47 millimètres d'épaisseur.

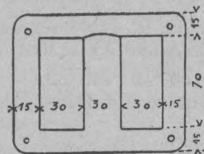


Fig. 1.

Nous ferons ensuite, avec du presspahn, une carcasse de bobine, formée de deux flasques et d'un tube à section rectangulaire, le tout collé à la seccotine ou, mieux, à la colle cellulosique.

En passant, disons qu'il vaut mieux se rapprocher des sections sensiblement carrées, plutôt que de faire des noyaux avec des empilages épais de tôles étroites : le bobinage se fera mieux, entre autres avantages.

4. *Calcul des spires.* — Nous appliquerons la formule suivante (1) :

$$\text{Spires par volt} = \frac{28.153.153}{\text{fréquence} \times \text{induction} \times \text{section de noyau en cm}^2}$$

L'induction magnétique maximum varie, suivant la qualité des tôles à transformateurs, de 8.000 à 14.000 gauss. Par prudence toujours, nous prendrons 10.000 pour de bonnes tôles de petits transformateurs, si bien que, pour du courant de 50 périodes, le nombre de spires par volt s'obtient tout simplement en divisant 56 par la section du noyau.

Dans notre exemple, cela donne 4 spires par volt (on peut forcer légèrement). Pour 25 périodes, il faudrait doubler.

Au primaire : 4×110 volts = 440 (secteur).

Aux secondaires : $4 \times 2 \times 350$ volts = 2.800 (tension anodique).

$4 \times 6,3$ volts = 26 (chauffage).

$4 \times 6,3$ — = 26 (valve).

PUISSANCE watts	SECTION fer cm ²	SPIRES p. volt	PUISSANCE watts	SECTION fer cm ²	SPIRES p. volt
10	3,7	16	45	8	7,5
15	4,7	13	50	8,5	6,4
20	5,4	11	60	9,3	6
25	6	10	70	10	5,6
30	6,6	9,1	80	10,8	5,3
35	7,1	8,5	90	11,4	5
40	7,6	8	100	12	

(1) Cette formule n'est au fond que celle bien connue :

$$n = \frac{10^8 E}{4,44 f \cdot B \cdot S \text{ centimètres carrés}}$$

● Pour tenir compte de la chute de tension dans les secondaires, nous augmenterons le nombre de tours d'environ 10 p. 100.

C'est un peu cavalier comme solution, mais c'est simple et suffisant pour nos besoins.

5. *Choix du fil.* — Ici, rien de sorcier : on adopte une densité de courant raisonnable pour éviter l'échauffement, pas plus de 2,5 ampères par millimètre carré de section. La table des fils de cuivre qui se trouve à la fin du *Memento* permet de calculer aisément le fil à choisir :

Au primaire : 81 watts sous 100 volts actifs environ, cela fait 0,81 ampère, donc 0,325 millimètre carré de section. Nous prendrons du 65/100 de diamètre.

Au secondaire anodique : 90 milliampères, cela fait 0,036 millimètre carré de section, donc 22/100 de diamètre.

Au secondaire chauffage : 4,5 ampères donnent 1,8 millimètre carré, soit du fil de 160/100 de diamètre.

Au secondaire valve : 0,65 ampère : $2,5 = 0,26$ millimètre carré, soit 60/100 de diamètre.

Les signoleurs peuvent s'amuser à calculer l'encombrement des couches, pour voir s'ils peuvent augmenter un peu leur section de fil. Et puis on passe au bobinage, qu'on fait soigneusement. (La chignole pincée dans l'étau, soit dit en passant, fait un tour à bobiner très acceptable.) On compte bien les spires, on les range autant que possible en couches régulières, et on sépare les couches par une bande de papier, si on a le temps et la place. Les différentes sections seront obligatoirement séparées par un papier bakélinisé (vernis bakélite sur papier écolier). On termine par un papier de protection, puis on tôle.

● Maintenant, si vous n'avez qu'un seul transformateur, le noyau est évidemment tout calculé. Nous en partirons donc pour connaître le wattage admissible.

Multiplions la section du noyau en centimètres carrés par 0,64, et multiplions à nouveau le résultat obtenu par lui-même. Cela nous donne les watts au primaire. Multiplions derechef par 0,8, et nous avons les watts à répartir entre les différents secondaires.

● Rappelons enfin quelques règles :

Les pertes dans le cuivre devant être égales aux pertes dans le fer pour obtenir le rendement maximum, un transformateur marchant souvent à vide doit s'attacher à réduire ses pertes dans le fer, car elles sont indépendantes du débit. Donc, gros fer à bonne perméabilité.

Les pertes dans le primaire doivent être égales aux pertes dans les secondaires, ce qui conduit à adopter les mêmes densités de courant dans tous les fils.

Bobinez d'abord les fils de grosse section : à nombre égal de tours, ils occuperont moins de volume au fond de la carcasse qu'en surface.

Faites les sorties des bobinages de fil ténu avec de la tresse isolée, qui a moins de chances de se rompre à ras.

CALCUL EXACT DES ÉLÉMENTS

Le point de départ de ce calcul est encore la puissance du transfo, laquelle s'obtient en totalisant les débits des secondaires (en watts) et les majorant de 12 à 15 p. 100.

Cela fait, le travail de détermination des éléments repose sur ceci : répartir sagement les pertes du transfo dans le fer et dans le cuivre. Si on veut économiser le cuivre et mettre peu de tours par volt, il faut en échange mettre de larges sections de fer.

Ce qui fatigue le cuivre, c'est d'avoir beaucoup d'ampères au millimètre carré de section de fil (ou forte *densité de courant*).

Ce qui fatigue le fer, c'est d'avoir beaucoup de volts par tour (ou peu de tours par volt) par centimètre carré de section de fer. On montre en effet que les volts par tour et par centimètre carré de section représentent la *densité du flux magnétique* dans le fer, ou induction B. En appelant N les spires d'un enroulement et E les volts qu'il reçoit (ou qu'il fournit), on a la formule

$$E/N = 4,44 \times \text{fréq.} \times B \times \text{section du fer cm}^2 \times 10^{-8}.$$

Le calcul des éléments du transfo doit donc viser à réduire la section (pour réduire l'encombrement), mais pas trop, pour ne pas exagérer B et par là accroître les pertes au fer.

L'excès en sens contraire amène à mettre beaucoup de fil, donc à accroître les résistances et les pertes par effets Joule dans le cuivre.

Morale :

Aucune loi mathématique ne détermine le choix de B. La sagesse est seule juge. Selon la qualité de la tôle employée, on prendra quelque chose entre 8.000 et 12.000, le chiffre 10.000 correspondant à la tôle spéciale pour transfos et de qualité moyenne.

Le tableau et l'abaque suivants résolvent le calcul (toujours pour la fréquence habituelle de 50).

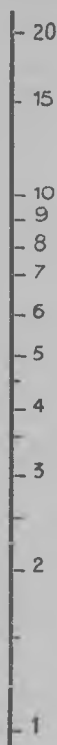
N/E	SECTION POUR		B = 12.000
	B = 8.000	B = 10.000	
22,5	2,5	2	1,66
15	3,7	3	2,5
11,3	5	5	3,33
9	6,25	6	4,16
7,5	7,5	7	5
6,4	8,75	8	5,7
5	10	9	6,5
4,5	11,2	10	7,5
4,12	12,5	11	8,33
3,8	13,8	12	9,2
3,5	15	13	10
3	16,2	15	10,8
	19		12,5

Pour ceux que fatiguerait la lecture de l'abaque ou la multiplication imposée par le tableau précédent, le tableau suivant donne le nombre de tours tout préparés pour $f = 50$ et $B = 10.000$. Si l'on travaille à 25 périodes, doubler les chiffres ; si la mauvaise qualité oblige à faire $B = 7.000$, multiplier par 10/7 (ou 1,4). Notons qu'il a été tenu compte, en outre, du foisonnement des tôles et des chutes ohmiques aux secondaires, ce qui n'est pas le cas pour l'abaque.

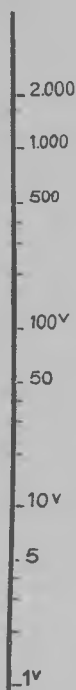
Pour le demi-haute tension de 250 ou 300 volts, prendre les chiffres du chauffage (2,5 ou 3 volts) et y ajouter deux zéros.

Ceci établi, nous avons tous les éléments voulus pour établir un croquis au crayon du transfo en se basant sur les tables de bobinages.

S_{cm^2}



Volts



Spires
($p^2 B = 10.000$)



SECTION	PRIMAIRE 110	DEMI-CHAUFFAGE		DEMI-H. T. 340
		2,5	3	
3	1.694	38	45,5	5,100
4	1.265	28	33,5	3.800
5	990	22,5	27	3.000
6	825	18,75	22,5	2.500
7	710	16	19	2.200
8	627	14	17	1.900
9	550	12,5	15	1.700
10	495	11,25	13,5	1.500
11	451	10,2	12,2	1.380
12	413	9,4	11,2	1.260
13	380	8,6	10	1.190
15	330	7,5	9	1.000

Exemple : reprenant le précédent exemple, nous décidons d'adapter $B = 8.000$ et $S = 6$ théorique, soit à peu près 7 pratique. L'abaque donne pour $B = 10.000$ les chiffres de 800 spires pour 110 volts, 44 pour 6 volts, 36 pour 5 volts et 2.550 pour 350 volts. Donc, pour $B = 8.000$, ces quatre nombre deviennent 1.000, 55, 45 et 3.700, et je majore les trois derniers de 5 p. 100 ; ils deviennent 58, 50 et 4.100.

CALCUL DES PERTES DE RENDEMENT

Notons bien que ce travail ne peut être fait qu'avec un croquis et une idée nette de la réalisation et de ses dimensions. Celle-ci est elle-même basée sur deux données :

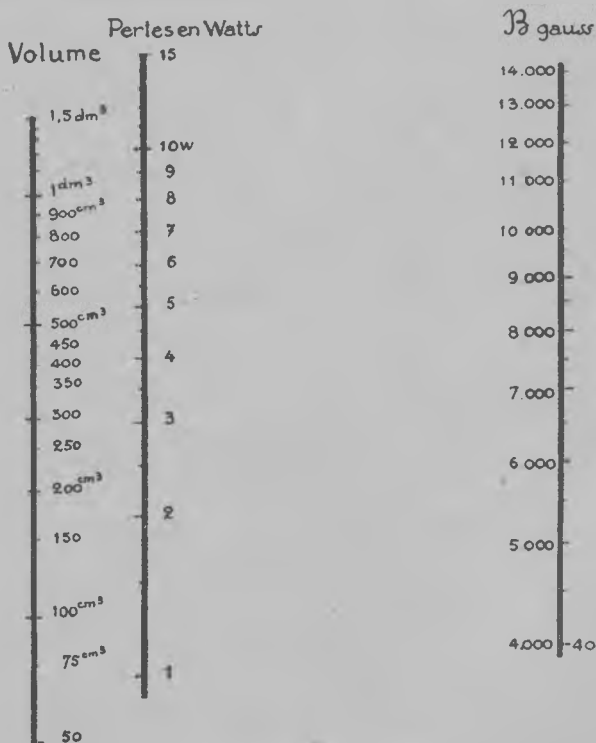
- La section de fer ;
- La fenêtre du bobinage pour loger le cuivre.

La superficie de fenêtre s'obtient d'après les tables dès qu'on sait pour chaque enroulement qu'il comporte tant de spires, de telle section, avec tel guipage.

Avant même de se lancer dans des mesures de rendement, un certain nombre de règles simples qui s'imposent par leur harmonie et leur évidence renseignent de suite si l'on est près ou loin d'une solution industrielle heureuse.

Loi des pertes au fer.

Les pertes au fer sont strictement proportionnelles au volume (au poids). Elles croissent avec B (et plus vite que lui) et sont proportionnelles à la puissance 1,6 de B .

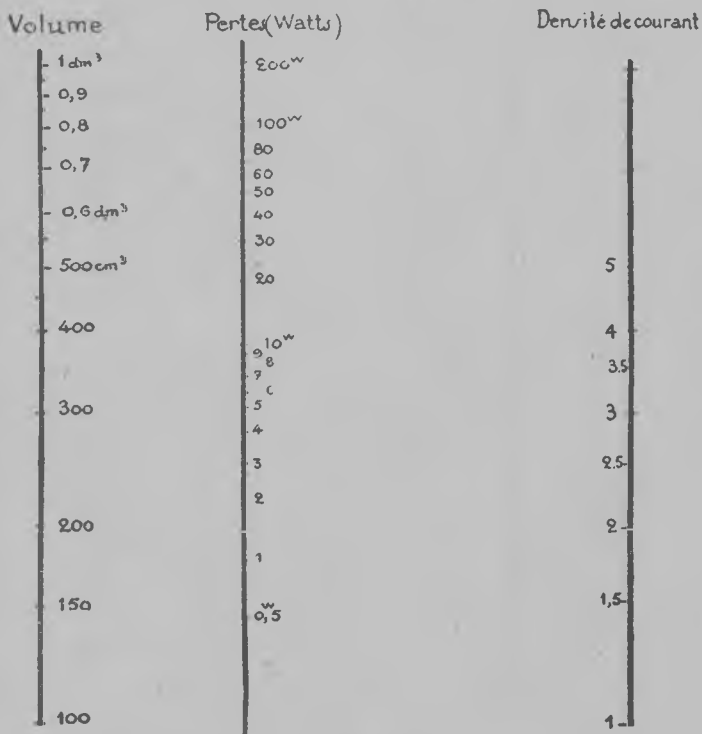


On vend les tôles à transfo (laminées) avec une indication telle que «tôle à 3 watts», qui indique la perte au kilo à 10.000 gauss. Partant de là, on trouve aisément les pertes de n'importe quel volume de tôle à une induction donnée. L'abaque page 423 donne, pour une tôle hypothétique «à 1 watt», les pertes selon l'induction et le volume.

Loi des pertes au cuivre.

Un volume de cuivre donné traversé par du courant consomme en pertes une puissance qui est indépendante du diamètre du fil, du nombre de tours, intensités, voltages, etc., mais exclusivement de la densité du courant adoptée (et bien entendu du taux de remplissage dudit volume).

Cette perte croît comme le carré de la densité de courant employée, et elle est de 20 watts par décimètre cube pour une densité de 1 ampère par millimètre carré. Par suite, elle est quadruple pour une densité double, octuple pour une triple, etc... Il y a lieu, bien entendu, de réduire ces chiffres en ce sens que, par exemple, un volume de bobinage de 1.000 centimètres cubes ne fait que 700 centimètres cubes de cuivre réel, le taux de remplissage variant selon le soin de réalisation entre 60 p. 100 et 80 p. 100. L'abaque ci-joint ne tient pas compte de ce taux de remplissage.



Perméabilité.

On sait que ce chiffre varie avec les qualités de fer d'une part, et avec les ampères-tours par centimètre qu'on y met, le mot centimètre ayant justement le sens donné plus haut au mot « air équivalent ».

La table et les courbes ci-dessous renseignent sur l'induction B, les ampères-tour-centimètre et la perméabilité μ des divers métaux, étant entendu qu'il ne s'agit pas de perméabilité différentielle ou tangente à la courbe caractéristique, mais de perméabilité réelle.

FER FORGÉ RECUIT					
B	N _i /L	μ	B	N _i /L	μ
5.000	1,6	2.500	12.000	6,8	1.400
9.000	3,2	2.250	13.000	9,6	1.080
10.000	4	2.000	15.000	22,6	526
11.000	5,2	1.700	17.000	83	161

ACIER DOUX		
B	N _i /L	μ
5.400	1,76	2.451
9.600	3,6	2.130
11.200	4,8	1.870
13.000	7,2	1.444
14.500	11,6	1.000
16.300	31,4	818

FONTE		
• B	N _i /L	μ
4.000	4	800
5.000	8,4	500
6.000	17,2	279
7.000	33	166
8.000	64	100

Loi des répartitions.

a) Le rendement maximum de transfo a lieu quand les pertes au fer égalent les pertes au cuivre ;

b) Les pertes au cuivre sont minima quand les pertes primaires égalent celles des secondaires ;

c) De plus, les densités de courant doivent être égales dans les divers enroulements, et les volumes des cuivres secondaires égaux à celui du cuivre primaire.

De ces diverses lois, on tire des conséquences simples. Comme les pertes au fer ont lieu toujours dès qu'on met le courant et sont indépendantes des débits secondaires, les transfos faits pour marcher à vide fréquemment seront calculés pour avoir de faibles pertes au fer. Au contraire, les transfos qui travaillent toujours à plein suivront les lois de répartition ci-dessus. On lui calculera donc une fenêtre 50 p. 100 pour P et 50 p. 100 pour S, et, comme la densité de courant est la même partout, l'abaque des pertes au cuivre donnera le résultat immédiatement.

Et c'est tout. Le transfo est déterminé.

Si l'on ne veut pas se fatiguer en réalisant les opérations ci-dessus, on se reporte simplement à la table ci-dessous.

Table de logement des fils.

DIAMÈTRE en mm.	SPIRES RANGÉES AU DÉCIMÈTRE		SPIRES EN VRAC AU CENTIMÈTRE CARRÉ	
	ÉMAIL	2 F. C.	ÉMAIL	2 F. C.
10/100	780	—	6.700	—
13 —	650	—	4.800	—
15 —	580	280	3.600	840
20 —	472	246	2.350	650
25 —	362	208	1.350	460
30 —	312	192	1.000	375
4 / 10	220	148	480	220
5 —	184	132	340	175
6 —	150	110	210	115
7 —	132	100	155	95
9 —	104	88	92	72
10 —	92	78	70	56
12 —	80	68	55	42

Application numérique.

Le transfo faisant 36 watts d'entrée, c'est 110 sur 36 ou 330 millis qu'il prend au secteur. Ceci nous donne le I primaire. Nous connaissons déjà les autres, et la table de bobinage nous donne les renseignements :

Primaire 55/100 émail 230 sp. au centimètre carré ;

Chauffage 100/100 émail 83 sp. au centimètre carré ;

Valve 9/10 émail 100 sp. au centimètre carré ;

HT 20/100 émail 1.720 sp. au centimètre carré

en adaptant une densité de 1,6 ampère au millimètre carré.

Rapprochons ces chiffres de ceux vus en fin du paragraphe : « Calcul exact des éléments », et nous trouvons :

aire fenêtre primaire $100/230 = 4,3$;

aire fenêtre chauffage $58/83 = 0,7$;

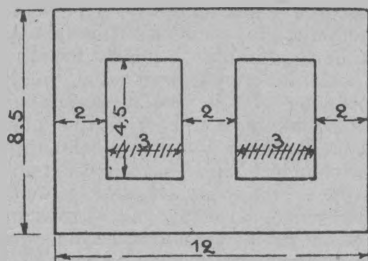
aire fenêtre valve $50/100 = 0,5$;

aire HT (deux fois 350) $8.200/1.720 = 4,7$.

On voit : fenêtre secondaire = 5,9, soit plus que celle primaire. Il serait sage de prendre une section un peu plus large au primaire, ou inversement bobiner les secondaires dans le fond des bobines pour en réduire le volume.

En prenant le taux de remplissage pour environ 75 p. 100, on a pour aire de la fenêtre de bobinage totale 13,6 centimètres carrés, soit par exemple 3 sur 4,5 de dimensions. On peut alors dessiner son transfo et choisir sa tôle sur un catalogue ou ailleurs. Soit, par exemple, la solution

d'une tôle comme ci-contre de 75 centimètres carrés de superficie, 14 centimètres carrés de fenêtre. On prend un paquet de 33 millimètres d'épaisseur et qu'on dit être de 1,6 watt.



Je dis de suite : volume du fer 75 centimètres carrés $\times$ 3 centimètres d'épaisseur réelle du fer = 225 centimètres cubes. L'abaque des pertes au fer me donne pour 8.000 gauss le chiffre de 2,70 watts pour de la tôle 1 watt, donc ici :

$$P_{\text{fer}} = 2,70 \times 1,6 = 4,2 \text{ watts.}$$

Quant au cuivre, on établit facilement son volume en supposant la forme demi-cylindrique aux côtés avant et arrière. Soit $V = 280$ centimètres cubes. L'abaque nous donne, pour une densité de 1,65 :

$$P_{\text{cuivre}} = 3 \text{ watts.}$$

Nous n'avons donc pas un parfait équilibre, mais nous en approchons. Nos pertes totales atteignent 7,2 watts, nous en avions prévu 4,7, c'est donc un peu fort et nous risquons d'avoir des tensions un peu faibles. Un technicien sérieux retoucherait son calcul.

NOTA. — Le fait que les pertes au cuivre sont inférieures à celles au fer montre que le transfo est au-dessous du régime économique puisqu'en faisant débiter d'avantage de courant au transfo on accroît les pertes au cuivre (celles au fer restant les mêmes) et on se rapproche de l'optimum, qui est l'égalité de 2.

Ainsi, dans notre cas, on a :

Watts entrants	38,2	Pertes.....	7,2
Watts sortants	31	Rendement	80 p. 100.

En poussant un peu les divers débits jusqu'à 43 watts, on accroît les pertes au cuivre dans le même rapport, c'est-à-dire jusqu'à 4,2, et on a le réglage optimum.

Watts entrants	43	Watts perdus	8,4
Watts sortants	34,6	Rendement	82 p. 100.

Ce calcul montre l'exactitude de la théorie, mais aussi qu'on peut dans une assez large mesure s'éloigner du réglage optimum.

SELFS A FER

Il est d'usage de dire que l'introduction d'une armature en fer au sein d'un bobinage en accroît la perméabilité, donc la self, dans un certain rapport μ . En fait, nous allons vous dire sous un autre angle de vue : étant donné un circuit magnétique (fortement fermé, car il n'en

existe pas d'ouvert) et un enroulement excitateur dessus, nous appellerons self de l'ensemble le quotient

$$L = 1,25 N^2 / \text{Réductance.}$$

Plus la réductance que le flux éprouve à passer est faible, plus il est en somme en court-circuit, plus pour un même nombre d'ampère-tours il passe un gros flux, donc enfin plus la self est forte.

De là vient la notion, d'origine américaine, de « l'air équivalent ».

Elle s'explique comme ceci : je vous présente une self à fer réelle à circuit fermé ou coupé d'un entrefer, et je dis que, quand le flux a fermé son circuit complet, la réductance totale que celui-ci lui a offerte est la même que celle d'une tranche d'air de même section que le fer et d'épaisseur e . Cette épaisseur, c'est l'*équivalent gap* des Américains. Si au dit circuit j'ajoute de mon gré un entrefer f , l'air équivalent devient $e + f$.

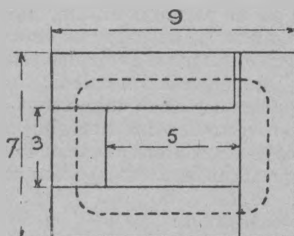
Par ce moyen, je me trouve connaître d'avance toutes les selfs que l'on fera avec n'importe combien de tours et d'entrefer sur cette carcasse.

Quant à trouver le « gap » fondamental (celui sans entrefer voulu), on l'obtient en additionnant les « gaps » des divers barreaux constitutifs. Ou encore on obtient la réductance du fer en additionnant les

$$\frac{1}{\mu S}$$

des divers éléments de la même façon qu'on combinerait les éléments ohmiques d'un circuit électrique.

Comme on voit, la base de ce calcul est la connaissance de la perméabilité μ . Exemple : soit un circuit fermé fait avec une épaisseur quelconque de tôles comme dessinée avec un entrefer de 0,5 et une per-



méabilité de 600. Nous dirons : la longueur du trajet magnétique moyen est 240 millimètres de fer et 0,5 d'air, mais les 240 de fer équivalent à $240/600 = 0,4$ d'air.

L'air total équivalent du circuit est donc 0,9 millimètre. Si maintenant je mets 2 centimètres d'épaisseur de tôles et 2.000 tours de fil dessus,

j'ai

$$L = 1,25 N^2 / \text{réductance}$$

ou

$$L = 1,25 N^2 S / \text{air équivalent,}$$

soit ici

$$L = 1,25 \times 4 \cdot 10^6 \times 4 \text{ cm} / 0,09 \text{ cm} = \frac{20}{9} 10^8.$$

A ce chiffre, il faut ajouter un zéro pour avoir des centimètres ou en retrancher 8 pour avoir des henrys. Soit ici :

$$L = 2,25 \text{ henrys.}$$

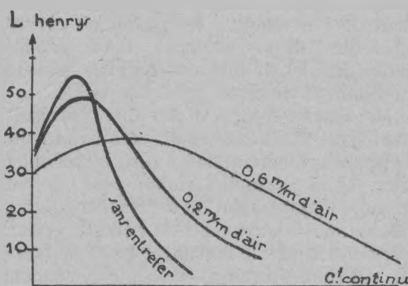
Application numérique. Dans la self sus-indiquée, je fais circuler

150 millis. La self est-elle bien celle prévue si le métal est de la tôle douce recuite (table 1) ?

Réponse : les ampères-tour sont 300. Donc $1,25 N_i$ égale 375. Si ma supposition sur l'air équivalent de 0,9 est exacte, j'ai une densité de flux qui est, selon la loi connue :

$$B = \frac{1,25 N_i}{l} = 4.160.$$

Je vois de suite que le but est archi-dépassé puisque pour B j'ai 2.600 de perméabilité, soit plus du quadruple prévu. Avec la fonte grise, le résultat eût été à peu près exact.



Nous allons refaire le nôtre en supposant un μ de 2.400 environ. Dès lors, les 240 millimètres de trajet dans la tôle équivalent à 0,1 dans l'air. Réduisons du même coup notre entrefer à 0,3 millimètre. Au total, notre air équivalent est 0,4 millimètre ou 0,04 centimètre. On tire (sous la même intensité)

$$B = \frac{375}{l} = 9.300,$$

ce qui correspond dans les tables à peu près aux 2.400 de μ prévu. On voit par là que la self obtenue sera

$$L = \frac{1,25 N^2 S}{\text{air équivalent}} = 5 \text{ henrys.}$$

LES PETITS MOTEURS ÉLECTRIQUES

Que les premiers radio-électriciens étaient donc heureux ! Ils n'avaient à s'occuper que de galènes et de nids d'abeilles, et l'on citait comme des espèces de phénomènes les puissants cerveaux qui connaissaient les mystères des lampes « micro », ainsi dénommées peut être à cause de la ténuité du filet de musique qu'elles laissaient suinter avant de volatiliser leur filament dans un bel éclair violet !...

Aujourd'hui, le service-man est un être omniscient, tour à tour électricien, mécanicien, mathématicien. L'antiparasitage l'a mis en rapport avec les appareils électriques les plus biscornus qu'il est souvent appelé à dépanner. Quel radio-électricien peut se vanter de pouvoir ignorer plus longtemps l'anatomie d'un aspirateur, d'un phono électrique, d'un moteur de machine à coudre ou d'un pétrin mécanique ?

Certes, on ne viendra pas le consulter pour dépanner un moteur de laminoir. Mais la vie domestique et artisanale s'encombre de plus en plus de moteurs de faible puissance qu'on introduit partout, même dans les récepteurs de T. S. F. !

Il importe donc de savoir comment ils fonctionnent.

Les petits moteurs appartiennent à plusieurs classes. Quelques-uns sont triphasés et doivent par conséquent être alimentés par trois fils, mais la grande majorité fonctionne en monophasé, sur le courant lumière, et sont alimentés par deux fils seulement.

Le moteur universel, ou moteur en série.

C'est le moteur qui équipe habituellement les ventilateurs, les aspirateurs, les petits appareils domestiques. Il fonctionne indistinctement sur courant alternatif ou continu, mais il donne avec ce dernier courant un couple moteur beaucoup plus énergique, et il se produit moins d'étincelles aux balais.

Le moteur universel se compose d'un stator à deux pièces polaires autour desquelles sont enroulées les bobines inductrices, dites « bobines de champ ». Le rotor, muni d'un collecteur sur lequel appuient deux balais en charbon, est mis en série avec le stator, comme le montrent les figures 1 et 2. En série avec l'ensemble, on monte parfois un rhéostat qui sert à régler la vitesse en réglant la puissance : quand le couple moteur devient plus grand que le couple résistant, le moteur accélère. Ces moteurs, sauf ceux de très petite puissance, ont les masses polaires et l'induit feuilletés comme le fer des transformateurs, pour réduire les pertes par courants de Foucault.

Le moteur universel doit sa diffusion considérable à un ensemble de qualités : il est simple, compact, peu volumineux ; il tourne à grande vitesse, possède un couple de démarrage puissant, fonctionne sur tous courants. Par contre, il produit des étincelles qui rongent le collecteur et font des parasites en T. S. F., et il donne une mauvaise commutation au collecteur à partir de 1/6 de cheval. Il faut avoir soin de tenir le collecteur

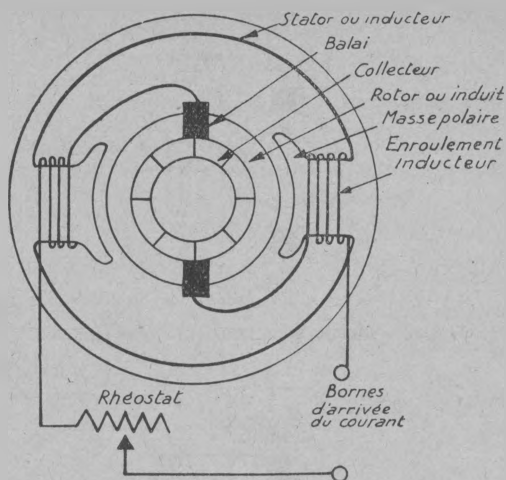


Fig. 1. — Schéma d'un moteur universel (ou moteur série).

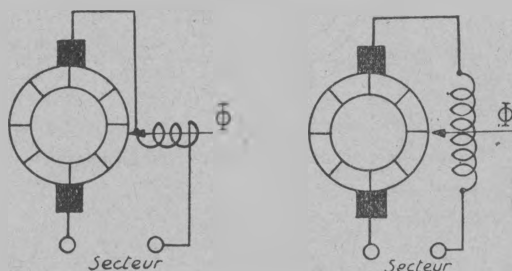


Fig. 2. — Représentations simplifiées du schéma d'un moteur universel (sans son rhéostat).

très propre : le polir en marche si possible avec du papier abrasif *très fin* dont on aura émoussé le grain en frottant deux bandes l'une contre l'autre.

Un moteur universel dont le collecteur et les balais sont en bon état n'émet pratiquement pas de parasites si on modifie les connexions de l'inducteur et des balais de la manière suivante. Les deux bobinages du stator ont une de leurs extrémités reliée à un balai, les extrémités libres étant alimentées par le secteur, comme le montre la figure 1. Au besoin, on met la masse à la terre et on ajoute des condensateurs comme il est indiqué au chapitre « *Le Déparasitage* », mais ce n'est pas toujours nécessaire.

Le moteur série compensé.

Le moteur-série ci-dessus étudié a l'inconvénient de présenter une forte self-induction, ce qui réduit le facteur de puissance et produit, en courant alternatif, des étincelles inacceptables à partir d'une certaine puissance. Pour y remédier, on équilibre les forces électromotrices dues à la self par d'autres forces électromotrices, dites « de compensation »,

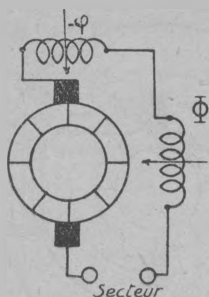


Fig. 3. — Moteur série compensé type Lamme.

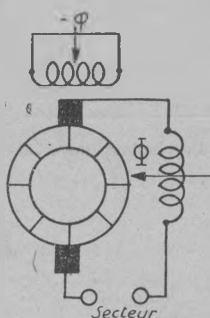


Fig. 4. — Moteur série compensé type Eikemeyer.

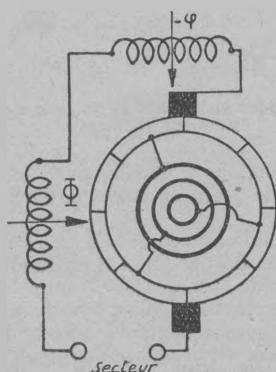


Fig. 5. — Moteur à vitesse constante type Ferranti.

que produisent dans le rotor des enroulements auxiliaires du stator.

Le moteur Lamme (fig. 3) est semblable au moteur série, mais, au lieu de deux pièces polaires, il en a quatre à 90° l'une de l'autre. Deux de ces pôles reçoivent l'enroulement inducteur normal, et les deux pièces polaires intercalées reçoivent l'enroulement compensateur.

Dans un autre type (fig. 4), l'enroulement compensateur est en

court-circuit sur lui-même. Les courants de compensation y naissent par induction, le primaire étant le rotor. On sait, en effet, qu'un courant induit est décalé en arrière d'un quart de période par rapport au courant inducteur.

Citons enfin le *moteur à vitesse constante* de Ferranti, qui comporte non seulement un collecteur, mais encore trois bagues de cuivre connectées à trois lames du collecteur à 120° l'une de l'autre. Trois balais glissent sur les bagues et sont isolés l'un de l'autre au démarrage. Une fois le moteur lancé, on court-circuite les balais et le moteur se maintient à une vitesse pratiquement constante.

Le moteur à répulsion.

Ce moteur, imaginé par Eikemeyer, est un moteur à collecteur à couple de démarrage particulièrement puissant, quoique inférieur à celui d'un moteur série. |

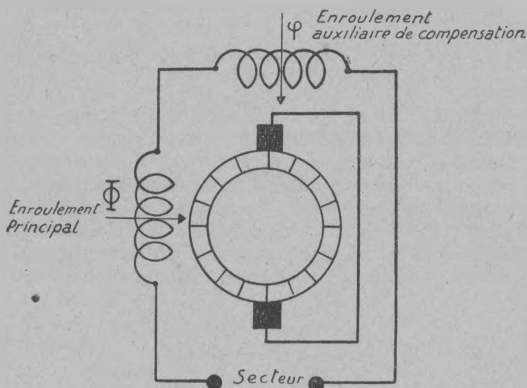


Fig. 6. — Moteur à répulsion.

Il comprend un rotor semblable à celui d'une dynamo, avec collecteur à grand nombre de lames, et un stator du type annulaire, sans pôles saillants, comportant deux enroulements : l'enroulement principal et l'enroulement de compensation (fig. 6). Sur le collecteur glissent deux balais supportés par un bras qui permet de les « décaler », c'est-à-dire de tourner d'un certain angle autour du collecteur. Selon que les balais sont décalés dans un sens ou dans l'autre par rapport à la ligne neutre, le moteur tourne dans un sens ou dans l'autre, et la vitesse de rotation se règle en modifiant le calage des mêmes balais.

Tout comme le moteur série, il accélère si on diminue sa charge et il ralentit si on l'augmente. Il faut donc le munir d'un système modérateur si la charge est susceptible de s'annuler (freinage centrifuge, pales de ventilateur, etc.) afin d'éviter les accidents dus à l'emballement.

Le moteur à répulsion a une très bonne commutation, il donne peu d'étincelles aux balais.

Le moteur à induction.

Un moteur à induction n'est pas autre chose qu'un transformateur dont le secondaire en court-circuit transforme en énergie mécanique l'énergie électrique induite dans ses enroulements. Sans entrer dans la

théorie qui nous entraînerait très au delà des limites de cette petite étude, exposons-en le principe en deux mots : dans un stator, ou inducteur annulaire, on produit un champ magnétique tournant, ce qui est facile avec le courant triphasé ou diphasé. Ce champ tournant induit dans le rotor des courants alternatifs de même fréquence, mais décalés par rapport aux courants inducteurs. Le champ tournant créé dans le rotor

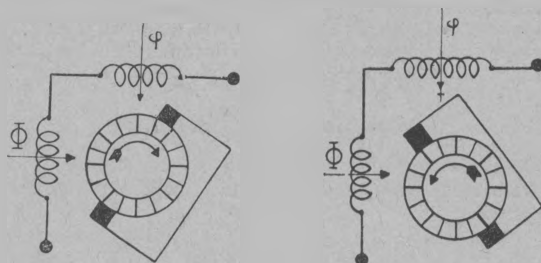


Fig. 7. — Le moteur à répulsion inverse son sens de marche quand on décale les balais.

par ces courants induits réagit sur le champ inducteur et tend à s'y « accrocher ». C'est ce qui se produit du reste à vide : le rotor tourne à la vitesse du champ. En charge, il y a un certain « glissement » du champ induit par rapport au champ inducteur, et le moteur ralentit d'autant plus que la charge est plus forte. Le moteur à induction triphasé ou diphasé est un moteur de haut mérite, à la fois simple, robuste, puissant, doté d'un couple de démarrage énergique, ne produisant pas de parasites en T. S. F. et susceptible de nombreuses réalisations suivant la qualité

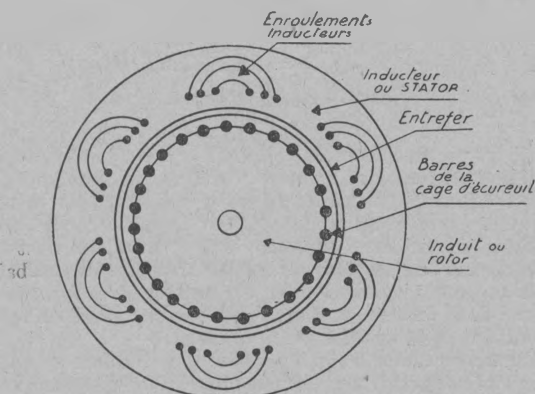


Fig. 8. — Schéma d'un moteur d'Induction triphasé à six pôles, dit « asynchrone en cage d'écureuil ».

qu'on veut exalter (démarrage puissant, faible appel de courant au démarrage, vitesses multiples, récupération de l'énergie par freinage, etc.). Aussi est-il très employé dans l'industrie.

La figure 8 montre la coupe d'un moteur triphasé « à cage d'écureuil » très utilisé dans les puissances jusqu'à 10-15 CV. Il porte ce nom parce que le secondaire tournant est formé d'une cage d'écureuil en

cuivre ou en aluminium, noyée dans les disques de tôle dont l'empilage constitue le rotor. La figure 9 montre la représentation simplifiée d'un tel moteur : on voit que les enroulements du rotor (ici trois bobines, une par phase) sont alimentés par un bout en courant triphasé, tandis que les autres bouts sont réunis. Ce montage est dit « en étoile ». Le rotor, on le voit, a ses enroulements réunis aux deux extrémités.

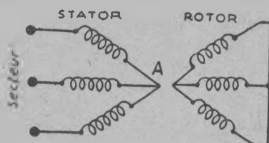


Fig. 9. — Schéma de principe d'un moteur triphasé en étoile.

Moteurs d'induction monophasés.

Nous avons vu qu'un moteur d'induction se compose d'un champ tournant, engendré par des courants polyphasés, dans lequel un rotor en fer, lui-même siège d'un champ tournant induit, essaie de suivre le champ tournant inducteur dans sa rotation. Malheureusement, le courant lumière monophasé ne peut, sans artifice spécial, engendrer un champ tournant, si bien qu'il ne démarrerait pas. Mais, une fois lancé, un moteur à cage d'écureuil dont le rotor est alimenté par du courant monophasé continue parfaitement à tourner pour la raison suivante.

Soient (fig. 10) deux bobines A et B, parcourues par un courant

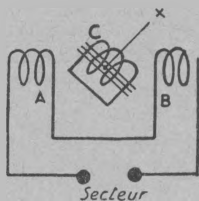


Fig. 10.

monophasé de 50 périodes. Cinquante fois par seconde, la polarité du champ magnétique qu'elles créent s'inverse : le pôle A devient nord, puis sud, cinquante fois par seconde ; tandis que B fait l'inverse. Soit la bobine C à noyau de fer feuilleté constituant le rotor, mobile autour de l'axe X et court-circuitée.

Les variations du champ de A et B induisent dans C un courant de même période, mais décalé d'environ $1/4$ de période. Ce courant induit transforme C en un aimant dont la polarité s'inverse cinquante fois par seconde. Or on sait que les pôles de même nom s'attirent et que ceux de nom contraire se repoussent. Par conséquent, les pôles du rotor vont réagir sur ceux du stator et vont tendre à se caler de telle manière que la bobine C présente à chaque instant son pôle nord au pôle nord du stator. Comme la polarité des deux s'inverse cinquante fois par seconde, tout reste immobile, le rotor une fois bien calé dans la position qui lui convient le mieux. Mais, si nous le lançons, l'équilibre est rompu, et la bobine C, tendant à suivre les variations du champ, se mettra à tourner. Le fonctionnement est semblable à celui d'une machine à vapeur dans laquelle des impulsions rectilignes d'un piston se transforment en mouve-

ment circulaire grâce à la manivelle et à l'inertie du volant. Ici, les impulsions rectilignes du champ qui s'inverse cinquante fois par seconde sur le rotor, qui en fait autant, se transforment en mouvement circulaire grâce au déséquilibre dû à la rotation.

En pratique, le moteur d'induction a un rotor comportant plusieurs bobines telles que C, mais décalées entre elles et entourant le rotor en fer feuilleté. Ces bobines sont souvent réduites à une seule spire en court-circuit. La figure 11 montre un tel rotor à trois bobines d'une seule

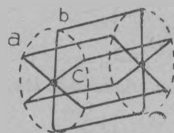


Fig. 11.

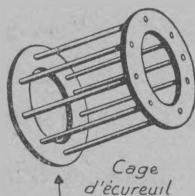


Fig. 11 bis. — La cage d'écoreuil.

spire : a, b, c. La figure 11 bis montre la disposition industrielle équivalente dite « cage d'écoreuil ».

Pour qu'un tel moteur se lance seul, il faudrait pouvoir créer un champ tournant pendant la période de démarrage. Comment faire avec le courant monophasé ? C'est bien simple : nous allons en dériver une partie, nous la décalerons d'un quart de période par rapport au reste,

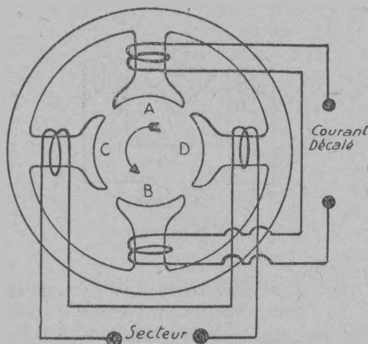


Fig. 12. — Production d'un champ tournant avec un courant monophasé.

et cela nous fera en tout deux courants diphasés. Ce décalage s'obtiendra très simplement en faisant passer le courant dérivé dans un condensateur (qui le décale en avant) ou dans une self (qui le décale en arrière du courant principal). Le courant principal et le courant dérivé seront utilisés dans un stator tel que celui de la figure 12, et le rotor sera une « cage d'écoreuil » noyée dans le fer feuilleté (fig. 11 bis).

Moteur d'induction à condensateur ou à self.

La figure 13 montre le schéma d'un tel moteur, dont l'enroulement principal reçoit le courant monophasé du secteur, et l'enroulement secondaire, un courant décalé produit par le condensateur.

En général, cette disposition n'est utilisable que pour les moteurs de très faible puissance, à faible couple de démarrage (ventilateurs, aspirateurs), car la capacité du condensateur, forcément faible, ne permet pas de « décaler » des courants importants.

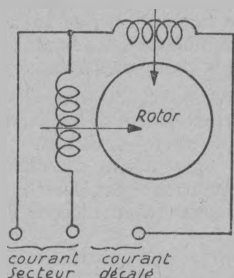


Fig. 13. — Représentation schématique de la figure 12.

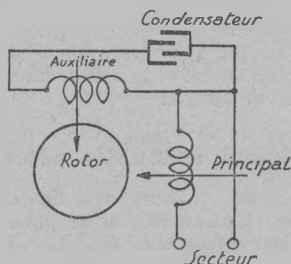


Fig. 13 bis. — Moteur d'induction à condensateur.

On l'améliore parfois suivant le schéma de la figure 14, où l'on voit que le condensateur normal est doublé d'un condensateur de forte capacité électrolytique, qu'une clef D permet de mettre en

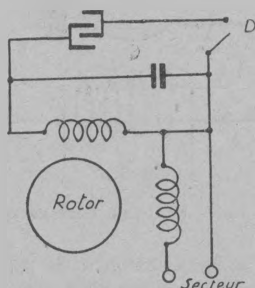


Fig. 14. — Moteur d'induction à démarrage par capacité.

circuit pendant le démarrage seulement. Ainsi, le gros condensateur n'est parcouru que peu de temps par le courant et ne se détériore guère.

En remplaçant les condensateurs par des bobines de self, on arrive au même résultat, sauf que le décalage a lieu en arrière du courant principal. Certains moteurs réunissent même les deux procédés : une self est

insérée dans le circuit de l'enroulement principal, et un condensateur dans le circuit auxiliaire, ce qui permet d'avoir un décalage de 90° exactement entre les deux courants.

Notons en passant que le condensateur branché en permanence aux bornes du moteur diminue les pertes dans les conducteurs, en améliorant le facteur de puissance, ce fameux *cosinus phi* cher aux ingénieurs...

Le moteur d'induction monophasé a le gros avantage de ne pas produire de parasites, mais il le paie par certains inconvénients :

1. Sa vitesse ne dépasse pas 2.950 tours à vide (soixante fois la fréquence divisé par le nombre de paires de pôles, moins le glissement).
2. Cette vitesse n'est guère variable.
3. Il ne marche que sur courant alternatif.
4. Son couple de démarrage est faible.
5. Il est plus volumineux qu'un moteur universel de même puissance.
6. Sauf pour les toutes petites puissances, il demande un démarreur spécial pour limiter l'appel de courant susceptible de l'endommager.
7. S'il est démarré par un simple interrupteur, il absorbe au démarrage de 4,5 à 6 fois le courant normal, ce qui peut dépasser la capacité de la ligne ou du compteur.

Il ne convient donc pas pour les applications qui demandent un faible encombrement, un puissant couple de démarrage, une grande vitesse ou une grande variation de vitesse.

Moteur à doubles pôles.

Certains petits moteurs à faible couple de démarrage ont une cage d'écureuil comme rotor, et un stator à deux pôles excité par le courant monophasé : ce sont donc des moteurs d'induction. Le démarrage s'obtient par un ingénieux artifice : les pôles sont fendus, et une moitié est entourée d'un anneau en cuivre rouge qui forme une spire en court-circuit (fig. 15).

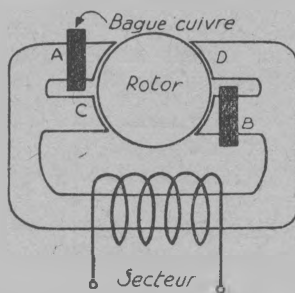


Fig. 15. — Moteur à doubles pôles.

Ainsi, les deux masses polaires changent de polarité cinquante fois par seconde. En l'absence de l'anneau, les deux demi-pôles A et C seraient *en même temps* pôle plus ou pôle moins ; ces variations de champ induisent dans les bagues un courant de même fréquence, mais décalé par rapport au courant du secteur, si bien que les demi-pôles A et B changent de polarité avec un certain retard sur les demi-pôles nus C et D. Il en résulte un champ tournant qui permet le démarrage.

Sur le même principe, on a établi des moteurs à grand nombre de pôles excités par un seul bobinage, permettant la marche lente (avec

dix pôles, 600 tours à la minute). L'inducteur, ou stator, est souvent intérieur au rotor. Ces moteurs sont utilisés dans les ventilateurs, les phonographes, etc.

Moteur à induction-répulsion.

Et voici maintenant le roi des moteurs domestiques sur courant-lumière monophasé : il démarre comme un moteur à répulsion, avec un couple puissant, et il fonctionne ensuite comme un moteur d'induction, sans étincelles, sans parasites, sans balais. La résistance augmente-t-elle ?

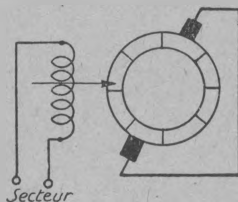


Fig. 16. — Moteur à induction-répulsion au démarrage.

Vite, il se remet « en impulsion », arrache la résistance et redevient aussitôt un moteur d'induction.

Vous comprendrez vite ce moteur si vous considérez la figure 16 qui représente un moteur à répulsion. Pour plus de simplicité, nous avons supprimé l'enroulement de compensation...

Qu'est-ce qui nous empêche de le transformer en moteur à induc-

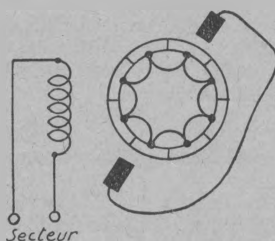


Fig. 17. — Moteur à Induction-répulsion en marche.

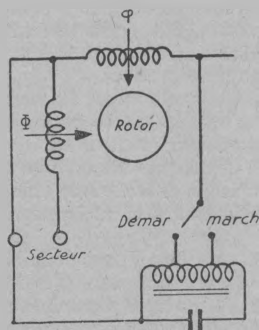


Fig. 18. — Moteur d'Induction à autotransformateur et condensateur.

tion ? Peu de chose : il suffit de lui enlever ses balais (ou de les relever) et de court-circuiter entre elles toutes les lames de son collecteur. À ce moment, l'induit est formé de spires en court-circuit décalées entre elles, et le moteur est un moteur d'induction. C'est simple, n'est-ce pas ?

Pratiquement, ces deux opérations : court-circuitage du collecteur et relevage des balais, sont effectuées par un dispositif centrifuge qui agit quand la vitesse de régime est atteinte. Ce dispositif centrifuge,

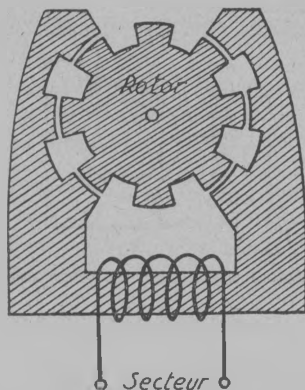


Fig. 19. — Moteur synchrone à roue phonique.

formé de masselottes qui s'écartent de l'arbre, se trouve ordinairement à un bout du moteur, et il agit sur les balais et le collecteur situés à l'autre bout par des tringles qui coulisent dans des rainures de l'arbre. Pour simplifier la construction, le collecteur, au lieu d'être cylindrique, prend souvent la forme d'un disque plat.

Moteur synchrone.

Pour les appareils qui exigent une vitesse rigoureusement constante (phonos, horloges, enregistreurs, etc.), on emploie le moteur synchrone, dont le plus simple est la « roue phonique » (fig. 19). C'est un stator à deux pôles et un bobinage dans lequel tourne un rotor composé d'un cylindre de fer doux feuilleté présentant des dents. Les pôles du stator présentent également des dents correspondantes. Quand le courant monophasé passe, les pôles attirent cent fois par seconde (pour un courant de 50 périodes) les dents du rotor.

Si on lance le rotor et que celui-ci ait dix dents, à une certaine vitesse dite « de synchronisme » (10 tours par seconde), ses dents seront toujours en face des dents du stator au moment de l'attraction. Si la vitesse faiblit légèrement, l'attraction développe un couple tendant à augmenter la vitesse jusqu'au synchronisme. Il faut donc lancer le moteur, et il tourne à une vitesse fixe. Si la résistance devient trop forte, le moteur « décroche » et s'arrête.

On fait aussi des moteurs synchrones de faible puissance à démarrage automatique, basés sur le principe des pôles fendus. D'autres ont une cage d'écurieil, comme les moteurs asynchrones d'induction, avec des armatures dentées, comme le moteur à roue phonique, pour maintenir la vitesse du rotor en phase avec le courant.

La protection des moteurs.

Les petits moteurs sont généralement protégés par des fusibles en plomb, en aluminium, en cuivre ou en argent. Toutefois, il est avantageux de prévoir un *disjoncteur thermique* pour les moteurs triphasés, car la fusion d'un seul fusible sur les trois provoque le « grillage » du moteur par marche en monophasé. Le disjoncteur thermique coupe le courant quand celui-ci présente une anomalie : intensité trop grande, rupture d'une phase, déséquilibre, chute de tension, etc. Pour plus amples renseignements, nous renvoyons nos lecteurs aux notices des constructeurs.

Pour que les fusibles remplissent leur tâche, il faut qu'il y en ait un par fil et qu'ils soient bien calculés.

Il faut d'abord déterminer l'intensité du courant, ce qui est facile : un ampèremètre donne immédiatement la réponse. On peut aussi la calculer d'avance, approximativement, en appliquant les formules simplifiées suivantes (1) :

Moteur monophasé :

$$\text{Ampères par fil} = \frac{\text{nombre de CV} \times 920}{\text{nombre de volts}}$$

Moteur triphasé :

$$\text{Ampères par fil} = \frac{\text{nombre de CV} \times 533}{\text{nombre de volts}}$$

Moteur continu :

$$[\text{Ampère par fil} = \frac{\text{nombre de chevaux} \times 736}{\text{nombre de volts}}]$$

Le tableau suivant donne maintenant le diamètre du fil à employer et la distance entre points d'attache, en notant que le fil fondra plus vite si la distance des points d'attache est plus grande. L'intensité provoquant la fusion est, en moyenne, triple de l'intensité normale. L'alumi-

INTENSITÉ normale en ampères	DIAMÈTRE EN MILLIMÈTRES		DISTANCE entre attaches
	Plomb ou alliage	Cuivre ou aluminium	
0,5	0,2	0,075	25 mm.
1	0,4	0,11	—
2	0,6	0,15	—
3	0,8	0,21	—
4	0,9	0,25	—
5	1	0,30	30 mm.
6	1,2	0,33	—
7	1,3	0,36	35 mm.
8	1,4	0,39	—
9	1,5	0,41	—
10	1,6	0,43	40 mm.

(1) Les formules exactes sont respectivement :

$$= \frac{W}{E \cos \varphi} \text{ en monophasé et } I = \frac{0,58 W}{E \cos \varphi} \text{ en triphasé.}$$

nium est intéressant parce qu'il donne de meilleurs contacts en permettant un bon serrage sans s'écrouir, et aussi parce qu'il ne s'oxyde pas comme le fait le plomb.

LES PANNES COURANTES

A. — Pannes communes à tous les moteurs.

1. *Le moteur ne démarre pas.*

Conducteur coupé. Fusible coupé ou desserré. Cosses ou bornes à revoir. Interrupteur ou démarreur malades.

2. *Le moteur chauffe dangereusement.*

Le moteur est surchargé. Il y a un court-circuit interne. Le moteur est humide. Les bobines sont mal isolées. Le ventilateur ne marche plus (desserré, absent, ouïes bouchées). Le rotor frotte sur parties fixes ; l'entrefer est encombré.

3. *Les paliers chauffent.*

Manque d'huile ; huile de mauvaise qualité. La bague est bloquée, le palier est encombré. L'arbre est faussé, ou coincé par un mauvais montage d'un flasque ; serrage de travers. Absence du jeu longitudinal de l'arbre. La courroie est trop tendue. Le coussinet est trop dur. Billes coincées.

4. *La poulie chauffe.*

La courroie glisse.

5. *Bruits et trépidations.*

Tôles ou pièces desserrées. Induit qui frotte. Les balais sont trop durs, usés, mal ajustés. L'induit doit être rééquilibré.

B. — Pannes spéciales aux moteurs asynchrones.

1. *Le moteur ne démarre pas, ou part quand on le pousse.*

Une phase du rotor est rompue. Une phase est rompue dans le stator ; mauvais contact au point neutre. Les balais portent mal.

2. *Le moteur démarre, mais n'atteint pas sa vitesse ou ralentit.*

Rupture d'une phase du rotor bobiné, balais à revoir. Surcharge, ou voltage trop faible. Le moteur chauffe. Il reste une résistance dans le démarreur après démarrage. Erreur de branchement.

3. *Intensité trop grande.*

Court-circuit du stator ou du rotor. Surcharge, ou voltage trop faible. Moteur triphasé : un fusible sur trois a sauté ; marche en monophasé (danger pour le moteur).

4. *Le moteur tourne à l'envers.*

S'il est triphasé, intervertir deux fils d'arrivée.

C. — Moteurs universels.

1. *Le moteur ne démarre pas.*

Mauvais contact des balais ; balais mal calés. Rupture d'un fil dans l'induit ou l'inducteur. Court-circuit interne.

2. Intensité trop forte, faible vitesse.

Court-circuit dans l'induit ou le collecteur. Inversion de pôles du stator.

3. Le moteur tourne trop vite.

Court-circuit dans le stator. Démarreur en mauvais état.

4. Étincelles aux balais.

Collecteur en mauvais état ; mal centré ; mal tourné ; rugueux ; sale. Les balais portent mal ; porte-balais malades. Mauvais charbons, mal ajustés. Surcharge du moteur. Voltage trop élevé. Rupture dans l'induit ou court-circuit dans l'induit ou le stator. Mauvais calage des balais.

5. Le moteur tire mal.

Court-circuit interne ; mauvais isolement ; coupure. Collecteur défectueux, sale. Il reste une résistance en série dans le démarreur.



DU NEUF AVEC DU VIEUX

Transfos d'antenne.

Si vous ne pouvez vous offrir les beaux transformateurs d'antenne à fer divisé, vous obtiendrez néanmoins des résultats très acceptables avec des transformateurs à air bien faciles à faire. Un bobinage de vieux poste, avec sa boîte de blindage, fournira les matières premières.

Sur le tube débarrassé de son fil (diamètre environ 3 centimètres), on bobine à un bout 50 spires jointives de fil 4/10, deux couches soie ou coton, puis, 2 centimètres plus loin, 50 autres spires continuant les premières : soit, en tout, 100 spires en deux sections. Pour passer d'une section à l'autre, le fil passe par un trou à la fin de la première section et ressort par un autre trou, au commencement de la seconde. Les deux extrémités sont arrêtées en passant dans des trous également (fig. 1).

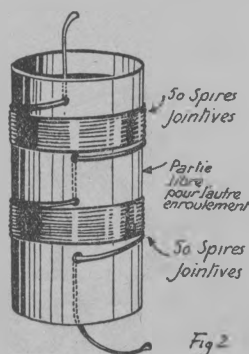


Fig. 1. — L'enroulement en deux sections du transfo d'antenne.

L'intervalle laissé libre entre les sections est, à son tour, bobiné : 15 tours *non* jointifs du même fil, dont les bouts sont également arrêtés en passant dans deux trous.

Ces 15 tours ne toucheront pas les deux sections de 50 fils.

Rappelons en passant que, pour bobiner des spires non jointives, on bobine ensemble le fil et une ficelle de même diamètre, à spires jointives. Quand l'enroulement est fini, on arrête le fil et on débobine la ficelle, qui laisse des spires non jointives de fil. Voilà pour le transformateur d'antenne. Il faut maintenant le monter sur un disque d'ébonite ou de bakélite qui fermera le boîtier de blindage, les fils sortant par quatre trous pratiqués dans le disque. Puis on scellera le disque et les trous, avec de la cire à cacheter ou tout autre ciment hydrofuge.

Le transformateur d'arrivée au poste lui est semblable, mais le secondaire doit avoir une ou plusieurs prises pour le changement de longueur d'onde. Le mieux est alors de le bobiner un peu différemment.

On fait 100 spires jointives, avec des prises formées d'une boucle du fil passant dans un trou du mandrin. Leur position variera suivant le poste : il faut donc s'attendre à faire quelques essais. Pour deux gammes d'ondes, une prise suffira (fig. 2). Le secondaire est ensuite recouvert d'une ou deux couches de papier Kraft épais, puis on bobine le primaire, soit 15 tours de fil environ.

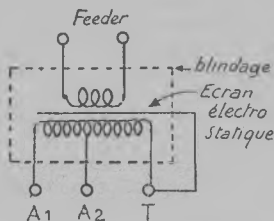


Fig. 2. — Le transfo d'entrée

On peut le perfectionner encore en le munissant d'un écran électrostatique, formé d'un tour de feuille de cuivre très mince, ou d'aluminium, placé entre le primaire et le secondaire, en sandwich, entre deux couches de papier. Cet écran sera relié à la terre du poste, de même que le blindage.

Transfo de soudure.

Avec le fer et la carcasse d'un gros transformateur basse fréquence du temps jadis, vous pouvez vous constituer un transformateur très pratique pour dessouder rapidement les connexions — et même pour les ressouder. Comme on ne cherche pas le rendement, inutile de calculer.

Primaire : divisez 5.000 par le nombre de centimètres carrés de section du fer passant dans la carcasse, et vous aurez le nombre de spires pour 110 volts 50 périodes. Suivant la place disponible et le fil en main, vous les bobinerez en fil de bonne section. Terminez par un tour de bande de papier.

Secondaire : mettez vingt-cinq fois moins de spires qu'au primaire, mais en gros fil, aussi gros que possible. C'est tout.

Le primaire sera muni d'une prise de courant ; le secondaire, de deux fils souples de bonne section, dont l'un se termine par une pince crocodile, et l'autre par un porte-charbon que vous imaginerez. Le nôtre est tout simplement un porte-mine de dessinateur, à grosse mine Conté ! On fixe la pince crocodile à la pièce, et avec le charbon on touche la soudure : un grésillement, et tout est fondu.

En prenant un bout de soudure dans la pince, le contact avec le charbon la fond à l'endroit voulu. C'est au moins aussi pratique que le fer à souder.

Comme charbon, prenez simplement celui d'une vieille pile de lampe de poche.

Ce transformateur peut faire rougir un bout de fil résistant monté au bout d'un crayon : et voilà un merveilleux outil à pyrograver.

Fil divisé pour antennes.

Les avantages du « fil de Litz », comme disent les gros malins, sont tellement évidents en haute fréquence — et la présence d'une couche d'émail anti-oxyde tellement précieuse — que notre antenne sera évidem-

ment en fil divisé. Rien ne s'oppose du reste à ce que les transformateurs de descente et les feeders le soient aussi.

La matière première, c'est le fil émaillé qu'on trouve dans les vieux transformateurs basse fréquence ou reliques assimilées. L'outil, c'est la chignole. On fixe dans un mur éloigné trois clous aux trois sommets d'un triangle de 3 centimètres de côté. Dans le mandrin de la chignole, on prend la queue d'une sorte de champignon de bois, taillé grossièrement au couteau (fig. 3), et dont la tête porte aussi trois clous ou crochets. Il n'y a plus qu'à tendre trois longueurs de fil entre les clous fixes et les clous mobiles, et à tourner un nombre de tours compté pour obtenir un toron à trois fils. On en fait trois semblables, et on les retord de la même façon, ce qui donne un câble à neuf fils. Si le fil est fin, on retord trois câbles neuf fils, cela fait un vingt-sept fils. Il ne faut pas fixer la chignole, sous peine de rompre les fils : la chignole doit suivre à la demande du raccourcissement produit par la retorsion.

Descente blindée.

Vous avez déjà compris que, quand on est pressé — et tant pis pour la technique ! — on met six fils au lieu de trois, voire même davantage. C'est moins beau, et théoriquement moins efficace.

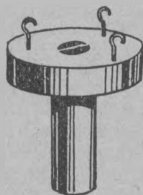


Fig. 3. — Champignon à toronner.

Et pour décaper les bouts, dont les brins doivent être soudés *tous* ensemble, on les chauffe avec précaution à la flamme, et on les plonge tout chauds dans de l'alcool à brûler ou, mieux, de l'alcool méthylique.

Descente blindée.

Si vous n'avez pas sous la main les superbes descentes à faible capacité du commerce, vous pourrez néanmoins protéger la plus grande partie de la descente d'antenne en la faisant passer dans du tube Bergmann, bien connu en électricité : ce tube en carton imprégné recouvert d'une tôle plombée. Tous les joints recevront un point de soudure, et l'enveloppe sera mise à la terre.

Pour réduire la capacité, la descente sera un simple fil 5/10, deux couches coton, sur lequel on enfilera de grosses perles de verre, ou même des rondelles de bouchon découpées à l'emporte-pièce et bouillies dans la paraffine. Une rondelle tous les 10 centimètres suffit pour centrer le fil dans le tube. Les rondelles seront naturellement d'un diamètre nettement plus petit que le tube.

Reculotage des lampes.

Une lampe dont le culot bouge peut souvent être sauvée en lui faisant prendre un bain de pied pendant une nuit dans de l'alcool à

brûler, ce qui ramollit le ciment. Après cela, on la serre contre son culot à l'aide d'un bracelet de caoutchouc, et on laisse sécher.

Une autre méthode, plus rapide, consiste à faire pénétrer du vernis bakélite entre ampoule et culot, puis à mettre sous pression à l'aide d'un bracelet de caoutchouc. On sait que le vernis bakélite se polymérise par la chaleur et devient très dur. Un petit séjour de quelques minutes dans un four de cuisinière moyennement chaud peut assurer cette polymérisation. On maîtrisera la cuisson après quelques essais.

La baguette magique.

Les matières premières sont : un bout de fer divisé haute fréquence, gros comme un haricot — un bout de cuivre *idem* — un bout de tube isolant grand et gros comme un gros crayon. C'est tout.

Scellez le fer haute fréquence à un bout du tube, et le cuivre à l'autre bout. Marquez le côté fer du signe + et le côté cuivre du signe — C'est fini.

Quand vous approcherez le côté fer d'une bobine, vous augmenterez sa self. Au contraire, en approchant le cuivre, ou mieux en l'introduisant dans la bobine, la self est diminuée. Suivant les résultats entendus, ou lus sur les appareils de mesure, il est facile de voir dans quel sens il faut faire les corrections.

Cet outil est très pratique pour faire les réglages.



TUNGSRAM

*a un dépôt
dans votre région*

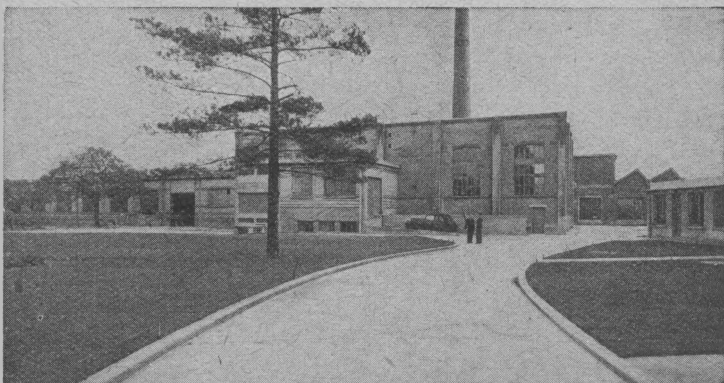
POUR LA VENTE EXCLUSIVE AUX PROFESSIONNELS

UNE COURTE VISITE A L'USINE FRANÇAISE **TUNGSRAM** de GENNEVILLIERS (Seine)

Aux portes de Paris, dans une boucle de la Seine, s'élève la dernière née des neuf usines de lampes TUNGSRAM. Toute jeune encore, puisqu'elle « tourne » seulement depuis quelques années, elle bénéficie naturellement de la longue expérience accumulée par ses aînées, et elle est dotée de l'outillage le plus moderne : c'est dire que la qualité de ses produits fut absolument hors de pair dès le début.

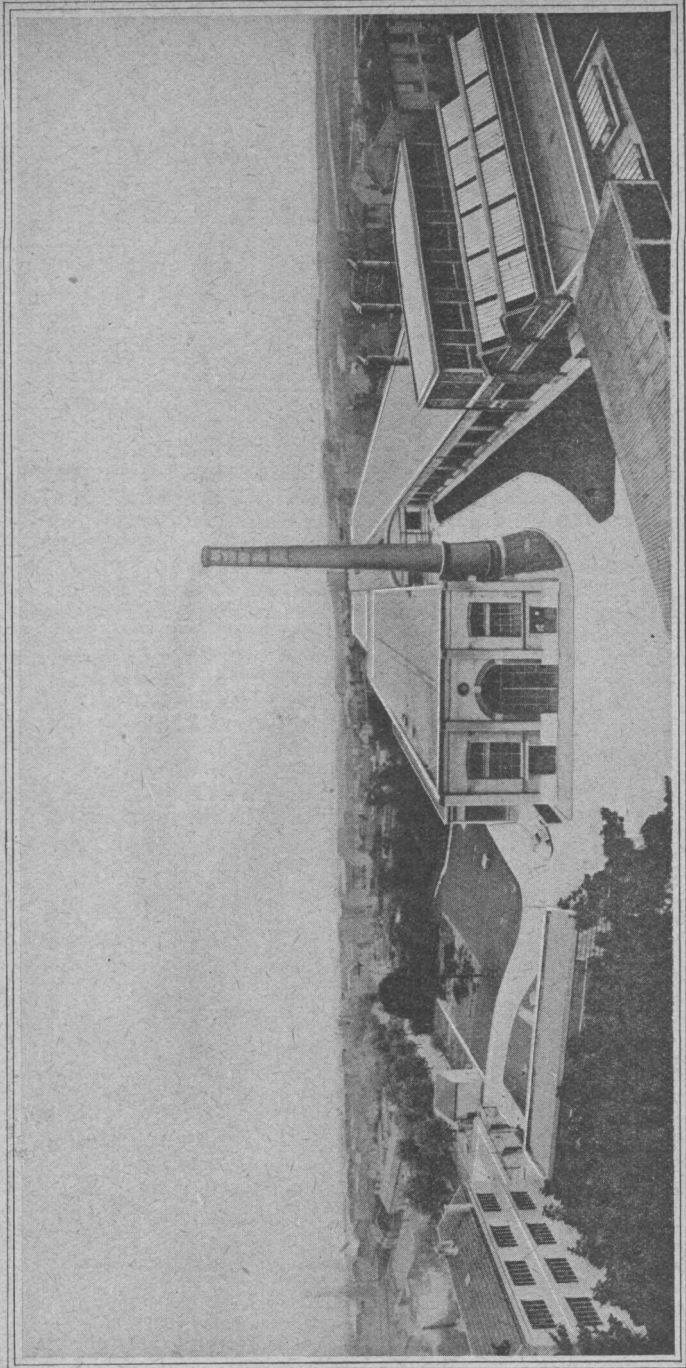
L'usine parisienne TUNGSRAM a d'abord fabriqué les lampes de réception les plus élaborées, telles que les changeuses de fréquence, les pentodes modernes, les lampes à flux électronique dirigé, etc... Puis son programme de fabrication s'est rapidement étendu aux lampes de réception les plus diverses, ainsi qu'aux lampes d'éclairage.

Grâce à l'usine de Gennevilliers, les lampes TUNGSRAM vendues en France sont désormais de fabrication essentiellement française. Fabriquées suivant des méthodes éprouvées, soumises à des contrôles extrêmement rigoureux à chaque étape de fabrication, les lampes françaises TUNGSRAM continuent la tradition de la célèbre marque, dont la réputation de précision et de haute qualité a fait le tour du monde.

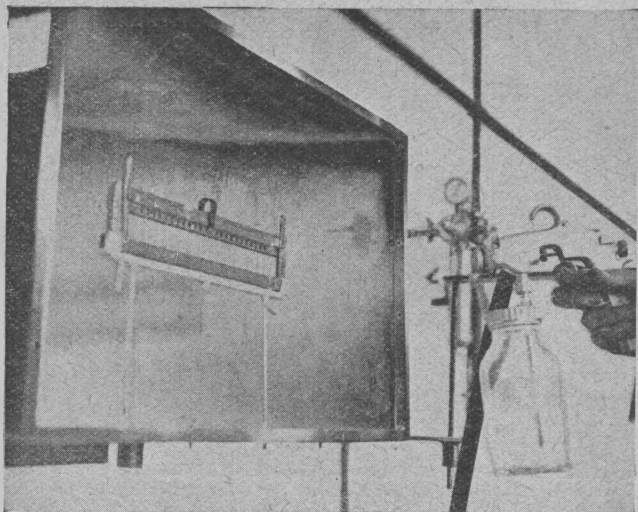


L'entrée de l'usine de Gennevilliers (Seine).

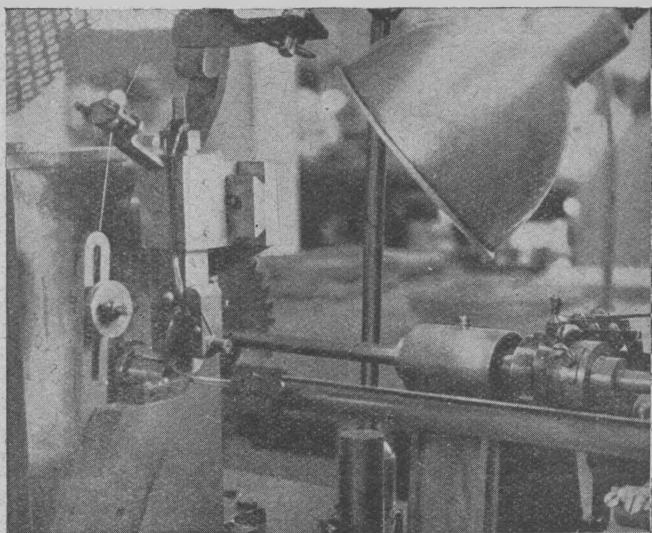
Au premier plan : les magasins et la salle des machines, où sont produits les courants continu et alternatif, l'air comprimé haute et basse pression, le vide primaire et le gaz comprimé.



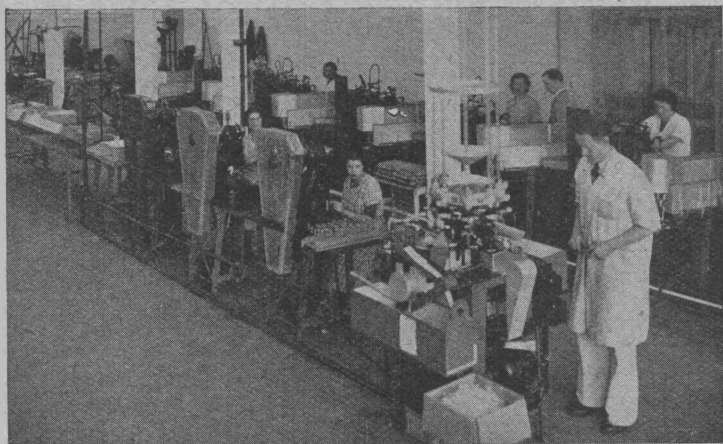
Vue générale de l'usine TUNGSRAM de Gennevilliers.



Vue partielle d'un poste de recouvrement des cathodes des lampes de réception
 Une couche d'oxydes émetteurs d'électrons est déposée sur les cathodes. L'opération est contrôlée automatiquement, car la variation admissible de poids de la couche est de l'ordre du milligramme.



Une autre opération délicate sur machine automatique : la fabrication des grilles.
 De la précision des grilles dépend absolument la précision des caractéristiques de la lampe.



Une batterie de machines automatiques à former les pieds.

Les pieds en verre, porteurs des tiges-supports d'électrodes et du queusot de pompage, sont ensuite équipés aux chaînes de montage avant leur réunion au ballon de verre par les machines à pomper.

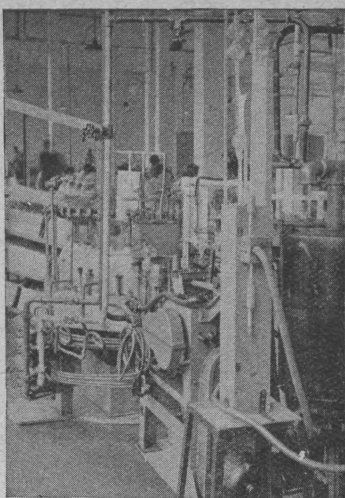


Vue partielle des chaînes de montage des lampes.

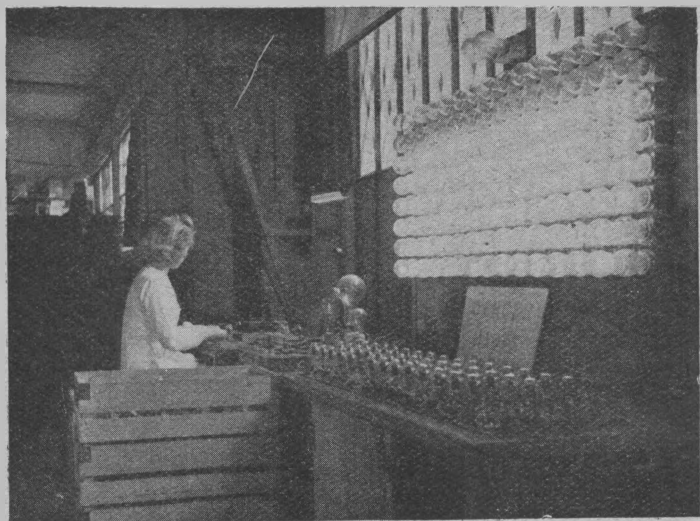
Le montage des électrodes des lampes n'est pas mécanique : bien au contraire, il doit être fait à la main, à l'aide de calibres, sous la loupe, par des ouvrières expérimentées. Chaque opération de montage exécutée par une spécialiste est immédiatement vérifiée par la contrôleuse qui la suit avant de passer à l'opération suivante. De cette minutie dépend la qualité de la lampe finie.



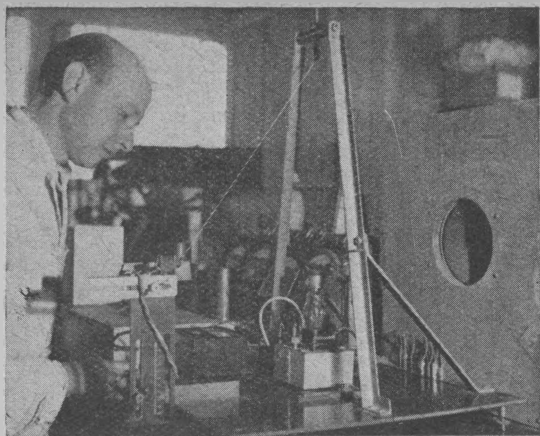
Le montage des électrodes.



Une des machines à pomper les lampes
de T. S. F.
(Vue partielle.)



Rampe de traitement et table de mesure des valves.



MESURE DE L'EFFET LARSEN

Les lampes
TUNGSRAM sont
contrôlées en
cours de fabrica-
tion pour déceler
l'effet micropho-
nique.



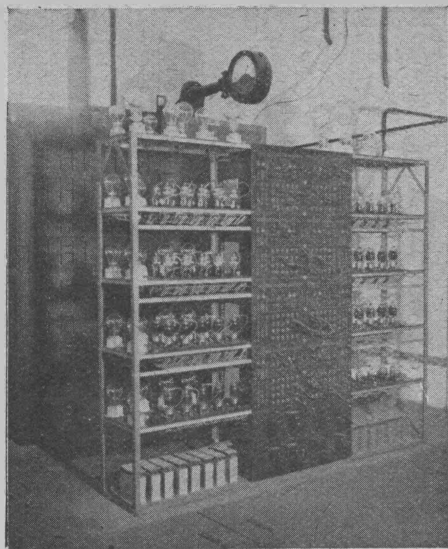
UNE DES CHAINES DE L'ATELIER DES MESURES

A gauche, une
rampe de pré-
chauffage des
lampes, dont les
caractéristiques
sont mesurées à
droite.

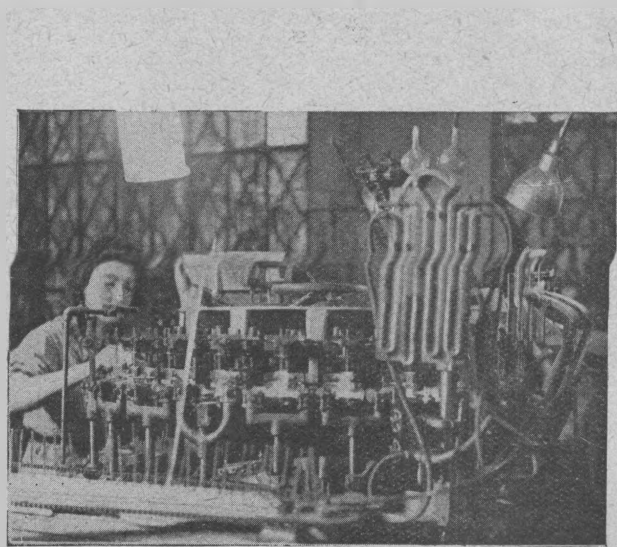


UNE DES TABLES DE CONTROLE FINAL

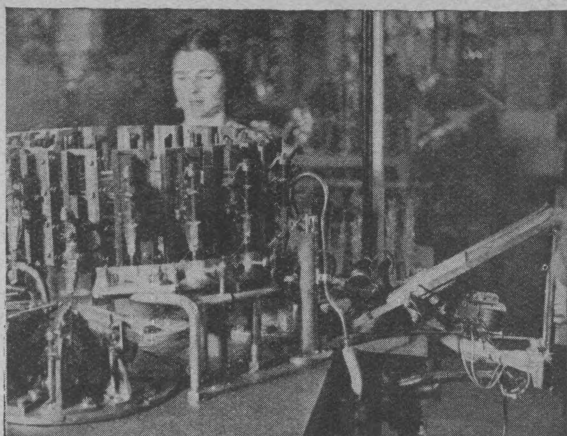
Toutes les lampes
subissent de mi-
nutieux contrôles
avant d'être
admises aux ma-
gasins.



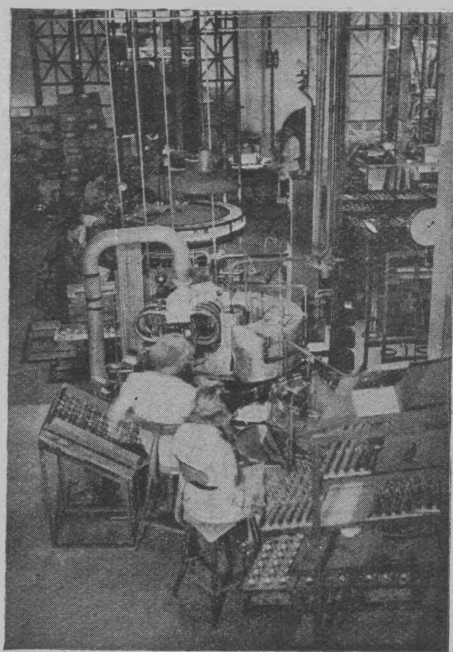
Vue d'une des herse pour essais de durée des lampes de T. S. F. Dans chaque lot de lampes, des témoins sont pris pour être soumis à des essais de durée dans les conditions d'utilisation normales.



Fabrication automatique des pieds des lampes d'éclairage.



Montage automatique des filaments des lampes d'éclairage TUNGSRAM.



Pompage des lampes d'éclairage.

Ces machines automatiques, dont il suffit d'alimenter le plateau tournant, surchauffent l'ampoule et les électrodes pour expulser les gaz occlus, pompent la lampe et la scellent en une seule opération.

LA RÈGLE A CALCUL

Nous ne saurions trop recommander à nos lecteurs de se procurer une règle à calcul, dont ils ne pourront plus se passer lorsqu'ils en auront maîtrisé la manœuvre. Avec elle, les calculs les plus compliqués se réduisent à faire glisser plus ou moins une coulisse et à lire des chiffres sur une échelle graduée ; un enfant de dix ans s'en sert parfaitement après une heure d'exercice ! Le prix d'une règle normale de 27 centimètres de long est assez élevé, mais une petite règle de poche — pourquoi ne pas le dire ? — rend exactement les mêmes services quand on ne vise pas à la grande précision, ce qui est le cas quatre-vingt-dix-neuf fois sur cent et même davantage. C'est pourquoi toutes les figures illustrant cet article représentent une petite règle de poche d'une cinquantaine de francs. Mais précisons bien que, cette règle n'étant que la réduction d'une règle normale, tout ce qui va suivre s'applique également à cette dernière.

Il en existe de plusieurs modèles, avons-nous dit, et parmi ces modèles de plusieurs systèmes. Nous vous conseillons de vous procurer une règle munie d'une échelle des inverses, très pratique en électricité.

Une règle à calcul n'est autre chose qu'une table de logarithmes disposée sous forme d'échelles. Elle est constituée par une large règle graduée, au centre de laquelle coulisse une autre règle plus étroite appelée *réglette*. Elle est complétée par une glace rectangulaire coulissante, appelée *curseur*, qui peut se déplacer sur toute la longueur de la règle. Le curseur porte un ou trois traits verticaux très fins servant de repères entre toutes les échelles.

Échelles.

Il y a deux échelles portées par la règle le long de la coulisse : l'*échelle supérieure A*, formée de deux échelles identiques placées bout à bout, et l'*échelle inférieure D*, identique à l'une des deux échelles supérieures, mais de longueur double. La réglette porte elle-même deux échelles B et C absolument identiques à celles de A et D de la règle qui leur font face, si bien que, lorsque la réglette est rentrée dans la règle, les divisions A et B supérieures, C et D inférieures coïncident rigoureusement (fig. 4).

Au centre de la réglette, vous voyez une échelle C_1 , qui est l'échelle des inverses. Au dos de la réglette, il y a encore trois échelles accessoires, une pour les sinus, l'autre pour les tangentes, la troisième pour les logarithmes, marqués S, T, L.

En outre, la règle à calcul comporte une ou plusieurs échelles graduées en centimètres et millimètres pour mesurer toutes espèces de choses.

La multiplication.

Du premier coup d'œil, vous voyez que les divisions des échelles graduées sont loin d'être régulières : de 1 à 2, il y a plus d'espace que de 8 à 9, par exemple. Regardez l'échelle inférieure qui va de 1 à 10. La distance de 1 à 2 n'est pas la dixième partie de l'échelle totale, mais 0,301 fois cette échelle. Or 0,301 est justement le logarithme de 2. De même, la division de 3 représente 0,4777 de l'échelle totale, soit le logarithme de 3, et ainsi de suite.

COMMENT CONSTRUIRE UNE RÈGLE A CALCUL PROVISOIRE POUR LIRE CE CHAPITRE

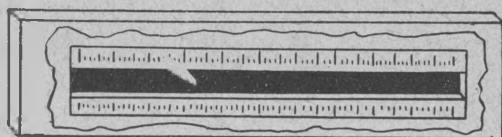


Fig. 1

NOUS VOUS RECOMMANDONS DE LIRE TOUT CE CHAPITRE AVEC UNE RÈGLE A CALCUL EN MAIN, ET DE FAIRE LES DIFFÉRENTES OPÉRATIONS DONT IL SERA QUESTION PLUS LOIN.

Si vous n'avez pas de règle à calcul, vous pouvez en construire une de fortune en utilisant les deux reproductions formant figure 3 (il y en a deux, afin de ne pas vous laisser en panne si vous en ratez une...). Découpez-en une, collez-la sur une carte bien résistante; à l'aide d'une règle et d'un canif bien aiguisé, découpez la réglette, ce qui laisse un rectangle vide dans la carte (fig. 1). Collez ce qui reste de la carte sur une autre carte forte, faites sécher sous un livre. Découpez ensuite tout autour de la règle : vous avez en main une règle telle que figure 2, dans laquelle coulissera la réglette. Quant au curseur, vous pouvez le faire d'un bracelet de celluloid (vieux film débarrassé de sa gélatine dans l'eau de Javel et collé à l'acétone) sur lequel vous graverez un trait vertical très fin.

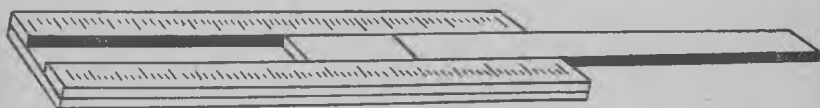


Fig. 2

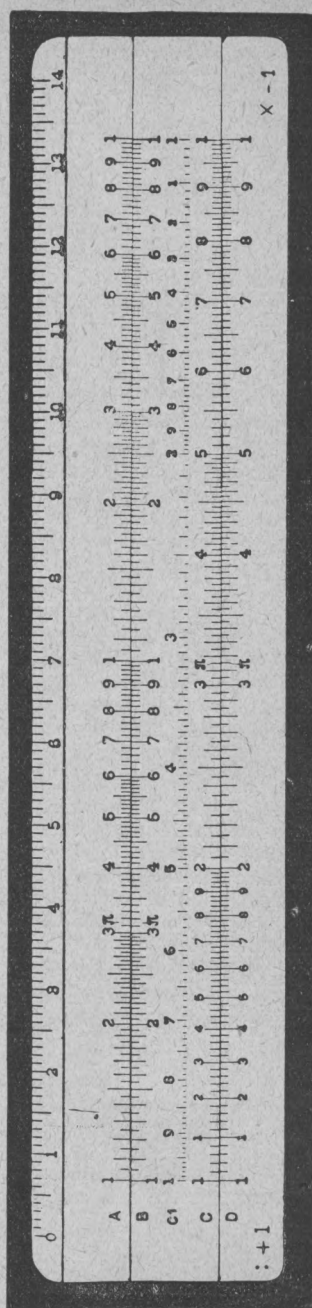
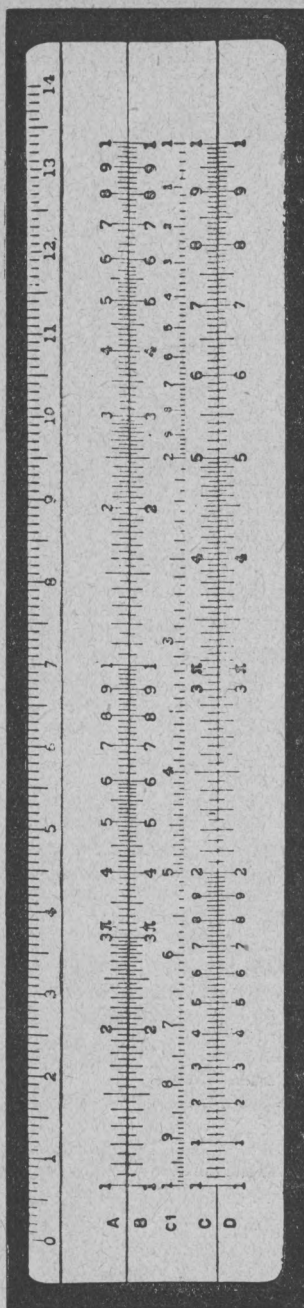


Fig. 3

Ainsi donc, les distances indiquées par les divisions de la règle représentent les *logarithmes* des nombres figurant à ces divisions. En d'autres termes, la longueur qui sépare le début de la règle de la division 2, c'est le logarithme de 2. Bon !

Et, maintenant, que fait-on pour ajouter deux longueurs ? On les met bout à bout. Tirons la réglette pour amener son 1 du début en face de la division 2 de la règle (échelle inférieure). Lisons sur la réglette 3. Sur la règle juste en dessous, vous lisez : 6, qui vaut 2×3 (fig. 4). Comprenez-vous ce que nous avons fait ? Nous avons fait la somme de deux logarithmes : le logarithme de 2 représenté sur la règle par la distance de 1 à 2, et le logarithme de 3 représenté sur la réglette par la distance de 1 à 3. Et nous avons lu la somme sur la règle, soit log de 6, puisque $\log 2 + \log 3 = \log 6$ (fig. 5). Ainsi, nous avons multiplié 2 par 3 en déplaçant simplement la réglette.

● De même, pour multiplier 3 par 3, déplacez la réglette vers la droite jusqu'à ce que le début de son échelle coïncide avec la division 3 de la règle. Lisez à nouveau 3 sur la réglette : en face de cette division, vous lisez sur la règle la division 9.

● Voulez-vous maintenant multiplier 3,5 par 2 ? C'est tout aussi simple. Faites coïncider le 1 de l'échelle C (réglette) avec la division 3,5 de l'échelle D (règle). Trouvez sur l'échelle C la division 2, et vous voyez sur l'échelle D la division qui lui correspond : c'est 7.

● Répétez maintenant ces mêmes opérations, mais en vous servant des échelles supérieures A et B : vous verrez que c'est la même chose. Et, pour vous faire la main, faites successivement les produits suivants : $3 \times 3,5$; 5×5 ; 7×3 ; $5,5 \times 4$; $2,5 \times 5$, toujours sur les échelles supérieures A et B. Vous verrez que vous déborderez dans la deuxième moitié des échelles, à droite puisque les échelles supérieures sont constituées par deux échelles primaires identiques.

La première échelle primaire (à gauche) va de 1 à 10. Considérez que l'autre (à droite) va de 10 à 100, bien qu'on ait omis de mettre les zéros.

● Comment allez-vous multiplier 30 par 20 ? C'est bien simple : vous multipliez 3 par 2 et vous ajouterez 2 zéros au produit.

Amenez donc le départ de la réglette en face de 3 sur l'échelle A, puis lisez sur cette même échelle ce qui se trouve en face du 2 de la réglette. C'est 6. Mettez 2 zéros, cela fait 600. Ceci vous montre une chose très importante : la règle ne vous donne que les résultats bruts, sans zéro ni virgule. A vous de compléter, à l'aide de règles fort simples que nous verrons tout à l'heure.

● Considérez maintenant les divisions intermédiaires entre les chiffres indiqués sur les échelles. Par exemple, prenez les échelles inférieures C et D, entre 1 et 2. Il est bien évident que cet espace est divisé en dix

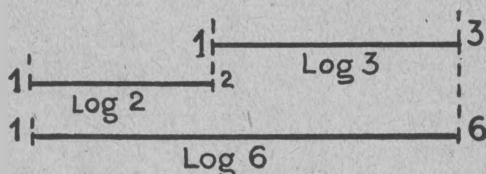


Fig. 4.

parties, du reste marquées en petits chiffres : 1, 2, 3, etc... Alors, n'est-ce pas ? ils ne peuvent signifier autre chose que 1,1 — 1,2 — 1,3... 1,9 — 2.

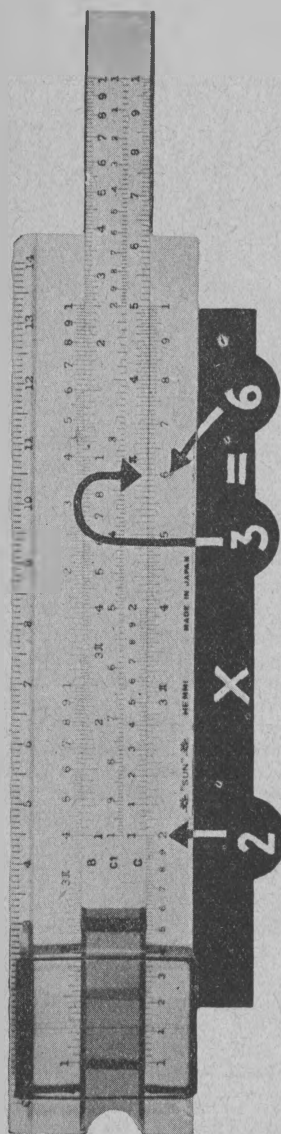


Fig. 5.

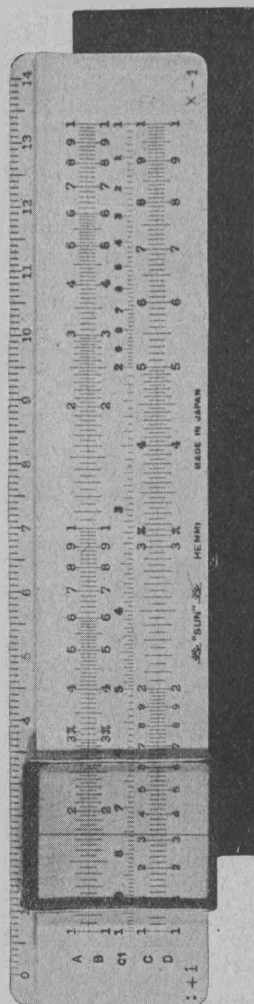


Fig. 6.

Bon! Amenez le curseur en verre jusqu'à ce que le trait fin soit sur 1,3. Si vous avez bien opéré, le trait ne doit pas paraître épaissi. Poussez-le un peu plus à droite, juste sur la division suivante (fig. 6). Quelle est cette nouvelle lecture ? Raisonçons.

Entre 1,3 et 1,4 il y a 5 subdivisions : de toute évidence, elles représentent 1,32 — 1,34 — 1,36 — 1,38 — 1,40. Donc la nouvelle lecture est 1,32.

Si nous poussions le curseur d'une demi-subdivision seulement, qu'aurions-nous ? Mais le milieu entre 1,32 et 1,34, soit 1,33.

Et si nous n'avions poussé que d'un quart de subdivision ? Réfléchissez : cela ferait 1,325.

Exercez-vous à lire successivement, à l'aide du curseur, les nombres suivants :

1,64 — 1,75 — 2,5 — 2,1 — 2,25 — 2,30 — 2,275 (compris entre les deux précédents) 5,5 — 5,3 — 5,35 — 5,325 — 5,05 — 5,01 (pour ce dernier, le trait du curseur dépasse à peine le 5 (fig. 7).

● Remarquez qu'en déplaçant la virgule par une interprétation mentale 1,64 peut représenter 16,4 ou 164, ou 1.640, ou 16.400, etc... De même, 5,325 peut être interprété suivant les besoins 5.325 ou 0,05325. La règle ne donne que les résultats bruts. Ainsi la figure 8 représente la multiplication de 164 par 32,5. On lit sur l'échelle D, sous le curseur : 533 environ, que nous interprétons 5.330, en appliquant une règle simple donnée plus loin. Maintenant, je vous confesserai que les techniciens rompus à la règle à calcul devinent la position de la virgule plutôt qu'ils ne la calculent... (fig. 8).

● Vous remarquerez qu'en se servant de l'échelle inférieure il peut arriver qu'on sorte du cadre de la règle. Essayez, par exemple, de multiplier 3 par 7 ! Dans ce cas, il y a deux solutions :

a) Ou bien utiliser les échelles supérieures, qui sont doubles et ne jouent pas de ces tours-là ;

b) Ou bien utiliser l'autre extrémité de la règle. Mettez le 1 du bout à droite de la règle sur le 3 de la règle (échelle D). Amenez le curseur sur le 7 de la règle, et vous lisez 21 sur l'échelle D (fig. 9). Avec un peu d'habitude, vous saurez vite reconnaître ces cas avant de faire un essai. L'auteur utilise presque toujours l'échelle inférieure pour les multiplications et les divisions simples. On obtient ainsi plus de précision qu'avec les échelles supérieures. Néanmoins, pour les multiplications complexes, il y a souvent intérêt à utiliser les échelles supérieures.

● RÉSUMONS MAINTENANT le processus de la multiplication :

a) Employer de préférence les échelles inférieures, plus précises ;

b) Placer le 1 de la règle en face du multiplicande que vous lisez sur la règle — et, sur cette même règle, lisez le produit cherché en face du multiplicateur lu sur la règle ;

c) Si ce produit tombe en dehors de la règle, faites glisser toute la règle vers la gauche, et servez-vous du 1 qui termine la graduation de la règle.

● COMMENT TROUVER LA VIRGULE ?

Soit, par exemple, à multiplier 5.250 par 0,0045. Nous allons multiplier d'abord les chiffres « significatifs », c'est-à-dire autres que zéro : soit 525×45 . Nous lisons sur la règle le produit 23625 environ. Regardez maintenant les deux facteurs.

A chacun, nous allons donner une cote positive ou négative. S'il est

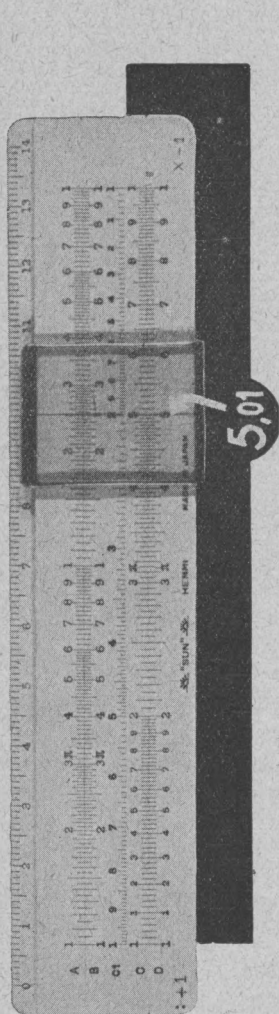


Fig. 7.

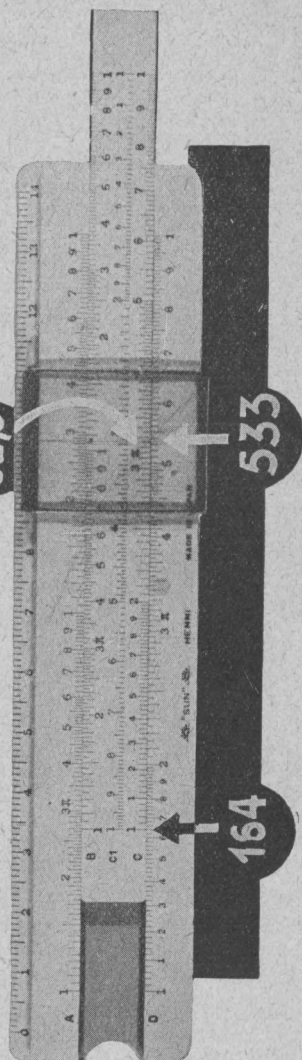


Fig. 8.

plus grand que 1, comptez les chiffres qui le composent avant la virgule. S'il est plus petit que 1, comptez le nombre de zéros qui suivent immédiatement la virgule et affectez-les du signe moins (—).

Exemples de cotes :

5.250	0,0045	14,75	0,15392
+ 4	— 2	+ 2	0

Ensuite, faites la somme des cotes des deux facteurs. Dans l'exemple ci-dessous, cela fait $+ 4 - 2 = 2$.

a) Si vous avez fait votre multiplication avec la réglette poussée à gauche, la somme algébrique des cotes vous donne le nombre de chiffres entiers du produit.

EXEMPLES :

5.250	×	0,0045	=	23,6 env.
+ 4		— 2 zéros	=	2 chiffres entiers
62	×	415	=	25.800 env.
+ 2		+ 3	=	+ 5 chiffres entiers
0,035	×	0,0065	=	0,0002275
— 1 zéro		— 2 zéros	=	— 3 zéros

b) Si vous avez fait la multiplication avec la réglette poussée à droite, c'est la même chose, mais diminuez d'une unité la somme des cotes :

EXEMPLES :

25	×	25	=	625
+ 2		+ 2 — 1 =	=	+ 3
0,25	×	2 600	=	625
0		+ 4 — 1 =	=	+ 3
0,0025	×	0,025	=	0,0000625
— 2		— 1 — 1 =	=	— 4 zéros

Vous verrez, avec un peu de pratique, que tout cela est en réalité à la portée d'un enfant. Il est certes plus facile d'apprendre à se servir proprement d'une règle à calcul que d'apprendre à faire une multiplication du cours élémentaire.

La division.

C'est l'inverse de la multiplication : nous allons donc faire exactement le contraire de ci-dessus.

- Lisez le dividende sur la règle, échelle du bas. Repérez-le à l'aide du curseur.
- Lisez le diviseur sur la réglette, et amenez-le en face du dividende, donc sous le fil du curseur.
- Vous n'avez donc plus qu'à lire le quotient sous la règle, en face du 1 de la réglette, soit à droite, soit à gauche.

EXEMPLES :

$$35 : 7 = 5 \text{ (fig. 10) ;}$$

$$53 : 34 = 1,56 \text{ env. (fig. 11).}$$

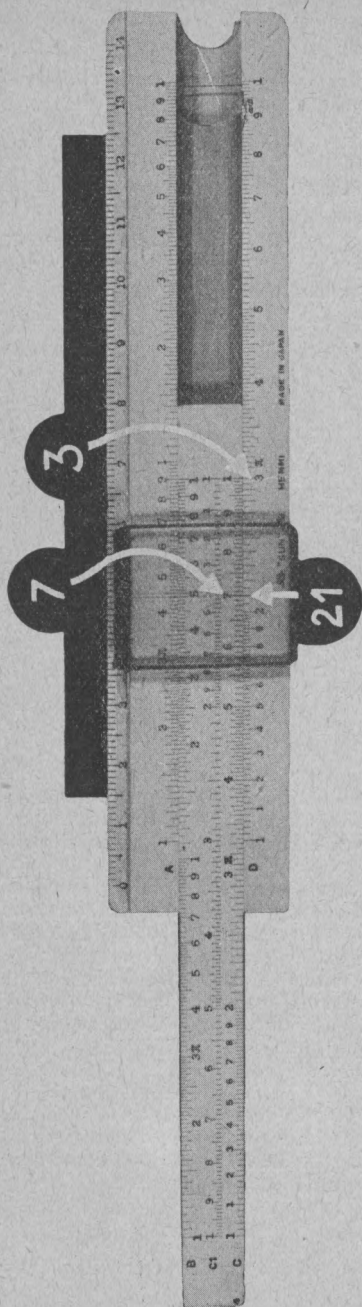


Fig. 9.

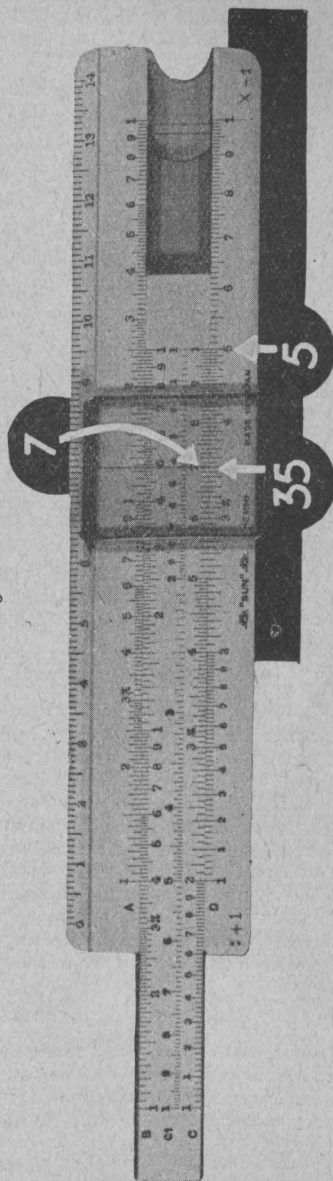


Fig. 10.

Et pour trouver la position de la virgule ?

- Retranchez la cote du diviseur de celle du dividende. Cela vous donne le nombre de chiffres entiers du quotient si la lecture est faite à droite. Ajoutez une unité si la lecture est faite à gauche.

EXEMPLES

$$\begin{aligned} 53 : 34 &= 1,53 \quad (2 - 2 + 1 = 1 \text{ chiffre entier}) ; \\ 75 : 0,0052 &= 14.200 \quad [2 - (-2) + 1 = 2 + 2 + 1, \text{ chiffres entiers}] ; \\ 0,0385 : 0,00057 &= 67,5 \quad [-1 - (-3) = -1 + 3 = 2]. \end{aligned}$$

Le carré des nombres.

- Pour trouver le carré d'un nombre, c'est enfantin ! Lisez-le, à l'aide du curseur, sur l'échelle D. Il ne vous reste plus qu'à lire le carré cherché sur l'échelle A, sous le fil du curseur.

EXEMPLE :

$$4^2 = 4 \times 4 = 16 \text{ (fig. 12).}$$

- Au lieu du curseur, vous pouvez aussi utiliser les 1 de la règlette pour faire correspondre les échelles du haut et du bas. C'est même plus précis.
- L'échelle A est formée de deux échelles élémentaires, celle de gauche et celle de droite. Si vous lisez le carré sur l'échelle *droite*, vous séparez le *double* de chiffres entiers du nombre proposé. Si vous lisez le carré sur l'échelle de *gauche*, vous séparez le *double moins 1*.

EXEMPLE :

$$\begin{aligned} 3,5 \times 3,5 &= 12,25 \text{ (le double, car lu à droite).} \\ 25 \times 25 &= 625 \text{ (le double moins 1, car lu à gauche).} \end{aligned}$$

- Avez-vous compris le mécanisme de cette élévation au carré, qui se fait rien qu'en passant d'une échelle à l'autre ? Vous savez que le logarithme du carré d'un nombre est égal à deux fois le logarithme du nombre ($\log n^2 = 2 \times \log n$). Or les longueurs des divisions des échelles représentent les logarithmes des nombres qu'on y lit.

Mesurez, sur l'échelle supérieure, la distance qui sépare 1 de 4. Doublez cette distance : vous aurez doublé le log de 4 et vous tombez sur la division 16 (soit log de 4×4). Or cette longueur de 1 à 16, double de celle de 1 à 4 sur l'échelle supérieure, est justement la longueur de 1 à 4 sur l'échelle *inférieure*. Vous suivez bien ? Si bien qu'en doublant le nombre de divisions de l'échelle supérieure nous obtenons, par simple correspondance, les carrés des nombres figurant sur l'échelle inférieure.

Extraction de racine.

- La racine carrée d'un nombre, c'est le contraire de son carré. Par conséquent, à chaque nombre lu sur l'échelle supérieure A, correspond sa racine carrée lue sur l'échelle inférieure D. Servez-vous du curseur pour obtenir la correspondance, ou encore du 1 de la règlette.

EXEMPLE :

Échelle A. Mettez le curseur sur le 9 de gauche. Vous lisez 3 sur l'échelle D.

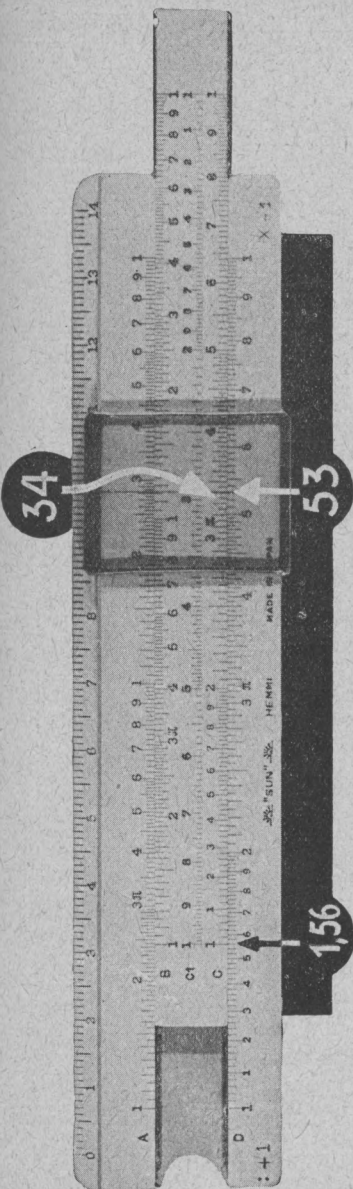


Fig. 11.

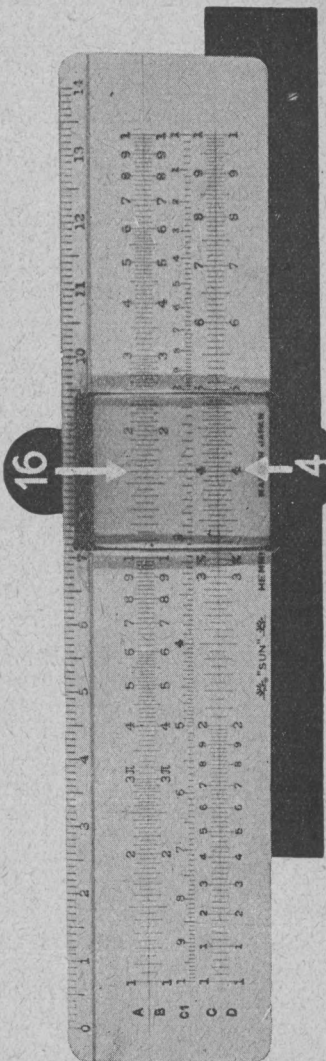


Fig. 12

Échelle A. Mettez l'index sur 23,5 à droite. Vous lisez 4,85 sur l'échelle D (fig. 13).

Si la partie entière du nombre est paire, vous lisez en haut sur l'échelle de *droite*. Si elle est impaire, vous lisez sur l'échelle de *gauche*.

● Voulez-vous extraire une racine cubique ? Alors, procédez comme ceci :

1° Séparez d'abord votre nombre en tranches de trois chiffres entiers (mille, millions, milliards). Ex. : 27.000 ; 325.275.322. Autant de tranches, autant de chiffres avant la virgule dans la racine cubique.

2° Comptez le nombre de chiffres qui se trouvent dans la *première* tranche de gauche : 1, 2 ou 3. S'il est *impair*, vous lirez le nombre dans l'échelle supérieure de *gauche*. S'il est *pair*, vous le lirez dans l'échelle supérieure de *droite* de la règle.

3° Retournez la réglette, de telle manière que les échelles B et C se lisent maintenant à l'envers

4° Amenez le 1 de la réglette en face du nombre dont vous voulez extraire la racine, lu sur l'échelle supérieure gauche ou droite de la règle comme il a été dit au 2°.

5° Regardez maintenant l'échelle supérieure de *gauche* de la règle et en même temps l'échelle de la réglette qui lui fait face, et découvrez face à face le même nombre lu sur la règle et sur la réglette : c'est votre racine.

EXEMPLE :

$$\sqrt[3]{15.625} = 25 \text{ (fig. 14).}$$

Inverse des nombres.

Certaines règles portent, au centre de la réglette, une échelle des inverses, très pratique pour le calcul des résistances en parallèle et des capacités en série. Ces inverses correspondent à l'échelle C de la réglette. Ainsi, l'échelle C₁ porte les inverses des nombres lus sur l'échelle C, et réciproquement. Servez-vous du curseur pour établir la correspondance. Ainsi, la figure 12 montre 2,5, inverse de 4.

EXEMPLE :

Quelle est la capacité totale de deux condensateurs de 6 MF et 2 MF en série ? Réponse : l'inverse de la capacité totale est la somme des inverses des deux capacités. La règle donne :

Inverse de 6 = 0,166

Inverse de 2 = 0,500

Total 0,666

Inverse du total = 1,5.

La capacité totale sera donc 1,5 MF.

Sinus et tangentes.

● Placez la réglette sens dessus dessous, faites coïncider les extrémités des échelles de la règle et de la réglette, et voilà une table des sinus et des tangentes.

Pour les sinus, vous les lirez sur les échelles supérieures. Sur celle de gauche, vous lirez les sinus des angles de 0° 35', dont les valeurs sont de 0,001 à 0,1. Sur celle de droite, vous lirez les sinus des angles de 5° 45' à 90°, dont les valeurs sont de 0,1 à 1.

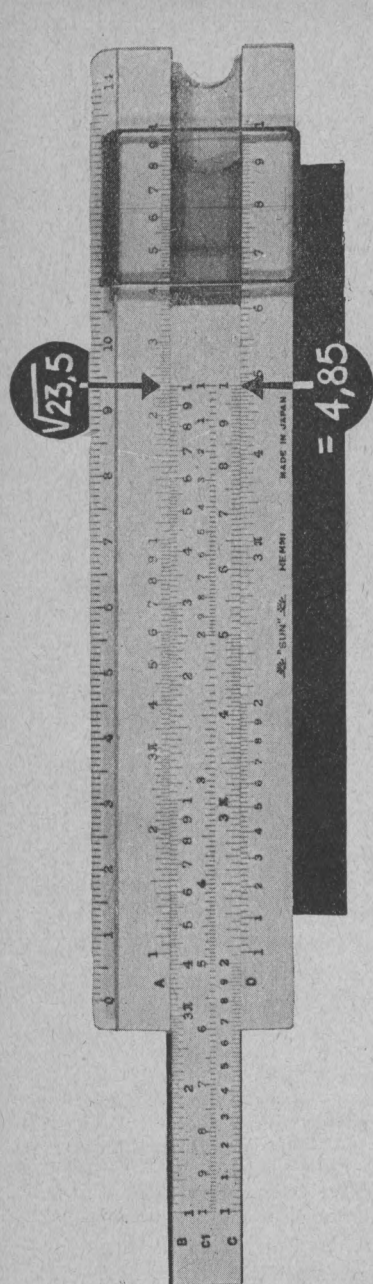


Fig. 13.

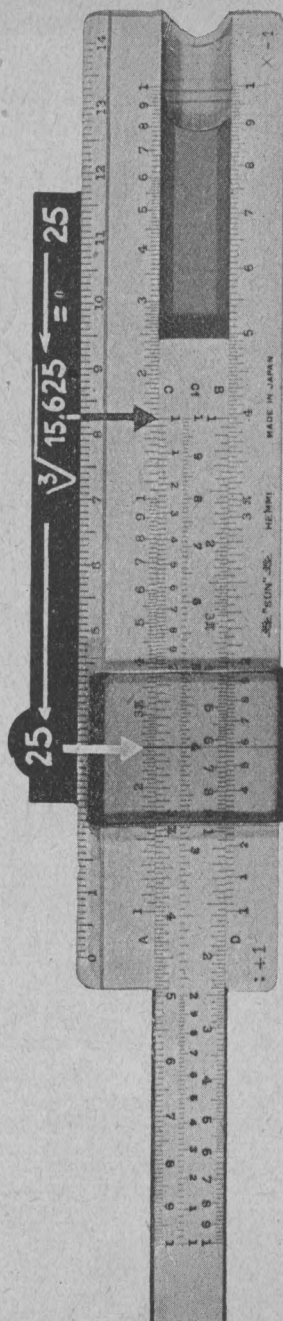
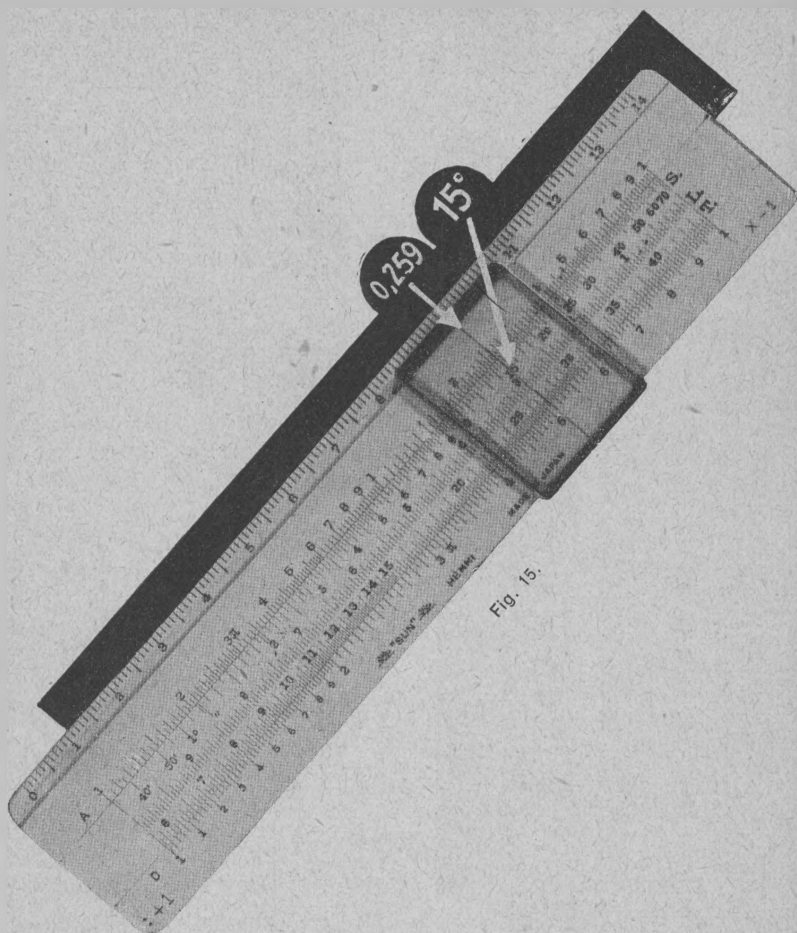


Fig. 14.



EXEMPLE :

$\sin 15^\circ = 0,259$ env. (fig. 15).

● Pour les tangentes des angles de $5^\circ 43'$ à 45° , utilisez l'échelle inférieure D qui en donne les valeurs — les angles étant lus sur la réglette, échelle T. Pour les angles inférieurs à $5^\circ 43'$, prenez le sinus au lieu des tangentes, car l'erreur est tellement faible qu'elle n'a pas d'importance.

Pour les angles supérieurs à 45° , lisez sur l'échelle T la différence entre cet angle et 90° . Amenez-la en face de 1 de droite de l'échelle D. En face du 1 de gauche de la réglette, vous lisez la valeur de la tangente.

EXEMPLE :

$\text{Tg } 59^\circ$ (soit $90^\circ - 31^\circ$) = 1,664 env. (fig. 16).

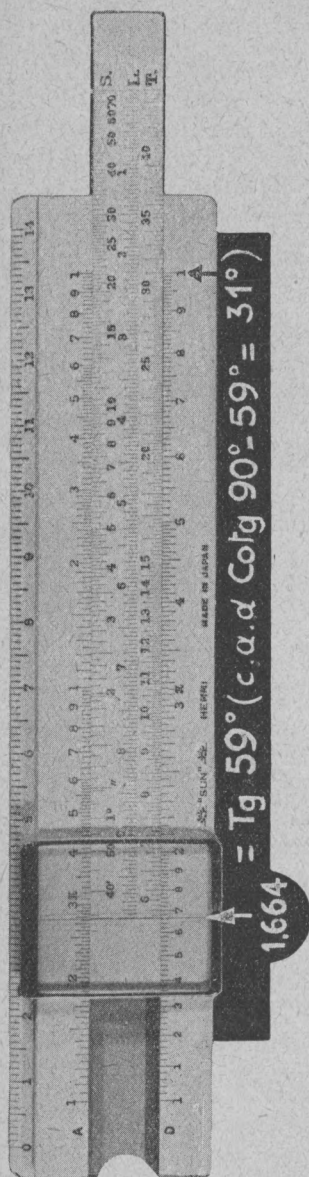


Fig. 16.

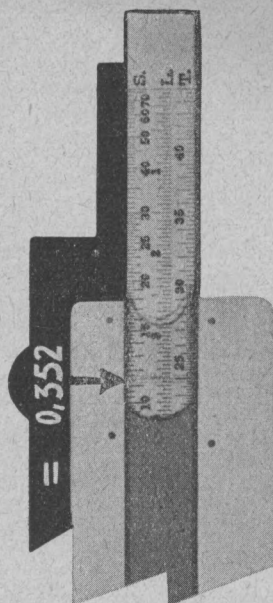


Fig. 17

Logarithmes.

- Remettez la réglette dans sa position habituelle. Vous n'avez plus qu'à amener le 1 de l'échelle C en face du nombre dont vous cherchez le logarithme, lu sur l'échelle D. Ensuite, retournez la règle : vous verrez à une extrémité un trait qui correspond à l'échelle centrale de la réglette, marquée L. Il ne vous reste plus qu'à lire le logarithme cherché.

EXEMPLE

Chercher le log de 2,25 (fig. 17).

Au dos de la règle, sur l'échelle L, vous lisez 352, qui est la mantisse. Quant à la caractéristique, elle est zéro. Réponse : 0,352.

- Réciproquement, connaissant un logarithme, vous n'avez qu'à procéder en sens inverse pour trouver son antilogarithme. Ainsi la règle à calcul permet de trouver une puissance ou une racine de n'importe quel ordre, entier ou fractionnaire.

Il y aurait encore beaucoup de choses à dire sur ce merveilleux outil. Mais, pour cela, il est nécessaire de bien connaître les mathématiques.

CE QU'IL FAUT SAVOIR POUR UTILISER LES FORMULES

En général, les formules mathématiques se présentent sous un aspect rébarbatif qui terrorise les non-initiés et leur fait tourner la page au plus vite. « C'est du chinois ! » disent-ils, en pensant que l'auteur cherche à faire admirer son profond savoir comme un curé de campagne qui bourre son prône de latin...

Cependant, une formule n'est autre chose qu'une abréviation, un moyen d'exprimer en une fraction de ligne ce qui s'exprimerait beaucoup plus mal en un paragraphe. Au lieu de dire, par exemple, « deux et deux font quatre », on écrit : $2 + 2 = 4$ ce qui veut dire exactement la même chose avec moins d'écriture. De même, pour exprimer la proposition suivante :

« Pour obtenir la fréquence en cycles par seconde d'un circuit oscillant, on divise *un* par 6,28 fois la racine carrée du produit de la self-induction en henrys et de la capacité en farads dudit circuit », on écrit tout simplement :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

qui non seulement en dit tout autant à quiconque connaît le langage des signes, mais encore enseigne bien d'autres choses à ceux qui ont fait un peu d'algèbre élémentaire.

Quand on a fait connaissance avec elles, les formules évitent des textes oiseux, parlent aux yeux et donnent des branches nombreuses qui portent chacune leur fruit. Les comprendre n'est pas bien difficile : il suffit d'une brève initiation que nous allons tenter.

Précisons cependant que ce qui va suivre n'est destiné ni à l'ingénieur, ni à l'illettré. Entre ces deux pôles, il y a de nombreux praticiens qui sont sans cesse arrêtés dans leurs lectures par des formules qu'ils ne savent ni déchiffrer, ni appliquer ; c'est à ceux-ci que nous désirons être utiles.

L'ANATOMIE D'UNE FORMULE

Voyons d'abord très rapidement ce que signifient les lettres et signes cabalistiques qu'on rencontre dans les formules.

Les lettres : *a*, *b*, *c*... *A*, *B*, *C*..., etc.

● Elles représentent des valeurs fixes ou variables, et l'auteur en donne généralement le code. Par exemple, dans la formule ci-dessus, *f* représentait la fréquence en cycles par seconde, *L* la self-induction en henrys et *C* la capacité en farads.

● Certaines lettres représentent conventionnellement des nombres déterminés fort importants. Telles sont :

c = vitesse de la lumière ou des ondes électro-magnétiques, soit 299.860 kilomètres par seconde.

- $e = 2,71828...$ C'est un nombre de la plus haute importance, qui intervient chaque fois qu'un phénomène croît ou décroît de façon continue, proportionnellement à la valeur qu'il vient justement d'acquérir (croissance organisée, refroidissement d'un corps, décharge d'un condensateur, etc...). C'est la base des logarithmes népériens ou naturels.
- $g = 9,81.$ C'est l'accélération, ou accroissement de vitesse, d'un corps qui tombe librement.
- $h = 6,554 \times 10^{-27}.$ C'est la constante universelle dite de Planck. Saluez en passant sans faire plus ample connaissance pour le moment...
- i ou $j = \sqrt{-1}.$ C'est un « nombre imaginaire », qui ne peut exister, car on ne peut extraire la racine d'un nombre négatif, mais cela n'empêche nullement d'en faire un large usage dans des calculs qui donnent des résultats parfaitement réels. On s'en sert pour indiquer que la valeur qui suit j est déphasée de 90° par rapport aux valeurs non précédées de cette lettre j . Par exemple, $15 A + j 3 A$ veut dire qu'au courant alternatif normal de 15 ampères se superpose un courant alternatif de même fréquence de 3 ampères, mais déphasé de 90° par rapport au premier.

● D'autres lettres représentent habituellement des grandeurs courantes :

- A = ampères.
 B = induction spécifique.
 d ou D = diamètre.
 E = force électromotrice.
 F = farads, ou force.
 h ou H = hauteur.
 K = un millier. Exemple : 7 KV = 7 kilovolts = 7.000 volts.
 L = coefficient de self-induction, ou longueur.
 M = méga ou un million. Exemple : 3 MV = 3 mégavolts = 3 millions de volts.
 m = milli. Exemple : 3 mV = 3 millivolts = 0,003 volt.
 N = nombre (habituellement : de tours ou d'armatures).
 P = puissance, ou poids.
 r ou R = résistance, ou encore rayon.
 s ou S = surface.
 t ou T = temps, ou travail.
 U = potentiel.
 v ou V = volts, ou vitesse.
 W = énergie, ou puissance.

On voit qu'une même lettre peut avoir plusieurs significations, et encore ce tableau est-il loin d'être complet. C'est pourquoi les auteurs ont soin d'indiquer quel sens ils entendent donner aux lettres qu'ils emploient, à part quelques-unes sur lesquelles tout le monde est d'accord.

● La lettre k représente une constante ou nombre fixe, dont la valeur a été déterminée par l'expérience dans chaque cas. Cette valeur est indiquée dans le texte, à moins qu'elle ne soit la caractéristique d'un appareil qu'on mesure une fois pour toutes.

k ou K est aussi l'un des symboles du coefficient d'amplification des lampes.

● Les lettres x, y, z . — Ce sont les symboles des valeurs inconnues qu'on cherche justement à déterminer par la formule.

Elles ont aussi une autre signification : ce sont les coordonnées d'un

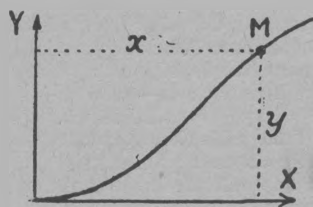


Fig. 1.

point d'une courbe. On dit que x représente l'abscisse, et y l'ordonnée d'un point tel que M (fig. 1).

● Les lettres grecques : $\alpha, \beta, \gamma, \dots$, etc.

D'habitude, elles représentent des angles. Cependant, certaines ont reçu une affectation spéciale :

π (pi)	= 3,141592... ou simplement 3,14.
ρ (rô)	= résistance interne d'une lampe.
φ (phi)	= angle de déphasage.
λ (lambda)	= longueur d'onde en mètres.
μ (mu)	= micro ou millionième partie. Exemple : 3 μ F = 3 microfarads = 3 millionnièmes de farad. C'est aussi le symbole du coefficient d'amplification des lampes, tout comme k .
ω (oméga)	= $2\pi f$ ou 6,28 fois la fréquence en cycles par seconde. Exemple : le secteur dont la fréquence égale 50 périodes ou cycles à la seconde a un $\omega = 314$. Cette grandeur s'appelle la <i>pulsation</i> .

Ω (grand oméga) = ohm.

Σ (sigma) = somme des termes semblables à celui qui suit.

● Les groupes de lettres : $ab, \omega L, 2\pi r$, etc.

Des lettres qui se suivent sans que rien les réunisse se multiplient l'une par l'autre.

Exemples :

$$\pi a b = \pi \times a \times b.$$

$$2 \omega t = 2 \times \omega \times t;$$

● Les puissances $a^n, e^x, d^3, e^{1-kt}, 10^{0,75}, (a + b)^5$.

On appelle *exposant* le chiffre, ou lettre, ou groupe de chiffres ou de lettres, qui se trouve écrit en petits caractères en haut et à droite d'autres lettres, ou nombres, ou groupes. Ici, les exposants sont donc successivement : $n, x, 3, 1-kt, 0,75, 5$.

Ils indiquent combien de fois il faut multiplier par eux-mêmes la lettre, ou le nombre qui précède, ou le groupe entre parenthèses.

EXEMPLES

— $eb^3 = e \times b \times b \times b$, parce que seule la lettre b a l'exposant 3 .
 — $(a + b)^2 = (a + b) \times (a + b)$. C'est tout le bloc $a + b$ qui a l'exposant 2 , donc tout le bloc se multiplie par lui-même.

— e^{1-kt} . L'exposant est complexe. En cherchant sa valeur, on trouvera probablement un nombre fractionnaire. Bornons-nous à dire que les formules de ce genre sont du domaine des mathématiques supérieures et se résolvent par les logarithmes. Mais ne vous laissez pas effrayer quand vous les rencontrez : par exemple, si dans le groupe ci-dessus nous faisons $k = 0,75$ et $t = 6$, cela donne : $1 - kt = 1 - (0,75 \times 6) = 1 - 4,5$. Donc : $e^{1-kt} = e^{1-4,5} = e^{-3,5} = 2,71828^{-3,5}$, et on calcule aisément à l'aide d'une règle ou d'une table de logarithmes que la valeur est $0,0302$.

Sans rien connaître du calcul différentiel qui a été nécessaire pour établir la formule où apparaît un terme comme ci-dessus, vous pouvez parfaitement vous servir de ladite formule.

— a^n . L'exposant est indéterminé. En remplaçant a et n par leur valeur (par exemple $a = 2,35$ et $n = 3$), on obtient une expression calculable (soit $2,35 \times 2,35 \times 2,35$).

— $B^{1,6}$. L'exposant est fractionnaire. On remplace B par sa valeur (par exemple $8,000$) et on calcule $8,000^{1,6}$ à l'aide d'une règle ou des logarithmes.

— e^x . L'exposant est justement l'inconnue que nous cherchons ! Il serait trop difficile d'exposer rapidement cette branche du calcul. Qu'il nous suffise de savoir ce que le signe ci-dessus signifie. Si nous rencontrons, par exemple :

$$e^{-0,02x} = 0,5$$

cela veut dire : « trouvez un nombre x tel qu'en portant $2,71828$ à une puissance négative égale à la deux centième partie de x on obtienne la valeur $0,5$ ».

À l'aide des logarithmes, ou d'une règle à calcul, on trouve aisément que x vaut environ $34,5$.

Le groupe $e^{-0,02x}$ s'appelle une *fonction exponentielle*. On en rencontre souvent de semblables dans l'étude de phénomènes décroissants. (Exemple : décharge d'un condensateur à travers une résistance.)

LES SIGNES

Points entre les lettres : a . b . x.

— Le point a la même signification que $\times$ (multiplié par).

Signes — ou /. — Surtout utilisés à l'étranger, ils ont la même signification que : (divisé par).

Parenthèses et crochets. — Ils encadrent les groupes qui doivent subir le même traitement dans une formule.

EXEMPLES

$$h^2 (eh + 6b) + 3a^2b$$

veut dire : calculez d'abord ce qui se trouve entre parenthèses, multipliez la valeur obtenue par h^2 , puis ajoutez $3a^2b$ (c'est-à-dire $3 \times a \times a \times b$).

$$y^3 [5b + 2a(1 - m)].$$

On résout d'abord ce qui est entre parenthèses avant de s'occuper des crochets. Voici ce que signifie la formule : calculez d'abord la valeur

de 1 — m en remplaçant m par sa valeur, multipliez le résultat par 2 a , puis ajoutez 5 b , enfin multipliez le tout par y^3 .

La barre de fraction. — Tout le monde sait qu'il faut diviser tout qui est dessus par tout ce qui est dessous.

Racines et radicaux $\sqrt[3]{a}$, $\sqrt{b}$, $\sqrt[n]{ax}$.

Ce signe $\sqrt{}$, ou radical, indique qu'il faut extraire la racine de ce qui est dessous, c'est-à-dire trouver un nombre qui, porté à la puissance indiquée par le petit chiffre placé en haut dans le $\sqrt{}$, reproduira ce qui se trouve sous le radical. Quand il n'y a rien dans le $\sqrt{}$, il s'agit de la puissance 2, et on extrait donc la racine carrée. (Exemple : $\sqrt{5}$).

En passant, signalons que :

— Extraire la racine carrée (ou 2) équivaut à porter à la puissance $\frac{1}{2}$;

Exemple : $\sqrt[2]{25} = \sqrt{25} = 25^{1/2} = 5$

— Extraire la racine cubique (ou 3), c'est porter à la puissance $\frac{1}{3}$;

Exemple : $\sqrt[3]{27} = 27^{1/3} = 3$

et ainsi de suite : $\sqrt[m]{a} = a^{1/m}$.

Inégalités. — Il y a plusieurs signes :

$\neq$ veut dire : différent de...

$\approx$ — approximativement égal à...

$<$ — plus petit que. Exemple : $3 < 5$.

$>$ — plus grand que. Exemple : $5 > 3$.

$\leq$ — plus petit ou égal à...

$\geq$ — plus grand ou égal à...

$\gg$ — beaucoup plus grand que. Exemple : $1.000 \gg 0,5$.

Signe $\pm$. — Il veut dire « plus ou moins » et signifie que la formule donne deux solutions, selon que vous choisissez le signe + ou le signe —
Exemple : $4 \pm 3 = 4 + 3$ ou bien $4 - 3$.

Opérateur j . — Vous pouvez rencontrer cette lettre j qui semble multiplier certaines valeurs ou certains groupes de lettres, principalement dans les études sur le déphasage et le courant alternatif avec des impédances complexes.

Nous avons déjà dit plus haut qu'elle indique le décalage de 90° des valeurs qu'elle accompagne.

Indices a_1, a_2, M_n, G_k ... — Les lettres ou signes de petit calibre placés plus bas et à droite d'autres lettres servent simplement à distinguer les unes des autres des lettres qui sans cela seraient identiques, car il y a trop de valeurs et trop peu de lettres.

Les signes trigonométriques : $\sin, \cos, tg$... — Ils servent à introduire les angles dans les calculs, en les exprimant par le rapport qui existe entre les côtés d'un triangle rectangle formé sur l'angle considéré.

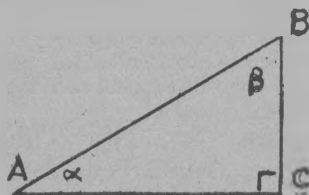


Fig. 2.

Ainsi (voir fig. 2), voici un triangle rectangle ABC dont AB est l'hypoténuse, ou côté qui est en face de l'angle droit. Nous avons :

$$\text{sinus de l'angle } \alpha = \frac{\text{côté opposé à } \alpha, \text{ soit BC}}{\text{hypoténuse, soit AB}};$$

$$\text{cosinus de l'angle } \alpha = \frac{\text{côté qui touche à } \alpha, \text{ soit AC}}{\text{hypoténuse, soit AB}};$$

$$\text{tangente de l'angle } \alpha = \frac{\text{côté opposé à } \alpha, \text{ soit BC}}{\text{autre côté de l'angle droit, soit AC}}.$$

On écrit par abréviation :

$$\sin \alpha = \frac{BC}{AB}, \quad \cos \alpha = \frac{AC}{AB}, \quad \text{tg } \alpha = \frac{BC}{AC}.$$

Vous déduirez aisément des égalités ci-dessus que $\sin \alpha = \cos \beta$ et que $\text{tg } \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}$.

Il existe des tables qui donnent les valeurs des sinus, cosinus et tangentes des angles : par exemple, $\sin 45^\circ = 0,707$. Si vous voyez dans une formule une valeur telle que : $\text{tg } \omega$, vous n'avez qu'à remplacer ω par sa valeur, chercher $\text{tg } \omega$ dans une table des tangentes, la multiplier par elle-même, et tout est dit.

Il y a encore d'autres signes trigonométriques peu employés : $\cot =$ cotangente (qui est l'inverse de la tangente) ; $\sec =$ sécante ou inverse du cosinus, et $\text{csc} =$ cosécante ou inverse du sinus.

Les fonctions $f(x, y)$, $f(t)$, etc... — On dit qu'une grandeur est fonction d'une ou plusieurs variables (représentées par x, y, z, t , etc.) quand elle change de valeur lorsqu'on modifie celle des variables. Par exemple, on sait que l'espace parcouru par une auto dépend de sa vitesse v et du temps de marche t ; on dit que l'espace E est fonction de la vitesse et du temps, et on écrit : $E = f(v, t)$. La lettre f ne multiplie nullement ce qui est entre parenthèses, elle n'est qu'un symbole qui signifie « fonction de ».

Remarquez qu'une telle formule est très mal définie et ne permet aucun calcul. Elle n'est que l'embryon d'une formule encore mal connue.

Les signes de différenciation d ou δ . — Encore un signe « opérateur » de la plus haute importance ! Le signe d placé devant une autre lettre fait exception à la règle générale : *il ne signifie pas qu'il faut multiplier cette lettre par d* . C'est une notation, rien de plus, qui indique qu'il faut considérer une fraction infiniment petite de la valeur représentée par la lettre suivante.

Exemple : si t est le symbole du temps, dt veut dire : un temps extrêmement court, tellement court qu'il est presque nul.

De même, dU signifiera un accroissement infiniment petit du potentiel U .

On emploie assez souvent le signe Δ (delta) pour dire à peu près la même chose. Par exemple, $\Delta V_g =$ un petit accroissement de la tension grille V_g . Il y a cependant une petite différence : ΔV_g est une petite portion finie dont s'accroît V_g , ce sera par exemple un centième de volt, tandis que dV_g est un accroissement infiniment petit, tellement minuscule qu'il tend vers zéro, donc absolument non mesurable.

Les dérivées $\frac{dy}{dx}$, $\frac{d\varphi}{dt}$, $\frac{dI_p}{dV_g}$, etc... — Quand vous rencontrez une de ces

bizarres fractions, vous avez affaire au rapport qui existe entre un tout petit accroissement d'une valeur et le tout petit accroissement de la cause dont elle dépend. Ceci peut paraître assez obscur, expliquons-nous.

Par exemple, nous savons que dans une lampe le courant plaque I_p varie quand on modifie la tension grille V_g . S'il s'agit d'une lampe à pente fixe, nous savons que sa *pente* est le rapport entre une variation de I_p (par ex. 15 mA, fig. 3) et la variation de V_g qui fait ainsi varier I_p (ici, 5 volts), et nous écrivons :

$$\text{pente } S = 15 \text{ mA divisé par } 5 = 3 \text{ mA/V.}$$

Comme la pente est fixe, au lieu de la calculer de A à B, nous aurions pu prendre de B à C, et nous aurions toujours trouvé 15 mA : 5 = 3 mA/V. Remarquez en passant que la pente d'une lampe, c'est bien l'inclinaison plus ou moins grande de sa caractéristique I_p/V_g .

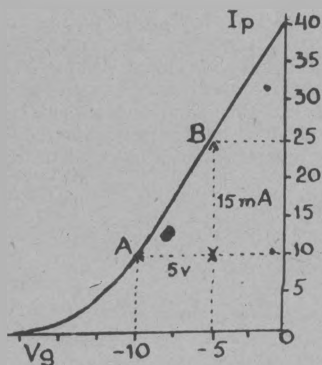


Fig. 3.

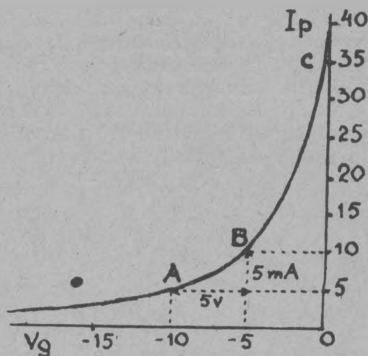


Fig. 4.

Les choses se compliquent si nous avons affaire à une lampe à pente variable (fig. 4). Ici, nous avons un S qui varie continûment le long de la courbe, et nous commettrions une grosse erreur en divisant la variation de I_p par la variation de $V_g = 5$ volts correspondante, car nous aurions la *pente moyenne* entre deux points tels que A et B (ici : 1 mA/5 V = 0,2 mA/V) fort différente de celle entre B et C (soit 6 mA/5 V = 1,2 mA/V). Cette pente moyenne est sans intérêt : ce qu'il nous faut, c'est par exemple la valeur *exacte* de la pente au point B, ou tout autre point, et pour l'obtenir nous devons évidemment diviser *une toute petite variation* de I_p à partir du point B par la *toute petite variation* de V_g qui la produit. La valeur de la pente obtenue sera d'autant plus précise que nos variations seront plus étroites — en d'autres termes, qu'elles « tendront vers zéro ». On exprime tout ceci en écrivant :

$$\text{Pente } S \text{ au point considéré} = \frac{d I_p}{d V_g},$$

et ce rapport s'appelle la « dérivée de I_p par rapport à V_g », il exprime le taux de variation de I_p en tout point de la courbe.

Chaque fois que vous voyez une dérivée, rappelez-vous qu'elle exprime le *taux instantané* de variation de la grandeur qui est en haut par rapport à la variable — cause qui est dessous.

Par exemple, voici une bobine parcourue par un courant alternatif. Nous savons que le flux Φ varie sans cesse, comme le courant, et que son taux de variation augmente, puis reste stationnaire, puis diminue en changeant sans cesse de valeur suivant le moment t considéré. On écrira que ce taux, cette vitesse de variation est « la dérivée du flux Φ par rapport au temps t », c'est-à-dire $d \Phi / dt$.

Bien entendu, on peut parfaitement calculer ces dérivées quand on connaît la loi du phénomène à l'étude, et elles donnent de précieux renseignements. Mais nous ne pouvons entrer plus avant dans le calcul différentiel, du moins pour le moment !..

Le signe-somme $\int$, $\int_0^1$, $\int_1^\infty$, etc. — Il indique qu'il faut faire la somme des « infiniment petits » exprimés par ce qui suit le signe $\int$. Ces infiniment petits sont en nombre infiniment grand et compris entre deux limites dans certains cas (de 0 à 1 pour le second signe ci-dessus, de 1 à infini ∞ pour le troisième). Qu'est-ce que cela peut représenter ? Voici, par exemple, une courbe X, et nous voulons connaître la surface comprise entre cette courbe et la droite AB. Que faire ? Nous pouvons diviser la surface en 16 bandes et assimiler chacune à un rectangle que nous calculons, après quoi nous ferons la somme des 16 surfaces obtenues et nous obtiendrons *approximativement* la surface cherchée. Pour obtenir plus de précision, nous pourrions découper en 32 rectangles plus étroits, et même en 100, en 1.000, en un million de tout minces rectangles... Il ne restera plus qu'à trouver un truc pratique pour calculer la longueur de

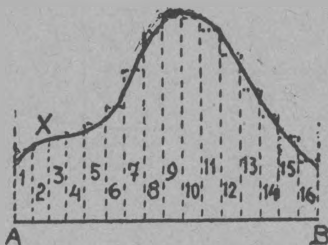


Fig. 5.

chacun, puis pour faire la somme du million de surfaces élémentaires, et nous aurons la surface cherchée avec toute la précision désirable. Une telle addition d'un nombre infini de surfaces élémentaires infiniment petites ne se fait évidemment pas par l'arithmétique. On l'appelle « intégration », elle fait partie des mathématiques transcendantes, que nous ne pouvons exposer ici. Quand vous verrez le signe-somme, retenez simplement que vous avez affaire à une somme infinie d'infiniment petits, et songez à la surface découpée en fines bandes qui s'additionnent.

Le signe log. — Il indique qu'il faut utiliser non pas le nombre ou la valeur qui suit, mais son *logarithme*, c'est-à-dire l'exposant qu'il faudrait affecter au nombre 10 pour reproduire le nombre indiqué. Ainsi, 2 est le logarithme de 100, parce que $10^2 = 100$. De même $\log 100.000 = 5$, parce que $10^5 = 100.000$. Le plus souvent, les logarithmes sont fractionnaires, on en trouve la valeur dans les tables ou sur les règles à calcul, on les appelle « logarithmes vulgaires ».

Vous trouverez parfois le signe $\log_e$ au lieu de $\log$ tout court. Il s'agit alors du logarithme népérien — autrement dit, de l'exposant qu'il faudrait affecter au nombre $e = 2,71828$ pour reproduire le nombre indiqué. Pour obtenir le logarithme népérien d'un nombre, il suffit de multiplier son logarithme vulgaire par 2,3026.

L'APPLICATION DES FORMULES

Si vous avez bien lu et bien compris ce qui précède, vous n'éprouverez aucune difficulté à utiliser les formules les plus complexes.

Règles générales.

● Commencez par réduire les « petits paquets » que vous rencontrez dans les formules, autrement dit par les calculer et les remplacer par la valeur trouvée, ce qui simplifie l'expression. Faites de même pour les puissances et les racines, remplacez les numérateurs et les dénominateurs complexes par leur valeur calculée. Ainsi, la terrible formule se simplifiera peu à peu. Calculez ce qui se trouve entre parenthèses, s'il y en a, et remplacez toute la parenthèse par sa valeur. Et terminez par les grandes divisions.

● Dans toute la formule — *et ceci est très important* — il faut employer des unités « homogènes » et non leurs multiples ou sous-multiples. Par exemple, il ne faut pas faire une salade en mélangeant les volts, les milliampères et les microfarads, ni utiliser en même temps les henrys et les microfarads. *Exprimez tout en volts, ampères, ohms, henrys, farads, watts et autres unités simples, sinon vous ferez des erreurs formidables.* Ce n'est que lorsqu'on est devenu expert qu'on peut se permettre des entorses à cette règle.

● Pour éviter les désastreuses erreurs de virgule, le plus simple est d'utiliser les puissances de 10. Voici comment on s'y prend. Nous avons vu que 10^5 , c'est 1 suivi de 5 zéros, soit 100.000, de même que $10^3 = 1.000$, $10^7 = 10.000.000$. Nous savons aussi que $10^{-2} = \frac{1}{10^2} = \frac{1}{100} = 0,01$, c'est-à-dire 1 qui occupe le deuxième rang après la virgule; de même, $10^{-6} = 0,000001$, soit 5 zéros après la virgule suivis de 1 qui occupe le sixième rang, ce qu'indique l'exposant -6 .

Pour faire intervenir 7,5 mégohms dans les calculs, il faut les réduire en ohms, soit 7.500.000 ohms. De même, 5 picofarads doivent s'évaluer en farads, soit 0,000000000005 farad. Calculons la constante de temps en seconde d'une résistance accouplée à un condensateur ayant ces valeurs : c'est le produit RC, soit 7.500.000 ohms $\times$ 0,000000000005 farad. Il y a de quoi faire une jolie erreur de virgule, n'est-ce pas ? Au lieu de faire comme on nous l'a appris à l'école primaire, nous dirons que 7,5 mégohms, c'est 7,5 multiplié par un million (ou 10^6), et que 5 picofarads, c'est 5 farads divisés par un million de millions (ou multipliés par 10^{-12}). Dès lors, la constante de temps est :

$$\begin{aligned} & 7,5 \times 10^6 \times 5 \times 10^{-12} \\ &= 7,5 \times 5 \times 10^6 \times 10^{-12} \\ &= 7,5 \times 5 \times 10^{6-12} \\ &= 7,5 \times 5 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

Nous multiplions d'abord 7,5 par 5, ce qui donne 37,5, et nous déplaçons la virgule vers la gauche d'autant de crans que l'indique l'exposant négatif de 10, soit 6 crans, ce qui donne le résultat : 0,000375 seconde.

En pratique, la règle est simple : je pose mon produit de valeurs diverses (milliampères, mégohms, microfarads, kilovolts, millihenrys, etc.) comme si j'avais le droit de me servir de ces unités disparates, et je multiplie le tout par 10 auquel je mets successivement tous les exposants rencontrés, soit : — 3 pour les millis, + 6 pour les mégas, — 6 pour les micros, + 3 pour les kilos, etc., en inversant le signe de l'exposant quand la valeur considérée divise au lieu de multiplier. Cela donne par exemple $10^{-3+6-12}$, qui se réduit évidemment à 10^{-9} , indiquant qu'il faut reculer la virgule de 9 crans vers la gauche dans le résultat obtenu.

Exemple : La résistance dynamique R d'un circuit bouchon de résistance ohmique r est donnée par la formule :

$$R \text{ en ohms} = L/Cr.$$

Calculer pour $L = 1,1$ millihenry, $C = 900$ picofarads et $r = 1,2$ kilo-ohm.

Nous écrirons :

$$R = \frac{1,1}{900 \times 1,2} \times 10^{-3+12-3} \text{ ou } 10^6,$$

car millihenry donne 10^{-3} , picofarad donne 10^{-12} que j'inverse en 10^{+12} parce que les 900 picofarads *divisent* au lieu de multiplier. De même, kilo-ohm donne 10^{+3} que j'inverse en 10^{-3} parce que 1,2 kilo-ohm divise, lui aussi.

En opérant la division indiquée, il vient 0,001018 qu'il faut multiplier par 10^6 en avançant la virgule de 6 crans vers la droite, ce qui donne :

$$R = 1.018 \text{ ohms.}$$

Remarquons qu'on pouvait encore simplifier en supprimant les virgules de 1,1 et 1,2, ce qui ne changeait pas le résultat, et en remplaçant 900 par 9 en retranchant 2 à l'exposant de 10, ce qui donnait

$$\frac{11}{9 \times 12} \times 10^4.$$

Tout ceci est infiniment plus long à décrire et à comprendre qu'à mettre en pratique. Quelques exemples préciseront l'application de ces règles.

Exemple I.

Quelle est la fréquence de résonance d'un circuit oscillant formé d'une self $L = 200 \mu H$ et d'une capacité $C = 500$ centimètres, sachant que la formule de Thompson donne :

$$f \text{ en périodes par seconde} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} ?$$

● Il faut d'abord convertir ces microhenrys et centimètres en unités homogènes, c'est-à-dire en *henrys* et *farads*. Puisque $1 \mu H =$ un millionième de henry, $200 \mu H = 200 \times 10^{-6}$, ou encore 2×10^{-4} henrys. D'autre part, nous savons qu'un picofarad (ou 10^{-12} farad) vaut 0,9 centimètres : donc 500 centimètres = 666 pF ou 555×10^{-12} farad.

● Introduisons ces valeurs dans notre formule :

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2 \pi \sqrt{2 \times 10^{-4} \times 666 \times 10^{-12}}} \\ &= \frac{1}{6,28 \sqrt{1.332 \times 10^{-16}}} \\ &= \frac{1}{6,28 \times \sqrt{1.332 \times 10^{-8}}} \\ &= \frac{10^4}{6,28 \times 36,5} \end{aligned}$$

$$f = 436.000 \text{ périodes par seconde environ, ou } 436 \text{ KHz.}$$

On voit par cet exemple comment les puissances de 10 permettent de simplifier les calculs en évitant de traîner d'in vraisemblables nombres décimaux (tels que 0,000000000666 farad dans la formule ci-dessus), générateurs de formidables erreurs de virgule, dont la moindre aurait conduit à la réponse de 43,6 ou 4.360 KHz.

Et insistons une fois de plus sur la règle absolue : Exprimez les résistances en OHMS (et non en mégohms), l'intensité en AMPÈRES, les tensions en VOLTS, les selfs en HENRYS, les capacités en FARADS (et non en centimètres, ou μF , ou pF), les puissances en WATTS, les temps en SECONDES.

Exemple II.

Soient quatre capacités connectées comme l'indique la figure 5. La capacité totale est donnée par la formule :

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1 + \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}} + \frac{1}{C_4}}$$

Calculons pour $C_1 = 400 \text{ pF}$, $C_2 = 500 \text{ pF}$, $C_3 = 200 \text{ pF}$ et $C_4 = 250 \text{ pF}$.

Assez compliqué, direz-vous. Pas tant que cela, comme vous l'allez

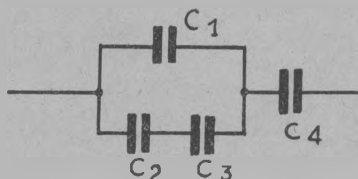


Fig. 6.

voir. Nous allons tout simplement réduire le dénominateur complexe en le calculant de proche en proche à partir du bas.

● Nous trouvons d'abord, tout en bas, $\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$. Une table des inverses nous donne instantanément les valeurs de $1/500$ et $1/200$, ce sont 0,002 et 0,005. En les additionnant, cela donne 0,007.

● La table des inverses nous donnera maintenant la valeur de :

$\frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$, c'est $1 : 0,007$, soit 143 environ.

Nous y ajoutons C_1 comme l'indique la formule, soit 400, et cela donne $400 + 143 = 543$. Notre formule rébarbative se trouve déjà ramenée sagement à :

$$C = \frac{1}{\frac{1}{543} + \frac{1}{C_4}}$$

● La table des inverses nous donne à nouveau les valeurs de $1/543$ et $1/C_4$; ce sont 0,00185 et 0,004, dont la somme est 0,00585.

● Finalement, la table nous donne la solution, qui est évidemment l'inverse de cette somme, soit 170 pF environ.

La table des inverses utilisée ici était une petite règle à calcul de poche peu coûteuse, mais on aurait pu se servir de celle qui se trouve au chapitre des tables.

Remarquons aussi que, si les capacités avaient été données en centimètres, il eût été inutile de les convertir en farads, puisqu'il n'y aurait, pas eu d'autres unités dans la formule. Le résultat aurait été, lui aussi, exprimé en centimètres.

Exemple III.

L'impédance Z , ou résistance apparente offerte au courant alternatif, par un circuit oscillant en série tel que celui de la figure 6 est donnée par la formule :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

dans laquelle ω représente la « pulsation », soit 2π fois la fréquence. (Par exemple : pour 50 périodes, $\omega = 314$, et, pour une fréquence de 1 million de périodes par seconde, $\omega = 6,28 \times 10^6 = 6.280.000$.)

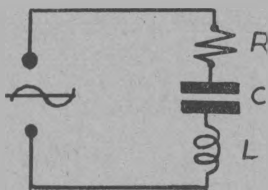


Fig. 7.

Proposons-nous de calculer Z en ohms pour $R = 50 \Omega$, $L = 20 \mu\text{H}$ et $C = 1/1.000$ de microfarad, la fréquence étant un million p/s.

● Nous réduisons d'abord les données en valeurs homogènes, ohms, henrys et farads, soit :

$$R = 50 \Omega \quad L = 20 \text{ H} \times 10^{-6} \quad C = 1 \text{ F} \times 10^{-6}$$

● Dans la formule, nous calculerons successivement les « nœuds », c'est-à-dire les valeurs de R^2 , $L\omega$ et $1/C\omega$:

$$R^2 = 50 \times 50 = 2.500 \text{ ohms.}$$

$$L\omega = 20 \times 10^{-6} \times 6,28 \text{ fois 1 million,}$$

$$= 20 \times 10^{-6} \times 6,28 \times 10^6$$

$$= 20 \times 6,28$$

$$= 125,6 \text{ ohms.}$$

$$C\omega = 10^{-6} \times 6,28 \times 10^6$$

$$= 6,28 \times 10^{-3}, \text{ ou } 628 \times 10^{-5};$$

d'où :

$$1/C\omega = 10^5/628 = 162 \text{ ohms.}$$

● Résolvons maintenant la parenthèse $\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2$ en y introduisant

les valeurs que nous venons de trouver. On a : $(125,6 + 162)^2 = 287,6 \times 287,6 = \text{environ } 73.000$.

● Il ne reste plus qu'à ajouter R^2 et extraire la racine :

$$\sqrt{2.500 + 73.000} = \sqrt{75.500} = \text{environ } 275 \text{ ohms.}$$

C'est l'impédance cherchée.

CE QU'ENSEIGNENT LES FORMULES

En plus des résultats qu'elle permet de calculer, une formule présente souvent d'autres avantages. Elle permet de voir sans calcul comment varie le résultat quand on fait varier certaines valeurs et d'en tirer de précieux enseignements.

On apprend en mathématiques différentes méthodes pour simplifier ou transformer les formules compliquées, mais il ne peut évidemment être question de les aborder ici.

Nous indiquerons toutefois un procédé commode pour voir ce qu'une formule a dans le ventre, sans devoir pour cela se remettre sur les bancs des écoles : c'est de supposer que certaines valeurs qui y figurent sous forme de lettres sont égales à l'unité, ou encore à zéro. Alors, la formule se simplifie, et l'on voit nettement l'influence des autres valeurs.

Des exemples feront comprendre ceci.

Exemple I.

● On me dit que le champ H en gauss dans une bobine à fer est :

$$H = \frac{4 \pi N I \mu}{10 l},$$

avec N = nombre de spires, I intensité en ampères, μ = perméabilité du fer, et l = longueur de la bobine.

— Je fais $l = 1$ et $\mu = 1$ et $N = 1$, il reste : $H = \frac{4 \pi I}{10}$, soit 1,25 I environ, et j'en conclus : « par spire et par centimètre de longueur, dans une bobine sans fer, on a 1,25 gauss par ampère parcourant la bobine ».

— Maintenant, je vais faire $N = 1$ et $I = 1$, il vient :

$$H = \frac{4 \pi \mu}{10 l}, \text{ ou encore } \frac{4 \pi \mu}{10 l} = 1,25 \frac{\mu}{l}.$$

Ce qui veut dire que, dans une bobine à fer, le flux par ampère-tour est égal à 1,25 fois la perméabilité divisée par la longueur, ou encore à 1,25 fois la perméabilité *par ampère-tour-centimètre*.

Exemple II.

Dans un ampli à résistance, le gain par étage est :

$$G = K \frac{R}{R + \rho},$$

où R = résistance de charge et ρ résistance de la lampe.

— Si je fais $R = \rho$, il vient :

$$G = K \frac{R}{2R} = K \times \frac{1}{2};$$

par conséquent, avec une charge égale à sa résistance interne, le gain d'une triode est égal à la moitié du coefficient d'amplification.

— Et si je fais $R = 0$, autrement dit si ma lampe est en court-circuit, sans résistance de charge ? Alors, on a :

$$G = K \frac{0}{0 + \rho}, \text{ c'est à dire } K \times \frac{1}{\infty}$$

et l'inverse de ∞ (infini) c'est zéro. *Mon gain sera nul.*

— Et si je fais R très grand ? Alors, ρ sera négligeable par rapport à R, et je peux le supprimer. Il vient :

$$G = k \frac{R}{R} = k \times 1.$$

Mon gain aura la plus grande valeur possible, c'est-à-dire qu'il sera égal au coefficient d'amplification de la lampe.

Comme on le voit, les suppositions permettent de tirer d'une formule une foule de renseignements précieux.

Exemple III.

Reprenons notre formule étudiée plus haut :

$$Z \text{ en ohms} = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}.$$

a) Nous savons que ω est d'autant plus grand que la fréquence est plus élevée. Or remarquez que cet ω multiplie le self et la capacité.

b) Dans la formule, il y a trois paquets, dont deux qui se retranchent l'un de l'autre. Tiens, tiens !

Si je veux faire Z aussi petit que possible, je n'ai qu'à réduire R à sa plus simple expression, avec un fil de bonne grosseur, et m'arranger pour que $L\omega$ soit égal à $1/C\omega$. A ce moment là, $\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2$ sera égal à zéro, et l'impédance Z vaudra tout simplement $\sqrt{R^2}$, soit R. Il n'y a donc qu'à choisir L et C de judicieuse façon (tout simplement en résolvant l'équation :

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = 0, \text{ se transformant en } LC = \frac{1}{\omega^2},$$

ce qui, pour chaque valeur de L, donnera une valeur fixe de C) et le tour sera joué. C'est la condition de résonance du circuit, où la résistance est la plus faible possible.

c) En dehors de la résonance, nous voyons que, pour réduire Z, il faut faire L aussi petit que possible, surtout si ω est grand. On réduira donc la self des circuits en haute fréquence.

d) Au contraire, si C est petit, $C\omega$ sera aussi petit, et $1/C\omega$ sera grand. Tout va bien si nous pouvons le retrancher de $L\omega$. Mais, si cette soustraction donne un nombre négatif, son carré sera positif et s'ajoutera à R^2 . Donc, si la self est petite, il faudra que la capacité soit grande, et vice versa, pour avoir la plus petite impédance.

Ceci nous prouve que, bien qu'un condensateur important offre peu de résistance au courant alternatif, il convient de le réduire si une self est placée en série avec lui, contrairement à ce qu'on pourrait croire. Bien entendu, ceci dépend des valeurs relatives L et C.

e) Dans notre formule, nous voyons que la résistance totale Z est formée de deux choses :

- Une résistance réelle R en courant continu ;
- Une résistance apparente en alternatif, dont la valeur est $\omega L - 1/\omega C$, qui varie avec la fréquence. Un calcul très simple montrerait que cette variation de la résistance est liée à la variation du rapport L/C . Plus celui-ci sera élevé, plus la résistance du circuit sera grande, excepté à la résonance, comme nous l'avons dit plus haut.

Ainsi, notre circuit offrira une grande résistance à toutes les fréquences, sauf une qui remplira la condition de résonance ($\omega L - 1/\omega C = 0$), si la self est élevée par rapport à la capacité : c'est une des conditions de la *sélectivité*.

f) Comme R est constant, on voit que, si même la résistance apparente $\omega L - 1/\omega C$ s'annule, R subsistera pour freiner les oscillations, donc pour faire diminuer les effets de la résonance. Ainsi, il y a intérêt à faire R aussi faible que possible pour avoir une grande variation d'impédance au moment de la résonance.

Exemple IV.

L'amplification d'un tube à plaque accordée (fig. 8) est donnée par la formule :

$$A = \frac{S \omega L Q}{1 + \frac{\omega L Q}{\rho} + \frac{\omega L Q}{R_g}}$$

avec :

S = pente du tube.

Q = quotient de la réactance de la bobine par sa résistance ohmique, soit $\omega L/R$.

ω = pulsation de la tension à amplifier, soit $2\pi f$.

R_g = R de fuite de la lampe suivante.

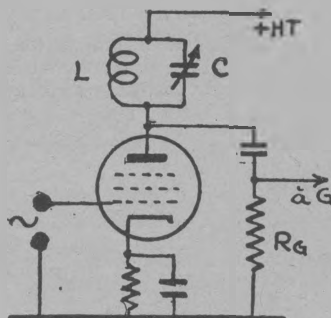


Fig. 8.

Que voilà donc une formule compliquée ! Avant de l'appliquer, il n'est pas mauvais de s'asseoir et réfléchir.

D'abord, il y a trois fois $\omega L Q$. Si ω est élevé, L est faible si bien que $\omega L Q$ ne dépassera pas quelques milliers dans les meilleures conditions, comme on peut s'en assurer par le calcul. Or, dans notre dénominateur, cet $\omega L Q$ est divisé une fois par ρ et l'autre fois par R_g .

Remarquons d'abord que R_g est toujours très élevé, au moins 200.000 ohms : donc, $\omega L Q/R_g$ est obligatoirement faible, 1 ou 2/100 au maximum, si bien que nous pouvons le négliger sans commettre une erreur bien grave. Et, si nous utilisons une pentode dont la résistance interne ρ est de l'ordre de 1 M Ω , le terme $\omega L Q/\rho$ est presque nul et nous pouvons le négliger aussi.

Et voilà comment notre formule se ramène tout simplement pour une pentode à :

$$A \simeq S \omega L Q,$$

dont l'approximation est largement suffisante en pratique.

Beaucoup de formules peuvent être simplifiées comme celle ci-dessus, en négligeant certains termes qui sont trop peu importants pour avoir une répercussion sérieuse sur le résultat.

Exemples V.

Dans une certaine méthode de mesure au pont des inductances (méthode de Dye) basée sur une lecture d'induction mutuelle M , on a :

$$\text{Inductance } L = \frac{2 R^2 M}{r^2 + 4 \omega^2 M^2}.$$

R étant la résistance d'un shunt placé sur l'inductance à mesurer et *r* une résistance de correction.

En examinant la formule, nous pouvons remarquer que la lecture dépend du carré de *R* et de *r* ; donc, la moindre erreur d'étalonnage de ces résistances aura des conséquences importantes, puisqu'elle intervient dans un carré. Par exemple, si *R* est trop grand de 1/10, son influence sur *L* sera une erreur de 21/100, soit plus du double de l'erreur-cause.

Nous voyons aussi que *M* intervient tout seul en haut, et au carré en bas. C'est rassurant, car un défaut de précision de *M* n'intervient pas au carré dans le résultat, puisque $M/M^2 = 1/M$ seulement.

Par contre, ω ou $2\pi f$ est au carré, lui aussi, soit $4\pi^2 f^2$. $4\pi^2$ est une constante égale à 39,5 environ, et $4\omega^2$ vaut $158 f^2$. Il importe donc beaucoup que la fréquence alimentant le pont soit connue avec précision, car toute erreur prendrait des proportions alarmantes. On en déduit aussi que cette fréquence doit être exempte d'harmoniques qui fausseraient considérablement le résultat pour la même raison.

r est une résistance de correction, petite quand on la compare à $4\omega^2 M^2$. Par conséquent, pour investiguer la formule, nous aurions pu le négliger et raisonner sur l'expression simplifiée :

$$\frac{2 R^2 M}{4 \omega^2 M^2} \text{ ou } \frac{R^2}{2 \omega^2 M}$$

QUELQUES ERREURS A ÉVITER

● Le résultat du calcul d'une formule ne sera jamais plus précis que les valeurs qu'on y introduit. Il est donc inutile de calculer avec force décimales une formule dont les données ont été relevées avec des appareils douteux, ou des méthodes incapables de donner des chiffres précis.

● Une chaîne n'est pas plus forte que son plus faible maillon. Il est généralement inutile de connaître avec précision quatre données entrant dans une formule si la cinquième n'est connue qu'« à un cheval près ».

● Il faut vérifier chaque opération avant de passer à la suivante (à moins de se servir de la règle à calcul). Une vérification prend bien moins de temps que celui qu'on perd avec un résultat faux.

● Quand on multiplie ensemble deux nombres fractionnaires, il arrive souvent que le résultat a plus de décimales que les nombres (ex. : $3,2 \times 2,6 = 8,32$). Si plusieurs nombres décimaux se multiplient ou se divisent ensemble, le résultat peut contenir un grand nombre de décimales, alors que les données étaient plus simples. Il serait vain de s'imaginer que le résultat obtenu est connu avec une telle précision. Pour éviter de perdre inutilement du temps, il faut élaguer à tout instant les décimales inutiles.

● Méfiez-vous du résultat obtenu en divisant une grande quantité par une très petite, voisine de zéro — et vice versa. La précision du résultat dépend énormément de la précision de cette petite quantité. Par exemple, une résistance qui laisser passer 5 microampères sous 300 volts

$$\text{vaut } \frac{300}{5} \times 10^6 = 60.000.000, \text{ soit } 60 \text{ mégohms.}$$

Il est sage d'admettre une certaine élasticité dans ce résultat, parce que 5 microampères sont rarement mesurés avec précision et peuvent du reste varier énormément d'une mesure à l'autre.

FORMULAIRE DE T. S. F.

ÉLECTRICITÉ

Loi d'Ohm : formule fondamentale en courant continu.

$$I = E/R \quad R = E/I \quad E = IR.$$

I en A.
E en V.
R en Ω .

Loi de Joule : puissance circulant dans un fil.

$$P = EI = RI^2 = E^2/R.$$

P en W.

Énergie emmagasinée dans un circuit.

$$W = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} CV^2.$$

W en J.
C en F.
L en H.

Résistance d'un conducteur.

La formule générale est :

$$R = \frac{\rho L}{s} [1 + \alpha (t - 15)],$$

formule approchée (à 15° C.)

$$R = \rho L/s.$$

ρ = résistance
spécifique.
L en m.
S en mm².
 α = coeff.
thermique.
t en degrés C.

Intensité du courant dans un conducteur.

Courant monophasé :

$$I \text{ amp.} = W \text{ watts} / E \text{ volts} \times \cos \varphi.$$

Courant diphasé :

$$I \text{ amp.} = W \text{ watts} \times 0,5 / E \text{ volts} \times \cos \varphi.$$

Courant triphasé :

$$I \text{ amp.} = W \text{ watts} \times 0,58 / E \text{ volts} \times \cos \varphi.$$

Force portante d'un électro.

$$F = B^2 S / 8 \pi.$$

S en cm².
F en dy.
B en G.

Courants de Foucault.

$$W = k \left(\frac{efB}{10^5} \right)^2,$$

avec $k = 0,0025$ à $0,0058$ suivant épaisseur

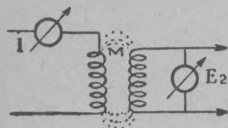
W en J.
f en cycles/s.
B en G.
e en cm.

Tension induite.

$$E = N \frac{d\varphi}{dt} \cdot 10^{-8},$$

formule où N = nombre de spires, et φ le flux les traversant φ en maxwells

Tension dans un enroulement secondaire.



$$E_2 = M \frac{dI}{dt}$$

où M est l'induction mutuelle et I l'intensité primaire.

M en H.
 I en A.

Tension réactive dans une bobine simple.

$$E = L \frac{dI}{dt}$$

L en H.

Capacité d'un condensateur.

$$C \text{ cm} = KS/4\pi e.$$

$$C \text{ farads} = KS/4\pi e \cdot 9 \times 10^{11}.$$

$$C \text{ microfarads} = 0,0885 KNA/1.000.000 e.$$

Énergie emmagasinée :

$$W \text{ joules} = \frac{1}{2} CV^2.$$

Attraction des armatures :

$$F \text{ dynes} = \frac{1}{2} \cdot \frac{CV^2}{e} \times 10^7.$$

Capacité d'un condensateur cylindrique

ou d'un fil blindé

$$C \mu\mu F = \frac{0,2416 l K}{\log r_1/r_2}$$

Décharge d'un condensateur.

$$V = V_0 \cdot e^{-t/RC}$$

V_0 étant la tension initiale et V la tension après décharge dans R durant t secondes.

Résistance série et parallèle d'un condensateur.

$$\text{Résistance série} = \frac{tg \delta}{2\pi f C}$$

$$\text{Résistance parallèle} = \frac{1}{tg \delta \times 2\pi f C}$$

K = Cte diélectrique.
 S = surface cm^2
 e = épaisseur, cm. du diélect.
 N = nombre d'épaisseurs de diélectrique.
 A = surface cm^2 en regard.

V en volts.
 C en farads.

C en farads.
 V en volts.
 e en cm.

l = long. cm.
 r_1 = rayon cyl. extérieur.
 r_2 = rayon cyl. intérieur.
 k = const. diélectrique.

$e = 2,7182.$

Valeurs $tg \delta$:
Air = 0.
Mica = 0,0001 à 0,0007.
Ébonite = 0,006 à 0,014.
Bakélite = 0,02 à 0,09.
Cellulo = 0,042.
Verre = 0,004 à 0,016.

Valeur d'une self (valeur approchée).

$$L = 1,25 N^2 S / 1.10^3,$$

où N est le nombre de spires de la bobine. Valeur trouvée.
à multiplier par μ si noyau de fer.

Self d'un solénoïde.

Formule de Nagaoka :

$$L_{\mu H} = \frac{0,0395 K r^2 n^2}{l}$$

Formule approchée (tout en centimètres) :

$$L_{cm} = \frac{(\text{long. du fil})^2}{\text{long. du solénoïde}}$$

Le coefficient K de Nagaoka dépend du rapport d/l.

Self d'une bobine une couche.

$$L = 0,00986 K l D^2 N^2$$

Valeurs de K suivant $\frac{D}{l}$			
$\frac{D}{l}$	K	$\frac{D}{l}$	K
4	0,365	1,25	0,638
3,75	0,374	1	0,688
3,5	0,394	0,9	0,711
3,25	0,441	0,8	0,735
3	0,429	0,7	0,761
2,75	0,454	0,6	0,788
2,50	0,473	0,5	0,818
2,25	0,497	0,4	0,850
2	0,525	0,3	0,884
1,75	0,558	0,2	0,920
1,5	0,595	0,1	0,959

Blindage d'une bobine.

$$L \text{ blindé} = L \text{ non blindé} \times \frac{D^3 - d^3}{D^3} \left(1 - \frac{l}{2h}\right)^2.$$

Self-induction.

Le rapport entre la variation du flux $d\varphi$ et la variation du courant dI qui l'engendre est :

$$L \text{ henrys} = 10^{-8} \frac{d\varphi}{dI}.$$

L'énergie accumulée par self-induction est :

$$W \text{ joules ou watts/seconde} = \frac{1}{2} LI^2.$$

L en H.
S en cm.
l en cm.

K = coeff. de
Nagaoka.
r = rayon
moyen en cm.
n = nombre de
spires.
l = long. cm.

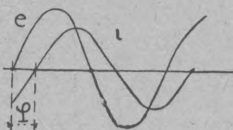
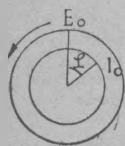
L = microhen-
rys.
D = diamètre
en cm.
l = longueur en
cm.
n = tours par
cm.
K = constante,
voir tableau.

d = diam. bo-
bine.
l = long. bobine.
D = diam. t.lin-
dage.
h = haut. blin-
dage.

Pulsation $\omega = 2\pi f$.

Courant sinusoïdal.

C'est un courant dont la tension et l'intensité sont variables avec le temps t selon la loi :



$$E = E_0 \sin \omega t,$$

$$I = I_0 \sin (\omega t + \varphi).$$

La quantité φ étant le décalage ou déphasage.

t en sec.
E en V.
I en A.

Valeur efficace.

$E =$ moyenne de $e = 0,707 E = 0,707 \times$ tension de crête,

$I =$ moyenne de $i = 0,707 I = 0,707 \times I \text{ max.}$

Électromagnétisme.

Force magnétisante $H = \frac{1,257 IN}{l}$.

l = longueur du circuit magnétique moyen.

Induction $B = \mu H$

Flux total $= BS = \Phi$

$$L = \Phi N/I \times 10^9 = \frac{1,257 \mu SH^2}{l \times 10^9} \text{ henrys.}$$

I en ampères.
N en tours.
 l en cm.
 μ = perméabilité.
S = section en cm^2 du circuit magn.

Inductance : désigne la résistance fictive opposée à l'alternatif seul par une self.

$$Xl = \omega L = 2\pi fL.$$

Capacitance : résistance fictive, non infinie, offerte par une capacité à l'alternatif seul.

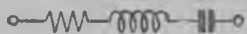
$$Xc = 1/\omega C = 1/2\pi fC.$$

Réactance : résistance fictive d'un ensemble de L et C.



$$X = \omega L - 1/\omega C.$$

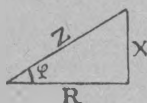
Impédance : résistance en partie fictive offerte par un ensemble de R, L et C.



$$Z = \sqrt{X^2 + R^2},$$

$$\text{ou } Z^2 = R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2.$$

Déphasage (voir plus haut).



$$\text{Tg } \varphi = \frac{X}{R} \text{ ou } \frac{\omega L}{R} \text{ ou } \frac{1}{\omega CR},$$

$$\text{Tg } \varphi = \frac{2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C}}{R},$$

avec $\cos \varphi = R/Z$ et $\sin \varphi = X/Z$.

X en Ω .
Z en Ω .

L en H.
C en F

$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$.
L en henrys.
C en farada.

Facteur de puissance d'une bobine L : $1DQ = \frac{\omega L}{R}$

Puissance en courant monophasé.

$$P = EI \cos \varphi.$$

P en watts.

Puissance en triphasé.

$$P = EI \sqrt{3} \cos \varphi.$$

E en V.

I en A.

Couplage en série de résistances.

$$R_{\tau} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots$$

Couplage en parallèle.

$$1/R_{\tau} = 1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 \dots, \text{ etc.}$$

Si 2 seulement :

$$R_{\tau} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}.$$

Couplage de capacités en parallèle.

$$C_{\tau} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$$

Couplage de capacités en série.

$$1/C_{\tau} = 1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3.$$

Si 2 seulement : $C_{\tau} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$

(Voir abaques.)

L en H.

CIRCUITS RADIO

C en F.

R en Ω .

Condition de résonance.

$$X_L = X_C \text{ ou } \omega L = \frac{1}{\omega C},$$

$$\text{ou } \omega^2 LC = 1.$$

Si $Q = \omega L/R$ plus petit que 0,5, le circuit n'oscille pas.

Impédance caractéristique d'un circuit oscillant.

$$Z_c = \sqrt{L/C}.$$

Fréquence propre d'un circuit ayant une self L et une capa C :

L en H.

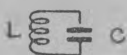
C en F.

R en Ω .

$$f = \frac{1}{2\pi} \times \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ d'où } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Condition d'apériodicité d'un circuit oscillant :

$$R > 2\sqrt{L/C} \text{ ou } R > 2Z_c.$$



Facteur d'amortissement.

$$\alpha = R/2L.$$

Décrément dit logarithmique.

$$\delta = \alpha / \text{fréq.},$$

$$\text{ou } \delta = \frac{R}{2L} T \text{ avec } T = 1/f = \text{période},$$

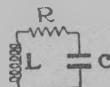
$$\text{ou } \delta = \pi N / Z_c.$$

Autre définition du Z_c d'un circuit résonnant.

$$Z_c = \Omega L = \frac{1}{\Omega C} = \sqrt{L/C},$$

c'est l'impédance de l'un ou l'autre des éléments à la fréquence de résonance.

Fréquence propre d'un circuit amorti.



$$= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{Lc} - \frac{R^2}{4L^2}},$$

$$\text{ou } \Omega' = \sqrt{\Omega^2 - \alpha^2}.$$

Sélectivité d'un circuit oscillant accordé.

$$\text{Volts aux bornes} = \frac{100}{\sqrt{1 + 4m^2 \left(\frac{\delta f}{f} \right)^2}},$$

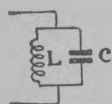
en % des volts à la résonance,

avec : f = fréquence en cycles à la résonance ;

δf = montant de l'écart en cycles ;

m = amplification du circuit accordé.

CIRCUITS SIMPLES

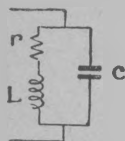


Bouchon idéal : à la résonance Ω il fait bouchon infini ; à une pulsation ω quelconque il a une pure réactance.

$$X = \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC}.$$

X en ω .
L en H.
C en F.

Circuit bouchon réel.



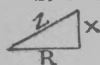
À la résonance Q (voir plus haut), équivaut à une résistance ohmique de valeur

$$R = \frac{Z_c^2}{r} = \frac{\omega^2 L^2}{r} = \frac{1}{\omega^2 C^2 r} = \frac{L}{Cr}.$$

C'est la résistance dynamique du circuit.

Systèmes apériodiques : formés d'une R et d'un C ou d'une L .

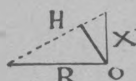
Si combinés en série :



$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \text{ avec } X = \omega L \text{ ou } \frac{1}{\omega C}.$$

Graphiquement combinaison en diagonale.

Si combinés en parallèle :

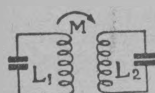


$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X^2}}} = \frac{R X}{\sqrt{R^2 + X^2}}.$$

X en Ω .
R en Ω .

Graphiquement Z est la hauteur abaissée de O en H (en grandeur et en phase).

CIRCUITS DOUBLES OU COUPLÉS.

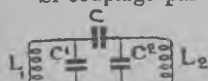


Coefficient de couplage si couplage par induction mutuelle \$M\$ entre les selfs \$L_1\$ et \$L_2\$ des deux circuits :

$$k = M / \sqrt{L_1 L_2}.$$

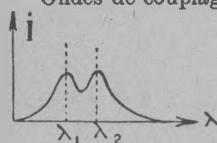
$\left. \begin{matrix} M \\ L \end{matrix} \right\} \text{ en } \mu\text{H}.$

Si couplage par capacité de liaison \$C\$ entre les capacités \$C_1\$ et \$C_2\$ des deux circuits :



$$k = \sqrt{C_1 C_2 / C}.$$

Ondes de couplages :



$$\lambda_1 = \lambda_0 \sqrt{1 - k}.$$

$$\lambda_2 = \lambda_0 \sqrt{1 + k}.$$

\$\lambda\$ en m.

Couplage optimum entre deux bobines.

$$M = \sqrt{r_1 r_2} / 2 \pi f,$$

avec \$f\$ = fréquence à la résonance ;

\$r_1, r_2\$ = impédance des deux circuits ;

\$M\$ = coeff. d'induction mutuelle.

Induction mutuelle, mesure.

On mesure \$L_a\$ et \$L_b\$, valeurs de la self-induction totale de deux bobines couplées avant et après inversion des fils de l'une d'elles :

$$M = \frac{L_a - L_b}{4}.$$

Induction mutuelle.

Si un circuit est parcouru par un courant \$I\$, un autre circuit couplé avec lui est traversé par un flux :

$$\varphi = MI,$$

\$M\$ étant le coefficient d'induction mutuelle exprimé en henrys.

Si \$I\$ varie, la F. E. M. d'induction dans le circuit induit est :

$$e = 10^{-8} M \frac{dI}{dt}.$$

Induction mutuelle, mesure.

On mesure \$L_a\$ et \$L_b\$, valeurs de la self-induction totale de deux bobines couplées avant et après inversion des fils de l'une d'elles :

$$M = \frac{L_a - L_b}{4}.$$

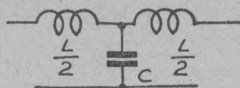
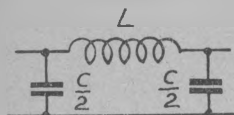
Formules de Thomson.

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}},$$

$$\lambda = 1,885 \sqrt{LC}.$$

$\left. \begin{matrix} L \text{ en henrys.} \\ C \text{ en farads.} \\ F \text{ en cycles/sec.} \\ L \text{ en henrys.} \\ C \text{ en farads.} \\ \lambda \text{ en mètres.} \\ L \text{ en } \mu\text{H.} \\ C \text{ en } p\text{F.} \end{matrix} \right\}$

Filtres.

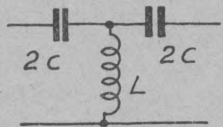
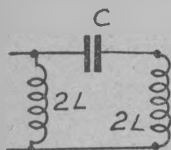


Filtres passe-bas :

$$L = Z/\pi f,$$

$$C = 10^2 Z/\pi.$$

L en H.
C en μF .
 f = fréquence limite.
Z en Ω .



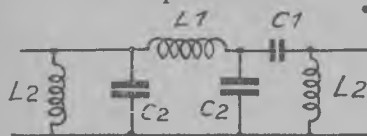
Filtres passe-haut :

$$L = Z/4 \pi f,$$

$$C = 10^6/4 \pi Z.$$

L en H.
C en μF .
Z en Ω .

Filtres passe-bande :



$$L_1 = Z/\pi (f_1 - f_2),$$

$$L_2 = Z (f_1 - f_2)/2 \pi f_1 f_2,$$

$$C_1 = 10^6 (f_1 - f_2)/Z \times 4 \pi f_1 f_2,$$

$$C_2 = 10^6/Z \times 2 \pi (f_1 - f_2).$$

f_1 et f_2 = fréquences d'arrêt.
Z en Ω .
C en μF .
L en H.

Antenne.

Soient L et C ses éléments statiques ; on a :
Réactance à la pulsation ω :

$$X = \sqrt{L_s/C_s} \cotg \omega \sqrt{L_s C_s}.$$

Valeur approximative aux fréquences basses :

$$X = \frac{1}{\omega C_s} + \frac{1}{3} \omega L_s.$$

La résonance a lieu pour $X = 0$,

$$\text{ou } \frac{\pi}{2} = \omega \sqrt{L_s C_s} \quad \text{ou } f = \frac{1}{4 \sqrt{L_s C_s}}.$$

D'où onde propre :

$$\lambda = \sqrt{L_s C_s}.$$

L en H.
C en F.

L en m.
C en μF .

TABLE POUR LA RÉOLUTION DES ÉQUATIONS DES ANTENNES

L/L_s	$\omega \sqrt{L_s C_s}$	L/L_s	$\omega \sqrt{L_s C_s}$
0,0	1,57	3	0,547
0,3	1,22	3,5	0,510
0,6	1,02	4	0,480
1	0,86	4,5	0,454
1,2	0,804	5	0,433
1,4	0,757	6	0,397
1,6	0,717	7	0,369
1,8	0,683	8	0,346
2	0,653	10	0,311
2,5	0,593	20	0,221

Antenne chargée d'une self L à la base.

La nouvelle pulsation propre est donnée par

$$X_{\text{ant}} + X_L = 0,$$

dont la solution approchée est

$$\lambda m = 1885 \sqrt{C_s \left(L + \frac{L_s}{3} \right)}.$$

L en μH .
 C en nF .



Puissance rayonnée par l'antenne.

$$P = R_r I^2$$

avec I = intensité au ventre

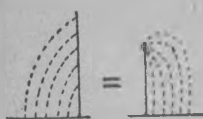
et R_r = résistance de rayonnement.

Hauteur effective H_e .

Définition : hauteur du centre de gravité des capacités réparties.

Pour l'antenne, en quart d'onde :

$$H_e = \frac{2}{\pi^2} \times \text{hauteur totale.}$$



$h_{\text{réel}}$

H_{effic}

Pour antenne en dipole (demi-onde), H_e est double.

Résistance de rayonnement.

Antenne quelconque :

$$R_r = 1600 \frac{H_e^2}{\lambda^2}.$$

H en m.

Antenne en quart d'onde :

$$R_r = 40 \text{ ohms.}$$

Antenne en doublet :

$$R_r = 80 \text{ ohms.}$$

Cadre.

F. E. M. captée :

$$v = \frac{2 \pi S E}{\lambda}.$$

V en volts.
 S en m^2 .
 λ en m.
 E = champ électrique.

Lignes de transmission.

Impédance itérative (ou caractéristique)

$$Z_0 \simeq \sqrt{l/c}$$

(isolement air, pertes négligées).

Fils parallèles :

$$l \simeq 0,092 \log D/r \text{ en } \mu\text{H par centimètre.}$$

$$c \simeq 0,121 / \log D/r \text{ en } \mu\text{F par centimètre.}$$

$$Z_0 \simeq 276 \log D/r \text{ en ohms.}$$

Ligne coaxiale :

$$l \simeq 0,0046 \log r_1/r_2 \text{ en } \mu\text{H par centimètre.}$$

$$c \simeq 0,242 / \log r_1/r_2 \text{ en } \mu\text{F par centimètre.}$$

$$Z_0 \simeq 138 \log r_1/r_2 \text{ en ohms.}$$

l = inductance par unité de long.
 c = capacité par unité de long.
 D = espacement cm.
 r = rayon des fils cm.
 r_1 = rayon intérieur du conducteur extérieur.
 r_2 = rayon conduct. central.

LAMPES

Émission électronique par cm^2 de cathode à temp. absolue T .

$$I = A \sqrt{T} e^{-b/T}$$

T en deg.
 I en A.

	Filament	A	b
avec	Tungstène.	2×10^{10}	52.000
	Thorium.	2×10^7	38.000
	Baryum.	2×10^8	20.000

Loi de Stephan = énergie radiée par cm^2 à temp. absolue T .

$$W = KT^4.$$

Loi de la charge d'espace de Langmuir (filament longueur l , rayon r).

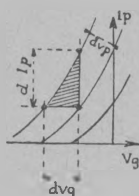
$$I = 0,0146 \frac{1}{r} V_p^{3/2}.$$

Vitesse électronique

due à potentiel V volts < 15.000 :

$$\text{cms/sec.} = 5,94 \times 10^7 \sqrt{V}$$

Caractéristiques d'une lampe.



$$\rho = \frac{d V_p}{d I_p} \text{ pour } V_g \text{ constant,}$$

$$K = \frac{d V_p}{d V_g} \text{ pour } I_p \text{ constant,}$$

$$S = \frac{d I_p}{d V_g} \text{ pour } V_p \text{ constant.}$$

l en cm.
 r en cm.
 V en V.
 I en A.

Capacité d'entrée d'une lampe.

$$C \text{ entrée} = C_{gk} + C_{ga} (1 + G \cos \theta)$$

G étant le gain et θ l'angle de phase dans l'impédance de charge.

Formules des distorsions. — Soit une lampe réglée en un point de fonctionnement donné, où la pente est S , sa dérivée S' , sa dérivée seconde S'' , etc. Si on applique un signal :

$$V_g = V \sin \omega t,$$

on a un courant plaque :

$$I = S V \sin \omega t + \frac{1}{2} S' V^2 \sin^2 \omega t + \frac{1}{6} S'' V^3 \sin^3 \omega t.$$

I en mA.
 V en V.
 S en mA/V

Le premier terme donne l'amplification pure ;

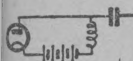
Le second, l'harmonique 2 et la détection ;

Le troisième, l'harmonique 3 et la cross-modulation.

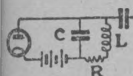
Formules du gain (avec tri.c.s.).



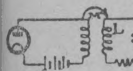
$$G = K \frac{R}{R + \rho} \text{ (ampli à résistance),}$$



$$G = K \frac{\omega L}{\sqrt{\rho^2 + \omega L^2}} \text{ (ampli à impédance),}$$



$$G = K \frac{L}{L + \rho CR} \text{ (ampli à circuit bouchon)}$$



$$G = K \frac{\omega^2 M}{\rho R + \omega^2 M^2} \text{ (ampli à transfo),}$$

formules où ρ est la résistance interne de la lampe.

M l'induction mutuelle, et R la résistance du bobinage.

Formules du gain (avec pentodes).

$$G = SR \text{ (ampli à résistance).}$$

$$G = SL/CR \text{ (ampli à circuit bouchon).}$$

Contre-réaction.

Si G = gain sans contre-réaction.

B = fraction de la tension de sortie renvoyée à l'entrée.

$$\text{Gain avec contre-réaction} = \frac{G}{1 - GB}$$

$$\text{Distorsion avec contre-réaction} = \frac{\text{Distorsion normale}}{1 - GB}$$

Couplage optimum.

Dans un transfo à secondaire accordé, on doit avoir :

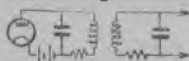
$$\omega^2 M^2 = \rho R \text{ ou } M = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\rho R}.$$

Dans un transfo à deux côtés accordés, on a :

$$\omega^2 M^2 = R_1 R_2.$$

R_1 et R_2 étant les résistances des deux enroulements.

Si bobinages identiques



$$M = \frac{R}{2\pi f} \text{ ou } k = 1/Q,$$

k étant le coefficient de couplage optimum, et Q le facteur de puissance de la bobine ($Q = \omega L/R$).

Largeur de bande.

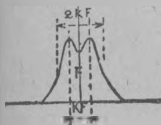
Si deux circuits accordés sur une même fréquence F sont couplés à un coefficient K , on a deux bosses formant une bande à cheval sur F , et de largeur

$$f = 2KF.$$

Si le couplage K est optimum, on a :

$$f = 2F/Q,$$

Q étant le facteur de puissance des bobines.



ρ en Ω ,
 R en Ω ,
 C en F ,
 L en H ,
 M en H

S = pente en
 mA/V ,
 c en F ,
 r en Ω .

R en Ω ,
 L en H ,
 M en H .

Puissance modulée maxima d'une triode BF.

Si chargée à $R = \rho$ et polarisée à V volts :

$$P = \frac{1}{8} K S V^2.$$

Si chargée autrement, on a pour pente dynamique :

$$S' = S / (1 + N/\rho)$$

$$\text{et } P = \frac{1}{4} R S'^2 V^2.$$

Transformateur à fer.

Tension aux bornes d'un enroulement :

$$E = 4,44 f n B S \cdot 10^{-8}.$$

Self à fer.

$$L \text{ en henrys} = \frac{1,257 n^2 S}{T/\mu + e} \cdot 10^{-8}.$$

Nombre de tours :

$$n = \frac{BS (T/\mu + e)}{1,257 I}.$$

P en mW.
 S en mA/V.
 V en V.

f = fréquence.
 n = nombre de
tours.
 B = induction
en gauss.
 S = Section du
fer en cm².
 T = trajet
moyen des li-
gnes de force
en cm.
 e = entrefer en
cm.
 μ = perméabi-
lité.
 I = intensité
en A.

TABLES USUELLES

INDUCTION ET PERMÉABILITÉ DES FERS

ACIER DOUX

Champ H	Induct. B	Perm. Mu	Champ H	Induct. B	Perm. Mu
2,2	5.400	2.451	25,1	16.300	818
4,5	9.625	2.137	38	17.390	447
6	11.175	1.862	50	18.140	313
9	13.000	1.444	72	19.200	267
14	14.650	1.040	100	20.000	237

FER FORGÉ RECUIT

Champ H	Induct. B	Perm. Mu	Champ H	Induct. B	Perm. Mu
2	5.000	2.500	17	14.000	823
4	9.000	2.250	28,5	15.000	526
5	10.000	2.000	52	16.000	308
6,5	11.000	1.692	105	17.000	161
8,5	12.000	1.412	200	18.000	90
12	13.000	1.083	350	19.000	54
			500	20.000	20

FONTE GRISE

Champ H	Induct. B	Perm. Mu	Champ H	Induct. B	Perm. Mu
5	4.000	800	80	8.000	100
10,5	4.000	500	127	9.000	71
21,5	6.000	279	180	10.000	53
42	7.000	166	292	11.000	37

CONSTANTES DIÉLECTRIQUES

Corps	K	Corps	K	Corps	K
Air.....	1	Mica.....	6 à 8	Soufre.....	3,5
Alun.....	6,4	Papier sec....	1,5	Laque	3,5
Bakélite	5 à 7	Pap. pr câbles	4	Acide acétique.	6,5
Cellulo	4	Paraffine	2 à 2,3	Esprit-de-vin..	25
Caoutchouc ..	2,2	Pétrole sec....	2,1	Esprit de bois.	32
Cristal	5,8 à 7,6	Porcelaine....	5,8	Benzine pure..	2,3
Ébonite	2,9	Stéatite	6,5	Glycérine.....	56
Fibre rouge..	2	Quartz.....	4,5	Succin (ambre)	2,8
Marbre.....	8,5	Résine pure...	2,6	Huile de colza.	3,1

COEFFICIENT DE NAGAOKA
en fonction du rapport diamètre sur longueur.

D/l	K	D/l	K	D/l	K	D/l	K
0	1,000	0,45	0,834	0,68	0,766	1,3	0,629
0,01	0,9957	0,5	0,818	0,7	0,761	1,4	0,611
0,02	0,9916	0,52	0,812	0,75	0,748	1,5	0,595
0,05	0,9791	0,54	0,806	0,80	0,735	1,6	0,579
0,1	0,9588	0,56	0,800	0,85	0,723	1,7	0,564
0,2	0,920	0,58	0,794	0,90	0,711	1,8	0,551
0,25	0,901	0,6	0,788	0,95	0,699	2	0,525
0,3	0,883	0,62	0,783	1,1	0,688	2,5	0,472
0,35	0,866	0,64	0,777	1,1	0,667	3	0,429
0,4	0,850	0,66	0,771	1,2	0,647	5	0,32

TABLE DES DÉPHASAGES

φ	Tg φ	Cos φ	Sin φ	$l/\cos \varphi$	φ	Tg φ	Cos φ	Sin φ	$l/\cos \varphi$
0	0	0	0	1	45°	1	0,707	0,77	1,414
5°	0,087	0,996	0,087	1,004	50°	1,191	0,642	0,666	1,555
10°	0,176	0,984	0,173	1,015	55°	1,428	0,56	0,83	1,743
15°	0,267	0,970	0,241	1,035	60°	1,732	0,5	0,866	2,000
20°	0,364	0,940	0,342	1,064	65°	2,144	0,422	0,906	2,366
25°	0,466	0,906	0,422	1,103	70°	2,747	0,342	0,940	2,923
30°	0,777	0,866	0,5	1,154	75°	3,73	0,241	0,970	3,863
35°	0,7	0,83	0,56	1,220	80°	5,67	0,173	0,984	5,758
40°	0,839	0,766	0,642	1,305	85°	11,43	0,087	0,996	11,47
45°	1	0,707	0,707	1,414	90°	Inf.	0,000	1	Inf.

TABLE DE CORRESPONDANCE DES FILS
Diamètre en centièmes correspondant au numéro
dans diverses jauges.

Nos	Décimal français	Américain B et S	Old British B W G	Anglais S W G
000	5	1.040	1.080	940
00	7	920	970	880
0	12	830	860	820
1	16	730	760	760
2	20	630	720	640
3	30	580	660	590
4	40	520	600	540
5	50	450	560	490
6	60	410	520	450
7	70	370	460	410
8	80	330	420	366
9	90	281	376	325
10	100	259	340	295
20	200	81	89	91
25	250	45	51	51
30	300	25	30	31
35	350	14	12	21
40	400	9		12

TABLE DES FILS DE CUIVRE

SECTION mm²	DIA- MÈTRE mm. (fil nu).	COURANT ADMISSIBLE pour une densité par millimètre carré de			R OHMS au km.	KILOS par km. ou gram- mes par mètre (fil nu).	SPIRES PAR CENTIMÈTRE	
		2 amp.	2,5 amp.	3 amp.			Émail.	2 c. coton.
0,00196	0,05	0,004	0,005	0,006	9.000	0,018	130	55
0,0038	0,07	0,008	0,01	0,011	4.140	0,034	120	50
0,0050	0,08	0,01	0,013	0,015	3.170	0,045	110	45
0,0064	0,09	0,013	0,016	0,019	2.505	0,057	96	40
0,0078	0,10	0,016	0,02	0,024	2.029	0,070	86	36
0,0113	0,12	0,022	0,028	0,034	1.409	0,10	72	31
0,0177	0,15	0,035	0,045	0,053	901	0,16	57	28
0,0201	0,16	0,040	0,050	0,060	792	0,18	55	27,5
0,0254	0,18	0,051	0,063	0,076	700	0,23	49	26,5
0,0314	0,20	0,063	0,080	0,094	565	0,28	43	24
0,0380	0,22	0,076	0,095	0,114	465	0,34	39	23
0,0491	0,25	0,098	0,120	0,147	360	0,43	36	21,5
0,0616	0,28	0,123	0,154	0,184	285	0,55	33	20
0,0707	0,30	0,141	0,175	0,212	250	0,63	31	19,5
0,0884	0,32	0,161	0,201	0,241	215	0,72	29	19
0,0962	0,35	0,190	0,240	0,289	185	0,85	26	18
0,126	0,40	0,251	0,310	0,377	140	1,12	23	16,5
0,159	0,45	0,318	0,400	0,477	110	1,41	20	15
0,196	0,50	0,390	0,490	0,588	90	1,75	17	14
0,238	0,55	0,476	0,600	0,714	75	2,11	16	14
0,283	0,60	0,566	0,700	0,849	63	2,51	15	13
0,332	0,65	0,664	0,830	1	54	2,95	14	12
0,385	0,70	0,770	0,960	1,16	46	3,43	13	11
0,442	0,75	0,884	1,10	1,33	40	3,90	12,5	10,5
0,503	0,80	1,01	1,25	1,51	35	4,47	12	10
0,568	0,85	1,14	1,41	1,70	31	4,99	10,5	9,5
0,636	0,90	1,27	1,60	1,91	28	5,66	10	9
0,785	1	1,57	1,93	2,36	22	7	9,5	8,5
0,950	1,10	1,90	2,38	2,85	18	8,5	9	8
1,131	1,20	2,26	2,83	3,39	15,5	10	8	7
1,327	1,30	2,65	3,32	3,98	13	11,8	7,5	6,5
1,539	1,40	3,08	3,85	4,62	11,5	13,7	7	6
1,767	1,50	3,53	4,42	5,30	10	15,7	6,5	5,5
2,010	1,60	4,02	5,03	6,03	8,8	17,9	6	5
2,27	1,70	4,54	5,67	6,81	7,8	20,2	5,5	4,5
2,55	1,80	5,09	6,36	7,64	7	22,7	5	4
2,84	1,90	5,67	7,08	8,50	6,3	25,2	5	4
3,14	2	6,28	7,87	9,42	5,6	28	4,5	3,5

RÉSISTANCE SPÉCIFIQUE de quelques matériaux.

Résistance à 0°, en ohms, d'un prisme de 1 centimètre carré de section
et 1 centimètre de longueur.

Argent recuit.....	0,00000148	Maillechort.....	0,000025
Cuivre recuit.....	0,00000155	Manganine.....	0,000043
Argent écorui.....	0,00000157	Mercure.....	0,000094
Cuivre écorui.....	0,0000016	Constantan.....	0,000048
Aluminium.....	0,0000025	Fer.....	0,000097
Bronze siliceux....	0,0000026	Bismuth.....	0,000133
Zinc.....	0,0000056	Charbon.....	0,005 à 0,009
Laiton.....	0,0000069	Verre sec.....	70.000.000
Platine.....	0,000009	Ébonite.....	28 × 10 ⁹
Bronze phosphoreux	0,0000094	Eau pure.....	40 × 10 ⁹
Nickel recuit.....	0,000012	H ² SO ⁴ à 10 p. 100,	
Platinoïd.....	0,000035	à 18°.....	2
Étain.....	0,000013	Or.....	0,000002
Plomb.....	0,000019	Tungstène.....	0,0000064

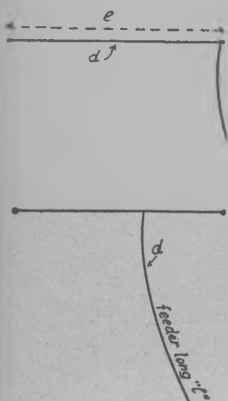
PERTES DANS LES DIÉLECTRIQUES

(D'après le Dr Rohde.)

	CONSTANTE diélectrique	ANGLE DE PERTE (tg δ × 10 ⁴) pour longueurs d'ondes de				
		6 m.	25 m.	75 m.	150 m.	300 m.
CÉRAMIQUES						
Calan.....	6,6	2,5	2,6	2,7	2,9	3,2
Trequenta D.....	5,6	< 2	< 2	2	3	4
Porcelaine.....	5,4	85	65	60	48	55
Stéatite.....	6,5	15	17	18	19	20
Ultra-calan.....	7,1	1,1	1	1	1	1
ISOLANTS COURANTS						
Bakélite.....	2,8	260	220	210	190	160
Celluloïd.....	3,3		480	490	500	
Ébonite.....	3	53	56	60	62	64
Fibre vulcanisée...	4,1	1.000	750	400	320	280
Matière moulée.....	2,9		180	170		
Mica.....	7	1,6	1,6	1,7	1,7	1,7
Papier bakéllisé....	5,4	1.000	750	400	320	280
Presspahn.....	3,4		580	370	280	240
Quartz transparent.	4,7	1,1	1,1	1	1	1
Quartz fondu.....	4,2	1,6	1,7	1,8	1,8	1,8
Trolitul.....	2,2	7	5,8	5,6	5,5	3,9
Verre courant.....	7,5	de 35 à 75				

Caractéristiques d'un fil.

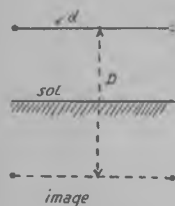
Les éléments L et C par unité de longueur d'un fil varient avec le rapport : longueur sur diamètre (e/D). La table les donne en centimètres par centimètre de fil.



$1/1.000 D$	$L^{cm} p. cm.$	$C^{cm} p. cm.$	$Z \omega$ CARACT. feeder de tension.
0,5	13,2	0,076	396
1	15,2	0,066	456
5	18,4	0,054	552
10	19,8	0,05	600
20	21,2	0,047	635
50	23	0,043	690
100	24,4	0,041	730

Caractéristiques de deux fils feeder.

Les éléments L et C par unité de longueur dépendent du rapport écart sur diamètre des fils (D/d).



D/d	$L^{cm} au cm.$	$C^{cm} au cm.$	$Z \omega$ CARACT. feeder
1,3	4,8	0,21	140
5	9,2	0,108	276
10	12	0,083	360
20	14,8	0,068	444
50	18,4	0,054	552
100	21,2	0,047	636
200	24	0,041	720
500	27,6	0,036	828
1.000	30,4	0,033	912

NOTA. — La self d'un fil n'est que peu influencée par les voisinages. La capa d'un fil tendu au-dessus du sol s'obtient en cherchant sa capa avec son image réfléchie dans le sol.

TABLEAU DES FILTRES DE BANDE

Entre deux bobinages, il existe un couplage optimum K_0 égal à l'inverse de leur facteur $Q = \omega L/R$. Selon que le K diffère plus ou moins de ce K_0 , on a ou non des bosses. Les pertes en décibels sont données en fonction du désaccord $d\omega$ rapporté au facteur d'amortissement α .

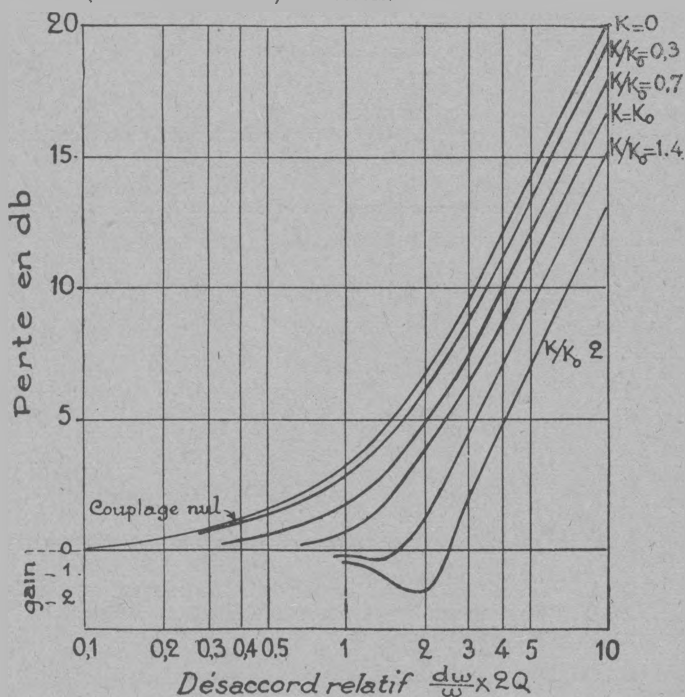
$$\alpha = R/2L = \omega/2Q$$

DÉSACCORD $d\omega : \omega/2Q$	$K/K_0=0$	$K/K_0=0,3$	$K/K_0=0,7$	$K/K_0=1$	$K/K_0=1,4$	$K/K_0=2$
0,1	0,1	0	0	0	15,5	— 0,1
0,2	0,2	0,1	0	0	— 0,1	— 0,2
0,4	0,6	0,5	0,2	0,1	— 0,2	— 0,4
0,7	1,8	1,5	0,6	0,3	— 0,2	— 0,5
1	2,1	1,9	1,2	0,6	— 0,4	— 0,7
1,5	5	4,6	3	2	0	— 1,6
2	7	6,6	5	3,8	+ 1,5	— 1,2
3	10	9,2	8	6,6	+ 4,4	+ 1,5
5	14,2	13,6	12,2	11	9	6,4
10	20	19,5	18,5	17	15,5	13

Application : un transfo MF de 135 kc dont les bobinages font $Q = 100$ doit avoir une bande passante de 6,75 de part et d'autre à 14 décibels. Dire le couplage à mettre et la perte à 2 kc d'écart.

Réponse : le chiffre à choisir dans la première colonne est 10. Cela donne pour 14 décibels entre 1,4 et 2 pour K/K_0 . Mettons 1,7. Or $K_0 = Q = 0,01$, d'où couplage = 1,7 p. 100.

Le désaccord de 2 kc correspond dans la première colonne à 2,9 et donne (courbe au tableau) 3 décibels.



FORMULE DES ONDES DE COUPLAGES

Deux circuits de fréquence F étant couplés à $K\%$ on a deux fréquences

$$F_1 = K_1 F_1 \text{ et } F_2 = K_2 F$$

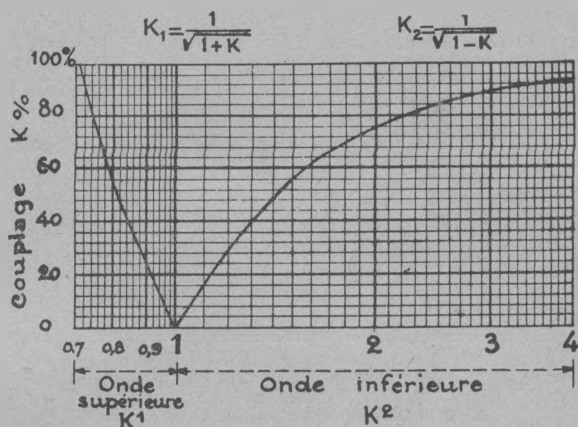


TABLEAU DES ONDES DE COUPLAGES

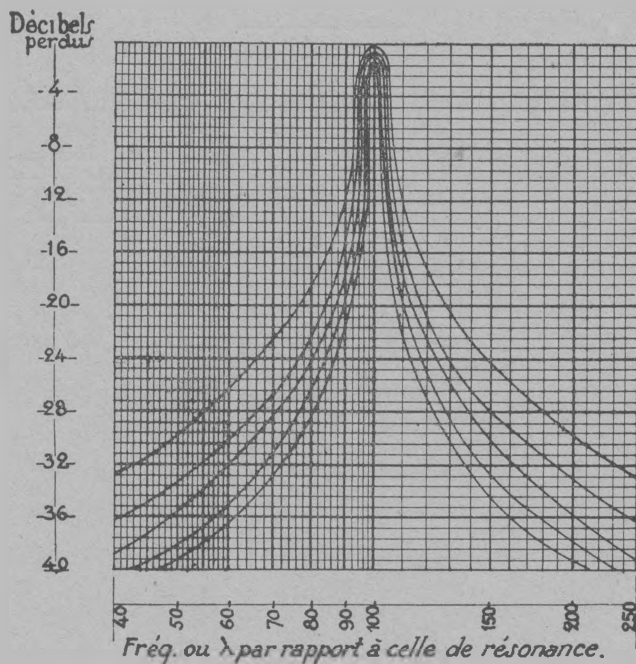
Couplage $K\%$	$\lambda_1 \lambda_0 \sqrt{1+K}$	$\lambda_2 \lambda_0 \sqrt{1-K}$	$F_1 = F_0 \sqrt{1+K}$	$F_2 = F_0 \sqrt{1-K}$
0	1	1	1	1
10	1,05	0,948	0,953	1,056
20	1,092	0,896	0,913	1,118
30	1,14	0,838	0,875	1,195
40	1,18	0,775	0,845	1,292
50	1,222	0,707	0,816	1,414
60	1,264	0,632	0,79	1,58
70	1,30	0,549	0,766	1,826
80	1,341	0,447	0,744	2,24
90	1,378	0,317	0,725	3,17
100	1,414	0,000	0,707	Infini

TABLEAU DES COURBES DE RÉSONANCE

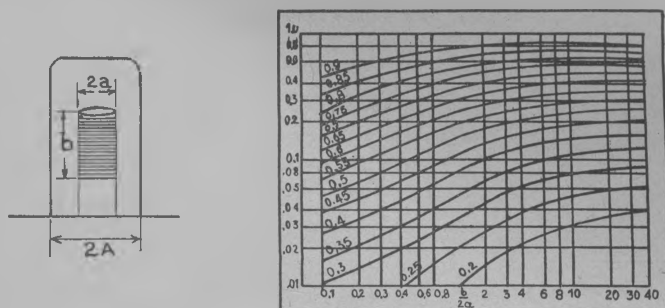
Pour un facteur de sélectivité donné $Q = \omega L/R$ d'une bobine et un désaccord en plus ou en moins de la résonance, on a une perte (en décibels) d'énergie de :

% en + de DÉSACCORD		% en —	Q = 40	Q = 60	Q = 80	Q = 100	Q = 120
10,5	9,5	12,3	15,7	18,1	20,04	23,2	
22,2	18,4	18,13	23,2	24,1	26,1	29,2	
35	26	21,7	25,2	27,7	29,66	32,2	
49,2	33,1	24	27,8	30	32,24	33,8	
65,9	39,7	26	29,9	32	34,34	36	
82,2	45,2	28,1	31,6	34,1	36,4	37,6	
101,4	50,4	29,8	33,1	35,8	38,1	39,1	
122,5	55	31	34,5	37	39,3	40,5	
146	59,4	32,4	35,8	39,3	40,7	41,8	

COURBES DE RÉSONANCE



INFLUENCE DU BLINDAGE



Une self L sur mandrin, de longueur b , de rayon a mise, à l'intérieur du blindage de rayon A , fait avec lui un couplage comme font deux bobines concentriques. Si K est le coefficient de couplage, la self L n'a plus pour valeur que $L(1 - K^2)$. K^2 en vertical est fonction de la « forme » $b/2a$ de la bobine pour divers rapports a/A des rayons (ou diamètres).

SKIN EFFECT

Par suite de l'effet de surface, la résistance d'un fil en HF est plus grande qu'en continu, et le rapport des deux valeurs est fonction de la fréquence et du diamètre du fil.

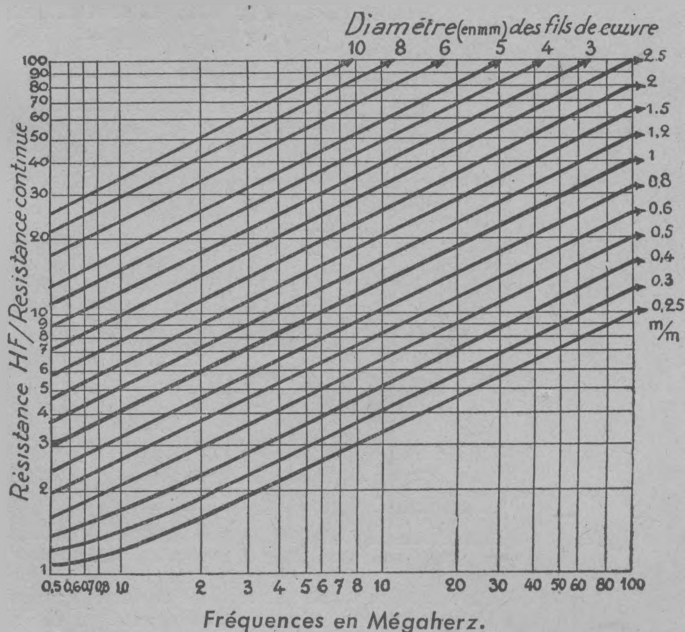
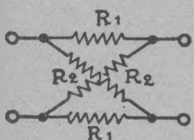
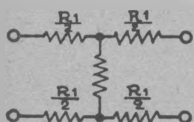
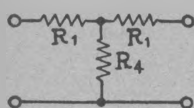
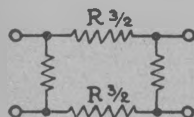
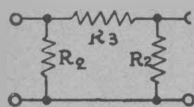


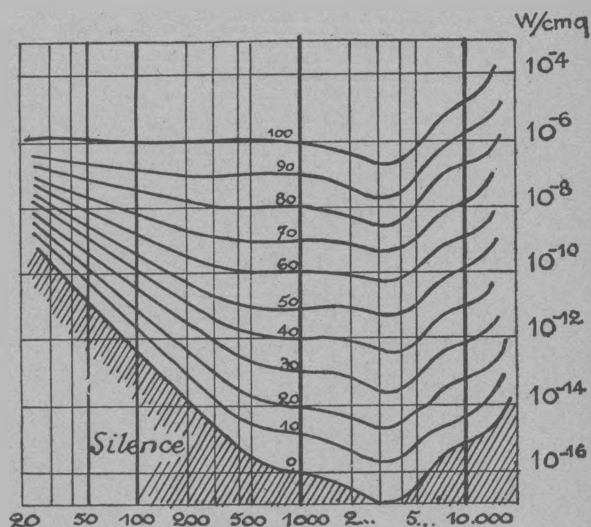
TABLE POUR CALCUL INSTANTANÉ DES ATTÉNUATEURS



db	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄
0,25	0,015	68	0,029	34
0,5	0,029	35	0,057	17,3
1	0,057	17,4	11,5	8,67
1,5	0,086	11,6	17,4	5,75
2	114	8,7	252	4,3
2,5	143	7	292	3,4
3	171	5,8	352	2,83
3,5	198	5	413	2,42
4	226	4,4	477	2,1
4,5	253	4	541	1,84
5	280	3,55	606	1,64
6	332	3	747	1,34
7	382	2,61	896	1,11
8	430	2,32	1,06	0,945
9	476	2,12	1,23	0,811
10	519	1,9	1,42	0,702
15	698	1,43	2,72	0,367
20	818	1,22	4,95	0,202
25	895	1,12	8,87	0,112
30	940	1,06	15,6	0,063
35	965	1,03	25	0,035
40	980	1,02	50	0,02

Un atténuateur doit être prévu pour aller avec l'appareil sur lequel on le met. Soit Z l'impédance de celui-ci : les éléments R_1 , R_2 , R_3 , R_4 s'obtiennent en multipliant ce Z par c_1 , c_2 , c_3 , c_4 .

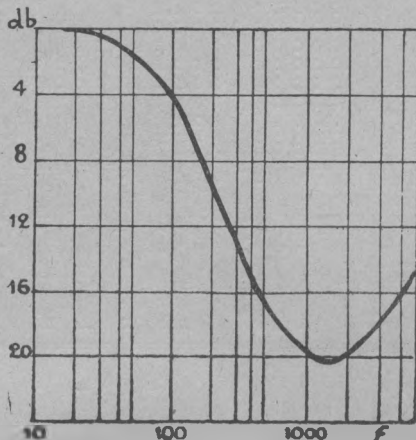
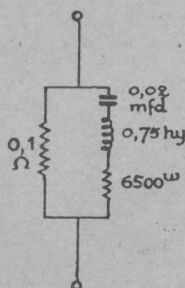
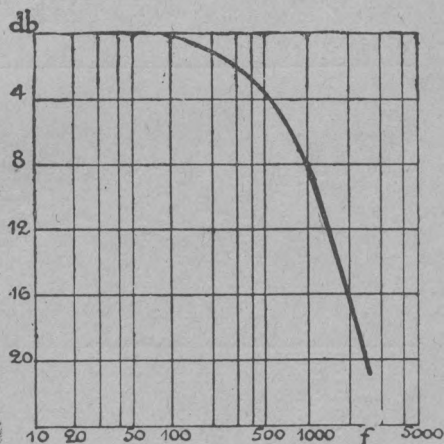
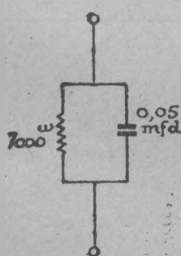
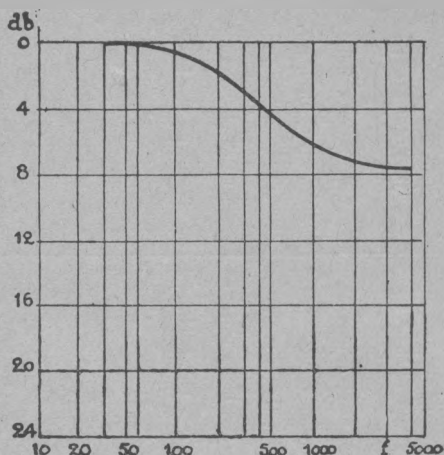
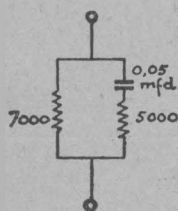
SENSIBILITÉ DE L'OREILLE



Puissance en watts par centimètre carré nécessaire pour produire un niveau sonore donné en décibels.

LA COMPENSATION DU SON

Effet d'un bouchon correcteur à la sortie d'un ampli.



VALEUR DES CONDENSATEURS

POSITION	VALEUR MOYENNE	SI PLUS FAIBLE :	SI PLUS FORT :
Accord ou oscillatrice..... — en O. C.	max. 600 cm. max. 200 cm.	Bande trop étroite. id.	Séparation difficile. id.
Moyenne fréquence.....	100 à 300 cm.	Trop sensible au désaccord. Faible puissance.	Sélectivité amoindrie. Faible sélectivité.
Couplage d'antenne.....	50 cm.	id.	id.
Antenne secteur, tous courants.....	100 à 200 cm.	id.	Inutile.
Isolation à la terre, tous courants.....	0,1 MF.	Réaction moins sûre. id.	Réglage plus difficile. id.
Réaction.....	250 cm.	id.	Sélectivité plus faible.
— en O. C.	max. 100 cm.	Puissance plus faible.	Inutile.
Détection grille.....	100 à 250 cm.	Tendance accrochage.	id.
By-pass R de polar. HF.....	0,1 MF.	id.	id.
— BF.....	50 MF.	id.	id.
Découplage grille HF, MF.....	0,05 à 0,1 MF.	id.	id.
— BF.....	0,5 à 1 MF.	id.	id.
Découplage écran HF, MF.....	0,1 MF.	id.	id.
— BF.....	0,5 à 4 MF.	id.	id.
Découplage anode HF, MF.....	0,1 à 1 MF.	id.	id.
— BF.....	0,5 à 8 MF.	id.	id.
Couplage étage BF.....	5.000 à 10.000 cm.	Les basses tombent.	Trop cher.
— HF.....	100 à 300 cm.	Perte de puissance.	Inutile.
Contrôleur de tonalité.....	25.000 cm. à 0,2 MF.	Effet insuffisant.	Les aiguës tombent trop.
By-pass d'anode:			
Détection grille.....	100 à 2.000 cm.		
Courbure plaque.....	100 à 200 cm.		
Electrolytiques de filtrage.....	2 à 16 MF.	Effet insuffisant.	Trop chers.
Filtre passe-bande:			
Passe-bas.....	0,01 à 0,05 MF.		
Passe-haut.....	0,5 à 2 MF.		
By-pass R de charge de diode.....	100 à 300 cm.		
Condensateur de ligne, deuxième haut-parleur.....	0,5 à 2 MF.	Puissance moindre, perte des basses.	Inutile.

VALEUR DES RÉSISTANCES

FONCTION	POSITION	VALEUR MOYENNE
Résistance de polarisation.....	Pentode HF.	50 à 500 Ω
— — — — —	Triode BF.	500 à 2.000 Ω
— — — — —	Triode de sortie.	500 à 1.000 Ω
— — — — —	Pentode de sortie.	100 à 500 Ω
— — — — —	Déetectrice à courbure.	2.000 à 10.000 Ω
Découplage de grille.....	HF ou MF.	20.000 à 500.000 Ω
— — — — —	BF.	50.000 à 250.000 Ω
Découplage écran.....	HF ou MF.	100 à 1.000 Ω
— — — — —	BF.	jusqu'à 10.000 Ω
Découplage anode.....	HF ou MF.	500 à 10.000 Ω
— — — — —	BF.	5.000 à 100.000 Ω
Couplage anodique BF.....	BF.	10.000 à 100.000 Ω
Résistance de fuite de grille..	HF ou MF.	1 à 2 M Ω .
— — — — —	Détection grille.	0,1 à 5 M Ω .
— — — — —	BF.	0,1 à 1 M Ω .
Résistance de charge de diode.	Détection.	0,1 à 0,5 M Ω .
Volume-contrôle.....	BF.	0,1 à 1 M Ω .

CODES DE COULEURS DES RÉSISTANCES ET CAPACITÉS

Pour faciliter leur lecture au sein des câblages compliqués, beaucoup de résistances et de capacité portent, au lieu de l'indication de leur valeur en chiffres, des taches de couleurs répondant à un code. Il y a dix couleurs, représentant chacune un chiffre de 0 à 9. Ce sont :

Noir.....	0	Vert.....	5
Brun	1	Bleu.....	6
Rouge.....	2	Violet	7
Orange	3	Gris.....	8
Jaune	4	Blanc.....	9

Ces dix couleurs sont utilisées de deux manières différentes, suivant la provenance.

● En Europe, on lit d'abord la couleur générale du corps de la résistance ou du condensateur, puis la couleur différente d'un de ses bouts, puis la couleur différente de la tache ou de la bande centrale. Le corps donne le premier chiffre, le bout donne le second, et la tache centrale donne le nombre de zéros qu'il faut écrire à la suite.

Exemple : corps rouge = 2 ; bout vert = 5 ; tache ou bande centrale jaune = 4 zéros. Total : 250.000 ohms.

Pour les capacités, c'est la même chose, sinon qu'on lit ainsi la capacité en micro-microfarads ($\mu\mu F$).

Exemple : un condensateur de 0,075 microfarad (autrement dit 75.000 μF) aura le corps violet, le bout vert et un centre orange.

Comme le micro-microfarad est sensiblement égal à un centimètre-capacité, la même notation indique aussi le nombre de centimètres. L'erreur n'est pas supérieure à la tolérance d'étalonnage de 10 p. 100.

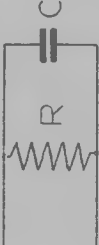
● En Amérique, le corps porte simplement des points ou des anneaux de couleur, et le code des couleurs est le même. Le premier point indique le premier chiffre à écrire, le second point donne le second chiffre, le troisième point donne le nombre de zéros à écrire à la suite pour obtenir, par lecture totale, la résistance en ohms ou la capacité en micro-microfarads. Si le nombre à indiquer comporte trois chiffres significatifs (par exemple, 175.000 ohms), les deux premiers points représentent les deux premiers chiffres, et le troisième point n'est pas coloré, souvent même il n'existe pas. De l'autre côté du corps, deux autres points sont marqués : celui de gauche représente le troisième chiffre, celui de droite donne le nombre de zéros.

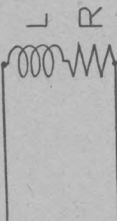
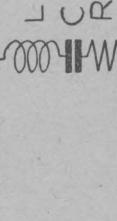
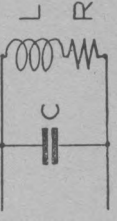
● Pendant la guerre, le système des anneaux de couleur a été complété. Si le troisième anneau est d'or, on divise par 10 au lieu de mettre des zéros, et par 100 si l'anneau est d'argent. Enfin, un quatrième anneau indique une tolérance de 5% s'il est d'or, et de 10% s'il est d'argent.

● Enfin, signalons le système allemand, moins répandu dans les appareils existant en France, mais qui présente l'avantage d'écrire même les unités des grandes résistances et des capacités importantes. La valeur est indiquée par un à six traits de couleurs différentes, ou d'anneaux de couleur, suivant le tableau ci-dessous (chaque trait correspondant à une colonne).

COULEURS	OHMS ou MICRO-MICROFARADS				
Blanc.....		10	100	1.000	10.000
Bleu pâle...		15	150	1.500	15.000
Rouge		20	200	2.000	20.000
Brun.....		25	250	2.500	25.000
Orange.....		30	300	3.000	30.000
Jaune.....		35	350	3.500	35.000
Vert	5	50	500	5.000	50.000
Bleu foncé...	6	60	600	6.000	60.000
Violet.....	7	70	700	7.000	70.000
Rose.....	8	80	800	8.000	80.000
Argent	9	90	900	9.000	90.000

IMPÉDANCE ET DÉPHASAGE des circuits usuels.

CIRCUIT	IMPÉDANCE ÉQUIVALENTE	DÉPHASAGE
	$Z = \frac{L\omega R}{\sqrt{L^2\omega^2 + R^2}}$	$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R}{L\omega}$
	$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}$	$\operatorname{tg} \varphi = -RC\omega.$
	$Z = \frac{L\omega}{LC\omega^2 - 1}.$	$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{L}{C} \frac{1}{L\omega - \frac{1}{C\omega}}.$
	$Z = \frac{RL}{C\sqrt{\frac{L^2}{C^2} + R^2\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$	$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{CR}{L}\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right).$

	$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}.$	$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega}{R}.$
	$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}.$	$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{1}{RC\omega}.$
	$Z = L\omega - \frac{1}{C\omega}.$	$\operatorname{tg} \varphi = L\omega - \frac{1}{C\omega}.$
	$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}.$	$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}.$
	$Z = \frac{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2} \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)}{C\omega}.$	$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega^2 \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) + R^2}{R}.$

**Carrés, cubes, racines carrées, Inverses, circonférences, surface
des cercles et logarithmes des nombres « n » de 1 à 100.**

n	n^2	n^3	$\sqrt{n}$	$\frac{1}{n}$	πn	$\frac{\pi n^2}{4}$	Log n
1	1	1	1	1,0000	3,142	0,7854	0,0000
2	4	8	1,4142	0,5000	6,283	3,1416	0,3010
3	9	27	1,7321	0,3333	9,426	7,0686	0,4771
4	16	64	2,0000	0,2500	12,566	12,5664	0,6021
5	25	125	2,2361	0,2000	15,708	19,6350	0,6990
6	36	216	2,4495	0,1666	18,850	28,2743	0,7781
7	49	343	2,6458	0,1428	21,991	38,4845	0,8451
8	64	512	2,8284	0,1250	25,133	50,2655	0,9031
9	81	729	3,0000	0,1111	28,274	63,6173	0,9542
10	100	1.000	3,1623	0,1000	31,416	78,5398	1,0000
11	121	1.331	3,3166	0,0909	34,558	95,0332	1,0414
12	144	1.728	3,4641	0,0833	37,699	113,097	1,0792
13	169	2.197	3,6056	0,0769	40,841	132,732	1,1139
14	196	2.744	3,7417	0,0714	43,982	153,938	1,1461
15	225	3.375	3,8730	0,0666	47,124	176,715	1,1761
16	256	4.096	4,0000	0,0625	50,265	201,062	1,2041
17	289	4.913	4,1231	0,0588	53,407	226,980	1,2304
18	324	5.832	4,2426	0,0555	56,549	254,469	1,2553
19	361	6.859	4,3589	0,0526	59,690	283,529	1,2788
20	400	8.000	4,4721	0,0500	62,832	314,159	1,3010
21	441	9.261	4,5826	0,0476	65,973	346,361	1,3222
22	484	10.648	4,6904	0,0454	69,115	380,133	1,3424
23	529	12.167	4,7958	0,0434	72,257	415,476	1,3617
24	576	13.824	4,8990	0,0416	75,398	452,389	1,3802
25	625	15.625	5,0000	0,0400	78,540	490,874	1,3979
26	676	17,576	5,0990	0,0384	81,681	530,929	1,4150
27	729	19,683	5,1962	0,0370	84,823	572,555	1,4314
28	784	21,952	5,2915	0,0357	87,965	615,752	1,4472
29	841	24,389	5,3852	0,0344	91,106	660,520	1,4624
30	900	27,000	5,4772	0,0333	94,248	706,858	1,4771
31	961	29,791	5,5678	0,0322	97,389	754,768	1,4914
32	1.024	32,768	5,6569	0,0312	100,531	804,248	1,5051
33	1.089	35,937	5,7446	0,0303	103,673	855,299	1,5185
34	1.156	39,304	5,8310	0,0294	106,814	907,920	1,5315
35	1.225	42,875	5,9161	0,0285	109,956	962,113	1,5441
36	1.296	46,656	6,0000	0,0278	113,097	1.017,88	1,5563
37	1.369	50,653	6,0828	0,0270	116,239	1.075,21	1,5682
38	1.444	54,872	6,1644	0,0263	119,381	1.134,11	1,5798
39	1.521	59,319	6,2450	0,0256	122,522	1.194,59	1,5911
40	1.600	64,000	6,3246	0,0250	125,66	1.256,64	1,6021
41	1.681	68,921	6,4031	0,0243	128,81	1.320,25	1,6128
42	1.764	74,088	6,4807	0,0238	131,95	1.385,44	1,6232
43	1.849	79,507	6,5574	0,0232	135,09	1.452,20	1,6335
44	1.936	85,184	6,6332	0,0227	138,23	1.520,53	1,6434
45	2.025	91,125	6,7082	0,0222	141,37	1.590,43	1,6532
46	2.116	97,336	6,7823	0,0217	144,51	1.661,90	1,6628
47	2.209	103,823	6,8557	0,0212	147,65	1.734,94	1,6721
48	2.304	110,592	6,9282	0,0208	150,80	1.809,56	1,6812
49	2.401	117,649	7,0000	0,0204	153,94	1.885,74	1,6902
50	2.500	125,000	7,0711	0,0200	157,08	1.963,50	1,6990

Sinus, cosinus, cosinus carrés, cosinus cubes
et tangentes des angles de 0 à 90°.

n	n^2	n^3	$\sqrt{n}$	$\frac{1}{n}$	πn	$\frac{\pi n^2}{4}$	Log n
51	2.601	132.651	7,1414	0,0196	160,22	2.042,82	1,7076
52	2.704	140.608	7,2111	0,0192	163,36	2.123,72	1,7160
53	2.809	148.877	7,2801	0,0188	166,50	2.206,18	1,7243
54	2.916	157.464	7,3485	0,0185	169,65	2.290,22	1,7324
55	3.025	166.375	7,4162	0,0182	172,79	2.375,83	1,7404
56	3.136	175.616	7,4833	0,0179	175,93	2.463,01	1,7482
57	3.249	185.193	7,5498	0,0175	179,07	2.551,76	1,7559
58	3.364	195.112	7,6158	0,0172	182,21	2.642,08	1,7634
59	3.481	205.379	7,6811	0,0169	185,35	2.733,97	1,7708
60	3.600	216.000	7,7460	0,0167	188,50	2.827,43	1,7781
61	3.721	226.981	7,8102	0,0164	191,64	2.922,47	1,7853
62	3.844	238.328	7,8740	0,0161	194,68	3.019,07	1,7924
63	3.969	250.047	7,9373	0,0158	197,92	3.117,25	1,7993
64	4.096	262.144	8,0000	0,0156	201,06	3.216,99	1,8062
65	4.225	274.625	8,0623	0,0154	204,20	3.318,31	1,8129
66	4.356	287.496	8,1240	0,0151	207,35	3.421,19	1,8195
67	4.489	300.763	8,1854	0,0149	210,49	3.525,65	1,8261
68	4.624	314.432	8,2462	0,0147	213,63	3.631,68	1,8325
69	4.761	328.509	8,3066	0,0145	216,77	3.739,28	1,8388
70	4.900	343.000	8,3666	0,0143	219,91	3.848,45	1,8451
71	5.041	357.911	8,4261	0,0141	223,05	3.959,19	1,8513
72	5.184	373.248	8,4853	0,0139	226,19	4.071,50	1,8573
73	5.329	389.017	8,5440	0,0137	229,34	4.185,39	1,8633
74	5.476	405.224	8,6023	0,0135	232,48	4.300,84	1,8692
75	5.625	421.875	8,6603	0,0133	235,62	4.417,96	1,8751
76	5.776	438.976	8,7178	0,0131	238,76	4.536,46	1,8808
77	5.929	456.533	8,7750	0,0130	241,90	4.656,63	1,8865
78	6.084	474.552	8,8318	0,0128	245,04	4.778,36	1,8921
79	6.241	493.039	8,8882	0,0126	248,19	4.901,67	1,8976
80	6.400	512.000	8,9443	0,0125	251,33	5.026,55	1,9031
81	6.561	531.441	9,0000	0,0123	254,47	5.153,00	1,9085
82	6.724	551.368	9,0554	0,0122	257,61	5.281,02	1,9138
83	6.889	571.787	9,1104	0,0120	260,75	5.410,61	1,9191
84	7.056	592.704	9,1652	0,0119	263,89	5.541,77	1,9243
85	7.225	614.125	9,2195	0,0117	267,04	5.674,50	1,9294
86	7.396	636.056	9,2736	0,0116	270,18	5.808,80	1,9345
87	7.569	658.503	9,3274	0,0115	273,32	5.944,68	1,9395
88	7.744	681.472	9,3808	0,0114	276,46	6.082,12	1,9445
89	7.921	704.969	9,4340	0,0112	279,60	6.221,14	1,9494
90	8.100	729.000	9,4868	0,0111	282,74	6.361,73	1,9542
91	8.281	753.571	9,5394	0,0110	285,88	6.503,88	1,9590
92	8.464	778.688	9,5917	0,0109	289,03	6.647,61	1,9638
93	8.649	804.357	9,6437	0,0108	292,17	6.792,91	1,9685
94	8.836	830.584	9,6954	0,0106	295,31	6.939,78	1,9731
95	9.025	857.375	9,7468	0,0105	298,45	7.088,22	1,9777
96	9.216	884.736	9,7980	0,0104	301,59	7.238,23	1,9823
97	9.409	912.673	9,8489	0,0103	304,73	7.389,81	1,9868
98	9.604	941.192	9,8995	0,0102	307,88	7.542,96	1,9912
99	9.801	970.299	9,9499	0,0101	311,02	7.697,69	1,9956
100	10.000	1.000.000	10,0000	0,0100	314,16	7.853,98	2,0000

α°	$\sin \alpha$	$\cos \alpha$	$\cos^2 \alpha$	$\cos^3 \alpha$	$\operatorname{tg} \alpha$
0	0,0000	1,000	1,000	1,000	0,0000
1	0,0175	1,000	1,000	1,000	0,0174
2	0,0349	0,999	0,999	0,998	0,0349
3	0,0523	0,999	0,997	0,996	0,0524
4	0,0698	0,998	0,995	0,993	0,0699
5	0,0872	0,996	0,992	0,989	0,0874
6	0,105	0,995	0,989	0,984	0,1051
7	0,122	0,993	0,985	0,978	0,1227
8	0,139	0,990	0,981	0,971	0,1405
9	0,156	0,988	0,976	0,964	0,1583
10	0,174	0,985	0,970	0,955	0,1763
11	0,191	0,982	0,964	0,946	0,1943
12	0,208	0,978	0,957	0,936	0,2125
13	0,225	0,974	0,949	0,925	0,2308
14	0,242	0,970	0,941	0,913	0,2493
15	0,259	0,966	0,933	0,901	0,2679
16	0,276	0,961	0,924	0,888	0,2867
17	0,292	0,956	0,915	0,875	0,3057
18	0,309	0,951	0,905	0,860	0,3249
19	0,326	0,946	0,894	0,845	0,3443
20	0,342	0,940	0,883	0,830	0,3639
21	0,358	0,934	0,872	0,814	0,3838
22	0,375	0,927	0,860	0,797	0,4040
23	0,391	0,921	0,847	0,780	0,4244
24	0,407	0,914	0,835	0,762	0,4452
25	0,423	0,906	0,821	0,744	0,4663
26	0,438	0,899	0,808	0,726	0,4877
27	0,454	0,891	0,794	0,707	0,5095
28	0,470	0,883	0,780	0,688	0,5317
29	0,485	0,875	0,765	0,669	0,5543
30	0,500	0,866	0,750	0,650	0,5773
31	0,515	0,857	0,735	0,630	0,6008
32	0,530	0,848	0,719	0,610	0,6248
33	0,545	0,839	0,703	0,590	0,6494
34	0,559	0,829	0,687	0,570	0,6745
35	0,574	0,819	0,671	0,550	0,7002
36	0,588	0,809	0,655	0,530	0,7266
37	0,602	0,799	0,638	0,509	0,7535
38	0,616	0,788	0,621	0,489	0,7812
39	0,629	0,777	0,604	0,469	0,8097
40	0,643	0,766	0,587	0,450	0,8391
41	0,656	0,755	0,570	0,430	0,8692
42	0,669	0,743	0,552	0,410	0,9004
43	0,682	0,731	0,535	0,391	0,9325

a°	$\sin a$	$\cos a$	$\cos^2 a$	$\cos^3 a$	$\operatorname{tg} a$
44	0,695	0,719	0,517	0,372	0,9656
45	0,707	0,707	0,500	0,354	1,0000
46	0,719	0,695	0,483	0,335	1,035
47	0,731	0,682	0,465	0,317	1,072
48	0,743	0,669	0,448	0,300	1,110
49	0,755	0,656	0,430	0,282	1,150
50	0,766	0,643	0,413	0,266	1,191
51	0,777	0,629	0,396	0,249	1,234
52	0,788	0,616	0,379	0,233	1,279
53	0,799	0,602	0,362	0,218	1,327
54	0,809	0,588	0,345	0,203	1,376
55	0,819	0,574	0,329	0,189	1,428
56	0,829	0,559	0,313	0,175	1,482
57	0,839	0,545	0,297	0,162	1,539
58	0,848	0,530	0,281	0,149	1,600
59	0,857	0,515	0,265	0,137	1,664
60	0,866	0,500	0,250	0,125	1,732
61	0,875	0,485	0,235	0,114	1,804
62	0,883	0,470	0,220	0,103	1,880
63	0,891	0,454	0,206	0,0936	1,962
64	0,899	0,438	0,192	0,0842	2,050
65	0,906	0,423	0,179	0,0755	2,144
66	0,914	0,407	0,165	0,0673	2,246
67	0,921	0,391	0,153	0,0597	2,355
68	0,927	0,375	0,140	0,0526	2,475
69	0,934	0,358	0,128	0,0460	2,605
70	0,940	0,342	0,117	0,0400	2,747
71	0,946	0,326	0,106	0,0347	2,904
72	0,951	0,309	0,0955	0,0295	3,077
73	0,956	0,292	0,0855	0,0250	3,270
74	0,961	0,276	0,0762	0,0211	3,487
75	0,966	0,259	0,0670	0,0173	3,732
76	0,970	0,242	0,0585	0,0142	4,010
77	0,974	0,225	0,0506	0,0114	4,331
78	0,978	0,208	0,0432	0,0090	4,704
79	0,982	0,191	0,0364	0,0070	5,144
80	0,985	0,174	0,0302	0,0052	5,671
81	0,988	0,156	0,0245	0,0038	6,313
82	0,990	0,139	0,0194	0,0027	7,115
83	0,993	0,122	0,0149	0,0018	8,144
84	0,995	0,105	0,0109	0,0011	9,514
85	0,996	0,0872	0,0076	0,0007	11,43
86	0,9976	0,0698	0,0048	0,0003	14,30
87	0,9986	0,0523	0,0027	0,0001	19,08
88	0,9993	0,0349	0,0012	0,0000	28,63
89	0,9998	0,0175	0,0003	0,0000	57,28
90	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000	Infini

Table des principaux fils résistants.

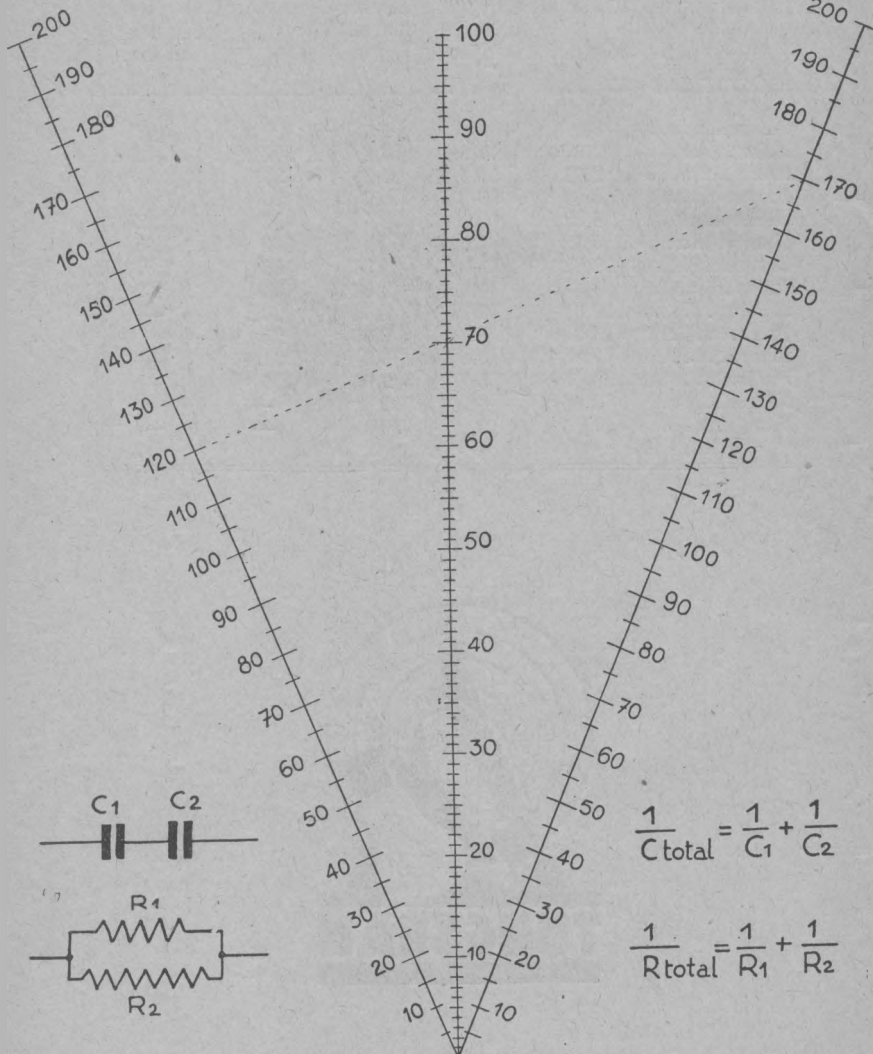
MÉTAL	DENSITÉ	CONDUCTIBILITÉ en % de celle du cuivre	RÉSISTIVITÉ	UN FIL DE 1 MM. FAIT	
				R. au km.	Pds en kg. au km.
Cuivre.....	8,9	100	1,593	20,29	6,97
Acier	7,8	10,8	15,8	201	6,13
Aluminium...	2,77	57,5	2,9	35,3	2,3
Bronze ph. ...	8,6	98	1,6	20,4	7
Maillechort ..	8,62	5,3	30	382	6,75
Constantan ..	9,52	3,2	50	636	7,45
Bronze 2 % Sn	8,92	3,5	4,57	58	7,01
Bimétal Martin	8,5	4,8	2,67	34	6,52
Argent	10,5	0,98	1,56	20,1	—
Or.....	19,3	1,3	2,08	27	—
Zinc.....	7,15	3,5	5,6	71,4	—
Platine.....	20,05	5,7	9,03	115	—
Nickel.....	8,45	6,9	11,9	—	—
Plomb.....	11,35	12	19	—	—



R₁ ou C₁

R ou C total

R₂ ou C₂



LES ABAQUES UTILES

Abaque n° 1.

CAPACITÉS EN SÉRIE

Résistances en parallèle.

Mode d'emploi. — Réunir par une droite les valeurs des deux résistances ou capacités, lues sur les deux échelles obliques. Le trait coupe l'échelle centrale à la résistance ou la capacité résultantes.

1. Soit une capacité de 120 centimètres mise en série avec une capacité de 170 centimètres. Quelle est la capacité résultante ?

Il suffit de présenter le bord droit d'une règle ou d'une feuille de papier de telle manière qu'il coupe les deux branches inclinées de l'abaque aux points 120 et 170, comme l'indique le pointillé. Sur l'échelle centrale, nous lisons 70,5 centimètres : c'est la capacité résultante.

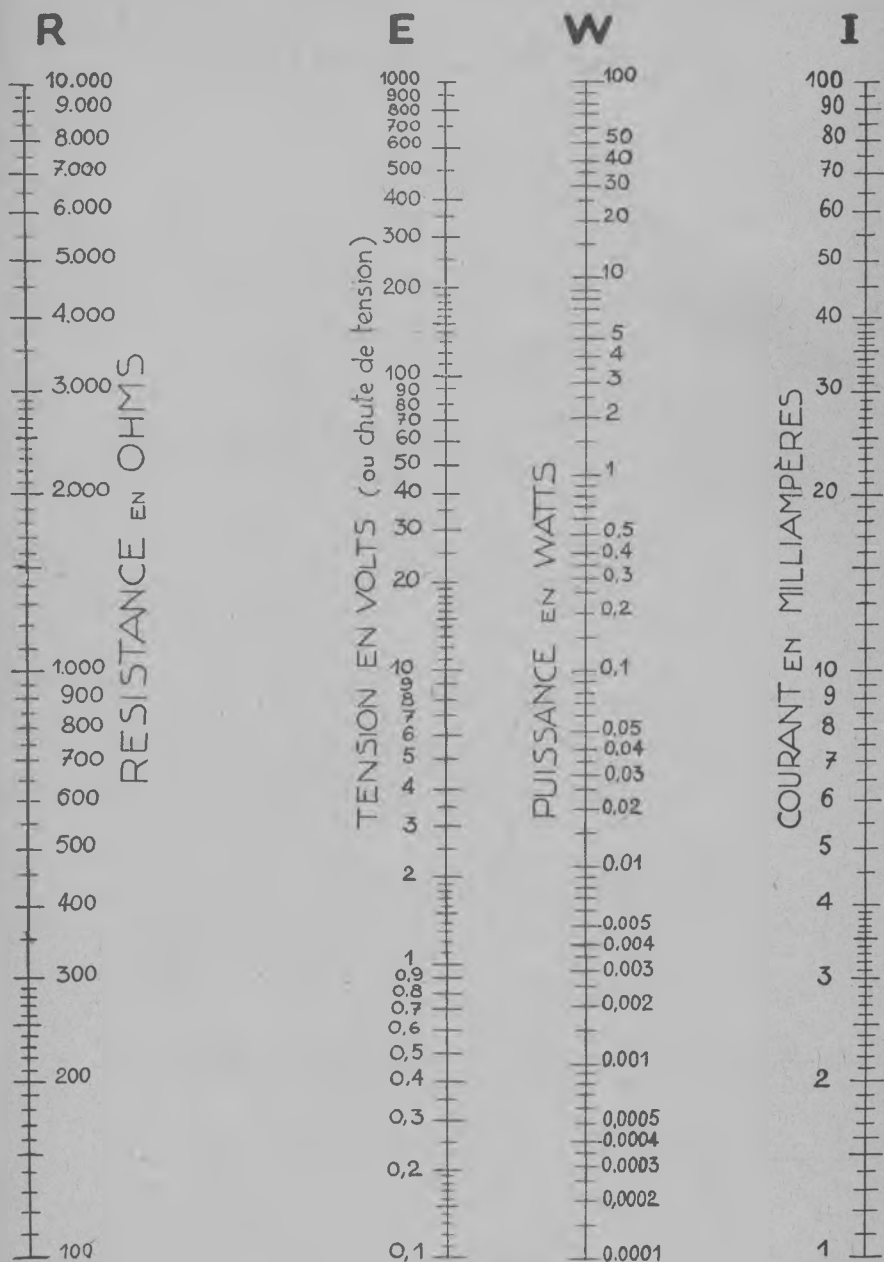
2. De même, une résistance de 120 ohms en parallèle avec une autre de 170 ohms donne une résultante de 70,5 ohms.

3. Bien entendu, on calculera de même pour d'autres valeurs : il suffit d'aligner les deux données, lues sur les deux échelles inclinées, et le trait d'alignement coupe l'échelle centrale à la valeur de la résultante.

4. On peut multiplier ou diviser par un même nombre tous les chiffres des trois échelles, ce qui permet de calculer n'importe quelle combinaison. Par exemple, multiplions tout par 100 : le trait en pointillé indique l'association en parallèle de 12.000 ohms et 17.000 ohms ; résultat : 7.050 ohms. Si on multiplie par 1.000.000, on lit les échelles directement en mégohms. Si on divise par 10, le trait pointillé indique l'association de 12 ohms et 17 ohms = 7,5 ohms, etc.

5. L'abaque permet aussi de calculer trois, quatre... résistances en parallèle ou capacités en série : on calcule l'association des deux premières, puis on recommence avec le résultat et la troisième. etc.

6. Rappelons que les capacités en parallèle s'ajoutent par simple addition, de même que les résistances en série.



Abaque n° 2.

LOI D'OHM ET LOI DE JOULE

(Résistance, tension, Intensité, puissance.)

Mode d'emploi. — Cet abaque permet, connaissant deux quelconques des quatre données (résistance, tension, intensité, puissance), de trouver les deux autres. Il suffit d'aligner, à l'aide d'une règle ou du bord droit d'une feuille de papier, les deux données connues, lues sur leur échelle : la droite d'alignement coupe les deux autres échelles aux points répondant à la loi d'Ohm ou de Joule.

1. Quelle est l'intensité passant dans une résistance de 2.000 ohms sous une différence de potentiel de 150 volts ?

RÉPONSE. — En alignant 2.000, lu sur l'échelle R, avec 150, lu sur l'échelle E, on lit 75 milliampères sur l'échelle I. En même temps, la droite d'alignement coupe l'échelle des puissances W en un point qui représente 11,25 watts : la résistance choisie devra donc pouvoir supporter cette puissance sans se détériorer par l'échauffement.

2. Je fais passer 12 milliampères dans une résistance de 550 ohms. Quelle est la chute de tension dans cette résistance ?

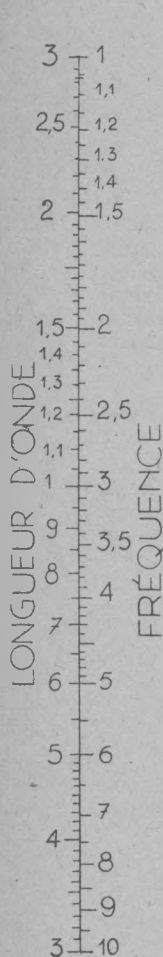
RÉPONSE. — Alignons 12 milliampères avec 550 ohms, la droite passe par 6,6 volts, qui est la chute cherchée. La puissance lue sur l'échelle W est de 0,08 watt environ.

3. Quelles tensions et intensités maxima sont applicables à une résistance de 5.000 ohms capable de supporter un demi-watt ?

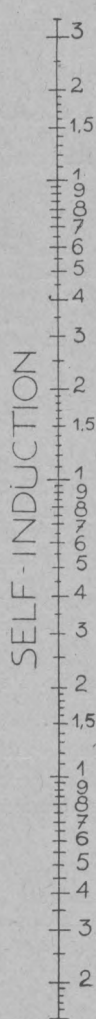
RÉPONSE. — Il suffit d'aligner ces deux données, le trait passe par 50 volts et 10 milliampères.

4. Toutes les lectures des échelles peuvent être multipliées ou divisées par un nombre quelconque (de préférence un multiple de 10, 10, 100, 1000...), à la condition de multiplier ou diviser toutes les lectures de quatre échelles par le même nombre.

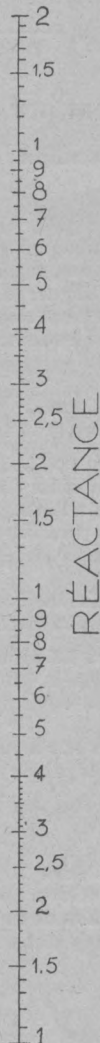
λ F



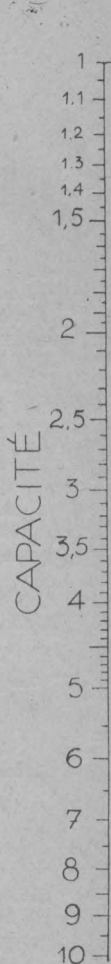
L



Z



C



Abaque n° 3.

RÉACTANCE D'UNE SELF, D'UNE CAPACITÉ

(Inductance et capacitance.)

Mode d'emploi. — Pour connaître la réactance en courant alternatif d'une self pure ou une capacité pure, il suffit d'en lire la valeur sur l'échelle correspondante et de l'aligner avec la fréquence ou la longueur d'onde, lues sur l'échelle de gauche. La droite d'alignement coupe l'échelle Z (réactance) à la valeur cherchée.

L'abaque ne donne pas la position de la virgule, autrement dit les échelles ne sont pas indiquées en unités, telles que mégohms, kilo-ohms, ohms pour l'échelle Z, par exemple. Il donne le résultat brut, comme une règle à calcul : il faut donc faire appel au bon sens pour savoir l'ordre de grandeur des résultats.

1. Quelle réactance en ohms présente un condensateur de 3/1.000 à 600 kilocycles ?

L'abaque, par alignement de $F = 6$ et de $C = 3$, donne $Z = 8,9$, ou 89, ou 890, ou encore 0,89, etc. Où placer la virgule ? Un peu de bon sens nous dit 89 ohms.

Le calcul exact, rappelons-le, serait :

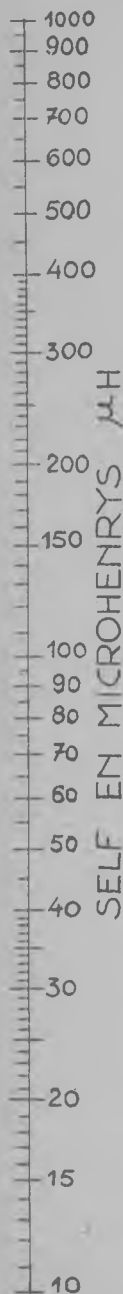
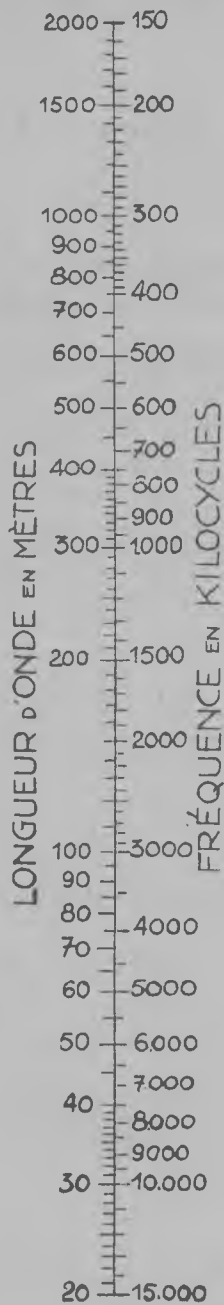
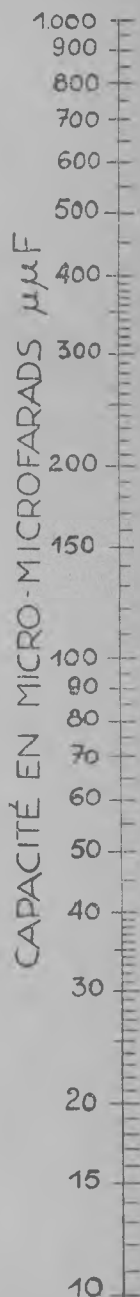
$$Z \text{ ohms} = \frac{1}{600.000 \times 6,28 \times 0,000000003}.$$

2. On calculera de même l'inductance, L étant exprimé en henrys ou ses sous-multiples.

3. Le même abaque permet de résoudre, en outre, des problèmes de ce genre :

Quelle impédance externe possède à la résonance un bouchon de 200 microhenrys, avec capacité de 0,4/1.000 et 250 ohms ?

On aligne 200 microhenrys, lus sur l'échelle L, avec 250 ohms, lus sur l'échelle Z, le trait coupe l'échelle de gauche en un point que l'on note. On aligne ce point avec 0,4/1.000 lu sur l'échelle C, la droite coupe l'échelle Z en un point qui donne l'impédance cherchée.

L **λ F****C**

Abaque n° 4.

FORMULE DE THOMSON

Fréquence d'un circuit oscillant.

Un circuit oscillant, formé d'une self L et d'une capacité C , peu amorti, a une période propre T donnée approximativement par la formule :

$$T = 2\pi\sqrt{LC};$$

d'où l'on tire :

$$\text{Fréquence en Kc/sec.} = \frac{159.220}{\sqrt{L \text{ en } \mu\text{H} \times C \text{ en } \mu\mu\text{F}}}$$

et :

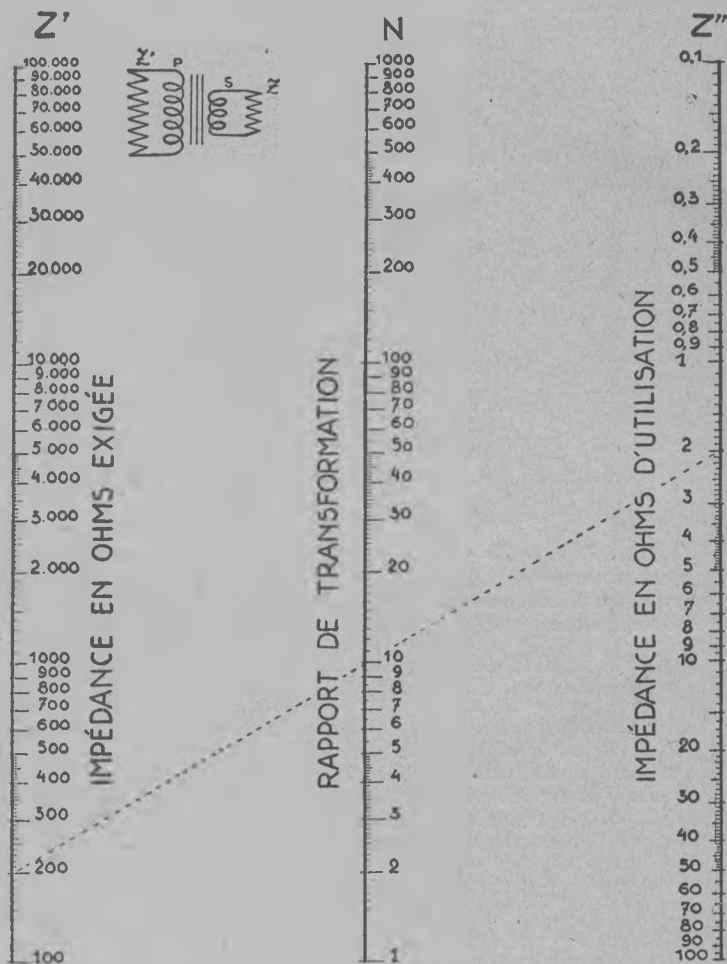
$$\text{Longueur d'onde } \lambda, \text{ en mètres} = 1,885 \sqrt{L \text{ en } \mu\text{H} \times C \text{ en } \mu\mu\text{F}}.$$

L'abaque ci-contre évite ce calcul.

Mode d'emploi. — Il suffit d'aligner la self, lue sur l'échelle de gauche, avec la capacité, lue sur l'échelle de droite : la droite d'alignement coupe l'échelle centrale en un point qui indique la longueur d'onde ou la fréquence propre du circuit oscillant supposé peu amorti.

D'une manière générale, l'alignement de deux des valeurs : self, capacité et fréquence, donne la troisième.

Les valeurs données par l'abaque sont valables pour des bobines présentant peu de capacité répartie. Dans le cas de bobinages à plusieurs couches ou massés (nids d'abeilles, vrac), la capacité répartie du bobinage s'ajoute à la capacité du condensateur, et la longueur d'onde calculée est plus faible que celle mesurée sur le circuit oscillant. Mais l'erreur n'est pas importante, elle atteint rarement 10 p. 100.



Abaque n° 5.

ADAPTATION DE DEUX IMPÉDANCES PAR UN TRANSFORMATEUR

Pour lier deux organes électriques d'impédances différentes — par exemple, une lampe de sortie et la bobine mobile d'un haut-parleur — on emploie souvent un transformateur, qui agit exactement comme un levier permettant à l'impédance la plus faible d'équilibrer l'impédance la plus forte.

Cet équilibre des deux impédances, condition d'un bon rendement, est assuré quand le rapport de transformation est égal à la racine carrée du quotient de l'impédance d'entrée Z_1 par l'impédance de sortie Z_2 :

$$n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}},$$

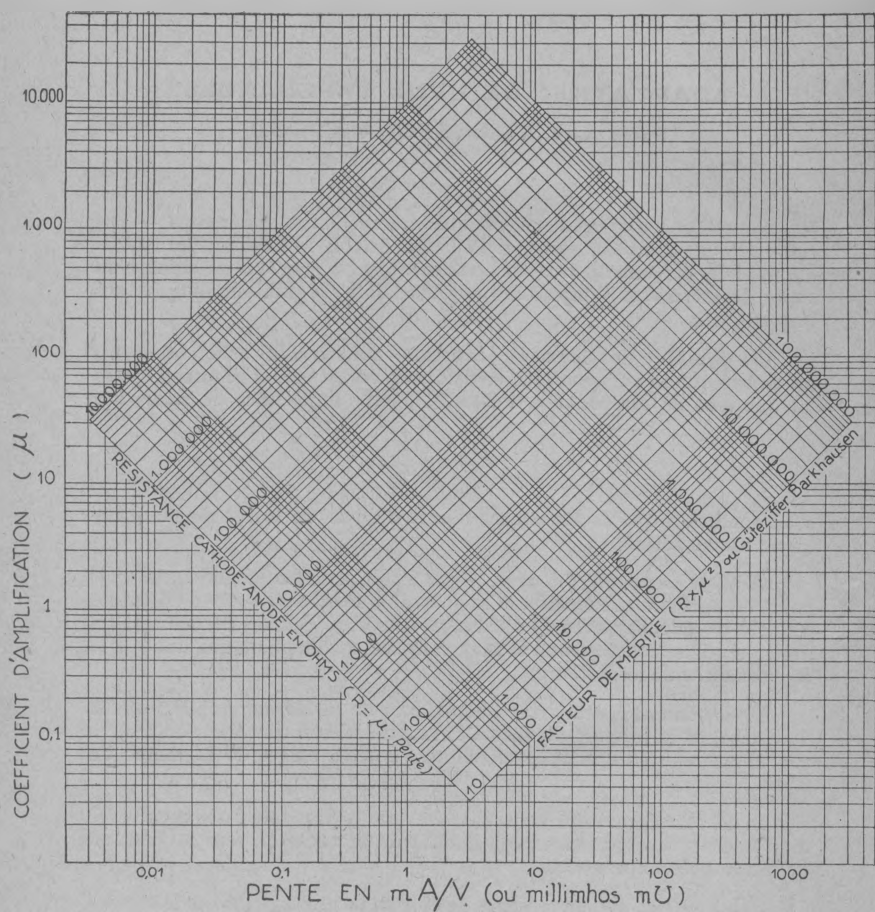
à la condition que le transformateur n'ait pas de fuites magnétiques (donc noyau fermé).

Mode d'emploi de l'abaque. — Il suffit, comme l'indique le trait pointillé servant d'exemple, d'aligner l'impédance en ohms d'entrée (échelle de gauche) avec l'impédance de sortie (échelle de droite). La droite d'alignement coupe l'échelle centrale en un point qui indique le rapport du transformateur.

Inversement, connaissant l'impédance de la bobine mobile (échelle de droite) et le rapport du transformateur (échelle centrale), on trouve par alignement l'impédance en ohms d'entrée, exigée de la lampe de sortie.

Si le transformateur doit être éleveur et non plus abaisseur (cas d'un microphone, par exemple), il suffit de procéder en sens inverse, en permutant les impédances.

Si le transformateur présente des fuites, ce qui est du reste le cas des transformateurs haute et moyenne fréquences, le rapport indiqué par l'abaque est trop faible.



Abaque n° 6.

AMPLIFICATION, PENTE RÉSISTANCE DES LAMPES

Ce nomogramme permet de trouver l'une des trois caractéristiques d'une lampe de T. S. F. quelconque dont on connaît les deux autres. Il indique en outre le « nombre de Barkhausen », ou « güteziffer » des Allemands, produit de la résistance interne par le carré du coefficient d'amplification, qui permet de comparer les mérites de deux lampes. Ce facteur de qualité est aussi le produit KS , qui gouverne les lampes destinées à débiter de la puissance.

1. En élevant une verticale partant de la pente, elle coupe l'horizontale partant du facteur d'amplification en un point situé dans le carré central à lignes inclinées. Il suffit de suivre les lignes partant de ce point pour connaître la résistance interne et le facteur de qualité de Barkhausen.

2. Inversement, connaissant la résistance interne, on suit sa ligne oblique jusqu'au point de croisement partant du facteur d'amplification. La verticale partant de ce point indique la pente.

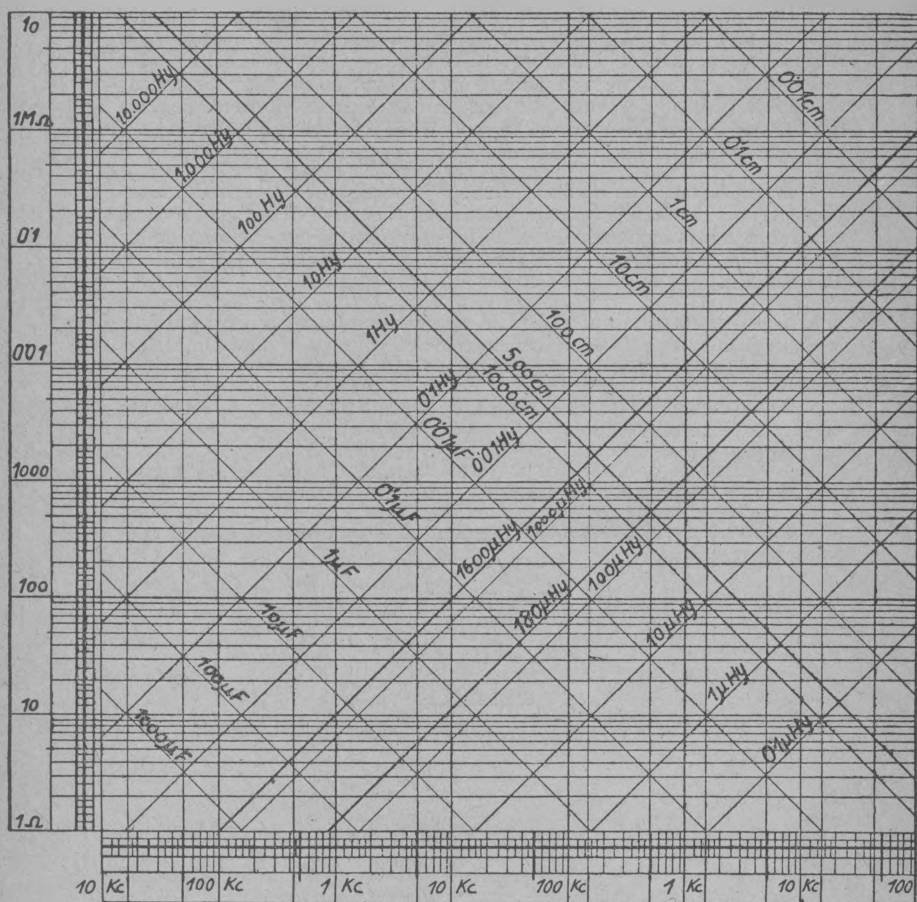
3. De même, la résistance interne et la pente permettent de retrouver le facteur d'amplification.

4. On peut, de la même manière, combiner le facteur de mérite désiré avec les trois autres valeurs.

Les valeurs trouvées correspondent aux conditions d'emploi rencontrées en pratique.

Abaque n° 7.

RÉACTANCE DES BOBINES ET CAPACITÉS

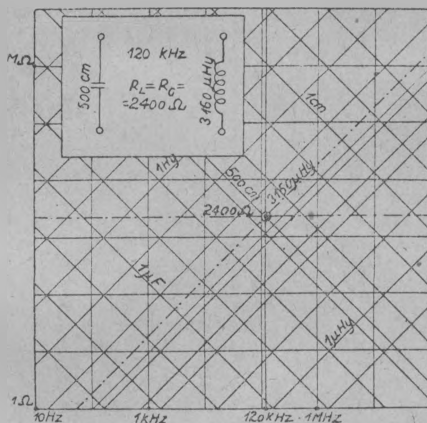


Cet abaque calcule, outre l'impédance des selfs et capacités, la valeur à la résonance de la capacité et de l'impédance d'un circuit oscillant.

En abscisses sont portées les fréquences de 10 herz (ou cycles par seconde) à 100 mégahertz. En ordonnées sont indiquées les résistances.

Mode d'emploi. — Si nous voulons connaître l'impédance d'un condensateur ou d'une self pour une fréquence donnée, nous n'avons qu'à chercher le point de croisement des deux lignes qui représentent la fréquence donnée et la capacité ou la self considérées. L'ordonnée de ce point nous donne la valeur de l'impédance cherchée.

Par exemple, si nous voulons déterminer quelle est l'impédance d'un condensateur de 500 centimètres, pour une fréquence de 120 kilo-



herz (MF), nous n'avons qu'à rechercher le point formé par la rencontre de deux lignes, l'une marquée 500 centimètres (inclivée), l'autre, verticale, qui part du point indiquant 120 kilocycles (en abscisses). L'ordonnée de ce point (2.400 ohms) nous indique l'impédance cherchée.

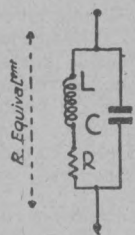
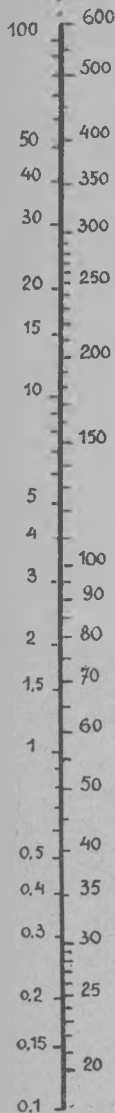
Le même graphique donne également la valeur de la capacité et de l'impédance pour un circuit oscillant, la résonance se produisant seulement quand self et capacité ont même impédance.

Exemple. — On veut définir quelle est la valeur de self qui donnera, avec 500 centimètres de capacité, la résonance à 120 kilocycles. Nous voyons que cette ligne se trouve entre 1.000 et 10.000 microhenrys. Pour la déterminer avec précision, il faut interpoler les valeurs logarithmiques, ce qui demande une certaine expérience. On peut s'aider dans ce but des divisions d'une règle à calcul, ou encore on compare la grandeur à déterminer aux subdivisions qui sont indiquées en ordonnées. Par cette méthode, nous trouvons : $L = 3.200$ microhenrys.

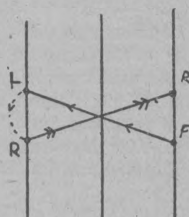
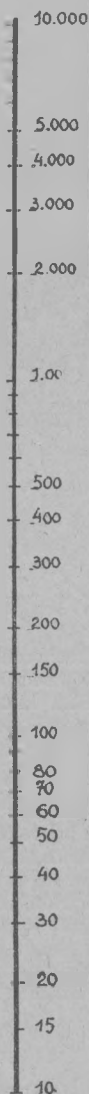
Erratum : Prière de corriger l'abaque, l'échelle du bas doit être marquée de gauche à droite :

10 Hz—100 Hz—1 KHz—10 KHz—10 KHz—1 MHz—10 MHz—100.

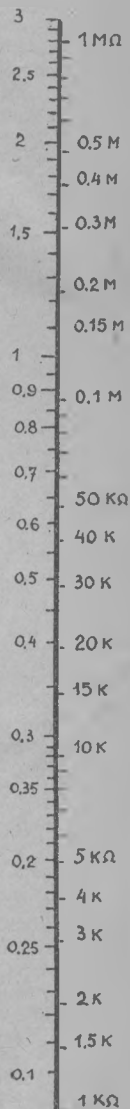
R en Ω L en μH



ωL en Ω



F en MHz R équiv.



Abaque n° 8.

RÉSISTANCE ÉQUIVALENTE D'UN BOUCHON

$$\text{Formule : } R \text{ équiv.} = (2 \pi fL)^2/R.$$

On sait qu'un circuit oscillant est un système fait de deux organes en parallèle : l'un condensateur de capacité C , l'autre self L qui ne saurait être dépourvue d'une certaine résistance ohmique R . Au moment de la résonance, c'est-à-dire quand la réactance de self égale celle du condensateur, ce circuit oscillant présente le caractère d'un bouchon très résistant, de nature ohmique, et l'on constate que la valeur de cette R équivalente est :

$$(2 \pi fL)^2/R.$$

Si nous désignons par Q le facteur de surtension de la bobine ou :

$$Q = \text{réact.}/\text{résist.} = 2 \pi fL/R,$$

on voit que l'on a :

$$\begin{aligned} R \text{ équiv.} &= Q \text{ fois réactance,} \\ \text{ou } R \text{ équiv.} &= Q^2 \text{ fois résistance.} \end{aligned}$$

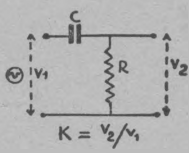
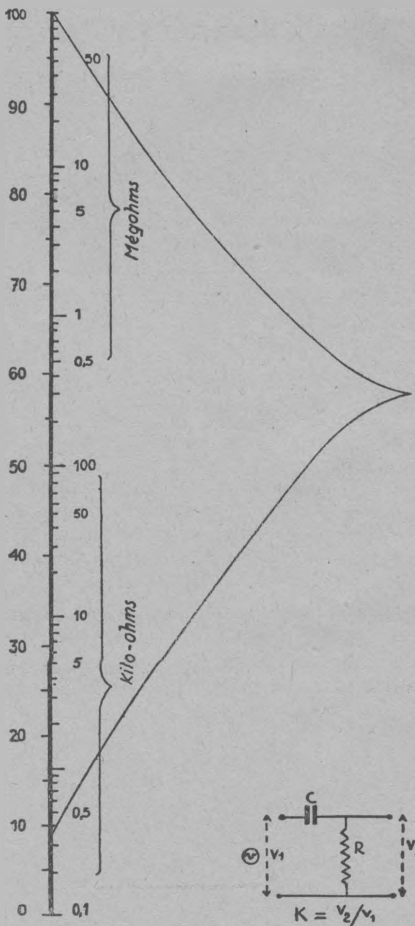
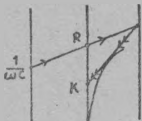
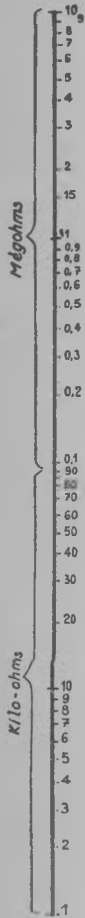
On emploie l'abaque n° 4 comme suit :

a) On lit L (à gauche) et F (à droite) et on tire réactance dans le milieu.

b) Sans lire même, on joint R (à gauche) et réactance trouvée (milieu) et on en déduit le R équiv. (à droite).

Réact. de C
1/2 nf.C

K % R.grille



Axe de Recouplement

Abaque n° 9.

ABAQUE DE COUPLAGE PAR CAPACITÉ

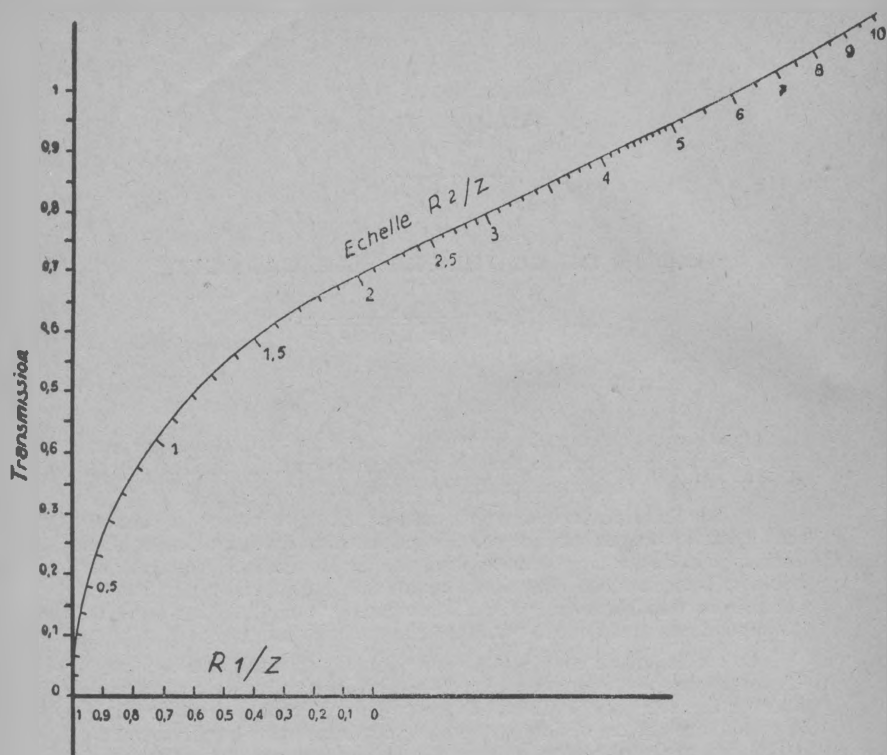
$$K = \frac{V_1}{V_2} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + 1/(2\pi fc)^2}}$$

On sait que l'on emploie, pour coupler deux organes (et notamment une grille à une plaque), le procédé par transfo ou liaison inductive, et celui par capa et résistance, ou liaison électrostatique.

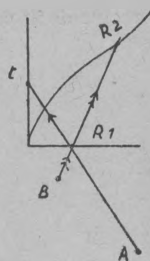
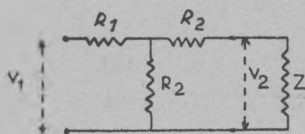
Le degré de liaison, le degré de couplage a , dans le premier cas, un sens mécanique assez visible : celui de pénétration du flux d'une bobine dans le sein de l'autre, et ne dépend que des dimensions relatives des bobines. Dans le second cas, il est moins évident et, chose plus grave, variable avec la fréquence, puisqu'il invoque deux organes (C et R) dont les impédances sont l'une dépendante, l'autre indépendante de F.

Le coefficient du couplage est donc donné par la formule ci-dessus. L'utilisation en est comme suit : on choisit la réactance du condensateur sur l'axe de gauche (la résistance grille sur le côté droit de l'axe intermédiaire), et on obtient, en prolongeant, un repère sur l'axe vertical de droite. De ce repère, on repart à gauche en menant une tangente à la courbe, et on lit le taux de couplage K sur le côté gauche de l'axe intermédiaire.

Exemple. — Supposons que l'on ait : réactance du condensateur = 20.000 et résistance de grille = 20.000. On repère ces deux points comme indiqué, on frappe la bande de droite et on rebondit en tangentant la branche supérieure de la courbe pour trouver $K = 70$ p. 100 (ce qui est bien le 1 sur racine de 2, prévue).



⊕
B



A
⊕

Abaque n° 10.

ABaque POUR LES ATTÉNUATEURS

$$t = \frac{V_2}{V_1} \frac{R_1}{Z} = \frac{1-t}{1+t} \frac{R_2}{Z} = \frac{2t}{1-t^2}.$$

Quand on veut diminuer le potentiel et la puissance transmis par une source à un récepteur, la méthode simpliste de la résistance en série offre d'énormes inconvénients, car la résistance dans laquelle débite la source est variable. Il faut insérer un système dit affaiblisseur tel que la combinaison dudit organe avec l'impédance Z de l'utilisation présente (pour la source) une impédance d'entrée encore égale à Z . Le montage de la figure ou « T atténuateur » répond au problème, et, si l'on désigne par t le taux de transmission ou rapport des volts sortants à ceux entrants (t inférieur à 1), on en calcule les composantes par les formules :

$$\begin{aligned} R_1 &= Z (1 - t)/(1 + t) \\ R_2 &= 2 t Z/(1 - t^2). \end{aligned}$$

L'abaque s'emploie comme suit : on joint le point A au point voulu sur la graduation des t en haut à gauche, et on trouve la valeur de R_1/Z à l'intersection avec l'axe horizontal.

Ensuite, on joint le point B audit point trouvé sur l'axe horizontal, et on trouve en prolongement sur la courbe graduée la valeur de R_2/Z .

Exemple. — Soit à perdre 8 décibels sur une ligne de 500 ohms.

L'abaque suivant indique que 8 décibels équivalent à une variation de voltage de 1 à 2,5 ou (en sens négatif) de 1 à 0,4, c'est donc dire que $t = 0,4$ ou 40 p. 100. On le pointe sur l'axe vertical et, joignant à A, on trouve en horizontale :

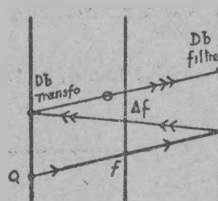
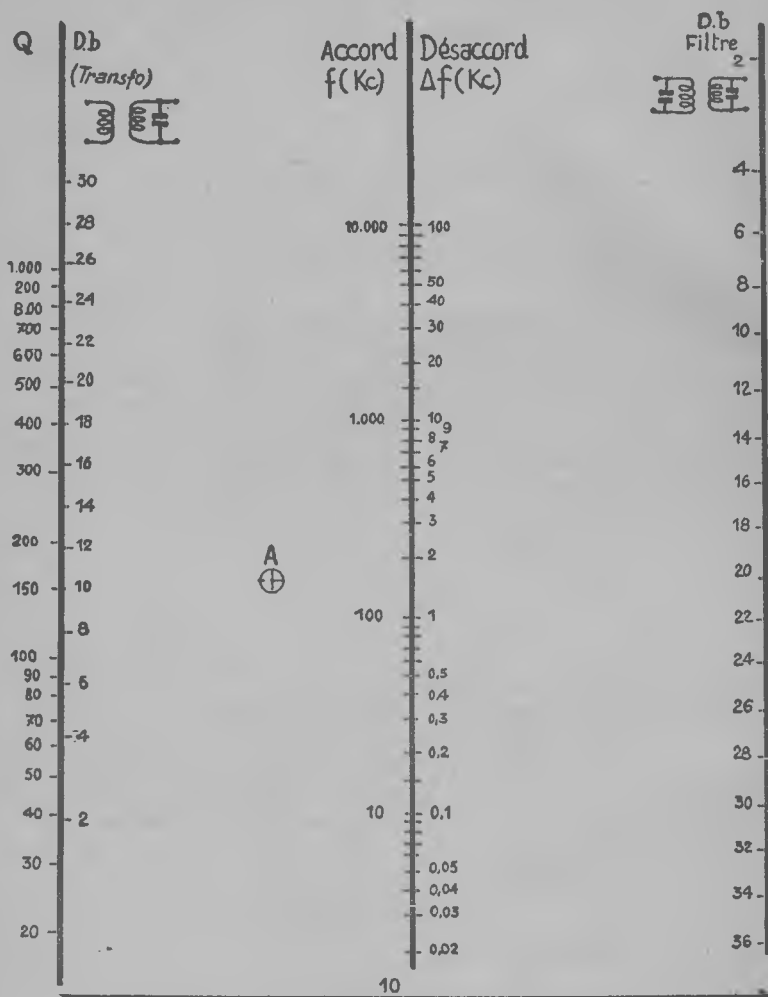
$$R_1 = 42 \text{ p. } 100 \text{ de } Z;$$

comme $Z = 500$ ohms,

$$R_1 = 210 \text{ ohms.}$$

Joignant le point B à la graduation 42 p. 100 horizontale, on trouve sur la courbe hyperbolique :

$$R_2 = 1,7 \text{ fois } Z, \text{ ou } 850 \text{ ohms.}$$



Abaque n° II.

PERTE EN DB POUR UN POUR-CENT DE DÉSACCORD DONNÉ

$$Db = 10 \log (1 + Q^2 S h^2 x), \text{ avec } x = \log \text{ nép. } (\Delta f/f).$$

On sait que, lorsqu'on est sur l'accord, un ensemble transfo plus lampe donne le maximum de signaux. Si l'on s'éloigne de la fréquence F d'accord, la chute de puissance (en décibels) est d'autant plus forte que :

- 1° L'accord est plus pointu et la qualité du bobinage plus grande ;
- 2° Que le désaccord dF effectué est grand.

La formule qui relie la perte en décibels à la fréquence d'accord F au désaccord dF et au facteur surtension Q de la bobine est celle écrite ci-dessus lorsqu'il s'agit d'un transfo à secondaire seul accordé. Lorsqu'il s'agit d'un transfo filtre à deux bobinages identiques, la perte est fonction du taux de couplage. Dans notre abaque, nous supposons que ce couplage est optimum : $K = 1/Q$.

On l'emploie comme suit : on pointe le facteur Q sur le côté gauche de l'axe de gauche et F sur l'axe médian. On trouve ainsi un repère (que l'on n'a pas à lire) sur l'axe de droite.

On en repart en passant par la graduation « désaccord » au milieu, et on trouve à gauche la perte en décibels quand il s'agit d'un transfo.

S'il s'agit d'un filtre, on repart une seconde fois du point trouvé en passant par le point spécial A de repère, et on lit à droite la nouvelle perte en décibels.

Exemple. — Si $Q = 60$ et que la MF soit sur 135 kilocycles, de combien sont affaiblies les notes de 4.000 périodes à la seconde ?

En procédant comme ci-dessus, je passe par un repère (côté droit) aux environs de 13,8 dont je ne tiens aucun compte, et je compte sur 12 décibels de perte. S'il s'agit d'un filtre à couplage optimum ($K = 1/30 = 3,3 \text{ p. } 100$), la perte est de 24 décibels.

TABLE DES MATIÈRES

	Pages.
L'électricité en raccourci	5
Le courant continu	5
Le magnétisme	11
L'éther élastique	12
L'électromagnétisme	13
L'électrostatique	16
Le courant alternatif	17
Théorie des lampes	23
L'émission électronique	24
Les cathodes	25
La diode	26
La triode	28
L'inversion de phase	33
Les électrons secondaires	34
L'effet Miller	35
Courbes I_p/V_g et I_p/V_p	36
La lampe à écran	37
La pentode	42
Les tétrodes à grille virtuelle	43
Les pentodes à pente variable	44
Les lampes à plusieurs contrôles	46
— multiples	47
— gazeuses	48
Valves et triodes à gaz	49
Lampes à très haute fréquence	50
Le magnétron à cavités	51
Les clystrons	53
Les tubes à champ mobile	58
— à disques scellés	60
La diode à cristal	61
L'amplification à lampes et ses calculs	63
Alimentation, redressement	63
Les liaisons amplificatrices	69
— à résistance	70
— à selfs	73
— inductives	74
— à transfo accordé	75
— filtrantes	77
Montages détecteurs. La diode	79
La détection grille	82
— plaque	83
Les montages oscillateurs	84
— basse fréquence	89
Les push-pulls	90
Le coupleur cathodique	94
La contre-réaction	96
L'impédance et son image	99

Les courbes des lampes et leur emploi	104
Courbes de triodes	105
— de pentodes et tétrodes.....	107
Limites de fonctionnement	109
Droite de charge.....	110
Réglage des lampes.....	111
Puissance dissipée.....	113
Pente dynamique.....	113
Harmoniques.....	114
Facteur de puissance	119
Harmoniques et distorsion	121
Les calculs simples de la radio	131
Watts, volts, ampères et ohms	131
Tension anodique.....	132
Résistances chutrices.....	133
Diviseurs de tension	134
Circuits oscillants et circuits d'arrêt	138
La loi d'Ohm en alternatif.....	141
Les mesures du radiotechnicien	143
Correction des mesures de tension	144, 149
Mesure des tensions aux lampes.....	145
— des volts de sortie et des décibels.....	148
— de l'alimentation.....	150
— des récepteurs	151
— des résistances.....	153
— des capacités	156
Le laboratoire	162
L'outillage	166
Les appareils de mesure	167
Les appareils du débrouillard	175
Contrôleur universel.....	175
Ondemètre-voltmètre à lampe	180
Outputmètre	182
Pont de Wheatstone d'atelier.....	183
Essayeur-buzzer au néon	187
Lampemètre	189
Construisons notre oscilloscope	193
La pratique du tube cathodique	217
Réglage	217
Le balayage sinusoïdal	220
Étude de la distorsion	222
Réglage d'un push-pull	222
Pureté d'un courant	224
Le balayage linéaire.....	226
Surcharge d'un ampli BF.....	228
— des MF	230
Étude de la détection	232
— d'un oscillateur modulé	234
— du ronflement	234
Mesures magnétiques	235
Tracé des caractéristiques de lampes.....	236
— des courbes de résonance.....	237

Le diagnostic cathodique	239
Vérification d'une modulation	239
— de la fidélité HF et MF	240
Réglage des filtres de bande	241
La distorsion en BF	244
Étude de l'antifading	246
— d'une oscillatrice	247
Devant le poste en panne. Essais simples	248
Sifflements	250
Instabilité	252
Désalignement	253
Motorboating	254
Ronflement	254
Le dépannage synoptique	256
Avec planche dépliable	
Le dépannage chirurgical	263
Tableaux des principales pannes	269
(Un tableau par étage.)	
Le dépannage méthodique	276
Extinction totale	276
Marche en P.-U., silence en radio	283
Fréquence des pannes	284
Troubles de la basse fréquence	285
Réparation des haut-parleurs	297
Pannes de la moyenne fréquence	299
— du changement de fréquence	308
Troubles de la haute fréquence	314
La commande unique	316
Pannes de l'antifading	326
La détection et ses pannes	333
Le dépannage de fortune	339
Améliorations. Modernisations	342
Amélioration de la sensibilité	344
— — sélectivité	345
— — musicalité	347
— — puissance	357
Adjonction d'accessoires (indicateur, antifading, prise P.-U., H.-P. supplémentaire, etc.)	358
Transformation de la détection	364
Silencieux d'accord	366
Contrasteur sonore	367
Les antennes de réception	368
L'antenne intérieure	377
— extérieure	379
— verticale	383
Le dipôle	387
La prise de terre	391
Le déparasitage	394
Les parasites industriels	394
— atmosphériques	400
— locaux	401

L'installation du récepteur.....	402
La sonorisation des salles	406
Le couplage des haut-parleurs.....	415
Calcul des bobinages à fer	418
Les petits moteurs électriques	430
Pannes courantes des moteurs domestiques	442
Du neuf avec du vieux.....	444
Une visite à l'usine française TUNGSRAM	449
La règle à calcul.....	457
Ce qu'il faut savoir pour utiliser les formules	473
Formulaire de T. S. F.	489
Tables usuelles	501
Induction et perméabilité des fers	501
Constantes diélectriques	501
Coefficient de Nagaoka.....	502
Déphasages.....	502
Correspondance des jauges de fils	502
Table des fils de cuivre	503
Résistances spécifiques.....	504
Pertes des diélectriques.....	504
Caractéristiques de 1 et 2 fils.....	505
Filtres de bande	506
Ondes de couplage	507
Courbes de résonance	508
Influence d'un blindage.....	509
Skin effect	509
Calcul des atténuateurs.....	510
Sensibilité de l'oreille.....	510
Compensation du son	511
Valeurs courantes des condensateurs	512
— — résistances	513
Code des couleurs.....	513
Impédance et déphasage des circuits.....	515
Carrés, cubes, racines, inverses, cercles et logs des nombres de 1 à 100	517
Sinus, cosinus, cos carrés et cubes, tangentes des angles.....	519
Abaques utiles en radio.....	522
Capacités-série et résistance-parallèle	522
Lois d'Ohm et de Joule	524
Réactance (inductance et capacitance)	526
Fréquence d'un circuit oscillant.....	528
Adaptation des impédances (transfo).....	530
Caractéristiques des lampes.....	532
Réactances des bobines et capacités.....	534
Résistance d'un circuit bouchon	536
Couplage par capacité	538
Atténuateurs	540
Perte en db pour désaccord	542

5995-47. - Imp. CRÉTÉ. Corbeil.
C. O. L. 31-1631.

ÉDITIONS CRESPIEN
Pavillons-sous-Bois (Seine).
Dépôt légal : 2^e trimestre 1947.

