

LES CAHIERS DE

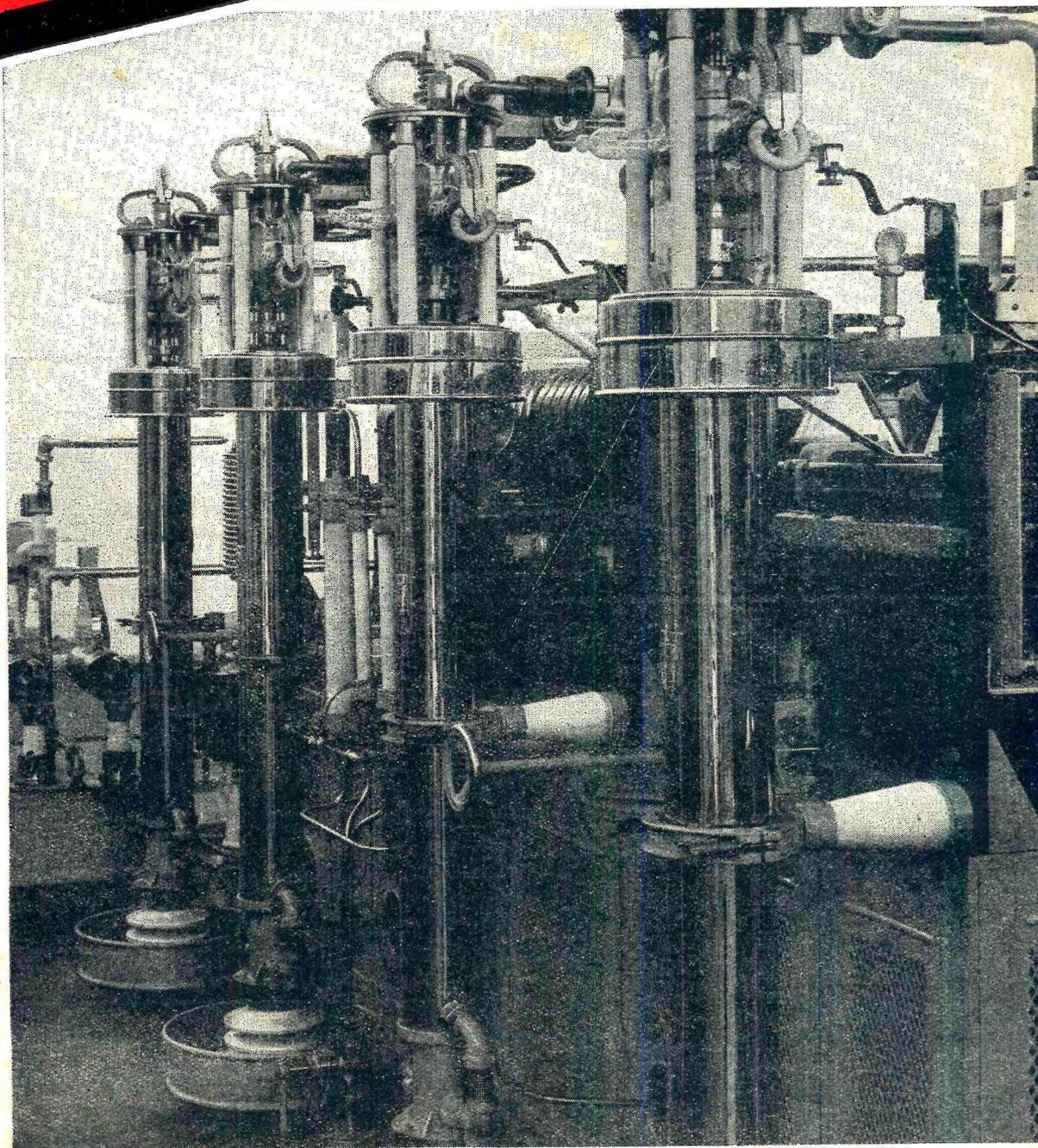
CAHIER N° 1

TOUTE LA RADIO

RÉCUEIL D'ÉTUDES DE TECHNIQUE
EXPLIQUÉE ET APPLIQUÉE
PUBLIÉ SOUS LA DIRECTION DE
E. AISBERG

LES
RÉCENTS
PROGRÈS
DE LA
RADIO

35^{Fr}



DEUXIÈME ÉDITION

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 42 Rue Jacob - PARIS. (VI)

UNE BONNE NOUVELLE :

— TOUTE LA RADIO —

PARAIT DE NOUVEAU !

FONDEE en janvier 1934, sabordée en juin 1940, ayant demandé l'autorisation de paraître en septembre 1944, TOUTE LA RADIO paraît enfin, répondant au désir des milliers de techniciens de la radio.

Le premier numéro de la nouvelle série est daté de décembre 1945.

Tout en restant fidèle aux principes qui lui ont valu sa réputation, TOUTE LA RADIO n'en diffère pas moins, sur bien des points, de ce qu'elle fut naguère :

● **FORMAT** plus grand (215 × 275 mm). ● **PRESENTATION** plus moderne. ● Introduction de nouvelles études d'un **NIVEAU TECHNIQUE** plus élevé.

Cela ne veut pas dire que nos articles sont farcis de formules incompréhensibles. Nous entendons rester clairs et accessibles non seulement à l'ingénieur, mais aussi à l'agent technique, au dépanneur et à tous ceux qui cherchent à comprendre la radio.

Nous vous ferons **RATTRAPER LE RETARD** en vous documentant sur les progrès que la technique a réalisés dans les divers domaines depuis 1939, notamment :

- ★ LES ONDES COURTES ET ULTRA-COURTES.
- ★ LES TUBES A VIDE.
- ★ LA MODULATION DE FREQUENCE ET SES APPLICATIONS.
- ★ LA TECHNIQUE DES IMPULSIONS ET LA DETECTION ELECTRO-MAGNETIQUE.
- ★ NOUVEAUX APPAREILS ET METHODES DE MESURES ET DE DEPANNAGE.
- ★ LE MATERIEL PROFESSIONNEL.
- ★ LA TELEVISION.
- ★ LES NOUVEAUX MONTAGES DE RECEPTION.

Nous décrivons moins de **MONTAGES**. Mais ceux-ci sont plus soigneusement étudiés dans un laboratoire indépendant. Nous vous aidons ainsi à équiper votre « **LABO** », avec des appareils **UP TO DATE**, et nos réalisations de récepteur vous serviront de prototypes de construction industrielle.

Plus que jamais, une analyse détaillée de la **PRESSE ETRANGERE** dégage l'essentiel des recherches faites au delà de nos frontières.

Les applications multiples et variées de **L'ELECTRONIQUE** sont exposées par les meilleurs spécialistes de la question. Et les **DEPANNEURS** retrouveront avec plaisir leur rubrique habituelle.

Notons, enfin, qu'un accord d'exclusivité réciproque nous permet de reproduire les études publiées par notre excellent confrère **RADIO-CRAFT**, de New-York.

■ **VOUS NE TROUVEREZ PAS « TOUTE LA RADIO » CHEZ LES MARCHANDS DE JOURNAUX.**

La rareté du papier nous interdit pareille mise en vente. Nous ne pourrions servir la Revue qu'aux **ABONNES** et cela dans les limites du tonnage accordé de papier. Ainsi, **LE SEUL MOYEN DE S'ASSURER LE SERVICE REGULIER DE « TOUTE LA RADIO » EST DE S'Y ABONNER.**

■ **CONDITIONS DE SOUSCRIPTION.**

Il paraîtra 10 numéros par an. Pour éviter toute confusion, le premier numéro de la nouvelle série, est daté de décembre 1945 et porte le N° 101.

LE PRIX DU NUMERO est de 40 FR. à nos bureaux et 45 FR. envoyé par poste.

LE PRIX DE L'ABONNEMENT D'UN AN (10 numéros) est de 350 FR. pour la France et les Colonies françaises. (Etranger : 400 FR.).

• POUR SOUSCRIRE UN ABONNEMENT •

Nous indiquer très lisiblement les renseignements suivants :

NOM — ADRESSE — A PARTIR DE QUEL NUMÉRO LE SERVICE DOIT ÊTRE FAIT
— **MODE DE RÈGLEMENT** (Mandat joint • Chèque bancaire joint • Virement postal au Compte Chèques Postaux Paris 1164-34, Société des Editions Radio)



Vous pouvez éviter tout dérangement en nous demandant de vous adresser le premier numéro de l'abonnement **CONTRE REMBOURSEMENT** du montant annuel de la souscription. Dans ce cas, la somme sera versée au facteur apportant ce numéro à votre domicile.

Dans TOUTE LA RADIO tout est à lire

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

C. Ch. Paris 1164-34 — 42, RUE JACOB, PARIS-VI^e — Tél. : Littré 43-83 et 84

Sommaire

- Les récents progrès de la radio 1
- Les Hyperfréquences, par A. de Gouvenain 3
- Qu'est-ce que l'Analyse dynamique ou « Signal Tracing », par E. Aisberg .. 5
- Générateur B. F. à points fixes sans bobinages, par O. Lebeuf 9
- Les récents progrès de la lampe de réception, par R. Saveney 11
- Sélectivité intégrale et tonalité variables, par R. Aschen 16
- Filtres passe-bas, par A. de Gouvenain 19
- La stabilisation rationnelle des appareils de mesure, par F. Haas 21
- Un volt-mégohmmètre à lampes, par H. Dancourt 22
- La variation du swing dans la modulation de fréquence, par E. A. 24

Tableaux en couleurs des

NOUVELLES LAMPES U.S.A.

- Indicateur de pointes ● Band-spread à étalement constant ● Alimentation pour oscillographes ● Télévision en couleurs ● Nouvelles des U.S.A.

Tous droits de reproduction réservés pour tous pays. Copyright by Editions Radio. Paris, Mai 1945.

LES CAHIERS DE TOUTE LA RADIO ne constituant pas une publication périodique, aucune souscription ne peut être acceptée.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

42, Rue Jacob — PARIS-VI^e
COMPTES CHÈQUES POSTAUX :
PARIS 1164-34
Téléphone : LIT. 43-83 et 43-84

Les récents Progrès de la Radio

Si la guerre accumule ruines et malheurs, tue corps et âmes, elle stimule puissamment les progrès de la science et de la technique. C'est là une bien faible compensation de la somme des désastres. Néanmoins, dans l'immensité de son bilan négatif, il convient de retenir les remarquables avancées accomplies plus particulièrement dans les domaines de la médecine, de l'aviation et de la radio.

Quand les échos du dernier coup de canon se seront tus, les découvertes et les inventions qui, à l'origine, avaient pour but la destruction et l'assassinat collectif, seront mises au service de causes plus nobles et permettront à l'humanité d'atteindre de nouveaux sommets de confort et de bien-être. Car, telle la langue d'Esopé, selon l'usage que l'on en fait, la technique est la meilleure ou la pire des choses.

Le rôle que la radio a joué au cours de ces terribles années se prête singulièrement à l'appui de cette thèse. Portant à des milliers de kilowatts la puissance de la voix d'Hitler, elle l'a fait pénétrer dans 80 millions de cerveaux, en déclenchant cette crise de démence hystérique qui a déterminé la déflagration du conflit. Servant à établir des liaisons entre les diverses unités des armées, à diriger à distance des chars et des torpilles, elle a accru dans des proportions considérables l'efficacité des moyens de destruction.

Mais, par ailleurs, c'est encore la radio qui a permis de créer les dispositifs de protection les plus utiles. Les appareils de détection connus sous le nom des « Radar » ont fait échouer l'attaque aérienne de Londres en automne 1940. Ces mêmes Radar ont, de l'aveu même de l'amiral allemand Doenitz, mis fin à la guerre sous-marine que le Reich a dû abandonner en hiver 1943.

Et — ne l'oublions surtout pas — ce sont les ondes de la radio qui, se moquant de tous les obstacles, ont, pendant cette dure période, apporté à la France comme à tant d'autres pays opprimés, leur pain quotidien de vérité et d'espoir. Ces voix amies venant des pays libres ont fait échouer le plan diabolique qui voulait faire de nous les esclaves de la « race des seigneurs ». Ces voix nous ont prodigué des encouragements et des consignes utiles. Dès le 18 juin 1940, au moment le plus sombre de notre existence, une voix que nous avons appris à vénérer, nous apportait ce prophétique message d'espérance : « La France a perdu une bataille. Elle n'a pas perdu la guerre. »

Et le 20 août 1944, en pleine insurrection, c'est encore la voix de la radio libre, diffusée de Paris même par Guignebert et sa courageuse équipe, qui faisait connaître au monde stupéfait la libération de la capitale.

Soyons fiers de ce merveilleux instrument de la technique qui, employé à bon escient, s'est retourné contre ceux-là même qui ont voulu l'asservir à leur colossale entreprise d'oppression, de ravage et de rapine.

LES renseignements que nous possédions sur les nouveaux développements de la technique tant à l'étranger qu'en France même, étaient quasi-inexistants. La libération a mis fin à cet état de choses.

Sur notre bureau s'accumulent les plus récentes publications anglaises et américaines. En particulier, des collections 1940-45 de « Wireless World » nous ont été procurées grâce à l'obligeance de notre ami Hugh-S. Pocock, qui dirige cette belle revue fondée en 1911.

(Suite au verso).

Il y a là une abondance de nouveautés qui serait encore plus impressionnante si, pour des raisons bien compréhensibles, la censure n'imposait un « black-out » pour un grand nombre d'applications militaires.

Mais déjà ce qui peut être révélé suffirait pour remplir des centaines de pages. Faire le point des progrès accomplis, présenter aux techniciens français une vue synthétique de la radio en son état actuel, tel est le rôle que doivent jouer les Cahiers de TOUTE LA RADIO.

Dans cette série de monographies, nous passerons successivement en revue les divers domaines de l'Electronique de manière à reconstituer le panorama de la radioélectricité nouvelle éclosée des recherches des récentes années.

MAIS auparavant, jetons un coup d'œil d'ensemble sur les principales branches de cette nouvelle radio.

Incontestablement, c'est la technique des HYPERFREQUENCES, c'est-à-dire des ondes d'une longueur inférieure à un mètre, qui a connu les progrès les plus remarquables. Certes, on savait naguère engendrer des ondes décimétriques et centimétriques, mais le rendement énergétique et la puissance des oscillateurs interdisaient l'application de telles ondes sur une large échelle.

De nos jours, la création de tubes et de montages appropriés permet d'utiliser les hyperfréquences dans un grand nombre d'appareils servant à la guerre : liaisons terrestres (notamment entre les tanks), avec et entre les avions, télécommande des armés robots, radars, altimètres, etc... Demain ces mêmes fréquences permettront d'envisager l'implantation des réseaux de télévision à haute définition.

Pour qu'un pareil développement des hyperfréquences devint possible, il a fallu étudier toute une série d'ISOLANTS nouveaux, car ceux qui convenaient aux courants H.F. ordinaires, offrent des pertes trop élevées aux fréquences dépassant 300 MHz.

De plus, le transfert des courants des hyperfréquences pose tout un ensemble de problèmes qui ont dû recevoir des solutions inédites, notamment sous la forme des GUIDES D'ONDES.

Par ailleurs, la MODULATION DE FREQUENCE, où l'on fait varier à la cadence du courant modulant non plus l'amplitude, mais la fréquence de l'onde porteuse, a donné lieu, en plus de la radiophonie, à une multitude d'applications variées. Chose curieuse, la plupart de ces applications requièrent l'emploi d'un oscilloscope cathodique. Tel est le cas des « récepteurs panoramiques » qui visualisent sur l'écran fluorescent du tube l'image des émissions ayant lieu dans une bande donnée de fréquences. C'est encore le cas des appareils servant au relevé des courbes de réponse de divers circuits H. F. et B. F.

Des détecteurs d'obstacles, des procédés de radiogoniométrie, de balisage, de pilotage automatique ont pu également être élaborés en combinant le principe de la modulation de fréquence avec l'emploi du tube cathodique.

LE Radar, ce mystérieux dispositif permettant la détection des avions avec lecture exacte de leur distance, azimut et ascension directe, cette grande nouveauté qui a mis en échec les violents assauts de la Luftwaffe, existait, dans son principe, dès 1925. C'est, en effet, à cette époque que

G. Breit et M. A. Tuve, reprenant les expériences de E. Appleton, ont cherché à mesurer la hauteur de l'ionosphère par la réflexion des ondes électromagnétiques.

Ils mesuraient le temps de l'aller et du retour des impulsions d'ondes entretenues d'une durée de 1 milliseconde. Cette méthode a été par la suite perfectionnée par une équipe de physiciens du National Physical Laboratory dirigés par Watson Watt. Mais, cette fois-ci, à la recherche désintéressée s'est substitué un objectif pratique d'une importance capitale : détermination du site exact des avions.

Des impulsions extrêmement courtes, de l'ordre de microseconde, réfléchies contre un avion, étaient reçues par des postes ultra-sensibles. Superposées à l'onde directe, elles faisaient apparaître sur l'écran d'un tube cathodique équipé d'une base de temps synchronisée, des traits doubles dont l'écart mesurait la distance de l'avion.

L'échelle de mesure était, à son tour, créée sur l'écran fluorescent à l'aide des impulsions à succession rapide synchronisées avec les signaux directs. C'est ce que l'on appelle une « échelle électronique ». Enfin, des dispositifs manuels ou automatiques permettaient, en variant la direction du faisceau des ondes, de déterminer avec précision la direction de l'avion.

Notons qu'un dispositif analogue, servant de détecteur d'icebergs et de navires, était, dès 1936, installé à bord du « Normandie ». C'est dire la part de la technique française dans la création du Radar.

En 1941, le Radar a permis à la flotte anglaise de détruire un grand nombre des unités italiennes lors de l'historique bataille de Matapan qui s'est déroulée dans une obscurité totale. De même, l'année dernière, le « Scharnhorst », dont les Allemands étaient si fiers, a été coulé sous les coups de canons anglais dont le tir, en dépit de la très grande distance interdisant toute visibilité directe, a été guidé avec la plus grande précision par des Radar perfectionnés.

La TECHNIQUE DES IMPULSIONS, née avec le Radar, s'est avérée très fertile en applications de tous ordres. La modulation par impulsions, les lampes à impulsions, la télégraphie par impulsions, voilà quelques-uns des aspects de cette nouvelle branche de la radio.

ENFIN, la TELEVISION a eu le temps de mûrir à l'ombre des laboratoires. Elle en sortira en pleine possession de ses moyens.

Si les chercheurs étrangers semblent s'être plus spécialement préoccupés des questions de la couleur et du relief, c'est en France que le problème de la qualité a reçu ses solutions définitives. Les transmissions sur 1.000 lignes (qualité identique à celle du cinéma), la prise des vues dans les conditions d'éclairage les plus médiocres, la projection sur grand écran, cent autres difficultés du même ordre ont été vaincues grâce aux travaux de Barthélémy, de David, de France et d'autres ingénieurs.

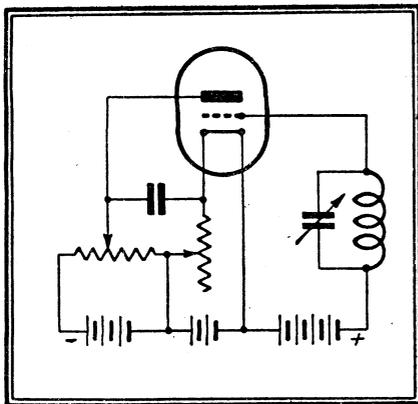
Ce rapide et très incomplet aperçu permet de prendre la mesure des importants progrès qu'il nous faut étudier de près dans ces pages. Loin d'épuiser le sujet, ce premier cahier ne permettra d'aborder que quelques-uns des problèmes particuliers se rapportant principalement au domaine de la réception. D'autres cahiers de cette collection permettront de passer en revue les divers nouveaux aspects de la radio d'après-guerre.

E. A.

LES HYPERFRÉQUENCES

Ondes décimétriques et centimétriques

L'histoire de la radioélectricité nous montre qu'après les premières expériences de Hertz sur des longueurs d'onde de l'ordre de 1 à 2 mètres, on s'est orienté vers les ondes de plus en plus longues, pour atteindre jusqu'à 24.000 mètres ($f = 12,5$ kc/s). Puis, les ondes courtes ont fait leur apparition, timidement au



Oscillateur pour hyperfréquences utilisant une lampe à grille positive.

début, pour ensuite envahir peu à peu la plupart des liaisons à grandes distances; les stations à ondes longues ne disparaissant pas complètement, d'ailleurs, car, elles seules permettaient un trafic sûr les jours de fortes perturbations sur ondes courtes.

Quelques années avant la guerre, la technique des ondes très courtes se développait et la perspective de l'avènement prochain de la télévision faisait progresser la technique des ondes métriques. Toutefois, certains chercheurs, s'orientant vers des ondes décimétriques et voulant atteindre les ondes centimétriques, mettaient au point des techniques nouvelles: c'est ainsi que l'on vit apparaître les *magnétrons* et, peu de mois avant guerre, les *rhumbatrons*, qui permettaient de travailler à des longueurs d'onde d'environ 10 centimètres. Ces derniers appareils ont permis, il y a peu de temps, d'établir des liaisons avec changement de fréquence à des distances de l'ordre de 300 km.

Afin de permettre au lecteur de bien situer la question des ondes ultra-

courtes, ou, comme on les appelle actuellement, les *hyperfréquences*, nous allons examiner successivement les lampes et systèmes émetteurs, les circuits et la propagation.

Les lampes en ondes très courtes

Lorsque la fréquence de travail d'une lampe augmente, les capacités inter-électrodes prennent une importance croissante; il en est de même de la self-induction des électrodes. Il en résulte qu'entre les éléments extérieurs et les électrodes, on trouve un système complexe de self-inductions et de capacités, qui a pour effet de compromettre les relations de phase correctes.

L'adaptation de la charge est rendue elle-même impossible, car une partie de celle-ci étant dans la lampe même, on n'a plus aucun moyen d'action sur elle. Si l'on utilise des pentodes, les écrans et les grilles d'arrêt ne sont plus à des tensions haute fréquence nulles.

Pour réduire ces inconvénients, on a cherché à réduire les dimensions des électrodes et de leurs liaisons, mais cette opération a pour effet de réduire la puissance; or, les rendements étant déjà mauvais, les puissances disponibles diminuent très vite lorsque la fréquence augmente.

Un autre inconvénient qui limite l'accroissement de la fréquence, c'est le temps de transit des électrons: au cours du temps que les électrons mettent pour

Quelles ont été les nouvelles applications des ondes très courtes? A-t-on créé de nouveaux procédés d'émission ou de réception? A-t-on découvert des phénomènes de propagation dans le domaine des hyperfréquences?... Voilà une série de questions que l'on peut se poser au moment où l'on parle beaucoup des possibilités nouvelles des ondes décimétriques et centimétriques. Afin d'y répondre, notre collaborateur a résumé dans l'article ci-dessous les progrès de ces dernières années et nous expose les tendances nouvelles de la technique.

franchir les intervalles interélectrodes, des tensions appliquées varient d'une quantité qui est d'autant moins négligeable que la fréquence est plus élevée.

Il a donc fallu chercher dans une voie différente la solution du problème des ondes très courtes. Actuellement, on peut les produire par trois procédés différents:

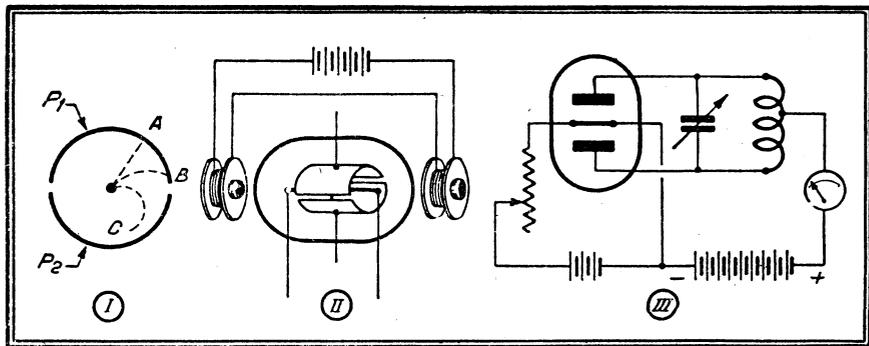
- Les lampes à grille positive,
- Les magnétrons.
- Les tubes à modulation de vitesse.

Nous allons rapidement indiquer ce que sont ces procédés et leurs avantages.

a) Lampes à grille positive:

C'est le plus ancien procédé, qui n'est plus employé actuellement à l'émission, mais qui présente l'intérêt historique d'avoir permis l'exploration du domaine des ondes très courtes.

Le montage est le suivant: une lampe à filament de tungstène a sa grille portée à une tension positive (+200 volts) et sa plaque à une tension négative (-40 volts). Si l'on branche un circuit entre grille et plaque, on obtient des oscillations qui dépendent du circuit lorsque celui-ci produit des ondes de 50 cm. et au-dessus et qui dépendent



Le MAGNETRON. — I. Trajets des électrons en l'absence du champ magnétique en A; dévié par un champ magnétique en B; trajet devenant circulaire en C. — II. Vue d'un magnétron avec électro-aimants créant le champ nécessaire. — III. Montage d'un magnétron en oscillateur.

surtout de la lampe lorsqu'elle oscille vers 15 ou 20 cm. La puissance fournie sur $\lambda = 15$ cm. est de l'ordre du dixième de watt et le rendement est de l'ordre de 1 pour 100.

Ce procédé ayant perdu beaucoup de son intérêt, il est inutile d'entrer dans les détails de fonctionnement et les montages expérimentaux.

b) Magnétrons :

Le magnétron primitif se compose d'une anode cylindrique et d'un filament placé suivant l'axe du cylindre; l'ensemble est placé dans une ampoule à vide et un champ magnétique réglable a ses lignes de force parallèles à l'axe du cylindre. En l'absence de champ magnétique, tous les électrons atteignent l'anode; si l'on augmente le champ magnétique, les trajets des électrons s'incurvent de plus en plus et pour une certaine valeur du champ n'atteignent plus l'anode, leur trajet devient circulaire et il se crée un régime d'oscillation des électrons. Si l'on place un circuit oscillant entre la plaque et la cathode, on peut obtenir des ondes décimétriques et même centimétriques.

Un perfectionnement important a été apporté en fendant l'anode suivant deux génératrices opposées et en plaçant le circuit entre les deux demi-cylindres; on a pu, par ce procédé, atteindre des fréquences encore plus élevées. Enfin, en faisant quatre fentes, on a pu atteindre des longueurs d'onde de quelques millimètres.

Récemment, on a pu monter un magnétron en fendant son anode en 10, 12 et même 16 segments connectés alternativement aux deux extrémités, cet ensemble de segments constituant lui-même le circuit oscillant. En régime continu, on atteint quelques dizaines de watts pour des ondes voisines de 10 cm., mais, en appliquant un régime d'impulsions pouvant atteindre quelques milliers de volts, on peut obtenir des kilowatts de crête, avec un rendement de l'ordre de 50 0/0.

c) Tubes à modulation de vitesse :

Dans ce procédé d'émission, on cherche à exciter un circuit oscillant en faisant passer dans une partie de celui-ci, où règne un champ électrique, un faisceau d'électrons, dont l'intensité est variable.

La variation d'intensité s'effectue à une fréquence qui est précisément la fréquence de résonance du circuit. Dans la réalisation pratique, on aura un faisceau d'électrons issu d'une cathode qui traversera d'abord un premier circuit; puis, un peu plus loin, un second circuit; ces deux circuits sont couplés, et le système oscille de lui-même. On peut rapprocher ce système de celui d'un oscillateur classique, qui comporte un circuit sur sa grille et un circuit sur sa plaque, les deux circuits étant couplés entre eux.

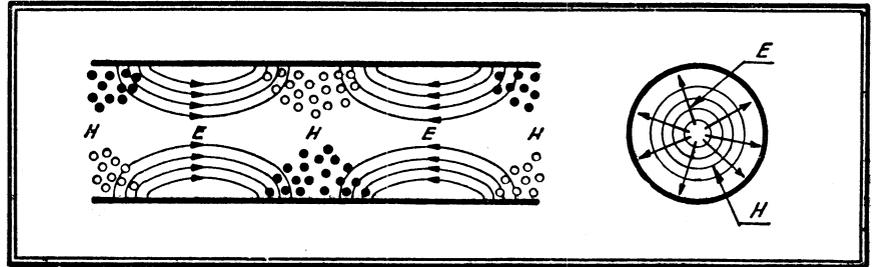
Les circuits qui sont branchés sur le trajet du faisceau électronique ont en

général la forme d'un tore avec, dans la partie centrale, deux grilles pour le passage du faisceau; ces circuits, de forme un peu spéciale, portent le nom de *rhum-batrons*. L'ensemble du générateur à modulation de vitesse s'appelle parfois un *klystron*.

Avec ces tubes spéciaux, on a pu obtenir des puissances de l'ordre d'une centaine de watts, sur des longueurs d'onde

qui est de la plus haute importance dans le domaine des hyperfréquences.

Pour faire rayonner les hyperfréquences dans l'espace, on peut utiliser les systèmes d'antennes classiques; mais, comme on emploie presque toujours des émissions dirigées, il est préférable d'employer des aériens directifs. Une solution particulièrement heureuse a été mise au point récemment : il s'agit



Coupes longitudinale et transversale d'un guide d'ondes. Les lignes de champ électrique E et magnétique H changent de sens alternativement.

de l'ordre de 10 centimètres. Non seulement les tubes à modulation de vitesse peuvent être utilisés comme oscillateurs, mais on peut encore les employer comme amplificateurs ou comme changeurs de fréquence. Il semble, dans l'état actuel de la technique, que c'est dans les tubes à modulation de vitesse que réside l'avenir des ondes ultra-courtes.

Transmission des hyperfréquences

Guides d'ondes et cornets

Les ondes ultra-courtes de l'ordre du décimètre ou, comme on les appelle actuellement, les hyperfréquences, peuvent être transmises comme les fréquences classiques, soit par bifilaire, soit par un câble coaxial. Toutefois, l'amortissement croissant assez rapidement avec la fréquence, il est difficile d'établir une liaison un peu longue, car, les puissances émises étant déjà très faibles, on ne récolterait qu'une faible partie de l'énergie au bout d'un coaxial de quelques dizaines de mètres de longueur.

Une solution particulièrement élégante a été mise au point il y a quelques années, et se développe rapidement en ce moment : il s'agit des *guides d'ondes*. Ce sont de simples tuyaux dans lesquels circulent les ondes électromagnétiques, qui s'y propagent un peu à la manière d'un gaz à l'intérieur d'une conduite, la paroi du tuyau limitant simplement la zone où s'effectue la propagation.

L'avantage de ces guides d'ondes, c'est leur très faible amortissement. La propagation des ondes électro-magnétiques s'y effectue de différentes façons : suivant que l'onde électro-magnétique a le vecteur électrique ou le vecteur magnétique dans le sens de la propagation, on dit que l'on a une onde E ou une onde H. La théorie de ces guides d'ondes est assez complexe, mais nous aurons l'occasion de revenir sur ce sujet,

de l'emploi des *cornets*; ce sont des cavités analogues à des pavillons de diffuseurs, que l'on place à la sortie d'un guide d'onde et qui possèdent une grande directivité.

Propagation des hyperfréquences

Les hyperfréquences étant des ondes ultra-courtes, leur propagation est voisine de celle des faisceaux lumineux, c'est dire qu'elles se propagent sensiblement en ligne droite.

On a pu, toutefois, observer des grandes portées, parce qu'il est aisé, dans ces fréquences, de concentrer toute l'énergie dans un faisceau de faible ouverture. C'est ainsi que l'on a pu atteindre, sur 10 cm., des portées de l'ordre d'une centaine de kilomètres.

Applications

Les hyperfréquences permettent de loger dans une faible bande de longueurs d'onde un grand nombre de transmissions; elles sont particulièrement intéressantes pour la téléphonie en modulation de fréquence, pour la télévision et pour les systèmes de détection électromagnétique.

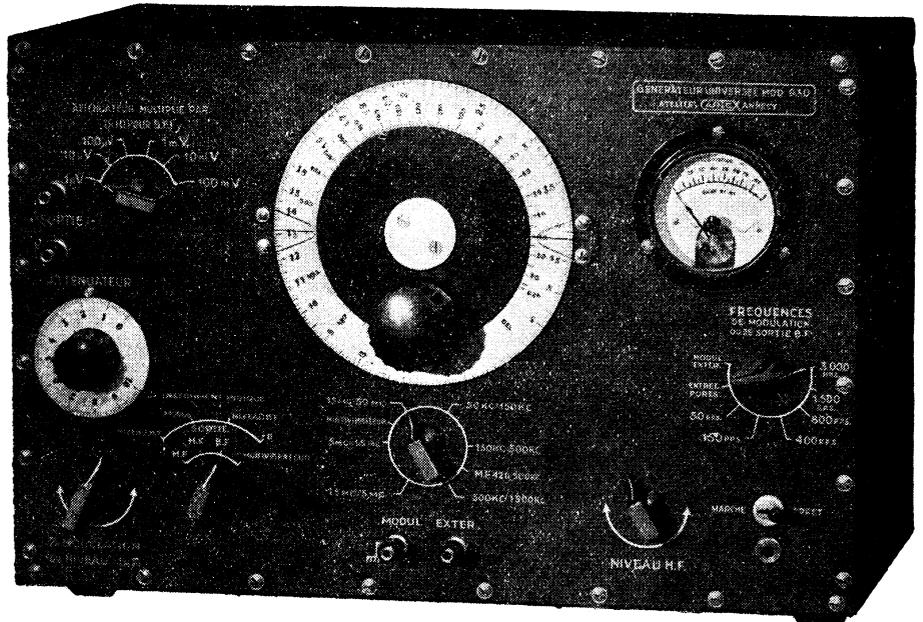
Par ailleurs, les physiciens sont extrêmement intéressés par ce domaine, qui joint les fréquences classiques aux rayons infra-rouges. En particulier, l'étude des spectres d'émission et d'absorption sont encore inconnus dans ce domaine, et on peut prévoir que les composés chimiques ayant un dipôle électrique présenteront pour ces fréquences des variations caractéristiques de leurs propriétés électriques. Aussi peut-on dire que les hyperfréquences permettront, dans l'avenir, de mettre au point de nouvelles méthodes d'études des structures moléculaires.

A. de GOUVENAIN,
Ingénieur Radio E.S.E.



QU'EST-CE QUE L'ANALYSE DYNAMIQUE

OU « SIGNAL TRACING »



Un générateur universel pour analyse dynamique (cliché CARTEX).

Vers la fin de 1939, à grand renfort de superlatifs, nos confrères d'outre-Atlantique ont présenté une nouvelle méthode de dépannage baptisée « signal tracing ». En fait, il s'agissait de plusieurs procédés de diagnostic ayant des caractères communs et nécessitant l'emploi d'analyseurs spéciaux dont le principe était discrètement passé sous silence.

Les années ayant passé, la méthode a pu se décanter. Aussi l'étude qui en est faite ci-dessous en expose les aspects essentiels et montre qu'il est possible de l'appliquer sans avoir recours à un appareillage inédit.

La méthode statique

Précisons, pour commencer, que les méthodes d'investigation que nous allons examiner ici concernent aussi bien le dépannage que la mise au point des appareils radio (récepteurs ou amplificateurs). Dans un cas comme dans l'autre, il s'agit de rechercher des défauts de fonctionnement.

Jusqu'à présent, les procédés mis en œuvre à cet effet relevaient de la catégorie des *mesures statiques*.

Muni d'un contrôleur universel, le technicien vérifiait diverses tensions (anodiques, de polarisation, de chauffage), parfois certains courants (notamment la consommation du secteur, qui procure des indications précieuses). Un examen plus détaillé impliquait quelquefois la mesure de résistances et de capacités, ainsi que la vérification des tubes au lampemètre.

Une tension paraissait-elle incorrecte ? Et le technicien, tel un chien de chasse, flairant le gibier, se lançait sur la piste de la panne. De mesure en déduction et de déduction en mesure, il la traquait, la cernait de plus en plus étroitement, jusqu'à l'instant où elle se révélait dans toute sa nudité.

Cette méthode est excellente et rapide quand il s'agit d'un défaut franc, brutal. Si le récepteur est muet, s'il est affligé d'une forte distorsion, si sa sélectivité est

très faible, le diagnostic est posé avec facilité.

Mais quand il s'agit d'un défaut plus « nuancé », la méthode statique s'avère souvent impuissante. Un léger manque de sensibilité, une déformation peu prononcée, une sélectivité qui, sans être mauvaise, n'est pas tout à fait satisfaisante, ne sont pas forcément accompagnés d'un déséquilibre des tensions, ni dus à des valeurs incorrectes des éléments du récepteur.

La méthode statique nous dit *dans quelles conditions* opèrent les divers éléments d'un ensemble. Elle ne nous renseigne pas sur la façon dont ils s'acquittent de leur tâche.

La méthode dynamique

A l'opposé de l'ancienne méthode, la nouvelle, connue sous le nom de « signal tracing », et que nous croyons pouvoir baptiser *analyse dynamique*, permet d'examiner la façon réelle dont chaque étage, chaque organe d'un récepteur s'acquitte de ses fonctions.

Les fonctions d'un étage amplificateur M. F., par exemple, consistent à amplifier des tensions dans un certain intervalle de fréquences à l'exclusion de toutes les autres. L'analyse dynamique permet de mesurer cette amplification et de chiffrer l'atténuation subie par les fréquences plus ou moins écartées de la

bande de fréquences devant être amplifiées.

Si, au même étage M. F., on applique les procédés statiques, on apprend les valeurs des tensions appliquées aux différentes électrodes du tube dont il est équipé; en outre, on mesure peut-être les résistances des enroulements du transformateur M. F.

L'exemple ci-dessous met en évidence la profonde différence entre les deux méthodes. Les mesures statiques nous permettent de constater si les conditions de bon fonctionnement sont assurées. Mais, seules, les mesures dynamiques nous disent si le fonctionnement est effectivement bon.

Mieux encore, elles nous permettent de renoncer aux termes plus ou moins vagues tels que « forte amplification », « excellente sélectivité », « fidélité moyenne », etc... L'analyse dynamique permet d'exprimer par des nombres précis les différentes caractéristiques des étages particuliers, ainsi que de leur ensemble formant l'appareil.

Nous sommes donc en présence d'une méthode incomparablement plus efficace, plus précise et autrement riche en renseignements procurés que l'ancienne méthode statique.

Une véritable comptabilité

Pour mesurer le rendement d'une entreprise commerciale, un comptable porte dans ses registres les « entrées » et les « sorties » des sommes effectuées ou prévues. Le technicien procédant à l'analyse dynamique se livre essentiellement aux mêmes opérations.

Il évalue les *tensions des signaux* appropriés qu'il injecte aux « entrées » de divers organes et mesure les tensions ou les puissances apparaissant à leur sortie. De cette manière, il se rend exactement compte des transformations

que l'organe examiné fait subir à la tension injectée.

En fait, quel est le rôle de tout récepteur ou amplificateur ? Il reçoit à l'entrée une tension émanant d'une antenne ou bien d'un microphone ou d'un pick-up. A la sortie, il doit procurer une certaine puissance à un haut-parleur. En général, nous ignorons les valeurs exactes de la tension d'entrée et de la puissance de sortie.

Pour nous livrer à nos petits exercices de comptabilité, il faut pouvoir

un simple *voltmètre pour alternatif*, qui fait partie de tout contrôleur universel digne de ce nom. En effet, si l'on connaît l'impédance Z du haut-parleur sur lequel débite l'appareil examiné, il est facile de trouver la valeur de la tension efficace E qui y dissipe la puissance désirée W ou bien de trouver cette puissance en mesurant la tension. Les formules qui relient ces trois grandeurs sont :

$$W = E^2/Z \text{ et } E = \sqrt{WZ}$$

Ainsi, par exemple, si nous avons une

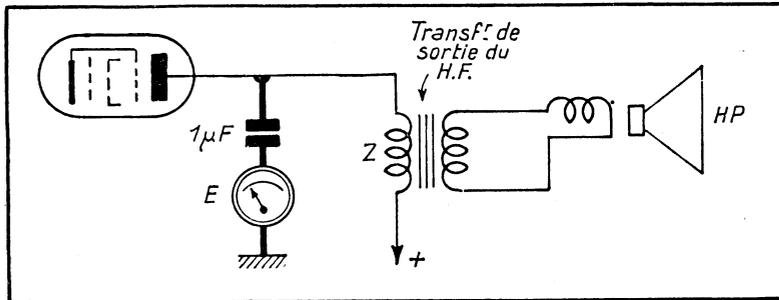


Fig. 1. — Mode de connexion du voltmètre E utilisé en wattmètre de sortie.

mesurer et la tension appliquée à l'entrée et la puissance obtenue à la sortie.

Appareillage nécessaire

En tout et pour tout, nous aurons besoin de deux appareils. Le premier servira à procurer des tensions d'entrée bien déterminées. Nous entendons par là que l'on doit en connaître la fréquence, l'amplitude et la forme; et, s'il s'agit de tension H. F. modulées, il faut également connaître la fréquence de la B. F. et le taux de modulation. De plus, on doit pouvoir varier ces diverses caractéristiques dans toute l'étendue nécessaire.

Un bon *générateur H. F. modulé* fera notre affaire. Il doit couvrir sans trou toute la gamme allant de 50 kHz à 50 MHz, avoir un atténuateur étalonné permettant de régler la tension de sortie entre quelques microvolts et 1 volt, permettre le choix entre plusieurs valeurs de la B. F. modulatrice et être pourvu d'un réglage du taux de modulation.

On trouve actuellement des générateurs étalonnés à des prix raisonnables et offrant toutes les qualités requises. Une simple hétérodyne modulée de service ne saurait en faire l'office, puisque l'on ignore la valeur de ses tensions de sortie. On peut s'en contenter à la rigueur, mais, au lieu de mesures absolues, on ne pourra procéder qu'à des mesures relatives.

A la sortie, on aura à mesurer des puissances. En principe, il faudrait donc utiliser un wattmètre. C'est un appareil très utile, mais on le trouve rarement dans les ateliers et les laboratoires. Aussi utiliserons-nous à sa place

penthode de sortie, l'impédance du primaire du transformateur du haut-parleur est généralement de 7.000 Ω . Pour que la puissance modulée de sortie soit de 50 mW (valeur standard adoptée par définition pour un grand nombre de mesures), il faut que la tension alternative développée sur une telle impédance soit de 18,6 volts.

Ainsi, en substituant à la mesure des puissances celle des tensions alternatives, pouvons-nous limiter tout l'outillage que nécessite l'analyse dynamique à deux appareils seulement : le générateur H. F. étalonné et le contrôleur universel.

Opération fondamentale :

Mesure de la sensibilité

Quelle que soit l'investigation à laquelle on ait à procéder, l'opération se réduit pratiquement à la mesure des sensibilités en un ou en plusieurs points du montage examiné.

Entendons-nous tout d'abord sur le sens exact qu'il convient d'attribuer au terme de sensibilité.

On appelle *sensibilité en un point donné*, la tension du signal qu'il faut y injecter pour obtenir à la sortie une puissance modulée de 50 mW.

Conformément à cette définition, on procède de la manière suivante : Le contrôleur universel monté en voltmètre alternatif est branché en dérivation sur le primaire du transformateur de sortie à travers un condensateur de 1 μ F, qui ne laisse passer que la composante alternative (fig. 1).

Pour relever, par exemple, la sensibilité de l'étage de sortie, nous appli-

quons à la grille de la lampe finale un signal B. F. émanant du générateur. A l'aide de l'atténuateur, nous en donnons la tension de manière à lire sur le contrôleur la tension de sortie qui correspond à la puissance de 50 mW. La valeur du signal injecté exprime alors la sensibilité sur la grille de la dernière lampe.

Lorsqu'il s'agit des étages M.F. et H.F., le signal injecté sera, évidemment, de la fréquence correspondante. En outre, en vertu de conventions universellement adoptées, il doit être *modulé au taux de 30 0/0 par une tension de 400 p/s.*

Ainsi, pour relever la sensibilité sur la grille de l'amplificatrice M.F. d'un super de construction française du type récent, y injecterons-nous un signal de 472 kHz, modulé à 30 0/0 par 400 p/s.

Puis, en réglant l'atténuateur du générateur, nous parvenons à obtenir sur le contrôleur une tension correspondant à la puissance de sortie de 50 mW. Si, à ce moment, la tension du signal émanant du générateur est, par exemple, de 3 mV, ce nombre caractérise la sensibilité sur la grille M.F.

Les points de mesure

La figure 2 représente le schéma d'un superhétérodyne classique à 4 lampes. Sur ce schéma, les lettres A, B, C, D, E et F indiquent les points où il faut procéder à la mesure de la sensibilité.

On voit que — comme ceci est d'usage dans tous les procédés de dépannage — on remonte successivement les étages en partant du haut-parleur vers l'antenne. Examinons brièvement les mesures correspondantes. En même temps, nous donnerons, à titre indicatif, les valeurs des sensibilités relevées sur un récepteur de commerce équipé d'un matériel de bonne qualité (bobinages H.F. et M.F. à noyaux magnétiques réglables, lampes 6E8, 6K7, 6Q7 et 6F6).

● POINT A

Sensibilité de l'étage de sortie

On injecte un signal B.F. de 400 p/s. La sensibilité trouvée (toujours pour 50 mW de sortie) est 1,2 V.

● POINT B

Sensibilité sur la grille de la préamplificatrice B.F.

Là encore, on injecte un signal B.F. de 400 p/s. La sensibilité est de 30 mV.

● POINT C

Analyse de la détection

Ici, le problème se complique du fait que la nature des signaux n'est pas la même avant et après la détection. Avant la détection, on est en présence d'une H.F. modulée; après, on trouve de la B.F.

Pour analyser le fonctionnement de la détectrice, on est donc amené à effectuer deux mesures. Tout d'abord

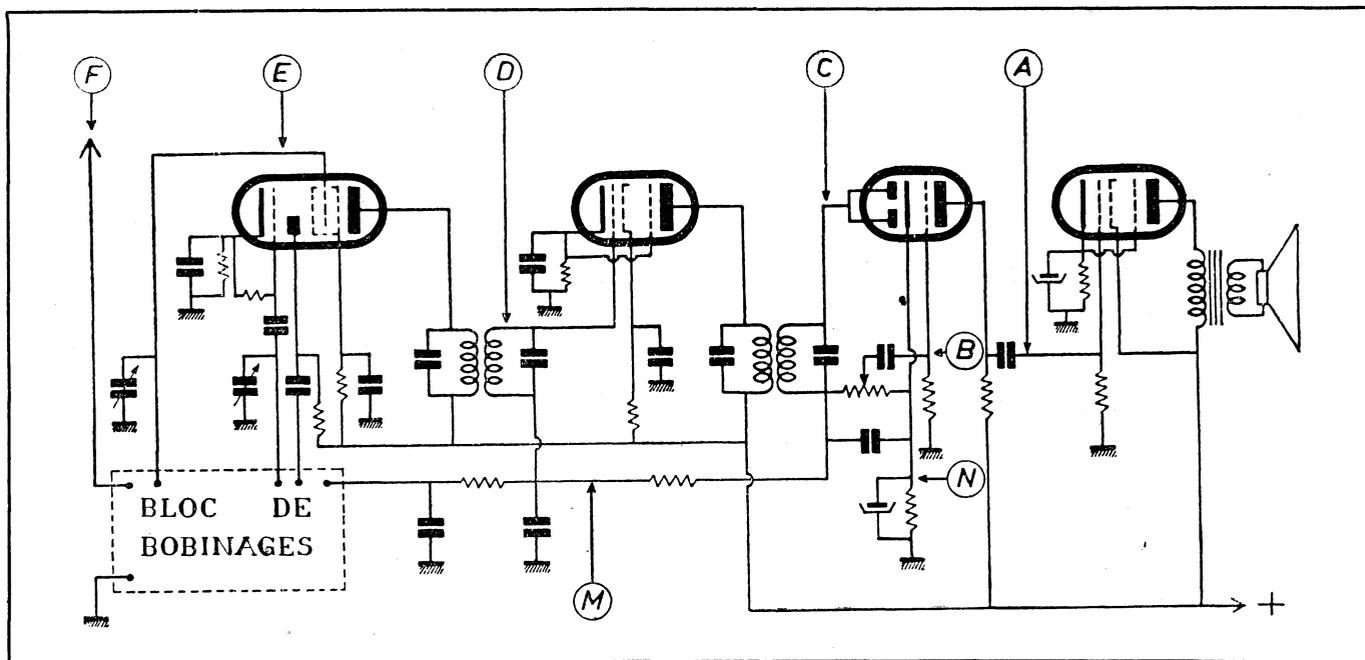


Fig. 2. — Schéma-type d'un récepteur avec indication des points de mesure.

on injecte au point C une tension E.F. de fréquence aussi basse que possible (50 p/s de préférence) et l'on mesure la sensibilité. Puis, par l'intermédiaire d'un condensateur de $2.000 \mu\text{F}$, on y injecte une tension de 1.000 kHz modulée à 65 0/0 par la même fréquence B.F. que précédemment, et l'on mesure la sensibilité H.F. Si l'on obtient alors un nombre qui est, à 10 0/0 près, égal au double de la première sensibilité mesurée, la détection s'effectue correctement.

(Nous avons choisi une fréquence de 1.000 kHz pour éliminer l'action des résonances possibles des circuits M.F.).

Sur le récepteur étudié, la sensibilité au point C a été, en B.F., de 36 mV. et en H.F. de 70 mV.

● POINT D

Sensibilité sur la grille M. F.

On injecte, à travers un condensateur de $2.000 \mu\text{F}$, un signal de 472 kHz modulé à 30 0/0 par 400 p/s. La sensibilité relevée a été de 3 mV.

● POINT E

Sensibilité M.F.

En appliquant au point E, à travers un condensateur de $2.000 \mu\text{F}$, une tension de 472 kHz modulée à 30 0/0 par 400 p/s, on mesure la sensibilité M.F. à la grille modulatrice de la première lampe. Pour que cette mesure soit exacte, il faut mettre le C.V. du récepteur sur la position du minimum de capacité, le commutateur étant sur P.O., de manière à éliminer l'action du circuit d'entrée. Pour le récepteur étudié, la sensibilité est égale à 30 μV .

● POINT E

Sensibilité H. F.

Si la changeuse de fréquence participe à l'amplification de la M.F., elle amplifie également la H.F. Aussi convient-il de mesurer la sensibilité H. F. au même point E. Pour éliminer l'action du circuit d'entrée, on doit la débrancher en enlevant la connexion au tétou de la changeuse de fréquence. Et, pour que la grille de modulation ne reste pas « en l'air », on intercale une résistance de 20.000 ohms entre la connexion enlevée du circuit d'entrée et la grille. Puis, à travers un condensateur de $10.000 \mu\text{F}$, on injecte dans la grille un signal H.F. modulé à 30 0/0 par 400 p/s. Bien entendu, le récepteur doit être accordé sur la fréquence du signal.

Il est nécessaire de procéder à cette mesure pour au moins une fréquence de chaque gamme du récepteur. C'est ainsi que sur le récepteur étudié on a mesuré :

En G. O., à 160 kHz, sensibilité de 40 μV .

En P. O., à 575 kHz, sensibilité de 42 μV .

En O. C., à 6. MHz, sensibilité de 50 μV .

● POINT F

Sensibilité standard

Pour mesurer la sensibilité à l'entrée du récepteur, il faut le placer dans les conditions mêmes d'utilisation. A cet effet, on substitue à l'antenne son équivalent électrique, constitué par le système d'impédances de la figure 3. On peut, d'ailleurs, se contenter plus simplement d'un condensateur de $200 \mu\text{F}$ en P.O. et G.O. et d'une résistance de 400 ohms en O. C.

A travers l'antenne fictive ainsi formée, on injecte un signal H.F., modulé à 30 0/0 par 400 p/s, et l'on accorde le récepteur sur sa fréquence. Là encore, il convient d'opérer la mesure pour une fréquence au moins de chaque gamme. Les résultats relevés sur le récepteur étudié sont :

En G. O., à 160 kHz, sensibilité de 29 μV .

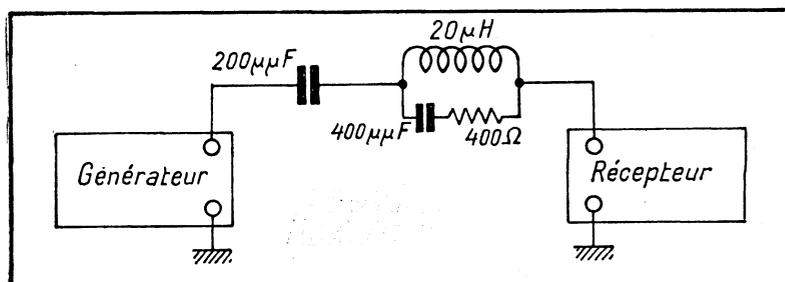


Fig. 3. — Mode d'injection des signaux à l'aide d'une antenne artificielle

En P. O., à 575 kHz, sensibilité de 11 μ V.

En O. C., à 6 MHz, sensibilité de 26 μ V.

Calcul du gain

Nous voici en possession de toute une série de nombres caractérisant la sensibilité aux différents points du récepteur. La confrontation de ces nombres avec ceux relevés sur un récepteur pris comme étalon, permet d'identifier aisément un étage défectueux.

Mais, si l'on veut faire parler les chiffres avec éloquence, il faut en tirer les valeurs du gain des divers étages. Car le rôle des étages d'un récepteur est d'amplifier et c'est en mesurant leur amplification réelle que l'on se rend compte le mieux de leur fonctionnement.

Or, qu'est-ce que le gain d'un étage ?

De toute évidence, c'est le rapport de sa tension de sortie à sa tension d'entrée. Mais, nous objectera-t-on, si nous avons bien mesuré les tensions d'entrée, nous n'avons pas mesuré celles de sortie. Voire !

La même puissance de sortie peut être obtenue en injectant 1,2 V en A ou 30 mV en B. Il en est ainsi du fait que l'étage préamplificateur B.F. procure un certain gain. Quand on applique 30 mV en B, il se forme une tension de 1,2 V en A (un voltmètre à lampes permettrait de la mesurer) et c'est cette tension qui détermine à la sortie une puissance de 50 mW.

Il en résulte que le gain de l'étage préamplificateur est égal à :

$$\frac{\text{sensibilité en A}}{\text{sensibilité en B}} = \frac{1,2}{0,03} = 40 \text{ fois}$$

D'une manière générale, si nous mesurons les sensibilités aux points X et Y d'une chaîne de circuits, le gain de la partie comprise entre ces deux points est égal à :

$$\frac{\text{sensibilité en Y}}{\text{sensibilité en X}}$$

En reprenant les valeurs de sensibilité relevées, nous pouvons dès lors calculer les gains suivants :

Gains de l'étage M.F. = (sensibilité en C) : (sensibilité en D) = 70 : 3 = 23,3 fois.

Gain M.F. de la changeuse de fréquence = (sensibilité en D) : (sensibilité en E) = 3 mV : 30 μ V = 3.000 μ V : 30 μ V = 100 fois.

Gain du circuit d'entrée = (sensibilité H.F. en E) : (sensibilité standard en F) = 42 : 11 = 3,8 fois (à la fréquence de 575 kHz).

Ce dernier gain est dû à la surtension du circuit accordé d'antenne.

Connaissant les valeurs normales du gain qu'il est en droit d'escompter d'un étage donné, le service man décèle immédiatement toute défaillance.

Au cas où il ne dispose pas d'un véritable générateur, il se contentera des

indications relatives de ce que l'on appelle « atténuateur » dans une hétérodyne modulée. En les consignants dans un cahier ou en constituant un fichier pour des récepteurs de divers modèles, il s'y reportera pour pouvoir juger par comparaison du fonctionnement du récepteur examiné.

Autres mesures dynamiques

La mesure de sensibilités et, par conséquent du gain des divers étages, est la plus importante des opérations du *signal tracing*. Cependant, l'analyse dynamique complète d'un montage ne se borne pas à cette seule série de mesures.

Elle prévoit en effet le relevé de nombreuses courbes, à savoir :

1°) Courbe de réponse de l'amplificateur B.F. (On relève les sensibilités au point B pour diverses fréquences B.F. injectées et l'on trace la courbe sur une échelle logarithmique de fréquences).

2°) Courbe de sélectivité M.F. (On relève la sensibilité M.F. au point E pour diverses fréquences comprises entre 472 - 20 et 472 + 20 kHz pour une M.F. accordée sur 472 kHz).

3°) Courbe de musicalité de l'ensemble. (On relève les sensibilités standard au point F en modulant la H.F. avec diverses fréquences B.F.). Cette courbe, distincte de celle obtenue en 1°) pour l'am-

plicateur B.F. seul, met en évidence l'action exercée sur la reproduction des notes aiguës par la sélectivité des circuits H.F. et M.F.

4°) Courbe de l'antifading. (On injecte en F des tensions croissantes et l'on relève les tensions obtenues à la sortie).

5°) Courbes de sensibilité standard relevées pour diverses fréquences.

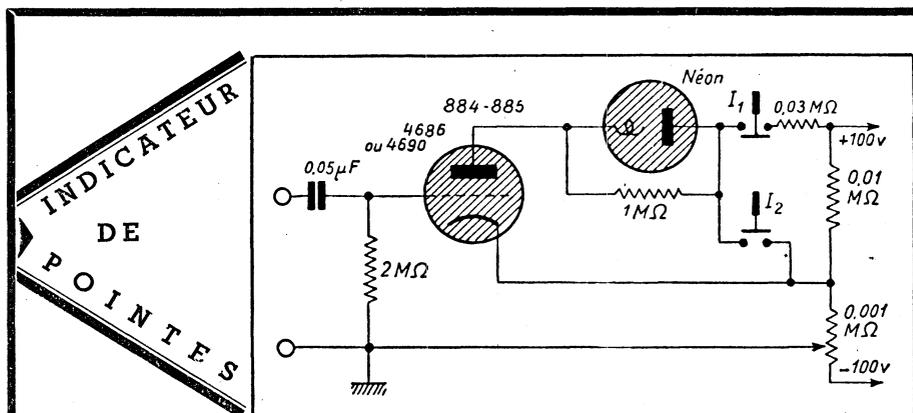
De plus, on peut mesurer la qualité de la présélection en relevant l'atténuation du brouillage M.F. et du deuxième battement. On peut, en tenant compte de l'intensité du souffle, mesurer la sensibilité utilisable et en relever les courbes pour différentes fréquences (1).

La place nous étant — elle aussi ! — mesurée, nous reviendrons ultérieurement sur ces diverses questions.

Ce qui précède permet d'entrevoir la puissance d'investigation de la méthode dynamique qui, seule, permet d'analyser à fond le fonctionnement d'un récepteur et d'en dresser un tableau précis.

E. AISBERG.

(1) La description de ces mesures sort du cadre de cette étude. On trouvera l'exposé complet de la méthode dans le volume « Méthode dynamique de dépannage et de mise au point », par E. Aisberg et A. et G. Nissen qui vient de paraître aux Editions Radio. Ce volume contient notamment des tableaux indiquant les gains moyens de divers étages.



Dans l'industrie, on a quelquefois besoin d'un indicateur de limites qui signale qu'une grandeur variable quelconque a dépassé une amplitude donnée, et qui conserve son indication, lorsque la variable a repris sa valeur normale. Un tel cas peut se présenter, par exemple, dans l'exploitation de la radiodiffusion, pour signaler une surmodulation et maintenir cette indication jusqu'à ce qu'elle soit effacée manuellement.

Ce résultat est obtenu avec le circuit simple figuré ci-dessus, et basé sur les propriétés de la triode à gaz (thyatron). On sait que, contrairement aux tubes à vide, les thyatrons n'ont que deux régimes qui correspondent l'un au gaz amorcé et l'autre au gaz non amorcé. Au moyen d'une polarisation fixe réglable, la cathode est portée à un potentiel tel que le tube reste désamorcé.

Il suffit, maintenant, d'une faible impulsion sur la grille, pour ioniser le gaz, ce qui rend conducteur l'espace cathode-anode. S'il n'y avait pas de résistance de protection dans le circuit plaque, le courant atteindrait plusieurs ampères, et le tube serait détruit. Pratiquement, il faut limiter le courant à environ

3 mA (pour les petits modèles), ce qui correspond à une résistance série de 30.000 Ω , pour une H.T. de 100 V.

Ce courant, une fois amorcé, est complètement indépendant de la polarisation de grille. Pour l'arrêter, il faut baisser ou supprimer momentanément la tension anodique, ce qui est obtenu par l'interrupteur I₁ ou I₂.

Pour signaler le passage du courant, il suffit de monter en série avec le thyatron une ampoule au néon qui s'allumera. Dans ce cas, il faut prendre soin de shunter le néon par une résistance de 1 M Ω , afin que l'amorçage du thyatron puisse se faire. Toutefois, il est possible de monter un relais pour une télécommande quelconque, un milliampèremètre ou un enregistreur.

La variation de la sensibilité est obtenue très simplement à l'aide de la polarisation ; le « démarrage » sera à 1/20 environ de la H.T., soit 5 V.

En alimentant le tout directement sur alternatif, on obtiendra un indicateur de pointes à auto-extinction, s'arrêtant dès que le signal sur la grille disparaît. — F. H.

En feuilletant les catalogues américains d'aucuns ont-ils remarqué un oscillateur B.F. à « push buttons » ? Cet appareil leur semble bien mystérieux : aucun bobinage employé, utilisation de la contre-réaction... Nous avons réalisé un appareil basé sur le même principe et nous proposons de l'examiner en détails.

GÉNÉRATEUR B.F. A POINTS FIXES SANS BOBINAGES

Circuit oscillant sans bobinage

Considérons le circuit en double T (fig. 1), circuit étudié par *General Radio* et par *Jensen*. Il comprend deux circuits en T, l'un constitué de deux résistances en série, le point milieu réuni à la masse

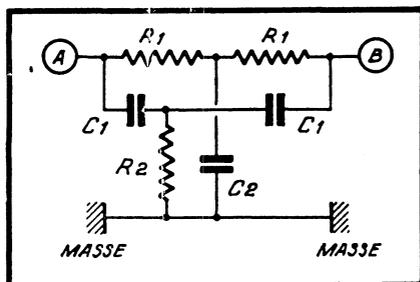


Fig. 1. — Circuit en double T qui s'avère être un filtre passe-bande.

par une capacité; l'autre par deux capacités en série, le point milieu réuni à la masse par une résistance.

Si nous appliquons au premier circuit (en débranchant le second) une f. e. m. alternative de fréquence continûment variable, à la sortie nous constaterons que les fréquences basses sont favorisées; puis, au fur et à mesure de l'accroissement des fréquences, elles passent plus

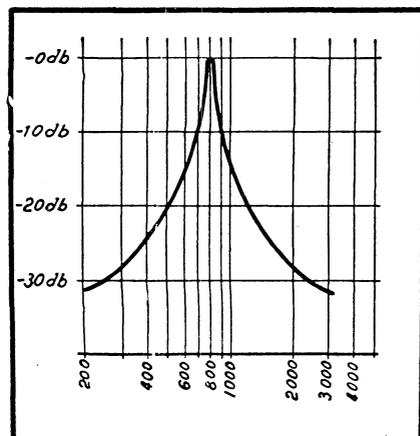


Fig. 2. — Courbe de transmission du circuit en double T.

difficilement et la courbe de réponse fléchit progressivement : c'est un circuit passe-bas. Si nous recommençons la même expérience avec le deuxième circuit en T, nous constatons, tout au contraire, que les fréquences élevées passent mieux. Cela est dû au fait que la capacitance des condensateurs en série diminue avec la fréquence : c'est un filtre passe-haut.

Si nous réunissons ensemble les deux T, nous avons un filtre passe-bande. Si les résistances R_1 sont égales et que $R_2 = R_1/2$, et d'autre part si $C_1 = 2C_2$, notre circuit passe-bande se comporte comme un circuit oscillant, et sa courbe de réponse est analogue à celle de la figure 2. La fréquence d'un tel circuit est donnée par la formule $F = 1/2\pi C_1 R_1$.

Amplificateur sélectif

Montons une triode (par exemple une 6C5) en amplificatrice à résistances (fig. 3). Nous pouvons intercaler entre l'entrée (A) et la sortie (B) un circuit résonnant série (fig. 4). Nous aurons réalisé un amplificateur sélectif dont la

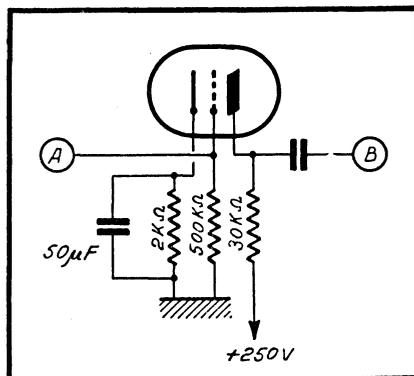


Fig. 3. — Amplificatrice à résistances.

courbe de réponse est très pointue. Le circuit résonnant série constitue un circuit à contre-réaction.

Nous pouvons remplacer ce circuit résonnant par le circuit à double T décrit ci-dessus. Nous avons relevé la courbe de réponse d'un amplificateur monté avec ce circuit (fig. 2). Comme on le voit, cette courbe est très pointue, beaucoup

plus qu'avec un bobinage à coefficient de surtension moyen. Pour avoir une telle courbe de réponse, il eût fallu disposer d'un bobinage de très haute qualité, dont le prix de revient pour les fréquences basses est élevé.

Oscillateur sans bobinage

A partir de cet amplificateur sélectif, nous pouvons réaliser un générateur; il nous suffira d'introduire de la réaction pour faire osciller cet ensemble. Cette réaction serait assurée en injectant, soit sur la grille, soit sur la cathode, une tension de phase convenable. Nous l'obtiendrions avec un transformateur de

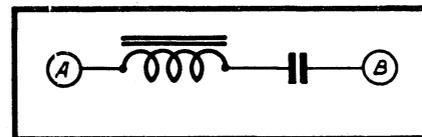


Fig. 4. — Circuit résonnant série.

couplage, mais notre but étant d'éliminer tout bobinage, nous avons porté nos recherches vers d'autres modes de réaction.

Si nous prenons une partie de la tension de sortie sur la plaque et que nous la réinjectons dans la grille, elle est en opposition de phase, nous faisons de la contre-réaction. Si nous la réinjectons dans la cathode, la tension est insuffisante. Aussi avons-nous adopté une solution assez simple : nous avons ajouté une lampe déphaseuse. Celle-ci, en même temps qu'elle amplifie légèrement — ce qui n'est pas nécessaire — rétablit la phase. Nous réalisons ainsi avec deux lampes, des résistances, des condensateurs, en un mot, avec le matériel courant de la radio, un oscillateur sans bobinage. D'autre part, en commutant les résistances et les capacités, on peut obtenir ainsi plusieurs fréquences fixes.

Avantages d'un tel générateur

La réalisation du générateur dont nous donnons la description ci-après est simple. Les fréquences sont obtenues rapidement et avec précision, par commutateur. La précision des fréquences est, d'ailleurs, meilleure qu'avec un oscillateur B. F. ordinaire à battements.

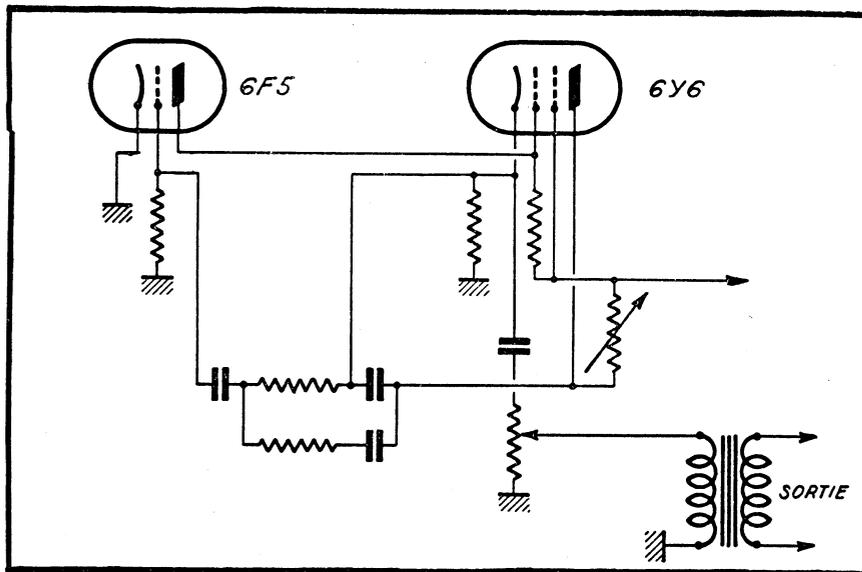


Fig. 5. — Schéma simplifié de l'oscillateur B.F. type 608A de « General Radio ».

La réalisation d'un oscillateur B. F. à battements est complexe et délicate : nécessité de bobinages H. F., grand nombre de lampes. Si l'on veut obtenir une précision assez grande, l'amplitude de sortie constante, la forme d'ondes sinusoïdale, c'est-à-dire un taux de distorsion très faible et, surtout, si l'on veut atteindre les fréquences musicales les plus faibles, il faut prendre de grandes précautions.

Il existe un autre type d'oscillateur à réaction employé fréquemment dans la technique téléphonique : oscillateur triode à transformateur de couplage. Seule, une firme en fabriquant en série peut se permettre une telle réalisation; ces appareils sont d'ailleurs à points fixes.

Nous pouvons concevoir des générateurs fonctionnant avec des tubes au néon, thyratrons, etc..., mais ces générateurs donnent une forme d'ondes assez éloignée de la sinusoïde et, partant, ont un fort pourcentage d'harmoniques.

En d'autres termes, notre générateur peut très bien soutenir la comparaison avec les meilleurs autres types de générateurs B. F.

Description du générateur

Revenons au principe de l'appareil. Tout d'abord, considérons notre amplificateur sélectif à contre-réaction avec circuit à double T. Comment le transformer en oscillateur? Simplement en injectant dans le circuit de grille une partie de l'énergie du circuit de plaque avec une phase convenable.

Comme nous l'avons dit précédemment, nous avons rejeté la solution du transformateur, solution assez délicate à réaliser et qui offre, entre autres défauts, celui d'être sensible à l'induction à 50 p/s si abondante dans tous les appareils alimentés sur le secteur. Il faut à tout prix éviter les bruits de fond. Nous rejetons tout de suite cette solution adoptée dans

les générateurs professionnels et qui exige des précautions spéciales. La réaction cathodique a aussi été rejetée comme ne nous donnant pas satisfaction. Comme notre objectif était une réalisation simple, nous avons adopté la réaction par lampe déphaseuse (fig. 6).

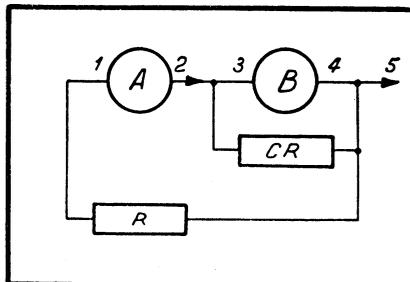


Fig. 6. — Circuits de réaction (R) et de contre-réaction (CR).

La réaction est obtenue en prenant une partie de l'énergie du circuit de plaque de la lampe B (point 5), dosée par un potentiomètre R, et en l'injectant à la lampe A dans son circuit de grille (point 1). La lampe A amplifie, mais ce n'est pas son rôle principal; celui-ci est de rétablir dans le circuit de grille de la lampe B la phase correcte : pour qu'elle oscille, il faut et il suffit que les phases soient les mêmes ou voisines. La lampe introduit une réaction aperiodique. Elle ne comporte aucun circuit oscillant, aucun bobinage; cet étage déphaseur utilise uniquement des résistances.

La lampe B est l'oscillatrice. Le circuit « CR » (circuit à double T en occurrence) est la contre-réaction accordée. En 5, nous obtenons des oscillations sinusoïdales dont la fréquence est déterminée par le circuit de contre-réaction « CR ».

En faisant varier simultanément les condensateurs du circuit à double T,

nous obtenons les différentes gammes; en faisant varier à la fois les résistances du circuit à double T, nous obtenons les divers points fixes dans chaque gamme. Il est évident que les rapports entre les capacités et les résistances doivent demeurer constants, si l'on veut obtenir des formes d'ondes sinusoïdales et conserver au circuit à double T ses propriétés.

Dans l'appareil que nous avons réalisé, nous utilisons des commutateurs à douze positions qui procurent douze fréquences par gamme. Un commutateur à trois positions fait le changement des capacités en donnant trois gammes. De la sorte, le générateur comporte au total $12 \times 3 = 36$ fréquences fixes.

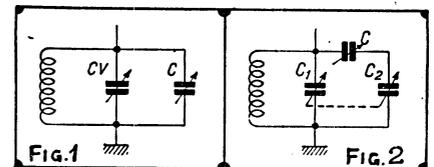
Dans une prochaine étude, nous donnerons une description détaillée de notre réalisation, le schéma complet et la marche à suivre pour réaliser l'appareil sans encombre.

Nous donnons, à titre documentaire, le schéma de principe de l'oscillateur à « push buttons » 608 A de *General Radio Co* (fig. 5). Il comporte une tétrode, la 6Y6 oscillatrice, et une lampe déphaseuse à forte résistance interne (la 6F5). L'accrochage est déterminé par la variation de la tension anodique de la 6Y6. La contre-réaction est réalisée par le circuit complexe connectant plaque et cathode. La f.e.m. de sortie est recueillie sur la cathode de la 6Y6 et transmise par un transformateur. Il est évident que ce schéma est tout théorique et ne donne pas tous les détails de réalisation de l'appareil.

Olivier LEBCEUF,
Ingénieur-Radio.

BAND SPREAD A ETALEMENT CONSTANT

On sait qu'en ondes courtes, pour obtenir un certain étalement de la bande, on monte, en parallèle sur le C.V. d'accord, un petit condensateur variable de 10 à 20 μ F qui agit comme vernier (fig. 1). L'inconvénient de ce montage réside dans l'action inégale de l'étalement; en effet, la capacité du vernier est faible devant celle du C.V. fermé, mais supérieure à sa résistante.



Le montage proposé (fig. 2) a pour objet de maintenir l'étalement constant pour toutes les fréquences de l'accord.

A cet effet, on utilise à la place du condensateur simple d'accord un modèle à 2 cases C_1 et C_2 . C_1 établit l'accord sur la bande et C_2 se trouve en série avec l'étalement C qui doit avoir ses deux armatures isolées.

Lorsque C_1 est ouvert, C_2 l'est aussi. La capacité en série avec l'étalement est faible et la variation totale sera faible elle aussi. Par contre, lorsque C_1 et C_2 sont fermés, l'action de C est renforcée du fait de la plus forte capacité en série.

Ce système, particulièrement intéressant pour les récepteurs de trafic, a le seul inconvénient de nécessiter un nombre double de sections sur le C.V. d'accord. — F.H.

Les récents progrès de la lampe de réception

Etat actuel de la technique industrielle

A présent, la technique paraît stabilisée — provisoirement, il va sans dire — à un stade constitué par sept principaux types de lampes qui, avec des caractéristiques voisines, sinon identiques, figurent dans les séries européennes et américaines.

1. VALVES DE REDRESSEMENT. — Il existe une gamme de valves permettant le redressement de courants jusqu'à 300 mA (continu) avec des tensions atteignant 700 V. Parmi ces valves, la plupart sont biplaques et travaillent sur les deux alternances (1815, 1817, 5Y3G, 5Y3GB, 25Z6, 5Z3, AZ1, CY2, EZ3, EZ4), quelques-unes sur une seule alternance (1562, 1832). Les récepteurs à lampe de sortie puissante à chauffage indirecte utilisent de préférence les valves à chauffage indirect (5Y3GB, 25Z6, CY2, EZ3, EZ4).

2. AMPLIFICATRICES DE TENSION. — La recherche d'une faible capacité grille-anode et d'une grande résistance intérieure orientent le choix vers les pentodes. Les types les plus récents (EF9, 6M7) sont caractérisés par une pente de 2 mA/V environ, une résistance intérieure supérieure à 1 mégohm, une capacité grille-anode inférieure à 0,08 μ F. L'amplification, qui peut être réglée par la polarisation de grille, arrive à dépasser la valeur de 100 par étage.

3. OSCILLATRICES-MODULATRICES. — Le superhétérodyne, inventé en France, a imposé l'emploi de lampes « changeuses de fréquence ». Ce rôle a d'abord été confié à la première tétrode, la bigrille, utilisée comme convertisseuse sur les postes à batteries. La technique du chauffage indirect a vu apparaître la séparation des deux fonctions, oscillatrice, d'une part, modulatrice de l'autre, avec accroissement de la pente de conversion et de la résistance intérieure. Le rôle de changeuse de fréquence a d'abord été confié aux heptodes et octodes (AK1, AK2, 2A7, 6A7), puis aux triodes-hexodes (ECH3, 6E8, 6TH8), devenues classiques. Avec leur résistance intérieure supérieure à 1 mégohm et leur pente de conversion de 0,6 mA/V, ces lampes conviennent jusqu'aux fréquences de 50 mégahertz environ.

4. DETECTRICES. — La sensibilité des diodes est augmentée par l'association, dans la même ampoule, d'une amplificatrice de tension (6H8, 6Q7, EBC3, EBF2) ou d'une lampe de puissance (EBL1). Elles sont parfois associées par deux (6H6, EB4). Ces détectrices fonctionnent correctement lorsque la tension du signal est comprise entre quelques volts et une centaine de volts. Elles sont montées en série avec une résistance de 8 mégohms environ.

5. AMPLIFICATRICES DE PUISSANCE. — La triode a cédé le pas aux tétrodes. Pratiquement, on utilise un tube de 10 W, donnant une puissance de sortie de 4 W. Par exemple, la tétrode 6V6G, ayant une pente de 4 mA/V et une puissance de sortie de 4,25 W avec 6 0/0 de distorsion; et les pentodes EBL1 et EL3N, ayant une pente de 9 mA/V, et une puissance de sortie de 4,4 W pour 10 0/0 de distorsion.

Des puissances supérieures sont obtenues par montage symétrique ou au moyen de lampes plus puissantes, telles que la penthode EL6, dont la pente est de 14 mA/V et la puissance de sortie de 8 W pour 10 0/0 de distorsion, et la tétrode 6L6, dont la pente est de 6 mA/V et la puissance de sortie de 6,5 W pour 10 0/0 de distorsion.

Que s'est-il passé depuis cinq ans dans le domaine de la lampe de réception ? C'est ce que l'auteur met en évidence, en partant de l'état actuel classique de la technique industrielle pour montrer les effets de la rationalisation des types de lampes, l'évolution des méthodes de fabrication, la tendance des caractéristiques nouvelles, et pour terminer enfin par un coup d'œil jeté sur les nouvelles lampes américaines.

6. INDICATEURS CATHODIQUES. — Il n'existe plus qu'un modèle d'indicateur, cathodique à double sensibilité (EM4, 6AF7G). Deux triodes de caractéristiques différentes, intégrées au tube, commandent les ailettes de déviation.

7. LAMPES MULTIPLES. — Outre les diodes complexes et la triode-hexode, les fabricants français ont mis au point des tubes multiples destinés aux récepteurs à petit nombre de lampes et à faible encombrement. Ils permettent d'établir des montages sensibles et puissants, qui évitent les défauts du « réflex ». Ainsi ont été réalisées une lampe groupant une penthode EF9 et une petite triode (ECF1) jouant le rôle de préamplificatrice BF et de déphaseuse; et une lampe groupant une penthode de sortie et une petite triode (X6).

Les tubes classiques actuels sont chauffés sous 6,3 V, mais les séries 4 V, « tous courants » et « batteries » (1,4 et 2 V) renferment évidemment des tubes analogues.

8. LAMPES SPECIALES. — Rappelons également trois catégories de lampes spéciales.

a) Lampes-glands fonctionnant en oscillatrice et amplificatrice jusqu'à $\lambda = 0,7$ m. La pente est de 2 mA/V pour la triode 955, de 1,4 mA/V pour la penthode 954.

b) Pentodes à grande pente pour amplificateurs à large bande passante (télévision). Ces tubes à bruit de fond réduit ont une pente de 9 mA/V et une résistance interne de 750.000 ohms (1851, R 219).

c) Octode pour ondes courtes (EK3), à grande impédance d'entrée, glissement de fréquence réduit, pente de conversion élevée (0,7 mA/V), fonctionnant jusqu'à 50 MHz.

Rationalisation des types de lampes

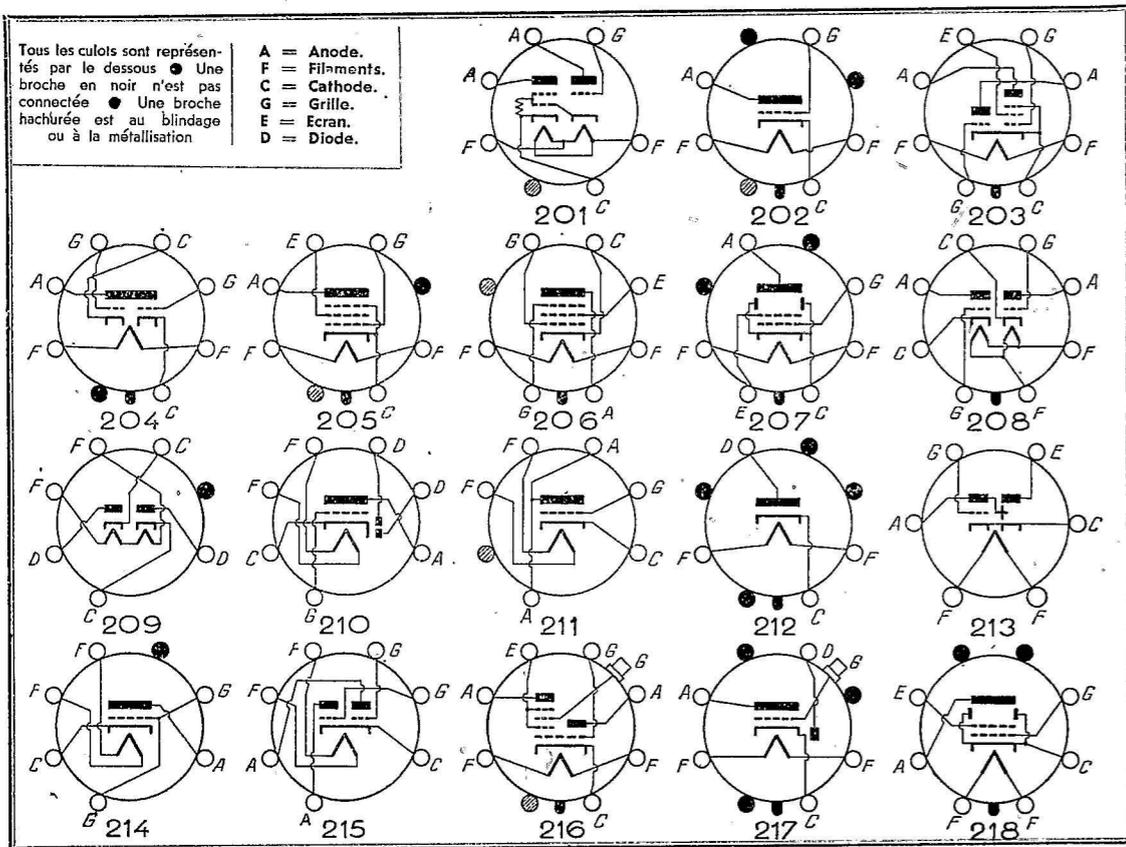
En l'absence de normalisation, étant donné les circonstances, la France a effectué en 1941 une « rationalisation » des divers types de lampes, par une sélection faite sur l'ensemble. Pour la construction des nouveaux récepteurs, on n'a retenu, il y a déjà quatre ans, que vingt-trois types, douze pour la série américaine, onze pour la série européenne. Pour les rassemblements, on a maintenu, bien entendu, une liste plus complète, comptant trente-quatre lampes européennes et vingt-sept américaines. Pour le matériel professionnel, enfin, on a retenu pour la construction vingt-trois lampes européennes et vingt lampes américaines; pour le remplacement, cent vingt et une lampes diverses.

D'une enquête effectuée par la *Radio Corporation of America*, il résulte que sur les 470 types de lampes de réception en usage en 1941, 90 seulement correspondaient aux neuf

NOUVELLES LAMPES AMÉRICAINES SÉRIES 6,3 VOLTS ET LOKTAL 7 VOLTS

Référence	Type	Culot	Tension Filament	Fonction	Haute tension	Intensité anodique	Résistance d'Anode	Tension Ecran	Tension polarisation	Résistance polarisation	Résistance interne	Pente	OBSERVATIONS
6AB6	3-4	201	6,3 (0,5)	BF-P(3,5)	250 250	5 34	8.000	—	0 0	0 0	40.000	1,8	Triode d'entrée Tétrade de sortie Liaison directe par « grille flottante »
6AC6	3-4	201	6,3 (1,1)	BF-P(3,8)	180 180	7 45	4.000	—	0 0	0 0	18.000	3	Triode d'entrée Tétrade de sortie
6AD5	3	202	6,3 (1,1)	BF	250	0,9	—	—	-2	2.200	60.000	1,5	Coef. d'amplif. 100.
6AD7	3-5	203	6,3 (0,85)	BF-P(3,2)	250 250	4 34	7.000	—	-25 -16,5	600 400	19.000 80.000	0,825 2,5	Triode d'entrée Pentode de sortie.
6AE7	3-3	204	6,3 (0,5)	BF	250	5	—	—	-13,5	275	9.300	1,5	Anode commune.
6AF5	3	202	6,3 (0,3)	BF	180	7	—	—	-18,5	265	5.000	1,5	
6AG6	5	205	6,3 (1,25)	P(3,75)	250	32	8.500	250	-6	160	—	10	
6AG7	5	206	6,3 (0,65)	Télev.	250	33	1.700	140	-2	50	100.000	7,7	Pour vidéo-fréquence 4 MHz.
6AH5	4	207	6,3 (0,9)	P(10,8)	350	—	4.200	250	-18	—	33.000	5,2	A électrons dirigés.
6AH7	3-3	208	6,3 (0,3)	C-BF	250	12	—	—	-9	750	6.600	2,4	Pour chaque triode.
6AL5	2-2	209	6,3 (0,3)	D	—	9	—	—	—	—	—	—	Cathodes séparées. Miniature.
6AQ6	2-2-3	210	6,3 (0,15)	D-BF	250	1	—	—	-3	3.000	58.000	1,2	Miniature analogue 6SQ7.
6C4	3	211	6,3 (0,15)	BF	250	10,5	7.700	—	-8,5	800	800	2,2	Culot miniature.
6H4	2	212	6,3 (0,15)	D	—	4	—	—	—	—	—	—	
6H5	3V	213	6,3 (0,3)	I	250	0,24	1MΩ	250	0-22	—	—	—	Identique à la 6G5. Miniature. H.F. jusqu'à 500 MHz.
6J4	3	214	6,3 (0,4)	HF	150	20	—	—	—	—	4.500	12	
6J6	3-3	215	6,3 (0,45)	BF	150	8,5	—	—	-1	50	6.000	5,3	Cathode commune.
6P8	3-6V	216	6,3 (0,8)	C	250	1,5	—	75	-2	500	—	—	Triode 100 V (2,2 mA).
6Q6	2-3	217	6,3 (0,5)	D-BF	250	1,2	—	—	-3	2.500	63.000	1,05	
6R6	4	218	6,3 (0,3)	BF	250	7	—	100	-3	350	70.000	1,45	A électrons dirigés.
6SD7	5V	219	6,3 (0,8)	HF	250	6	—	100	-2	250	1MΩ	3,6	Pente semi-variable.
6SE7	5	219	6,3 (0,3)	HF	250	4,5	—	100	-1,5	250	1,1MΩ	3,4	
6SF7	2-5V	220	6,3 (0,3)	D-BF	250	12,4	—	100	-1	50	0,7MΩ	2,05	
6SG7	5V	221	6,3 (0,3)	HF	250	9,2	—	150	-2,5	200	>1MΩ	4	

Référence	Type	Culot	Tension Filament	Fonction	Haute tension	Intensité anodique	Résistance d'Anode	Tension Ecran	Tension polarisation	Résistance polarisation	Résistance interne	Pente	OBSERVATIONS
6SH7	5	221	6,3 (0,3)	HF	250	9,2	—	150	-1	60	0,9MΩ	4,9	
6SL7	3-3	222	6,3 (0,3)	HF-BF	250	2,3	—	—	-2	900	44.000	1,6	Pour chaque triode.
6SN7	3-3	222	6,3 (0,3)	HF-BF	250	9	—	—	-8	900	7.700	2,6	Pour chaque triode.
6SR7	2-2-3	223	6,3 (0,3)	D-BF	250	9,5	—	—	-9	950	8.500	1,9	
6SS7	5V	219	6,3 (0,15)	HF	250	9	—	100	-3	275	1MΩ	1,85	
6ST7	2-2-3	223	6,3 (0,15)	D-BF	250	9,5	—	—	-9	950	8.500	1,9	
6U6	4	224	6,3 (0,75)	P(5,5)	200	56	3.000	135	-14	225	20.000	6,2	A électrons dirigés.
6W5	2-2	225	6,3 (0,9)	R	350	100	—	—	—	—	—	—	
6W6	4	224	6,3 (1,25)	P(3,3)	135	61	2.000	135	-9,5	130	24.000	9	A électrons dirigés.
6Y3	2*	226	6,3 (0,7)	R	5.000	7,5	—	—	—	—	—	—	Pour tubes cathodiques.
6Z3	2*	227	6,3 (0,3)	R	350	50	—	—	—	—	—	—	
7C4/1203	2	228	6,3 (0,15)	D	150 _{max}	8 _{max}	—	—	—	—	—	—	Ondes ultra-courtes.
7C7	5	229	7 (0,16)	HF	250	2	—	100	-3	1.200	2MΩ	1,3	Culot loktal.
7E5/1201	3	230	6,3 (0,15)	HF	180	5,5	—	—	-3	550	12.000	3	Ondes ultra-courtes.
7E5/1221	5	231	6,3 (0,3)	HF BF	250 300	2	—	100	-3	1.200 1.200	1,5MΩ	1,22	Analogue à la 6C6. 1 MΩ en série sur écran.
7E6	2-2-3	232	7 (0,32)	D-BF	250	9,5	—	—	-9	950	8.500	1,9	Réplique loktal de la 6ST7.
7E7	2-2-5	8 br.	7 (0,32)	D-BF	250	7,5	—	100	-3	330	0,7MΩ	1,3	Culot loktal.
7F7	3-3	233	7 (0,32)	HF-BF	250	2,3	—	—	-2	900	44.000	1,6	Pour chaque triode. Loktal.
7K7	2-2-3	234	7 (0,32)	D-BF	250	2,3	—	—	-2	900	44.000	1,6	Coef. d'ampl. 70. Loktal.
7L7	5	229	7 (0,32)	HF-BF	250	4,5	—	100	-1,5	250	0,1MΩ	3,1	Culot loktal.
7N7	3-3	233	7 (0,6)	BF	250	9	—	—	-8	900	7.700	2,6	Pour chaque triode. Loktal.
7E7	2-2-5	235	7 (0,32)	D-BF	250	5,7	—	100	-1	135	1MΩ	3,2	Culot loktal.
7S7	3-6	236	7 (0,32)	C	250	1,7	—	100	-2	400	2MΩ	—	Ea triode 250 V max. Loktal.
7T7	5	229	7 (0,32)	HF-BF	250	10,8	—	150	-1	60	0,9MΩ	4,9	Culot loktal.
7V7	5V	229	7 (0,48)	HF	300	9,6	—	150	—	160	0,3MΩ	5,8	40.000 ohms série écran, Loktal, caractéristique basculante.
7W7	5V	237	7 (0,48)	HF	300	10	—	150	-2,2	150	0,3MΩ	5,8	Culot loktal.
7Z4	2-2	238	7 (0,96)	R	325	100	—	—	—	—	—	—	Culot loktal.



NOUVEAUX TUBES U.S.A.

Un grand nombre de nouveaux modèles de tubes a été créé aux U.S.A. depuis 1940. Bien qu'ils ne soient pas encore employés en France, il est utile d'en connaître les caractéristiques.

Disposant d'une documentation complète sur toutes les nouvelles lampes, nous en commençons la publication en groupant ici tous les modèles dont la référence débute par les chiffres 6 et 7 et qui ne figurent pas dans le LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO de L. Gaudillat, édition 1945. La disposition adoptée est celle-la même de cet ouvrage; de la sorte, on peut découper ces tableaux et les intercaler dans le LEXIQUE ou bien les détacher pour en faire un tableau mural.

Nous avons omis les suffixes qui suivent les références des lampes: M tout métal. — G ampoule de verre. — MG, métal-glass. — GM, revêtement de peinture conductrice. — GT, bantam. — GL, loktal verre. — ML, loktal métal.

Les notations sont:

FONCTIONS
 HF = haute et moyenne fréquence.
 BF = préamplification B. F.
 P = amplification de puissance.
 R = redressement.
 D = détection.
 C = changement de fréquence.
 I = indicateur cathodique.

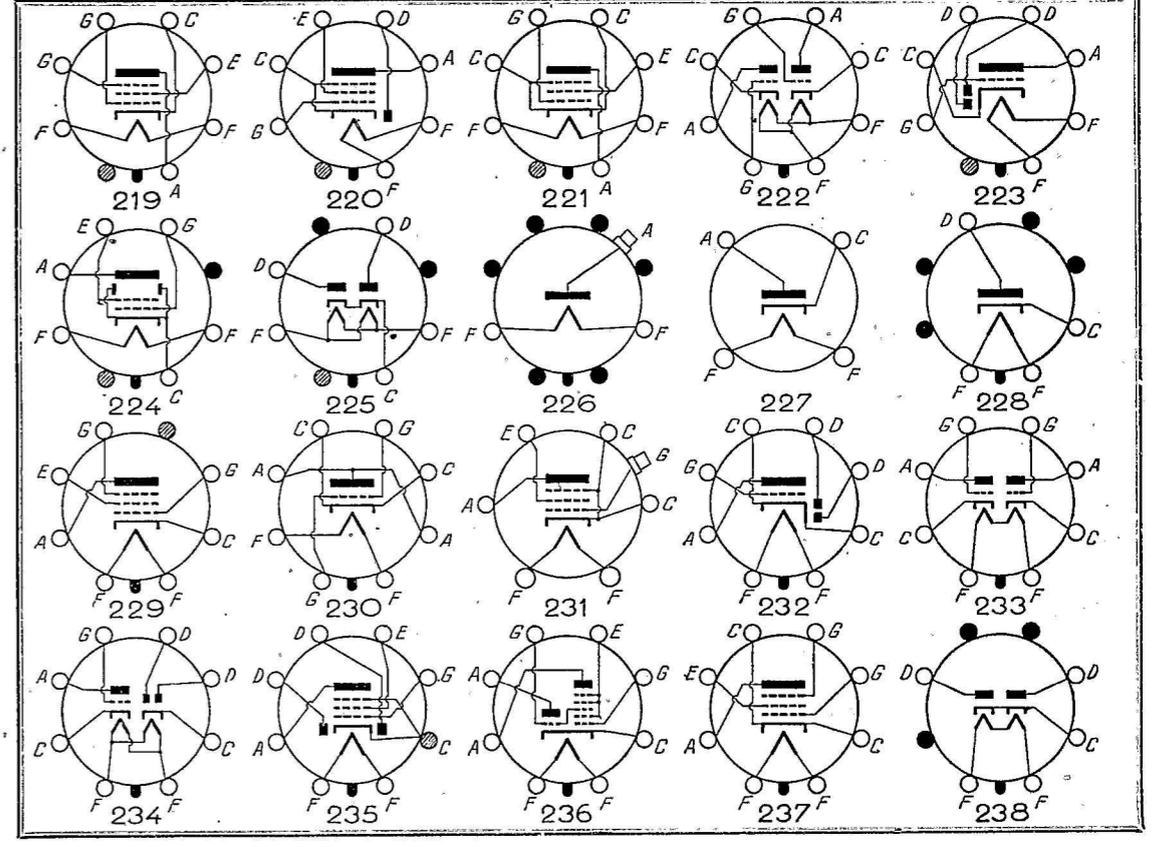
TYPES
 2 = diode ou valve. | 5 = penthode.
 3 = triode. | 6 = hexode.
 4 = tétrade. | v = pente variable.

L'astérisque * indique une lampe à chauffage direct.

Les intensités de chauffage en ampères sont indiquées entre parenthèses à côté des tensions de chauffage.

La puissance modulée en watts est indiquée entre parenthèses à côté de la lettre P.

Les tensions sont en volts; les résistances, sauf indication contraire, en ohms; les intensités du courant anodique en mA.



dixièmes des lampes utilisées. Sur ces 90, on a pu en sélectionner 36 susceptibles de répondre à toutes les fonctions et que nous indiquons dans le tableau ci-dessous.

LAMPES DE RÉCEPTION RATIONALISÉES AUX U.S.A.

LAMPES VERRE	LAMPES MÉTAL		LAMPES BANTAM		LAMPES non Octal
	6,3 V	12,6 V	1,4 V	6,3 à 50 V	
5U4G	6H6		1A7GT	6J5GT	2A3
5Y3G	6J7		1G4G	6K6GT	6U5/6G5
6B8G	6AB7	12C8	1H5GT	6V6GT	
6F6G	6SA7	12SA7	1N6GT	35L6GT	
6N7G	6SC7	12SC7	3Q5GT	35Z5GT	
6R7G	6SF5			50L6GT	
6X5G	6SJ7	12SJ7			
	6SK7	12SK7			
	6SQ7	12SQ7			

Les types S (*singled ended*) sont ceux dont toutes les sorties sont faites par le culot. Les types de série métal 6,3 V correspondent à peu près à ceux de la série 12,6 V. La dernière colonne est réservée à deux types de remplacement à culot non octal. Cette sélection est envisagée comme une première étape dans la voie d'une normalisation plus rationnelle.

Evolution des méthodes de fabrication

Cette évolution traduit celle de la technique des fréquences élevées et des ondes courtes. On recherche donc des pertes diélectriques minima, des distances entre électrodes aussi faibles que possible, des connexions courtes et droites à l'intérieur des tubes. Grâce à la soudure métal-verre, on est parvenu à fabriquer des tubes « tout métal », où l'isolant est réduit aux perles de verre servant de passage aux connexions. On construit cependant toujours des lampes métal-verre, dont l'ampoule de verre est recouverte d'une enveloppe métallique portant le culot et servant de blindage. Enfin, dans certains autres tubes mixtes, le tube en acier est terminé par un plateau en verre épais, à travers lequel passent les connexions.

Dans la construction « tout verre », on parvient à supprimer le culot rapporté, remplacé par la plaque de verre épaisse qui en forme la base. Les conducteurs rigides traversant ce plateau remplacent les broches. Pour le moment, rien ne paraît encore décidé en ce qui concerne le type de culot de l'avenir, mais il semble probable que les jours des culots classiques actuels sont comptés.

Des modifications aux procédés de fabrication normaux ont dû être mis en œuvre par suite de la pénurie des matières premières (remplacement du mica par la stéatite, du nickel par l'acier inoxydable et le fer, etc...). On ne saurait dire encore dans quelles mesures ces modifications affecteront durablement la fabrication; cependant, le problème de la qualité paraît avoir été résolu.

Il est vraisemblable que la construction tout verre sera recherchée pour les ondes courtes. Pour des raisons de commodité et de qualité, le pied pincé disparaîtra, mais aussi les sorties d'anode ou de grille au sommet de l'ampoule. On ne conserverait la sortie de grille par la *coiffe* au sommet de l'ampoule que pour certaines lampes à haute fréquence et lorsqu'il ne serait pas possible de mieux faire. De même, pour des questions de rigidité diélectrique et d'isolement, la sortie d'anode serait également assurée par *coiffe* dans les valves à haute tension et pour les tubes de puissance.

Pour toutes les pentodes, il serait commode de prévoir l'accessibilité de la grille surpresseuse (grille n° 3). Il ne faut pas oublier cependant que de tels changements de fabrication, qui sont simples en eux-mêmes, ont pour effet de modifier le type de lampe, donc son appellation. Ce qui revient, en somme, à créer des types nouveaux: solution qui est évidemment à l'opposé de la rationalisation.

Le *culot* pose une autre question délicate. L'orientation paraît évoluer du culot européen vers l'*octal*; mais l'*octal*

lui-même serait détrôné au profit du *loktal* (culot verrouillé), utilisé déjà depuis six ans, aux Etats-Unis, où il paraît avoir fait ses preuves. C'est une expérience sur laquelle on peut se baser, en attendant mieux. Il va sans dire que le *loktal* ne pourrait convenir à tous les cas, puisque certains types de lampes requièrent neuf broches, mais ils sont très peu nombreux: à peine 1/20^e du nombre total des types.

Enfin, il semble indiqué d'étendre l'emploi du *filament bispiralé*, qui paraît être la meilleure solution actuelle pour combattre le roulement, qui se trouve ainsi affaibli de 98 0/0 environ.

Tendance des caractéristiques nouvelles

La première question qui se pose est celle de l'alimentation. Pour la radiodiffusion, il n'est pas question d'abandonner la *tension de chauffage* normale de 6,3 V. Cependant, l'après-guerre verra sans doute la reprise de la fabrication des lampes-batteries chauffées sous 1,4 ou 2 V. La tendance est d'augmenter les performances en poussant la *tension anodique* de 250 à 300 V. Seules les lampes pour postes universels conserveraient la tension anodique de 90 à 100 V.

Nous allons maintenant examiner l'orientation des caractéristiques souhaitées pour les divers genres de tubes.

1. VALVES. — Les tensions atteignent 2×700 V avec les valves à gaz avec sorties par coiffe, les courants débités vont de 100 à 250 mA. Le type le plus courant est la 5Y3GB à chauffage indirect. La tendance est au remplacement de la 5Z3 avec culot 4 broches par la 5X4 avec culot octal. Les appareils de puissance (amplificateurs de sonorisation) requièrent des valves à vapeur de mercure et genre 83.

2. DIODES. — On utilise les diodes-triodes (6Q7, EBC3) et les diodes-pentodes (6H8, EBF2, EBL1). Pour la télévision et les ondes très courtes, on demande des diodes à trajet électronique réduit et très faible capacité (diode à faible résistance intérieure, double diode à cathodes séparées).

3. TRIODES. — En haute fréquence, on s'efforce de combattre le souffle et l'effet microphonique (6J5 pour étages préamplificateurs). Tendance à améliorer l'isolement cathode-filament, la stabilité des capacités entre électrodes. En basse fréquence, il s'agit d'obtenir 4 W modulés sans distorsion. Pour les postes-batteries, une faible consommation et une faible tension (1H4). On s'oriente également vers la triode-gland (955) et vers la triode-pentode ECH4. Pour les triodes de puissance, outre les types classiques 6N7 et R 120, la préférence irait au type 6SN7G (*single ended*).

4. TETRODES. — On souhaite une tension d'écran non critique pour augmenter la stabilité de la puissance de sortie. Cependant, les types classiques 6L6, 6V6 sont très utilisés, de même 25L6 pour les tous courants.

5. PENTODES. — En haute fréquence, le problème essentiel est la réduction du *taux de transmodulation*. La tendance est à augmenter la résistance interne et à diminuer la capacité grille-anode: exemple 6M7, avec 1,5 mégohm et 1 à 2 pF. La pente va de 2,5 à 3,5 mA/V pour les types courants (EF8, EF9) à 15 mA/V pour les types à émission secondaire (EE 50). Pour les ondes décimétriques, on prévoit la double sortie de cathode (EF 51, 1851). L'intérêt se porte actuellement sur les types 6J7, 6M7, 954 et 1852.

En basse fréquence, on combat les *bruits microphoniques*. La tendance se porte vers les types 6M6 et 4.654; dans la série européenne sur les types EL2, EL6.

6. OSCILLATRICES-MODULATRICES. — On recherche l'affaiblissement du taux de transmodulation et du glissement de fréquence; l'accroissement de la stabilité. L'heptode (6L7) et l'octode (EK2) sont abandonnées pour la triode-hexode (6E8, ECH3).

7. INDICATEURS CATHODIQUES. — Un seul tube est en cause (6AF7G — EM4). Mais il y a les partisans des quatre

secteurs lumineux et ceux du double secteur, qui possède alors une sensibilité supérieure.

8. LAMPES MULTIPLES. — On les recherche pour certains récepteurs à grande sensibilité, grande puissance et faible encombrement. On envisage l'emploi de cathodes séparées pour les lampes ECH 4, ECH 21, EFF 50, 6F8, 6N7. Les plus utilisés des tubes multiples sont les doubles diodes-pentodes H.F. à grande pente (3,5 mA/V), les triodes-pentodes H.F. et B.F., ainsi que les pentodes doubles donnant 5 à 6 W sans distorsion, avec une pente de 10 mA/V.

9. TUBES SPECIAUX. — On classe parmi ces lampes les thyratrons simples (4690) et doubles à cathodes séparées, recherchées pour la télévision, les régulateurs fer-hydrogène et les stabilisateurs de tension au néon, pour tensions atteignant 350 V.

Lampes américaines nouvelles

Voici, pour terminer, quelques précisions sur les nouveaux types de lampes américaines :

1. VALVES. — Les « tous courants » utilisent la 35Z5G, valve de redressement à vide poussé à culot octal, utilisant une résistance de sécurité de 25 ohms dans le circuit anodique et une autre en série avec les filaments des autres lampes. Le chauffage est assuré par 0,15 A sous 35 V ; le courant redressé atteint 50 mA sous 700 V max, avec chute de tension de 21 V.

2. DOUBLE DIODE PENTHODE. — Lampe 7E7, à pente variable, à culot *loktal*, utilisée comme détectrice, régulatrice antifading, amplificatrice H.F. ou B.F., avec cathode commune. Chauffage 0,3 A sous 6,3 V. Les tensions appliquées sont de 250 V, 100 V et — 3 V. Courant anodique de 7,5 mA et résistance de 0,7 mégohm. La capacité grille-anode est réduite à 0,005 pF.

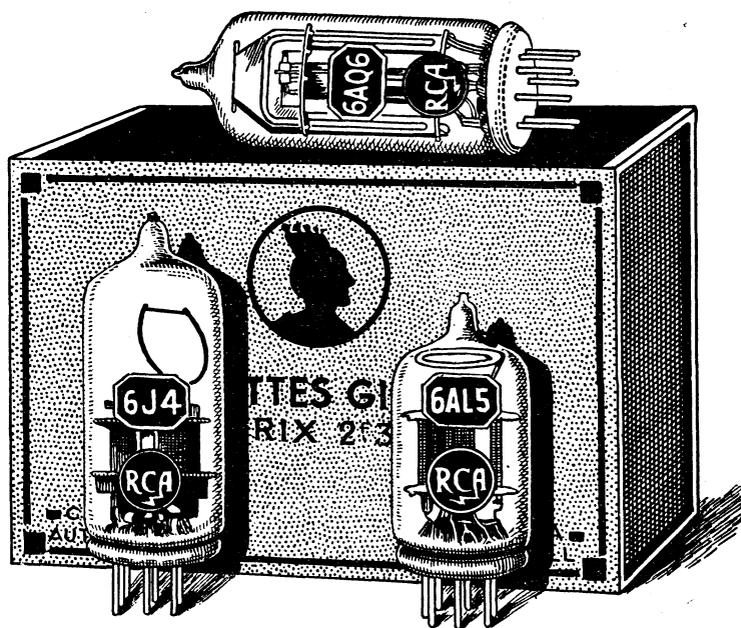
3. OSCILLATRICE-MODULATRICE. — Heptode en verre à culot *loktal*, la 7Q7 fonctionne sur montage Hartley, la cathode reliée à une prise sur la bobine d'oscillation. Les tensions appliquées sont de 100 à 250 V, 100 V et — 35 V, la résistance intérieure de 0,5 à 0,8 mégohm.

4. TETRODES DE PUISSANCE. — Pour les « tous courants », la 25C6G, lampe de sortie à concentration électronique avec culot *loktal*. Tension anodique de 135 à 200 V, tension d'écran de 135 V, tension de grille de — 14 V, résistance de charge de 2.000 à 2.600 ohms. Puissance modulée de 3 à 6 W, avec distorsion de 10 0/0 au maximum.

La 6V6GT est une Bantam, modèle réduit, donnant 5,5 W en classe A. Tensions de 100 à 150 V, 100 V ; en classe AB1, 10 W pour 250 V et — 15 V, avec 5 0/0 de distorsion totale.

5. PENTHODES. — Pour les postes-batteries, la 1T5GT Bantam *octal*, à chauffage direct (1,4 V, 0,05 A). Tensions anodiques et d'écran de 90 V, polarisation de — 6 V, résistance de charge de 14.000 ohms, courant anodique de 6,5 mA et puissance de 0,17 W pour distorsion de 10 0/0.

La 7C7, penthode H.F. à pente fixe en verre, culot *octal*. La 1L4, penthode de sortie à 1,4 V pour postes-batteries, ne consomme que 0,05 A ; tension anodique, 90 V ; polarisation, — 4,5 V. Résistance de charge de 25.000 ohms, courant anodique de 4 mA et puissance de 0,115 W pour distorsion de 7,5 0/0. Enfin, la 7A7LM, penthode métallique *octal*, à pente



Les nouvelles lampes américaines en grandeur réelle à côté d'une boîte d'allumettes "Gitanes".

variable, tension anodique de 250 V, tension écran de 100 V, résistance de 0,8 mégohm, courant de 8,6 mA.

De ces quelques exemples, on peut conclure que la construction américaine s'oriente vers les petites lampes, avec culot *loktal*, et se préoccupe d'étudier des types nouveaux pour postes-batteries, tant il est vrai que l'indépendance du secteur conserve tout son intérêt.

La tendance vers la réduction des dimensions a conduit les « lampistes » U.S.A. à créer une nouvelle série de tubes « miniature », du type tout verre. Notre dessin représente trois de ces tubes en grandeur réelle. On constate ainsi que la 6AL5 mesure 45 mm. de longueur maximum (de la pointe du sommet à l'extrémité des broches) et 19 mm. de diamètre. C'est dire qu'une boîte de cigarettes « Gitanes » peut contenir huit (!) tubes de ce type.

La 6AL5 est une double diode admettant jusqu'à 54 mA par anode. La 6J4 est une triode possédant un coefficient d'amplification 55 et la pente exceptionnelle de 12 mA/V ; elle est prévue pour l'emploi aux fréquences très élevées atteignant 500 MHz (ondes de 60 cm.). Enfin, la 6A9Q est une double diode triode analogue à la 6SQ7, mais ne nécessitant que la moitié d'intensité pour le courant de chauffage.

Après ce tour d'horizon, il ne nous reste plus qu'à attendre la grande reprise qui donnera leur valeur réelle aux conceptions des laboratoires.

ROBERT SAVENAY.

On trouvera dans les pages de milieu de ce cahier les caractéristiques de nouvelles lampes américaines des séries 6,3 et 7 volts, ainsi que les dessins de leurs culots.

★ NOUVELLES DES U. S. A. ★

■ On évalue à 25 millions de dollars les sommes investies aux U.S.A. dans les RECHERCHES DE TELEVISION. Une enquête a révélé que 86 0/0 des auditeurs de radio seraient désireux d'acquiescer un téléviseur. Celui-ci coûtera, après la guerre, 125 dollars pour un modèle de table, 400 dollars pour un projecteur donnant une image de 60 x 45 cm. On prévoit la fabrication de 50 millions de téléviseurs.

■ Neuf EMETTEURS DE TELEVISION fonctionnent actuellement aux U.S.A. dans la bande comprise entre 50 et 84 MHz, chacun occupant une largeur de 6 MHz. La portée limite est de 120 km. La population des aires ainsi desservies s'élève à 22 millions, puisqu'elle comprend les villes de New-York, Philadelphie, Chicago, Schenectady, Hollywood (avec Los Angeles) et Milwaukee.

■ Un réseau d'EMETTEURS-RELAIS sera édifié aux U.S.A. après la guerre pour les transmissions de télévision et de phototélégraphie. Selon E. W. Engstrom des Laboratoires R.C.A., ces émetteurs fonctionneront au début sur 1.000 MHz (30 cm) pour, par la suite, passer sur 30.000 MHz (ondes de 1 cm !). Les antennes d'émission et de réception seront installées sur des tours de 35 à 120 m. de hauteur espacées de 30 à 60 km. Une largeur de 20 MHz sera allouée à chaque canal de télévision. La modulation en fréquence l'emportera probablement sur la modulation en amplitude.

Sélectivité \longleftrightarrow Musicalité

UN NOUVEAU MONTAGE DE
SÉLECTIVITÉ INTÉGRALE
ET DE TONALITÉ VARIABLES

Sélectivité et musicalité

On sait que, dans les récepteurs, la largeur de la bande passante des circuits sélectifs H.F. et M.F. détermine les limites des fréquences de la modulation appliquées à l'entrée de l'amplificateur B.F. De la sorte, la courbe de fidélité d'un récepteur dépend non seulement des caractéristiques de sa partie B.F., mais aussi de la sélectivité des circuits qui précèdent la détection.

Lorsque les signaux dans l'antenne sont forts, il y a intérêt à reproduire une gamme aussi large que possible de fréquences musicales, afin de respecter fidèlement la modulation imprimée au courant porteur à l'émission. La sélectivité du récepteur doit alors être relativement faible; en d'autres termes, ses circuits sélectifs doivent avoir une bande passante suffisamment large.

Par contre, lorsque l'intensité des signaux est faible, il y a intérêt à utiliser des circuits doués d'une sélectivité poussée, c'est-à-dire d'une bande passante étroite; de cette manière on élimine, d'une part, les interférences causées par des émissions de longueurs d'onde voisines et, d'autre part, les bruits parasites dus aux perturbations d'origine industrielle ou atmosphérique.

Bien entendu, lorsque la sélectivité du récepteur est poussée, nous coupons les notes du registre élevé et compromettions ainsi la fidélité de la reproduction. Le timbre de certains instruments de musique particulièrement riches en harmoniques des ordres supérieurs (c'est notamment le cas du violon) se trouve quelque peu altéré. Néanmoins, un tel compromis entre la sélectivité et la musicalité est préférable à une audition qui, si elle respecte la totalité du registre de la musique, est polluée de bruits parasites et de sifflements d'interférences.

La sélectivité variable

Pour réaliser le compromis optimum entre la musicalité et la sélectivité, on a proposé la solution des récepteurs à sélectivité variable. La première étude complète de cette solution a paru, sous notre signature, dans le numéro 15 (avril 1935) de *Tout le Radio*.

La sélectivité variable utilise des circuits dont la largeur de la bande passante peut être variée, soit progressivement, soit d'une manière discontinue. De cette manière, lorsqu'on reçoit des signaux forts, on diminue la sélectivité, alors que pour la réception des signaux faibles on utilise la sélectivité maximum.

Malheureusement, les procédés préconisés pour réaliser une telle variation offrent de nombreux inconvénients. Le plus grave est représenté par le fait qu'en même temps que varie la largeur de la bande

passante, la fréquence de l'accord subit une certaine dérive.

D'autre part, il faut reconnaître que la majeure partie des usagers ne savent pas utiliser correctement la commande de sélectivité variable en sorte que son utilité devient passablement illusoire.

Et la partie B.F. ?

Admettons cependant qu'un dispositif de sélectivité variable soit réalisé d'une façon parfaite et que l'utilisateur sache s'en servir, ceci étant encore plus hypothétique que cela. Le fonctionnement du récepteur se trouvera évidemment amélioré. Mais, dans le cas des signaux faibles, il laissera néanmoins beaucoup à désirer. En effet, si nous supprimons, ou du moins atténuons, les fréquences de modulation élevées qui sont admises à la détectrice, nous n'en poursuivons pas l'élimination dans les circuits B.F.

De la sorte, les sifflements d'interférence, le souffle des parasites et le bruit de fond du récepteur lui-même, subissent une amplification B.F. au même titre que les tensions musicales des registres médium et grave. En l'absence de notes aiguës de la musique qui exercent « l'effet du masque » sur les bruits perturbateurs du même registre, ceux-ci ressortent d'une façon particulièrement fâcheuse.

Il faudrait donc que l'amplificateur B.F. eût à son tour un dispositif permettant de régler la largeur de sa bande passante. En pratique, un tel dispositif est constitué par une commande de tonalité qui permet d'atténuer plus ou moins les aigus.

Par conséquent, pour assurer les meilleures conditions de réception quelle que soit la force des signaux, il faut disposer d'un récepteur muni non seulement d'une sélectivité variable, mais également, d'une commande de tonalité. Il faut, de plus, que l'utilisateur sache se servir correctement des deux réglages correspondants. N'est-ce pas trop qu'il demande?... Tel devait être

sans doute l'avis de certains techniciens qui ont eu l'excellente idée de conjuguer les commandes de sélectivité et de tonalité.

Principe du double canal

Les divers inconvénients des procédés que nous venons d'examiner sont radicalement éliminés dans les montages que nous examinerons ci-dessous. La figure 1 permet d'en mettre en évidence le principe général. A partir d'un des points de la chaîne d'amplification de haute ou de moyenne fréquence, par exemple après la changeuse de fréquence, les tensions sont bifurquées et appliquées à deux canaux d'amplification sélective.

L'un de ces canaux, représenté dans la partie supérieure du dessin est à bande passante étroite. Et cela concerne, non seulement les circuits H.F. ou M.F., mais également l'amplificateur B.F. Autrement dit, si les circuits de liaison tels que les transformateurs M.F. sont d'une sélectivité poussée, les éléments de l'amplificateur B.F. sont à leur tour déterminés de manière à atténuer notablement les fréquences élevées.

Par contre, le canal représenté dans la partie inférieure du dessin doit être à large bande passante. C'est dire que ses circuits de liaison qui précèdent la détectrice doivent être d'une faible sélectivité. Quant à l'amplificateur B.F., il doit respecter toutes les fréquences du spectre musical; dans certaines variantes, cependant, il favorisera plus spécialement les notes aiguës.

La différenciation des deux canaux ne se borne pas à leur partie électrique, puisque chacun d'eux débite sur un haut-parleur séparé. Et ces haut-parleurs, loin d'être identiques, reproduisent, l'un les notes graves et celles du registre moyen, l'autre soit la totalité des notes musicales, soit plus particulièrement les notes aiguës.

Chacun des canaux comporte un dispositif de dosage placé à l'un des points de la chaîne. Dans notre dessin schématique ces dispositifs sont représentés par des potentiomètres intercalés entre la détection et la B.F.

En commandant le potentiomètre P1 on varie principalement l'intensité des notes graves. Par contre, le potentiomètre P2 permet de varier l'intensité des notes aiguës (ou bien celle de tout le registre musical, si la partie B.F. et H.F. sert à la reproduction de toute la gamme des notes musicales).

Lorsque le potentiomètre P2 se trouve à zéro, nous sommes en présence d'un récepteur composé uniquement du canal à bande étroite. C'est un récepteur doué d'une sélectivité poussée et d'un amplifi-

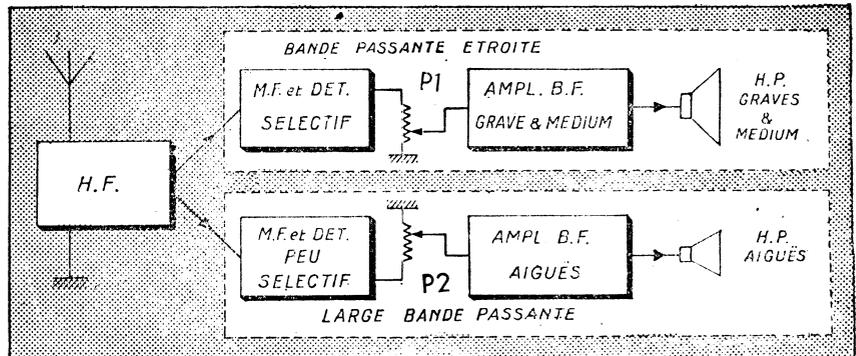


Fig. 1 — Principe du montage à deux canaux M.F. et B.F.

cateur B.F. atténuant fortement les notes aiguës. Comme nous l'avons vu, un tel récepteur est tout indiqué dans les cas des signaux faibles qu'il reçoit dans les conditions optima en éliminant les bruits étrangers.

Si le potentiomètre P1 est à zéro, le récepteur ne comprend que le canal à bande étroite. Au cas où ce dernier assure une amplification B.F. de haute fidélité, les signaux forts sont reçus dans les meilleures conditions, puisque toutes les fréquences acoustiques sont reproduites également. Si la partie B.F. du canal inférieur favorise les notes aiguës, on peut rétablir la fidélité de la reproduction en ouvrant plus ou moins le potentiomètre

canal supérieur est de $250 \mu\mu\text{F}$, ce qui atténue les notes aiguës, alors que dans le canal inférieur, il a la valeur normale de $100 \mu\mu\text{F}$. Par ailleurs, les condensateurs de liaison des étages B.F. du canal inférieur doivent avoir une valeur plus faible que ceux du canal supérieur. Enfin, un condensateur de $500 \mu\mu\text{F}$ constitue, à la sortie de la dernière lampe du canal supérieur, une fuite pour les notes aiguës.

Nous retrouvons dans ce schéma les deux potentiomètres servant au dosage des signaux et constituant les résistances de charge de la détection P1 et P2. Si leurs réglages sont indépendants, ils jouent exactement le même rôle que ceux de la figure 1. On peut cependant conjuguer

L'usager ne se doute pas du sens exact de la manœuvre qu'il effectue. Mais — et ceci est essentiel — il parvient sans difficulté à régler correctement son récepteur.

Bien entendu, le dosage de l'intensité de deux canaux peut être obtenu par des moyens autres que les potentiomètres représentés dans le schéma. On peut, par exemple, commander l'amplification en modifiant la tension de polarisation des lampes à pente variable ou à caractéristique basculante.

On peut, également, perfectionner le montage en conjuguant avec le réglage des potentiomètres P1 et P2 des organes permettant d'effectuer des variations de tonalité dans les amplificateurs B.F. cor-

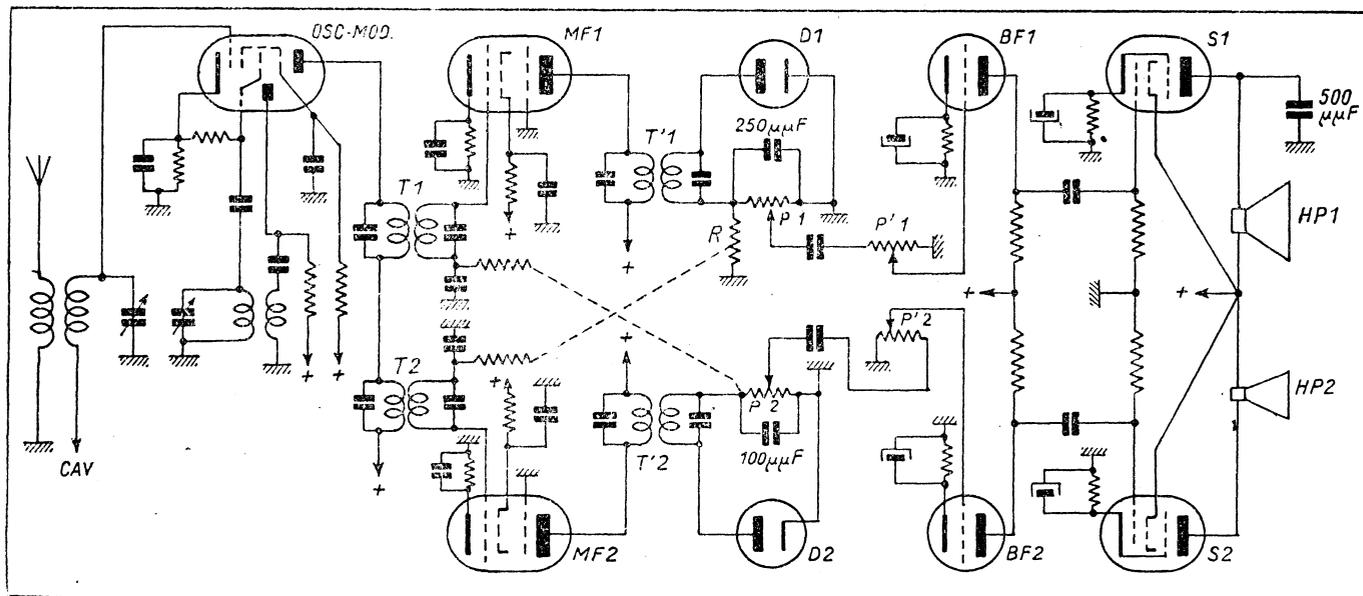


Fig. 2. — Schéma d'un récepteur réalisé selon le principe des deux canaux. En trait pointillé, connexions pour antifading croisé.

P1 qui fournira la dose voulue des notes graves et moyennes.

D'une manière générale, les positions intermédiaires des deux potentiomètres permettent d'obtenir un nombre infini de valeurs de sélectivité résultante, ainsi que de la tonalité et de l'intensité de la reproduction.

On conçoit combien est grande la souplesse d'un montage réalisé selon les principes décrits. Entre les mains d'un amateur sachant s'en servir, il reproduira toutes les émissions en assurant toujours le meilleur compromis entre la musicalité souhaitée et la sélectivité imposée par les conditions de réception du signal.

Un exemple concret

Le superhétérodyne, dont la figure 2 représente le schéma, montre une des applications possibles de principe exposé. On voit qu'à la sortie de la changeuse de fréquence deux transformateurs M.F. permettent d'opérer la bifurcation en deux canaux. Le schéma de chacun d'eux n'offre aucune particularité remarquable.

Ce qui les différencie, ce sont les caractéristiques des éléments entrant dans leur composition. C'est ainsi que les deux transformateurs T1 et T'1 sont à bande passante étroite, alors que les transformateurs T2 et T'2 sont à large bande. De même, le condensateur de détection du

leurs réglages, le mouvement des deux curseurs étant commandé par un seul bouton. Dans ce cas, leur manœuvre aura pour effet de modifier l'intensité de la reproduction sans en modifier sensiblement la tonalité. Nous sommes, dès lors, en présence de la classique commande d'intensité.

Pour que la tonalité et la sélectivité de l'ensemble puissent être variées à leur tour, deux autres potentiomètres P'1 et P'2 sont placés dans chacun des canaux en constituant les fuites de grille des pré-amplificatrices B.F. Le potentiomètre P'1 agit principalement sur les registres grave et médium, alors que P'2 commande la reproduction du registre aigu. On peut conjuguer les réglages de ces deux potentiomètres de manière que lorsque l'un atténue davantage, l'autre atténue moins et vice versa. Dans ces conditions, l'effet de contraste obtenu grâce à leur réglage simultané se trouve accentué.

Le bouton commandant les potentiomètres P'1 et P'2 sera, pour l'usager, désigné sous le nom de « réglage de tonalité ». Ce nom classique et inoffensif cache en réalité, on le constate, quelque chose d'infinitement plus perfectionné qu'un simple atténuateur des notes aiguës. Nous sommes ici en présence d'une véritable bascule permettant d'équilibrer à volonté les rapports entre les notes graves et aiguës en dosant en même temps la sélectivité de la manière la plus rationnelle.

respondants. C'est ainsi que l'on peut prévoir à cet effet, dans le canal supérieur, un filtre passe-bas dont la fréquence frontrière diminue parallèlement à l'accroissement de l'atténuation du canal supérieur.

Commande automatique de sélectivité et de tonalité

On peut faire mieux. En vue d'accroître le contraste entre les deux canaux, au point de vue sélectivité et tonalité et, de surcroît, d'asservir automatiquement ces deux caractéristiques à l'intensité des signaux, on peut utiliser la tension antifading. Il suffit, pour cela, que le canal supérieur ait un antifading plus énergique que le canal inférieur.

De la sorte, dans le cas des signaux forts, les notes graves se trouvent atténuées plus que les notes aiguës, ce qui permet d'établir un bon équilibre des divers registres de la musique. Par contre, dans le cas des signaux faibles, les notes graves sont atténuées moins que les aiguës et leur intensité permet d'exercer l'effet de masque sur les bruits parasites du registre élevé.

On peut réaliser un tel système de commande automatique de sélectivité en n'appliquant au canal inférieur qu'une partie de la tension totale d'antifading, alors que les tubes asservis à la C.A.V. du canal

supérieur reçoivent la totalité de la tension antifading. D'ailleurs, l'effet de l'antifading peut être accentué en appliquant la tension de régulation également à la préamplificatrice B.F., celle-ci étant constituée par une lampe à caractéristique basculante. Dans les cas extrêmes, on peut supprimer toute régulation antifading sur le canal inférieur.

Antifading croisé

Une commande automatique de la sélectivité et de la tonalité, telle qu'elle vient d'être décrite, constitue un perfectionnement fort intéressant. Comme toutes les choses ici bas, il est lui-même perfectible. C'est ce que nous allons démontrer en exposant le principe de l'antifading croisé.

Pour accentuer les effets auxquels donne lieu le montage décrit, nous appliquerons au canal supérieur la tension de régulation prélevée à la détection du canal inférieur. En même temps au canal inférieur nous appliquerons une partie de la tension de régulation produite par la détectrice du canal supérieur. C'est ce qui est indiqué dans la figure 2 par les traits en pointillés; on voit que deux résistances montées en pont permettent de n'utiliser qu'une partie de la tension antifading du canal supérieur.

Quel sera le fonctionnement d'un montage ainsi établi? Le canal inférieur étant

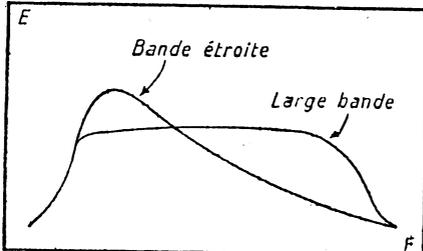


Fig. 3. — Exemple de courbes de reproduction.

soumis à une régulation antifading atténuée, les tensions antifading qu'il engendre lui-même par la diode D2 varient davantage en fonction des fluctuations du signal que les tensions antifading du canal supérieur engendrées par la diode D1 où l'action énergétique de l'antifading parvient à les maintenir relativement stables.

L'antifading croisé ainsi constitué offre des grandes analogies avec la réaction. En effet, l'action mutuelle des deux canaux provoque une intensification réciproque des effets recherchés. L'antifading du canal supérieur se trouve en quelque sorte amplifié alors que celui du canal inférieur subit une atténuation d'un taux variable. De la sorte, pour les signaux faibles, les notes graves sont très peu atténuées, alors que pour les signaux forts leur atténuation est considérable. Par contre, les notes aiguës ne subissent guère d'atténuation pour les signaux forts et, dans le cas des signaux faibles, sont modérément atténués.

La figure 3 indique à titre d'exemple les courbes de reproduction totale (H.F., M.F. et B.F.) dans les cas de fonctionnement à bande étroite et à large bande. La souplesse du système se prête, d'ailleurs, à la réalisation d'un nombre infini d'autres variantes.

Robert ASCHEN.

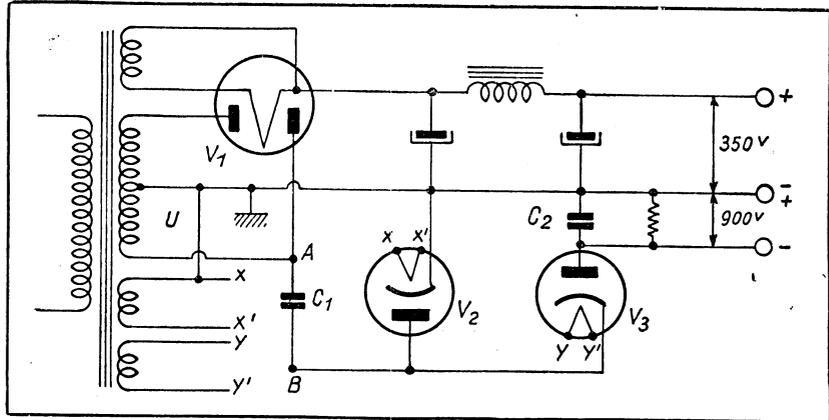
ALIMENTATION POUR OSCILLOGRAPH

Dans l'alimentation d'un oscillographe, on doit toujours distinguer deux tensions anodiques : celle des lampes et celle du tube cathodique. Ces deux tensions sont en opposition, car la masse tient lieu à la fois du négatif pour les lampes et de positif pour le tube cathodique. Comme cette dernière tension doit être comprise entre 600 et 1.000 V, on est obligé d'utiliser soit un transformateur spécial à enroulement H.T. supplémentaire, soit un second transformateur.

Le montage proposé permet de résoudre le problème avec un seul transformateur

par rapport à A, d'environ $U\sqrt{2}$, soit à peu près 490 V. Si maintenant A devient négatif par rapport au châssis, V_3 devient conductrice, et se trouve en présence de U, en série avec les 490 V du condensateur C_1 . Entre la plaque de V_3 et la masse est disposé le condensateur C_2 , qui se trouve alors chargé à sensiblement $2U$, soit environ 980 V. Le fait de brancher une charge sur C_2 fait évidemment tomber un peu cette tension, de sorte que l'on ne trouve que 850 à 900 V.

V_2 est une simple double diode 6H6, dont les deux éléments sont réunis en



du type normal, en lui ajoutant simplement des enroulements de chauffage, ce qui est facile lorsque les fenêtres dans les tôles ne sont pas entièrement occupées.

La figure montre la disposition adoptée. V_1 est la valve qui fournit la H.T. normalement; son schéma est classique. Le second redresseur est formé par les valves V_2 et V_3 , groupées dans un doubleur de tension un peu particulier.

Soit l'alternance qui rend positif le point A par rapport au châssis. V_2 sera conductrice et chargera le condensateur C_1 , qui se trouve sur son chemin, de manière que B soit chargé négativement

parallèle. On remarquera que son filament est à la masse; elle peut donc sans inconvénient être alimentée à partir de l'enroulement du chauffage des lampes. V_3 demande un enroulement séparé, isolé à 1.000 V service. Ce peut être également une 6H6 (malgré les caractéristiques, pour cette fois trop modestes, données par les constructeurs, elles « tiennent le coup »), mais on pourra utiliser (pour plus de sécurité) une 1876, ou encore une valve quelconque. C_1 est un condensateur au papier de $2\mu F$, 1.000 V service (3.000 V ou plus de tension d'essai), de même C_2 , qui pourra être de capacité plus faible.

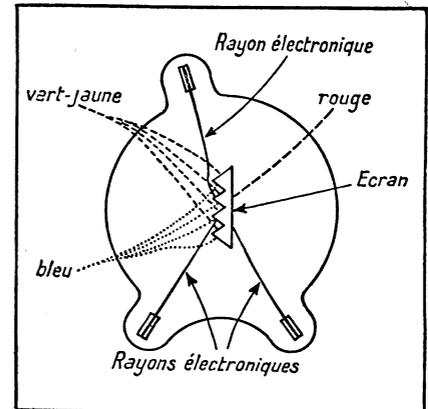
TÉLÉVISION EN COULEURS

Bien que les émissions de télévision soient suspendues en Angleterre depuis le début de la guerre, le travail de recherche n'en est pas moins activement poursuivi.

John Logie Baird, le célèbre pionnier anglais de la télévision, âgé aujourd'hui de cinquante-six ans, a réussi à mettre au point un procédé de reproduction en couleurs qu'il a nommé « téléchrome ». Les démonstrations faites avec une définition de 600 lignes permettent d'augurer favorablement de son avenir.

Basé sur le principe de la trichromie, le procédé prévoit l'exploration de l'image à l'émission à travers des filtres bleu, vert-jaune et rouge. A la réception, l'image est reproduite à l'aide d'un tube cathodique comportant trois canons à électrons indépendants avec leurs dispositifs de déflexion.

L'écran fluorescent est composé par une plaque transparente recouverte d'un côté d'une couche procurant une luminescence rouge. L'autre côté, comme le montre la figure, est gaufré de telle manière que les rayons électroniques dirigés des canons supérieur et inférieur sont projetés sur des



facettes distinctes. Les facettes correspondant au rayon supérieur donnent une luminescence vert-jaune, les autres donnent une luminescence bleue. De la sorte, les couleurs sont reconstituées par la composition des couleurs élémentaires.

Filtres passe-bas

pour éliminer les brouillages et les interférences

Ces filtres, utiles dans l'état actuel de l'anarchie de l'éther, ont donné leurs preuves lors de l'écoute clandestine des émissions brouillées

Dans les auditions actuelles, on constate souvent des brouillages ou des sifflements d'interférences dans les aiguës, et il semble qu'en éliminant convenablement les aiguës, on éliminera du même coup les perturbations. Bien entendu, ce remède aura pour effet de couper une partie du registre à recevoir, mais si l'audition perturbée est parlée, la suppression des aiguës n'entraîne pas l'incompréhension de l'émission; s'il s'agit de musique, il en sera différemment: on pourra encore recevoir, mais l'audition sera beaucoup plus sourde. Le remède ne sera pas parfait, car il sera toujours impossible de séparer les deux émissions, mais le mal sera moindre, et c'est là le principal!

Suivant les émissions, les brouillages s'étendent plus ou moins loin de part et d'autre de leur porteuse. De plus, leur fréquence porteuse varie suivant les jours. Aussi, n'est-il pas possible de faire la séparation en haute fréquence. La solution consiste à l'effectuer en basse fréquence.

Par ailleurs, la zone perturbée par un brouilleur dans le registre musical, s'étend plus ou moins loin suivant le poste que l'on désire écouter. Dans ce cas, il semble préférable de ne pas prévoir une seule fréquence de coupure, mais d'établir une fréquence de coupure variable ou, si cela n'est pas facile, d'établir plusieurs fréquences de coupure que l'on peut commuter progressivement.

LE FILTRE PASSE-BAS

Avant de fixer notre choix, nous allons étudier d'une façon générale comment se présente la solution. Lorsqu'on veut éliminer toutes les fréquences au-dessus d'une certaine limite, on utilise un filtre du type passe-bas.

Comment se présente ce montage? C'est un assemblage de bobines de self-induction et de capacités qui laissent passer toutes les fréquences au-dessous d'une certaine limite et qui arrêtent celles qui sont au-dessus de cette limite, et cela d'autant plus facilement que les fréquences sont supérieures à la limite fixée.

Au point de vue schéma, on peut avoir l'un des montages de la figure 1 ou 2. Le schéma de la figure 1 est dit « cellule en π », celui de la figure 2 est dit « cellule en T ». On peut utiliser l'un ou l'autre de ces montages, mais au point de vue qui nous intéresse, nous choisissons le premier, qui ne nécessite que deux bobines de self-induction, au lieu de trois dans le second. Quel que soit le montage adopté, la courbe d'atténuation à l'aspect de la figure 3, c'est-à-dire que l'intensité en fonction des fréquences a l'aspect inverse; on peut la représenter dans la figure 4.

L'étude des filtres montre que la valeur

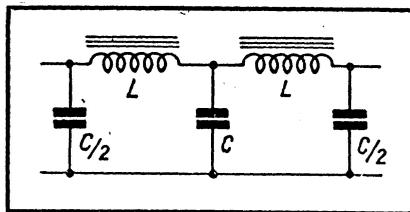


Fig. 1 — Filtre passe-bas en π .

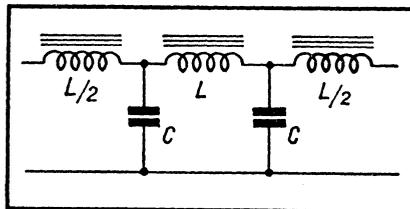


Fig. 2. — Filtre passe-bas en T.

des éléments du filtre, c'est-à-dire la valeur des bobines et des condensateurs, dépend non seulement de la fréquence frontalière désirée, mais aussi des impédances terminales. Or, pour simplifier les calculs, on s'arrange pour que l'impédance à l'entrée soit identique à l'impédance à la sortie. Soit Z cette impédance; on dit alors que Z est l'impédance caractéristique ou impédance itérative du filtre. (Dans le cas où les impédances d'entrée et de sortie sont différentes, les calculs sont plus complexes, mais nous ne l'envisagerons pas ici, car on peut toujours, à l'aide de transformateurs, rendre une impédance égale à une valeur préalablement fixée.)

Si nous appelons Z l'impédance d'entrée, qui est aussi égale à l'impédance de sortie, et si nous désignons par f la fréquence limite à partir de laquelle doit commencer l'atténuation, nous aurons pour les éléments du filtre les valeurs suivantes:

$$L = \frac{Z}{\pi f} \quad C = \frac{1}{\pi f Z}$$

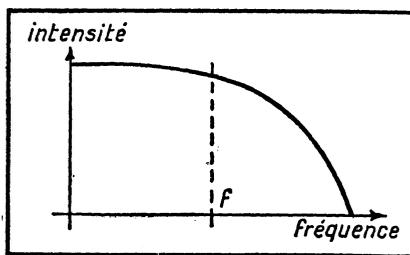


Fig. 3. — Courbe de transmission.

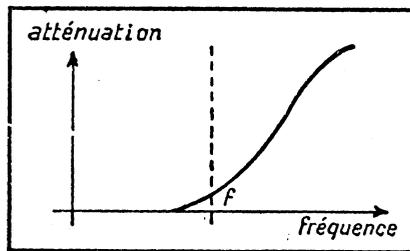


Fig. 4. — Courbe d'atténuation.

LE CALCUL DES ELEMENTS DU FILTRE PASSE-BAS

Si nous connaissons Z et si on se fixe f, on pourra calculer les éléments de la figure 1. Mais, pratiquement, où va-t-on monter ce filtre? On le placera entre la lampe de sortie et le haut-parleur, ou encore, entre la préamplificatrice et la lampe de sortie. Nous préférons la première solution, car les impédances sont mieux définies. Nous pouvons alors monter notre filtre comme l'indique la figure 5, l'impédance d'entrée étant l'impédance de charge optimum de la lampe et l'impédance de sortie celle du haut-parleur, ou à travers le transformateur d'adaptation.

Toutefois, cette solution n'est pas entièrement satisfaisante, car les bobines à utiliser sont des bobines à fer; aussi, leur coefficient de self-induction L va varier en fonction de la composante continue et de la composante alternative qui passe dans le circuit plaque; par suite, si L varie, il en sera de même de la zone d'atténuation. On a donc intérêt à utiliser des bobines pour lesquelles le coefficient de self-induction est indépendant du courant qui les traverse.

Dans la pratique usuelle, on peut construire des bobines sans fer jusqu'à plusieurs millihenrys. Toutefois, il ne faut

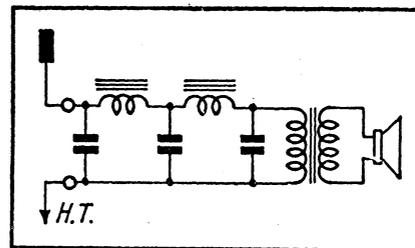


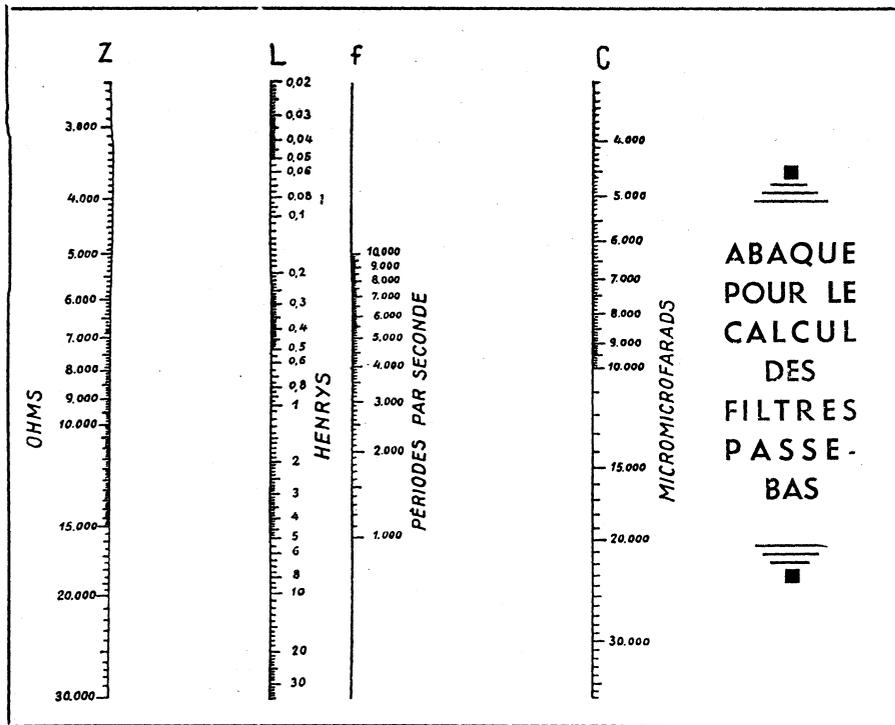
Fig. 5. — Montage direct du filtre passe-bas.

pas perdre de vue que l'efficacité du filtre sera d'autant meilleure que la résistance de ses bobines sera plus faible, c'est-à-dire que celles-ci auront une meilleure surtension. On parvient, avec des bobines à poudre de fer, qui ne se saturent pas et dont le coefficient de self-induction ne varie pas dans les limites usuelles, à obtenir des coefficients de surtension de l'ordre de 100, c'est-à-dire $L\omega/R=100$, sur des fréquences de l'ordre de 150 kHz. Mais en basse fréquence, la surtension tombe très vite au-dessous de 10.

On doit donc utiliser des bobines à fer, mais qui ne soient pas parcourues par du courant continu. La solution est facile: il suffit d'intercaler entre la lampe et le filtre un transformateur de liaison. Dans ces conditions, les bobines ne seront plus parcourues que par l'alternatif, et on peut, avec des bobines à fer, obtenir en basses fréquences (autour de 1.000 périodes) des surtensions de l'ordre de 20 à 50. Nous prendrons un cas plutôt défavorable en admettant $L\omega/R=20$, et nous verrons plus loin comment de cette valeur on déduit la courbe d'atténuation.

Si nous pouvons réaliser des bobines acceptables de l'ordre de 1 henry, nous voyons que l'impédance Z (en prenant $f=2.000$), sera de l'ordre de $Z=L\pi f=1 \times 3,14 \times 2.000=6.280$ ohms, c'est de l'ordre de grandeur des impédances optima de charge de lampes, donc le transformateur de liaison sera de rapport 1/1.

Ayant fixé ce point et après avoir vu



La valeur de C se réalise aisément avec des condensateurs courants. Quant à la valeur de L, il faut la réaliser en utilisant soit le calcul, soit les abaques spéciaux.

REALISATION PRATIQUE

Du fait que le brouillage est plus ou moins étendu dans les aiguës, la solution idéale serait de réaliser un filtre passe-bas ayant une frontière variable. Si l'on veut conserver l'adaptation, il faut faire varier à la fois les capacités des condensateurs et le coefficient de self-induction des bobines ; on conçoit que ce procédé serait fort peu pratique et que mieux vaut chercher une autre solution. Celle-ci consiste à faire simplement une commutation de filtre : on prévoiera autant de filtres que de fréquences de coupure.

Mais combien faut-il adopter de fréquences de coupures ? Car, si elles sont nombreuses, le montage sera très important. Nous pensons que deux fréquences de coupures suffisent largement ; on peut, avec un premier filtre, couper au-dessus de 5.000, et avec un autre, couper au-dessus de 2.000 périodes par seconde ; cela suffira largement pour les cas usuels et n'entraînera pas des manœuvres et des montages trop délicats. Le schéma sera alors celui qui est représenté dans la figure 6. Dans le montage, il faudra simplement veiller à ce qu'il ne se produise aucune action de mutuelle induction entre les bobines ; on y parviendra assez aisément par une disposition judicieuse des éléments.

CONCLUSION

Le montage que nous avons décrit permet d'éliminer facilement les sifflements d'interférences et l'effet perturbateur des brouillages voisins. Son efficacité est particulièrement intéressante si l'on en juge par la courbe de la figure 7.

Le procédé qui consiste à monter deux filtres est celui qui permet de s'adapter au mieux aux conditions préalablement imposées. De plus, ce montage est relativement simple, facile à réaliser et économique, tout en ne tenant qu'une place très réduite.

l'ordre de grandeur des bobines, nous pouvons déterminer si la valeur des condensateurs est acceptable. Si nous prenons $Z=10.000$ et $f=2.000$, on trouve :

$$C = \frac{1}{\pi f Z} = \frac{1}{3,14 \times 2.000 \times 10.000} = \frac{1}{6,28 \times 10^7} = \frac{1}{62,8 \cdot 10^6}$$

soit un ordre de grandeur de $16/1.000^e$ de microfarad, ce qui est très acceptable.

Après avoir vu que l'ordre de grandeur est réalisable, nous allons, pour le calcul

trée du filtre, et si nous voulons couper les fréquences au-dessus de 5.000 périodes par exemple, en gagnant par une droite $Z=7.500$ et $f=5.000$, l'abaque nous donne $L=0,48$ henry et $C=8.500$ $\mu\mu F$ environ, ce qui rentre dans les valeurs normales de bobines et de condensateurs. Il ne faut pas oublier que c'est la valeur du condensateur placé au centre. Ceux des extrémités du filtre ont pour valeur $C/2$, soit ici 4.250 $\mu\mu F$.

Dans la pratique usuelle, les impédances de sortie de lampe sont presque toujours comprises entre 5.000 et 20.000 ohms ;

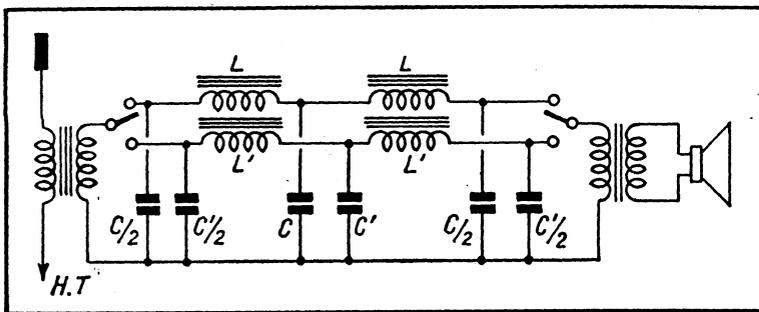


Fig. 6. — Filtre à deux fréquences de coupure.

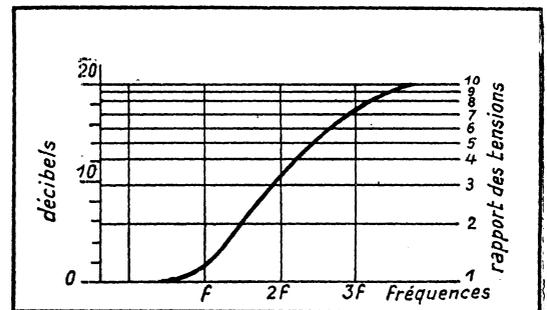


Fig. 7. — Courbe d'atténuation type (f est la fréquence de coupure choisie).

exact, utiliser un abaque qui nous permettra de simplifier les calculs.

Pour l'utiliser, il suffit de joindre par une droite les valeurs de Z et f connues, cette droite coupe les axes de C et de L en des points gradués qui donnent immédiatement les valeurs correspondantes de la self-induction et de la capacité cherchées.

C'est ainsi que, si l'impédance de la lampe de sortie est de 7.500 ohms, nous plaçons un transformateur de rapport 1/1 qui conserve cette impédance pour l'en-

quant à la fréquence de coupure, elle ne peut pas descendre au-dessous de 2.000 périodes, si l'on veut conserver l'intelligibilité de la parole ; au-dessus, les fréquences rendues sont rarement supérieures à 8.000 pour la plupart des haut-parleurs courants. Aussi, si l'on veut couper les aiguës, on pourra commencer à 5.000 ou 6.000. En adoptant donc pour $Z:5.000$ et 20.000 et pour $f: 6.000$ et 2.000 , on voit que L sera compris approximativement entre 0,3 et 3 henrys, et C sera compris entre $2,5/1.000$ et $32/1.000$ de microfarad.

Pour le réaliser, il suffit de connaître l'impédance optimum de charge de la lampe qui est donnée par tous les catalogues de lampes ; on calculera les éléments en utilisant l'abaque et on réalisera les bobines en se reportant aux graphiques classiques ; cela fait, il ne reste plus qu'à réaliser le schéma de la figure 6 et à vérifier que les résultats prévus se confirment.

A. de GOUVENAIN.
Ingénieur Radio E.S.E.

But de la stabilisation

On sait que la caractéristique de fonctionnement d'une lampe dépend fortement de ses tensions d'alimentation. Ainsi, une variation de la tension plaque entraîne un changement dans le courant anodique, ce qui, dans un voltmètre à lampes, détermine tout au moins un dérèglement du zéro, si ce n'est pas la non-validité de l'étalonnage.

Pour éviter ce grave inconvénient, on flanque un ou deux tubes au néon, et on déclare que le montage est aussi stabilisé que possible, ce qui n'est d'ailleurs que rarement vrai. La stabilisation rationnelle ne s'obtient que par tâtonnements successifs et par de nombreux essais.

Recherche des « variables »

Avant de se lancer dans la stabilisation, il faut voir quelles variables influent sur le montage. Supposons, pour fixer les idées, qu'il s'agit de minimiser la dérive d'un oscillateur. Les grandeurs capables de provoquer cette dérive sont :

- 1) La tension filament V_f ,
- 2) La tension plaque V_a ,
- 3) La tension écran V_e (en supposant que l'oscillatrice est une penthode).

L'oscillateur en montage normal est comparé à un générateur quelconque, avec qui il engendre un battement acoustique décelé et rendu audible par un haut-parleur ou un casque. La note produite doit être d'environ 400 p/s; plus haute, elle sort des limites où l'oreille

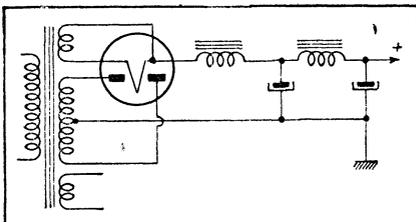


Fig. 1. — Filtre avec inductance en tête.

apprécie facilement sa variation, et plus basse, on risque la mise en synchronisme des deux oscillateurs.

Si l'on veut perfectionner ce montage simple, il faut produire une figure de Lissajous sur un oscillographe, au moyen d'un générateur B. F. De cette façon, il est possible de mesurer directement les périodes de dérive.

On commence donc par monter une résistance variable dans le circuit fila-

ment, afin de produire une variation de 10 0/0 environ en plus ou en moins de la tension du chauffage. Pour obtenir une augmentation de V_f , il faut évidemment survolter le transformateur d'alimentation, en réduisant convenablement les autres tensions. Si la variation de V_f modifie de beaucoup la note du battement, il faut stabiliser le chauffage; sinon, c'est superflu.

riserait les filaments, sans que pour cela change le courant primaire. Une telle stabilisation est donc inefficace, et, de surcroît, dangereuse.

Quant aux stabilisateurs utilisant des transformateurs à fer saturé, lorsqu'ils commandent toutes les tensions d'un appareil, ils sont dans le même cas.

Conclusion : la stabilisation doit être partielle, circuit par circuit.

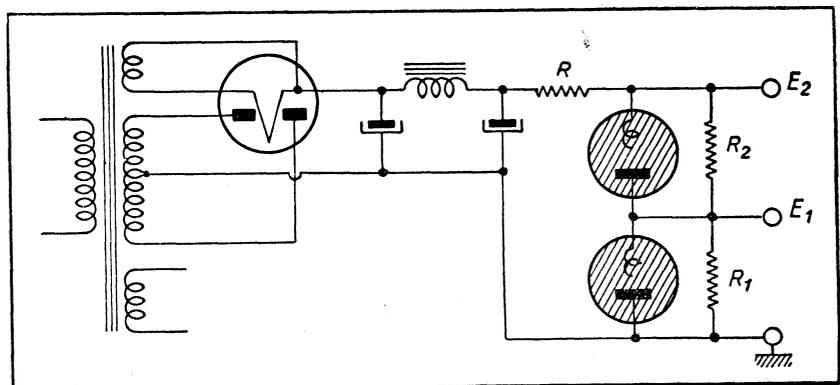


Fig. 2. — Stabilisation de la H.T. par lampes au néon.

Ensuite, on s'attaque tour à tour à V_a et V_e , en prenant les tensions respectives d'alimentation sur un diviseur réglable à fort débit, pour être sûrement à l'abri de l'influence des circuits de mesure. Le critérium est le même que précédemment : le haut-parleur montrera si V_a et V_e doivent être considérés comme « variables » inoffensives ou dangereuses.

Stabilisation totale

Au cas où les expériences précédentes auraient mis en lumière que les variations de V_f , V_a et V_e sont indésirables toutes les trois et agissent dans le même sens, on pourrait songer à stabiliser le montage en bloc en mettant un régulateur fer-hydrogène convenable sur le primaire. Nous attirons l'attention sur les dangers que présente cette méthode.

Dans ce cas, le régulateur tend à maintenir constante la puissance débitée par le secondaire. Ainsi, si le débit haute tension diminue pour une raison ou une autre, la tension de chauffage des lampes augmente. Un nouvel équilibre s'établit pour le régulateur, bien que les tensions initiales soient bouleversées.

Ce qui est encore plus grave, c'est que, au cas où le débit H. T. tomberait anormalement, toute la puissance disponible irait dans le chauffage et pulvé-

Stabilisation de la H. T.

Un effet stabilisateur très simple et efficace est obtenu en montant à la sortie du redresseur un filtre avec une inductance en tête (fig. 1). Ce montage a la particularité de rectifier la caractéristique du redresseur en diminuant la tension à vide. La H. T. sera beaucoup plus indépendante de la charge, donc plus constante. Un avantage non négligeable de ce montage réside dans le fait que les condensateurs électrolytiques ne claquent plus au démarrage. Si le débit est faible, comme c'est presque toujours le cas dans les appareils de mesure, on peut remplacer l'inductance par une résistance.

Le montage classique avec lampes au néon est montré dans la figure 2. Chaque tube stabilise une tension déterminée, généralement comprise entre 85 et 130 V, selon le modèle.

Insistons ici particulièrement sur le rôle de la résistance de charge, qui doit absorber les excédents de tension. Pour obtenir un fonctionnement satisfaisant du régulateur, il faut que la chute de tension dans cette résistance ne soit pas trop petite; il faut au moins 40 V par tube. On remarquera en outre les résistances R_1 et R_2 qui shuntent les tubes au néon (100.000 Ω chacune), et dont le but est de permettre leur amorçage.

Stabilisation du chauffage

Pour obtenir une tension constante aux bornes des filaments, nous aurons recours à un tube fer-hydrogène (fig. 3). Il maintiendra constant le courant qui le traverse, tout en ayant à ses bornes une chute de tension très variable.

Deux montages sont possibles : liaison série et parallèle des filaments. Pour avoir tous les chauffages au potentiel de la masse, le montage parallèle est préférable; mais nos tubes fer-hydrogène actuels ont tous une plage de régulation de 25 à 75 V, et la consommation, dans le cas de plusieurs lampes en parallèle, serait exagérée. C'est pourquoi, rationnellement, il faut opter pour le montage

série, comme il est pratiqué dans les postes tous courants.

Il sera alors nécessaire de disposer sur

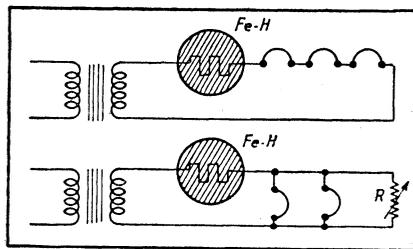


Fig. 3. — Stabilisation de la tension de chauffage par régulateur à fer-hydrogène.

le transformateur d'un enroulement de chauffage 0,2 ou 0,3 A, 60 à 80 V, selon le nombre de tubes (et leur espèce) à alimenter. Compter la chute de tension du régulateur au milieu de la plage, soit 50 V. Ce montage a l'avantage de ne rien endommager en cas de rupture d'un filament, mais simplement d'arrêter le fonctionnement de l'appareil.

Le montage parallèle de la figure 3 comporte une résistance R, dont le but est d'absorber le surplus du courant, au cas où le tube choisi débite un courant supérieur à celui nécessaire pour les chauffages.

F. HAAS,
Ing. E.E.M.I.

UN VOLT-MÈTRE A LAMPES

Voltmètre à lampes à contre-tension

A voir les prospectus de nos constructeurs de voltmètres à lampes, on pourrait croire que, seule, la diode a droit de cité comme détectrice de toutes les fréquences. Il est vrai qu'aux ondes courtes, très courtes et ultra-courtes, c'est elle qui donne les meilleurs résultats; mais ce n'est point une raison pour lui accorder le rôle universel dont elle bénéficie.

Son amortissement est gênant dans bien des cas, notamment lorsqu'il s'agit de mesurer des circuits à forte surtension. Aux basses fréquences, elle ne présente guère d'intérêt et les mesures des tensions continues lui sont prohibées.

Ces lacunes nous ont amené à étudier un voltmètre à lampes sans diode. La dé-

L'appareil dont la description suit est d'une utilité incontestable dans un laboratoire ou atelier bien équipé. Il a l'avantage d'être stable et facile à construire et à étalonner.

thode est réglable indépendamment. Supposons qu'initialement la polarisation grille soit minimum (curseur de P_g en A). On règle au moyen du potentiomètre de ca-

est indifférente et indique simplement qu'il y a quelque chose sur la grille. En manœuvrant P_g , on augmente la polarisation jusqu'à ce que le courant anodique revienne à sa valeur initiale I. A ce moment, l'augmentation V_g de la polarisation est égale à la plus forte amplitude du signal, car la somme des deux tensions mises en série est nulle (puisque elles sont de signes contraires).

Il suffit donc de lire sur le voltmètre V_g la tension qui est égal à la valeur de crête du signal. On doit multiplier par 0,7 cette valeur, pour obtenir la tension efficace (à condition que l'onde soit sinusoïdale). Si c'est du continu, il y a tout simplement égalité entre la tension lue sur V_g et celle appliquée à la grille.

Malgré la longueur de cet exposé, la mesure est très rapide, puisqu'il suffit de

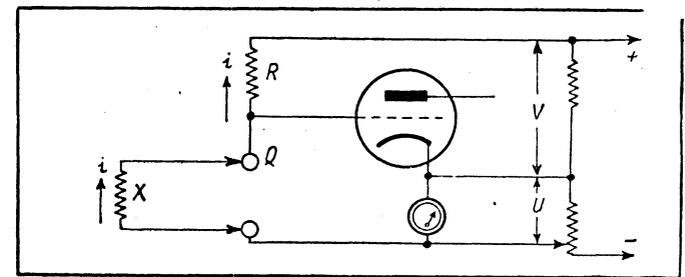
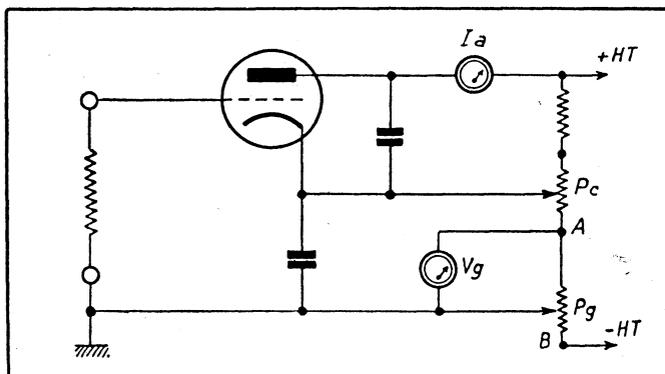


Fig. 1. — Schéma de principe du voltmètre à contre-back.

Fig. 2. — Circuit utilisé pour le Megohmmètre.

tection donnant l'amortissement le plus faible a toujours été la détection plaque. Pour que la sensibilité soit grande, nous choisissons une polarisation fixe. Enfin, pour éviter toutes les erreurs d'étalonnage et variations dues aux tensions d'alimentation, nous avons opté pour le système à contre-polarisation (« slide back »). Rappelons brièvement le principe de cette méthode (fig. 1).

Une triode reçoit une polarisation variable et mesurable par le voltmètre V_g sur la grille, et de plus, son potentiel de ca-

thode P_g le courant plaque lu par le milli ou microampèremètre I_a sur une valeur I très faible. Nous sommes donc en présence d'une détectrice, car une impulsion (positive) sur la grille correspondrait à une augmentation du courant plaque.

Supposons qu'une tension quelconque, continue ou alternative, a causé un certain courant plaque I'. Dans le cas des appareils à lecture directe, on connaît la relation entre I' et la tension inconnue, et il suffit de la lire sur le cadran. Dans les appareils à contre-polarisation, la valeur I'

tourner un potentiomètre pour (en quelque sorte) refaire un zéro. Néanmoins, cette manipulation n'existe pas dans les voltmètres à lecture directe. C'est là un petit inconvénient. Mais, par contre, l'appareil est plus précis (puisque la véritable mesure se fait en continu), les erreurs d'étalonnage sont plus faibles et, finalement, il est stable sans avoir besoin pour cela de dispositifs compliqués de stabilisation.

Donc, sans prétendre à une universalité impossible à réaliser, il est très intéressant

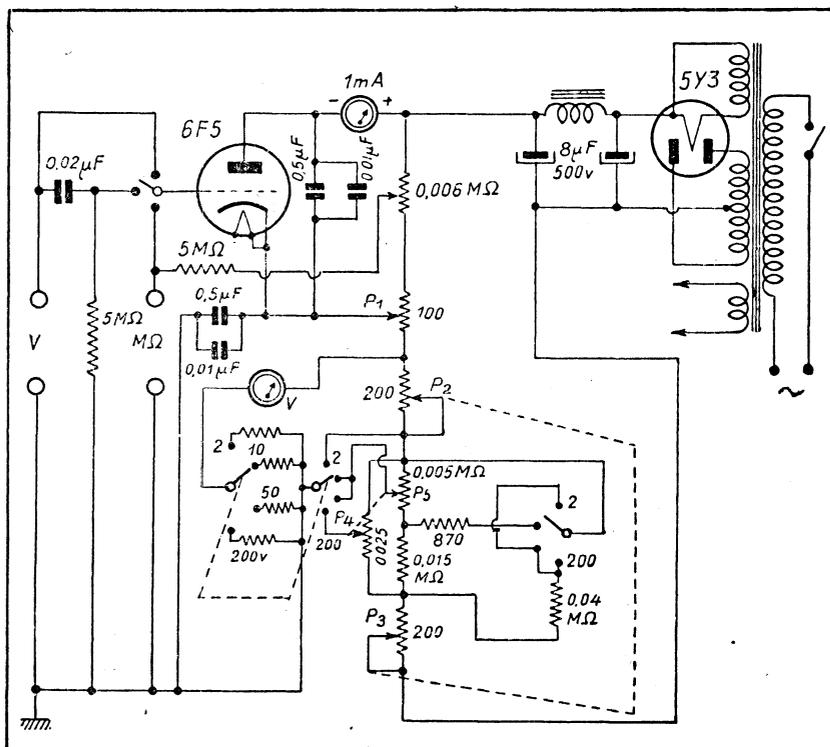


Fig. 3. — Schéma complet du Volt-Mégohmmètre à lampes.

comme voltmètre à courant continu à résistance infinie (mesure des tensions d'écran et d'antifading), ainsi que comme voltmètre de crête pour haute et basse fréquences. Si certaines précautions sont prises, les lectures sont valables jusqu'à 20 à 30 m. (soit 10 à 15 MHz).

Megohmmètre

L'appareil décrit plus haut se prête avec peu de modifications à l'emploi très intéressant en Megohmmètre. Considérons le circuit en pont de la figure 2. Sur le diviseur à droite, nous avons une différence de potentiel fixe V et une tension variable et mesurable U. La branche gauche est formée par une résistance R (l'étalon), et l'inconnue X. Un courant I les traverse et crée les chutes de tension Ri et Xi. Comme dans le pont de Wheatstone, la condition de l'équilibre est :

$$U = X I$$

$$V = R I$$

d'où l'on tire

$$X = \frac{R}{V} U$$

R et V étant fixes par construction, R/V est une constante, et X est directement proportionnelle à U.

Avec R = 5 MΩ et V = 50 V. R/V = 100.000. Comme U est variable entre 1 et 200 V, nous obtenons :

$$U = 1 \text{ V}; X = 100.000 \text{ } \Omega.$$

$$U = 200 \text{ V}; X = 20 \text{ M}\Omega.$$

En choisissant R plus fort et V plus faible, il est facile d'étendre la gamme vers les résistances encore plus fortes.

Voici en quoi consiste la manipulation. Tout d'abord, il faut faire le tarage. A cet effet, le curseur du potentiomètre est mis sur A (U = 0), ce qui détermine un cer-

tain courant I, quelconque a priori, et lu sur le milliampèremètre dans la plaque. Ensuite, la grille est reliée au point Q, point de jonction de X et de R. On règle U jusqu'à obtention du courant I, le même qu'au tarage. On lit U et U multiplié par R/V (soit 100.000 dans notre cas) est égal à X.

Ensemble du montage

La figure 3 donne le schéma complet. Nous avons utilisé une 6F5, à cause de sa grille isolée et de son coude inférieur assez brusque. Une 6Q7 donnerait un résultat analogue. Ce qui est essentiel, c'est que le vide dans l'ampoule soit excellent, et cela n'est malheureusement pas toujours le cas avec les tubes actuels.

La grille est commandée par un contacteur, et nous insistons particulièrement sur son isolement aussi parfait que possible, à cause des mesures des MΩ. Il branche la grille soit directement sur la borne d'entrée, soit par l'intermédiaire d'un condensateur (20.000 pF au mica) pour l'alternatif, soit encore à la borne MΩ. De là part la résistance de 5 MΩ, qui aboutit sur un point à 50 V par rapport à la cathode sur le diviseur de tension.

La plaque va au + HT à travers le milliampèremètre de 1 mA. A remarquer les découplages plaque-cathode et cathode-masse, constitués par 0,5 μF, en parallèle avec 10.000 pF au mica. Ce dernier sera soudé directement sur le support; ainsi, l'appareil est apte aux mesures en ondes courtes.

Le diviseur de tension est formé par une résistance bobinée, avec collier réglable pour le 50 V. Ensuite, vient le potentiomètre P₁ (100 Ω bobiné), commandant la cathode (réglage du zéro). Le potio-

mètre P₂ qui suit, et qui est couplé avec P₃ (tous les deux ont 200 Ω) donne 0 à 2 V environ et sert de réglage fin aux autres sensibilités. Après P₂, nous trouvons P₄ (25.000 Ω), procurant une variation de 0 à 200 V. En parallèle sur P₄, il y a P₅ jumelé avec P₄. P₅ = 5.000 Ω est en série avec 15.000 Ω, ce qui limite sa plage de réglage à 50 V. Pour obtenir 10 V, gamme qui nous manque encore, nous shuntons P₅ sur la sensibilité 10 V par 870 Ω. Toutefois, cette opération augmente un peu le courant total, puisque la résistance de P₅ est diminuée. Pour conserver constantes les tensions, nous shuntons P₄ par 40.000 Ω sur les trois autres gammes, soit 2, 50 et 200 V.

Cette commutation, ainsi que celles des curseurs de P₂, P₄ et P₅ à mettre à la masse (retour de grille) et les sensibilités du voltmètre (2-10-50-200 V) sont obtenues par un contacteur (commande des sensibilités) à 1 galette à 3 rails, 4 positions.

L'alimentation est classique.

Réalisation

Le montage comme tel est trop simple pour qu'il soit nécessaire d'en dire beaucoup de mots. Tous les potentiomètres sont bobinés, et P₂, P₃ ainsi que P₄, P₅ sont jumelés.

Le châssis peut être très petit, ce sont seulement les cinq commandes et les deux instruments de mesure qui demandent un panneau assez grand. Le transformateur sera un modèle 2 x 350 V, le débit est de 20 mA environ. A noter que les condensateurs de filtrage sont isolés de masse.

Si tout est monté correctement, il n'y aura pas de mise au point à effectuer. A défaut d'un voltmètre possédant les quatre sensibilités, on peut monter un milliampèremètre de 1 ou 2 mA, avec des résistances convenables en série, pour faire l'étalonnage.

Au sujet du Megohmmètre, une remarque s'impose. Dans la figure 2, les différences de potentiel V et U sont bien définies, mais sur le montage définitif, la présence de P₁ ne permet pas d'annuler U; et V varie avec la position du curseur. C'est pourquoi, nous avons pris V = 50 V au lieu de 5 V, ce qui aurait donné 10 fois plus de sensibilité. Devant 50 V, la variation de 1 à 2 V de P₁ peut être négligée. La précision obtenue est encore bien suffisante; néanmoins, pour réaliser correctement le schéma de la figure 2, il faudrait court-circuiter P₁ et monter une résistance d'autopolarisation entre cathode et diviseur. Comme cette mesure se fait en continu, l'unique but de cette résistance est de régler le courant plaque à une valeur telle qu'il tombe vers le milieu de l'échelle.

H. DANCOURT.

NOTRE COUVERTURE

La photographie de la couverture représente l'étage final d'un émetteur moderne de radiodiffusion. Les quatre « loupiotes » qui l'équipent sont des tubes de 300 kW de puissance dissipée, à refroidissement par eau.

LES LOIS DE LA VARIATION DU « SWING » DANS LA MODULATION DE FRÉQUENCE

L'une des méthodes les plus répandues de la modulation de fréquence, couramment utilisée dans les appareils de mesures, fait appel à un procédé purement électronique.

Pour varier la fréquence d'un circuit oscillant, on branche, en dérivation sur celui-ci, un tube électronique monté de telle manière qu'il joue le rôle de capacité ou de self-induction.

Dans les deux cas, sa capacité ou sa self-induction dynamique est une fonction de sa pente.

Cette dernière est variée en appliquant à sa grille de commande une polarisation variable.

Il peut être intéressant d'étudier la loi de la variation du swing du circuit oscillant en fonction de sa fréquence d'accord dans les deux cas que l'on vient d'envisager.

On appelle le swing l'amplitude de la variation de la fréquence. Cette variation est-elle constante pour toutes les positions d'accord du circuit oscillant? Ou, si elle varie, le fait-elle d'une façon identique pour le montage de la lampe de glissement en capacité et en self-induction dynamiques?

A priori, on serait tenté de répondre affirmativement à cette dernière question, puisque, dans la formule de Thomson :

$$C = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

L et C interviennent d'une façon tout à fait identique.

Ce raisonnement *a priori*, bien des techniciens l'ont fait. Aussi le but de la présente note est-il justement de démontrer à quel point il convient de se méfier d'une telle catégorie de déductions où le bel élan du mathématicien l'emporte sur le froid raisonnement du physicien.

Formulons nettement la question. Nous voulons établir la loi de la variation de la fréquence, cette variation étant désignée par dF , qu'elle soit entraînée par une faible variation dC de la capacité, ou par une faible variation dL de la self-induction, et cela en fonction de la valeur absolue F de la fréquence. En termes plus vulgaires : nous cherchons à déterminer de combien varie la fréquence pour une constante et faible variation soit de la self-induction, soit de la capacité aux différentes positions du condensateur variable d'accord.

Car, bien entendu, nous supposons avoir affaire à un circuit oscillant composé d'une self-induction fixe, en dérivation sur un condensateur variable.

Dans le cas de la variation de la self-induction, en différenciant, dans la formule de Thomson ci-dessus, F par L , nous obtenons :

$$\frac{dF}{dL} = - \frac{1}{4\pi \sqrt{L^3 C}}$$

Dans cette dernière expression, substituons à C sa valeur dérivée de la formule de Thomson

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L F^2}$$

nous obtenons alors :

$$\frac{dF}{dL} = - \frac{F}{2L}$$

On voit ainsi que dF est proportionnel à F . Autrement dit, le swing croît avec la fréquence d'accord du circuit. Si une certaine variation de la self-induction détermine, par exemple, autour de 200 kHz, une variation de fréquence de 5 kHz de part et d'autre de cette fréquence d'accord, à 400 kHz la même variation de la self-induction déterminera une variation de fréquence de 10 kHz.

Envisageons maintenant le deuxième cas, celui où la modulation de fréquence est provoquée par une faible variation dC de la capacité. En différenciant dans la formule de Thomson F par C , nous obtenons :

$$\frac{dF}{dC} = - \frac{1}{4\pi \sqrt{LC^3}}$$

Là encore, nous remplaçons C par son expression :

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L F^2}$$

résultant de la formule de Thomson; nous parvenons alors à l'expression :

$$\frac{dF}{dC} = - 2\pi^2 L F^3$$

Nous voyons qu'ici le swing est proportionnel au cube de la valeur absolue F de l'accord. Autrement dit, une variation de fréquence qui module un circuit accordé sur 200 kHz d'un swing de 5 kHz donnera, pour un accord de 400 kHz, un swing huit fois plus grand, soit 40 kHz.

Celui qui, jusqu'à présent, a suivi notre exposé, ne manquera peut-être pas de nous interroger sur les raisons qui nous ont incité à éliminer, dans les deux cas,

la variable C dans les expressions de dF obtenues.

Si nous avons agi ainsi, c'est parce que c'était le seul moyen de représenter dF comme une fonction explicite de F .

En effet — et c'est ici que le physicien a la parole — il ne faut pas oublier que F est à son tour une fonction de la variable C (alors que, pour un circuit donné, L doit être considéré comme une constante). Par conséquent, une expression qui donne dF en fonction à la fois de F et de C ne peut pas traduire avec clarté la loi de variation que nous avons cherché à établir.

Pour que cette loi soit formulée avec toute l'évidence voulue, il faut qu'il n'y figure qu'une seule de ces deux variables qui sont liées par ailleurs entre elles.

En fait, dans ces expressions définitives auxquelles nous avons abouti, L constitue un simple paramètre, constant pour un circuit donné, et dF ne dépend que de deux variables qui sont : la fréquence de l'accord F et la variation de la réactance dL ou dC .

La comparaison entre les deux méthodes montre que, si aucune d'elles ne permet d'assurer la constance du swing pour toute la gamme des fréquences couvertes par un circuit, la variation du swing est beaucoup plus rapide dans le cas d'une lampe de glissement fonctionnant en capacité dynamique, que dans celui où cette lampe joue le rôle d'une self-induction dynamique.

Rappelons, pour terminer, qu'il existe un artifice permettant d'assurer la constance du swing pour toutes les gammes. Il consiste à produire les oscillations modulées en fréquence par battement entre deux oscillateurs dont le premier est à accord fixe et est modulé en fréquence, alors que le second n'est pas modulé en fréquence, mais est à accord variable.

E. A.

■ La radio et l'électronique ont été largement mises à contribution dans certaines nouvelles ARMES DE GUERRE. C'est ainsi que, comme le révèle K. R. Porter dans le numéro de janvier 1945 de Radio-News, des torpilles aériennes lancées à partir des avions et propulsées par l'éjection des gaz (principe de la fusée) étaient commandées par radio. Le pilote, en suivant du regard la traînée lumineuse des gaz incandescents, pouvait modifier à vol en l'air la trajectoire de la torpille en émettant des signaux appropriés.

De telles torpilles ont été notamment utilisées, mais sans succès, par l'ennemi, pour attaquer les flottes alliées à Salerne.

Sur le plan des armes terrestres, mentionnons le « tank de poche » sans conducteur qui, commandé par radio à partir de tanks plus grands placés en arrière, devait servir au lancement de mines. De tels tanks ont été mis en action par les Boches dans la tête de pont d'Anzio avec des résultats décevants. On a pu en trouver une version améliorée dans un secteur abandonné de la ligne Siegfried. Il était chargé de 250 kg d'explosifs, pesait 500 kg. environ, mesurait 1,75 m. de haut et se déplaçait à la vitesse de 25 km/h.

En somme, aucune nouveauté de principe; tout au plus une mise au point des moyens scientifiques pour tuer et détruire.

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

LA RADIO ?... MAIS C'EST TRES SIMPLE, par E. Aisberg. — Un ouvrage de vulgarisation à la portée de tous.
152 pages, format 18-23 100 fr.

MANUEL DE CONSTRUCTION RADIO, par J. Lafaye. — Etude de la construction d'un châssis et du choix des pièces détachées.
96 pages, format 16-24 35 fr.

LA PRACTIQUE RADIOELECTRIQUE, par André Clair. — L'étude d'une maquette de récepteur. Première partie : La conception.
96 pages, format 16-24 70 fr.

LA PRACTIQUE RADIOELECTRIQUE, par André Clair. — Seconde partie : La réalisation.
100 pages, format 16-24 70 fr.

METHODE DYNAMIQUE DE DEPANNAGE ET DE MISE AU POINT, par E. Aisberg et A. et G. Nissen. — Toutes les mesures des récepteurs, relevés des courbes et leurs applications.
120 pages, format 13-21, avec dépliant hors texte en couleurs .. 90 fr.

DEUX HETERODYNES MODULEES DE SERVICE, par J. Carmaz. — Principe, réalisation, étalonnage.
48 pages, format 13-18 30 fr.

LA MODULATION DE FREQUENCE, par E. Aisberg. — Théorie et applications de ce nouveau procédé d'émission et de réception.
144 pages, format 13-21 80 fr.

LES ANTENNES DE RECEPTION, par J. Carmaz. — Un récepteur ne peut pas être meilleur que son antenne. Ce livre explique comment l'on peut obtenir le résultat optimum de chaque type d'antenne.
64 pages, format 13-21 24 fr.

DE L'ELECTRICITE A LA RADIO, par J.-E. Lavigne. — Un cours complet destiné à la formation des radiotechniciens. Le tome premier est consacré aux notions générales et élémentaires d'électricité.
112 pages, format 13-21 50 fr.

DE L'ELECTRICITE A LA RADIO, par J.-E. Lavigne. — Tome deux, notions générales de radio.
152 pages, format 13-21 120 fr.

DEPANNAGE PROFESSIONNEL RADIO, par E. Aisberg. — Toutes les méthodes modernes de dépannage y compris le « signal-tracing ». Nouvelle édition corrigée.
88 pages, format 13-21 50 fr.

REALISATION ET EMPLOI DE L'OMNIMETRE, par F. Haas. — Construction et étalonnage d'un contrôleur universel continu-alternatif et d'un contrôleur junior. Nouvelle édition complètement refondue.
64 pages, format 13-18 25 fr.

CENT PANNES, par W. Sorokine. — Etude pratique de 161 pannes types. Diagnostic et remèdes.
144 pages, format 13-18 75 fr.

MAJORATION DE 10 0/0
POUR FRAIS D'ENVOI
AVEC UN MINIMUM DE 10 FRANCS
sur demande, envoi contre remboursement.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

42, rue Jacob, Paris (6^e).

(Chèques postaux : Paris 1164-34 — Téléphone : Littré 43-83.)

SCHEMATHEQUE 40. — Documentation technique de 142 schémas de récepteurs commerciaux à l'usage des dépanneurs.
168 pages, format 17-22 100 fr.

FASCICULES SUPPLEMENTAIRES DE LA SCHEMATHEQUE. — Ces brochures, actuellement au nombre de 14, complètent la documentation précédente. Chacune contient de 20 à 25 schémas.
Chaque fascicule de 32 pages .. 30 fr.

SCHEMAS DE RADIORECEPTEURS, par L. Gaudillat. — Schémas de récepteurs alternatifs et universels avec valeurs de tous les éléments.
Fascicule premier (32 p. 21-27) 45 fr.

LES LAMPOMETRES, par F. Haas et M. Jamin. — Etude théorique et pratique et réalisation des principaux appareils.
64 pages, format 13-18 30 fr.

LE MULTISCOPE, par R. Dumont. — Construction et étalonnage d'un pont à indicateur cathodique pour la mesure de R et C.
56 pages, format 13-18 30 fr.

LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO, par L. Gaudillat. — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines.
48 pages, format 13-22 35 fr.

ELECTROACOUSTIQUE, par J. Jourdan. — Tableau mural en couleurs donnant les valeurs et équivalences des décibels et les principales formules et abaques d'électroacoustique.
Format 50-65 30 fr.

CAHIERS DE TOUTE LA RADIO

N° 1. — LES RECENTS PROGRES DE LA RADIO 35 fr.
N° 2. — METHODES MODERNES DE DEPANNAGE 35 fr.
N° 3. — ELECTRONIQUE ET RADIO 40 fr.
N° 4. — LE LABORATOIRE 40 fr.

"LES CAHIERS DE TOUTE LA RADIO"

Avant la reprise de sa publication, pour suppléer dans une certaine mesure à l'absence de notre Revue, nous avons publié sous ce titre une collection de recueils d'études techniques conçues et présentées dans l'esprit de TOUTE LA RADIO. Il en a paru, entre mai et octobre 1945, quatre cahiers :

- N° 1. — Les récents progrès de la radio.
- N° 2. — Méthodes modernes de dépannage.
- N° 3. — Electronique et Radio. (Le Radar, la bombe atomique, etc.).
- N° 4. — Le laboratoire.

Prix : Cahiers Numéros 1 et 2, chacun 35 fr. — Franco : 45 fr.
Cahiers Numéros 3 et 4, chacun 40 fr. — Franco : 50 fr.

D'autres Cahiers paraîtront, complétant la documentation contenue dans TOUTE LA RADIO.

VIENT DE PARAITRE

MÉTHODE DYNAMIQUE DE DÉPANNAGE ET DE MISE AU POINT

PAR

E. AISBERG et A. & G. NISSEN

Principes ● Appareillage des mesures ● Mesure du niveau de sortie ● Analyse de l'étage de sortie ● Préamplificateur B.F. ● Détection ● Alignement des circuits M.F. et H.F. ● Relevé des courbes de résonance ● Mesures de sensibilité et de sélectivité ● Gain du circuit d'entrée ● Présélection ● Antifading ● Musicalité ● Mise au point et contrôle de fabrication ● Application au dépannage

120 pages in-8°. Dépliant en couleurs.
Nombreuses figures et tableaux numériques.

Prix : 90 fr. Franco : 100 fr.

SOMMAIRE DU N° 101

(Premier de la nouvelle série)

DE

TOUTE LA RADIO

- Reprenons contact, par E. A.
- Tetrode contre penthode, par Lucien Chrétien.
- La technique de l'émission en France et à l'étranger, par R. Warner.
- Analyse cinématique, par E. Aisberg.
- Quelques suggestions pour dépanneurs.
- Le laboratoire portatif du dépanneur (contrôleur universel, hétérodyne, lampemètre, indicateur d'alignement), par F. Haas.
- Etude d'un récepteur de qualité « 3+1 », par R. Gondry.
- Le récepteur de l'avenir.
- Stations relais extra-terrestres, par H.-C. Clarke.
- Revue critique de la presse étrangère.

PRIX : 40 fr. Franco : 45 fr.

(Voir les conditions d'abonnement en page 2 de couverture.)

Pour être tenu au courant de toutes les nouveautés de la technique radioélectrique, abonnez-vous à

Pour être tenu au courant de toutes les nouveautés de l'édition technique (livres, revues, etc...), demandez le service gratuit de ses catalogues à la

42, rue Jacob, PARIS-VI^e – Tél. LIT. 43-83