

**LES**  
**RÉCEPTEURS PROFESSIONNELS**

**PAR**

**R. ASCHEN**

Ingénieur en chef des laboratoires Philips  
(Section Applications électroniques)

**PARIS**



**92, RUE BONAPARTE (VI)**

**1947**





# Industriels...

... de nombreux problèmes  
peuvent être résolus par la  
**TECHNIQUE ÉLECTRONIQUE**

Nos services sont  
**à votre disposition**  
pour les étudier avec vous

TUBES DE RÉCEPTION

*Miniwatt*

ET TUBES SPÉCIAUX

**"MINIWATT"**  
**S**

TUBES A RAYONS CATHODIQUES  
TUBES STABILISATEURS AU NÉON  
THERMO-COUPLES CELLULES  
PHOTOÉLECTRIQUES TUBES RELAI  
TUBES SPÉCIAUX POUR TÉLÉVISION  
ET ONDES ULTRA-COURTES.

## COMP<sup>IE</sup> GÉNÉRALE DES TUBES ÉLECTRONIQUES

82, RUE MANIN, PARIS, 19<sup>e</sup> TÉL. BOT. 31-19 et 31-26

Georgi

# AUDAX

---

**HAUT - PARLEURS**  
POUR  
**RADIO - CINÉMA - MARINE**  
**CHEMIN DE FER - AVIATION**

---

45, Avenue Pasteur - MONTREUIL (Seine)

— Téléphone : AVRon 20-13 - 20-14 —

## A. M. E.

- ★ RECEPTEURS PROFESSIONNELS
- ★ RADIOGONIOMETRES
- ★ FREQUENCIMETRES
- ★ GENERATEURS B. F.
- ★ MICROVOLMETRES
- ★ AMPLIFICATEURS  
HETERODYNES  
& APERIODIQUES

**ATELIERS DE MONTAGES ÉLECTRIQUES**

54, Rue du Théâtre — PARIS - 15<sup>e</sup> — Tél. : SUF. 72-70

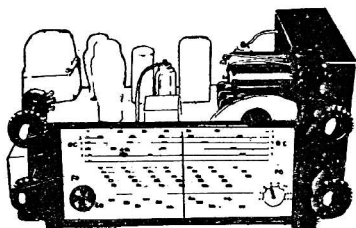
LES Éts HERGER

10, Rue de  
l'Hôpital



FIRMINY  
(Loire)

*présentent leurs nouvelles fabrications*



LE BLOC H. F.  
**9 A W**  
AVEC CADRAN

5 Gammes OC  
de 12 m, 50 à 52 m  
sans trou, avec  
UN ÉTAGE H. F.

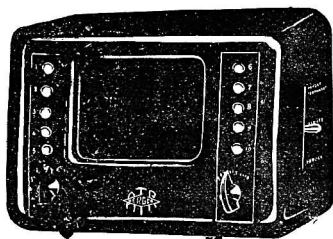
plus P.O. et G.O. — 1<sup>er</sup> Transfo MF incorporé  
*Ce bloc est livré entièrement réglé.*

LA TECHNIQUE DES RÉCEPTEURS PROFESSIONNELS

APPLIQUÉE AUX POSTES AMATEURS

L'INTERPHONE  
**P. A. 2**

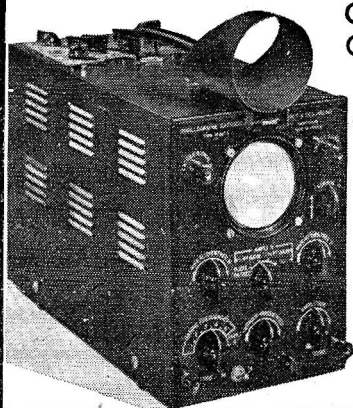
Standard 10 directions  
Signalisation lumineuse  
Consommation réduite  
sur position "attente"



Puissance et réalisme sonore surprenants.  
Présentation Luxueuse. Position «dictée».

**AUTRES FABRICATIONS :** Récepteurs de trafic Bloc 9 A W type OM  
pour amateurs émetteurs — Amplis B. F. à très haute fidélité.

NOTICES TECHNIQUES SUR DEMANDE



## OSCILLOGRAPHÉ CATHODIQUE

### OSCILLOGRAPHÉ DE SERVICE 267 A

Balayage à 40.000 périodes par sec.  
Amplificateur à grand gain : 2000  
Amplificateur à courant continu

# RIBET & DESJARDINS

13, Rue Périer. MONTROUGE (Seine). Tél. Alésia 2440x41



## Tout l'outillage *Dyna* pour la Radio

**BERCEAU DE MONTAGE et de DÉPANNAGE**

**FERS A SOUDER, RÉSISTANCE sur STÉATITE**  
(garantis UN AN)

**PERFORATEURS et TRÉPANS**

**TROUSSES D'OUTILLAGE**

Clés à tube, Tournevis à padding, Clés à trimmer, Grip-fils, Pick fils, Clés flexibles, etc.

Notices gratuites sur demande

## ET<sup>s</sup> Brice CHABOT

34-36, Avenue Gambetta, Paris (20<sup>e</sup>) ROQ. 03-02

# APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES

POUR LABORATOIRES,  
CONTROLE, TABLEAUX DE DISTRIBUTION

## AMPÈREMÈTRES A THERMO-COUPLES

POUR HAUTE FRÉQUENCE

VOLTMETRES - AMPEREMETRES

MILLIAMPEREMETRES - MICROAMPEREMETRES

POUR COURANT CONTINU OU ALTERNATIF

*Conditions spéciales pour équipements de Prototypes*

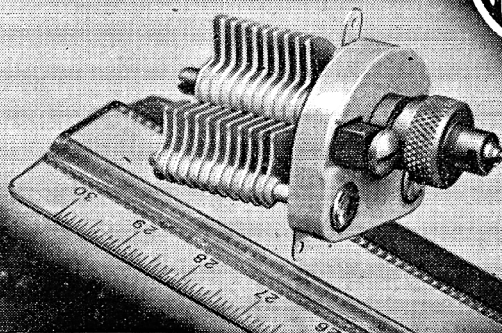
### F. GUERPILLON & C<sup>ie</sup>

Téléphone :

ALesia + 29-85

64, Avenue Aristide Briand - MONTROUGE (Seine)

AJUSTABLE À AIR  
TROPICALISÉ  
À ROTOR BLOCABLE



SÉRIE A.R.

ATELIERS R. HALFTERMEYER. 35, Av<sup>e</sup> Faidherbe  
MONTREUIL S/BOIS (Seine) = TÉL.: AVRon 28-90

CONSTRUCTIONS



RADIOÉLECTRIQUES



# RADIO NORTIC

*187, Rue du Temple - PARIS - 3<sup>e</sup>*

..... Téléphone : TURBIGO 52-54 .....

ATELIERS DE CONSTRUCTION RADIOÉLECTRIQUE DE MONTROUGE

18, Rue de Salsset  
MONTROUGE (Seine)

Tél. : Alésia 0076

**A. C. R. M.**

AERO  
FERROFIX  
Marques déposées

**BLOCS D'ACCORD** Amateurs et  
Professionnels

**TRANSFORMATEURS MOYENNE FRÉQUENCE**

Modèles métropolitains ou coloniaux

à fer réglables, avec ajustables à air

**472 kcs, 600 kcs, 1000 kcs, 1600 kcs, 1800 kcs, 6 et 20 Mcs**

AJUSTABLES A AIR ET AU MICA

PETITS CONDENSATEURS VARIABLES

RELAIS - MATÉRIELS DIVERS



# APPAREILS DE MESURE ÉLECTRIQUE & ACOUSTIQUE DE HAUTE PRÉCISION

*EXTRAIT DU CATALOGUE*

**GÉNÉRATEURS** { 5 à 100 c/s  
25 à 15.000 c/s  
25 à 100.000 c/s

**VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE** (0,1 à 100 v)

**DISTORSIOMÈTRE** (mesure du taux de distorsion en % - de la courbe de fréquences en db - du bruit de fond par rapport au signal en db.)

**PONT UNIVERSEL** (mesure de résistances selfs et capacités)

**AMPLIFICATEUR DE MESURES**

**MICROPHONE DYNAMIQUE**

**MICROPHONE ÉTALON**

**SONOMÈTRE** (mesure de la force acoustique et du bruit)

**AUDIOMÈTRE** (contrôle complet de l'ouïe humaine)

LE LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE EST SPÉCIALISÉ DEPUIS 1933 DANS LA CONSTRUCTION ET L'ÉTUDE D'APPAREILS DE MESURE.

LABORATOIRE  
ELECTRO-  
ACOUSTIQUE

**L.E.A.**

5, R. CASIMIR PINEL  
NEUILLY-/SEINE  
Tél. MAI. 55-06, 55-21

# THÉORIE ET PRATIQUE DES AMPLIFICATEURS

exposées par le calcul des imaginaires mis à la portée  
de tous avec de nombreux exemples numériques.

PAR

**J. QUINET**

Ingénieur de l'École supérieure d'électricité  
Professeur à l'École centrale de T. S. F.

Préface de

**C. GUTTON**

Membre de l'Institut

VIII-396 pages 16x25, avec 228 figures. 2<sup>e</sup> édition. N. T.  
1946. Broché. . . . . 520 fr.

## TECHNIQUE DE LA RADIO

THÉORIE ET PRATIQUE

PAR

**D<sup>r</sup> J. DÜRRWANG**

Traduction française de  
**L. LAMBELET**

190 pages 15,5x22,5, avec 141 figures. 1945. Broché . 300 fr.

92, rue Bonaparte

Tél.: Danton 99.15 (3 lignes)



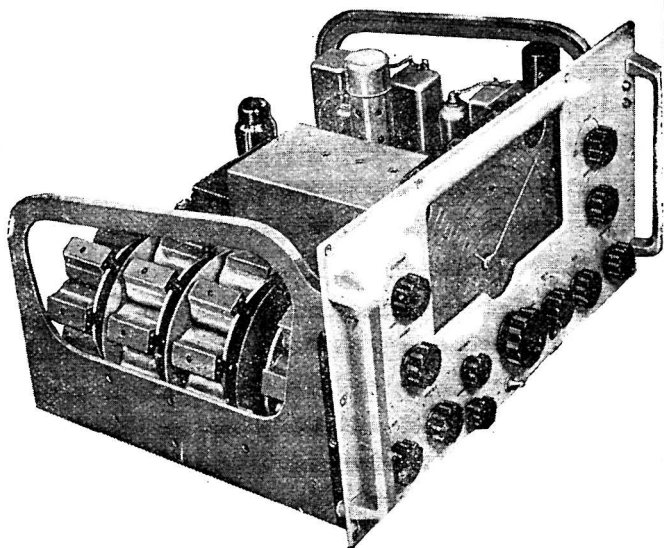
Editeur, PARIS 6<sup>e</sup>

Chèques postaux : Paris 75-45

# MATÉRIEL PROFESSIONNEL

## RECEPTEURS DE TRAFIC

## APPAREILS DE MESURE



Châssis du récepteur professionnel 117 DX G.

**“SORAL”** SOCIÉTÉ  
RADIO-LYON

4, *Cité Griset* - PARIS XI<sup>e</sup>

TÉLÉPHONE : OBERKAMPF 73-15

PJBL RAPH

# REVUE TECHNIQUE PHILIPS

MENSUELLE ILLUSTRÉE

**traitant des sources lumineuses et de leurs applications,  
de l'électronique, des rayons X et d'autres questions techniques**

*L'objet essentiel de cette publication est de fournir une documentation de premier ordre sur les travaux et les recherches effectués par le laboratoire de physique Philips et, plus généralement, sur l'évolution de la recherche dans tous les domaines scientifiques explorés par cette firme dotée de moyens d'investigation puissants. Les sujets y sont traités en ne faisant intervenir que les mathématiques strictement indispensables. Par la haute valeur technique de ses articles et la clarté de ses exposés, cette revue, d'une présentation irréprochable, constitue un véritable instrument de travail pour les ingénieurs, les techniciens et les chercheurs.*

**Abonnement 1<sup>er</sup> semestre 1947 : France et Colonies 350 fr.**

**Le numéro : 80 fr.**

## ÉTUDE DE L'ÉTAGE AMPLIFICATEUR A RÉSISTANCES

PAR

**J. SCHÉRER**

Licencié ès sciences, ingénieur I. E. G.

III-126 pages 16x25, avec 67 figures . . . . . (sous presse)

92, rue Bonaparte

Tél. : Danton 99.15 (3 lignes)



Éditeur, PARIS (6<sup>e</sup>)

Chèques postaux : Paris 75-45

# L'ÉCOLE PROFESSIONNELLE SUPÉRIEURE



fournit  
**GRATUITEMENT**  
comme avant guerre  
à tous ses élèves le  
matériel nécessaire  
à la construction  
d'un récepteur mo-  
derne.

Les cours techniques par correspondance  
sont ainsi complétés par les **TRAVAUX  
PRATIQUES**

Vous-même, sous la direction de votre  
professeur **GEO MOUSSERON**, construirez  
un poste de T.S.F.. Ce poste terminé restera  
votre propriété.

**RENSEIGNEMENTS  
ET DOCUMENTATION GRATUITS**

---

**École Professionnelle Supérieure**

**9, Avenue de Villars — PARIS (7<sup>e</sup>)**

**Tél. INV. 55-32**

**Métro: St-François-Xavier**

SOCIÉTÉ D'EXPLOITATION DE LA  
**PIEZO**  
**ÉLECTRICITÉ**

S.A.R.L. AU CAPITAL DE 1.000.000 DE FRANCS



**S.E.P.E**

LA SOCIÉTÉ S.E.P.E. EST À MÊME DE FOURNIR LES  
MODÈLES DE QUARTZ CI-DESSOUS

**MODÈLES  
STANDARD** Quartz 100 Kilocycles et 1.000 Kilocycles

**MODÈLES  
COURANTS** { Quartz grande stabilité 1/10<sup>6</sup>  
Quartz H.F. de 100 Kilocycles à 30 megacycles  
Filtres à quartz pour moyennes fréquences

**MODÈLES  
SPÉCIAUX** { Filtres à quartz à écran  
Quartz pour filtre  
Quartz à variation de fréquence

**MODÈLES  
DIVERS** { Mosaïque pour sondeurs à ultra-sans.  
Quartz oscillateur pour la B.F.  
Cristaux pour pick-up et micro  
Quartz pour mesures des pressions  
Quartz pour mesure du cycle des moteurs à explosions.  
Lames de Curie pour mesures de radioactivité  
Tous quartz pour applications particulières.

**DÉLAIS DE LIVRAISON**

Modèles Standard : A lettre lue

Modèles courants : 2 semaines à 1 mois

Modèles spéciaux et divers : minimum 1 mois et demi

**SIÈGE SOCIAL : 2 Bis, RUE MERCEUR - PARIS-XI<sup>e</sup> - Roquette 03-45**

**LES**  
**RÉCEPTEURS PROFESSIONNELS**

EI·  
Class. déc. 621 - 396 - 62





LES  
**RÉCEPTEURS PROFESSIONNELS**

PAR

**R. ASCHEN**

Ingénieur en chef des laboratoires Philips  
(Section Applications électroniques)

PARIS



92, RUE BONAPARTE (VI)  
1947



## CHAPITRE PREMIER

### CHOIX D'UN SCHEMA.

Lorsque l'on regarde la construction mondiale des récepteurs professionnels d'aujourd'hui, on a assez de difficultés pour faire un résumé clair et précis.

En effet, cette construction est tellement variée qu'il est difficile de trouver un schéma standard. Si l'on regarde les appareils de plus près, on est amené à faire une distinction entre ces deux catégories : le récepteur professionnel pour trafic difficile et le récepteur professionnel pour usages divers. C'est ce dernier type qui semble vouloir dominer à l'heure actuelle. Il donne sensiblement les mêmes résultats que le récepteur destiné au trafic difficile tant qu'il s'agit de la réception des émissions de qualité. Comme les émissions s'améliorent de plus en plus, la vogue du récepteur appelé couramment semi-professionnel ne fait que croître. L'amélioration des caractéristiques des lampes de réception a contribué également au succès du récepteur à petit nombre de lampes.

Que peut-on demander à un récepteur professionnel d'une technique récente ?

Les études effectuées par l'auteur montrent qu'il faut une dizaine de lampes pour remplir toutes les clauses d'un cahier des charges sévère. Ajoutons à ces lampes de bons circuits HF et MF, de bons condensateurs variables et de bonnes pièces détachées montées sur un châssis d'une mécanique impeccable, on arrive ainsi à un prix de revient par récepteur de l'ordre de 10.000 francs, sans la main-d'œuvre de montage et sans la mise au point.

Les performances que l'on peut obtenir sont les suivantes :

Gammes : 20 Mc/s à 5 Mc/s : 15 m. à 60 m.

Stabilité à chaud :  $10^{-5}$  à 10 Mc/s.

Sensibilité utilisable : 5 Microvolts en moyenne.

Rayonnement : < 200 Microvolts.

Sélectivités : 400 cycles/s à 6 db sur quartz.

4 à 13 Kc/s à 6 — sur transformateur.

20 à 10 Kc/s à 60 — 40 —

Fréquence-Image : 40 db à 20 Mc/s (> 40 db pour les fréquences < 20 Mc/s).

Puissance de sortie : 2 watts à 5 %.

Tension de sortie : 1 volt efficace pour 1 % sur une ligne de 600 ohms.

Antifading : 12 dbs en BF pour 60 dbs en HF.

Le schéma d'un récepteur aux caractéristiques ci-dessus se compose :

1° d'un étage HF.

2° d'un étage changeur de fréquence avec oscillatrice séparée.

3° d'un premier étage MF fonctionnant sur quartz ou sur transformateur.

4° d'un deuxième étage MF fonctionnant sur transformateur.

5° d'un étage avec deux diodes, destiné à la détection des signaux.

6° d'un étage BF destiné à l'amplification BF du H.P. et de la ligne 600 ohms.

7° d'une oscillatrice MF (B.F.O.) pour la réception de la télégraphie en ondes entretenues.

8° d'une oscillatrice BF (Hétérotone) pour la réception de la télégraphie en ondes entretenues.

9° d'un indicateur de niveau BF.

10° d'un étage BF pour écoute au casque.

Le récepteur est à simple changement de fréquence et utilise une moyenne fréquence de 472 Kc/s. Cette dernière présente beaucoup d'inconvénients aux fréquences supérieures à 20 Mc/s. Une moyenne fréquence plus élevée serait plus intéressante pour la réception de ces fréquences, mais de tels transformateurs n'existent pas encore sur le marché français.

Les gammes de réception ne comportent que les ondes courtes 15 m. à 60 m. Il est rare qu'un même récepteur fonctionne sur toutes les gammes. Il est donc inutile de l'équiper pour la réception des ondes moyennes ou longues. Avec deux gammes d'ondes courtes, nous pouvons obtenir des circuits excellents malgré l'emploi d'un commutateur. Ce dernier doit être de très bonne fabrication et nous donnerons tous les détails sur la façon de vérifier le matériel avant le montage. Le schéma prend ainsi naissance avec l'étage HF où nous avons cherché à obtenir un grand gain malgré l'emploi d'une seule lampe HF. Pour éviter que l'oscillateur rayonne dans l'antenne et gêne d'autres récepteurs en service, un circuit à accord variable se trouve monté dans l'antenne. En accordant ce circuit sur la fréquence de l'oscillateur, le rayonnement se trouve réduit à

environ 200 Microvolts. Cette tension s'échappe par le coffret. L'alimentation du secteur est également filtrée pour éviter le rayonnement de l'oscillateur.

La gêne provenant des fréquences Images est faible. Un petit condensateur variable permet de régler le circuit d'entrée sur la fréquence exacte de l'émetteur que l'on cherche.

Dans l'étage changeur de fréquence, toutes les précautions ont été prises pour obtenir une stabilité aussi bonne que possible. Le récepteur ne doit produire aucune dérive à chaud ou pendant l'action de la C.A.V. Par contre, on n'a rien fait pour réduire les variations de la tension secteur. Le seul moyen efficace est l'emploi d'un transformateur à fer saturé. Les lampes au néon stabilisent bien la haute tension, mais ce n'est pas elle qui produit toute la dérive, c'est principalement la tension du filament de l'oscillatrice qui est à l'origine de l'instabilité lente.

L'amplificateur moyenne fréquence utilise deux sortes de sélectivités : l'une par un quartz et l'autre par transformateurs. On peut ainsi effectuer du trafic dans les conditions les plus variées.

Pour la réception des ondes entretenues non modulées, nous avons prévu une oscillatrice MF couplée avec l'une des diodes, et une oscillatrice BF couplée avec la lampe du premier étage moyenne fréquence. L'emploi d'une oscillatrice BF facilite le maniement de l'appareil et on se servira donc le moins possible de l'oscillatrice MF.

La mesure du champ HF s'effectue à l'aide d'un microampèremètre inséré dans le circuit de détection. La mesure de la tension BF s'effectue à l'aide d'un autre microampèremètre inséré dans une diode détectant la tension BF. A l'aide de ces deux appareils, on possède un contrôle permanent du fonctionnement du récepteur. Les avantages de la réception en Diversity nous ont conduits à aménager plusieurs sorties pour pouvoir effectuer des réceptions multiples à l'aide de deux ou trois récepteurs du même type. La suppression du fading est ainsi assurée lorsque l'on utilise des antennes en losanges.

Dans les chapitres qui suivront, nous donnerons tous les calculs se rapportant aux différentes questions intéressant le récepteur que nous venons de présenter. Nous parlerons également des méthodes de mesures concernant chaque étage, ainsi que de l'ensemble du récepteur. En employant la méthode de mesures préconisée par nous, l'étude d'un récepteur professionnel devient chose aisée. Les résultats seront les mêmes

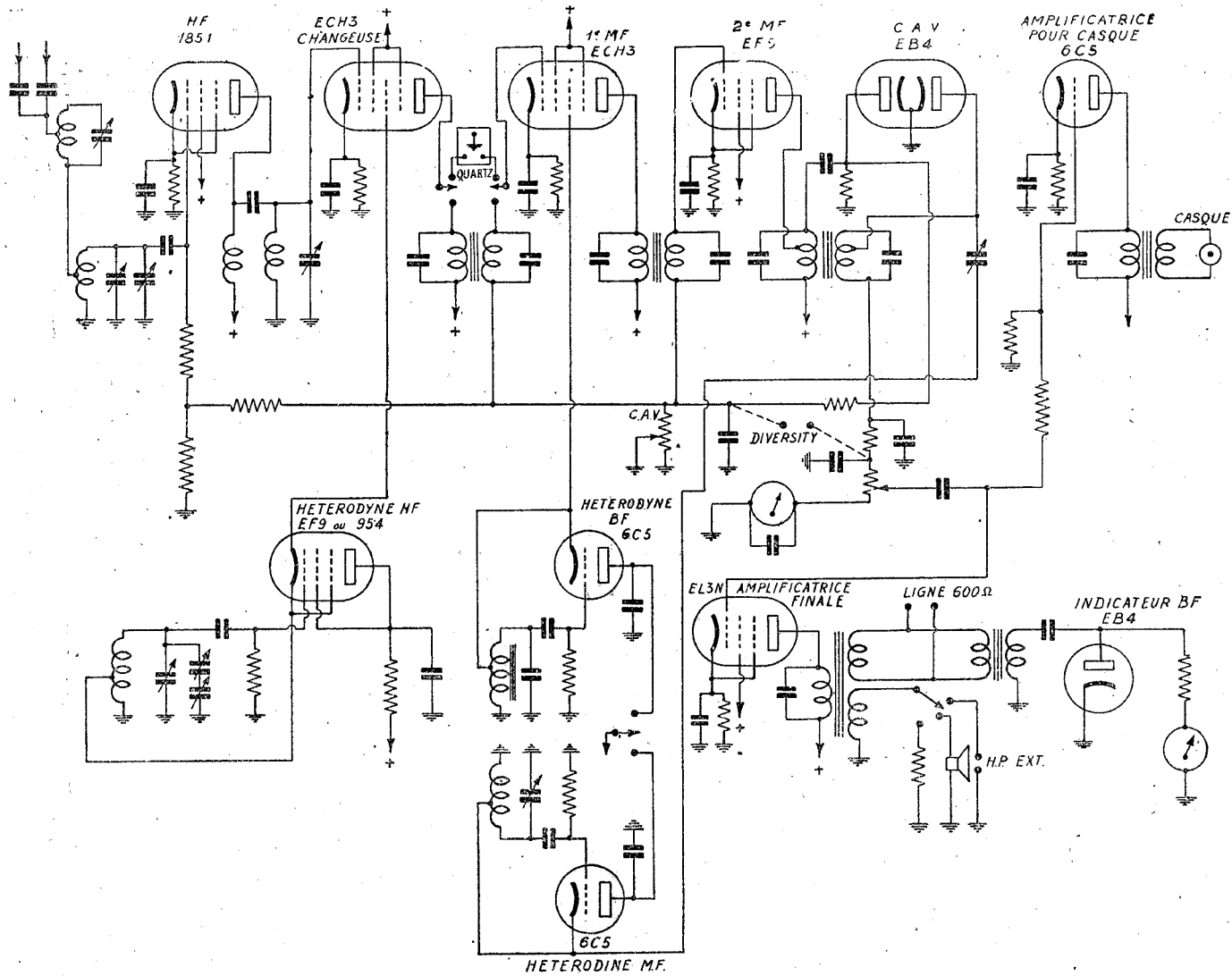
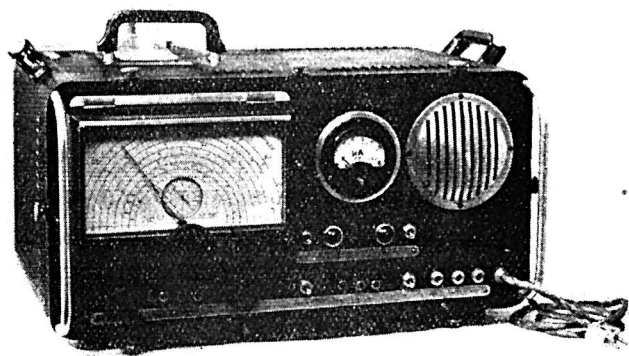


Fig. I-1.

que ceux que nous publions et ces derniers sont comparables aux meilleurs récepteurs américains.

La figure I-1 montre le schéma de principe que nous avons choisi après trois années de pratique.



## CHAPITRE II

### L'AMPLIFICATEUR HF.

L'amplificateur HF se compose d'un circuit d'entrée, d'une lampe amplificatrice HF, d'un circuit plaque, d'une lampe changeuse de fréquence, d'une lampe oscillatrice et d'un bobinage oscillateur. On a intérêt à monter l'amplificateur HF sur un petit châssis à part que l'on reliera électriquement avec les autres châssis, comportant, l'un, l'amplificateur MF, l'autre, l'amplificateur BF et l'alimentation. L'avantage des châssis séparés pour chaque fonction est l'interchangeabilité. Si l'on veut, par exemple, recevoir les moyennes ondes ou les ondes très longues, il suffira de changer le bloc HF contre un bloc à commutateur couvrant les gammes que l'on demande.

Si l'on cherche, par contre, la réception des ondes métriques, on a intérêt à changer le bloc HF et le bloc MF. Ce premier nécessite un matériel spécial pour ondes métriques et le second demande une moyenne fréquence sur environ 3 Mc/s, afin d'affaiblir la fréquence Image de 40 dbs.

Avec ce système de bloc interchangeable, on peut donc construire un récepteur universel qui peut capter toutes les gammes dans des conditions excellentes, chaque bande étant reçue avec un bloc HF comportant deux gammes et utilisant du matériel adopté spécialement à la bande. Voilà l'avantage principal des blocs interchangeables. Un autre avantage est la facilité de dépannage. Il suffit de retirer un bloc en panne pour le remplacer par un autre pour assurer immédiatement après le trafic.

Passons maintenant aux caractéristiques de chaque bloc en commençant par le bloc HF.

#### Comment éviter les interférences provenant des fréquences images

Il y a plusieurs solutions. La plus simple est celle où l'on utilise une moyenne fréquence très élevée. Comme les fréquences images gênent surtout en ondes très courtes l'emploi d'une MF très élevée est tout indiquée. Malheureusement, cette solution entraîne un manque de sélectivité; une MF de 3 Mc/s,



par exemple, donne une sélectivité absolument insuffisante sur les fréquences inférieures à 15 Mc/s. La solution d'une MF élevée convient seulement à la réception des ondes métriques, mais non décamétriques. Une fréquence de 1.000 Kc/s me semble un maximum pour un récepteur couvrant 23 Mc/s à 5 Mc/s. L'établissement d'une MF de 1.000 Kc/s présente beaucoup de difficultés et le problème est loin d'être résolu.

Une autre solution est celle du double changement de fréquence. La première MF fonctionne généralement sur 2 Mc/s et la deuxième MF sur 125 Kc/s. On obtient ainsi une fréquence image sans aucune gêne et une sélectivité MF remarquable grâce à l'emploi de transformateurs de 125 Kc/s. Il reste néanmoins la fréquence image de la deuxième MF qui dépasse rarement 40 dbs. La réalisation d'un récepteur à double changement de fréquence présente des difficultés nombreuses provenant du nombre élevé de circuits. Cette solution est donc réservée aux laboratoires possédant un outillage complet de

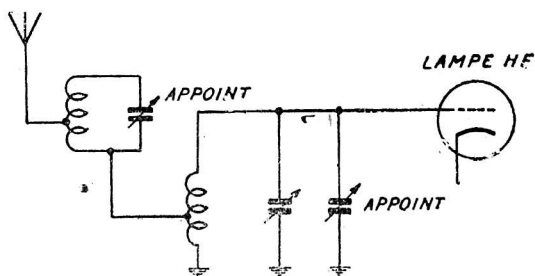


Fig. II-1.

grande précision et ne cherchant pas un prix de revient modique.

La solution que nous préconisons consiste à utiliser un circuit d'entrée de très bonne qualité fonctionnant toujours dans les meilleures conditions de commande unique. Si l'on utilise un bon circuit, il faut que la commande soit parfaite, sinon la qualité du circuit est inutile.

Pour obtenir un accord exact du premier circuit, nous avons employé une commande séparée. Un petit condensateur variable de faible valeur est connecté aux bornes du condensateur principal ; il est ainsi possible de parfaire la commande unique à chaque instant. Le résultat se chiffre par — 30 dbs de la fréquence image sur 20 Mc/s.

Si l'on veut obtenir un rapport plus élevé; il suffit d'accorder le circuit inséré dans l'antenne, en vue d'arrêter le rayonnement sur la fréquence image. L'affaiblissement tombe à 90 dbs. Ce chiffre est remarquable et correspond aux récepteurs à trois étages HF.

La fig. II-1 montre le schéma complet de la partie HF, où l'on remarque le petit condensateur d'alignement et le circuit accordé dans l'antenne.

### Comment obtenir une grande sensibilité utilisable

Le problème est le même que celui de la fréquence image. C'est la qualité du premier circuit et de la première lampe qui sont à l'origine du souffle, donc de la sensibilité utilisable. Un circuit d'une impédance de 100.000 ohms, utilisé dans un récepteur avec une première lampe sans souffle et avec une bande passante globale de 10.000 cycles/s, produit un souffle de 4 microvolts.

L'équation de la tension du souffle est la suivante :

$$E_s = \sqrt{Z \times B} \times K = 4 \mu V.$$

Dans notre exemple :

$$E_s = \sqrt{100.000 \times 10.000} \times K = 4 \mu V.$$

En employant maintenant une lampe EF8 ayant une résistance de souffle de 3.000 ohms avec une bande passante globale de 4.000 cycles/s, la tension du souffle sera :

$$E_s = \sqrt{\frac{100.000 + 3.000}{100.000} \times \frac{4.000}{10.000}} \times 4 = 2,5 \mu V.$$

Le souffle augmente donc avec la racine carrée de l'impédance du premier circuit et avec la racine carrée de la bande passante. Le signal aussi augmente avec l'impédance du premier circuit, mais il augmente linéairement. Si la qualité du premier circuit augmente de 2 fois, le signal augmente également de 2 fois et le souffle de  $\sqrt{2} = 1,4$  fois. Le rapport Signal sur Souffle a donc augmenté de  $2/\sqrt{2} = 1,43$  fois.

En résumé, il faut :

- 1° que le circuit d'entrée soit aussi bon que possible ;
- 2° que la sélectivité globale soit aussi grande que possible, et
- 3° que la lampe d'entrée soit sans souffle (1851).

Dans notre récepteur, nous avons un circuit d'entrée de

15.000 ohms sur 20 Mc/s. La bande passante est de 4.000 cycles à  $-30$  0/0. Il en résulte un souffle de :

$$E_s = \sqrt{\frac{15.000}{100.000} \times \frac{4.000}{10.000}} \times 4 = 1 \mu V.$$

La lampe d'entrée étant pratiquement sans souffle, il est à l'heure actuelle impossible de faire mieux.

### Calcul des circuits HF

Il est intéressant de vérifier si la qualité des circuits HF est suffisante pour obtenir une sélectivité HF convenable. Nous pouvons écrire que l'affaiblissement d'un circuit est donné par la formule :

$$A = \sqrt{\left(Q \times \frac{2 \Delta F}{F_0}\right)^2 + 1}$$

Nous cherchons un affaiblissement de la fréquence image de 40 dbs, soit un rapport de 100 pour les deux circuits, donc de 10 pour un seul circuit. On peut écrire :

$$10 = \sqrt{\left(Q \times \frac{2 \Delta F}{F_0}\right)^2 + 1}$$

Avec une moyenne fréquence de 472 Kc/s, la fréquence image se trouve à  $2 \times 472 = 944$  Kc/s de la fréquence désirée.  $2 \Delta F$  est donc égal à 1.888 Kc/s.

La fréquence pour laquelle on veut obtenir 40 dbs est :  $F_0 = 20$  Mc/s soit 15 mètres. La formule s'écrit maintenant :

$$10 = \sqrt{\left(Q \times \frac{1.888 \times 10^3}{20 \times 10^6}\right)^2 + 1}$$

La surtension  $Q$  du circuit se trouve par l'équation ci-dessus. Nous trouvons pour  $Q$  en chiffres ronds :

$$Q = 100$$

Connaissant  $Q$ , il est facile de déterminer l'impédance  $Z$ . Cette dernière est donnée par :

$$Z = \frac{Q}{C_{\omega}}$$

Pour une fréquence de 20 Mc/s, la capacité engagée plus la

capacité résiduelle s'élève à environ 100 pico farads. Nous trouvons pour Z :

$$Z = \frac{100}{100 \times 10^{-12} \times 2 \pi \times 20 \times 10^6} = 8.000$$

Deux circuits de 8.000 ohms d'impédance seraient donc aptes à réduire la fréquence Image à - 40 dbs.

En réalité, il faut un chiffre plus élevé étant donné l'amortissement de l'antenne et de la lampe d'entrée. Les circuits réalisés font une impédance de 15.000 ohms, pour le circuit d'entrée et une impédance de 10.000 ohms pour le circuit plaque. L'affaiblissement obtenu à 20 Mc/s sur la fréquence Image atteint 40 dbs en commande séparée et 30 dbs en commande unique.

### Comment obtenir une grande stabilité

La première chose est d'éviter l'étalement trop grand des gammes. Plus la capacité est forte, moins il y a de variation de fréquence. En utilisant des CV de bonne qualité, la stabilité à chaud atteint  $10^{-5}$  à 10 Mc/s. Nous avons utilisé des

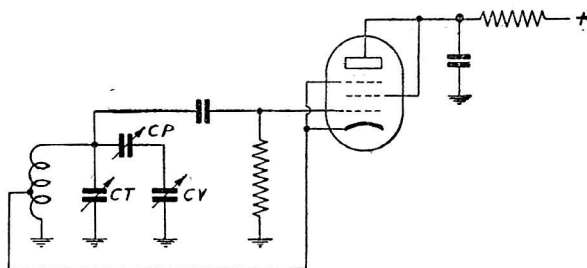


Fig. II-2.

CV Elveco de 260 pico-farads avec des bobinages Saphyr. En employant des CV de 90 pico-farads de mauvaise qualité, la stabilité tombe à  $10^{-3}$ . Tous ces résultats ont été obtenus sur un secteur très stable. Le châssis du bloc HF doit être très rigide. La fixation du CV doit être également très rigide, contrairement à beaucoup de montage où les CV sont flottants. Si l'on est gêné par la Microphonie, on a intérêt à poser tous les blocs sur caoutchouc. Dans la partie concernant l'oscilla-

teur local, toutes les connexions doivent être très rigides. Aucune vibration n'est admise. Il faut avoir effectué des mesures sur le Dérivomètre pour se rendre compte de l'importance de la rigidité du montage oscillateur. Comme montage, nous préconisons la réaction par couplage cathodique (ECO), fig. II-2. Les bobinages oscillateurs doivent être enroulés sur des mandrins en stéatite ou calite, afin d'éviter la déformation provenant de la chaleur.

Les ajustables en céramique à variation de capacité négative

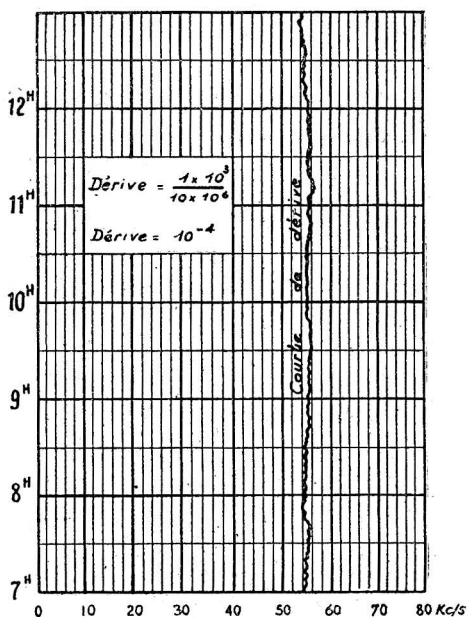


Fig. II-3.

sont à préconiser. A défaut, on peut employer des trimmers à air et des padding en mica argent que l'on règle à leur valeur exacte en grattant sur la couche d'argent.

Les bobinages doivent être placés loin de l'alimentation à cause de la chaleur.

La fig. II-3 montre un enregistrement de la stabilité obtenue

avec notre récepteur. Sa stabilité est de  $10^{-5}$  pendant 4 heures de fonctionnement, soit une variation de 100 cycles à 10 Mc/s.

En employant des CV de valeur plus faible, l'étalement est plus agréable, mais la stabilité tombe. Comme la stabilité

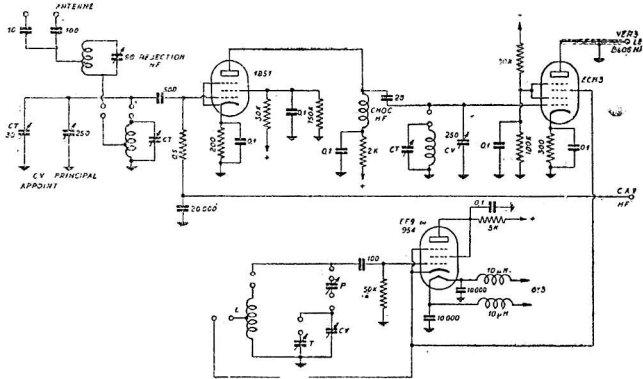


Fig. II-4.

est la qualité primordiale d'un récepteur professionnel, nous avons employé des CV de 250 pF. La lampe oscillatrice est un tube 955 dont le seul avantage est la rapidité de stabilisation après l'allumage.

La fig. II-4 montre le schéma complet du bloc HF.

#### Comment éviter les blocages

Lorsque l'on injecte trop de tension dans la modulatrice, la lampe oscille et il y a blocage. La tension d'injection ne doit pas dépasser 4 volts sur 20 Mc/s. Au-dessus de cette tension, le récepteur devient instable. Une tension de 4 volts correspond à un courant de grille de 110 microampères mesuré dans la résistance de 50.000 ohms insérée dans la grille de l'oscillatrice.

L'admission d'une tension aussi faible a comme suite une diminution du gain de conversion. Ce dernier passe par son maximum pour 6 volts d'injection, soit environ 150 microampères. Pour éviter ces blocages, on peut réduire le couplage de l'oscillateur ou shunter le bobinage d'accord par une

résistance appropriée. Sur les fréquences plus basses que 20 Mc/s, la 6L7 admet facilement 6 volts. On a aucun intérêt à injecter une tension supérieure à 6 volts, car le rayonnement par l'antenne et par le secteur augmentera. Pour que la ten-

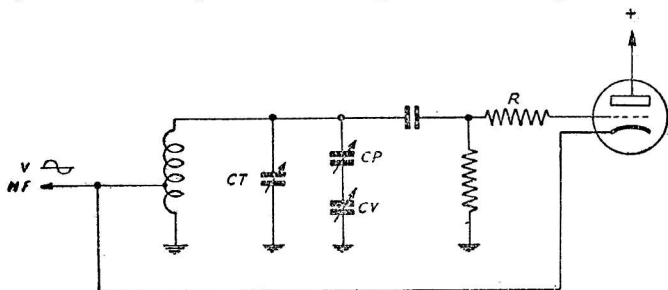


Fig. II-5 a.

sion d'oscillation reste aussi constante que possible, une résistance de 1.000 ohms a été insérée dans la grille de l'oscillatrice. L'effet de cette résistance est de jouer le rôle d'un diviseur de tension se composant d'une branche ohmique et d'une

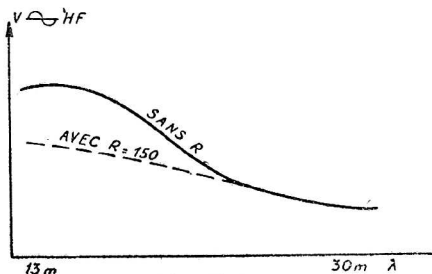


Fig. II-5 b.

branche capacitive. Cette dernière diminue la tension de grille aux fréquences élevées, ce que l'on cherche. Fig. II-5 a.

La fig. II-5 b montre l'effet obtenu.

#### Comment réduire le rayonnement par l'antenne

Dans presque tous les récepteurs, l'oscillatrice locale rayonne vers l'extérieur. Une certaine tension HF se trouve rayonnée

par le secteur, une autre partie de la tension HF de l'oscillatrice se trouve rayonnée par l'antenne et une dernière partie s'échappe par manque de blindage. Pour éviter ces rayonnements, il faut que l'oscillatrice soit blindée ainsi que tous les châssis. Il faut ensuite disposer des filtres secteur dans l'ali-

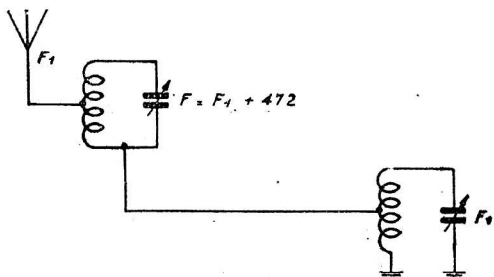


Fig. II-6.

mentation. Pour éviter le rayonnement par l'antenne, il faut intercaler un circuit accordé sur la fréquence de l'oscillatrice. Avec de telles précautions, il est possible de faire de la réception avec d'autres appareils sur la même fréquence que celle de l'oscillatrice.

Nous parlerons plus tard des filtres secteur. Ce qui nous intéresse d'abord est d'empêcher le rayonnement par l'antenne. Celui-ci se manifeste surtout entre 25 Mc/s et 10 Mc/s. En

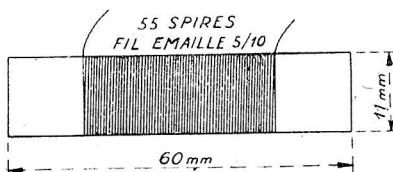


Fig. II-7.

intercalant un circuit accordé dans l'antenne, on réduit le rayonnement de 20 db. Lorsque deux opérateurs se gênent mutuellement, ils accorderont leurs circuits sur les fréquences respectives des hétérodynes locaux. Si le premier opérateur écoute une émission dont la fréquence est  $F_1$ , il accordera le



circuit sur  $F_1 + 472$ . Si le deuxième opérateur écoute  $F_2$ , il accordera son circuit sur  $F_2 + 472$ . Le circuit inséré dans l'antenne couvre 25 Mc/s à 10 Mc/s. L'accord doit être fait à l'aide du S mètre de l'appareil qui est sensible au rayonnement. La fig. II-6 montre le schéma de principe du circuit en question.

Une deuxième précaution doit être prise dans le bloc HF : il faut blinder le circuit de l'oscillateur local.

En employant des bobinages à noyaux de fer ou encore mieux des bobinages toroïdaux à fer, le rayonnement se trouve déjà réduit. Mettons ces bobinages dans un blindage et on obtiendra d'excellents résultats. Une autre précaution consiste à intercaler des selfs de choc dans les filaments de l'oscillatrice. Le montage ECO rayonne plus que n'importe quel autre montage à cause de la cathode servant d'électrode active au point de vue HF. Il en résulte un écoulement vers les filaments que l'on doit bloquer sur place. L'emploi de selfs de choc est donc indispensable. La fig. II-7 montre les caractéristiques des selfs utilisées.

#### La commande unique

Cette dernière a été calculée pour les deux gammes :

Première gamme : 20 Mc/s à 10 Mc/s (15 à 30 m.).

Deuxième gamme : 10 Mc/s à 5 Mc/s (30 à 60 m.).

#### Calcul à suivre pour le montage de la fig. II-4

##### *Bobinages accord.*

Il faut d'abord fixer la gamme que l'on veut obtenir, c'est-à-dire :

F min. et F max.

Ensuite, il faut connaître les caractéristiques du CV à employer :

C résiduelle, C utile et C Total.

On peut ensuite poser :

$$\frac{F \text{ max}}{F \text{ min}} \quad \text{et} \quad \frac{C \text{ max}}{C \text{ min}} \quad \text{qui est égal à} \quad \left( \frac{F \text{ max}}{F \text{ min}} \right)^2$$

D'autre part :

$$\frac{C \text{ max}}{C \text{ min}} = \frac{C \text{ utile} + C_0}{C_0}$$

$C_0$  est la capacité résiduelle totale, c'est-à-dire celle du CV, celle du trimmer et celle du câblage. Nous trouvons ainsi :

$$C_0 = \frac{C \text{ utile}}{\left(\frac{F \text{ max}}{F \text{ min}}\right)^2 - 1}$$

car nous connaissons  $C$  utile,  $F$  max. et  $F$  min.

Connaissant  $C_0$  et  $C$  utile, nous trouvons :

$$C \text{ max} = C \text{ utile} + C_0$$

Il reste à trouver la valeur de self :

$$L = \frac{2,55 \times 10^{16}}{F \text{ min}^2 \times C \text{ max}}$$

*Points d'alignement.*

Nous cherchons trois fréquences : celle où l'on accorde le trimmer, celle de la self et celle du padding.

$$F_1 = \text{Fréquence de l'accord du trimmer} = F \text{ max} - 10 \%. \\ F \text{ max} + F \text{ min}$$

$$F_2 = \text{Fréquence de la self} = \frac{2}{2}$$

$$F_3 = \text{Fréquence de l'accord du padding} = F \text{ min} + 10 \%. \\ \text{Ensuite nous calculons les fréquences de l'oscillateur :}$$

$$F_1 + 472 \\ F_2 + 472 \\ F_3 + 472$$

Il faut maintenant déterminer les capacités totales et utiles correspondant à ces fréquences :

$$C_1 \text{ total} = \frac{2,55 \times 10^{16}}{F_1^2 \times L} \quad C_1 = C_1 \text{ total} - C_0$$

$$C_2 \text{ total} = \frac{2,55 \times 10^{16}}{F_2^2 \times L} \quad C_2 = C_2 \text{ total} - C_0$$

$$C_3 \text{ total} = \frac{2,55 \times 10^{16}}{F_3^2 \times L} \quad C_3 = C_3 \text{ total} - C_0$$

*Calcul du trimmer :*

Il faut d'abord déterminer les constantes  $M$ ,  $N$  et  $Q$  :

$$M = \frac{25,3 \times 10^9}{(F_1 + 472)^2} \quad N = \frac{25,3 \times 10^9}{(F_2 + 472)^2} \quad Q = \frac{25,3 \times 10^9}{(F_3 + 472)^2}$$

Ensuite nous effectuons les multiplications suivantes :

$$MQ, \quad QN \quad \text{et} \quad MN$$

Finalement, nous trouvons la valeur du trimmer :

$$T = [MQ (C_3 - C_1) \times C_2] - [MN (C_2 - C_1) \times C_3] \\ - [QN (C_3 - C_2) \times C_1] \quad : \quad [MN (C_2 - C_1)] \\ + [QN (C_3 - C_2)] - [MQ (C_3 - C_1)]$$

Calcul de padding :

Nous posons  $\gamma_1 = C_1 + T$  et  $\gamma_2 = C_2 + T$  pour obtenir la valeur du padding.

$$P = \frac{\gamma_1 \times \gamma_2 (N - M)}{M \times \gamma_2 - N \times \gamma_1}$$

Calcul de la self oscillatrice :

$$L = \frac{M (\gamma_1 + P)}{\gamma_1 \times P} \alpha$$

1° Détermination des bobinages Accord.

Première gamme : 20 Mc/s à 10 Mc/s    15 à 30 m.

Le CV utilisé est un Elvesco de 250 pF. La résiduelle est de 15 pF. Le CV utile est donc de  $250 - 15 = 235$  pF. Nous cherchons d'abord la capacité résiduelle  $C_0$  totale, c'est-à-dire la capacité provenant de la résiduelle du CV, la capacité du trimmer et la capacité parasite.

$$\frac{F \text{ max}}{F \text{ min}} = \frac{20}{10} = 2 \quad \frac{C \text{ max}}{C \text{ min}} = 4$$

$$\frac{C \text{ max} : C \text{ utile} + C_0}{C \text{ max}} = \frac{C \text{ utile} + C_0}{C \text{ utile} + C_0} = 4$$

$$C_0 = \frac{C \text{ min}}{3} = \frac{C_0}{3} = 78,33 \text{ pF}$$

Connaissant F et C max, nous trouvons :

$$L = \frac{(1,6 \times 10^8)^2}{F^2 \times C \text{ max}} = \frac{2,55 \times 10^{16}}{(10 \times 10^6)^2 \times 313} = 0,81 \text{ microhenry}$$

2° Détermination des points d'alignement :

Première gamme : 20 Mc/s à 10 Mc/s.

Il faut calculer trois fréquences d'alignement :

1° La fréquence d'alignement du trimmer.

2° La fréquence de la self.

3° La fréquence d'alignement du padding.

$F_1 =$  Fréquence d'alignement du trimmer :  $F \text{ max} - 10 \%$   
 $20.000 - 2.000 = 18.000 \text{ Kc/s}$

$F_2 =$  Fréquence de la self :  
 $\frac{F \text{ max} + F \text{ min}}{2}$

$$\frac{20.000 + 10.000}{2} = 15.000 \text{ Kc/s}$$

$F_3 =$  Fréquence d'alignement du padding :  
 $\frac{F \text{ min} + 10 \%}{2}$   
 $10.000 + 1.000 = 11.000$

3° Détermination des fréquences d'oscillatrice :

$$F_1 + 472 = 18.472 \text{ Kc/s}$$

$$F_2 + 472 = 15.472 \text{ Kc/s}$$

$$F_3 + 472 = 11.472 \text{ Kc/s}$$

4° Détermination des capacités correspondant à chaque fréquence :

$$C_1 \text{ total} = \frac{(1,6 \times 10^8)^2}{F_1^2 \times L} = \frac{2,55 \times 10^{16}}{(18.000 \times 10^3)^2 \times 0,82} = 97 \text{ pF}$$

$$C_2 \text{ total} = \frac{(1,6 \times 10^8)^2}{F_2^2 \times L} = \frac{2,55 \times 10^{16}}{(15.000 \times 10^3)^2 \times 0,82} = 140 \text{ pF}$$

$$C_3 \text{ total} = \frac{(1,6 \times 10^8)^2}{F_3^2 \times L} = \frac{2,55 \times 10^{16}}{(11.000 \times 10^3)^2 \times 0,82} = 260 \text{ pF}$$

5° Détermination des capacités utiles correspondant à chaque fréquence :

$$C_1 \text{ utile} = 97 - 78 = 19 \text{ pF} = C_1$$

$$C_2 \text{ utile} = 140 - 78 = 62 \text{ pF} = C_2$$

$$C_3 \text{ utile} = 260 - 78 = 180 \text{ pF} = C_3$$

6° Détermination de la valeur du trimmer de l'oscillatrice :

$$M = \frac{23,5 \times 10^9}{(F_1 + 472)^2} = \frac{25,3 \times 10^9}{(18.472)^2} = 73$$

$$N = \frac{25,3 \times 10^9}{(F_2 + 472)^2} = \frac{25,3 \times 10^9}{(15.472)^2} = 105,7$$

$$Q = \frac{25,3 \times 10^9}{(F_3 + 472)^2} = \frac{25,3 \times 10^9}{(11.472)^2} = 192$$

$$\begin{aligned} C_3 - C_1 &= 182 - 19 = 163 & MQ &= 73,5 \times 192 = 14.016 \\ C_2 - C_1 &= 62 - 19 = 43 & QN &= 192 \times 105 = 20.295 \\ C_3 - C_2 &= 182 - 62 = 120 & MN &= 73,5 \times 105 = 7.716 \end{aligned}$$

$$MQ (C_3 - C_1) = 14.016 \times 163 = 228,5 \times 10^4$$

$$MN (C_2 - C_1) = 7.716 \times 43 = 33,2 \times 10^4$$

$$QN (C_3 - C_2) = 20.295 \times 120 = 243,6 \times 10^4$$

$$MQ (C_3 - C_1) \times C_2 = 228,5 \times 10^4 \times 62 = 14.170 \times 10^4$$

$$MN (C_2 - C_1) \times C_3 = 33,2 \times 10^4 \times 182 = 6.040 \times 10^4$$

$$CN (C_3 - C_2) \times C_1 = 243,6 \times 10^4 \times 19 = 4.628 \times 10^4$$

$$T = \frac{[MQ \times (C_3 - C_1) \times C_2] - [MN (C_2 - C_1) \times C_3] - [QN \times (C_3 - C_2) \times C_1]}{[MN \times (C_2 - C_1)] + [QN \times (C_3 - C_2)] - [MQ \times (C_3 - C_1)]}$$

$$14.170 - 6.040 - 4.628$$

$$T = \frac{14.170 - 6.040 - 4.628}{33,2 + 243,6 + 228,5} = 72,5 \text{ pF} \times 72,5$$

7° Détermination de la valeur du padding de l'oscillatrice :

$$\gamma_1 = C_1 + T = 19 + 72,5 = 91,5$$

$$\gamma_2 = C_2 + T = 62 + 72,5 = 134,5$$

La valeur du padding est :

$$P = \frac{\gamma_1 \times \gamma_2 (N - M)}{M\gamma_2 - N\gamma_1}$$

$$P = \frac{91,5 \times 134,5 (32,7)}{(73 \times 134,5) - (105,7 \times 91,5)} = 2.870 \text{ pF}$$

8° Détermination de la valeur de la self d'oscillatrice :

$$L = \frac{M (\gamma_1 + P)}{\gamma_1 P} = \frac{73 (91 + 2.870)}{91 \times 2.870} = 0,82 \text{ microhenry}$$

9° Vérification des calculs :

$$F \text{ max} = \frac{1,6 \times 10^8}{\sqrt{L \times \frac{P \times T}{P + T}}}$$

$$F \text{ min} = \frac{1,6 \times 10^8}{\sqrt{L \times \frac{P \times (C \text{ utile} + T)}{P + C \text{ utile} + T}}}$$

*Deuxième Gamme.*1° *Détermination des bobinages Accord :**Deuxième gamme : 10 Mc/s à 5 Mc/s 30 à 60 m.*

$$\frac{F \text{ max}}{F \text{ min}} = 2 \quad \frac{C \text{ max}}{C \text{ min}} = 4 \quad C \text{ max} : C \text{ utile} + C_0$$

$$\frac{C \text{ max}}{C \text{ min}} = \frac{C \text{ utile} + C_0}{C_0} = 4$$

$$C_0 = \frac{C \text{ min}}{C \text{ utile}} = \frac{C_0}{235} = 78,3 \text{ pF}$$

$$C \text{ max} = C \text{ utile} + C_0' = 135 + 78,3 = 313,3 \text{ pF}$$

Connaissant F et C max, nous trouvons :

$$L = \frac{(5 \times 10^6)^2 \times 313}{(1,6 \times 10^8)^2} = 3,25 \text{ microhenrys}$$

2° *Détermination des points d'alignement :**Deuxième gamme : 10 Mc/s à 5 Mc/s.*

La fréquence d'alignement du trimmer :

$$\frac{10.000 - 1.000}{2} = 9.000 \text{ Kc/s}$$

La fréquence d'alignement de la self :

$$\frac{10.000 + 5.000}{2} = 7.500 \text{ Kc/s}$$

La fréquence d'alignement du padding :

$$\frac{5.000 + 500}{2} = 5.500 \text{ Kc/s}$$

3° *Détermination des fréquences d'oscillatrice :*

$$F_1 + 472 = 9.472 \text{ Kc/s}$$

$$F_2 + 472 = 7.972 \text{ Kc/s}$$

$$F_3 + 472 = 5.972 \text{ Kc/s}$$

4° *Détermination des capacités utiles correspondant à chaque fréquence :*

$$C_1 \text{ total} = \frac{(1,6 \times 10^8)^2}{F_1^2 \times L} = 97 \text{ pF}$$

$$C_2 \text{ total} = \frac{(1,6 \times 10^8)^2}{F_2^2 \times L} = 140 \text{ pF}$$

$$C_3 \text{ total} = \frac{(1,6 \times 10^8)^2}{F_3^2 \times L} = 260 \text{ pF}$$

5° Détermination des capacités utiles correspondant à chaque fréquence .

$$\begin{aligned} C_1 \text{ utile} &= 97 - 78 = 19 \text{ pF} = C_2 \\ C_2 \text{ utile} &= 140 - 78 = 62 \text{ pF} = C_2 \\ C_3 \text{ utile} &= 260 - 78 = 182 \text{ pF} = C_3 \end{aligned}$$

6° Détermination de la valeur du trimmer de l'oscillatrice :

$$\begin{aligned} N &= \frac{25,3 \times 10^9}{(F_1 + 472)_2} = \frac{25,3 \times 10^9}{25,3 \times 10^5} = 400 \\ M &= \frac{(F_2 + 472)^2}{25,3 \times 10^9} = \frac{9.472^2}{25,3 \times 10^9} = 282 \\ Q &= \frac{(F_3 + 472)^2}{25,3 \times 10^9} = \frac{7.972^2}{25,3 \times 10^9} = 710 \end{aligned}$$

$$C_3 - C_1 = 182 - 19 = 163 \quad MQ = 282 \times 710 = 20 \times 10^4$$

$$C_2 - C_1 = 62 - 19 = 43 \quad QN = 710 \times 400 = 28,4 \times 10^4$$

$$C_3 - C_2 = 182 - 62 = 120 \quad MN = 282 \times 400 = 11,28 \times 10^4$$

$$MQ (C_3 - C_1) = 20 \times 10^4 \times 163 = 32,6 \times 10^6$$

$$MN (C_2 - C_1) = 11,28 \times 10^4 \times 43 = 4,85 \times 10^6$$

$$QN (C_3 - C_2) = 28,4 \times 10^4 \times 120 = 34,1 \times 10^6$$

$$MQ (C_3 - C_1) \times C_2 = 20 \times 10^6 \times 163 \times 62 = 20,2 \times 10^8$$

$$MN (C_2 - C_1) \times C_3 = 11,28 \times 10^6 \times 43 \times 182 = 8,83 \times 10^8$$

$$QN (C_3 - C_2) \times C_1 = 28,4 \times 10^6 \times 120 \times 19 = 6,48 \times 10^8$$

$$T = [M \times Q (C_3 - C_1) C_2] - [MN \times (C_2 - C_1) \times C_3]$$

$$- [QN \times (C_3 - C_2) \times C_1] : [MN \times (C_2 - C_1)]$$

$$+ [QN \times (C_3 - C_2)] - [MQ \times (C_3 - C_1)]$$

$$21,7 \times 10^8 - 9,25 \times 10^8 - 7,4 \times 10^8$$

$$\frac{4,95 \times 10^6 + 37 \times 10^6 - 35 \times 10^6}{505 \times 10^6}$$

$$= \frac{4,95 \times 10^6 + 37 \times 10^6 - 35 \times 10^6}{6,95 \times 10^6} \times 77 \text{ pF}$$

7° Détermination de la valeur du padding de l'oscillatrice :

$$\gamma_1 = C_1 + T = 19 + 77 = 96$$

$$\gamma_2 = C_2 + T = 62 + 77 = 139$$

La valeur du padding est :

$$\begin{aligned} P &= \frac{\gamma_1 \times \gamma_2 (N - M)}{M\gamma_2 - N\gamma_1} \\ P &= \frac{96 \times 139 \times (400 - 282)}{(282 \times 139) - (400 \times 96)} = 1.968 \text{ pF} \end{aligned}$$

8° Détermination de la valeur de la self d'oscillatrice :

$$L = \frac{M (\gamma_1 + P)}{\gamma_1 P} = \frac{282 (2064)}{96 \times 960} = 3,08 \mu\text{H}$$

9° Vérification des calculs :

$$F_{\text{max}} = \frac{1,6 \times 10^8}{\sqrt{L \times \frac{P \times T}{P + T}}}$$

$$F_{\text{min}} = \frac{1,6 \times 10^8}{\sqrt{L \times \frac{P \times (C \text{ utile} + T)}{C \text{ utile} + T + P}}}$$

#### Le choix du cadran

Quel cadran utiliser ? Il faut un cadran robuste, précis et facile à monter. Le cadran dont l'aiguille tourne avec l'axe du CV est le plus ancien et l'un des plus sûrs. Une trotteuse avec 100 points donnée une précision de  $10^{-3}$ . Chaque division correspond ainsi à environ

$\frac{1.000}{10.000 - 10.000} = 10 \text{ Kc/s}$  pour la première gamme et à  $\frac{1.000}{10.000 - 5.000} = 5 \text{ Kc/s}$  pour la

deuxième gamme. En utilisant un cadran à 2.000 points, nous obtenons :

5 Kc/s pour la première gamme, et

2,5 Kc/s pour la deuxième gamme.

Le cadran Wireless à 2 vitesses et 1.000 points est celui qui équipe la majorité des récepteurs professionnels. Afin de faciliter l'étalonnage du cadran, on a intérêt à rendre le cadran lui-même interchangeable. C'est une petite modification à apporter que l'on peut confier à un ajusteur de précision.

Il y a aujourd'hui des cadrans à tambour, à projection, à disque ou à grande face avant qui donnent encore plus de commodité que le cadran à aiguille. En utilisant le montage par bloc, leur installation est difficile, sinon impossible, à cause du manque de place sur la face avant du bloc HF.

On vérifie le jeu d'un cadran en prenant la même émission à l'aide de deux réglages. Chercher d'abord l'émission en tour-



nant le bouton de commande pour que la trotteuse tourne dans le sens de rotation des aiguilles d'une montre et noter exactement le chiffre lu sur la trotteuse. Tourner ensuite le bouton de commande dans l'autre sens et relever à nouveau le chiffre sur la trotteuse. Le dernier chiffre doit être le même que le premier. Faire l'essai avec chaque vitesse.

### Comment vérifier la stabilité en HF

Si l'on ne dispose pas de Dérivomètre, on peut se contenter d'une émission bien stable pour effectuer les mesures de dérive. Parmi les meilleures émissions, citons les émissions américaines à grande stabilité ( $10^{-8}$ ), qui donnent à certaines heures des émissions spéciales pour l'étalonnage des appareils. Les mesures doivent être effectuées en deux étapes, l'une à froid et l'autre à chaud. On notera l'accord à la mise sous tension et ensuite toutes les minutes pendant 15 minutes. L'oscillateur doit être stable au bout de ce temps. On fera ensuite une nouvelle série de mesures à chaud où l'on notera l'accord pendant quelques heures en relevant le réglage toutes les 15 minutes. On obtiendra ainsi une courbe comme celle de la fig. II-3 où l'on a porté horizontalement le temps et

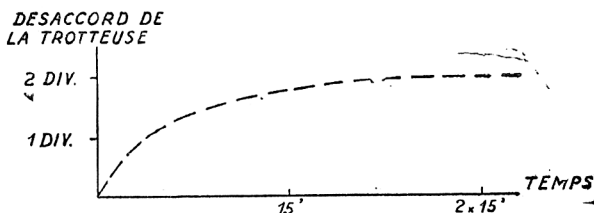


Fig. II-3.

verticalement les chiffres sur la trotteuse. Si l'on dispose d'un bon générateur HF, on convertira les chiffres lus à la trotteuse en Kc/s en mesurant les fréquences correspondantes.

### L'emploi du quartz comme oscillateur

L'emploi du quartz dans les oscillateurs locaux des récepteurs présente plusieurs avantages. On dispose d'abord d'une ou de plusieurs fréquences pré-réglées et ensuite on peut compter sur une stabilité remarquable. Celle-ci provient de la grande surtension du quartz, d'une part, et de sa courbe de phase, d'autre part.

Nous avons déjà vu que le circuit équivalent d'un quartz se compose d'une self et d'un condensateur en série et d'une dérivation constituée par un autre condensateur.

Le circuit série se compose de  $L$  et de  $C$  ; c'est donc un circuit résonnant et le circuit parallèle se compose d'un conden-

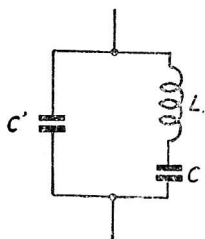


Fig. II-9.

sateur  $C'$  ; l'ensemble devient ainsi un circuit bouchon ou un circuit antirésonnant. La figure II-9 nous montre encore une fois de plus le circuit équivalent du quartz. L'impédance du circuit résonnant est nulle à la fréquence de résonance  $F_0$ . Par contre, l'impédance du circuit antirésonnant est très élevée près de

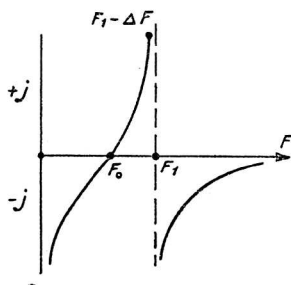


Fig. II-10.

la fréquence  $F_1$ . La variation de l'impédance en fonction de la fréquence est celle de la figure II-10. Pour les fréquences inférieures à  $F_0$ , le circuit est capacitif ( $-j$ ). Pour les fréquences supérieures, le circuit est inductif ( $+j$ ). Ceci est valable pour tous les circuits série.

Pour les fréquences inférieures à  $F_1$ , le circuit est inductif et pour les fréquences supérieures il devient brusquement capacitif. Ceci est encore valable pour tous les circuits bouchon.

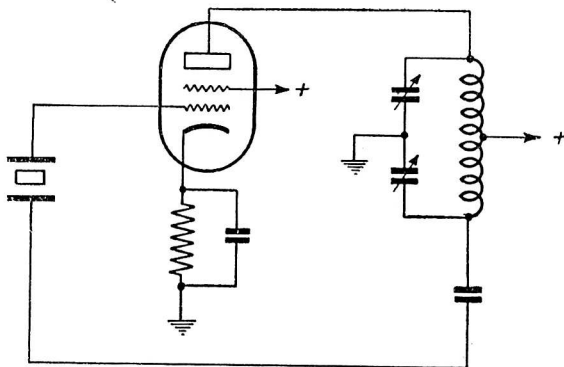


Fig. II-11.

Nous pouvons donc utiliser la fréquence  $F_0$  ou la fréquence  $F_1$ , suivant le montage employé. Dans le schéma de la figure II-11, le circuit plaque oscille sur  $F_0$ , car la réaction est maximum à cette fréquence.

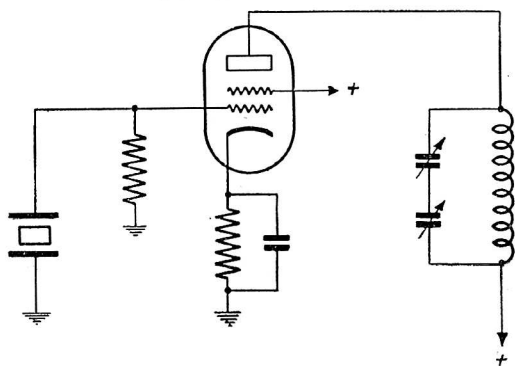


Fig. II-12.

Dans le schéma de la figure II-12, le circuit plaque oscille sur  $F_1 - \Delta F$ , c'est-à-dire sur une fréquence légèrement infé-

rieure à  $F_1$  où l'impédance est très élevée. Dans ces conditions, il y a oscillations si

$$Z_1 \cdot Z_2 \cdot S \cdot \omega (F_1 - \Delta F) \cdot C^{(A-G)} > 2$$

$Z_1$  est l'impédance du circuit de grille.

$Z_2$  — — — — — de plaque.

$S$  est la pente du tube.

$\omega$  — la pulsation à la fréquence  $F_1 - \Delta F$ .

$C^{(A-G)}$  — la capacité grille-plaque.

Esayons de calculer les fréquences  $F_0$  et  $F_1$ . Ceci est très facile, car nous avons :

$$j \left( L \omega_1 - \frac{1}{C \omega_1} \right) = \frac{1}{j C' \omega_1}$$

ou encore :

$$\left( \frac{1}{C \omega_1} - L \omega_1 \right) \cdot C' \omega_1 = -1$$

ce qui donne :

$$\frac{C'}{C} - L C' \omega_1^2 = -1$$

ou encore :

$$L C' \omega_1^2 = 1 + \frac{C'}{C}$$

Calculons  $\omega_1^2$ . 
$$\omega_1^2 = \left( 1 + \frac{C'}{C} \right) \times \frac{1}{L C'}$$

ou encore :

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L C'} + \frac{1}{L C} = \frac{1}{L C} \left( 1 + \frac{C}{C'} \right)$$

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L C} \left( 1 + \frac{C}{C'} \right)$$

Dans cette équation  $\frac{1}{L C} = \omega_0^2$ . On trouve finalement :

$$\omega_1^2 = \omega_0^2 \left( 1 + \frac{C}{C'} \right)$$

Donc : 
$$\frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} = 1 + \frac{C}{C'} \quad \text{ou} \quad \frac{F_1^2}{F_0^2} = 1 + \frac{C}{C'}$$

Et finalement :

$$F_1^2 = F_0^2 \left( 1 + \frac{C}{C'} \right) \quad F_1 = F_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C'}}$$

Le rapport  $\frac{C}{C'}$  est une constante de l'ordre de 1/125, d'après M. Fagot. Dans ces conditions, nous trouvons la fréquence d'antirésonance sur  $F_1 = F_0 \cdot 1,004$ .

La fréquence de résonance  $F_0$  est donnée par la coupe du quartz.

Pour la coupe AT, nous trouvons :

$$F_0 = \frac{1,675}{e}$$

$F_0$  en KC/S.

$e$  épaisseur du quartz en millimètres.

#### Utilisation des lignes ou des cavités résonantes

On peut remplacer un circuit oscillant classique par une ligne en court-circuit. Le facteur de surtension est meilleur que celui des selfs ordinaires. L'impédance d'une ligne est :

$$Z = j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg} \frac{2 \pi x}{\lambda}$$

$x$  étant la longueur de la ligne. Si  $x$  est égal à  $\frac{\lambda}{4}$ ,

$\operatorname{tg} \frac{2 \pi \cdot \lambda}{\lambda \cdot 4}$  devient  $\infty$  et l'impédance  $Z$  sera très élevée.

Pour  $x < \lambda/4$  la réactance est selfique et on peut l'utiliser pour accorder les circuits oscillants d'une lampe. On obtient ainsi le schéma de la figure II-13 comportant des lignes symétriques.

On peut également employer une ligne coaxiale dans un circuit analogue à celui de la figure II-14. La surtension d'une ligne coaxiale est :

$$Q = \frac{2 \pi F \cdot L}{R}$$

La self linéique est donnée par  $L = 4,6 \times 10^{-9} \log \frac{R_2}{R_1}$  henrys/cm.

$R_1$  et  $R_2$  sont les rayons des tubes intérieur et extérieur.  
La résistance linéique est donnée par :

$$R = 4,16 \times 10^{-8} \sqrt{F} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \Omega / \text{cm}.$$

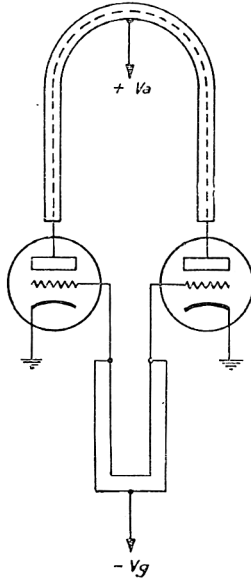


Fig. II-13.

Lorsque  $R_2/R_1 = 3,6$ , la surtension devient :

$Q = 0,085 \times R_2 \times \sqrt{F}$   
 $R_2$  en cm et  $F$  en KC. On peut également écrire :

$$Q = 1.460 \times \frac{R_2}{\sqrt{\lambda}}$$

$\lambda$  en m et  $R_2$  en cm.

On utilise une ligne coaxiale exactement comme un quartz (fig. II-14). La fréquence d'oscillation est pratiquement fixée par le tube interne. La stabilité de fréquence dépend ainsi uniquement de la stabilité mécanique du tube intérieur. On

peut également faire usage de cavités résonantes de diverses formes.

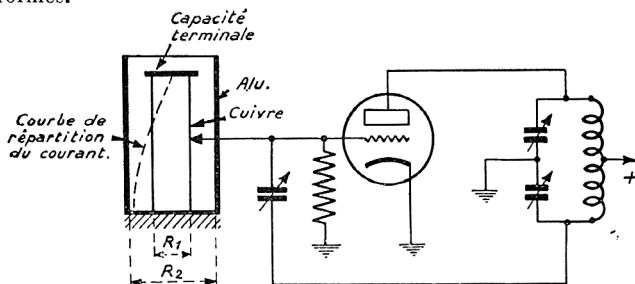


Fig. II-14.

La figure II-15 montre un oscillateur équipé avec une cavité « Kolster ». Celle-ci se comporte comme un circuit antirésonant (circuit bouchon) du type symétrique.

Dans les récepteurs pour ondes très courtes, les lignes ou cavités remplacent le quartz. On peut donc construire des oscil-

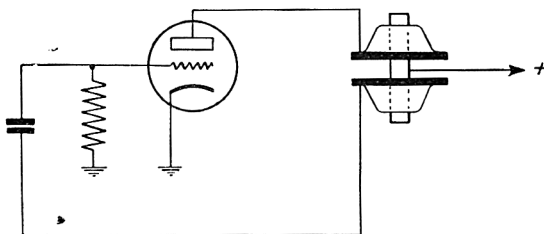


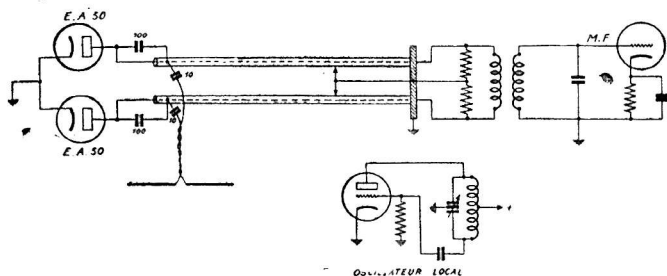
Fig. II-15.

lateurs locaux pour certaines fréquences prééglées suivant les schémas 1, 2 ou 3.

On peut également faire usage du quartz en multipliant la fréquence d'oscillateur du quartz avant de l'injecter dans le tube convertisseur.

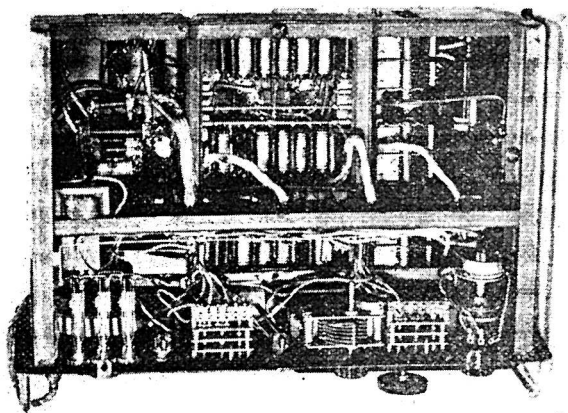
On peut aussi employer les lignes comme circuits HF avant le changement de fréquence. La surtension étant très élevée, on obtient une amplification HF souvent suffisante pour appliquer la tension HF directement au tube convertisseur, sans faire usage d'un étage HF. Le changement de fréquence s'effectue

de plus en plus à l'aide de deux diodes montées symétriquement aux bornes d'une ligne. On obtient ainsi un gain maximum égal à un sur des fréquences de l'ordre de 300 MC.



- Fig. II-16.

La figure II-16 montre une réalisation d'un récepteur moderne utilisant une ligne symétrique avec deux diodes pour le changement de fréquence.





## CHAPITRE III

### L'AMPLIFICATEUR MF. — LE PROBLEME DE LA SELECTIVITE.

L'augmentation de la puissance de nombreux émetteurs européens et américains et l'augmentation du nombre de stations ont créé de nouveaux problèmes de sélectivité.

Dans les récepteurs modernes, les problèmes de sélectivité ont été résolus d'une manière satisfaisante. Mais à leur place se sont présentées d'autres difficultés pour lesquelles on n'a encore rien trouvé de sérieux. Il faut dire tout de suite, afin d'éviter tout malentendu entre constructeurs et acheteurs, que des perturbations se manifestent souvent sous forme de sifflements ou de ronflements que le non-technicien attribue à un défaut de l'appareil. Il existe une perturbation connue sous le nom de « sifflement de bande latérale » ou, comme les Anglais l'appellent d'une manière très caractéristique « Sidebandsplash » ou « Monkeychatter ». Dans ce cas, il s'agit effectivement d'un effet très gênant qui accompagne les grandes puissances et qui provient du fait que des interférences prennent naissance par l'action mutuelle des fréquences de la bande latérale de l'émetteur non désiré et de celles de l'émetteur voulu.

Ces perturbations ne peuvent pas être supprimées par une augmentation de la sélectivité. Seul un rétrécissement du spectre de reproduction permet d'obtenir une certaine amélioration. Nous donnons ci-après un aperçu des différentes possibilités de perturbation mutuelle, des problèmes qui en résultent et des possibilités pour y remédier.

1° Interférences entre les fréquences porteuses des émetteurs désirés et indésirables.

2° Transmodulation par un émetteur voisin situé à 10 Kc/s ou plus.

3° Sifflement de bande latérale par interférence avec des fréquences de la bande latérale de l'émetteur indésirable.

4° Surmodulation par l'émetteur indésirable et les fréquences perturbatrices qui en résultent.

5° Interférences causées par le fonctionnement des émetteurs

désirés et indésirables sur une longueur d'onde légèrement différente.

6° L'effet « Luxembourg ».

En plus de ces causes de perturbation, il en existe encore quelques autres, telles que les répétitions et les sifflements dans les superhétérodynes. De plus, on a constaté récemment que des phénomènes de transmodulation pouvaient se produire en dehors du récepteur à cause de conducteurs non linéaires placés dans le champ de l'antenne, tels que mauvais contacts entre tubes, objets métalliques, conducteurs électriques, etc.

Lorsque la différence entre les ondes porteuses est de 9 Kc/s, il existe en principe une note de 9.000 cycles/s. On a constaté que ce son était beaucoup plus gênant qu'un fond de musique perturbatrice. Un sifflement de — 37 dbs est aussi gênant qu'un fond de musique de — 30 dbs. La largeur de bande du récepteur doit être inférieure à 9 Kc/s si l'on veut éviter ces sifflements.

La véritable transmodulation peut se produire lorsque l'étage d'entrée du récepteur a une caractéristique non linéaire. Dans ce cas, les grandes amplitudes du signal brouilleur produiront une modulation qui devient perceptible sur toutes les stations faibles. Le seul moyen pour supprimer cette transmodulation est un bon circuit à l'entrée, de sorte que la présélection est suffisamment bonne pour que les amplitudes du brouilleur n'atteignent pas la grille de la lampe HF. Signalons, en passant, que la transmodulation augmente avec le carré de la tension perturbatrice. Les sifflements de bande latérale par interférence des fréquences de bande latérale entre l'émetteur désiré et l'émetteur indésirable créent actuellement les plus grandes difficultés. Il existe presque toujours un sifflement de 9 Kc/s entre deux émetteurs. Lorsque le brouilleur rayonne maintenant une fréquence de bande latérale de 6.000 Cycles/s, on aura un son perturbateur de  $9.000 - 6.000 = 3.000$  Cycles/s. Un son aigu donne ainsi un son grave ou un son grave donne un son aigu. Modulons le brouilleur à 3.000 Cycles/s, nous aurons  $9.000 - 3.000 = 6.000$  Cycles/s, comme son perturbateur. La musique est ainsi renversée, ce qui produit des sons très désagréables. Ce phénomène existe dans tous les récepteurs. Il faut couper la courbe de réponse si l'on veut réduire ce phénomène. La surmodulation se produit encore assez souvent et particulièrement dans le voisinage des émetteurs de grandes puissances. Là aussi, seule la coupure de la courbe de réponse peut améliorer l'audition.

Les émetteurs fonctionnant sur des longueurs d'ondes com-

munes ou presque communes produisent généralement des perturbations qui se traduisent par des sons très graves dont la fréquence varie périodiquement, mais légèrement. Pour éviter cette gêne, il faut couper la courbe de réponse du côté des notes graves. Ce filtre coupe également le ronflement de l'onde porteuse qui se manifeste généralement sur les émissions puissantes.

L'effet « Luxembourg » est un genre de transmodulation qui se produit dans l'ionosphère. On a constaté que des émetteurs de plus de 50 Kw travaillant sur une longueur d'onde supérieure à 400 m. produisaient un excès de modulation dans l'ionosphère à l'intérieur d'un cercle ayant un rayon de 250 Kms à 400 Kms ; de sorte que les ondes qui traversent cette zone sont modulées par le programme de l'émetteur puissant.

Ce phénomène assez fréquent n'est donc nullement un manque de sélectivité. On ne connaît jusqu'à présent aucun moyen pour réduire ce phénomène. Seule la réduction de la puissance du poste émetteur semble pouvoir résoudre ce problème. En résumé, les cinq causes perturbatrices peuvent être supprimées ou diminuées en augmentant la sélectivité pour les interférences de 9.000 Cycles/s, en augmentant la présélection HF pour le cas de la transmodulation et en coupant la courbe de réponse pour le cas des sifflements provenant des bandes latérales ou d'émissions de fréquences voisines.

Aucun remède n'existe, par contre, pour éviter la surmodulation ou l'effet « Luxembourg ».

### Comment obtenir une grande sélectivité

Nous avons vu, dans l'étude précédente, que la première condition à remplir pour obtenir une bonne sélectivité avec le minimum de transmodulation est l'utilisation d'un très bon circuit HF à l'entrée du récepteur. La transmodulation ou diaphonie B augmente avec le carré de la tension de l'onde perturbatrice.

$$D = \frac{3 \gamma}{\alpha} \times vp^2$$

Un signal perturbateur de 2 V modulé à 100 % peut produire une transmodulation de 10,6 %, car une lampe courante ayant une pente de  $S = 1 \text{ mA/v}$  donne 6 % de transmodulation pour un signal de 1,5 volt modulé à 100 %, donc :

$$\left( \frac{2}{1,5} \right)^2 \times \frac{100}{100} \times 6 = = 10,6 \% \text{ pour 2 volts.}$$

Il suffit de consulter les caractéristiques de transmodulation des lampes HF pour pouvoir effectuer ce petit calcul. Dans l'exemple ci-dessus, nous avons pris une tension perturbatrice très élevée, ce qui est rarement le cas dans la pratique. Il faut compter couramment sur des tensions de l'ordre de 1/10 de volt à la grille de la première lampe HF. La transmodulation sera, dans ces conditions :

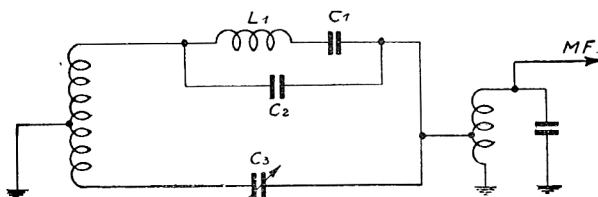
$$\left( \frac{0,1}{1,5} \right) \times \frac{100}{100} \times 6 = 2,6 \%$$

Ce chiffre est faible, mais il concerne seulement la tension appliquée à la grille de la lampe HF. Après amplification, la tension atteint facilement 1,5 V à la grille de la changeuse. La transmodulation devient :

$$\left( \frac{1,5}{1,5} \right)^2 \times \frac{100}{100} \times 6 = 6 \%$$

Ces chiffres montrent l'utilité d'une grande sélectivité HF et spécialement du premier circuit.

Dans les récepteurs actuels, c'est souvent le contraire, le premier circuit est celui où l'on a pris le moins de précautions, s'imaginant que l'antenne empêche d'utiliser un bon circuit. Il faut que le couplage avec l'antenne soit faible si l'on veut réduire la transmodulation. Il faut ensuite que l'antenne soit peu amortie. L'accord du premier circuit doit suivre



$$jC_2\omega_2 = \frac{-1}{j(L_1\omega_2 - \frac{1}{C_1\omega_2})}$$

Fig. III-1.

exactement les accords des autres circuits HF d'où l'utilité d'un condensateur variable servant de vernier et permettant de parfaire l'accord sur toutes les fréquences.

Il reste encore la sélectivité MF qui intervient seule pour la séparation des stations. Un amplificateur MF à 2 étages,

soit 6 circuits, peut atteindre une sélectivité de 9 à 10 Kc/s pour 60 dbs, de quoi séparer deux stations écartées de 9 Kc/s. Il arrive malheureusement qu'il faut une sélectivité encore plus

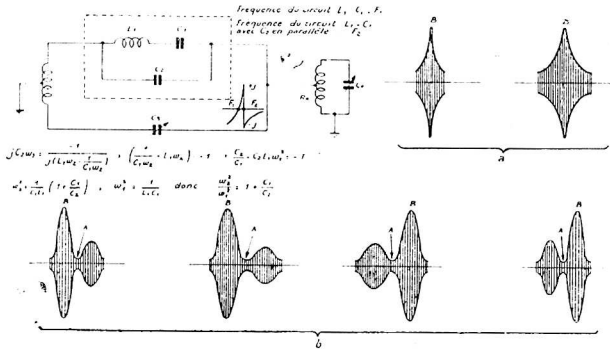


Fig. III-2.

grande pour pouvoir séparer des stations faibles situées à 2 ou 3 Kc/s l'une de l'autre ou pour pouvoir séparer une station très faible située à 9 Kc/s d'une station très puissante. L'utilisation

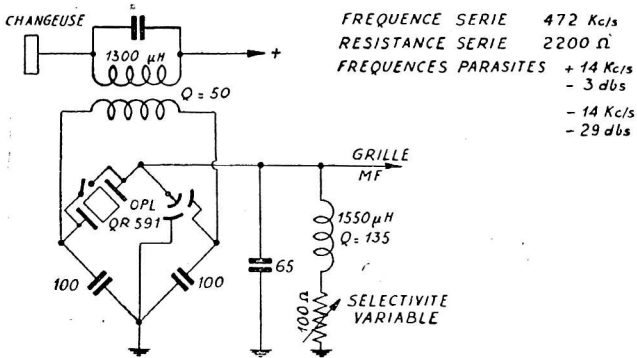


Fig. III-3.

des transformateurs n'est plus suffisante, il faut faire appel au quartz.

L'emploi d'un quartz présente des avantages multiples. A

notre avis, le quartz s'impose aujourd'hui sur tous les récepteurs professionnels, car il présente en dehors de sa grande sélectivité une autre qualité qui est celle de pouvoir éliminer un brouilleur placé près d'une station que l'on veut recevoir.

Le fonctionnement d'un circuit à quartz peut être décrit à l'aide de la fig. III-1. Le quartz avec son support est équivalent à une self  $L_1$  montée en série avec un condensateur  $C_1$ , le tout en parallèle avec un autre condensateur  $C_2$ .

Si l'on veut neutrodynner l'effet de  $C_2$ , il faut monter un condensateur variable  $C_3$  dans l'autre branche du pont. Lorsque  $C_3$  est égal à  $C_2$ , il reste l'impédance  $L_1, C_1$ . Celle-ci est très faible pour la fréquence d'utilisation du quartz (2.200 pour le OPL QR 591). La bande passante atteint à la résonance 200

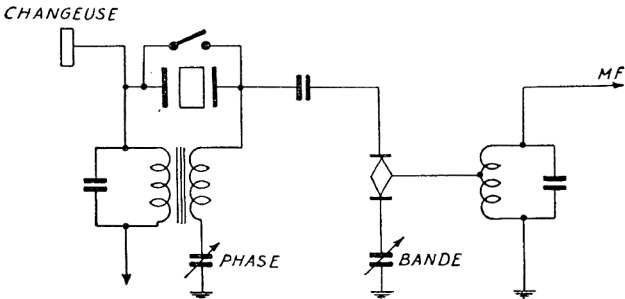


Fig. III-4.

cycles pour 6 dbs. Nous sommes donc en présence d'un circuit 20 fois plus sélectif que l'amplificateur à transformateur.

Réglons maintenant le condensateur  $C_3$  à une valeur plus grande ou plus faible. Que se passera-t-il ?

Le circuit du quartz ne changera pas sa sélectivité, mais il y a naissance d'une nouvelle fréquence pour laquelle l'ensemble  $L_1-C_1-C_2$  présente une forte impédance. Nous avons ainsi un circuit bouchon accordé sur une fréquence légèrement différente de celle du quartz. En variant  $C_3$ , on variera en même temps la fréquence nouvelle  $472 \pm \Delta$  F. Réglons cette fréquence sur le brouilleur et ce dernier sera complètement éliminé. Voilà une qualité du quartz qui est appelée à jouer un rôle très important dans les réceptions brouillées et difficiles à sortir (fig. III-2).

Nous avons cherché à expliquer le fonctionnement du quartz

par la présentation simple des impédances mises en jeu. Le chapitre suivant a été consacré à cette étude qui nous semblait indispensable.

La sélectivité d'un amplificateur MF muni avec un quartz peut varier entre 100 et 2.000 cycles pour un affaiblissement de 6 dbs. Il y a plusieurs moyens pour varier la sélectivité, soit par l'accord du circuit de sortie, soit par amortissement du même circuit. Nous publions ci-contre le schéma du bloc Renard et le schéma de principe du bloc S.F.R. (fig. III-3-4). Le déplacement de la fréquence de résonance qui doit éliminer le brouilleur est de l'ordre de 1.500 Cycles/s. Ce déplacement est obtenu à l'aide du condensateur  $C_3$  dans la fig. III-1. Ce condensateur porte le nom de condensateur de phase. L'élimination produite par la fréquence de résonance sur le brouilleur peut atteindre 40 dbs près de l'accord. Ces chiffres montrent les deux principales qualités du quartz :

1° Grande sélectivité (100 à 500 cycles à 6 dbs).

2° Elimination d'un brouilleur situé dans la proximité de la station (0 à 1.500 Cycles/s) avec une efficacité variant de 50 dbs à 20 dbs.

Ajoutons à ces deux qualités une troisième qui est loin d'être négligeable et qui concerne le bruit de fond. Nous savons que le bruit de fond augmente avec la racine carrée de la bande passante. Celle-ci est passée de 10 Kc/s pour 60 dbs à environ 500 Cycles pour 60 dbs ; soit une réduction de 20 fois. Le bruit de fond a diminué de  $\sqrt{20} = 4,45$  fois, soit 13 dbs, ce qui est appréciable.

Pour utiliser le filtre à quartz, il faut d'abord régler le condensateur  $C_3$  sur la valeur de neutralisation. On obtient ainsi une réception avec un accord symétrique. Ensuite, on peut élargir la largeur de bande à l'aide de l'accord ou de l'amortissement du circuit de sortie. Régler les circuits avec le maximum de précision et à l'aide de l'indicateur de champ sur la fréquence exacte de l'émetteur. Si un brouilleur nous gêne, déplacer légèrement le condensateur  $C_3$  dans un sens ou dans l'autre, suivant la fréquence du brouilleur.

Pour pouvoir mieux juger l'efficacité d'élimination du brouilleur, accorder un générateur près de la fréquence d'émission pour qu'il brouille celle-ci. Régler ensuite la fréquence d'élimination à l'aide de  $C_3$  sur celle du générateur. Pour un certain réglage de  $C_3$ , le brouilleur disparaîtra complètement. Placer la fréquence du générateur plus loin et moins loin de celle de l'émetteur et refaire chaque fois l'expérience. On peut tracer la courbe d'efficacité de la tension de sortie du géné-

rateur. Pour connaître l'efficacité, couper le signal du générateur, noter la tension de l'émission  $E_1$ . Appliquer ensuite le signal du générateur et noter à nouveau la tension, cette fois-ci  $E_2$ .

Passons maintenant à la réalisation pratique et à l'installation d'un bloc à quartz. Pour réduire au maximum le travail de réglage des opérateurs plus ou moins expérimentés, nous avons réalisé un dispositif de sélectivité aussi simple que possible, mais remplissant néanmoins toutes les exigences d'un trafic sévère.

Notre panneau MF comporte 4 sélectivités :

Sélectivité N° 1	14 Kc/s à 6 dbs	23 Kc/s à 60 dbs
N° 2	7 — à 6 —	18 — à 60 —
N° 3	4 — à 6 —	10 — à 60 —
N° 4	0,5 — à 6 —	1 — à 60 —

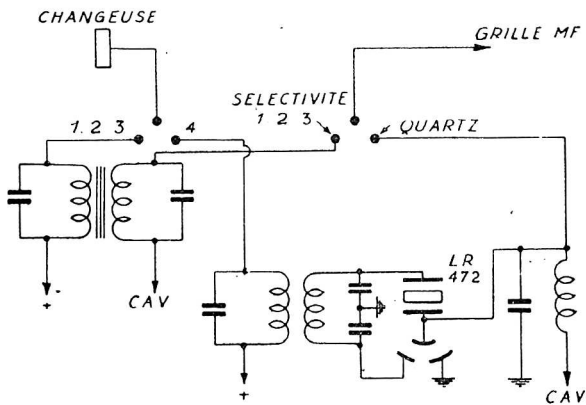


Fig. III-4 B.

Le même panneau comporte une commande de la phase du quartz ( $C_3$ ), mais la sélectivité du quartz est fixe, c'est la sélectivité N° 4. La commande de phase est appelée « Réjection MF ». Ne pas confondre avec la « Réjection HF » destinée à rejeter les fréquences Images et à arrêter le rayonnement par l'antenne.

L'installation du bloc à quartz est donnée par la fig. III-4 B. Lorsque l'on passe sur la sélectivité N° 4, on quitte le premier transformateur MF et on relie la plaque de la changeuse





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'ondes 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 compromettons 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 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 BF ?*

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 BF.

De la sorte, les sifflements d'interférences, le souffle des parasites et le bruit de fond du récepteur lui-même subissent une amplification BF au même titre que les tensions musicales des registres médium et grave. En l'absence des 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 BF 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 aiguës.

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 demander?... Tel devrait 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 III-5 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 HF ou MF, mais également l'amplificateur BF. Autrement dit, si les circuits de liaison, tels que les transformateurs MF, sont d'une sélectivité poussée, les éléments de l'amplificateur BF 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 BF, 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 BF.

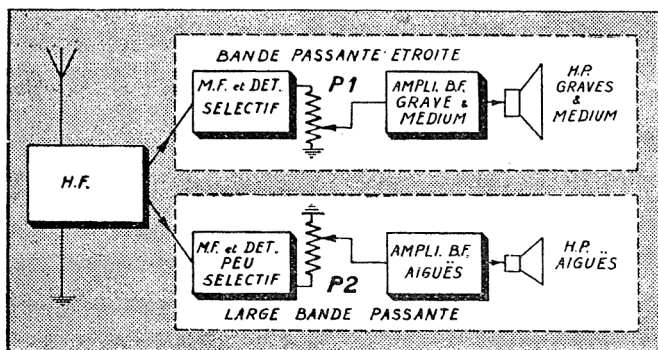


Fig. III-5.

En commandant le potentiomètre  $P_1$ , on varie principalement l'intensité des notes graves. Par contre, le potentiomètre  $P_2$  permet de varier l'intensité des notes aiguës (ou bien celle de tout le registre musical, si la partie BF et HF sert à la reproduction de toute la gamme des notes musicales).

Lorsque le potentiomètre  $P_2$  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 amplificateur BF 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  $P_1$  est à zéro, le récepteur ne comprend

que le canal à bande étroite. Au cas où ce dernier assure une amplification BF de haute fidélité, les signaux forts sont reçus dans les meilleures conditions, puisque toutes les fréquences acoustiques sont reproduites également. Si la partie BF du canal inférieur favorise les notes aiguës, on peut rétablir la fidélité de la reproduction en ouvrant plus ou moins le potentiomètre  $P_1$  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 III-6 représente le schéma, montre une des applications possibles de principe exposé. On

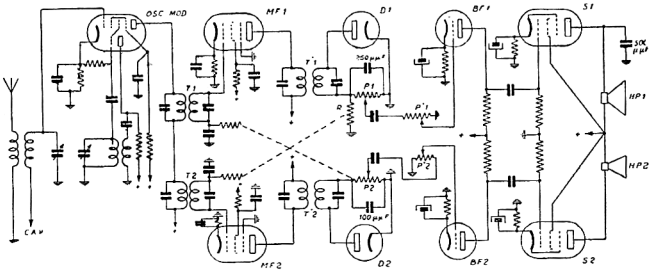


Fig. III-6.

voit qu'à la sortie de la changeuse de fréquence, deux transformateurs MF permettent d'opérer la bifurcation en deux canaux. Le schéma de chacun d'eux n'offre aucune particularité remarquable.

Ce qui les diffère, ce sont les caractéristiques des éléments

entrant dans leur composition. C'est ainsi que les deux transformateurs  $T_1$  et  $T'_1$  sont à bande passante étroite, alors que les transformateurs  $T_2$  et  $T'_2$  sont à large bande. De même, le condensateur de détection du 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 BF 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  $P_1$  et  $P_2$ . Si leurs réglages sont indépendants, ils jouent exactement le même rôle que ceux de la figure III-5. On peut cependant conjuguer 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 préamplificatrices BF. 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'utilisateur, désigné sous le nom de « réglage de tonalité ». Ce nom classique et inoffensif cache en réalité, on le constate, quelque chose d'infiniment 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.

L'utilisateur 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 repré-

sentés 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  $P'_1$  et  $P'_2$  des organes permettant d'effectuer des variations de tonalité dans les amplificateurs BF correspondants. C'est ainsi que l'on peut prévoir à cet effet, dans le canal supérieur, un filtre passe-bas dont la fréquence frontière 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 BF, 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.

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 III-6 par les traits en pointillé; 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 soumis à une régulation antifading atténuée, les tensions antifading qu'il engendre lui-même par la diode  $D_2$  varient davantage en fonction des fluctuations du signal que les tensions antifading du canal supérieur engendrées par la diode  $D_1$  où l'action énergique de l'antifading parvient à les maintenir relativement stables.

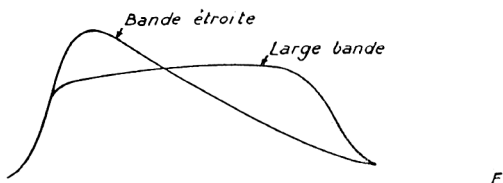


Fig. III-7.

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 III-7 indique à titre d'exemple les courbes de reproduction totale (HF, MF et BF) 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. Cette réalisation a été décrite pour la première fois dans *Toute la Radio*, cahier n° 2. Quittons cette variante et revenons à notre récepteur standard.



### La réception des signaux télégraphiques

Pour recevoir les signaux d'ondes entretenues non modulées, nous préconisons deux montages : l'Hétérotone et l'oscillateur de battement MF. Le premier dispositif est un oscillateur BF injectant sa tension dans la première lampe MF. La tension injectée module le signal MF à transmettre et donne après détection une note musicale ayant la même fréquence que l'oscillateur BF. Ce système convient particulièrement à la réception des émissions instables.

Le deuxième dispositif est l'oscillateur MF du type classique produisant un battement audible avec le signal à transmettre. Ce mode de réception est plus sensible que l'Hétérotone, mais le réglage un peu plus long. La mise au point de l'Hétérotone est simple, il suffit de régler la tension d'injection pour obtenir un signal audible sur une émission faible (10 Microvolts au générateur). La mise au point de l'oscillateur MF de battement est plus délicate. Si l'oscillateur est trop couplé avec la

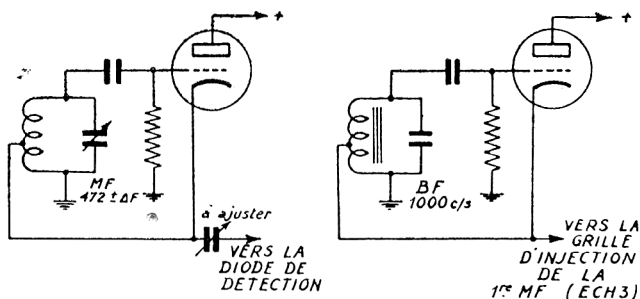


Fig. III-3.

diode, la C.A.V. entre en action et le signal risque de ne plus passer à cause de la polarisation des lampes amplificatrices HF et MF. Un couplage trop lâche évite ce défaut, mais le battement sera à peine audible sur les stations puissantes. Il faut donc ajuster au mieux le couplage entre l'oscillateur et la diode en commençant par un signal faible (10 Microvolts) et en terminant par un signal puissant (0,1 volt). L'oscillateur MF possède un petit condensateur variable destiné au réglage de

sa fréquence. L'ensemble doit être bien blindé afin d'éviter tout rayonnement.

Sur le panneau avant, nous placerons un commutateur destiné à alimenter en HT l'oscillateur BF marqué « Hétérotone » ou l'oscillateur MF marqué « B.F.O. ». A côté, nous sortirons l'axe du CV de l'oscillateur MF marqué « Battement MF ». Le schéma de la fig. III-8 montre les circuits des deux oscillateurs.

### Sifflement d'un superhétérodyne

Il était plus logique de mettre les sifflements dans le chapitre concernant la changeuse de fréquence, car la majorité des sifflements proviennent de cette dernière lorsqu'il s'agit d'un récepteur toutes ondes. Mais comme nous voulons construire un récepteur spécial pour ondes courtes, nous avons préféré citer en premier lieu les sifflements MF. Pour produire un sifflement, il faut toujours deux signaux, un brouilleur et une station que l'on écoute. Si la fréquence du brouilleur est F2 et le signal de l'amplificateur moyenne fréquence FM, il y a interférence lorsque F2 est sensiblement égal à FM.

Il faut éviter que le brouilleur passe directement dans l'amplificateur MF. Ce dernier doit être bien blindé. Il y a encore toute une série d'interférences provenant d'une fréquence incidente F1 et d'une fréquence perturbatrice F2. Par exemple pour  $F2 - F1 = 2 FM$ , on entend généralement une interférence.

On trouve également une interférence pour  $F2 - F1 = FM$  ou  $F1 - F2 = FM$  ou encore :  $F1 + F2 = FM$ .

En dehors de ces interférences provenant des signaux HF de l'extérieur, il y a encore une autre série d'interférences provenant d'un signal F2 de l'extérieur et d'un harmonique intérieur, soit de l'étage HF, soit de l'hétérodyne HF. Par exemple :

$$F2 - N (FH) = FM$$

N (FH) est l'harmonique de l'oscillateur.

Ou encore :  $N \times (F2) - FH = FM$ .  $N \times (F2)$  est l'harmonique du signal d'entrée. Si ce dernier est trop puissant, il y a production de l'harmonique 2 par l'étage HF.

C'est le cas des stations puissantes travaillant près du double de la MF. Par exemple, le poste Parisien produisait souvent un sifflement dû à l'harmonique 2 de l'étage d'entrée. Si ce dernier avait une meilleure présélection, le sifflement disparaîtrait.

Cherchons une station dont la fréquence sera, par exemple,  $(2 \times 472) + 30 = 974$  Kc/s. Celle-ci est brouillée par une

autre dont la fréquence est :  $(2 \times 472) + 15 = 959$  Kc/s.

Le signal désiré fonctionne sur 974 Kc/s, l'hétérodyne fonctionne donc sur :  $974 + 472 = 1.446$  Kc/s.

L'harmonique 2 provenant de la fréquence perturbatrice est :  $959 \times 2 = 1.918$  Kc/s. D'après la formule ci-dessus, nous obtenons :

$$\begin{aligned} N \times (F2) - FH &= FM. \\ 1.918 - 1.446 &= 472 \text{ Kc/s.} \end{aligned}$$

Chaque fois que deux signaux produisent un battement de 472 Kc/s, il y a interférence.

Chaque fois qu'un harmonique d'un signal brouilleur produit un battement de 472 Kc/s avec la fréquence de l'oscillateur, il y a également interférence.

Chaque fois qu'un harmonique d'un signal brouilleur produit un battement de 472 Kc/s avec un harmonique de l'oscillateur, il y a encore interférence.

$$M \times (F2) - N (FH) = 472$$

F2 est le signal brouilleur, FH est la fréquence de l'oscillateur. L'autre signal désiré F1 peut également produire :

$$M \times (F1) - N (FH) = FM$$

Ce qui nous intéresse dans un récepteur OC, ce sont les interférences suivantes :

Fréquences images	F2	-	(F1 + 472)	=	FM
Fréquence perturbatrice			F2	=	FM
—	—		F2 lorsque F2 - F1	=	FM
—	—		F1 lorsque F1 - F2	=	FM

Seul, un bon blindage en MF et en HF et une bonne sélectivité HF peuvent éviter les interférences dans un récepteur ondes courtes.

### Résumé sur l'origine des sifflements

On obtient un sifflement ou une interférence lorsque plusieurs émissions produisent un même battement avec l'oscillateur local, battement dont la fréquence est celle de la moyenne fréquence. Ce battement peut être produit par des fréquences fondamentales ou par des fréquences harmoniques.

On obtient une fausse audition lorsque l'harmonique d'un signal d'entrée produit un battement avec l'oscillateur local, battement dont la valeur est celle de la MF. Ce battement peut également prendre naissance par la fréquence fondamentale du signal d'entrée et la fréquence d'un harmonique de l'oscillateur.

On obtient un sifflement ou une interférence ou une fausse audition lorsqu'un signal atteint directement l'amplificateur

MF. La fréquence du signal est égale à celle de la MF ou un multiple de la MF.

Appelons F1 la fréquence incidente du signal et F2 la fréquence du signal perturbateur. Lorsque  $F2 = FM$  (moyenne fréquence), on a droit à une fausse addition qui est celle de F2 ou à des interférences ou sifflements lorsque d'autres émissions produisent le même battement MF. Pour éviter ce défaut, il faut un blindage efficace de l'amplificateur MF.

Nous pouvons donc résumer comme suit :

$$\begin{aligned} F2 &= FM \\ F1 - F2 &= FM \\ F2 - F1 &= FM \\ F1 + F2 &= FM \end{aligned}$$

Si nous faisons intervenir l'harmonique M du signal d'entrée F1 ou F2 ou l'harmonique N de l'oscillateur FH, nous pouvons résumer comme suit :

$$\begin{aligned} F2 - N \times FH &= FM \\ M \times F2 - N \times FH &= FM \\ M \times F1 - N \times FH &= FM \\ M \times F2 - FH &= FM \end{aligned}$$

Ce qui peut gêner dans un récepteur ondes courtes, ce sont les battements  $F1 - F2 = FM$  et  $F2 - F1 = FM$ .

Pour que ces battements ne produisent pas de troubles, il faut une sélectivité HF très grande, afin d'affaiblir au maximum le signal F2.

Ce qui gêne beaucoup en ondes moyennes est le battement  $M \times F2 - FH = FM$ . Une émission située sur  $2 \times FM$  produit un battement.

$$FH - F1 = FM \text{ ou } 3 \times FM - 2 \times FM = FM$$

Si l'émission F1 est très puissante, il y a production d'harmonique  $2 \times F1$ , c'est-à-dire  $2 \times (2 \times FM)$ . L'harmonique produit un autre battement.

$$2 \times (2 \times FM) - FH = FM \text{ ou } 4 \times FM - 3 \times FM = FM$$

L'émission se trouve ainsi gênée par son propre harmonique.

Si nous cherchons une émission sur  $2 \times FM + \Delta F = F1$ , nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} FH - (2 \times FM + \Delta F) &= FM \\ \text{ou } (3 \times FM + \Delta F) - (2 \times FM + \Delta F) &= FM \end{aligned}$$

Une émission puissante F2 située aux environs de F1 peut alors provoquer une interférence, car :

$$\begin{aligned} (M \times F2) - FH &= FM \\ \text{ou } (M \times F2) - (3 \times FM + \Delta F) &= FM \end{aligned}$$

Cherchons la fréquence de  $M \times F2$ .

$$\begin{aligned} M \times F2 &= FM + (3 FM + \Delta F) \\ &= 4 FM + \Delta F \\ &= 2 \left( 2 FM + \frac{\Delta F}{2} \right) \end{aligned}$$

Comme le montre l'équation, M est l'harmonique 2 d'une émission puissante  $2 \times FM + \frac{\Delta F}{2}$ , située près de F1.

Appelons cette émission F2 comme convenu. Il est facile de vérifier ce calcul. Prenons :

$$F1 = 2 FM + 30 \text{ Kc/s} = 2 FM + \Delta F.$$

Si FM = 472, F1 = 944 + 30 = 974 Kc/s. L'émission perturbatrice F2 doit fonctionner sur  $2 FM + \frac{\Delta F}{2} = 944 + 15$

= 959 Kc/s. Vérifions :

$$\begin{aligned} 2 \times F2 - FH &= FM \text{ ou } 2 \times F2 - (3 FM + \Delta F) = FM \\ \text{ou } 2 \times F2 - 3 FM - \Delta F &= FM. \\ 1918 - 1416 - 30 &= 472 \text{ Kc/s} \end{aligned}$$

ce qui montre l'exactitude du calcul.

Nous pouvons donc affirmer qu'une émission puissante F2, située à  $\frac{\Delta F}{2}$  Kc/s du double de la MF peut gêner une

autre émission F1 située à  $\Delta F$  Kc/s du double de la même MF. L'harmonique 2 de F2 ne provient pas du poste émetteur mais de l'étage d'entrée du récepteur. Ce défaut est très gênant, car une émission située à 10 Kc/s de la MF sera plus ou moins interférée par une autre émission située à 5 Kc/s de la MF. Si la première ne fonctionne pas, la deuxième peut provoquer une fausse audition, c'est-à-dire que l'on entend une émission sur un faux accord du cadran.

Pour réduire ce défaut, il faut une amplification linéaire de l'étage d'entrée et une sélectivité HF très grande. Et malgré cela, il reste encore bien des sifflements près du double de la MF.

Ceci montre qu'il est impossible de faire des récepteurs couvrant toutes les gammes avec les mêmes performances. Il faudrait changer la MF chaque fois que l'on passe d'une bande à une autre. Nous voudrions une MF de 1.000 Kc/s pour les récepteurs à ondes courtes, une MF de 200 Kc/s pour les ondes moyennes et une MF de 125 Kc/s pour les ondes longues.

Notre récepteur est équipé avec du 472 Kc/s, en attendant la sortie des 1.000 Kc/s. Nous avons voulu montrer le nombre

d'interférences que l'on peut trouver avec une MF mal adaptée à certaines gammes.

Nous avons également montré l'importance d'une grande sélectivité HF même en ondes courtes. Si l'on veut réduire l'amplitude de la fréquence image  $F1 - FH = FM$ , ou si l'on veut supprimer les battements  $F1 - F2 = FM$ ,  $F2 - F1 = FM$ , seule une grande sélectivité HF peut résoudre le problème dans le cas d'une MF de 472 Kc/s.

Avec une MF de 1.000 Kc/s, le problème se trouve bien simplifié et le super se rapproche du récepteur à amplification directe, c'est-à-dire qu'il siffle moins, mais il perd en sélectivité MF.

L'emploi d'un quartz sur 1.000 Kc/s facilite l'utilisation en télégraphie. La sélectivité est alors excellente. Il reste néanmoins la sélectivité de phonie qui demande une courbe à front raide et que l'on obtient encore difficilement sur 1.000 Kc/s.

### Comment obtenir un antifading efficace ?

Terminons le bloc MF par le fonctionnement de l'antifading. Pour que ce dernier soit efficace, il faut une tension antifading très élevée. Le montage que nous préconisons est

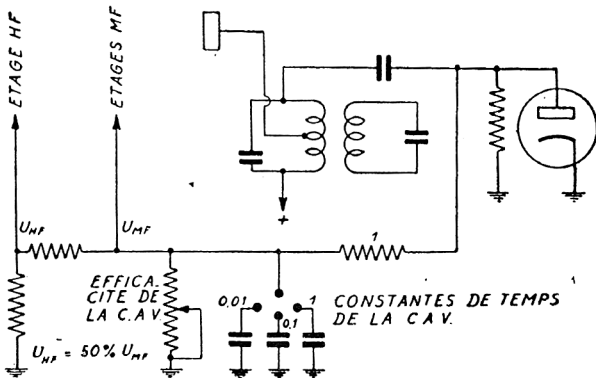


Fig. III-9.

simple, car il est basé sur l'utilisation d'un transformateur MF à prise. La plaque de la dernière lampe MF est connectée à la prise de l'enroulement primaire. Par contre, la tension MF, destinée à la commande de la diode C.A.V., est prise non sur

la plaque, mais sur l'enroulement total. La tension MF est donc deux fois plus élevée que celle de la plaque. La tension destinée à la détection des signaux est empruntée sur la prise médiane de l'enroulement secondaire. On a donc un véritable antifading amplifié sans aucune lampe supplémentaire.

Nous disposons ainsi d'une tension antifading élevée. Il s'agit maintenant de l'utiliser au mieux. Si nous appliquons la C.A.V. à la changeuse, nous risquons du glissement de fréquence et du souffle. Une changeuse souffle beaucoup lorsqu'elle est trop polarisée. Elle glisse également par variation de la capacité d'entrée due à la polarisation. En effet, la capacité d'entrée totale est :

$$C = C_{gc} + C_{ga} (K + 1)$$

en variant K, on varie également C.

Pour éviter le souffle et le glissement de fréquence, nous avons supprimé toute C.A.V. sur la changeuse. Par contre, nous l'appliquons intégralement sur les étages MF. On évite ainsi beaucoup de souffle et la réception est calme, même sur les signaux faibles. L'étage HF fonctionne avec une C.A.V. plus faible (— 6 dbs), afin d'éviter le glissement de fréquence du circuit d'entrée.

Le schéma de principe de la fig. III-9 montre la répartition des différentes tensions destinées à la C.A.V. Ce schéma donne d'excellents résultats et ne produit aucune distorsion dans la reproduction, ce qui est presque toujours le cas des antifadings amplifiés.

Nous n'avons pas différé la diode de la C.A.V. pour éviter la distorsion sur les signaux à tension critique, c'est-à-dire les signaux où les crêtes passent dans la diode et le reste ne passe pas. Cette variation de l'amortissement du transformateur MF produit une distorsion très gênante que nous ne trouvons pas dans notre montage, étant donné que l'amortissement reste constant.

Si l'on cherche une efficacité moins grande de la C.A.V. pour obtenir une plus grande puissance de sortie, il suffit de déplacer le curseur du potentiomètre commandant la C.A.V. vers la masse. Ce potentiomètre remplace le réglage de la sensibilité HF et MF. Il varie simplement l'efficacité de la C.A.V. en transmettant aux grilles de commande une tension de commande plus ou moins élevée. Le signal détecté augmentera ou diminuera suivant le réglage du potentiomètre, mais il restera toujours suffisamment de tension de commande pour éviter la distorsion pendant les crêtes.

L'antifading comporte 3 constantes de temps que l'on peut sélectionner à l'aide d'un commutateur.





mètre de réglage. On peut ainsi contenter tous les goûts. La lampe finale est connectée avec un transformateur universel comportant des sorties pour bobine mobile de différentes impédances et une sortie pour ligne de 600 ohms. On peut ainsi utiliser un haut-parleur extérieur ou une ligne P.T.T. Lorsque l'on couple le haut-parleur intérieur, une résistance équivalente à l'impédance de la bobine mobile se trouve connectée à la place de cette dernière par le simple jeu du commutateur.

L'écoute au casque s'effectue à l'aide d'une lampe supplémentaire connectée également avec le potentiomètre BF, mais à une fraction de tension seulement. En utilisant une lampe séparée pour le casque, on évite toute réaction pendant les manipulations. Le niveau de sortie dans la ligne P.T.T. reste ainsi constant.

Si l'on veut utiliser un amplificateur de puissance, l'impédance d'entrée de ce dernier doit être prévue pour 600 ohms. La sortie 600 ohms fournit sans distorsion une tension de sortie de 1 volt efficace.

L'alimentation n'a rien de spécial. Nous conseillons vivement l'emploi d'un transformateur à fer saturé. Les autres moyens de régulation présentent peu d'intérêt à l'heure actuelle, car c'est la tension des filaments qu'il faut stabiliser en premier lieu.

Le schéma de la fig. IV-1 montre l'amplificateur BF.

## CHAPITRE V

### LES APPAREILS DE CONTROLE.

Un récepteur professionnel doit posséder deux contrôles : le niveau de l'onde porteuse qu'il reçoit et le niveau moyen de la tension BF qu'il s'agit de transmettre dans un enregistreur ou dans un amplificateur ou simplement dans un haut-parleur. Le niveau de l'onde porteuse sera facile à mesurer. Un microampèremètre inséré dans la résistance de détection constitue le meilleur schéma. C'est lui qui nous a servi pendant toutes nos études. L'indicateur du niveau BF est aussi simple, il se compose d'un microampèremètre inséré dans le

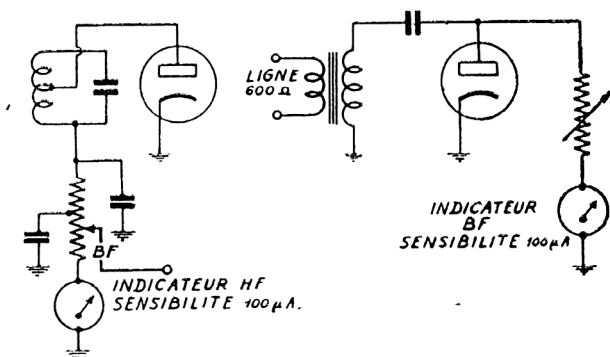


Fig. V-1.

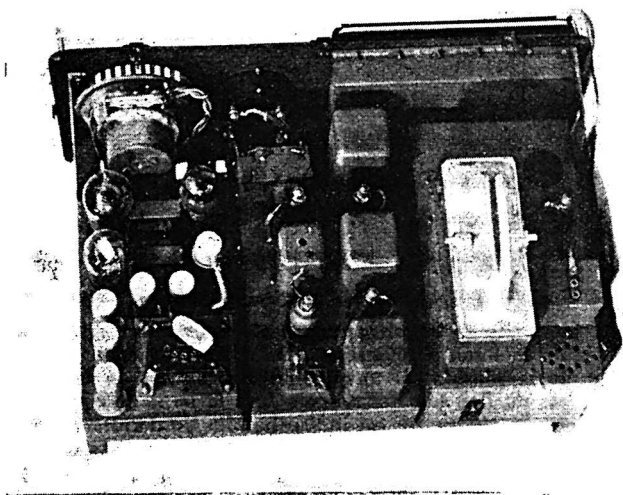
circuit d'une diode supplémentaire. Ce circuit est relié avec la sortie de la ligne de 600 ohms. On a ainsi un contrôle permanent de la tension BF disponible aux bornes de la ligne. Dans le cas où l'on fait des renvois dans la ligne de 600 ohms, l'indicateur du niveau BF est indispensable. Ce dernier indique les tensions de crête, il sera donc étalonné en volts de crête.

On pourrait utiliser un seul appareil de mesure pour les deux contrôles. Nous préférons deux appareils séparés, on a

ainsi un contrôle permanent de la HF et de la BF, ce qui facilite bien le trafic. Chaque instrument de mesures doit donner une déviation totale pour 100 microampères.

Nous avons partout utilisé des lampes simples et non multiples. La sécurité est la première qualité d'un récepteur professionnel, l'emploi des lampes multiples nous semble donc peu indiqué.

Le schéma de la fig. V-1 montre l'installation des deux indicateurs.



## CHAPITRE VI

### FONCTIONNEMENT EN DIVERSITY.

Les essais que nous avons effectués en réception multiple (Diversity) consistaient à faire fonctionner deux ou trois récepteurs sur deux ou trois antennes en forme de losange.

La mise en parallèle des récepteurs s'effectue suivant la fig. VI-1. Il faut relier ensemble chaque circuit de la C.A.V., on obtient ainsi une tension C.A.V. qui est la résultante des tensions de chaque récepteur. Il faut également mettre en paral-

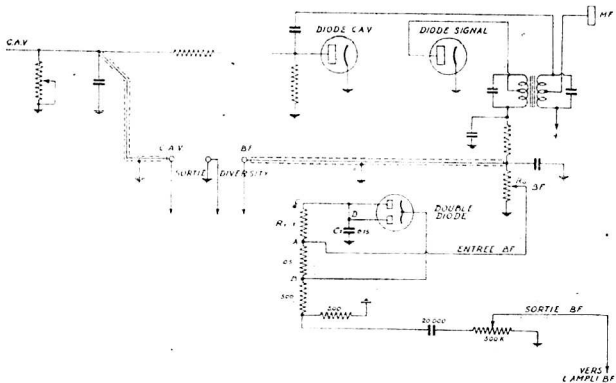
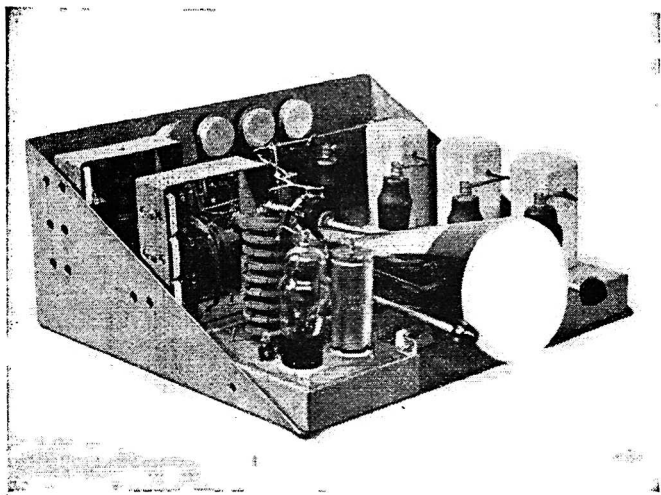


Fig. VI-1.

lèle les résistances de détection. On obtient ainsi une tension détectée qui est la résultante des tensions de chaque récepteur. Pour effectuer une réception en Diversity, il faut accorder les deux ou trois récepteurs sur la même émission. Il faut ensuite équilibrer chaque C.A.V. pour obtenir la même efficacité par récepteur. Si l'on veut se rendre compte des avantages de la réception Diversity, il suffit d'arrêter un ou deux appareils pour lire les variations de la déviation à l'indicateur HF provenant du fading. En remettant un deuxième récepteur en ser-

vice, les variations provenant du fading disparaissent presque complètement. Avec trois appareils, il n'y a pour ainsi dire plus de fading. Mais pour obtenir ce résultat, il faut que les récepteurs soient bien équilibrés, donc absolument identiques en sensibilité. La réception en Diversity exige une grande stabilité des récepteurs. Si l'un d'eux dérive, la réception est impossible. Il faut donc des oscillateurs très stables. Le récepteur Diversity américain ne comporte qu'une seule oscillatrice, injectant sa tension dans chaque modulatrice. Nous n'avons pas voulu faire un récepteur spécial pour la réception multiple et nous avons préféré prendre des petits récepteurs existants pour les connecter ensuite en Diversity. On peut écouter sur la basse fréquence de chaque récepteur, le résultat est le même. Ceci nous donne l'avantage de pouvoir faire trois fois plus de renvois sur la même émission disposant de trois amplificateurs BF.



## CHAPITRE VII

### FUNCTIONNEMENT D'UN FILTRE A QUARTZ.

La fig. VII-1 montre le schéma de principe d'un filtre à quartz destiné à l'emploi dans l'étage MF d'un récepteur à changement de fréquence.

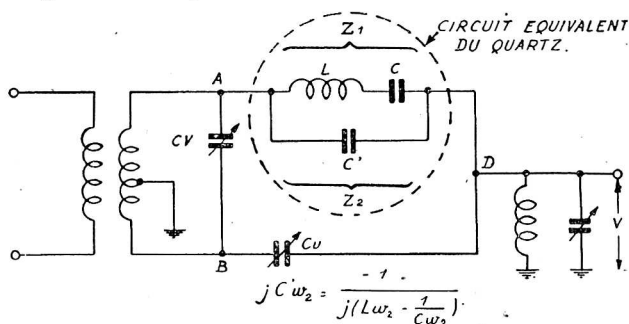


Fig. VII-1.

Le quartz peut être représenté par le circuit  $L - C$  et par le circuit de la capacité  $C'$ . Le premier remplace le quartz, le second sa capacité parallèle. Voyons maintenant chacun de ses circuits en fonction de la fréquence (fig. VII-2). Le circuit

$L - C$  a sa résonance sur  $F_0$  ou  $L_0 = \frac{1}{C_0}$ .

Pour les fréquences supérieures, le circuit se comporte comme une self, pour les fréquences inférieures il se comporte comme une capacité. Portons sur la même figure l'impédance du condensateur parallèle  $C'$ . Dans le filtre à quartz, ces deux circuits se trouvent en parallèle. Si l'impédance du premier est  $Z_1$  et celle du deuxième  $Z_2$ , nous pouvons écrire :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}$$

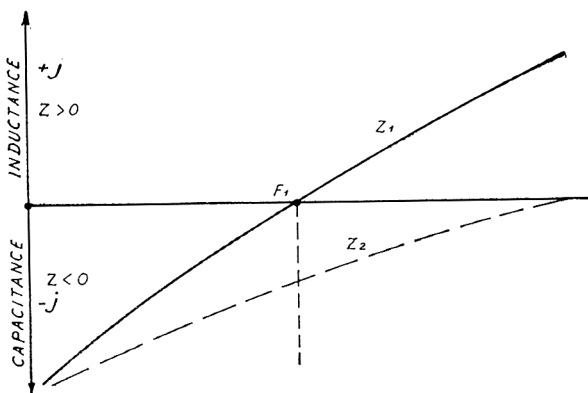


Fig. VII-2.

L'inverse de l'impédance totale est égale à la somme des inverses des deux impédances.

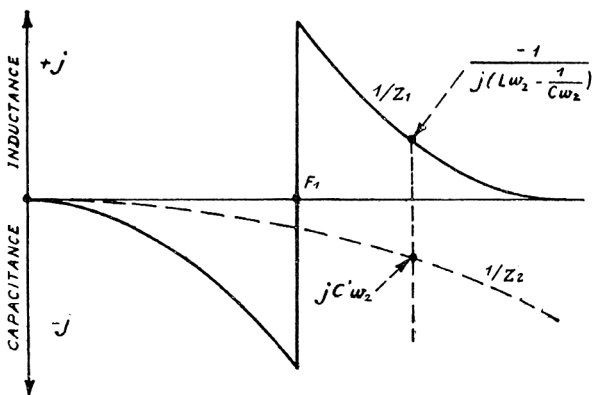


Fig. VII-3.

La fig. VII-2 nous indique les valeurs de  $Z_1$  et de  $Z_2$ . Nous trouvons ainsi les valeurs de  $\frac{1}{Z_1}$  et de  $\frac{1}{Z_2}$  que nous porterons dans la fig. VII-3.

Pour obtenir l'inverse de l'impédance totale, nous additionnerons  $\frac{1}{Z_1}$  et  $\frac{1}{Z_2}$ . On obtient ainsi  $\frac{1}{Z}$  à l'aide de la

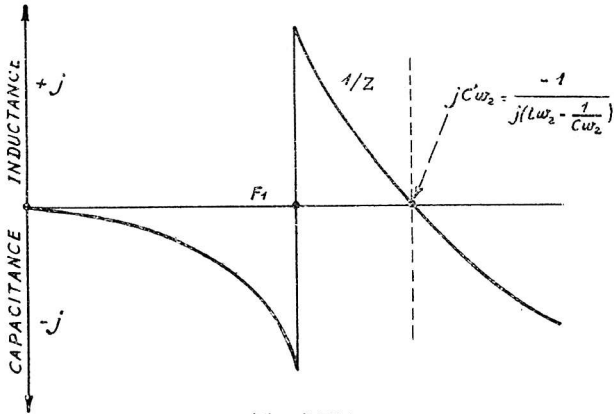


Fig. VII-4.

fig. VII-4. Il s'agit maintenant de retrouver la valeur de l'impédance  $Z$  en fonction de la fréquence, c'est-à-dire l'inverse

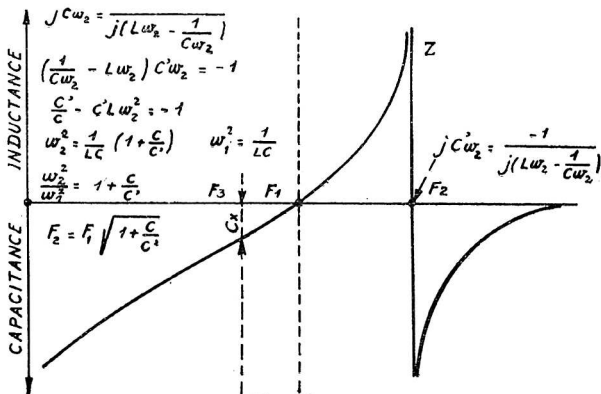


Fig. VII-5.



de valeurs de la fig. VII-4. Les nouvelles valeurs ainsi trouvées nous donnent finalement la fig. VII-5, où nous trouvons le fonctionnement complet du filtre à quartz en fonction de la fréquence. En résumé, pour obtenir l'impédance totale du filtre, il fallait commencer par porter les valeurs de chaque impédance en fonction de la fréquence (fig. VII-2). Ensuite, nous avons

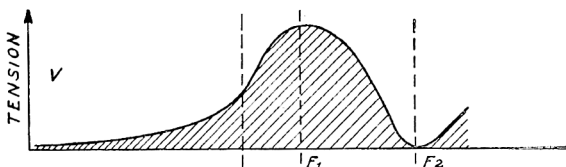


Fig. VII-6.

porté l'inverse de ces valeurs (fig. VII-3), l'addition des inverses (fig. VII-4) et finalement l'inverse de l'addition (fig. VII-5). Nous voilà en possession des caractéristiques principales d'un filtre à quartz. Que peut-on faire avec un tel montage ?

Le fonctionnement que nous venons de décrire concerne seulement le circuit du quartz, c'est-à-dire la branche A-D dans la fig. VII-1. Nous avons donc négligé complètement la capacité  $C_n$  de la branche B-D que nous supposons égale à zéro. Dans ces conditions, il nous sera facile de transformer les impédances de la fig. VII-5 en tensions pour obtenir la fig. VII-6. A la fréquence  $F_1$ , l'impédance du quartz est nulle et la tension aux bornes de l'impédance grille de la lampe suivante passera par un maximum. A la fréquence  $F_2$ , l'impédance du quartz

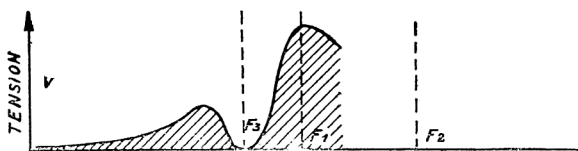


Fig. VII-7.

est très élevée et la tension passe par un minimum. Supposons maintenant qu'un brouilleur fonctionne sur  $F_2$  et que le signal que nous voulons écouter se trouve placé sur  $F_1$ . On entendra confortablement le signal de  $F_1$  et on ne sera nullement gêné par le brouilleur  $F_2$ . Voilà un avantage supplémentaire du filtre à quartz qui s'ajoute à celui de sa grande sélectivité. Supposons

que le brouilleur se déplace et qu'il fonctionne sur F3. A cette fréquence, le quartz se comporte comme une capacité d'après le fonctionnement de la fig. VII-5. Augmentons la valeur de  $C_n$  jusqu'à ce qu'elle soit égale à celle du circuit à quartz fonctionnant sur F3. Nous trouverons alors une tension nulle au point D, car la tension aux bornes du circuit à quartz sera la même que celle que l'on trouve aux bornes de  $C_n$  et ces deux tensions sont en opposition de phase. Un brouilleur placé sur F3 sera éliminé, la fig. VII-6 se modifie et prend finalement l'allure de la fig. VII-7. Nous avons déplacé la fréquence d'arrêt sans modifier la fréquence de passage du quartz. La fréquence d'arrêt s'appelle la fréquence de réjection ; cette dernière est réglable à l'aide de  $C_n$ . Lorsque  $C_n = 0$ , la fréquence de réjection est F 2. Lorsque  $C_n = C_x$ , la fréquence de réjection devient F3. En variant  $C_n$ , nous déplaçons cette fréquence entre F2 et F3. Il suffit de régler  $C_n$  de telle manière pour que la fréquence de réjection tombe sur celle du brouilleur et ce dernier sera éliminé.

Nous avons déjà montré les différentes figures de sélectivité (fig. III-2 a et b) dans le chapitre précédent pour ne plus revenir aux avantages de la réjection. Par contre, nous n'avons pas suffisamment décrit le fonctionnement de la sélectivité variable du filtre à quartz lui-même. Lorsque le circuit primaire et secondaire se trouvent accordés sur la fréquence exacte du quartz, c'est-à-dire sur F1, la sélectivité du filtre est moins élevée que dans le cas d'un désaccord de l'un de ces deux circuits. Pourquoi cette variation de sélectivité qui semble à priori tout à fait contraire à la théorie des circuits HF. On sait que la sélectivité d'un circuit varie en raison directe du coefficient de surtension Q qui peut s'écrire :

$$Q = \frac{L \omega}{r} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{C \omega \times r}$$

Or, un circuit est purement résistif à sa fréquence de résonance. En dehors de cette fréquence, le circuit se comporte comme une inductance ou comme une capacitance, la surtension augmente et la sélectivité aussi. En désaccordant soit le primaire, soit le secondaire, soit les deux à la fois, on augmente le coefficient Q et, avec lui, la sélectivité du filtre à quartz. Le rôle du condensateur  $C_v$  de la fig. VII-1 est donc de varier la fréquence du circuit et, avec elle, la surtension, donc la sélectivité.

On peut obtenir le même résultat en variant l'amortissement du circuit secondaire à l'aide d'une résistance additionnelle, comme c'est le cas dans le filtre Renard, où l'accord reste fixe.

Cet exposé nous a montré les avantages divers d'un filtre à quartz que nous pouvons résumer comme suit :

1° Grande sélectivité grâce à la surtension du quartz :

$$Q = 15 \text{ à } 20.000$$

2° Réjection des signaux brouilleurs, grâce au condensateur  $C_n$ .

3° Sélectivité variable à l'aide de la variation de l'accord due au condensateur  $C_v$ .

4° Diminution du souffle, car diminution de la bande passante.

Ces avantages justifient largement l'emploi d'un filtre à quartz sur tous les récepteurs perfectionnés.

En dehors de ces commandes, chaque panneau comporte des jacks. Le panneau HF comporte deux jacks : antenne longue, antenne courte.

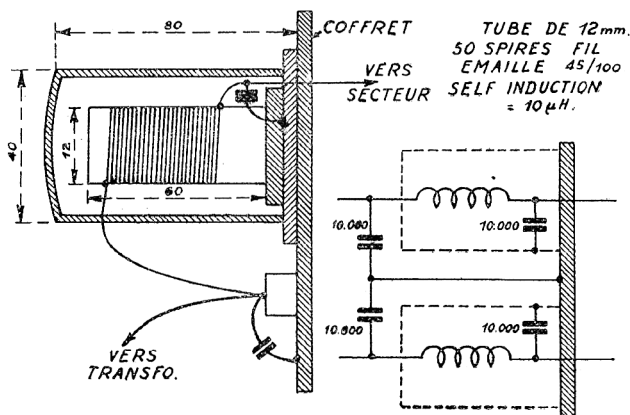


Fig. VII-3.

Le panneau MF comporte deux jacks pour le fonctionnement en Diversity.

Le panneau BF comporte trois jacks : HP, casque et ligne 800 ohms.

L'indicateur de champ se trouve monté sur le panneau MF.

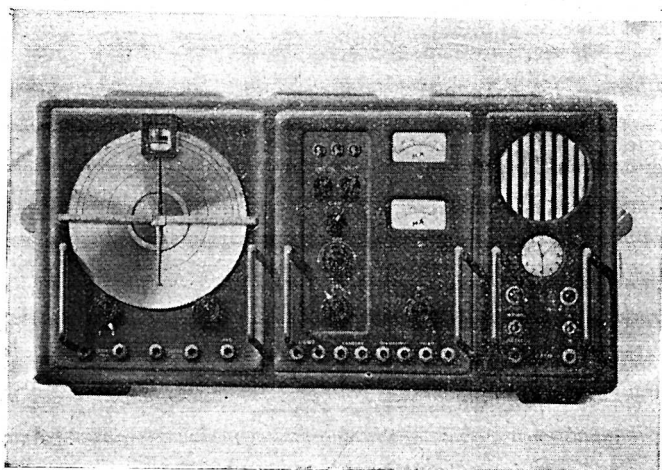
L'indicateur de niveau BF et un petit HP se trouvent montés sur le panneau BF.

Les blocs sont guidés par des rails eux-mêmes fixés sur le fond du coffret métallique. La mise en place des châssis est

ainsi facile et rapide. Les châssis peuvent être reliés entre eux par des connexions blindées que l'on place à l'arrière du coffret où l'on a aménagé une ouverture pour accéder aux châssis. Il y a beaucoup de solutions pour relier ensemble les différents châssis. Les filtres secteur sont indispensables si l'on veut réduire le rayonnement. Ils doivent être montés à l'intérieur du coffret conformément à la fig. VII-8. Cette dernière indique également la composition et la réalisation des deux filtres. Il faut que le courant provenant du secteur traverse d'abord ces filtres avant d'arriver au transformateur.

Nous ne parlons pas de la présentation des extérieurs des blocs ou du coffret, car le récepteur peut être également réalisé en Monobloc, avec une disposition différente. Si nous préconisons le récepteur à trois blocs, c'est à cause des multiples avantages que nous avons énoncés au début du livre.

Quelle que soit la conception que l'on adopte, il faut que la réalisation mécanique soit impeccable.



## CHAPITRE VIII

### LA REALISATION DES CHASSIS.

Revenons à notre schéma type (fig. I-1) et voyons de plus près sa réalisation. Nous avons préconisé une réalisation par trois blocs que l'on monte dans un coffret métallique. Chaque bloc possède un panneau avant, sur lequel on fixe les boutons de commande.

Le panneau du châssis HF comporte les commandes suivantes :

- 1° Accord (C.V.).
- 2° Appoint (C.T.).
- 3° Réjection HF.
- 4° Commutateur de gammes.

Le panneau du châssis MF comporte les commandes suivantes :

- 1° Antifading (efficacité).
- 2° Antifading (constantes de temps).
- 3° B.F.O. ou hétérotone.
- 4° Note du B.F.O.
- 5° Sélectivité n° 1, 2, 3 et 4.
- 6° Puissance BF.
- 7° Réjection MF.

Pour que la disposition de ces commandes soit aussi claire que possible, nous grouperons ensemble les commandes n°s 1 et 2, ensuite les commandes n°s 3 et 4, et finalement les commandes n°s 5 et 6 que l'on placera tout en bas, car ce sont elles qui serviront le plus souvent. On a intérêt de bien détacher chaque groupe en l'encadrant par une gravure ou un enjoliveur. Il faut que l'opérateur puisse se servir de l'appareil sans chercher aucune commande.

Le panneau BF comporte un commutateur : HP extérieur, HP intérieur et coupure, ainsi qu'un interrupteur : marche-arrêt.

---

## CHAPITRE IX

### LES MONTAGES ANTIPARASITES.

Jusqu'à présent, nous n'avons pas pu trouver une amélioration sérieuse avec aucun des montages antiparasites. Chaque montage travaille comme écrêteur, il est donc seulement intéressant pendant l'orage ou pendant des parasites violents et espacés. Mais aussitôt que les parasites tombent dans le niveau du signal, aucun montage ne donne satisfaction à l'heure actuelle.

Le schéma que nous publions (fig. VI-1) est employé sur beaucoup d'appareils américains. Il facilite bien l'écoute pendant l'orage ou pendant l'émission de parasites violents, mais espacés. Nous indiquons ce schéma à titre documentaire. Avec le montage que nous préconisons à un seul étage BF, nous n'avons pas jugé nécessaire l'utilisation d'un circuit antiparasites. En effet, l'amplificateur BF est tellement faible qu'il faut utiliser une amplification HF et MF considérable. Le dernier étage MF travaille donc à la limite du fonctionnement, c'est-à-dire près de l'écrêtage. L'augmentation de la tension HF provenant d'un parasite ne provoque que peu de tension détectée, car la dernière lampe MF fonctionne presque en limiteuse. Il en résulte une réception calme et agréable et qui ne nécessite pas un montage antiparasites.

Si l'on veut néanmoins essayer le schéma de la fig. VI-1 (partie antiparasites), nous pouvons donner les indications suivantes : La tension BF est prise sur la résistance de détection RD. Au moment d'un violent parasite, le point A devient fortement négatif. Il en est de même du point B et de la cathode de la double diode. Par contre, le point C reste à sa tension initiale, étant donné la constante de temps provenant de  $R_1$  et  $C_1$ . Si la cathode devient négative par rapport à la diode, cette dernière devient positive par rapport à la cathode, donc conductrice. Pendant chaque parasite, la cathode devient ainsi négative et la diode conductrice. Elle shunte donc l'arrivée de la BF entre les points B.D. et limite le signal à transmettre. Un signal d'une durée supérieure à la constante de temps provoquera un écrêtage plus faible qu'un parasite violent et court.

### Les antennes en losange

Les antennes couramment utilisées peuvent être soit d'un type court et fonctionnant sur une fraction de la longueur d'onde émise, soit longues de plusieurs longueurs d'onde.

Au premier type se rattachent principalement :

a) Les antennes quart d'onde ( $\lambda/4$ ) ;

b) Les antennes demi-ondes ( $\lambda/2$ ),

et quelques autres types ( $\lambda/3$  et  $3\lambda/4$ ), ainsi que les antennes dont la longueur est artificiellement ajustée à une valeur donnée (antennes à capacité terminale, par exemple).

Au deuxième type se rattachent les antennes :

a) Unifilaires ; b) en V ; c) en losange.

La propriété principale des antennes du premier groupe consiste dans le fait qu'elles fonctionnent toujours en ondes stationnaires, et que, par suite, elles ne donnent des résultats satisfaisants que pour la longueur d'onde pour laquelle elles ont été prévues.

La propriété principale des antennes du deuxième groupe réside dans leur aperiodicité. Elles sont en général capables de

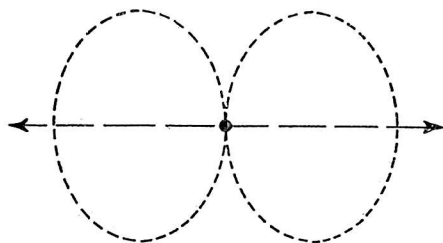


Fig. IX-1.

fonctionner d'une manière satisfaisante sur une large bande de fréquences, le rayonnement variant peu en direction et en hauteur.

Une autre propriété intéressante de ce type d'antenne consiste dans sa directivité, obtenue sans dispositif accessoire, tels que réflecteurs ou réseaux.

En effet, si nous considérons une antenne demi-onde, le diagramme de rayonnement a la forme de la fig. IX-1, et, au fur et à mesure que l'antenne devient plus longue, la direction

de la radiation maximum tend à se confondre avec la direction de l'antenne elle-même. La fig. IX-2 donne la courbe de la puissance dans les lobes de radiation maximum, par rapport au maximum obtenu avec l'antenne demi-onde, la fig. IX-3 représentant l'allure du rayonnement dans le cas où la longueur de l'antenne correspond à  $2\lambda$ .

Un des systèmes les plus utilisés d'antennes longues est le

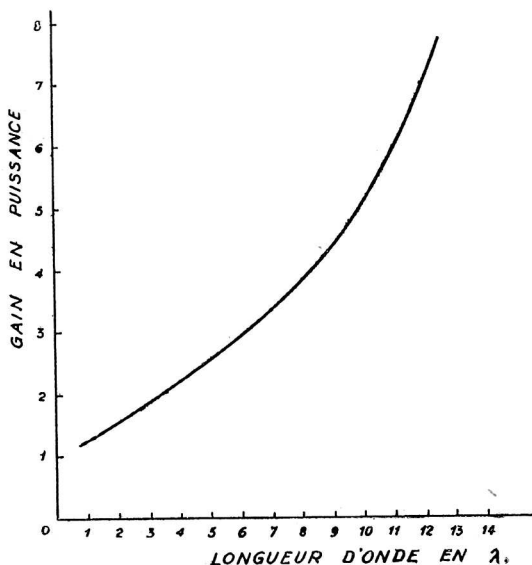


Fig. IX-2.

système d'antenne en losange (fig. IX-4). Il nécessite un grand espace plan pour son érection, mais, par contre, sa hauteur au-dessus du sol étant faible, les supports peuvent être économiquement constitués par des poteaux en bois (de 20 à 25 m.).

A titre d'exemple, nous citerons la station OC de Radio Mondial, qui utilise des antennes en losange dont les dimensions sont approximativement les suivantes :  $\lambda = 16$  m. — 19 m. — 25 m. — 31 m. H = 22 — 25 m. L = 100 m. environ  $\varphi = 20^\circ$  —  $25^\circ$ .



Une antenne en rideau, de caractéristiques directives équivalentes, mais ne fonctionnant que sur une  $\lambda$ , nécessiterait deux

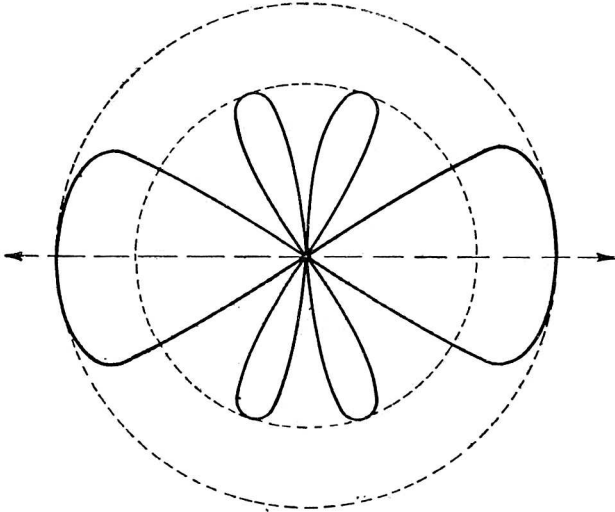


Fig. IX-3.

pylônes de 100 m. pour chaque direction desservie.

L'antenne en losange, terminée sur une résistance appropriée, agit comme une ligne non résonnante, sans ondes station-

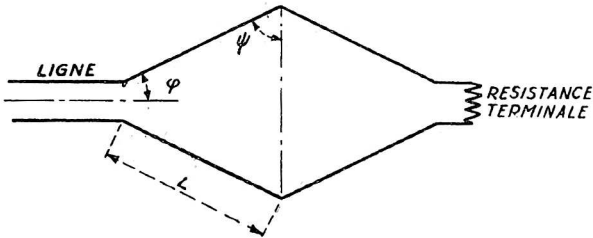


Fig. IX-4.

naires, et unidirectionnelle. Sans résistance terminale, elle fonctionne en ondes stationnaires et l'antenne est bidirectionnelle.

### Adaptation de l'antenne au feeder

Nous avons vu que l'impédance caractéristique est d'environ 600 à 800  $\Omega$ . La résistance terminale étant bien adaptée, le système fonctionne comme une résistance pure.

Le feeder venant de la station émettrice n'est pas obligatoirement prévu avec une impédance de la même valeur, soit parce qu'on se heurte à des difficultés provenant de la faible valeur de la résistance interne des tubes utilisés, soit parce qu'on désire adapter l'antenne sur un appareil qui n'était pas prévu pour cela. Il est alors nécessaire de prévoir une adaptation d'impédance.

Le moyen le plus simple de l'obtenir consiste à réaliser un transformateur à fils divergents. En effet, on sait que l'impédance d'une ligne bifilaire est donnée par formule :

$$X_0 = 276 \log. \frac{a}{b}$$

où  $b$  est la distance d'axe en axe des conducteurs et  $a$  le rayon d'un des conducteurs. Si l'on a, par exemple,  $a = 0,25$  cm.  $b = 30$  cm.

$$Z_0 = 276 \log. \frac{30}{0,25} = 575 \Omega$$

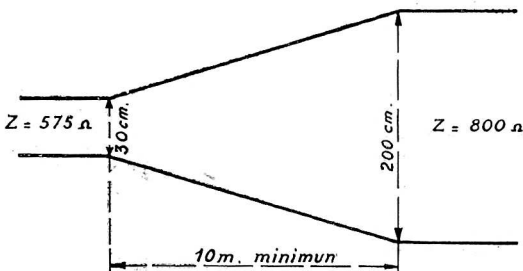
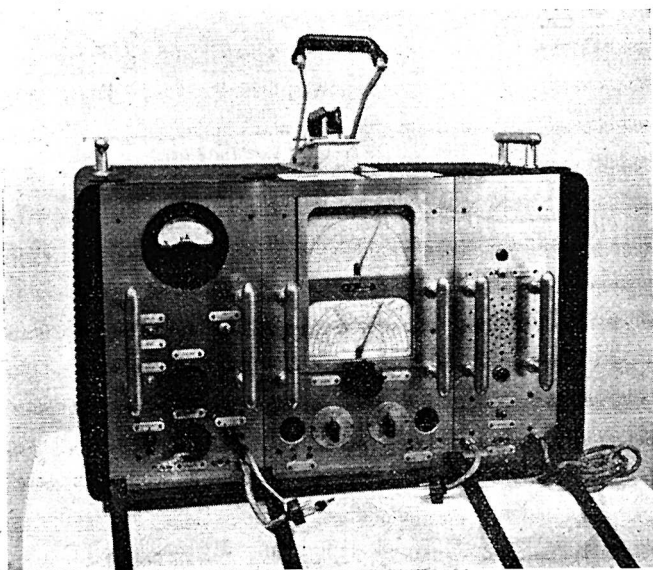


Fig. IX-5.

Si l'on désire obtenir une impédance de 800  $\Omega$ , on sera amené à :

$$800 = 276 \log. \frac{x}{0,25} \quad x = 199 \text{ cm.}$$

Si la longueur d'onde la plus longue est de 40 m. environ, on pourra construire une ligne divergente de 10 m. de longueur, ayant, côté feeder, un espacement de 30 cm. et côté antenne de 2 m. environ (fig. IX-5). On trouvera des renseignements complémentaires sur les antennes en losange dans les études de M. Gilloux (*Radio en France*).



## CHAPITRE X

### TEXTE OFFICIEL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS. DÉFINITION DES TERMES ET DES GRANDEURS PHYSIQUES UTILISÉES DANS LES MESURES.

Ces définitions sont communes à toutes les mesures des récepteurs de radiodiffusion en haute fréquence.

1) *Signal normal*. — La tension de haute fréquence utilisée pour les mesures de sensibilité sera désignée par sa valeur efficace évaluée pendant une période entière de la modulation. Sauf spécifications contraires, la fréquence de modulation sera de 400 cycles par seconde et le taux de modulation de 30 %. On admettra que l'onde de haute fréquence est de la forme :

$$(a + b \sin \omega t) \sin \Omega t \quad (1 + b/a \sin \omega t) \sin \Omega t$$

$b/a =$  taux de modulation.

II) *Fréquences normales*. — Les fréquences normales pour un récepteur de radiodiffusion sont :

Gamme dite « Grandes Ondes », « Ondes kilométriques » :

160 kc/s	(1.875 m.)
200 »	(1.500 m.)
300 »	(1.000 m.)

Gamme dite « Petites Ondes », « Ondes hectométriques » :

600 kc/s	(500 m.)
1.000 »	(300 m.)
1.400 »	(214,3 m.)

Gamme dite « Ondes Courtes », « Ondes décamétriques » :

6 Mc/s	(50 m.)
10 »	(30 m.)
15 »	(20 m.)
20 »	(15 m.)

Il est toutefois recommandé de faire les mesures sur un plus grand nombre de fréquences pour chaque programme.

III) *Antennes fictives normales*. — Les chiffres ci-après repré-

sentent des valeurs moyennes approchées, permettant l'essai des récepteurs en laboratoire :

A. — Antenne fictive extérieure : sensiblement équivalente à un fil horizontal de 15 mètres de longueur, placé à 7,5 mètres au-dessus du sol, et réuni au récepteur par un conducteur de 10 mètres.

Fréquences de 150 kc/s à 1.500 kc/s (ondes de 2.000 à 200 m.). L'antenne extérieure normale aura :

- une capacité de 200 micro-microfarads;
- une inductance (en série) de 20 microhenrys;
- une résistance totale de 25 ohms.

Fréquences de 1,5 mc/s à 20 mc/s (ondes de 200 à 15 m.).

L'antenne extérieure normale sera constituée par :

- une résistance pure de 400 ohms.

La « hauteur effective » d'une telle antenne est d'environ 4 mètres. Les chiffres relatifs à l'antenne fictive extérieure sont adoptés aux Etats-Unis d'Amérique et en Angleterre.

Remarque : Dans toute la gamme de 150 kc/s à 20 mc/s, on pourra utiliser avec des résultats très voisins de ceux donnés

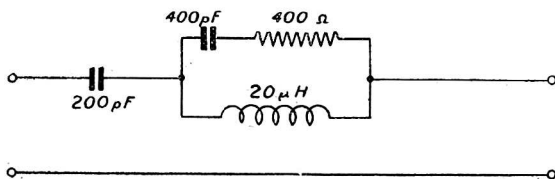


Fig. X-1.

par les deux antennes fictives ci-dessus, l'antenne fictive unique représentée par la figure X-1.

une capacité de 200 micro-microfarads en série avec :  
en parallèle :

- a) une résistance de 400 ohms en série avec une capacité de 400 micro-microfarads.
- b) une inductance de 20 microhenrys.

B. — Antenne fictive « intérieure » : sensiblement équivalente à un fil de 5 mètres longeant un mur.

Fréquence de 150 à 1.000 kc/s (ondes de 200 à 300 m.).

L'antenne fictive intérieure sera constituée par :

- une capacité de 50 micro-microfarads en série avec :
- une résistance de 25 ohms.

Fréquence de 1,5 mc/s (ondes de 200 à 15 m.). L'antenne fictive intérieure sera constituée par :  
une résistance pure de 200 ohms.

IV) *Puissance de sortie normale.* — La puissance électrique normale est de 50 milliwatts dans l'impédance de sortie normale.

V) *Impédance de sortie normale.* — Pour un récepteur de radiodiffusion, l'impédance de sortie normale est constituée par une résistance pure, montée de façon que, seule, la composante alternative du courant de sortie lui soit appliquée. La valeur de cette résistance sera celle recommandée par le fabricant de la lampe finale utilisée, dans les conditions de fonctionnement du récepteur essayé.

Si la puissance est mesurée au secondaire d'un transformateur de sortie, la résistance sera telle que l'on obtienne la charge normale aux bornes du primaire.

### Essais de sensibilité

A. — *Définition de la sensibilité et de la sensibilité utilisable.* — La sensibilité est cette caractéristique d'un récepteur qui détermine le niveau minimum de signal nécessaire pour produire la puissance normale dans le circuit de sortie. On exprimera le niveau du signal, ou signal modulé, en microvolts efficaces. Ceci s'entend pour les réglages d'un récepteur au maximum et ne correspond pas toujours aux conditions pratiques d'usage à cause du bruit de fond; aussi est-il proposé d'appeler « sensibilité utilisable » le niveau minimum de signal nécessaire pour produire la puissance normale dans le circuit de sortie, les réglages de l'appareil étant tels que la tension efficace recueillie aux extrémités de l'impédance de sortie soit vingt fois plus grande (correspondant à 26 db ou 3 nepers) que celle due au bruit de fond.

B. — *Méthode de mesure.*

1) *Sensibilité.* — On mesurera la sensibilité d'un récepteur en appliquant à ses bornes d'entrée un signal normal au moyen d'un générateur de signal, suivi d'une antenne fictive normale, les dispositifs de réglage d'amplification étant placés sur la position qui correspond au maximum, et le récepteur accordé sur le signal appliqué. On augmente le niveau du signal à l'entrée jusqu'à ce que la puissance normale de sortie de 50 milliwatts soit obtenue dans la résistance de sortie normale. Cette mesure est répétée pour chaque fréquence normale.

2) Sensibilité utilisable. — Pour tenir compte du niveau du bruit de fond, on arrêtera la modulation du générateur de signal, de façon à ne laisser subsister que l'onde entretenue pure. On notera, dans ces conditions, l'indication du voltmètre mesurant la tension efficace aux bornes de la résistance de sortie. Si cette indication est au moins vingt fois plus petite que celle obtenue avec le signal modulé, la méthode de mesure qui vient d'être décrite donnera la « sensibilité utilisable »; s'il n'est pas ainsi, il y a lieu d'envisager les cas suivants :

I) Le récepteur possède un réglage manuel de sensibilité avec ou sans régulateur automatique : on agira sur cet organe jusqu'à ce qu'on ait obtenu le rapport désiré entre le signal et le bruit de fond, le réglage d'amplification basse fréquence demeurant au maximum et le niveau d'entrée étant augmenté pour maintenir le niveau normal de sortie à 50 milliwatts.

II) Le récepteur possède un régulateur automatique de sensibilité et un réglage d'amplification de basse fréquence : on augmentera le niveau d'entrée jusqu'à ce qu'on obtienne le rapport convenable du signal du bruit de fond, et on maintiendra le niveau normal de sortie à 50 milliwatts au moyen du réglage d'amplification à basse fréquence.

L'absence de l'indication de la sensibilité utilisable indique que l'essai n'a pas pu être fait.

#### C. — Présentation des résultats des mesures.

Pour consigner les résultats des mesures, il est recommandé d'établir un graphique représentant la sensibilité en microvolts en fonction de la fréquence ou de la longueur d'onde.

#### Efficacité de la commande automatique de sensibilité

Cet essai a pour but de déterminer l'aptitude du récepteur à corriger les variations de la puissance de sortie de l'appareil provoquées par les variations du niveau d'entrée, dues, par exemple, aux évanouissements (fading).

*Méthode de mesure.* — Le générateur de signal est connecté par l'intermédiaire de l'antenne fictive normale à l'entrée du récepteur. On accorde simultanément le générateur et le récepteur sur l'une des fréquences normales; l'organe de réglage de l'amplification « basse fréquence » est ajusté de façon que la puissance dans l'indépendance de sortie « normale » soit de 500 milliwatts quand la tension de sortie du générateur est de 1 V efficace modulée à 400 c/s et 30 %.

Ceci fait, on ne touche plus au récepteur et on réduit au

moyen de l'atténuateur, la tension de sortie du générateur en notant, pour chaque valeur de celle-ci, la puissance dans l'impédance de sortie du récepteur, repérée pour une tension  $U$ .

L'essai est répété sur toutes les fréquences normales.

*Présentation des résultats.* — Les résultats sont traduits par une courbe. On porte en abscisses, suivant une échelle logarithmique, les tensions de sortie du générateur ou, suivant une échelle linéaire graduée en décibels, les niveaux, au-dessous de 1 V. On porte en ordonnées les tensions de sortie  $U$  sur une échelle graduée en décibels, le niveau 0 correspondant à la tension initiale.

La courbe ainsi obtenue présente, en général, une partie droite à faible pente; on peut donc traduire d'une façon abrégée l'efficacité de la commande automatique de sensibilité par la valeur de cette pente exprimée en décibels « haute fréquence » pour une variation de 1 décibel « basse fréquence », en précisant les valeurs extrêmes de la tension « haute fréquence » qui limitent la partie droite.

### Essais de sélectivité

*Définition.* — Nous convenons de définir la sélectivité comme l'aptitude d'un récepteur à séparer un signal « normal » désiré avec un autre signal « normal » brouilleur, en utilisant la différence de leurs fréquences porteuses.

*Méthode de mesure.* — La détermination complète de la sélectivité comporte l'emploi successif des deux méthodes de mesures : l'une, dite « à un seul signal », l'autre dite « à deux signaux », décrite ci-après aux paragraphes A et B.

A. — *Méthode à un seul signal.*

On trace la courbe de sélectivité « à niveau de sortie constant ».

A cet effet, le générateur de signal attaque, par l'intermédiaire de l'antenne fictive « normale », les bornes d'entrée du récepteur. On procède d'abord comme pour déterminer la sensibilité « utilisable »; le générateur et le récepteur étant simultanément accordés sur l'une des fréquences « normales »; soit  $E_0$  la tension que doit fournir le générateur pour obtenir la puissance « normale » de sortie.

Ceci fait, on ne touche plus au récepteur et on désaccorde le générateur successivement de quantités connues : + 5, 10, 20, etc., kc/s émettant chaque fois la nouvelle tension néces-



saire pour trouver la puissance de sortie « normale » : soient  $E_1, E_2, \dots, E'_1, E'_2, \dots$  ces valeurs

Pour chaque valeur du désaccord, le rapport  $E_k/E_0$  mesure la sélectivité du récepteur. On peut l'exprimer en décibels par le nombre  $20 \log E_k/E_0$ .

Cet essai sera répété sur chacune des fréquences « normales ».

*Observation.* — La méthode suppose que le régulateur automatique de sensibilité ne joue pas encore pour le niveau de signal correspondant à la « sensibilité utilisable ». S'il en était autrement, ce régulateur devrait être mis préalablement hors circuit.

#### • B. — Méthode à deux signaux.

Elle consiste à appliquer simultanément à l'entrée du récepteur deux tensions connues : l'une stimulant le signal désiré, l'autre le brouilleur. Elle a l'avantage de tenir compte des phénomènes complexes dus à la courbure des caractéristiques.

*Mode opératoire.* — En désignant par A et B deux générateurs représentant respectivement le signal désiré et le signal brouilleur, le mode opératoire comporte les opérations suivantes :

1) *Mettre le générateur B en marche* et le régler sur l'une des fréquences « normales » ; ajuster sa tension de sortie à la valeur  $E_0$  de l'une des tensions normales prescrites ci-après et le moduler à 400 C/s et 30 %.

2) *Mettre le récepteur en marche* en fonctionnement normal avec son régulateur automatique de sensibilité, l'accorder soigneusement sur le générateur B et ajuster l'organe de réglage de l'amplification BF, de façon que la puissance dans l'impédance de sortie « normale » soit de 500 milliwatts.

3) *Mettre le générateur A en marche sans modulation*, ajuster sa tension de sortie à la valeur « normale »  $E_0$  choisie pour le réglage du générateur B et régler sa fréquence de façon qu'elle coïncide exactement avec celle du générateur B, en se repérant sur la fréquence de battement, la modulation du générateur B étant arrêtée.

4) *Désaccorder le générateur B de 5 kc/s et rétablir la modulation.* Ajuster la tension à un niveau  $E_k$ , tel qu'on obtienne aux bornes de l'impédance normale de sortie du récepteur une tension efficace inférieure de 26 décibels à celle produite par le générateur B au paragraphe 2.

*Répéter ce processus* en désaccordant le générateur B, de

part et d'autre de la fréquence sur laquelle est réglé le générateur A, par bonds de 5 ou 10 kc/s.

*Montage.* — Les deux générateurs sont associés en série ou en parallèle, suivant les caractéristiques de leurs circuits de sortie et les antennes fictives utilisées.

*Montage série.* — Les circuits de sortie des deux générateurs sont connectés en série dans une antenne fictive normale (fig. X-2).

Le montage série est recommandé dans le cas où l'un des générateurs au moins possède un circuit de sortie isolé de la masse, par exemple du type à mutuelle inductance. Ce géné-

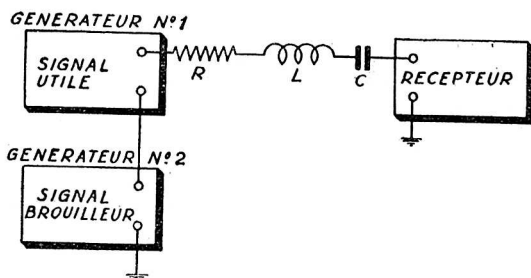


Fig. X-2.

rateur est placé à la partie supérieure du schéma, de façon que la capacité parasite  $C'$  qui chunte le générateur inférieur soit aussi faible que possible. Dans le cas contraire, où, sur les deux générateurs, le circuit de sortie a un point à la masse, on utilisera de préférence le montage en parallèle.

À défaut, on pourrait encore utiliser le montage en série, à condition de prendre les précautions suivantes, qui s'imposent d'autant plus que la fréquence de travail est plus élevée :

a) Le générateur supérieur est alimenté par des batteries internes; son blindage est soigneusement isolé et éloigné du sol ainsi que de la masse du générateur inférieur, de façon à réduire la capacité parasite  $C'$ .

b) L'impédance du circuit de sortie du générateur inférieur doit être faible devant celle de la capacité parasite  $C'$ .

5) On utilisera de préférence le générateur supérieur pour figurer le signal désiré et le générateur inférieur pour figurer

le brouilleur de façon à éviter les « effets de main » au cours des mesures.

*Montage en parallèle.* — Les deux générateurs peuvent être de types quelconques; ils attaquent chacun une antenne fictive d'impédance double de celle de l'antenne fictive normale; les deux antennes sont connectées en parallèle à l'entrée du récepteur (fig. X-3).

La spécification des deux générateurs est différente, mais deux précautions s'imposent :

a) Les tensions de sortie de chacun des générateurs doivent avoir les valeurs doubles de celles qui seraient utilisées dans le montage à un seul générateur ou dans le montage précédent.

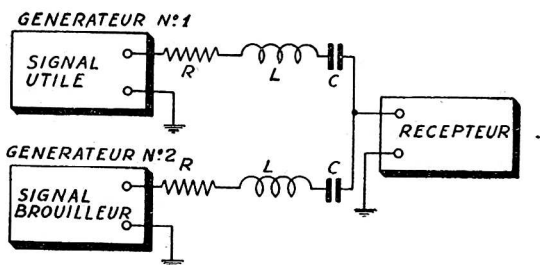


Fig. X-3.

b) Les impédances des deux antennes fictives, compte tenu des impédances de sortie des générateurs, doivent être égales pour toutes les fréquences utilisées.

*Tensions normales du signal.* — On fera la mesure de sélectivité à deux générateurs pour trois valeurs du signal  $E_0$  servant de base aux réglages des deux générateurs (parag. 1 et 3), soit :

	50 microvolts.
	5.000 —
	200.000 —

*Remarques.* — 1° Si on est gêné par les bruits de fond du récepteur, après affaiblissement de 26 db, il est recommandé d'intercaler un filtre passe-bande réglé sur 400 c/s entre le circuit de sortie et l'appareil de mesure. Dans ce cas :

a) Le filtre sera laissé en circuit pour toutes les mesures.

b) On tiendra compte de son affaiblissement dans la mesure du niveau de sortie.

c) On mentionnera son emploi dans les procès-verbaux d'essais.

2° Dans le cas du montage en série des deux générateurs, la présence aux bornes des circuits de sortie des générateurs d'appareils de mesure comportant un détecteur peut provoquer des phénomènes d'intermodulation et fausser les mesures.

### C. — Présentation des résultats.

*Méthode à un seul signal.* Les résultats sont traduits pour chaque fréquence nominale par une courbe de sélectivité.

On porte en abscisses, suivant une échelle linéaire graduée en kilocycles-seconde, les désaccords de fréquences, positifs et négatifs, à partir de la fréquence nominale.

On porte en ordonnées, suivant une échelle linéaire croissante vers le bas, les affaiblissements exprimés en décibel à partir du niveau de référence correspondant à un signal utilisé à l'accord.

*Méthode à deux signaux.* — Les résultats sont également traduits pour chaque fréquence et pour chaque niveau de travail, par une courbe de sélectivité.

On porte en abscisses, suivant une échelle linéaire graduée en kilocycles/seconde, les désaccords de fréquences, positifs et négatifs, à partir de la fréquence nominale.

On porte en ordonnées, suivant une échelle logarithmique, les valeurs des forces électromotrices brouilleuses  $E_k$  évaluées en microvolts.

Sur chaque graphique, on précise la valeur de la tension normale  $E$  adoptée pour l'essai et évaluée en microvolts.

*Remarques.* — 1° Pour certains essais et avec les deux méthodes, il peut être avantageux d'utiliser pour les écarts de fréquences portés en abscisses une double échelle logarithmique arrêtée, de part et d'autre de l'axe des ordonnées, à l'abscisse 1 kc/s.

2° Certains auteurs utilisent pour la méthode à deux signaux une échelle linéaire des ordonnées, graduées en décibels au-dessous de 1 V. Dans ce cas, la tension normale  $E_0$  est également évaluée en décibels au-dessous de 1 V.

3° La présentation adoptée pour la méthode à un seul signal est difficilement utilisable pour la méthode à deux signaux, à cause de l'affaiblissement systématique initial de 26 db.

### Récepteurs superhétérodynes Brouillage sur la moyenne fréquence

*Définition.* — On convient d'appeler brouillage sur la moyenne fréquence celui qui est produit par un signal dont la fréquence est très voisine de celle de la moyenne fréquence et qui agit sur le récepteur par la voie normale d'amplification, à l'exclusion des effets d'induction directe sur les bobinages et le câblage.

#### Méthodes de mesure

L'intensité du brouillage peut être déterminée soit en utilisant un seul générateur de signal, soit en utilisant deux générateurs. La deuxième méthode sera utilisée de préférence parce qu'elle tient mieux compte des conditions de fonctionnement usuelles du récepteur.

a) *Méthode à un seul signal.* — Le générateur de signal est connecté par l'intermédiaire de l'antenne fictive « normale », à l'entrée du récepteur. On procède d'abord comme pour déterminer la sensibilité utilisable, le générateur et le récepteur étant simultanément accordés sur l'une des fréquences « normales »; soit  $E_0$  la tension que doit fournir le générateur pour obtenir la puissance normale de sortie.

Ceci fait, on ne touche plus au récepteur, et on règle le générateur sur la fréquence égale à la moyenne fréquence du récepteur. On note la nouvelle tension de sortie du générateur nécessaire pour retrouver la puissance de sortie « normale »; soit  $E_1$ , cette tension. La protection du récepteur contre le brouillage sur la moyenne fréquence est mesurée par le rapport  $E_1/E_0$  que l'on peut exprimer en décibels par :  $20 \log$ . L'essai est répété sur toutes les fréquences normales.

b) *Méthode à deux signaux.* — Elle consiste à appliquer simultanément à l'entrée du récepteur deux tensions connues, l'une simulant le signal utile, l'autre le brouillage, comme pour la mesure de la sensibilité par la méthode à deux signaux. Elle a l'avantage de reproduire plus exactement les conditions usuelles de fonctionnement.

*Mode opératoire.* — En désignant par A et B deux générateurs représentant respectivement le signal utile et le signal brouilleur, le mode opératoire comporte les opérations suivantes :

1° Mettre le générateur A en marche (avec modulation) et le régler sur l'une des fréquences « normales »; ajuster la

tension de sortie à la valeur  $E_0$  de l'une des tensions « normales », prescrites dans les essais de sélectivité par la méthode à deux signaux.

2° Mettre le récepteur en marche en fonctionnement usuel avec sa commande automatique de sensibilité, l'accorder soigneusement sur le générateur A et ajuster l'organe de réglage de l'amplification « basse fréquence », de façon que la puissance dans l'impédance de sortie normale soit de 500 milliwatts.

3° Supprimer la modulation du générateur A, mettre le générateur B en marche (sans modulation), régler sa fréquence sur une valeur très voisine de celle de la moyenne fréquence et telle que le sifflement provenant de l'interférence entre le signal brouilleur et le signal utile diffère très peu de 400 c/s.

4° Ajuster la tension de sortie du générateur B à un niveau  $E_k$ , tel qu'on obtienne, aux bornes de l'impédance normale de sortie du récepteur, une tension efficace inférieure de 26 décibels à celle produite par le générateur A.

La protection du récepteur contre le brouillage sur la moyenne fréquence est mesurée par le rapport  $E/E_0$  que l'on peut exprimer en décibels par :  $20 \log. E/E_0$ .

L'essai est répété avec le même niveau normal  $E_0$  sur toutes les fréquences normales. Il peut être répété pour diverses valeurs du niveau normal  $E_0$ .

### Brouillage sur la fréquence image

*Définition.* — On convient d'appeler brouillage sur la fréquence image celui qui est produit par une émission dont la fréquence diffère de celle du signal désiré d'une valeur égale au double de la moyenne fréquence, en plus ou en moins, suivant que la fréquence de l'oscillateur auxiliaire est plus ou moins élevée que celle du signal désiré.

Les méthodes de mesure et le mode opératoire sont en tous points semblables aux méthodes et mode opératoire utilisés pour le brouillage sur la moyenne fréquence.

Dans le texte, il suffit de lire fréquence image à la place de moyenne fréquence; notamment en ce qui concerne la méthode à un seul signal, lire : on règle le générateur sur la fréquence image de celle sur laquelle est accordé le récepteur.

De même, au 3° du mode opératoire, on règle la fréquence du générateur B sur une valeur très voisine de la fréquence image de celle du générateur A.

### Essai complémentaire facultatif Sifflements

Les sifflements qui apparaissent du fait d'une caractéristique propre au récepteur ont deux causes essentielles :

1° Interférence d'harmoniques dus aux courbures des caractéristiques des premiers étages.

2° Réaction des circuits de détection (à la sortie de la moyenne fréquence) sur les circuits d'entrée.

On convient de limiter l'analyse à ces deux cas fondamentaux en se plaçant systématiquement dans les conditions expérimentales qui font apparaître au maximum ces deux effets avec le minimum de paramètres auxiliaires. Les conditions suivantes permettent d'atteindre ce résultat. On accorde le récepteur sur un signal unique de fréquence double de la moyenne fréquence et qui est à la fois signal utile et brouilleur, de telle sorte que :

a) l'harmonique 2 coïncide avec la fréquence image lorsque la fréquence de l'oscillateur auxiliaire est supérieure à celle du signal et a une intensité maximum, puisque le brouilleur a même fréquence que le circuit d'entrée;

b) l'harmonique 2 de la moyenne fréquence coïncide avec le signal et a l'effet maximum, puisqu'il est en résonance sur le circuit d'entrée.

*Mode opératoire.* — Le générateur de signal est connecté par l'intermédiaire de l'antenne fictive « normale », à l'entrée du récepteur.

1° On accorde, simultanément, le récepteur et le générateur sur une fréquence égale au double de la moyenne fréquence du récepteur.

2° On retouche la fréquence du générateur de façon que la fréquence du sifflement devienne nulle (après avoir supprimé la modulation du générateur pour faciliter l'observation).

3° On rétablit la modulation du générateur à 400 c/s et 30 % et on ajuste l'organe de réglage de l'amplification « basse fréquence », de façon que la puissance  $P_0$  dans l'impédance de sortie « normale », repérée par une tension  $U_0$ , soit de 500 milliwatts.

4° On supprime à nouveau la modulation du générateur et on modifie légèrement sa fréquence du sifflement sur 400 c/s. On mesure alors la tension  $U'$  aux bornes de l'impédance de

sortie, sans modifier les réglages. On évalue le niveau relatif du signal au sifflement par l'expression :

$$20 \log. \frac{U_0}{U'}$$

5° On recommence l'essai pour différents niveaux d'entrée à partir de la valeur la plus faible permettant d'obtenir le niveau de sortie de 500 milliwatts.

On porte en abscisses les tensions d'entrée suivant une échelle logarithmique, et en ordonnées les rapports :

$$20 \log. \frac{U_0}{U'} \text{ suivant une échelle linéaire.}$$

### Mesures de la bande passante globale électrique

*Définition.* — Ces mesures ont pour but de mettre en évidence, dans les conditions de fonctionnement usuel, l'influence de la fréquence de modulation du signal utile sur l'intensité du signal de sortie du récepteur et d'évaluer le spectre des fréquences acoustiques effectivement transmis au haut-parleur.

Pour éliminer les difficultés provenant des mesures acoustiques, on convient de mesurer le signal de sortie dans l'impédance de sortie normale. L'essai ne tient donc aucun compte des caractéristiques du haut-parleur qui, en pratique, jouent un rôle important sur la fidélité acoustique du récepteur; tel quel, il peut cependant fournir des renseignements comparatifs intéressants, en particulier dans le cas où le récepteur étudié comporte un dispositif de réglage de la sélectivité.

*Méthodes de mesures.* — Le générateur étalonné, modulé à 30 % à 400 c/s, est connecté à l'entrée du récepteur par l'intermédiaire d'une antenne fictive normale.

Le générateur et le récepteur sont accordés sur une fréquence normale.

Le signal de sortie du générateur est fixé à 5 millivolts et l'amplification « basse fréquence » du récepteur est réglée de telle sorte que le niveau de sortie du récepteur soit de 500 milliwatts repérés par une tension  $U_0$  aux bornes de l'impédance normale de sortie.

Cela fait sans modifier le niveau de sortie du générateur ni les réglages du récepteur, on fait varier la fréquence de modulation du générateur en maintenant le taux de modulation à 30 %.

Pour chaque valeur de la fréquence de modulation, on note



la tension  $U$  aux bornes de l'impédance de sortie du récepteur.

L'essai est répété pour les diverses fréquences normales.

Si le récepteur comporte un organe de réglage de la tonalité ou de la sélectivité, l'essai est répété sur une seule fréquence normale en plaçant successivement ces organes sur leurs positions extrêmes : grave-aigu, max-min.

Dans le cas où le réglage de ces organes modifie le niveau de sortie du récepteur à 400 c/s, on retouche à chaque essai le réglage de l'amplification « basse fréquence », de façon à maintenir ce niveau à 500 milliwatts.

Dans le cas où le récepteur comporte une manette de commande manuelle de la sensibilité, cette manette est placée, pour toutes les mesures, dans la position repérée lors de la mesure de la « sensibilité utilisable » sur la fréquence normale utilisée.

*Présentation des résultats.* — Les résultats sont traduits par une courbe de fidélité électrique.

On porte :

En abscisses, et suivant une échelle logarithmique, les valeurs de la fréquence de modulation.

En ordonnées, et suivant une échelle logarithmique, les tensions de sortie  $U$ .

On peut également, en désignant par  $U_m$  la valeur la plus élevée atteinte par la sortie, porter en ordonnées, suivant une échelle linéaire graduée vers le bas, les affaiblissements évalués en décibels par l'expression :

$$20 \log. \frac{U_m}{U}$$

On peut évaluer les seuils de la bande passante électrique par les valeurs des deux fréquences de modulation correspondant, sur la dernière courbe, à un affaiblissement de 6 db.

### Mesure du coefficient de distorsion harmonique d'un récepteur

*Distorsion harmonique. — Définition.* — On convient de désigner sous le nom de « distorsion du récepteur », l'ensemble des déformations apportées par l'appareil à la modulation du signal utile et qui sont perceptibles dans le signal de sortie en fonctionnement normal.

Pour simplifier les mesures, on convient :

1° De limiter l'étude à la « distorsion électrique » dans la

bobine mobile du haut-parleur en fonctionnement normal (sur son baffle ).

2° D'évaluer la distorsion électrique par une mesure du coefficient de distorsion harmonique du courant dans la bobine mobile du haut-parleur.

3° D'étudier le résultat global, obtenu effectivement dans les conditions d'utilisation pratique, à savoir :

a) Sur les étages « basse fréquence », seuls, correspondant à l'emploi sur pick-up (distorsion basse fréquence) ;

b) Sur le récepteur complet, correspondant à la réception d'un signal modulé (distorsion globale).

Par définition, on appelle « coefficient de distorsion harmonique » du courant de sortie le rapport, exprimé en pour cent, de la valeur efficace du courant total privé de sa fondamentale à la valeur efficace de la fondamentale.

*Méthode de mesure de la distorsion « basse fréquence ».* —

On applique sur la grille d'entrée de l'amplificateur « basse fréquence » (bornes pick-up) une tension réglable, produite par un générateur à fréquence musicale dont le coefficient de distorsion harmonique est très inférieur à celui de l'appareil à étudier. Mention de ce coefficient est faite dans le P.V. d'essai.

On règle au maximum l'amplification « basse fréquence » du récepteur et on fait varier l'amplitude de la tension à l'entrée, de façon à faire varier le courant de sortie du récepteur dans toute la gamme de fonctionnement de l'appareil.

Pour chaque valeur de la puissance de sortie, on mesure le « coefficient de distorsion harmonique » du courant de sortie.

L'essai complet est effectué pour deux fréquences, à savoir :

1° La fréquence normale : 400 c/s.

2° Une fréquence comprise entre 100 et 150 c/s, choisie de façon à ne pas être gênée par les harmoniques du secteur d'alimentation.

Dans le cas où le récepteur comporte un organe de réglage de tonalité, cet organe est laissé pour toutes les mesures dans la position « aiguë ».

### Distorsion globale

La mesure de la distorsion globale est plus complexe et délicate que celle de la distorsion basse fréquence.

*Définition.* — On convient de définir la distorsion d'un

récepteur comme étant le résultat des formations produites en fonctionnement usuel dans les divers étages et qui ont pour effet de faire apparaître des harmoniques de la fréquence de modulation de l'onde incidente.

La mesure s'effectue en évaluant le niveau des harmoniques dans le circuit de sortie du récepteur.

Par définition, on appelle taux de distorsions le rapport exprimé en pour cent de la valeur efficace du courant de sortie privé de sa fondamentale à la valeur efficace du courant total.

La distorsion d'un récepteur ayant des causes multiples, on limitera l'examen aux plus caractéristiques, à savoir : les déformations d'amplitude prenant naissance dans les étages à haute fréquence dans la détection et dans les étages à basse fréquence.

### Méthode de mesure

*Distorsion BF.* — Le récepteur et le générateur (modulé à 400 c/s — 30 %) sont accordés simultanément sur l'une des fréquences « normales » ; on règle la tension de sortie du générateur à un niveau de 5 millivolts.

Au moyen de l'organe de réglage de l'amplification BF, on fait varier la puissance dans l'impédance de sortie, en notant pour chaque valeur de celle-ci le taux de la distorsion.

*Distorsion HF.* — Le récepteur et le générateur modulé normalement sont accordés sur l'une des fréquences « normales ».

L'organe de réglage de l'amplification BF étant au maximum, on ajuste la tension HF d'entrée de façon que le niveau de sortie corresponde, d'après l'essai précédent, à une distorsion BF négligeable et soit suffisant pour actionner l'appareil de mesure. Dans les conditions usuelles, ce niveau est de l'ordre de 500 milliwatts.

Cela étant, on fait croître le niveau HF en diminuant simultanément l'amplification BF, de façon à maintenir constant le niveau de sortie. Pour chaque valeur du niveau HF, on note le taux de distorsion.

*Distorsion de détection.* — Le récepteur et le générateur modulé normalement sont accordés simultanément sur l'une des fréquences « normales ». Le niveau d'entrée HF est réglé à 5 millivolts et l'organe de réglage de l'amplification BF est ajusté de façon que le niveau de sortie ait la valeur adoptée pour la mesure de la distorsion HF.

On fait varier le taux de modulation à partir de la valeur « normale » jusqu'à la valeur la plus élevée compatible avec le bon fonctionnement du générateur utilisé en diminuant l'ampli-

fication BF pour maintenir le niveau de sortie BF à valeur constante.

Pour chaque valeur du pourcentage de modulation, on note le taux de distorsion.

Voilà donc un résumé des principales mesures que l'on doit effectuer sur un récepteur. Pour obtenir des renseignements complémentaires, nous prions le lecteur de consulter le texte officiel de la Société des Radioélectriciens.





# TABLE DES MATIÈRES

---

## CHAPITRE PREMIER

<b>Choix d'un schéma</b> .....	1
--------------------------------	---

## CHAPITRE II

<b>L'amplificateur HF</b> .....	7
Comment éviter les interférences provenant des fréquences images.....	7
Comment obtenir une grande sensibilité utilisable.....	9
Calcul des circuits HF.....	10
Comment obtenir une grande stabilité.....	11
Comment éviter les blocages.....	13
Comment réduire le rayonnement par l'antenne.....	14
La commande unique.....	16
Le choix du cadran.....	23
Comment vérifier la stabilité en HF.....	24
L'emploi du quartz comme oscillateur.....	24

## CHAPITRE III

<b>L'amplificateur MF. — Le problème de la sélectivité</b> ....	32
Comment obtenir une grande sélectivité.....	34
Une nouvelle solution de la sélectivité variable.....	40
La réception des signaux télégraphiques.....	48
Sifflement d'un superhétérodyne.....	49
Résumé sur l'origine des sifflements.....	50
Comment obtenir un antifading efficace ?.....	53
Aschen — Récepteurs	7

CHAPITRE IV	
<b>La partie BF et l'alimentation.....</b>	<b>55</b>
CHAPITRE V	
<b>Les appareils de contrôle.....</b>	<b>57</b>
CHAPITRE VI	
<b>Fonctionnement en diversity.....</b>	<b>59</b>
CHAPITRE VII	
<b>Fonctionnement d'un filtre à quartz.....</b>	<b>61</b>
CHAPITRE VIII	
<b>La réalisation des châssis, panneaux et coffrets.....</b>	<b>68</b>
CHAPITRE IX	
<b>Les montages antiparasites.....</b>	<b>69</b>
Les antennes en losanges.....	70
Adaptation de l'antenne au feeder.....	73
CHAPITRE X	
<b>Texte officiel de la Société des Radioélectriciens.....</b>	
Définition des termes et des grandeurs physiques utilisées dans les mesures.....	75
Essais de sensibilité.....	77
Efficacité de la commande automatique de sensibilité....	78
Essais de sélectivité.....	79

Récepteurs superhétérodynes. — Brouillage sur la moyenne fréquence.....	84
Méthodes de mesures.....	84
Brouillage sur la fréquence image.....	85
Essai complémentaire facultatif. — Sifflements.....	86
Mesures de la bande passante globale électrique.....	87
Mesure du coefficient de distorsion harmonique d'un récepteur .....	88
Distorsion globale.....	89
Méthode de mesure.....	90





**Etude de l'étage amplificateur à résistances**, par J. SCHÉREER, licencié ès sciences, ingénieur I. E. G. Préface de M. FROMY, professeur à l'École supérieure d'électricité. VIII-128 pages 16 × 25, avec 67 figures. 1947..... *Sous presse.*

*L'auteur détermine la courbe de réponse de l'étage en tenant compte des rotations de phase dans les différentes branches du circuit, entre les tensions de sortie et d'entrée. Cette courbe est ensuite discutée en fonction des valeurs des éléments du schéma. Le niveau de la méthode employée ne dépasse pas l'étude élémentaire des fonctions. Elle est donc accessible à tous les techniciens.*

**Application de la théorie des circuits couplés au calcul des transformateurs H. F.**, par S. MARMOR, ingénieur I. E. T. VI-114 pages 16 × 25, avec 79 figures. 1947..... *Sous presse.*

*L'auteur expose une méthode pouvant être appliquée au calcul des bobinages de T. S. F. et traite en détail les questions d'amplification, de désaccord et de sélectivité. Les calculs sont largement développés et peuvent être facilement suivis par les radioélectriciens, les étudiants et les agents techniques familiarisés avec l'emploi des imaginaires.*

**Technique de la radio. Théorie et pratique**, par Dr J. DURRWANG. Traduction française de L. LAMBELET. 190 pages 15,5 × 22,5, avec 141 figures. 1945. Broché..... 330 fr.

*Au courant des derniers perfectionnements de la technique, cet ouvrage explique très simplement les phénomènes physiques les plus compliqués. Par la clarté et la précision de l'exposé, il offre aux amateurs éclairés ainsi qu'aux techniciens une documentation sérieuse, étayée des considérations mathématiques strictement indispensables et facilement accessible.*

**Radiocristallographie**, par A. GUINIER, chef du service de physique au laboratoire d'essais du Conservatoire national des arts et métiers. XII-214 pages 16 × 25, avec 145 figures et 16 planches. 1945. Broché..... 725 fr.

*L'analyse cristalline par les rayons X exige un personnel très spécialisé, et l'interprétation des résultats expérimentaux demande des connaissances avec lesquelles ingénieurs et techniciens ne sont pas familiarisés. L'auteur a rassemblé les données théoriques et pratiques nécessaires pour tirer des résultats satisfaisants d'une installation de radiocristallographie en puisant sa documentation aux meilleures sources étrangères et mémoires originaux.*

- La radio dans la navigation.** *Radiotélégraphie. Radiogoniométrie. Radiophares. Radio-atterrissage. Radars-sondeurs U. S.*, par X. REYNES, ingénieur radio E. G. C., officier radio de la Marine marchande, ancien professeur à l'École centrale de T. S. F. XII-214 pages 16 × 25, avec 173 figures. 2<sup>e</sup> édition. 1947 ..... *Sous presse.*
- Les appareils de mesures radioélectriques**, par R. ASCHEN, ingénieur en chef des laboratoires Philips-France. *En préparat.*
- Ce qu'il faut savoir en radio**, par P. HÉMARDINQUER, ingénieur électricien. XII-310 p. 14 × 22, avec 134 fig. .... *Sous presse.*
- Radiotechnique aéronautique**, par E. FROMY, docteur ès sciences professeur à l'École nationale supérieure de l'Aéronautique. VIII-360 pages 16 × 25, avec 237 fig. 2<sup>e</sup> édition. 1947. *Sous presse.*
- Les applications pratiques des rayons infra-rouges**, par M. DÉRIBÈRE, ingénieur E. B. P., chef de laboratoire à la Compagnie des Lampes. X-280 pages 16 × 25, avec 198 figures. 2<sup>e</sup> édition. 1947. Broché ..... 570 fr.
- Les applications pratiques de la luminescence. Fluorescence. Phosphorescence. Lumière noire**, par M. DÉRIBÈRE, ingénieur E. B. P., chef de laboratoire à la Compagnie des Lampes. XIV-264 pages 16 × 25, avec 53 figures. 2<sup>e</sup> édition. 1946. Broché ..... 480 fr.
- L'électrochimie et l'électrometallurgie**, par A. LEVASSEUR, professeur à l'École supérieure d'Electricité, à l'École nationale des moteurs à combustion et à explosion et à l'École supérieure de fonderie, ancien vice-président de la Société française des électriciens, ancien président de la Section d'électrochimie et d'électrometallurgie.
- TOME I. *Electrolyse.* VIII-176 pages 16 × 25, avec 47 figures. 6<sup>e</sup> édition. 1946. Broché ..... 280 fr.
- TOME II. *Fours électriques.* IV-204 pages 16 × 25, avec 127 figures. 6<sup>e</sup> édition. 1946. Broché ..... 330 fr.
- La règle à calcul**, par R. DUDIX, ingénieur diplômé de l'École supérieure d'électricité de Paris. VI-140 pages 12 × 15, avec 42 figures. *Nouveau tirage.* 1947. Broché ..... 75 fr.
- De la méthode dans les sciences expérimentales**, par H. LE CHATELIER, membre de l'Institut, professeur à la Faculté des sciences. 319 pages 18 × 21. *Nouveau tirage.* 1947. Broché 220 fr.
- Les parasites industriels. Théorie. Calcul et réalisation des dispositifs antiparasites. Etude des filtres antiparasites**, par E. DECHANGE, ingénieur principal à la Régie des télégraphes et des téléphones (Service des parasites). 58 pages 16 × 25, avec 16 figures et 6 tableaux. 1939. Broché ..... 95 fr.