

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

LES RÉCEPTEURS

Introduction, par R. MESNY.

**L'Évolution des récepteurs professionnels, par
A. BERTON.**

**Récepteurs modernes pour ondes métriques, par
G. BARON.**

Normalisation des essais de récepteurs.

**Emploi de la contre-réaction dans les récepteurs
de radiophonie, par R. ASCHENBRENNER.**

**Normalisation des bobinages, condensateurs varia-
bles et cadrans, par J. ROTHSTEIN.**

ÉTIENNE CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

Prix : 9 fr.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

(Ancienne Société des Amis de la T. S. F.)

ABONNEMENT D'UN AN	Etienne CHIRON ÉDITEUR 40, rue de Seine - PARIS CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35	PRIX DU NUMÉRO : 9 fr. Tél. : DANTON 47-56
France 90 fr.		
Étranger { Tarif faible 110 fr. Étranger { Tarif fort. 120 fr.		

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse
Malakoff (Seine)
Tél. : ALESIA 56-30

Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 2 francs à toute demande.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radio-Electriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T. S. F. », a pour buts :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;
2^o d'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité (art. 1 des Statuts).

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

- 1^o Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Électrique*.
- 2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique.
- 3^o Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc.
- 4^o Bibliothèque et prêt de livres ou de revues à domicile.
- 5^o Abonnements circulaires à certaines revues.
- 6^o Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées

- 1^o Membres titulaires, âgés de moins de 21 ans ou en cours d'études (pendant 5 ans au plus)... 48 fr.
- 2^o Membres titulaires, particuliers..... 80 fr.
- sociétés ou collectivités..... 320 fr.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus, pour couvrir le supplément de frais postaux

Pays ayant adhéré à l'accord de Stockholm..... 20 fr.

Autres pays..... 30 fr.

3^o Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit..... 1200 fr.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à..... 300 fr.

5^o Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention annuelle d'au moins..... 1.000 fr.

INTRODUCTION

C'est le vœu unanime de tous ceux que leurs fonctions ou leurs études mettent en contact avec une technique à évolution rapide comme la radioélectricité, qu'ils soient réalisateurs ou chercheurs, de voir paraître de temps à autre un exposé concis et complet des questions qui sortent de leur spécialité immédiate; ils espèrent y trouver une vue d'ensemble sur les liens qui unissent des sujets connexes et y découvrir des progrès récents qui leur ouvrent des possibilités nouvelles.

La littérature technique et scientifique est aujourd'hui trop touffue et les travaux en apparence les plus modestes exigent une application si absorbante et des études si longues que le temps manque à chacun pour une lecture fructueuse; d'autant plus que nombre d'auteurs, qui cependant doivent avoir l'ambition d'être lus, ne facilitent pas la tâche du lecteur et présentent bien souvent leurs travaux sous une forme difficile à assimiler.

C'est depuis sa fondation le désir de la Société des Radioélectriciens de satisfaire ce vœu.

Mais à tous ceux qui ont tenté d'accomplir un semblable travail, il apparaît avec évidence qu'il demande un gros effort. Même dans sa propre spécialité, il faut compléter sa documentation, méditer sur le sujet, faire un peu abstraction de sa science actuelle pour entrer dans l'esprit du lecteur et rédiger pour lui un texte qu'il suive aisément; c'est un travail méritant, mais sans profit personnel — au sens mal compris d'aujourd'hui.

Aussi avec les ressources exiguës des sociétés techniques et scientifiques françaises, ne s'étonnera-t-on pas que la tâche que s'était proposée la Société des Radioélectriciens soit difficile à mener

à bien et qu'elle n'ait pu présenter à ses membres qu'un nombre bien réduit de conférences ou d'articles de documentation, parmi ceux qu'elle avait l'ambition de provoquer.

Pour pallier à cette carence, elle a cherché une autre formule, moins difficile à établir et qui consiste à grouper et publier simultanément un certain nombre d'articles ayant trait au même sujet. Un tel procédé n'est certes pas sans défauts : le remplacement d'un rédacteur unique par plusieurs supprime la cohésion, les auteurs n'écrivent ni dans le même esprit, ni avec le même succès; les liens qu'un seul aurait mis en évidence s'estompent et c'est au lecteur à les reconstituer; les lacunes abondent; la vue panoramique est faite de morceaux détachés, d'éclairements très inégaux, c'est un paysage découpé un peu au hasard et dont quelques parties seulement sont collées sur la toile. Ce n'est qu'un pis aller, mais chacun en France peut faire son « *mea culpa* » d'être si mal servi; on oublie tous les jours un peu plus la loi de l'effort et on en souffre tous les jours beaucoup plus.

Cette méthode a, par contre, l'avantage que la diversité même des points de vue exprimés donne une idée plus vivante de l'état de la question, et des incertitudes qui peuvent y demeurer.

Peu de sujets généraux sont susceptibles de provoquer un intérêt égal à celui que suscite le récepteur, intimement lié à toutes les manifestations de la radio électricité; qu'il s'agisse des grands trafics commerciaux, maritimes ou militaires, de la radio-diffusion, des travaux du chercheur dans son laboratoire, le récepteur est partout un échelon indispensable, en contact intime avec des millions d'usagers. Son évolution est particulièrement attachante, surtout si on se reporte au temps où on lui demandait seulement de manifester la présence d'une émission, sans contrainte ni limitation d'aucune sorte, sans aucune préoccupation quant à la reproduction exacte de la forme des signaux.

En quelques décades, à mesure que sa sensibilité augmentait dans des proportions imprévisibles, il a vu se dresser une foule d'obstacles dont il a eu le plus souvent raison; il n'est plus guère arrêté aujourd'hui dans ses progrès que par les actions électriques de la nature elle-même; celle des décharges dans l'atmosphère et celle des constituants intimes de la matière.

Tous ces progrès, il les a payés de sa liberté; tout comme les

hommes eux-mêmes, il est contraint de se plier à des règles strictes et l'appréciation de ses qualités n'est plus affaire de jugement, mais de laboratoire; son code s'établit peu à peu, toujours plus sévère. Dans les pages qui suivent, on trouvera un essai de réglementation établi par la Société des Radioélectriciens, réglementation que nous souhaitons de voir entériner sans de trop longs délais.

Souhaitons aussi, et non moins ardemment, que nombreux soient les lecteurs avertis qui sentent comme nous la nécessité toute actuelle d'un rude coup de collier et qui apportent leur contribution à l'œuvre non seulement technique, mais nationale de la Société des Radioélectriciens.

René MESNY.

L'ÉVOLUTION DES RÉCEPTEURS PROFESSIONNELS (FIXES, MARINE, AVIATION)

par A. BERTON

GÉNÉRALITÉS ET TENDANCES ACTUELLES

Réduire les périodes d'interruption forcée du service, tel est le but le plus général vers lequel tendent tous les perfectionnements apportés aux récepteurs professionnels. Or, la cause la plus fréquente de ces interruptions est l'insuffisance des qualités du récepteur devant des conditions de réception devenant momentanément défavorables : c'est ainsi que le champ reçu peut tomber au-dessous du seuil de sensibilité pratique du récepteur, que le signal à la sortie peut être brouillé d'une façon excessive par d'autres émissions indésirables ou des parasites, etc... Nous trouverons donc naturellement dans l'évolution des récepteurs, une tendance générale vers l'amélioration des performances.

Toutefois, notons qu'on n'obtient ces améliorations, le plus souvent, qu'au prix d'une complexité croissante. Bien entendu, les risques de panne augmentent avec le nombre et la complication des circuits, et d'autant plus que le récepteur fonctionne dans des conditions matérielles plus dures. Aussi, nous verrons, en passant en revue les différentes catégories de récepteurs, que cette évolution est plus ou moins avancée, suivant les conditions d'installation et de fonctionnement. Cette restriction faite, nous allons maintenant examiner les points sur lesquels portent plus particulièrement les améliorations.

1^o Sensibilité. — La sensibilité que l'on exige d'un récepteur est naturellement d'un ordre de grandeur très variable suivant la nature du service qu'il doit assurer; nous verrons quelques chiffres

en étudiant les différentes catégories. Mais on peut observer une tendance générale à augmenter la sensibilité, de façon à conserver en service normal une marge suffisante pour parer à un affaiblissement accidentel du champ.

Comme, en fait, le seuil de sensibilité du récepteur est le niveau du signal le plus faible qui se détache suffisamment du bruit de fond pour être utilisable, pour abaisser ce seuil, on doit chercher par tous les moyens à réduire le bruit de fond. Pour cela, l'essentiel est, dans les récepteurs superhétérodynes, de n'effectuer le changement de fréquence que sur des signaux déjà amplifiés : le bruit de souffle devient ainsi négligeable devant le bruit de fond produit par le circuit de tête du récepteur.

Nous trouverons donc dans les récepteurs les plus sensibles une amplification haute-fréquence importante, comportant 2 ou 3 étages. Ce bruit de fond, qui est proportionnel à la largeur de la bande passante, est d'ailleurs d'autant plus réduit que la sélectivité est plus élevée. En ce qui concerne l'amplification totale, on établit généralement le récepteur de telle façon que, étant réglé au gain maximum, l'amplitude du bruit de fond soit du même ordre que celle du signal de sortie normal. Bien entendu, les conditions normales d'emploi sont au-dessous du gain maximum ainsi déterminé.

2^o Sélectivité. — Dans tous les services, les récepteurs ont à éliminer des brouillages de plus en plus nombreux et puissants. Il en résulte donc une autre tendance générale vers l'accroissement de la sélectivité.

Au point de vue sélectivité globale du récepteur, on tend à s'approcher le plus possible d'une bande passante dont la largeur serait réduite au minimum indispensable à la communication, avec des frontières abruptes. Bien entendu, avec les récepteurs simples, on reste encore assez loin de ce cas idéal, mais on peut le considérer comme pratiquement réalisé dans les récepteurs de stations fixes importantes.

Au point de vue répartition de la sélectivité, on veille à munir le récepteur d'une sélectivité H. F. assez élevée pour éviter tout risque de brouillage par l'onde-image, et d'intermodulation par la première lampe; sur ce dernier point les exigences varient beaucoup d'un cas particulier à l'autre : elles seront considérables pour

un récepteur destiné à travailler à proximité d'un émetteur de fréquence voisine, comme certains récepteurs de bord de marine.

3^e Stabilité. — Plus la sélectivité du récepteur sera élevée, plus la stabilité de l'émetteur et du récepteur devra être grande : lorsque, en effet, la bande passante est exactement de la largeur du signal, un léger désaccord entraîne l'interruption de la réception. En supposant l'émetteur stable, la stabilité est donc une condition primordiale, essentielle de la commodité d'emploi d'un récepteur à haute sélectivité, la recherche de la stabilité fait l'objet de soins très attentifs dans la réalisation des récepteurs de centres de réception importants.

4^e Dispositifs anti-fading. — L'efficacité des dispositifs anti-fading est essentielle pour la régularité du service en ondes courtes.

D'une façon générale, nous ne trouverons pas de changement essentiel, mais seulement des améliorations de détail. On obtient en effet des résultats très satisfaisants dans la compensation du fading général à l'aide du système ordinaire de contrôle automatique du gain de certains étages H. F. et M. F. par la composante continue de la tension détectée. Le plus souvent, on emploie cette tension directement, sans l'amplifier; quant au nombre de lampes commandées, il dépend des variations du niveau d'entrée pour lesquelles on veut obtenir l'asservissement : au moins égal à 2 pour les récepteurs simples, il atteint couramment 4 sur les récepteurs de grand trafic. De tels dispositifs, bien établis, permettent d'obtenir que le niveau de sortie, varie du simple au double pour des variations du niveau d'entrée de l'ordre de 1 à 1.000 (parfois même 10.000). L'action de l'antifading est parfois complétée en basse fréquence par un régulateur limitant le niveau de sortie des signaux. Mais ces systèmes restent inefficaces dans le cas des fading très rapides et du fading sélectif, qui sévissent très souvent sur les communications en ondes courtes.

Cet effet, très gênant, contre lequel on est resté longtemps désarmé, est maintenant sensiblement atténué par certains systèmes de réception particuliers, tels que le système « diversity » et le système « M. U. S. A. ». Malheureusement, ces systèmes de récep-

tion nécessitent des installations fort compliquées, encombrantes et onéreuses, qui en limitent l'emploi aux stations fixes à grand trafic. Leurs résultats se montrent d'ailleurs fort intéressants, et leur emploi tend à se répandre.

5^e Dispositifs antiparasites. — Vu la sensibilité couramment atteinte aujourd'hui, ce sont généralement les parasites qui fixent les exigences relatives aux intensités de champ minima, bien plus que la sensibilité du récepteur. Il est donc essentiel de réduire au minimum les effets des parasites dans les circuits du récepteur.

Tout d'abord, les aériens directifs qu'on emploie dans de nombreux cas améliorent le rapport signal à parasites en même temps que le rapport signal à brouilleurs ; la sélectivité élevée du récepteur lui-même présente le même avantage. Mais des aériens à directivité accusée, présentant par suite un gain notable, constituent une installation encombrante qui ne peut exister que dans des centres fixes importants. Une petite station fixe ou une station mobile sont donc défavorisées à ce point de vue.

Mais il existe pour les récepteurs même assez simples, des montages spéciaux destinés à réduire la gêne apportée par les parasites courts et espacés. Les uns procèdent par opposition ; les autres par limitation de l'effet du parasite, soit en amplitude (en le limitant au niveau du signal), soit en durée (par blocage du récepteur pendant la durée du parasite) ; ces dispositifs présentent une certaine efficacité lorsqu'on opère l'écoute au casque : la fatigue de l'opérateur est sensiblement réduite. Par exemple, avec certain récepteur à ondes courtes atteint par d'intenses parasites d'allumage d'un moteur, la mise en circuit du dispositif antiparasite fait passer le rapport signal / bruit de — 10 db. à + 20 db.

En ce qui concerne l'enregistrement, l'emploi de ces dispositifs permet, certes, une réduction du nombre de fautes ; mais il présente néanmoins de sérieux inconvénients : avec les systèmes limitant en amplitude, les parasites isolés entre les signaux marquent sur la bande, limités au même niveau que le signal. Inversement, dans les systèmes procédant par blocage, le signal est supprimé pendant la durée du parasite : par suite, un trait haché peut être pris pour deux points. Bref, la bande peut porter des signaux bons en apparence, qui sont en réalité défectueux. C'est pourquoi, dans bon

nombre de stations fixes à grand trafic, on renonce à l'emploi de ces systèmes.

Récepteurs simples à ondes courtes. — L'utilisation de ces récepteurs est assez variée; nous trouverons par exemple dans cette catégorie les récepteurs de petites stations fixes (postes côtiers, aérodromes), les récepteurs militaires portatifs, et même certains récepteurs utilisés pour le trafic d'amateurs, et qui, en fait, sont de véritables petits récepteurs professionnels.

Les plus simples d'entre eux sont des récepteurs à amplification directe; pour améliorer la sensibilité et la sélectivité, on y emploie presque toujours la réaction, dosée généralement par condensateur. La formule la plus répandue est :

1 H. F. + 1 détectrice à réaction + 1 ou 2 B. F.

La gamme couverte est fractionnée en plusieurs sous-gammes, le passage de l'une à l'autre s'effectuant soit par commutateur (quand on recherche la commodité), soit par changement de bobinages amovibles (meilleures performances). Enfin ces récepteurs, comme d'ailleurs les récepteurs un peu plus importants, sont munis, lorsqu'ils doivent travailler dans des bandes très encombrées, de dispositifs d'étalement de bande, constitués par une combinaison de condensateurs variables de valeurs convenables.

Pour les récepteurs à performances plus élevées, l'emploi du changement de fréquence est généralisé.

Pour obtenir la sélectivité haute fréquence indispensable avec le minimum de complication, on utilise parfois un circuit d'antenne accordé, parfois un montage à réaction pour la détectrice de changement de fréquence; mais, le plus souvent, on utilise un étage haute fréquence à circuits accordés, qui présente en outre l'avantage de réduire le bruit de fond en amplifiant le signal avant changement de fréquence.

L'établissement de l'étage de changement de fréquence nécessite certaines précautions, car la sélectivité globale déjà assez élevée obtenue dans ces récepteurs oblige à surveiller la stabilité. En conséquence, l'emploi d'une oscillatrice séparée est à peu près général; l'oscillatrice est généralement une pentode, plus stable qu'une triode devant les variations de tension d'alimentation. Les condens-

sateurs variables d'accord des circuits du tube oscillateur et du tube détecteur sont toujours à commande unique; cela entraîne, bien entendu, la nécessité d'aligner les circuits par trimmers et paddings.

La fréquence intermédiaire choisie est généralement de 450 à 500 kc/s; pourtant on trouve quelquefois un chiffre plus élevé, de l'ordre de 1.600 kc/s, cette dernière valeur aurait plutôt tendance à se répandre, car elle présente certains avantages: par exemple, elle rend plus facile l'affaiblissement de l'onde-image dans la partie H. F. du récepteur; quand l'amplificateur M. F. est muni d'un

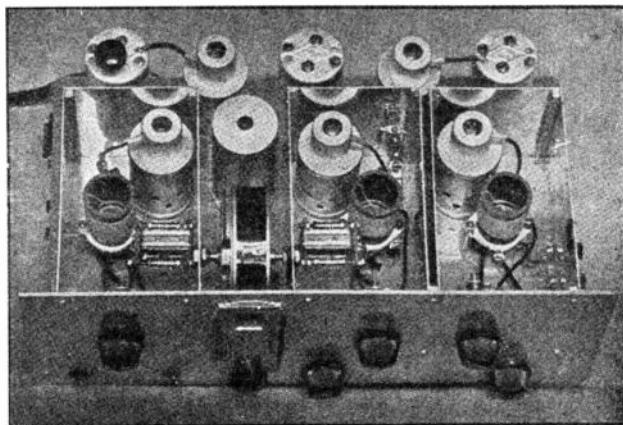


Fig. 1. — Récepteur simple pour ondes courtes. Superhétodyné avec étage m. f. à réaction réglage. Bobines amovibles.

filtre à cristal, elle permet aussi d'avoir une bande passante plus large, indispensable pour la téléphonie.

Au point de vue amplification, on peut considérer que, étant donné le niveau habituel des bruits de fond, tout le gain utile et souhaitable en moyenne fréquence est obtenu soit avec un étage à réaction, soit avec 2 étages sans réaction.

Quant à la sélectivité M. F., dans les récepteurs les plus courants, elle est apportée uniquement dans les transformateurs de liaison entre étages; avec les transformateurs actuels (le plus souvent à noyau de fer), on obtient facilement une bande passante de quelques kilocycles, convenant très bien à la téléphonie (les transformateurs à couplage variable permettent d'ailleurs d'élargir cette bande si on le désire). Mais une sélectivité de cet ordre peut être insuffi-

sante pour la réception de la télégraphie en ondes entretenues. Dans ce cas, on musicalise généralement les signaux par battement avec une oscillation locale au niveau de la détection; or, si la bande passante atteint 3 ou 4 kilocycles, on peut entendre sur la même note de battement que le signal désiré un signal éventuel dont la fréquence serait symétrique de celle du signal par rapport à l'oscillation locale: ce signal indésirable, qui serait en quelque sorte l'image acoustique du signal désiré pourrait perturber la réception.

On cherche donc à réduire la bande passante, mais, pour cette catégorie de récepteurs, avec des moyens relativement simples.

Pratiquement, une sélectivité suffisante est obtenue au moyen d'un étage à réaction, la réaction avantageant de beaucoup le signal qui se trouve exactement à l'accord des circuits M. F. De plus, il est facile d'obtenir quand on le désire une sélectivité moins élevée, en diminuant le taux de réaction (fig. 1). Mais la réaction entraîne certains risques d'instabilité. C'est pourquoi, en dépit du gain élevé qu'elle procure, on lui préfère souvent 2 étages sans réaction, avec un filtre à cristal placé entre la détectrice de changement de fréquence et le 1^{er} étage moyenne fréquence.

Le cristal (généralement, quartz ou sel de Rochelle) est déterminé de façon à se trouver en résonance pour la fréquence intermédiaire du récepteur et à n'avoir qu'une réponse négligeable pour les fréquences voisines; de plus, on dispose les circuits du filtre de telle façon qu'on puisse rendre le cristal antirésonant pour une fréquence quelconque comprise dans une bande de quelques kilocycles de part et d'autre de la fréquence de résonance (fig. 2). Cette propriété est précieuse pour éliminer, précisément, le signal-image acoustique du signal désiré.

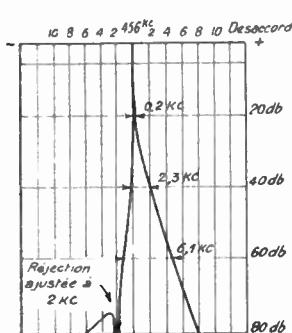


Fig. 2. — Courbe de sélectivité maximale d'un récepteur avec filtre à cristal de quartz.

Les filtres à cristaux sont en outre généralement munis de dispositifs permettant d'élargir la bande passante dans une certaine proportion (1 à 12 par exemple).

Les chiffres suivants indiquent les limites entre lesquelles peut

varier la bande passante (affaiblissement aux extrémités de la bande : 20 db).

CRISTAL	QUARTZ	SEL DE ROCHELLE
465 kc/s	0,2 kc à 2,5 kc.	2,5 kc à 8 kc.
1600 kc/s	0,3 kc à 7,5 kc.	

Avec une fréquence intermédiaire de 1.600 kc/s, l'écoute de la téléphonie est donc possible avec un simple cristal de quartz.

La seconde détection se fait généralement par diode; c'est à son niveau que, pour la télégraphie, on opère le mélange du signal et l'oscillation locale destinée à donner des battements audibles. Dans certains cas, on préfère soumettre l'onde entretenu à une véritable modulation à 2 bandes latérales dans le dernier étage moyenne fréquence.

Peu de chose à dire également pour le contrôle automatique du gain : emploi généralisé du système classique d'antifading, souvent retardé; la tension de régulation est appliquée au moins à 2 lampes, de façon à avoir une efficacité suffisante.

Nous avons vu dans les généralités les avantages que peuvent présenter pour cette catégorie de récepteurs les dispositifs anti-parasites : nous n'y reviendrons donc pas. Un assez grand nombre de récepteurs en sont munis. Les systèmes à bloquage agissent généralement sur l'amplificateur M. F. (au moyen de 2 tubes supplémentaires, par exemple); les systèmes à limitation de l'amplitude agissent plutôt sur l'étage détecteur, ou en basse fréquence; ils complètent d'ailleurs l'action de l'antifading, en régularisant le niveau de sortie.

Quant à l'amplification basse fréquence, si l'on met à part les dispositifs éventuels de limitation de niveau, elle est très simple; la fidélité ne fait évidemment pas l'objet de soins particuliers. Notons toutefois que pour la réception de la télégraphie, on emploie quelquefois en étage d'amplification fonctionnant en classe C, de façon que la crête des signaux passe seule. Il y a à cela deux avantages : d'abord le bruit de fond de niveau inférieur à celui des

signaux se trouve éliminé; ensuite, les signaux qui ont été plus ou moins effacés par les circuits à haute sélectivité redeviennent plus intelligibles.

Récepteurs de stations fixes à grand trafic. — Les récepteurs de cette catégorie sont installés dans les conditions les plus favorables; on recherche avant tout de hautes performances, sans se laisser arrêter par la complexité plus grande qui en résulte.

Ces récepteurs, destinés à recevoir le champ d'émissions lointaines dans des conditions de propagation parfois très défavorables, surtout en ondes courtes, doivent avoir une très haute sensibilité. Deux ou trois étages haute fréquence sont d'un usage courant (gain de l'ordre de 50 db en o. c.).

Voici quelques résultats; ces chiffres, ainsi que la plupart de ceux qui vont suivre, concernent deux récepteurs modernes, représentant bien l'état actuel de la technique : un récepteur télégraphique à ondes longues 2.500-7.500 mètres, et un récepteur télégraphie-téléphonie à ondes courtes 14-80 mètres.

Récepteur à ondes longues :

l'enregistrement des signaux est possible pour une force électromotrice d'entrée supérieure à 0,1 microvolt. Le bruit de fond équivalent (avec la bande passante permettant l'enregistrement à 100 bauds) est de 0,1 μ V dans toute la gamme.

Récepteur à ondes courtes :

réception correcte à 160 bauds pour une f. e. m. d'entrée de 0,5 μ V. Avec des ondes modulées à 30 %, 400 p/s, on obtient une puissance de sortie de 1 milliwatt pour une f. e. m. d'entrée supérieure à 5 μ V.

Au point de vue sélectivité, nous avons vu qu'on cherche à obtenir une bande passante à frontières abruptes ayant exactement la largeur nécessaire pour le signal. Vu l'importance de la question, nous allons passer en revue la sélectivité particulière des différentes parties du récepteur :

1^o sélectivité haute-fréquence.

Pour éviter l'intermodulation, la première lampe du récepteur est précédée de circuits accordés en nombre suffisant; ce nombre

dépend de l'éloignement et de la puissance des émetteurs les plus proches.

Exemple : sélectivité avant la première lampe d'un récepteur à ondes longues (3 résonateurs couplés) :

Affaiblissement de 10 db.	pour un désaccord de	$\pm 0,22 \%$
— de 20 db.	— de	$\pm 0,4 \%$
— de 35 à 40 db.	— de	$\pm 1 \%$

Pour l'affaiblissement de l'onde-image à l'effet des circuits de présélection ci-dessus s'ajoute la sélection apportée par les circuits accordés des étages H. F. On arrive ainsi couramment à une protection de l'ordre de 80 db. vis-à-vis de la fréquence-image, aussi bien en ondes longues qu'en ondes courtes.

2^e Sélectivité moyenne-fréquence :

Pour éliminer au mieux les stations voisines et réduire le bruit de fond, tout en conservant l'intégrité du signal, on emploie un filtre soigné, à multiples circuits, qui donne une bande passante à frontières aussi abruptes que possible, de la largeur nécessaire au signal.

On peut généralement régler le filtre sur 2 ou 3 largeurs de bande passante différentes, l'une très étroite convenant aux transmissions télégraphiques à vitesse modérée, l'autre un peu plus large pour les transmissions rapides nécessitant une faible constante de temps, enfin une 3^e encore plus large pour la téléphonie, s'il y a lieu.

Mais il y a un inconvénient à éviter : un filtre très important, comme c'est le cas ici, placé immédiatement après un changement de fréquence, risque de produire un affaiblissement tel qu'on soit conduit à effectuer par la suite une amplification inacceptable du bruit de fond. On prend donc soin de ne pas filtrer aussitôt après le changement de fréquence, et on répartit autant que possible la sélection entre les différents étages.

Par exemple, dans un récepteur à ondes longues, nous trouvons la formule suivante, dans l'ordre :

Changement de fréquence, 1^{er} étage M. F. à transformateurs, filtre passe-bande, 2^e étage M. F., détection.

Sélectivité moyenne fréquence obtenue :

bande } pour un désaccord de 125 cycles/s affaibliss^t de 6 db
étroite } — — — 400 — — 40 db.

bande } pour un désaccord de 250 cycles/s affaibliss^t de 6 db.
large } — — — 500 — — 20 db.
— — — 1000 — — 40 db.

Dans les récepteurs à ondes courtes, on rencontre encore une autre difficulté : pour réaliser la bande passante très étroite utilisable en télégraphie, on serait obligé, vu la valeur de la fréquence intermédiaire, de donner au filtre un nombre de circuits exagéré. Une solution souvent adoptée consiste à faire un second changement de fréquence, la seconde fréquence intermédiaire étant beaucoup plus basse que la première. On réalise une nouvelle sélection sur la deuxième fréquence intermédiaire.

Voici, par exemple, la formule adoptée pour un récepteur à ondes courtes 14,80 m. :

1^{er} amplificateur intermédiaire } filtre d'entrée à 2 circuits couplés;
fréquence : 1 mégacycle/s } 1 étage d'amplification;
 } filtre de sortie à 2 circuits couplés.

1^o Changement de fréquence, avec oscillatrice séparée :

 } filtre d'entrée à 6 cellules (3 ban-
2^o amplificateur intermédiaire } des passantes);
fréquence : 60 kc/s } 1 étage d'amplification;
 } filtre à 2 circuits couplés;
 } 1 étage de commande du détec-
 } teur.

Les courbes de sélectivité des deux amplificateurs moyenne fréquence sont représentées figure 3. Bien entendu, les affaiblissements de ces deux courbes s'ajoutent.

3^o Sélectivité basse fréquence. Elle n'existe pas sur tous les récepteurs, mais, sur certains, elle contribue à augmenter la sélectivité globale et à réduire le bruit de fond.

Ainsi, on emploie des filtres passe-bande qui ne laissent passer que les fréquences indispensables; par exemple : 200-3.000 p/s, pour la téléphonie commerciale, 800-1.200 p/s pour la télégraphie.

Voici un tableau donnant une idée de la sélectivité globale d'un

récepteur à ondes courtes, pour trois bandes passantes différentes :

LARGEUR DE LA BANDE PASSANTE à 10 % près	RÉGULARITÉ DANS LA BANDE	AFFAIBLISSEMENT EN DÉCIBELS À			
		1 ke/s	2 ke/s des frontières	3 ke/s	4 ke/s
2 ke/s	± 1,2 db	20	40	60	80
6 ke/s	± 1,2 db	15	30	45	60
10 ke/s	± 1,5 db	10	20	32	45

Notons que cette sélectivité élevée rend indispensable une grande

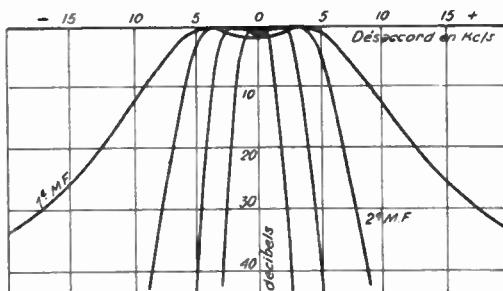


Fig. 3. — Courbes de sélectivité des deux amplificateurs à moyenne fréquence.

stabilité, d'autant que l'opérateur doit souvent surveiller plusieurs récepteurs à enregistrement rapide et ne peut retoucher constamment les réglages. On prend donc les plus grands soins pour assurer la stabilité, en particulier celle des oscillatrices de changement de fréquence.

Il faut d'abord réduire au minimum l'instabilité due aux variations de la tension d'alimentation des différents éléments. L'alimentation étant généralement prise sur le réseau, on stabilise la tension fournie par les redresseurs au moyen de lampes à décharge (stabilovolt); puis, pour empêcher que les variations résiduelles aient des conséquences fâcheuses, on choisit des montages stables : oscillatrices séparées, généralement pentodes. Enfin, on utilise des branchements et filtrages séparés pour les organes à courant constant et ceux à courant variable (par exemple, les éléments antifading), pour éviter que le fonctionnement des uns n'entraîne une réaction sur les autres.

Il y a lieu aussi d'employer pour les oscillatrices des montages évitant une réaction de l'accord des circuits H. F. sur la fréquence de l'oscillation locale.

Enfin, on prend certaines précautions pour éviter l'influence de l'humidité, des variations de température (par exemple par échauffement de certains organes), etc..., toutes causes susceptibles d'amener une instabilité.

Résultats obtenus avec un récepteur à ondes courtes :

Variations de fréquence des hétérodynes :

pour une variation de 10° de la température ambiante : $\frac{\Delta f}{f} = 3.10^{-4}$

pour une variation de $\pm 5\%$ de la tension du secteur : $\frac{\Delta f}{f} = 1.10^{-5}$

réaction de l'accord du dernier circuit H. F. sur la fré-

quence de la première hétérodyne : $\frac{\Delta f}{f} = 1.10^{-5}$

Des dispositifs de régulation des signaux très efficaces sont indispensables pour la réception des ondes courtes, souvent affectées par un fading intense. Pour les régulateurs antifading ordinaires, la tension de régulation est appliquée généralement à 4 ou 5 lampes (amplificatrices H. F. et M. F.); on l'amplifie quelquefois, mais assez rarement. Notons la présence à peu près générale de dispositifs qui permettent : l'un, d'ajuster au niveau désiré le seuil de fonctionnement du régulateur; l'autre d'ajuster au mieux les constantes de temps de sensibilisation et de désensibilisation du régulateur, suivant la vitesse de transmission (généralement, on dispose de trois valeurs différentes pour chaque constante de temps).

L'efficacité des régulateurs employés couramment est très satisfaisante : ainsi, on peut obtenir une variation du niveau de sortie de 5 décibels pour une variation du niveau d'entrée de 80 db. au-dessus de 2 μ V. Toutefois, la compensation du fading à très courte période en téléphonie et en télégraphie rapide entraînerait des inconvénients sérieux, et pratiquement, on renonce à le corriger. De plus, ces régulateurs sont inefficaces contre le fading sélectif.

Voyons maintenant les systèmes de réception particuliers établis pour s'affranchir de ces difficultés.

L'un, assez répandu, est le système de réception multiple dit « système diversity »; il est basé sur le fait que le fading n'apparaît pas simultanément sur des antennes espacées et recevant la même onde. On associe les courants ayant pour origine les différentes

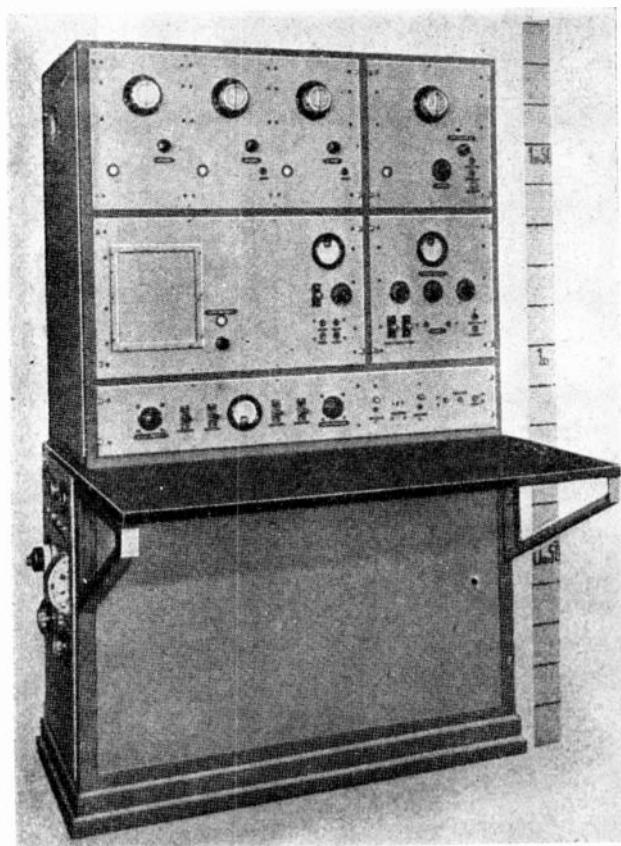


Fig. 1. — Récepteur SFR type T. R. C. 1/10, pour trafic téléphonique commercial en ondes courtes à bord de « Normandie ».

antennes de façon telle que, lorsque l'une d'entre elles donne un effet nettement prédominant, elle contribue pratiquement seule à fournir le courant de signal dans les circuits d'utilisation. On n'opère l'association des courants qu'après détection. Pour chacune des voies, il y a donc un récepteur distinct jusqu'à la détection (inclus); seuls les circuits qui suivent la détection sont communs.

Pour obtenir une plus grande efficacité, on adjoint un anti-

fading ordinaire commun à tous les récepteurs, la tension de régulation étant issue du circuit de combinaison. Ainsi l'amplification de tous les récepteurs est, à chaque instant, déterminée par l'antenne recevant le signal le plus fort : les bruits parasites ne prennent donc pas une importance excessive.

Si, pour une réception simple, le signal est satisfaisant 80 % du temps, il sera satisfaisant 96 % du temps avec une réception diversity à deux antennes, et 99 % du temps avec trois antennes.

L'intensité de la réception étant satisfaisante, reste la question de la qualité : en principe, le système diversity ne compense pas le fading sélectif. Mais on peut remarquer que, pratiquement, il est rare que la qualité ne soit pas satisfaisante quand on reçoit fort, surtout dans le cas d'une transmission sur une seule bande.

La qualité et la sécurité du trafic fourni par plusieurs récepteurs fonctionnant en diversity sont donc généralement satisfaisantes et le système tend à se répandre.

Quant au système à directivité orientable M. U. S. A. (Multiple unit steerable antenna), il utilise également un aérien total très développé (par exemple, 6 antennes en losange alignées, espacées de 200 m.). Son principe consiste essentiellement : 1^o à reconnaître l'incidence des deux ou trois faisceaux principaux en lesquels sont groupées les ondes dans le plan vertical.

2^o A obtenir, à l'aide d'autant de groupes de déphaseurs convenablement réglés, l'effet additif des antennes pour chacun de ces faisceaux ; chaque groupe de déphaseurs est suivi d'un récepteur distinct.

3^o A associer ces récepteurs dans un circuit commun d'utilisation, par l'intermédiaire de lignes à retard réglables.

Grâce à ce système, on arrive à égaliser les temps suivant les différents faisceaux à 150 microsecondes près, au lieu d'un retard de 1.000 à 500 microsecondes, habituel avec la réception ordinaire des téléphonies transatlantiques. En conséquence, le fading sélectif par opposition de phase ne peut plus affecter que les fréquences supérieures à 3.300 p/s au lieu de 500 ou 1.000 p/s avec la réception ordinaire.

De ce fait, la réception devient nettement plus intelligible, surtout pour les transmissions téléphoniques effectuées avec porteuse et deux bandes latérales.

Disons enfin un mot des dispositifs dont on munit spécialement les récepteurs utilisés pour la téléphonie multiplex. Il importe avant tout dans ce genre de communication d'éviter les diaphonies entre les différents canaux. Ceci nécessite de nombreuses précautions; en particulier, à la réception, il faut veiller à ce que l'onde porteuse ne présente pas de surmodulation au niveau du détecteur. Ceci risque surtout de se produire dans les liaisons sur ondes courtes, quand la porteuse est affaiblie par le fading sélectif.

Une solution pratiquement satisfaisante est utilisée sur la liaison Paris-Alger. Elle consiste à réduire le taux de modulation apparente de la porteuse, à la réception, au moyen d'un amplificateur M. F. présentant une courbe de sélectivité très particulière : une des deux bandes latérales se trouve supprimée, et la porteuse est notamment favorisée par rapport à la bande latérale qui subsiste : ainsi, le taux de modulation maximum ne dépasse pas 5 %, ce qui permet une détection linéaire, malgré la suppression d'une bande latérale.

Une autre solution, applicable à la transmission sur une seule bande, consiste à séparer la porteuse et la bande latérale, puis à remplacer, pour la détection, la porteuse par une oscillation locale d'amplitude convenable. L'onde porteuse sert à asservir l'oscillateur local à quelques périodes près; certes, cela entraîne des difficultés quand la porteuse s'évanouit totalement.

Récepteurs de bord de marine. — Les récepteurs sont installés dans des conditions beaucoup moins favorables que les précédents : les antennes sont souvent peu développées, insuffisamment dégagées, si bien qu'elles ont un rendement médiocre (10 % et moins). Sur les grands paquebots, où voisinent plusieurs antennes d'émission et de réception, il est difficile de découpler ces antennes les unes des autres; pour éviter les brouillages par les émetteurs du bord de fréquence voisine, les récepteurs sont munis, avant la première lampe, de présélecteurs très développés (3 ou 4 circuits couplés sont d'un usage courant). Dans tous les cas, le fonctionnement doit être très sûr, et, de plus, l'entretien et la réparation en mer doivent être possibles.

Sur les navires de petit ou moyen tonnage (bateaux côtiers, chalutiers, cargos) l'équipement radio a uniquement pour rôle de

satisfaire aux besoin de la sécurité et de la navigation ; il doit avoir un encombrement restreint, et, assez souvent, pouvoir être exploité par du personnel non spécialisé (le trafic se fait souvent en téléphonie). Les traits généraux du matériel seront donc : simplicité, robustesse, fonctionnement sûr et facile. Les exigences au point de vue performances ne sont d'ailleurs pas très grandes.

Par exemple, un type de récepteur pour chalutier, prévu surtout pour le trafic téléphonique, couvre la gamme 100-250 m. ; c'est un petit récepteur à amplification directe : 1 H. F., 1 détecteur à réaction, 2 B. F. ; il est alimenté par accumulateurs.

Un récepteur général 13 m.-20.000 m., encore à amplification directe, conviendra pour des bâtiments un peu plus importants.

Sur les grands paquebots modernes, le rôle de l'équipement radio est plus étendu : en plus des besoins habituels de la sécurité et de la navigation, il doit satisfaire à ceux du trafic commercial à l'usage des passagers (télégraphie et téléphonie bilatérale).

Le trafic relatif à la sécurité et à la navigation se fait en télégraphie, et, à bord de *Normandie* et de *Queen Mary*, dans un poste distinct ; les récepteurs des différentes gammes sont des récepteurs simples (aux précautions de présélection près), généralement à amplification directe. Le récepteur de radiogoniométrie est plutôt du type superhétérodyne à grande sensibilité.

Quant au trafic commercial pour les passagers, il est considérable à certaines heures de pointe (en moyenne, un voyage transatlantique représente 5.000 à 15.000 mots, taxés en télégraphie, et une vingtaine d'appels téléphoniques). Il faut donc prévoir des liaisons en nombre suffisant.

Queen Mary est muni, à cet effet, de 4 récepteurs : un à ondes longues, un à ondes moyennes, et deux à ondes courtes, ces derniers pouvant fonctionner en téléphonie bilatérale ; ils sont pourvus pour cela d'équipements terminaux avec équilibreurs et de l'onde bloquages porteuse de l'émetteur, enfin de dispositifs de secret par inversion de la bande de fréquence.

Quant à *Normandie*, il est équipé de trois récepteurs de télégraphie, à amplification directe, et d'un récepteur de téléphonie bilatérale à ondes courtes.

Voici les caractéristiques et performances de quelques récepteurs de bord de grand paquebot :

1^o Récepteur à ondes moyennes et récepteur à ondes longues de *Queen Mary* (télégraphie).

Ces récepteurs couvrent les gammes 500-3.000 m. (en 2 sous-gammes) et 1.750-20.000 m. (en 3 sous-gammes), sans bobines amovibles. Ils sont à amplification directe, et à commande unique. Formule générale : 2 H. F. + 1 détectrice + 2 B. F. + hétérodyne. Il faut noter que les 2/3 de la sélectivité précèdent la première lampe, grâce à un présélecteur à trois circuits, capable de supporter une tension de 2.000 volts efficaces.

Le présélecteur peut d'ailleurs être mis hors-circuit pour la veille sur 600 mètres.

Au point de vue sensibilité, le signal est audible avec une tension d'entrée de 1 μ V, et la puissance de sortie est de 50 mW pour une tension d'entrée de 5 μ V.

La sélectivité donne un affaiblissement supérieur à 100 db. pour un désaccord relatif de 10 %.

2^o Récepteur à ondes courtes de *Normandie* (téléphonie). La gamme couverte est 16-100 m. (fig. 4).

Le système présélecteur est formé de trois circuits accordés,



Fig. 5. Panneau avant de récepteur Thomson OL. 20;
à gauche réglage de puissance; au milieu, commande unique
d'accord, et en dessous, allumage de l'hétérodyne;
à droite, commutateur de gamme.

faiblement couplés entre eux. Il est suivi d'un amplificateur haute fréquence à deux étages (gain : 10 à 25 par étage). On trouve ensuite : un changement de fréquence par deux lampes, puis un filtre M. F. à cinq circuits, donnant une bande passante variable

d'une façon continue de 1,5 à 9 kc.; l'amplificateur M. F. comporte deux lampes. Détection par diode; enfin, deux amplificateurs basse fréquence.

La tension de régulation antifading est appliquée à quatre lampes.

Ce récepteur permet d'obtenir à la sortie un niveau téléphonique normal pour un signal d'entrée d'une fraction de microvolt, et le niveau de sortie ne varie pas de plus de 3 ou 4 décibels pour une variation du niveau d'entrée de plus de 50 décibels.

Les récepteurs de trafic commercial de *Normandie* sont alimentés par le réseau de distribution à 220 volts du bord, avec des dispositifs de filtrage haute et basse fréquence très soignés. Une alimentation de secours par piles et accumulateurs est prévue pour certains récepteurs.

Récepteurs de bord d'avions. — Ces récepteurs diffèrent nettement des récepteurs terrestres par la présentation et la réalisation matérielle. On fait en effet les plus grands efforts pour réduire au strict minimum leur encombrement et leur poids (quelques kilogs pour les petits avions).

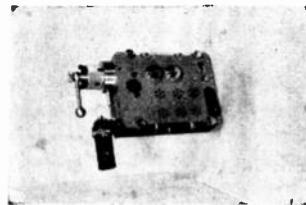


Fig. 6. — Récepteur d'avion TII 53 à super-réaction.

Ils doivent, de plus, fonctionner dans des conditions matérielles extrêmement dures : vibrations permanentes en vol, chocs aux atterrissages ou amerrissages, atmosphère humide ou à grands écarts de température. La robustesse est donc pour eux une qualité primordiale.

La légèreté et la robustesse sont obtenues par l'emploi aussi étendu que possible des métaux légers (aluminium, magnésium, alliages légers); à cause de leur fragilité, les isolants sont réduits au minimum par une étude soignée de la répartition des potentiels. Les montages ont toute la simplicité compatible avec les performances exigées, car la réduction au minimum des circuits augmente la sécurité de fonctionnement. S'il existe des superhétérodynes, l'amplification directe est encore la formule la plus employée.

Les organes sont extrêmement réduits, et une ingéniosité considérable est déployée pour les disposer (commutateurs spéciaux

lampes à l'intérieur des bobines, appareils de mesure miniatures, de 3 cm. de cadran, etc...). Naturellement, les organes ne sont plus accessibles, et toute réparation devient impossible en vol.

L'alimentation se fait à partir du réseau 24 volts du bord (pratiquement, la tension est comprise entre 22 et 29 volts); on tend de plus en plus à abandonner l'alimentation directe (par exemple, avec les montages à lampes bigrilles), et l'emploi d'une commutatrice spéciale filtrée se généralise.

Distinguons différents types de récepteurs, suivant le service à assurer et le degré de réglage admissible :

Sur un avion de chasse ou de tourisme, on ne peut demander au pilote à peu près aucun réglage. Il faut fonctionner sur onde fixe, réglée d'avance, avec mise en route à distance entièrement automatique. Le trafic se fait en téléphonie duplex, ou « alternat automatique ».

Sur un avion de ligne, ou de bombardement, ou de traversée transatlantique, au contraire, on a une place relativement grande (petite cabine) et un opérateur spécialiste. On marche alors aussi bien en télégraphie qu'en téléphonie, généralement avec goniomètre; on a généralement deux récepteurs avec large recouvrement de gamme; les opérations de réglage sont normales, parfois simplifiées.

Entre les deux, nous avons le cas intermédiaire d'un avion biplace ou triplace, dans lequel l'observateur ou le navigateur, sans être spécialiste de la radio, peut manœuvrer un réglage simple; on a alors 2 ou 3 ondes repérées à l'avance, et entre lesquelles on peut choisir; ce réglage est souvent commandé à distance.

Les gammes couvertes sont au minimum : 35-85 m. en ondes courtes et 500-1 500 m. en ondes moyennes. La tendance générale est toujours d'élargir ces gammes; on a souvent les gammes 20-300 m. et 300-3.000 m. — exceptionnellement on va jusqu'à 20.000 m.; parfois on réalise toute la gamme 20-20.000 m. sur un seul récepteur :

En ondes moyennes, l'antenne classique est l'antenne pendante de 100 m. de longueur au maximum. Mais l'accroissement de la vitesse des avions rend de plus en plus désirable de réduire cette antenne. Les hydravions amerris peuvent hisser une antenne de secours.

A titre d'exemple la figure 5 représente le panneau avant du récepteur Thomson OL. 20; il couvre la gamme 45-1.900 m. sur antenne pendante de 100 m., et comporte un changement de fréquence avec 5 lampes (types américains), plus hétérodyne séparée facultative.

Le récepteur S. F. R., type B.R., couvre, sur antenne pendante ou fixe, la gamme 20-2.000 m.; il comporte l'originalité d'un changement (automatique) de la fréquence intermédiaire, et par suite de la sélectivité; on utilise 1.000 kc/s pour la sous-gamme 20-200 m., et 100 kc/s seulement pour celle 200-2.000 m. — Ce récepteur comporte également 5 lampes (type européen) avec hétérodyne séparée; son poids est de 8,7 kgr.

En ondes courtes, on emploie une antenne fixe de petites dimensions : fil tendu entre une aile et la queue, ou bien tube profilé, en lame de sabre, sortant à la partie supérieure du fuselage : tel est le cas pour le récepteur Thomson TH. 53, super-réaction à 4 lampes pour la gamme 5-8 m. (fig. 6).

Les cadres gonio deviennent de plus en plus réduits : on les enferme dans un capot, ou on les escamote pour réduire la résistance de l'air. Heureusement, par contre, on accepte de plus en plus de les placer en des points favorables à la réduction des erreurs (extrême ayant, par exemple).

Au point de vue performances, la sensibilité est largement suffisante; avec les récepteurs à changement de fréquence, on arrive à une sensibilité de 1 microvolt à l'entrée pour 1 volt aux bornes du casque à la sortie. Le récepteur à 3 lampes des avions français de la course Istres-Damas-Paris permet l'écoute en vol de toutes les stations aéronautiques à ondes moyennes actuelles dans un rayon de 1.000 km. En ondes courtes, la portée dépend évidemment beaucoup des conditions de propagation, mais toutes les stations mondiales peuvent être entendues.

La sélectivité est fréquemment variable; en position « veille », la largeur de bande est de 9 kc/s environ; en position « trafic », pour réduire les brouillages, la largeur de bande est réduite à 2 kc/s. L'affaiblissement atteint ensuite 80 db. pour un désaccord de 20 kc/s.

La stabilité est parfois indiquée de l'ordre de 3.10^{-4} . Il est exceptionnel en France de stabiliser l'hétérodyne locale par quartz, mais cela se fait dans certains récepteurs étrangers.

Récepteurs coloniaux. — Une variante des récepteurs pour stations fixes, se rencontre dans les postes coloniaux. Il s'agit, pour s'adapter à tous les cas, de couvrir des gammes très étendues; il faut de plus une construction et des isolements tout à fait spéciaux, pour résister à la chaleur, à l'humidité et aux insectes.

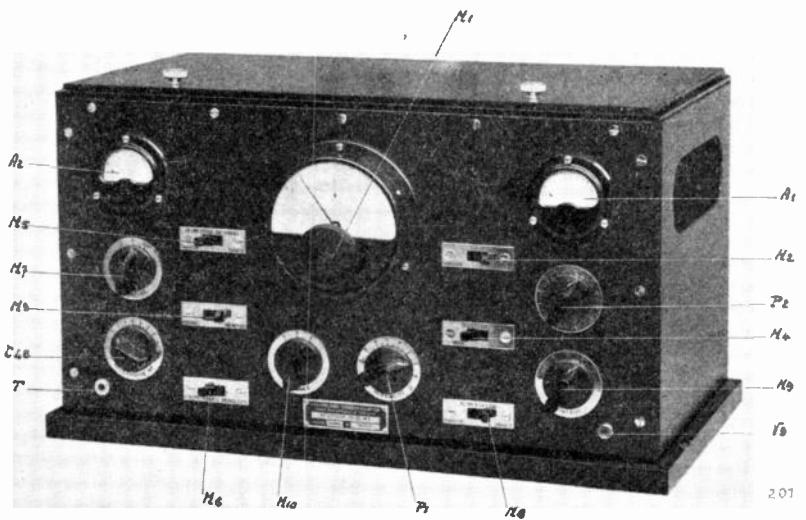


Fig. 7. — Récepteur colonial Thomson : M₁ commande unique d'accord; M₂, M₃ commandes des régulateurs automatique; M₄, sélectivité; M₅, M₉, limiteur de parasites; M₆, hétérodyne séparée; M₈, alimentation; M₇, A₁ A₂, appareils de contrôle des Tensions; P₁, sensibilité; P₂, puissance.

La figure 7 représente une réalisation Thomson pour la gamme 4.000 à 91 m.; changeur de fréquence à 6 lampes, plus hétérodyne séparée, limiteur de parasites. Un appareil semblable couvre la gamme 14-120 m.

Pour terminer, l'auteur désire remercier M. Villem, dont il a utilisé largement le cours à l'École supérieure d'Électricité (section de Radioélectricité).

A. BERTON.

RÉCEPTEURS MODERNES POUR ONDES MÉTRIQUES

par M.-G. BARON

L'emploi de plus en plus étendu des ondes inférieures à 10 mètres, tant par les Services Publics que par les Armées, a rendu nécessaire la création d'un matériel de réception à la fois plus sensible et plus sélectif que celui utilisé jusqu'à présent.

Jusqu'à ces dernières années, les seuls récepteurs pratiquement en service pour ces ondes étaient basés sur l'emploi de la super-réaction dont la grande simplicité et l'énorme sensibilité étaient particulièrement appréciables.

Mais, la proximité de plusieurs récepteurs sensibles à super-réaction présentait l'inconvénient des actions mutuelles entre les appareils pouvant aller jusqu'au blocage complet de la réception, un premier stade de perfectionnement des récepteurs à ondes très courtes a été l'adjonction d'un séparateur entre l'antenne et la détectrice à super-réaction; à l'origine, les lampes utilisées sur cet étage séparateur ne donnaient qu'une faible amplification pratique.

Les lampes dites « Gland » spécialement étudiées pour ces ondes ont permis d'obtenir une très grande amplification haute fréquence précédant la détection, et, on a pu réaliser des récepteurs plus sensibles, plus sélectifs et ne rayonnant pratiquement pas.

Enfin récemment, la densité des stations en réseau a nécessité des récepteurs présentant une sélectivité plus grande encore, et, il est actuellement de pratique courante d'utiliser des récepteurs à changement de fréquence sur ondes métriques.

Nous donnons dans cet article quelques détails de réalisation et les caractéristiques que nous avons pu relever sur des récepteurs de ces deux catégories.

D'abord un récepteur à super-réaction précédé d'un amplificateur haute fréquence.

Ensuite un récepteur superhétérodyne également précédé d'un amplificateur haute fréquence et représentant le stade actuel de l'évolution de la technique « Réception » sur ces ondes.

Récepteur à super-réaction précédé d'un étage haute fréquence.

Ce récepteur destiné à assurer un trafic continu entre les postes mobiles et une station fixe est schématiquement réalisé de la façon suivante :

Un circuit d'accord symétrique couplé en basse impédance au collecteur d'onde attaque en opposition de phase les grilles de deux lampes pentaodes « Gland » 954. Un circuit d'élimination est couplé à ce circuit haute fréquence pour favoriser l'étouffement de la fréquence d'un émetteur voisin ou d'une station gênante. Le circuit plaque des lampes HF, également symétrique, est accordé et attaque en opposition de phase les grilles de deux autres pentaodes « Gland » 954 montées en détectrices à réaction par couplage de cathode.

Le réglage du degré de réaction se fait par variation du potentiel des écrans.

Une lampe oscillatrice séparée, du type 76, fournit la tension de découpage à 10.000 périodes en phase sur les cathodes des deux lampes détectrices.

L'amplification basse fréquence comprend deux étages :

Une préamplification avec une lampe 76 couplée aux plaques des détectrices par transformateur; ce tube attaque par résistances et capacité une pentaode type 42. Cette dernière fournit de la puissance basse fréquence aux différents circuits d'utilisation par l'intermédiaire d'un transformateur multiple.

Dans ce récepteur on a groupé toutes les parties « haute fréquence » sur un socle en aluminium fondu rigide qui sert de support aux deux circuits oscillants et au système d'entraînement simultané des deux condensateurs variables; cette disposition assure une stabilité de réglage du récepteur telle que si l'on met hors circuit la lampe découpeuse à 10.000 périodes, le passage en accroché sur l'onde porteuse d'une station pilotée présente tous les caractères du réglage des récepteurs sur ondes longues; on perçoit très faci-

lement la double gamme des fréquences musicales s'étendant de part et d'autre du réglage exact.

Voici le résumé des performances obtenues avec des récepteurs de ce type.

La sensibilité est telle que pour obtenir le niveau de sortie de 50 milliwatts, il faut appliquer à l'entrée une tension haute fréquence de 4 microvolts modulés à 50 %.

La sélectivité permet de suivre sans aucune difficulté des émetteurs non pilotés pour peu que la stabilité de ces derniers soit acceptable. Pour traduire ce chiffre en portée d'exploitation commerciale : le récepteur est susceptible de suivre en téléphonie un émetteur 10-15 watts à bord d'un avion évoluant dans un rayon de 200 kilomètres.

Nous avons parlé, tout au début, de la nécessité d'éviter des inter-réactions des récepteurs; sous ce rapport, celui que nous venons de décrire est particulièrement satisfaisant; en pratique les stations de réception auxquelles sont destinés ces récepteurs comportent trois appareils identiques; tous les trois sont alimentés par la même antenne sans qu'il en résulte la moindre gêne en cours d'exploitation.

Récepteur Superhétérodyne à grande sensibilité.

Un problème s'est posé depuis la mise en service des récepteurs que nous venons de décrire, il s'agissait de réaliser un matériel de réception possédant la sensibilité la plus grande possible, une très bonne stabilité, des caractéristiques de sélectivité déterminées; il s'agit en somme, d'un récepteur de trafic analogue à ceux utilisés couramment sur les ondes plus longues.

Nous avons été amenés à réaliser un récepteur superhétérodyne.

Schématiquement, ce récepteur comporte un étage d'amplification haute fréquence symétrique avec deux pentaodes « Gland » 954, avec circuit grille et circuit plaque accordés.

Ensuite, un étage de première détection avec deux autres 954 symétriques en détection plaque.

L'oscillation séparée de changement de fréquence est assurée par une lampe « Gland » 955 attaquant en phase les cathodes de deux détectrices.

L'amplification à fréquence intermédiaire comporte deux étages identiques équipés de pentaodes à pente variable et un étage détecteur symétrique utilisant les deux diodes d'une lampe double diode-triode.

La partie triode de ce même tube sert de préamplificateur basse fréquence couplé par résistance et capacité à la pentaode de sortie, un tube 6F6 qui, par un transformateur approprié, alimente deux casques téléphoniques.

D'une part, les fréquences très élevées à la réception desquelles les appareils sont destinés et, d'autre part, la grande amplification à fréquence radio recherchée ont exigé des soins particuliers pour la réalisation.

Il est d'usage courant dans la technique des ondes courtes de prendre un certain nombre de précautions.

Il faut dans chaque étage définir un point de potentiel haute fréquence nul, et entre les étages éviter au maximum, toutes espèces de couplages parasites; ceux-ci peuvent être statiques, magnétiques ou ohmiques; ce dernier mode prend une importance toute particulière pour éviter les couplages statiques, de placer les circuits sous écran ou de disposer les bobinages de façon à éviter un couplage magnétique, il est par contre assez difficile d'éviter des circulations à haute fréquence dans les conducteurs dits de « masse ».

Pour obtenir une amplification satisfaisante sur ondes métriques avec une stabilité totale l'expérience a prouvé que les circuits symétriques étaient indispensables; chaque étage d'amplification haute fréquence est réalisé de façon à présenter au maximum la symétrie de tous les éléments.

Deux lampes amplificatrices en opposition de phase sont couplées à des circuits équilibrés.

La disposition des organes entre eux admet un plan de symétrie que l'on considère comme plan à potentiel haute fréquence nul et qui est matérialisé par le retour à la masse de tous les circuits à haute fréquence.

Chaque étage est monté d'une façon absolument rigide sur un socle en métal fondu et devient ainsi indépendant des déformations mécaniques de l'ensemble du récepteur; ce socle supporte en son centre un condensateur variable double dont le retour est à la

masse; l'inductance est montée directement au-dessus de ce condensateur variable, les axes de ces deux organes étant parallèles entre eux.

De part et d'autre du plan de symétrie du condensateur et de la self sont disposés sur une plaque métallique, les deux supports de lampe (pentaodes); les plaques de ces lampes sont connectées directement aux extrémités du circuit oscillant; leurs grilles, traversant l'écran métallique qui les supporte, viennent se connecter dans un second bloc analogue constituant l'étage haute fréquence précédent. Un capot métallique recouvre chacun de ces blocs, complétant ainsi la protection électrostatique des plaques formant support des lampes.

Dans cette réalisation on évite les courants de circulation entre les étages, le point de potentiel haute fréquence nul, étant reporté individuellement sur chaque socle; la seule liaison haute fréquence existant entre le circuit d'entrée et le circuit de sortie est constituée par la lampe elle-même.

Nous avons pu mesurer sur des étages réalisés de cette façon que des gains du même ordre de grandeur que ceux obtenus sur des ondes plus longues avec la disposition classique.

Par ailleurs, des mesures qui ont été effectuées sur une série de récepteurs construits sur ces données on a pu déduire les caractéristiques moyennes suivantes : pour des récepteurs dont les circuits d'antenne, de haute fréquence et d'oscillateur sont commandés individuellement et couvrant la gamme de 4 m. 50 à 9 m., la sensibilité dans toute la gamme était telle que pour le niveau de sortie de 50 milliwatts il fallait induire dans l'antenne une tension inférieure ou, au plus, égale à 1 microvolt. Il a été couramment possible de mesurer des sensibilités meilleures que 1/10 de microvolt.

Sur des récepteurs de schémas analogues mais réalisés en commande unique sur la gamme 4 m.. 8 m., la sensibilité a été trouvée partout meilleure que 1 microvolt.

La sélectivité correspond, pour l'un et l'autre type de récepteur, à une bande passante de + 25 kc/s pour affaiblissement de 10 DB. Cette bande passante a été volontairement prise large pour permettre une réception facile d'émetteurs de téléphonie non pilotés suffisamment stables.

Il est à remarquer que les chiffres de sensibilité sont donnés

— RÉCEPTEURS MODERNES POUR ONDES MÉTRIQUES = 503 =

pour un niveau de sortie de 50 milliwatts, le seuil de sensibilité des récepteurs est naturellement bien meilleur et très difficilement mesurable dans l'état actuel de la technique des générateurs étalonnés sur ces fréquences.

NORMALISATION DES ESSAIS DE RÉCEPTEURS

*La Section n° 1 (Études générales) de la Société des Radioélectri-
ciens publie ci-dessous la suite de son travail sur l'essai des Récep-
teurs. On trouvera les chapitres I et II dans l'Onde Électrique,
mars 1938, pages 145-150.*

CHAPITRE III ESSAIS DE SÉLECTIVITÉ

Définition. — Nous convenons de définir la sélectivité comme l'aptitude d'un récepteur à séparer un signal « normal » désiré, d'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 de deux méthodes de mesures : l'une dite « à un seul signal », l'autre dite « à deux signaux », décrites 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, en notant chaque fois la nouvelle tension nécessaire pour

retrouver 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_o mesure la sélectivité du récepteur. On peut l'exprimer en décibels par le nombre $20 \log E_k/E_o$.

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 simulant 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 suivantes¹.

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

2^o 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 B. F. de façon que la puissance dans l'impédance de sortie « normale » soit de 500 milliwatts².

1. Ces opérations de double pesée permettent d'utiliser dans tous les cas le même modulateur et d'éliminer les perturbations qui pourraient provenir de défauts ou d'incertitudes d'étalonnage des modulations des générateurs A et B.

2. Le niveau de sortie de 500 mw et l'affaiblissement relatif de 26 db sont recommandables pour rester dans les limites admissibles de niveau de sortie et de brouillage sans rencontrer de gêne excessive du fait du bruit de fond du récepteur. Le choix de 26 db (3 népers) a d'ailleurs été adopté (chap. 1) pour la définition de la « sensibilité utilisable » en accord avec l'arrêté du 30 mars 1934. Il correspond à la définition du brouillage maximum intolérable. Il est rappelé, à titre de comparaison, que les normalisations américaine (I. R. E.) et anglaise (R. M. A.) admettent respectivement des affaiblissements de 30 et 40 d.

3^o 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 réperant sur la fréquence de battement, la modulation du générateur B étant arrêtée.

4^o 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 décibels² à celle produite par le générateur B au paragraphe 2^o.

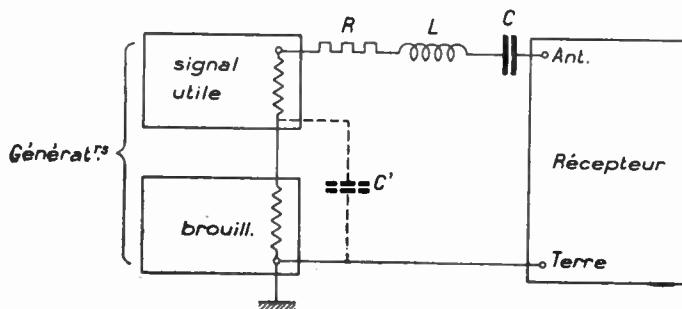


Fig. 1.

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. 1).

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 générateur est placé à la partie supérieure du schéma de façon que la capacité parasite C' qui shunte 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.

A 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' .

c) 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

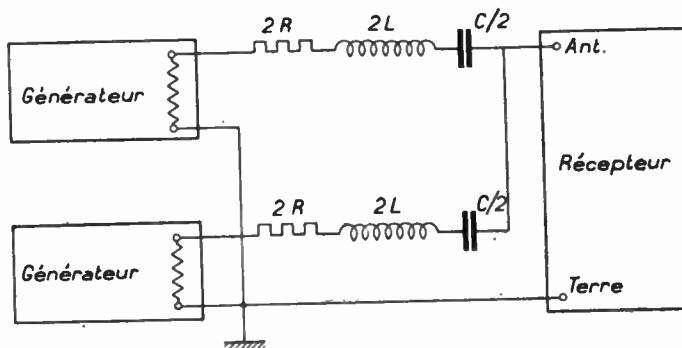


Fig. 2.

d'impédance double de celle de l'antenne fictive normale; les deux antennes sont connectées en parallèle à l'entrée du récepteur¹ (fig. 2).

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

a) Les tensions de sortie de chacun des générateurs doivent avoir

1. Si on ne possède pas d'antennes fictives spéciales, on peut réaliser le montage en parallèle en utilisant quatre antennes montées en série-parallèle.

des valeurs doubles de celles qui seraient utilisées dans le montage à un seul générateur ou dans le montage précédent.

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 kc/s, 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 décibels à partir du niveau de référence correspondant au 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 définies au paragraphe B-4^o et évaluées en microvolts.

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

Remarques. — 1^o 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^o Certains auteurs utilisent pour la méthode à deux signaux une échelle linéaire des ordonnées, graduées en décibels au-dessous de 1 volt. Dans ce cas, la tension normale E_o est également évaluée en décibels au-dessous de 1 volt.

3^o 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.

EMPLOI DE LA CONTRE-RÉACTION DANS LES RÉCEPTEURS DE RADIOPHONIE

par Robert ASCHENBRENNER

Sommaire. — Rappel des principes de la contre-réaction; son application dans les récepteurs; schémas, mesures et mise au point pratique.

Principe de la réaction inverse. — La figure 1 nous montre : E_s est la tension qu'il s'agit d'amplifier.

E_i est la tension réelle appliquée à l'entrée de la première lampe de l'amplificateur.

E_t est la tension de renvoi. Elle est injectée en opposition avec E_s .

E_u est la tension recueillie aux bornes de la bobine mobile.

α = gain de l'amplificateur.

β = fraction de tension totale renvoyée.

La tension E_i appliquée à l'entrée de la première lampe est :

$$E_i = E_s - E_t$$

$$\text{et } E_u = \alpha \times E_i$$

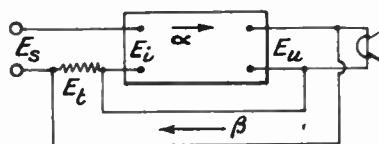


Fig. 1.

Influence sur la distorsion :

$$E_t = \beta \times E_u = \beta \times \alpha \times E_i$$

on peut donc écrire :

$$E_i = E_s - \alpha \beta E_i$$

$$\text{d'où } E_s = E_i + \alpha \beta E_i$$

d'où encore

$$Ei = \frac{1}{1 + \beta x}$$

et

$$Eu = \frac{x}{1 + \beta x} Es$$

la valeur absolue $1 + \beta x$ définit la variation du taux d'amplification; lorsque cette valeur est grande vis-à-vis de l'unité, le terme $1 + \beta x$ est voisin de βx et on peut écrire pour simplifier

$$Eu = \frac{Es}{\beta}$$

la grandeur α n'apparaît plus. En l'absence de contre-réaction α n'a pas toujours la « qualité » désirable, il est soumis à l'influence des caractéristiques des lampes.

Avec un système à couplage inverse important, l'amplification ne dépend plus que de β .

Le circuit de contre-réaction, lui, ne comporte pas de lampes, il peut n'être constitué que par des éléments linéaires. Comme α disparaît, il ne reste plus de risques de trouver dans Eu des harmoniques indésirables.

Appelons Q la distorsion sans couplage inverse (due au 2^e harmonique) et P la même distorsion, mais avec couplage inverse.

La distorsion βP est injectée de l'amplificateur. Après amplification et en opposition avec Q on peut écrire :

$$P = Q - \beta \beta P$$

ou $Q = \beta \beta P + P = P (1 + \beta \beta)$

et $P = \frac{Q}{1 + \beta \beta}$

Conclusion. — La contre-réaction donnera des résultats d'autant meilleurs qu'elle sera appliquée à un amplificateur équipé avec des tubes de plus forte pente. Prenons un exemple pratique :

Soit un amplificateur composé d'une lampe préamplificatrice de pente 1,2 ma V et d'une lampe finale de pente 4,4. Les éléments qui le composent sont tels que le gain total sans couplage inverse est de 100. Le coefficient de renvoi est égal à $\frac{1}{10}$.

La diminution de distorsion sera :

$$1 + \beta k = 1 + \frac{1}{10} \times 100 = 11.$$

Faisons le même calcul pour un amplificateur équipé de lampes ayant respectivement pour pente 2 et 9,5. Le gain total sans réaction inverse est de 300.

La diminution de distorsion sera :

$$1 + \alpha k = 1 + \frac{1}{10} \times 300 = 31.$$

On voit par ces calculs qu'avec des tubes à forte pente, la diminution de distorsion est presque trois fois plus grande.

D'autre part, si l'on utilise des lampes à pente peu élevée, il faut si l'on veut obtenir un renforcement suffisant dans l'amplification des fréquences extrêmes, annuler presque entièrement la contre-réaction pour ces fréquences, d'où suppression de l'effet qui réduit la distorsion.

Tandis que s'il est fait usage de lampes à forte pente on peut tout en conservant la même puissance que ci-dessus conserver encore un taux de contre-réaction assez élevé, d'où distorsion moindre. Ceci s'entend évidemment lorsque le montage comporte des selfs dont il sera parlé plus loin.

Sachons utiliser la contre-réaction.

Les lecteurs d'une Revue Radioélectrique française ont pu lire dernièrement un intéressant mais trop court article, sur la contre-réaction. En effet comme on peut le lire dans ce texte, elle est bien la meilleure et la pire des choses. Nous allons essayer de fournir quelques renseignements pratiques pour que, bien utilisée, elle demeure simplement la meilleure des choses.

La correction basse fréquence par le couplage inverse. —
Nous avons vu précédemment ce qu'est le couplage inverse et jusqu'à présent nous l'avons utilisé pour réduire la distorsion dans un amplificateur basse fréquence.

Il est facile de tirer du couplage inverse un autre profit : augmenter le volume sonore fourni par un récepteur sur les fréquences basses et les fréquences élevées. Ou, ce qui revient au même et qui se produit en réalité, réduire l'amplification dans le médium.

On sait combien, par suite des exigences de la majorité des auditeurs, la plupart des récepteurs du commerce fournissent une

reproduction musicale qualifiée « plate ». Il est possible de corriger en basse fréquence ce défaut dû à une sélectivité trop poussée.

Pour cela on « relâche » un peu la contre-réaction vers le haut du registre musical par l'introduction dans le circuit de renvoi d'une self-inductance à air jouant le rôle de bobine de choc.

D'autre part, l'auditeur ayant quelque peu d'oreille apprécie mal une reproduction qui donne une exécution musicale non soutenue par l'accompagnement de la contre-basse ou autres instruments qu'il est indispensable d'entendre pour que l'audition radiophonique se rapproche de la réalité.

Le faible diamètre des haut-parleurs utilisés et l'exiguïté des ébénisteries font que la majorité des notes basses est escamotée dans la majorité des récepteurs actuels.

Comme on l'a fait pour les fréquences élevées, il est possible de réduire le renvoi sur les fréquences basses : soit par l'adjonction d'une self-inductance à fer en parallèle sur la résistance d'injection du système de renvoi, soit par un condensateur monté en série dans le système de renvoi.

Remarque. — Les caractéristiques de cette self-inductance à fer ont une grande importance tant au point de vue valeur de self qu'au point de vue qualité des tôles employées. Cette bobine doit être traitée avec soin comme un transformateur basse fréquence

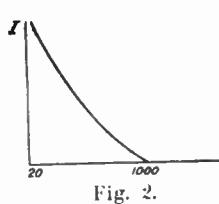


Fig. 2.

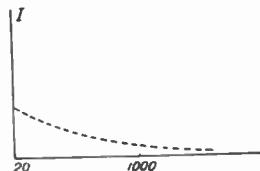


Fig. 3.

On entend dire parfois : « avec la contre-réaction les basses ne sont pas naturelles ». Il faut s'en prendre non au principe même mais à la qualité du circuit magnétique de la self-inductance utilisée figure 2 et figure 3.

L'effet de correction sur les fréquences basses peut être dosé par l'adjonction en série avec l'inductance d'une résistance variable d'une vingtaine d'ohms.

Le haut-parleur choisi aura sa fréquence de résonance située aussi bas que possible dans la gamme des fréquences et une suspension très solide permettant de grands déplacements de la membrane, sans frottements ni décalage de phase.

Il est bon d'utiliser en premier étage basse fréquence, une lampe à pente variable afin d'éviter les ronflements lorsque le récepteur est syntonisé sur une forte porteuse.

La self-inductance à fer doit être placée en dehors du champ du transformateur d'alimentation. L'emplacement idéal pour sa fixation est à proximité du haut-parleur dans la partie supérieure de l'ébénisterie.

Tous les essais qui vont suivre seront faits, le haut-parleur étant fixé dans l'ébénisterie définitive du poste, le tissu-cache sera en place.

Noter que si un hurlement se produit lors de la mise en marche, c'est qu'il y a réaction et non contre-réaction. Il faut inverser les deux fils du circuit de renvoi.

Réduire au minimum les capacités de fuite sur les électrodes. Supprimer le contrôle de tonalité habituel entre plaque et masse et le remplacer par un contrôle de tonalité sur la première grille BF.

Le montage sera réalisé avec des capacités de liaison relativement faibles pour réduire le déphasage.

Montage à effectuer. — La mesure nécessite le matériel suivant :

1 générateur HF pouvant recevoir une modulation extérieure;

1 générateur BF 0 à 10.000 pér. p. sec. muni d'un dispositif de vérification de l'amplitude de la tension fournie;

1 oscilloscophe et son amplificateur linéaire.

Le générateur HF sera modulé par le générateur BF à un taux fixe quelle que soit la fréquence de modulation choisie.

L'oscilloscophe ou un voltmètre à lampe très sensible est indispensable.

Il ne suffit pas pour effectuer ces mesures de placer aux bornes du haut-parleur un voltmètre car alors on ne saurait pas ce qui se passe dans le circuit de la bobine mobile du haut-parleur, circuit qui seul doit entrer en ligne de compte si l'on veut exprimer le rendement « électrique » d'un haut-parleur.

Il faut pour faire une mesure correcte introduire dans le circuit de la bobine mobile une résistance de un demi-ohm (valeur faible afin de ne pas perturber le circuit). La tension relevée aux bornes de cette résistance sera fonction du courant qui circule dans la bobine mobile, donc la puissance modulée.

Le montage à réaliser est représenté figure 4.

Pour débuter et pour prendre contact avec les divers phénomènes, nous conseillons de faire quelques essais en basse fréquence

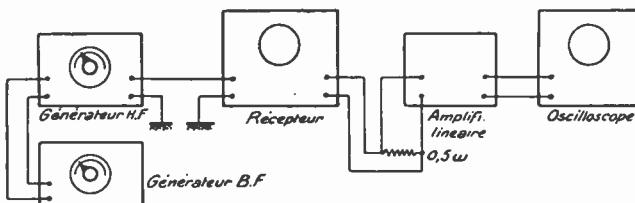


Fig. 4.

seulement. Alors le générateur BF sera relié à la prise Pick Up du récepteur.

Il est évident que ces essais constituent seulement un exercice. Les résultats définitifs ne seront obtenus qu'après essais en attaquant la partie HF.

Faire tout d'abord un essai sans selfs de correction avec une résistance d'injection de 20 ohms et une résistance de 500 ohms en série avec le circuit de renvoi.

Tracer une courbe sans couplage inverse puis, prenant pour origine des amplitudes l'elongation trouvée pour cette courbe à 1.000 périodes par seconde, faire le même relevé avec couplage inverse. On remarque un accroissement d'amplitude sur les fréquences basses; ceci s'explique par le fait que, à cause de la contre-réaction, la résistance apparente de la lampe finale se trouve diminuée et le rendement sur les fréquences basses est accru par suite du rapport qui devient élevé entre la charge et la résistance interne.

Supprimer la résistance de 500 ohms et mettre à sa place la self-inductance à air, un siflement strident se fait entendre.

Le déphasage sur fréquences élevées dû à la bobine est très grand et l'ensemble entre en oscillation. Si l'on shunte cette bobine par une résistance de 1.000 ohms, l'accrochage disparaît.

Partant de l'amplitude prise ci-dessus comme origine, faire un relevé entre 1.000 et 10.000 périodes par seconde, on remarque vers 7.000 ou 8.000 périodes par seconde un accroissement d'amplitude.

Si l'on remplace la résistance de 1.000 ohms par une capacité de 1.000 puis 50.000 puis 100.000 $\mu\mu f$ on remarque que les amplitudes aux fréquences élevées vont en diminuant et le maximum d'amplitude se produit pour des fréquences de plus en plus basses : figure 5, courbes *a*, *b*, *c*, la courbe *d* correspond à l'accrochage signalé ci-dessus.

Les résultats relevés seront notés; il faut maintenant passer à la mise au point du récepteur corrigé.

Le générateur HF est modulé, les inductances sont en place, une capacité de 1.000 $\mu\mu f$ shunte l'inductance à air.

Faire un relevé point par point de la courbe de réponse totale du récepteur inductances débranchées. On obtient une courbe assez pointue : 7 kc à 20 db, 14 kc à 40 db.

Connecter les inductances et partant toujours de l'amplitude d'origine faire un nouveau tracé. La même courbe est obtenue et pourtant la correction pour les fréquences élevées est bien branchée.

Seulement le maximum d'amplitude se produit pour 5.500 périodes par seconde et les bobinages « coupent » trop pour cette fréquence; il faut, non pas 1.000 $\mu\mu f$ mais 50.000 et peut-être 100.000. Un relevé sera fait pour diverses valeurs jusqu'à obtention d'une courbe assurant une bonne reproduction des fréquences élevées.

Si l'on fait un essai sur une émission alors que 1.000 $\mu\mu f$ seulement shuntent l'inductance, on remarque pour une certaine puissance une déformation du type « froissement de papier » sur des fréquences comprises entre 1.000 et 2.000 périodes par seconde. Les harmoniques de rang élevé sont amplifiés de façon exagérée d'où ce défaut.

En général avec des bobinages classiques le maximum d'amplitude pour les fréquences élevées sera à situer par le jeu de la capacité en parallèle aux environs de 3.500 périodes par seconde.

Il faut maintenant procéder aux essais sur les fréquences du bas du registre sonore.

Différentes selfs-inductances à fer seront essayées.

On se rendra compte de l'effet produit par le tissu-cache sur la résonance propre du haut-parleur.

Partir toujours de l'amplitude d'origine de 1.000 périodes par seconde où la correction haute ou basse est sans effet.

Si un ronflement à fréquence basse se produit, changer la valeur de l'inductance. Il faut que le maximum d'amplitude donné par la

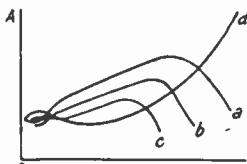


Fig. 5.

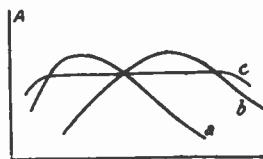


Fig. 6.

diminution du renvoi ne tombe pas sur la fréquence correspondant à la fréquence de résonance du haut-parleur et pas davantage sur 50 ou 100 périodes par seconde à cause de l'alimentation (induction ou filtrage).

La mise au point de l'ensemble est assez délicate, mais elle doit être poussée à fond car les résultats que l'on est en droit d'attendre de l'application de la contre-réaction en valent la peine.

Si l'on ne dispose pas d'un haut-parleur de qualité, il n'est pas possible de faire la correction des fréquences extrêmes.

La meilleure lampe finale. — Si nous traçons la courbe amplitude de sortie en fonction de la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur pour une lampe finale triode, nous trouvons la courbe *a* de la figure 6. Le même relevé pour une penthode donne la courbe *b*.

Dans un cas amplification importante dans la partie inférieure du registre, dans l'autre cas amplification importante dans la partie supérieure du registre.

Si l'on effectue maintenant le même relevé pour un amplificateur équipé de lampes à forte pente, la lampe finale étant une penthode, et que l'ensemble soit corrigé, nous trouvons la courbe *c*.

Il va sans dire que dans les trois cas, l'étage préamplificateur présente les mêmes caractéristiques de transmission.

En conclusion ces courbes nous font voir tout l'intérêt de la contre-réaction qui permet d'obtenir avec une penthode un com-

promis entre triode et penthode en ce qui concerne l'amplification en fonction de la fréquence.

Exemple de réalisation s'adaptant aux conditions actuelles.

Dans la réalisation qui suit on a utilisé le principe de la contre-réaction totale. L'emploi de celle-ci garantit une meilleure reproduction des notes graves du fait que la résistance interne du tube final semble être affaiblie. Pour la même raison l'amplification des fréquences élevées se trouve diminuée. Il y a donc avantage à rendre variable le degré du couplage inverse afin d'augmenter l'amplification des notes aiguës. Il y a également intérêt à augmenter l'amplification des notes graves. L'impédance électrique du haut-parleur d'une part, la diminution d'acoustique due à l'ébène

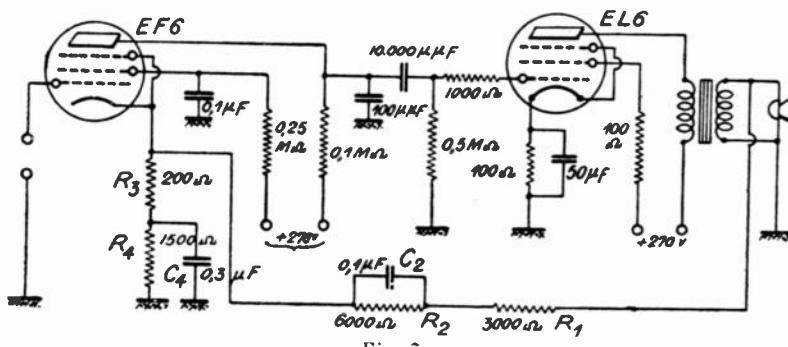


Fig. 7.

nisterie de petites dimensions d'autre part, exigent également une correction des notes graves. Dans la réalisation ci-contre nous avons fait usage d'un circuit de correction n'utilisant ni self à air ni self à fer, mais seulement des condensateurs connectés aux bornes des résistances du circuit. Le résultat est très satisfaisant comme le montre la courbe de réponse. La réalisation est très simple et ne demande pas les mêmes précautions que celle pour laquelle on utilise des selfs. Le résultat concernant la correction est par contre moins bon. La correction par self permet de fixer d'avance les fréquences de résonance et de réduire au minimum le couplage inverse sur ces mêmes fréquences. Il en résulte une correction maximum dépassant facilement 20 décibels.

L'utilisation des condensateurs comme correcteurs est facile et n'exige pas un appareillage de mise au point compliqué et coûteux.

Revenons au schéma de la figure 7. La tension aux bornes du haut-parleur se trouve divisée par les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 . La tension aux bornes de R_3 et R_4 se trouve appliquée au circuit de cathode de la préamplificatrice. Les valeurs de ces deux résistances ont été choisies de telle sorte que la tension continue que l'on mesure aux bornes soit égale à la tension de polarisation de la lampe. Les condensateurs de correction C_2 et C_4 se trouvent connectés aux bornes des résistances R_2 et R_4 . Avec les valeurs indiquées dans le schéma, C_2 constitue un court-circuit sur 800 cycles.

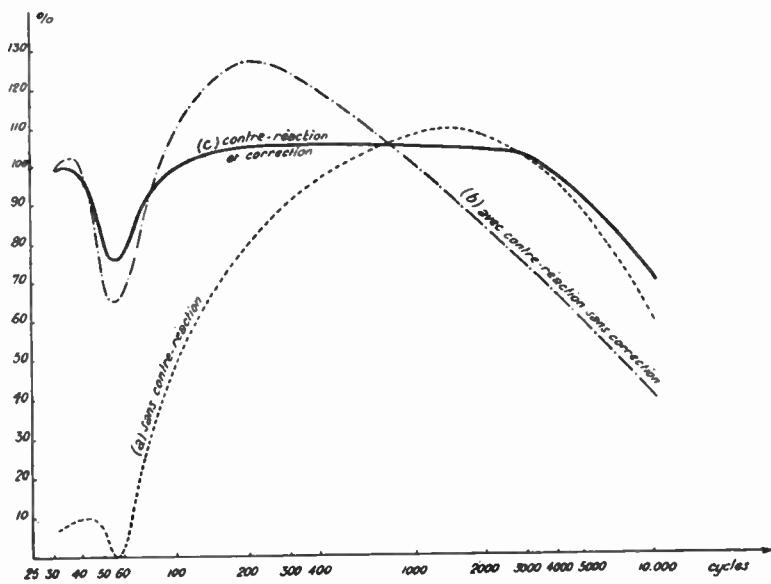


Fig. 8.

Le couplage inverse ($1 + 2k$) atteint 30. Pour les fréquences plus élevées 3.000 cycles, le condensateur C_4 constitue un court-circuit pour R_4 . Il en résulte une diminution du couplage inverse égale à 35 % par rapport à sa valeur à 800 cycles. L'amplification augmente en conséquence. Dans le cas des notes graves C_2 ne court-circuite plus R_2 ; l'impédance due à R_2 et C_2 qui est :

$$Z = \frac{R}{\sqrt{R_2 C_2 \omega^2 + 1}}$$

augmente et le couplage inverse diminue à nouveau. Il en résulte une meilleure amplification des notes graves. L'augmentation atteint près de 100 % sur 45 cycles, si l'on fait une comparaison avec la courbe de réponse du même amplificateur, mais sans couplage inverse.

En résumé :

1^o La diminution de distorsion atteint sa valeur maximum sur 800 cycles. Cette valeur atteint le chiffre de 30 pour le deuxième harmonique.

2^o La correction de la courbe de réponse est de 30 % sur 4,000 cycles.

3^o La correction de la résonance du haut-parleur est de 100 %.

4^o La distorsion ne varie pratiquement pas sur toute la courbe de réponse, le couplage inverse restant encore très élevé même sur les deux extrémités du registre.

La figure 8 montre plusieurs courbes de réponse. Comme amplitude de comparaison on a choisi celle qui correspond à 800 cycles.

La courbe *a* est celle que l'on observe sans couplage inverse. La reproduction des notes graves est relativement faible à cause de la grande résistance apparente du tube. Avec l'emploi du couplage inverse celle-ci diminue et l'amplification des notes graves devient normale. La courbe *b* nous le montre.

L'amplification des fréquences élevées est par contre devenue moins bonne depuis que l'on a monté le circuit de contre-réaction. Celui-ci se compose des 4 résistances : R_1 , R_2 , R_3 et R_4 . La courbe *b* a été tracée sans les condensateurs C_2 et C_4 .

En connectant C_2 en parallèle avec R_2 le couplage inverse diminue aux fréquences basses, l'amplification augmente. On obtient le même résultat aux fréquences élevées en connectant C_4 aux bornes de R_4 . C'est ainsi que l'on a pu obtenir la correction de fréquence aux deux extrémités de la courbe de réponse.

La courbe *c* montre l'effet de correction dû aux condensateurs C_2 et C_4 . En dehors de la fréquence de résonance du haut-parleur, la reproduction a sensiblement la même valeur entre 80 et 5,000 cycles. En variant les valeurs de C_2 et C_4 , il sera possible de changer l'amplitude des basses et des aigus. Le haut-parleur qui a servi pendant l'établissement des courbes de réponse, était le type 9.603 F (Philips).

R. ASCHENBRENNER.

ÉTUDE SUR LA NORMALISATION DES BOBINAGES, CONDENSATEURS VARIABLES ET CADRANS

par J. ROTHSTEIN

Ingénieur des Arts et Manufactures.

SOMMAIRE

L'auteur examine théoriquement d'abord, expérimentalement ensuite, les conditions de normalisation du circuit d'antenne des récepteurs. Il indique les performances, réalisées par les nouvelles normes S.P.T.R. 1939.

AVANT-PROPOS

Le problème de la normalisation des bobinages, condensateurs variables et cadrants, comporte un grand nombre de solutions. Compte tenu, d'une part, du matériel existant, dont le remplacement à brève échéance eût été par trop onéreux, d'autre part, du laps de temps relativement court dont on disposait pour l'établissement du projet, le S. P. T. R. a pris la décision de fournir certaines données du problème.

Par ailleurs, M. Chauviere s'est chargé de compléter cette étude en exposant ce que pourrait être la normalisation 1940. Il est aisément, par simple comparaison, d'en tirer des indications suffisantes pour distinguer entre les éléments qu'il serait souhaitable de modifier, et ceux que l'on devrait conserver avec leurs valeurs actuelles.

Nous nous bornerons donc ici à citer les données, sans procéder à aucune distinction :

remplacement du terme, « longueur d'onde » par la « fréquence » correspondante indiquée en kc/s;

la « moyenne fréquence » sera de 472 kc/s;

les condensateurs variables devront présenter une capacité

résiduelle de $15\mu\mu$ *F au maximum*, et une « capacité variable utile¹ » de $445\mu\mu$ *F au minimum*;

les transformateurs d'antenne, seront du type « bourne à haute inductance »²;

les gammes couvertes seront :

PO 530 à 1.530 kc/s

GO 150 à 300 kc/s

1 gamme OC 5,8 à 17 Mc/s

2 gammes OC } 3,5 à 10 Mc/s
} 9 à 24 Mc/s.

Pour la clarté de l'exposé, nous l'avons divisé en deux parties :

1^{re} partie. — *Étude préliminaire* de quelques éléments du problème.

2^e partie. — *Compte rendu des travaux* pour l'établissement du projet de normalisation.

PREMIÈRE PARTIE ÉTUDE PRÉLIMINAIRE

Antenne.

Il existe un très grand nombre de types d'antenne. Leurs constantes électriques sont aussi variées que leurs schémas. Les selfs, capacités et résistances sont réparties le long du ou des conducteurs de l'antenne. Lorsque l'on veut étudier, en laboratoire, les effets d'une antenne, on est obligé de réaliser l'*antenne fictive*, correspondante.

Une antenne fictive est constituée par des éléments présentant presque uniquement une self ou une capacité ou une résistance, ces constantes n'étant plus réparties, mais concentrées.

Le schéma le plus simple d'une antenne fictive, est celui de la figure 1.

1. On entend par « capacité variable utile » la différence entre la capacité totale et la résiduelle du condensateur variable.

2. Bourne dont la fréquence de résonance du primaire avec l'antenne, est inférieure à la fréquence la plus basse de la gamme couverte.

La « Commission d'Études de la Société des Radioélectriciens » propose deux *antennes fictives normales*.

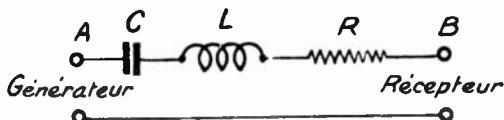


Fig. 1.

1^o *Antenne fictive extérieure*, sensiblement équivalente à un fil horizontal de 15 m. de longueur, placé à 7,5 m. au-dessus du sol, et réuni au récepteur par un conducteur de 10 m.; voici les valeurs des éléments de la figure 1.

FRÉQUENCES	C ₁ μ F	L μ H	R OHMS
150-1.500 Kc/s	200	20	25
1,5-20 Mc/s	résistance pure		400

Dans toute la gamme de 150 Kc/s à 20 Mc/s, on pourra utiliser, avec des résultats très voisins de ceux donnés par les deux antennes fictives ci-dessus, l'antenne fictive *unique* représentée figure 2.

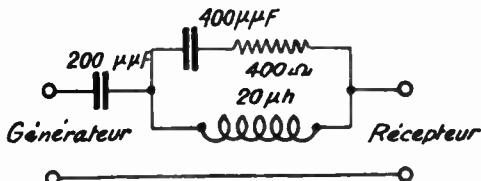


Fig. 2.

2^o *Antenne fictive intérieure*, sensiblement équivalente à un fil isolé de 5 m. longeant un mur; voici les valeurs des éléments de la figure 1.

FRÉQUENCES	C ₁ μ F	R OHMS
150-1.500 Kc/s	50	25
1,5-20 Kc/s	résistance pure	200

Cette antenne fictive ne contient pas de self.

Lorsque l'étude des effets d'antenne sur le transformateur d'antenne est faite par le calcul, il est commode de faire intervenir uniquement la capacité d'antenne, en négligeant son inductance et sa résistance ohmique.

Examinons l'impédance entre A et B (fig. 1) :

$$Z_{AB} = \frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R = \frac{1 - LC\omega^2}{j\omega C} + R = \frac{1}{j\omega} \frac{C}{1 - LC\omega^2} + R$$

ω est la pulsation du signal reçu.

La réactance est celle d'une capacité ayant pour valeur :

$$C_a = \frac{C}{1 - LC\omega^2}$$

Voici les valeurs du terme $LC\omega^2$, pour l'antenne fictive intérieure, et l'erreur en % faite sur l'estimation de C_a en négligeant ce terme :

F Kc/s	150	300	600	1.000	1.300	1.500
$LC\omega^2$	$0,35 \times 10^{-3}$	$1,4 \times 10^{-3}$	$5,7 \times 10^{-3}$	$15,7 \times 10^{-3}$	$26,6 \times 10^{-3}$	$35,5 \times 10^{-3}$
C %	0,35	1,4	6	18,5	36	55

Malgré l'erreur assez importante aux fréquences élevées de la gamme PO, cette simplification est justifiée par le fait que les formules simples que l'on obtient renseignent d'une façon satisfaisante autant sur l'allure des phénomènes que sur leur ordre de grandeur.

Quant à la résistance « R », l'erreur introduite en la négligeant dans l'expression de l'impédance, ne dépasse guère 0,3 %.

Transformateur d'antenne.

Trois qualités essentielles retiennent notre attention :

- a) l'amplification du signal reçu par l'antenne;
- b) la présélection, c'est-à-dire l'atténuation des signaux dont la fréquence est nettement différente de la fréquence du signal écouté;

c) l'inertie de l'accord du transformateur, lorsque les constantes électriques de l'antenne varient.

Ces trois grandeurs étant de nature différente, il est impossible de les comparer. Dans chaque cas particulier une importance plus ou moins grande est accordée à chacune de ces qualités. Il est alors possible de les ranger par ordre de préférence, et d'agir en conséquence pour l'établissement du transformateur.

Nous examinerons uniquement le transformateur d'antenne du type « bourne ».

La figure 3 représente le schéma du « bourne », avec les notations suivantes :

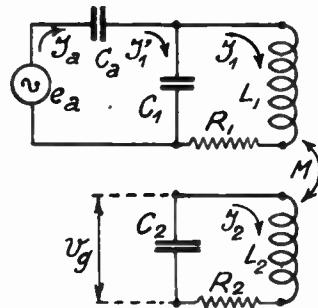


Fig. 3.

C_a : Capacité de l'antenne.

C_1 , L_1 , R_1 : Capacité, self et résistance du primaire.

C_2 , L_2 , R_2 : Capacité, self et résistance du secondaire.

M : Coefficient d'induction mutuelle.

$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$: Coefficient de couplage.

e_a : Force e. m. dans l'antenne.

v_g : Tension aux bornes du secondaire.

J_a , J_1 , J'_1 , J_2 : amplitudes complexes des courants.

Les lois d'Ohm et de Kirchhoff permettent d'écrire :

$$J_a \left[\frac{1}{j\omega C_a} + \frac{\frac{1}{j\omega C_1} \cdot (R_1 + j\omega L_1)}{\frac{1}{j\omega C_1} + R_1 + j\omega L_1} \right] = e_a \quad (1)$$

$$\mathcal{J}_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = \bar{V}_g \quad (2)$$

$$\mathcal{J}_1 \cdot (R_1 + j\omega L_1) - \mathcal{J}'_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = 0 \quad (3)$$

$$\mathcal{J}_2 \cdot \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) + \mathcal{J}_1 \cdot j\omega M = 0 \quad (4)$$

$$\mathcal{J}_a = \mathcal{J}_1 + \mathcal{J}'_1 \quad (5)$$

On a négligé, dans la relation (3), la f. e. m. de réaction du secondaire : $j\omega M$. \mathcal{J}_2 . Ceci est parfaitement légitime avec les couplages habituellement utilisés (K inférieur à 0,3).

Appelons « A » l'amplification du transformateur. Par définition :

$$A = \frac{|\bar{V}_g|}{|e_a|}$$

Il suffit d'éliminer les quatre courants : \mathcal{J}_a , \mathcal{J}_1 , \mathcal{J}'_1 , \mathcal{J}_2 des 5 relations précédentes pour obtenir l'amplification en fonction des éléments du transformateur.

On élimine \mathcal{J}_2 entre (2) et (4) :

$$\bar{V}_g \cdot j\omega C_2 \cdot \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) + \mathcal{J}_1 \cdot j\omega M = 0$$

et

\mathcal{J}'_1 entre (3) et (5) :

$$\mathcal{J}_1 \cdot (R_1 + j\omega L_1) - (\mathcal{J}_a - \mathcal{J}_1) \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = 0.$$

De cette relation, on tire \mathcal{J}_a que l'on porte dans (1). On obtient une relation qui ne contient plus que le courant \mathcal{J}_1 que l'on porte dans l'avant-dernière équation. On a ainsi successivement :

$$\mathcal{J}_a = \mathcal{J}_1 (1 - L_1 C_1 \omega^2 + j\omega R_1 C_1)$$

$$\mathcal{J}_1 \cdot (1 - L_1 C_1 \omega^2 + j\omega C_1 R_1) \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_a} + \frac{R_1 + j\omega L_1}{1 - L_1 C_1 \omega^2 + j\omega C_1 R_1} \right) = \bar{e}_a$$

$$\bar{V}_g \cdot j\omega C_2 \cdot \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) +$$

$$+ \frac{\bar{e}_a \cdot j\omega M}{(1 - L_1 C_1 \omega^2 + j\omega C_1 R_1) \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_a} + \frac{R_1 + j\omega L_1}{1 - L_1 C_1 \omega^2 + j\omega C_1 R_1} \right)} = 0$$

et finalement :

$$\frac{\bar{V}_g}{e_a} = - \frac{j\omega M}{j\omega C_2 \cdot \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \cdot (1 - L_1 C_1 \omega^2 + j\omega C_1 R_1) \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_a} + \frac{R_1 + j\omega L_1}{1 - L_1 C_1 \omega^2 + j\omega C_1 R_1} \right)}$$

Au dénominateur, le produit de $j\omega C_2$ et de la première parenthèse donne : $j\omega C_2 R_2 = L_2 C_2 \omega^2 + 1$; le produit de la 2^e et de la 3^e parenthèse donne :

$$\frac{1 - L_1 C_1 \omega^2 + j\omega C_1 R_1 + j\omega C_a R_1 - L_1 C_a \omega^2}{j\omega C_a} =$$

$$= \frac{j\omega (C_1 + C_a) R_1 - L_1 (C_1 + C_a) \omega^2 + 1}{j\omega C_a}.$$

Il vient donc :

$$A = \frac{MC_a \omega^2}{(j\omega C_2 R_2 - L_2 C_2 \omega^2 + 1) \cdot (j\omega (C_1 + C_a) R_1 - L_1 (C_1 + C_a) \omega^2 + 1)} \quad (6)$$

Pour une pulsation « ω » quelconque, la formule est difficilement maniable.

Lorsque « ω » prend la valeur qui correspond à la résonance du transformateur, quelques simplifications permettent de mettre A sous une forme plus claire.

Posons :

$$L_2 C_2 = \frac{1}{\tau_2^2} \quad L_1 (C_1 + C_a) = \frac{1}{\tau_1^2}$$

τ_1 et τ_2 sont les pulsations de résonance du primaire et du secondaire non couplés.

On a donc :

$$A = \frac{MC_a \omega^2}{\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\tau_2^2} \right) + j\omega C_2 R_2 \right] \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\tau_1^2} \right) + j\omega (C_1 + C_a) R_1 \right]}$$

le module s'écrit :

$$A = \frac{MC_a \omega^2}{\sqrt{\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\tau_2^2} \right)^2 + \omega^2 C_2^2 R_2^2 \right] \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\tau_1^2} \right)^2 + \omega^2 (C_1 + C_a)^2 R_1^2 \right]}} \quad (6')$$

La résonance propre du primaire est toujours très différente de « ω », de sorte que $\left(1 - \frac{\omega^2}{\tau_1^2} \right)^2$, est environ 100 fois plus grand que $\omega^2 (C_1 + C_a)^2 R_1^2$.

Ce dernier terme est donc négligeable devant le premier.

Il vient donc :

$$A = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\tau_2^2} \right)^2 + \omega^2 C_2^2 R_2^2}} \times \frac{\tau_1^2}{\tau_1^2 - \omega^2} \times MC_a \omega^2$$

En remplaçant les pulsations par les fréquences correspondantes, et en remarquant que $M = K\sqrt{L_1 L_2}$, on a, en remplaçant τ_i^2 par

$$A = \frac{1}{\sqrt{L_1 (C_1 + C_a)}} \times \frac{F^2}{|F_1^2 - F^2|} \times K \times \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \times \frac{C_a}{C_1 + C_a}$$

Sous le radical il reste 2 termes : $\left(1 - \frac{F^2}{F_1^2}\right)^2$ qui représente le décalage de la fréquence de résonance du secondaire, sous l'influence du couplage de la self primaire et $\omega^2 C_1^2 R_1^2$ que l'on peut considérer comme très voisin de $\frac{1}{Q_2^2}$, Q_2 étant le facteur de surtension du secondaire non couplé à la fréquence F_2 de résonance de ce circuit.

Lorsque F_2 est loin de la résonance du primaire, le terme $1 - \left(\frac{F^2}{F_1^2}\right)^2$ est négligeable devant $\frac{1}{Q_2^2}$.

Par contre, lorsque F^2 se rapproche de la résonance du primaire, c'est $\frac{1}{Q_2^2}$ qui est négligeable devant le 1^{er} terme.

On a donc :

$$(7) \quad A = Q_2 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot \frac{C_a}{C_1 + C_a} \cdot K \cdot \frac{F^2}{|F_1^2 - F^2|} \quad \begin{array}{l} \text{Pour } F_2 \\ \text{très différent de } F_1. \end{array}$$

$$(8) \quad A = \frac{F_2^2}{F_1^2 - F_2^2} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot \frac{C_a}{C_1 + C_a} \cdot K \cdot \frac{F^2}{|F_1^2 - F^2|} \quad \begin{array}{l} \text{Pour } F_2 \\ \text{voisin de } F_1. \end{array}$$

Au point de vue amplification du signal désiré, autant qu'au point de vue de la présélection, deux cas sont à considérer :

1^o F_1 inférieur à la fréquence la plus basse de la gamme.

2^o F_1 supérieur à la fréquence la plus haute de la gamme.

a) *Amplification du signal désiré.*

Le tableau suivant indique l'importance relative de chaque terme de (7), pour la gamme P. O. :

	Q_2	$\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$	$\frac{C_a}{C_1 + C_a}$	K	$\frac{F^2}{ F_1^2 - F^2 }$	Valeur moyenne de A
$F_1 < F$	100-200	0,20-0,22	0,8-1	0,1-0,2	1-2	4
$F_1 > F$	100-200	3,7-3,9	0,9-1	0,2-0,3	0,03-0,3	8 à 10

On obtient une amplification environ deux fois plus grande lorsque $F_1 > F$ que dans le cas $F_1 < F$.

Par contre, dans une gamme d'ondes, l'amplification varie dans le rapport de 1 à 5, lorsque $F_1 > F$ et dans le rapport de 1 à 2,5, lorsque $F_1 < F$.

b) *Présélection.* — C'est l'affaiblissement des signaux de *fréquence supérieure* à celle du signal désiré qui nous intéresse *principalement* dans un superhétérodyne.

La formule (6') étant valable quel que soit ω , on peut s'en servir pour tracer la courbe de résonance du transformateur pour une gamme de fréquences aussi étendue que l'on voudra. Il suffit de remarquer que, pour e_a constant, A représente la variation de tension aux bornes du secondaire, lorsque ω varie.

On constate rapidement que la courbe présente deux maxima : l'un pour $\omega = \omega_1$ très voisin de τ_1 (résonance du primaire), l'autre pour $\omega = \omega_2$ très voisin de τ_2 (résonance du secondaire), à condition que τ_1 et τ_2 soient suffisamment éloignés l'un de l'autre, ce qui est réalisé dans un transformateur d'antenne. ω_1 et ω_2 se trouvent toujours à l'extérieur de l'intervalle $\tau_1 \tau_2$. Lorsque ω se trouve à l'intérieur de cet intervalle, l'affaiblissement qu'aurait donné l'un des circuits seul, est nettement diminué.

Or, pour un « bourne à haute inductance », l'intervalle $\tau_1 \tau_2$ se trouve du côté des fréquences inférieures à celle du signal désiré. Ces fréquences ne sont réellement gênantes que si la moyenne fréquence se trouve parmi elles. On l'élimine facilement à l'aide d'un *circuit bouchon*.

Par contre, pour le « bourne à faible inductance », l'intervalle $\tau_1 \tau_2$ se trouve du côté des *fréquences supérieures* à celle du signal désiré. Il faudrait, dans ce cas, pour éviter l'entrée de ces fréquences,

prévoir un *filtre passe-bas* pour chacune des gammes d'ondes, ce qui constitue une grande complication.

Voici donc, au point de vue de l'amplification et de la présélection, les avantages et les inconvénients des deux types de bourne :

	Amplification moyenne	Régularité de l'amplification dans la gamme	Présélection $F > F_s$
Bourne à haute inductance	4	bonne 2,5 à 6	bonne
Bourne à faible inductance	8-10	médiocre 3 à 15	mauvaise

c) *Désaccord dû à l'antenne.* — Considérons le transformateur de la figure 4 :

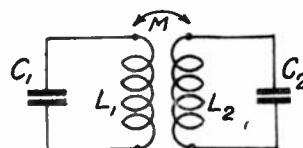


Fig. 1

L_1, C_1 : self et capacité du primaire.

M : coefficient d'induction mutuelle.

La fréquence de résonance du secondaire non couplé étant F_2 , le couplage du primaire à ce circuit provoque une variation, tant de la self L_2 , que de la capacité C_2 , de sorte que la résonance du transformateur se trouve à une fréquence F'_2 , différente de F_2 .

Soit : $S_1 = L_{10} - \frac{1}{C_{10}}$ la réactance du primaire non couplé.

$S_2 = L_{20} - \frac{1}{C_{10}}$ la réactance du secondaire non couplé.

$$\rho = \frac{M_0}{\sqrt{S_i^2 + R_i^2}} \text{ le rapport de transformation.}$$

R_1^2 , résistance série du primaire étant négligeable devant S_1^2 , on a :

$$\gamma = \frac{M_{10}}{S_1}.$$

La *réactance apparente* du secondaire couplé est alors :

$$\begin{aligned} S'_2 &= S_2 - \gamma^2 \cdot S_1 = L_{20} - \frac{1}{C_{20}} - \gamma^2 \cdot \left(L_{10} - \frac{1}{C_{10}} \right) = \\ &= (L^2 - \gamma^2 L_1)_0 - \left(\frac{1}{C_2} - \gamma^2 \cdot \frac{1}{C_1} \right) \cdot \frac{1}{\omega}. \end{aligned}$$

La *self apparente* du secondaire a donc pour valeur :

$$L_2 \cdot \left(1 - \gamma^2 \frac{L_1}{L_2} \right)$$

et la *capacité apparente* du secondaire s'écrit :

$$C_2 \cdot \frac{1}{1 - \gamma^2 \cdot \frac{C_2}{C_1}}.$$

La pulsation de résonance du transformateur est donnée par :

$$\frac{1}{\gamma_2} = L_2 \left(1 - \gamma^2 \frac{L_1}{L_2} \right) \cdot C_2 \cdot \frac{1}{1 - \gamma^2 \frac{C_2}{C_1}}.$$

Remarquons, en passant, que dans le cas du présélecteur à couplage inductif on a : $L_1 = L_2$ et $C_1 = C_2$, donc $\frac{1}{\gamma_2} = L_2 \cdot C$.

Cela veut dire que le couplage inductif de deux circuits identiques ne modifie pas la fréquence de résonance de l'un des circuits pris seul.

Nous nous proposons de mettre l'expression de $\frac{1}{\gamma_2}$ sous la forme :

$$\frac{1}{\gamma_2} = L_2 (1 - d) \cdot C_2$$

de sorte que la résonance du transformateur serait obtenue avec la même capacité C_2 que celle du secondaire seul. Cela revient à reporter sur la *self* la variation apparente de la capacité, ce qui est une interprétation très commode pour l'application pratique de la formule.

On a :

$$1 - d = \frac{1 - \varepsilon_2 \frac{L_1}{L_2}}{1 - \varepsilon_2 \frac{C_2}{C_1}}$$

Soit :

$$\gamma_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \text{ pulsation propre du primaire}$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \text{ pulsation propre du secondaire}$$

$$F_1 = \frac{\gamma_1}{2\pi}$$

$$F_2 = \frac{\gamma_2}{2\pi}$$

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \text{ coefficient de couplage.}$$

On a successivement :

$$\varepsilon^2 = \frac{M^2 \gamma_2^2}{\left(L_1 \gamma_2 - \frac{1}{C_1 \gamma_2} \right)^2} = \frac{k^2 L_1 L_2 \gamma_2^2 C_1 \gamma_2^2}{(L_1 C_1 \gamma_2^2 - 1)^2} = K^2 L_2 C_1 \gamma_2^2 \cdot \frac{\gamma_1^2 \gamma_2^2}{(\gamma_1^2 - \gamma_2^2)^2}$$

$$\varepsilon^2 \cdot \frac{L_1}{L_2} = k^2 \cdot \left(\frac{\gamma_2^2}{\gamma_2^2 - \gamma_1^2} \right)^2 = k^2 \cdot \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2$$

$$\varepsilon^2 \cdot \frac{C_2}{C_1} = k \cdot \frac{\gamma_1^2 \gamma_2^2}{(\gamma_2^2 - \gamma_1^2)^2} = k^2 \cdot \left(\frac{\gamma_2^2}{\gamma_2^2 - \gamma_1^2} \right)^2 \cdot \frac{\gamma_1^2}{\gamma_2^2} = k^2 \cdot \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2 \cdot \frac{F_1^2}{F_2^2}$$

et finalement :

$$\frac{1}{\gamma_2^2} = L_2 \cdot \frac{1 - K^2 \cdot \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2}{1 - K^2 \cdot \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2 \cdot \frac{F_1^2}{F_2^2} \cdot C_2}$$

La *self apparente* du secondaire est donc :

$$L_2 = L_2 \cdot \frac{1 - K^2 \cdot \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2}{1 - K^2 \cdot \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2 \cdot \frac{F_1^2}{F_2^2}} \quad (9)$$

Cette expression permet de calculer la variation apparente de la self, quelle que soit la valeur du coefficient de couplage K et pour une valeur quelconque de F_1 .

On déduit ensuite la pulsation de résonance du transformateur de la relation :

$$\frac{1}{\tau_{\frac{L_2}{2}}} = L'_2 \cdot C_2$$

Pour les valeurs usuelles de k et de F_1 , l'expression (9) peut se simplifier. En effet, les termes

$$\alpha = K^2 \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2 \text{ et } \beta = K^2 \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2 \cdot \frac{F_1^2}{F_2^2}$$

sont respectivement de l'ordre de 10^{-2} et 10^{-3} , et on peut écrire :

$$\frac{1 - \alpha}{1 - \beta} = (1 - \alpha)(1 + \beta) = 1 - \alpha + \beta - \alpha\beta$$

On néglige $\alpha\beta$, de l'ordre de 10^{-5} , et on a :

$$\begin{aligned} \frac{1 - \alpha}{1 - \beta} &= 1 - K^2 \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2 + K^2 \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2 \cdot \frac{F_1^2}{F_2^2} \\ &= 1 - K^2 \left(\frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right)^2 \left(1 - \frac{F_1^2}{F_2^2} \right) = 1 - K^2 \frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \end{aligned}$$

finalement :

$$L'_2 = L_2 \left(1 - K^2 \frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \right) \quad (10)$$

Pratiquement, on calcule la *variation apparente relative* de la self L_2 :

$$\frac{dL_2}{L_2} = K^2 \frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \quad (11)$$

La formule de Thomson donne :

$$\frac{dF_2}{F_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL_2}{L_2}$$

d'où :

$$\frac{dF_2}{F_2} = \frac{1}{2} \cdot K^2 \cdot \frac{F_2^2}{F_2^2 - F_1^2} \quad (12)$$

qui fournit la variation relative de la résonance du secondaire lorsque l'on couple le primaire relié à l'antenne.

Soit :

F_m la fréquence la plus haute de la gamme d'ondes
 F_m — — — basse — — —

On a :

$$\left(\frac{dL_2}{L_2} \right)_m = K^2 \cdot \frac{F_m^2}{F_m^2 - F_1^2} \text{ à la fréquence } F_m.$$

$$\left(\frac{dL_2}{L_2} \right)_m = K^2 \cdot \frac{F_m^2}{F_m^2 - F_1^2} \text{ à la fréquence } F_m.$$

La différence de variation de la self du haut en bas de la gamme d'ondes est donc :

$$\Delta L_2 = K^2 \cdot \left(\frac{F_m^2}{F_m^2 - F_1^2} - \frac{F_m^2}{F_m^2 - F_1^2} \right) \quad (13)$$

DEUXIÈME PARTIE

COMPTE RENDU DES TRAVAUX

Nous avons procédé à l'établissement d'un transformateur d'antenne « type » pour chaque gamme d'ondes : c'est le « bourne à haute inductance ».

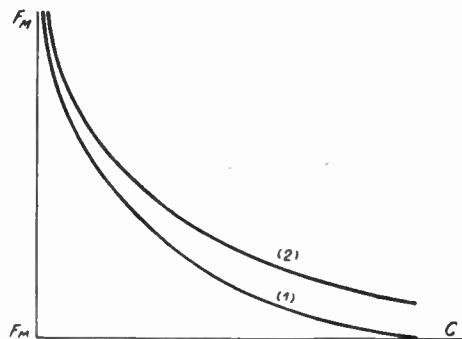


Fig. 5.

L'appellation « type » n'implique nullement la qualité « d'idéal » et chaque constructeur conserve la latitude de modifier certaines caractéristiques électriques des bobinages, afin de les adapter au mieux aux problèmes particuliers de la réception à condition de respecter les tolérances établies.

Considérons la courbe « fréquence-capacité » d'un circuit accordé (fig. 5). Lorsque l'on couple le primaire relié à l'antenne, on obtient la courbe (2). Les écarts sont calculables par la formule (12). Dans le cas du « bourne à haute inductance », le plus faible écart se trouve à la fréquence la plus haute de la gamme. On peut faire coïncider les deux courbes à cette fréquence en augmentant la self du secondaire de la quantité donnée par la formule (11) dans

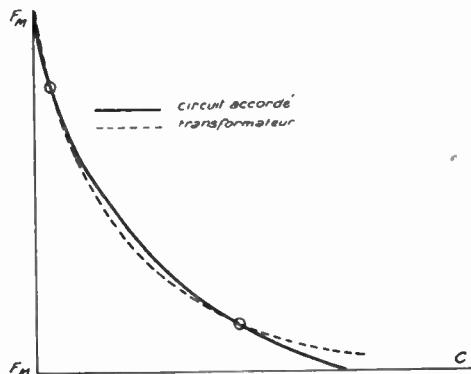


Fig. 6.

laquelle on fait $F_2 = F_m$. Il restera, à la plus basse fréquence de la gamme, un écart de fréquence dû uniquement à la différence ΔL_2 (13). Ce résultat ne peut être satisfaisant pour une normalisation. En effet, il faut tenir compte de l'emploi éventuel du transformateur de liaison H. F. et du présélecteur.

Or, la courbe « fréquence-capacité » du *présélecteur à couplage inductif* suit rigoureusement celle du circuit accordé non couplé. Il en est de même pour le *transformateur H. F. à primaire à faible inductance*, car la fréquence de résonance F_1 du primaire étant très élevée par rapport aux fréquences de la gamme, l'écart est insignifiant.

Nous avons donc réparti d'une façon plus judicieuse l'écart des courbes (1) et (2) de la figure 5.

A cet effet, nous avons augmenté la self du secondaire d'une quantité plus grande que celle fournie par la formule (11), et ratrappé l'écart à F_M par le trimmer. Les courbes se présentent alors comme sur la figure 6, avec deux points communs, l'un aux fréquences élevées de la gamme, l'autre vers le bas de celle-ci.

Pour chaque gamme d'ondes nous avons choisi le point commun aux fréquences élevées en coïncidence avec le point d'accord parfait de l'oscillateur, de sorte que l'alignement du récepteur peut être effectué par la méthode habituelle, quels que soient ces circuits d'accord normalisés.

Dans ce qui précède, il est question de la fréquence de résonance F_1 du primaire, sans autre précision. Or, F_1 est fonction de la capacité d'antenne.

Nous appellerons :

1^o *antenne maximum* l'antenne fictive extérieure;

2^o *antenne minimum* l'antenne fictive intérieure;

3^o *antenne type* l'antenne fictive constituée par l'antenne standard I. R. E., son câble¹ et, en série, une capacité de 100 micro-microfarads à l'entrée du récepteur.

« L'antenne type » est facile à réaliser, car, en possédant une antenne standard I. R. E. avec son câble il suffit d'ajouter en série une capacité de 100 micromicrofarads à l'entrée du récepteur, sans pour cela toucher à l'antenne standard elle-même.

L'intérêt de « l'antenne type » ressort de la remarque suivante : le décalage de l'accord dû à la capacité d'antenne, pour un « bourne à haute inductance », est pratiquement négligeable aux fréquences élevées de la gamme mais assez sensible aux fréquences basses. Lorsque le *constructeur de bobinages* étudie le transformateur d'antenne il importe qu'il connaisse l'antenne fictive qui a servi au dessin du cadran.

Pour le *constructeur d'un récepteur*, qui ne fabrique pas ses bobinages, cela a moins d'importance car, si le contrôle du matériel est fait avant montage, l'alignement du récepteur peut s'effectuer avec une antenne fictive quelconque. En effet, l'alignement du transformateur d'antenne se faisant par l'ajustage du trimmer à une fréquence élevée de la gamme, la capacité d'antenne ne joue pratiquement pas.

1. A défaut d'une définition du câble « normal », ce qui nous paraît constituer une lacune regrettable, nous indiquons la capacité de celui que nous avons utilisé : 66 micro-microfarads, ainsi que la capacité parallèle de sortie de l'antenne fictive : 18,5 micro-microfarads.

L'antenne « type » que nous avons choisie possède les deux qualités suivantes :

1^o au point de vue du décalage de l'accord, elle se place approximativement à égale distance entre l'antenne « maximum » et l'antenne « minimum »;

2^o au point de vue capacité équivalente, pour la fréquence du désaccord maximum, elle se rapproche beaucoup de l'antenne fictive « minimum ». En effet, la capacité équivalente de l'antenne « type » est de 73,5 micromicrofarads. Elle correspond à une antenne intérieure qui est d'un usage extrêmement répandu.

Capacité équivalente de quelques antennes intérieures courantes

— Pour un « bourne à haute inductance » le décalage maximum de l'accord se manifeste à la fréquence la plus basse de la gamme. Il.

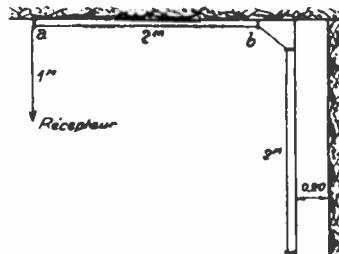


Fig. 7.

est parfaitement légitime, comme nous l'avons dit plus haut, de considérer qu'à cette fréquence l'antenne est équivalente à une capacité. Nous avons effectué donc les mesures suivantes à 160 Kc/s sur le transformateur G. O. :

Nous avons relevé, pour plusieurs valeurs de la capacité d'une antenne fictive, les décalages dF Kc/s du transformateur et nous avons tracé une courbe. Nous avons ensuite constitué les cinq antennes suivantes et nous avons mesuré le décalage dF Kc/s produit par chacune d'elles. Ce décalage, porté sur la courbe, nous a fourni la capacité équivalente de chaque antenne à la fréquence de 160 Kc/s.

Comme il s'agit de petites antennes on peut considérer que dans la gamme P. O. leur capacité équivalente reste du même ordre.

Voici la description des cinq antennes réalisées avec 5 mètres de fil américain de 8/10 de mm. :

Antenne 1.

Antenne 2. — Même disposition que l'antenne n° 1 avec le côté *ab* très lâche.

Antenne 3. — Même disposition que l'antenne n° 2, mais sans prise de terre sur le récepteur et *sans capacité* qui relie le secteur au châssis.

Antenne 4.

Antenne 5. — Même disposition que l'antenne n° 4 mais sans prise de terre sur le récepteur et *sans capacité* entre secteur et châssis.

Le tableau suivant indique les capacités équivalentes de ces antennes :

Antenne n°	1	2	3	4	5
Capacité $\mu\mu\text{F}$	62	53	43	82	73,5

Ces essais sommaires montrent que, pratiquement, la capacité d'antenne ne descend pas en-dessous de 50 micromicrofarads car la grande majorité des récepteurs possèdent une capacité entre le secteur et le châssis.

Ceci confirme pleinement le choix fait par la Commission d'étude

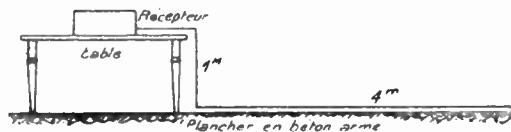


Fig. 8.

de la Société des Radioélectriciens pour l'*antenne fictive intérieure*.

En se reportant aux graphiques II et VII (influence de la capacité d'antenne) on peut également constater que l'on peut considérer comme antenne « maximum », l'antenne standard I. R. E., car pour une capacité plus grande le décalage de l'accord n'augmente que très peu.

Oscillateurs. — Les formules qui nous ont servi pour la prédétermination par le calcul des éléments de l'oscillateur sont celles que M. Couppez a publiées dans l'*Onde Électrique* de décembre 1936. Nous avons rajusté ensuite ces éléments pour obtenir un résultat satisfaisant.

Dans le choix des *trois points d'accord parfait* nous n'avons pas tenu compte du désaccord dF en valeur absolue entre l'oscillateur et l'accord, mais bien de $\frac{dF}{F}$, valeur relative. En effet, comme il résulte de la formule de l'affaiblissement : $\alpha = \sqrt{1 + \left(2Q_2 \cdot \frac{dF}{F}\right)^2}$

le produit $\frac{dF}{F} \times Q_2$ seul intervient. Le facteur de surtension Q_2 étant directement mesurable, on a un moyen très commode de déduire l'affaiblissement en un point quelconque de la gamme.

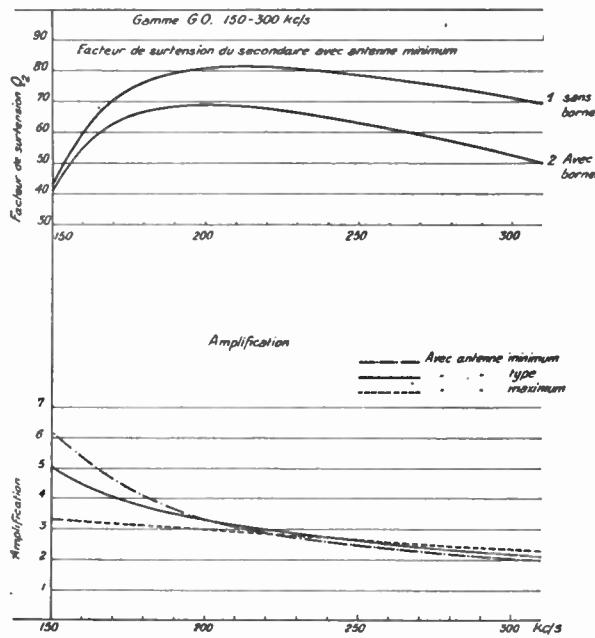
Nous nous sommes donc astreints à obtenir une faible variation pour le produit $\frac{dF}{F} \times Q_2$ le long de la gamme.

Alignement des gammes O. C. — Le « padding » est constitué généralement par un condensateur fixe dont les tolérances sont beaucoup trop grandes pour que l'alignement puisse s'effectuer convenablement. Il nous a semblé que dans un récepteur « toutes ondes » normal la suppression du « padding » correspondait à la suppression d'un élément qui peut plutôt gêner l'alignement qu'y contribuer. De plus, ce condensateur étant monté habituellement entre la bobine accordée et la masse provoque une baisse de la tension oscillante aux bornes de la grille oscillatrice.

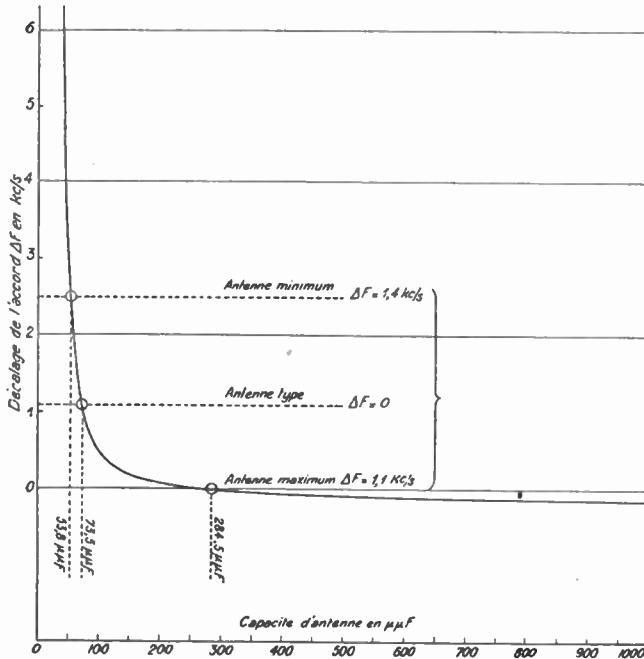
Pour ces raisons nous avons préféré la méthode des « 2 points » d'accord parfait, l'un en bas, l'autre en haut de gamme, qui, tout en donnant un écart plus important entre accord et oscillateur, permet d'arriver à un alignement plus correct dans une fabrication en série.

Dans le numéro de septembre 1938 de l'*Industrie française radioélectrique*, consacré à la normalisation des bobinages, condensateurs variables et cadrans, on trouvera les données complètes du jeu de bobinages type.

Nous ne publierons ci-après que quelques courbes de performances des bobinages « types ».



GRAPHIQUE I. — Facteur de surtension, amplification du transformateur d'antenne.

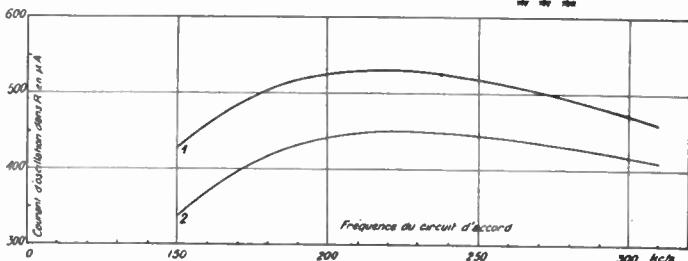
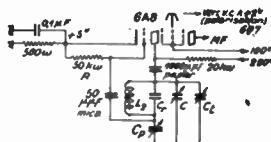


GRAPHIQUE II. — Gammme G.O. — 150-300 kc/s. — $F = 160$ kc/s

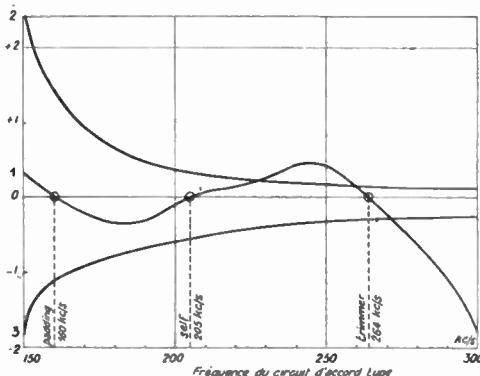
$\Delta F = 0$ pour l'antenne standard.

Influence de la capacité d'antenne sur l'accord du transformateur d'antenne.

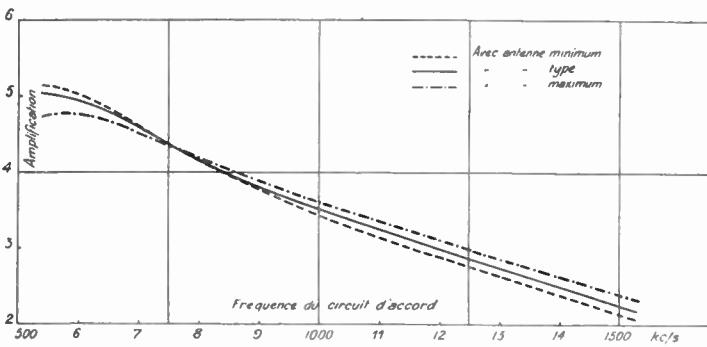
$L_2 = 105,2 \mu\text{H}$
 $C_p = 200,7 \mu\mu\text{F}$
 $C_t = 178,5 \mu\mu\text{F}$



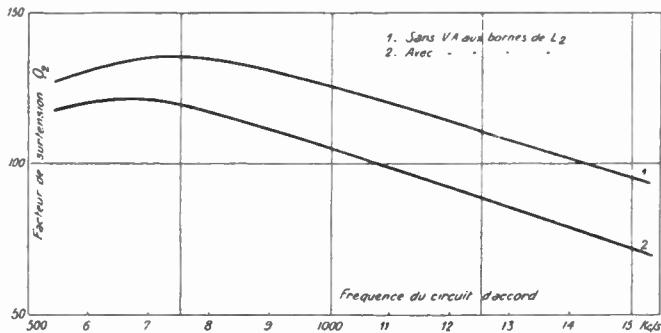
GRAPHIQUE III. — Gamme G. O. — 150-300 kc/s. Courant d'oscillation.
 1 — avec 200 μV sur l'antenne standard (signal non modulé).
 2 — sans aucun signal sur la grille modulatrice.



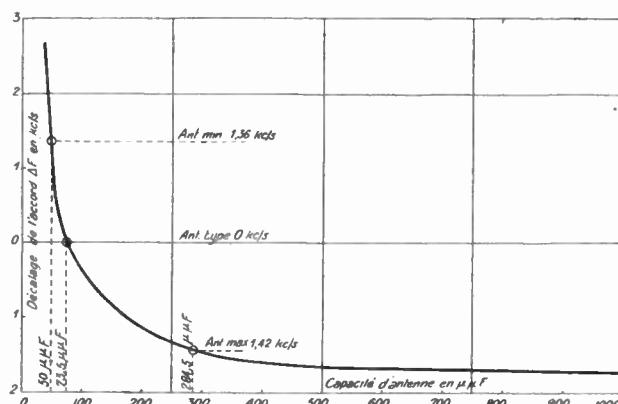
GRAPHIQUE IV. — Gamme G. O. — 150-300 kc/s. Désaccord en kc/s entre le circuit d'antenne avec l'antenne type et : 1^o l'oscillateur; 2^o le circuit d'antenne avec antenne minimum; 3^o id. avec antenne maximum.



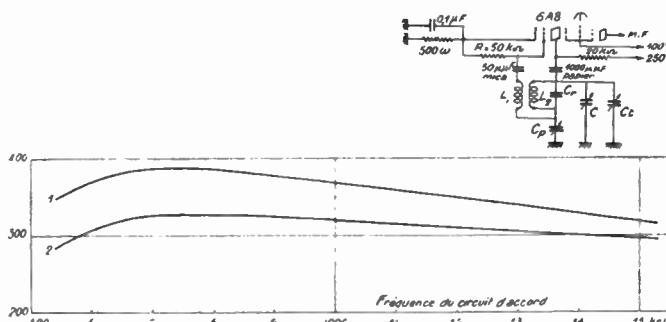
GRAPHIQUE V. — Gamme P. O.; 500-1500 kc/s.
 Amplification du transformateur d'antenne.



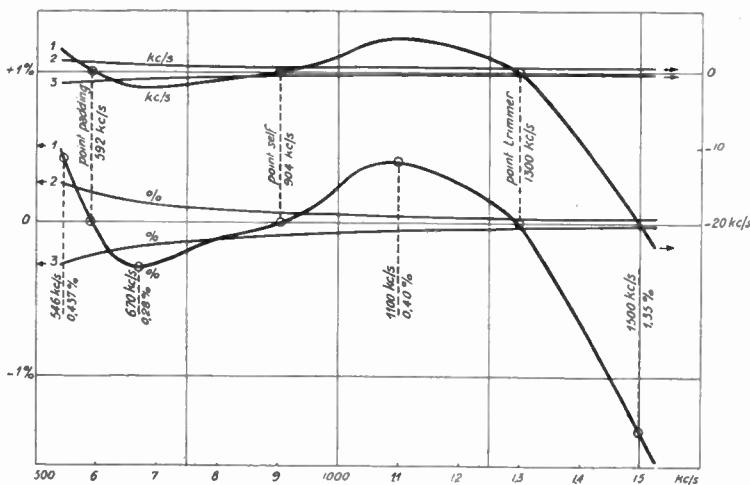
GRAPHIQUE VI. — P. O. — 540-1500 kc/s.
Facteur de surtension du secondaire avec antenne minimum 50 μF .



Graphique V.I. — Gamme P. O. — 540-1500 kc/s
 $F = 546$ kc/s $\Delta f = 0$ pour l'antenne type.
Influence de la capacité d'antenne sur l'accord du transformateur d'antenne.

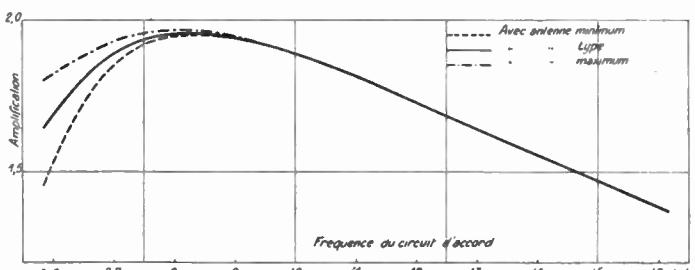
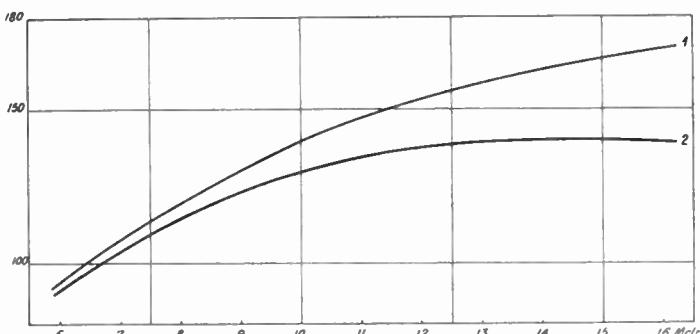


Graphique VIII. — Gamme P. O. — 540-1500 kc/s. Courant d'oscillation.
1 — avec 200 μV sur l'antenne standard (signal non modulé).
2 — sans aucun signal.
 $L_1 = 18,36 \mu\text{h}$ $L_2 = 92,58 \mu\text{h}$ $M = 35,48 \mu\text{h}$ $C_p = 520,5 \mu\text{F}$
 $C_t = 55,5 \mu\text{F}$ $k = 0,860$.



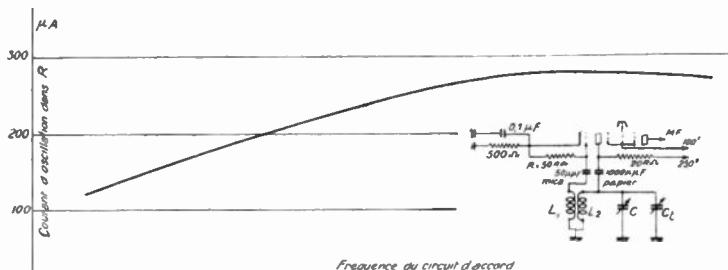
GRAPHIQUE IX. — Gamme P. O. — 540-1500 kc/s.

Désaccord en kc/s et en % entre le circuit d'antenne avec l'antenne type et : 1^o l'oscillateur; 2^o le circuit d'antenne avec antenne minimum; 3^o id. avec antenne maximum.

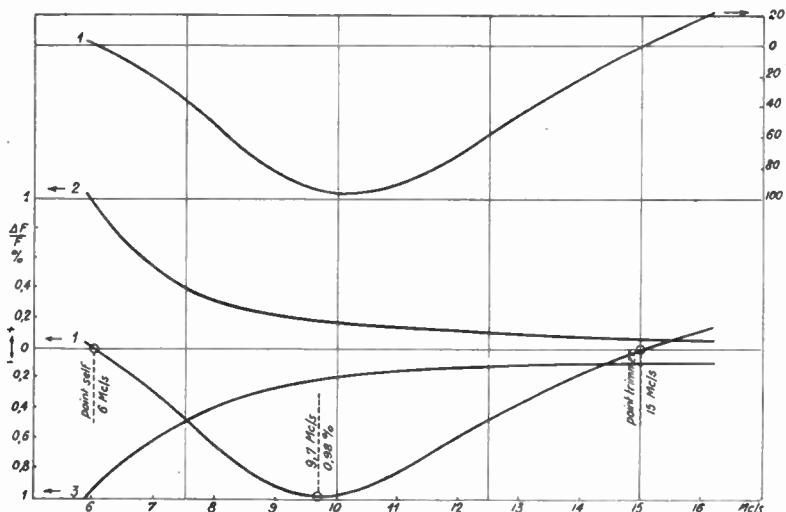

 GRAPHIQUE X. — Gamme O. C. — 6-16 Mc/s.
Amplification du transformateur d'antenne.

 GRAPHIQUE XI. — Gamme O. C. — 6-16 Mc/s.
Facteur de surtension de secondaire.

1 — Sans V.A. aux bornes de L_2

2 — Avec — — — — —



GRAPHIQUE XII. — Gamme O. C. — 6-16 Mc/s. Courant d'oscillation.



GRAPHIQUE XIII. — Gamme O. C. — 6-16 Mc/s.
Désaccord en kc/s et en % entre le circuit d'antenne avec l'antenne type et : 1^o l'oscillateur; 2^o le circuit d'antenne avec antenne minimum; 3^o id. avec antenne maximum.

Énumération des graphiques.

GAMME G. O.

- I. Facteur de surtension, amplification du transformateur d'antenne.
- II. Influence de la capacité d'antenne sur l'accord du transformateur d'antenne.
- III. Courant d'oscillation.
- IV. Désaccord entre l'oscillateur et le transformateur d'antenne avec les différentes antennes.

GAMME P. O.

- V. Amplification du transformateur d'antenne.
- VI. Facteur de surtension du secondaire.
- VII. Influence de la capacité d'antenne sur l'accord du transformateur d'antenne.
- VIII. Courant d'oscillation.
- IX. Désaccord entre l'oscillateur et le transformateur d'antenne avec les différentes antennes.

GAMME O. C.

- X. Amplification du transformateur d'antenne.
- XI. Facteur de surtension du secondaire.
- XII. Courant d'oscillation.
- XIII. Désaccord entre l'oscillateur et le transformateur d'antenne avec les différentes antennes.

J. ROTSTEIN.