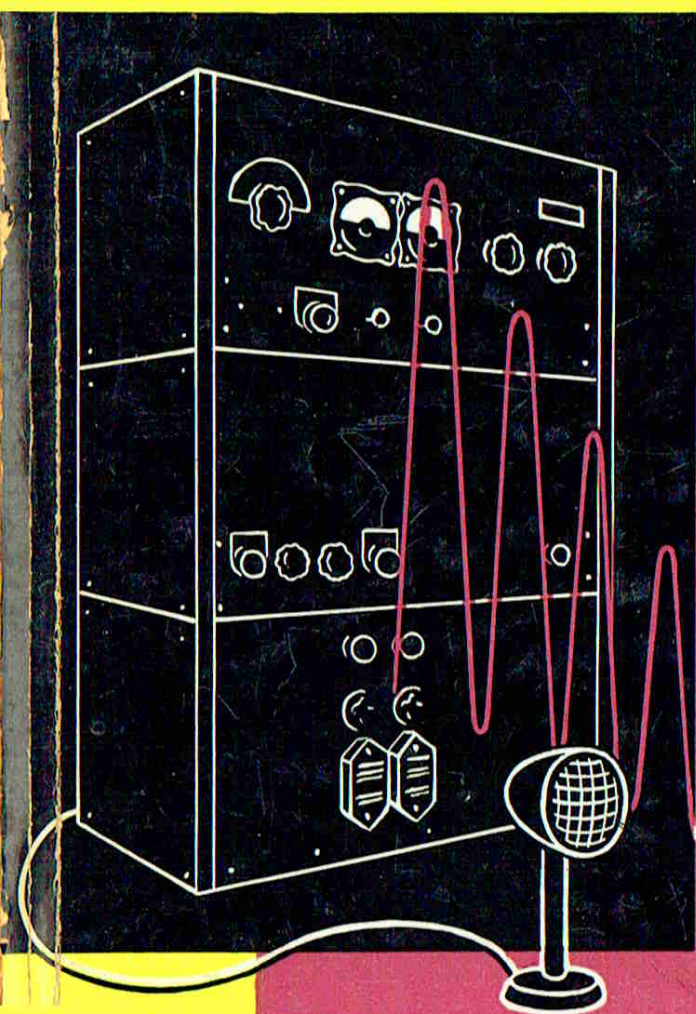
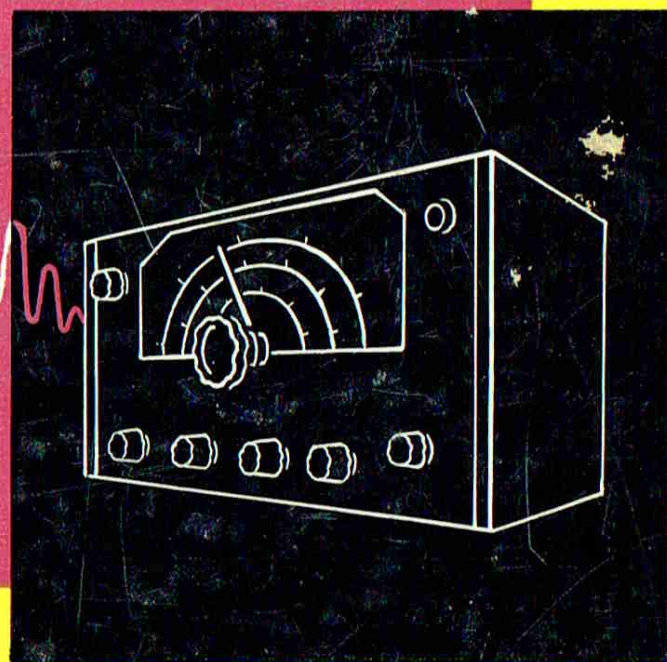


RADIO AMATEURISME

ONDES COURTES



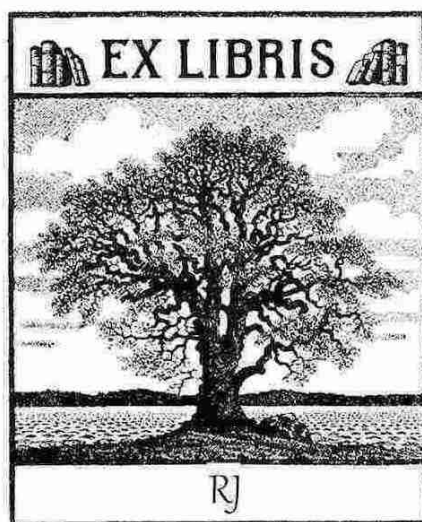
J. SCHAAP
PA0HH



SERIE VULGARISATION

BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE PHILIPS

**RADIO AMATEURISME
ONDES COURTES**



Numérisé en Septembre 2025 par F1CJL , 300dpi

RADIO AMATEURISME ONDES COURTES

J. SCHAAP, PA Ø HH

1964

BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE PHILIPS

Traduit du néerlandais par R. Aronsohn, Enghien-les-Bains, France

D'autres versions de ce livre dans la Bibliothèque Technique Philips
en anglais, néerlandais, allemand et en espagnol

Ce livre comporte 195 pages, 130 illustrations, 8 pages de photos
et 4 planches dépliantes

C.D.U. Nr. 621.396.24:621.396.721

Edition néerlandaise:

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Pays-Bas, 1962

Edition française:

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Pays-Bas, 1964

Tous droits de reproduction, de traduction et d'adaptation réservés pour tous pays

Nous ne donnons pas la moindre assurance ou garantie que la matière exposée dans le présent ouvrage soit libre de droits de brevets; rien de ce qui y est publié ne peut être interprété comme accordant tacitement ou d'une autre manière une licence sur des brevets, quels qu'ils soient.

Imprimé aux Pays-Bas

P R E F A C E

Ce livre doit servir de guide aux radio-amateurs qui voudraient se spécialiser dans les émissions sur ondes courtes. Le débutant y apprend ce qu'est le trafic d'amateur et tout ce qu'il faut savoir pour pratiquer avec succès ce passe-temps agréable et instructif.

Il y a lieu de souligner qu'il ne faut pas considérer ce livre comme un ouvrage d'enseignement pour le radio-amateur. En effet, bien des lecteurs de ce livre suivent déjà des cours sur place ou par correspondance et ils acquièrent ainsi de grandes connaissances théoriques, souvent plus étendues que celles exigées pour les examens d'opérateurs.

Nous ne proclamons pas non plus que ce livre soit un manuel pratique très complet. Un livre tel que le « Handbook » publié chaque année par l'A.R.R.L. (American Radio Relay League) avec ses 500 pages de textes, de schémas, de montages et de photographies offre, évidemment, une bien plus grande variété de sujets intéressants. L'amateur expérimenté y trouve presque toujours quelque élément qui convient à ses propres projets et à ses idées d'expérimentation. Mais, toutefois, le débutant trouve souvent quelques difficultés à faire son choix dans un manuel de ce genre, car l'expérience peut lui manquer, par exemple pour convertir les schémas publiés avec des tubes et des composants américains qui ne lui sont pas familiers et pour faire des montages similaires, mais utilisant des tubes et d'autres éléments facilement disponibles dans les autres parties du monde.

L'auteur a eu pour but d'offrir au débutant un ouvrage de référence assez court pour lui faire connaître le radio-amateurisme. Il n'a pas essayé de donner une étude complète de ce sujet. Les liaisons UHF ont délibérément été laissées de côté, car l'auteur pense qu'elles exigent un savoir particulier. Il est possible de l'acquérir par une expérience pratique étendue des ondes courtes les plus couramment utilisées. Les mêmes réflexions s'appliquent aux équipements mobiles, à la modulation à bande latérale unique, etc.

Nous voudrions conseiller à tous les amateurs sérieux de se tenir au courant des plus récents progrès de la radio d'amateur sur ondes courtes en lisant régulièrement les revues publiées par les diverses sociétés nationales.

Pour ce qui est de la matière de ce livre, le premier chapitre retrace l'histoire de la radio et, en particulier, du radio-amateurisme et il décrit les activités courantes dans cette sphère d'action. Puis, nous trouvons différents chapitres décrivant les montages, les composants, les projets de récepteurs, des émetteurs, des appareils de mesure, etc. Enfin, quelques chapitres traitent d'aspects plus pratiques du travail de l'amateur, tels que la préparation du plan et la construction de la station, la procédure de transmission, les montages pratiques de récepteurs et d'émetteurs. Plusieurs appendices groupent également des données utiles pour l'amateur.

Si le radio-amateurisme sur ondes courtes a pu être présenté de telle sorte que le lecteur devienne lui-même un amateur enthousiaste, le but de ce livre aura pleinement été atteint.

Juin 1964

J. SCHAAP

TABLE DES MATIERES

PREFACE	V
Chapitre 1	
QU'EST-CE QUE LE RADIO-AMATEURISME?	1
Chapitre 2	
COMPOSANTS DES APPAREILS POUR AMATEURS	7
2.1. Tubes de radio	7
2.2. Résistances	7
2.3. Bobines et transformateurs	8
2.4. Condensateurs	11
2.5. Le circuit accordé	14
2.6. Filtres de bande	16
2.7. Microphones	17
Chapitre 3	
RECEPTEURS DE TRAFIC POUR AMATEURS	20
3.1. Introduction	20
3.2. Récepteurs avec une diode	22
3.3. Récepteurs avec une triode ou une pentode	27
3.4. Amplifications AF et RF	32
3.5. Conversion de fréquence (Superhétérodynes)	38
3.6. Etalement de bande	53
Chapitre 4	
EMETTEURS POUR AMATEURS	57
4.1. Introduction	57
4.2. L'étage de commande ou pilote	59
4.3. Les étages amplificateurs RF	69
4.4. Méthodes pour l'alimentation des tubes	79
4.5. Production des divers signaux	82

Chapitre 5

SYSTEMES DE MODULATION	85
5.1. Introduction	85
5.2. Modulation de l'amplitude	89
5.3. Précautions vis-à-vis de la surmodulation en MA	97
5.4. Modulation de la fréquence (MF)	100
5.5. Modulation sur une seule bande latérale	102

Chapitre 6

ANTENNES	105
6.1. Introduction	105
6.2. Antennes à un seul fil rayonnant	106
6.3. Diagramme de rayonnement	115
6.4. Lignes d'alimentation RF	119

Chapitre 7

MESURES ET APPAREILLAGES DE MESURE	123
--	-----

Chapitre 8

INSTALLATION DE LA STATION DE L'AMATEUR	139
---	-----

Chapitre 9

LA PRATIQUE DE L'EMISSION	144
-------------------------------------	-----

Chapitre 10

PROJETS PRATIQUES DE CONSTRUCTION	148
10.1. Un récepteur à amplification directe	148
10.2. Un superhétérodyne pour ondes courtes	150
10.3. Un émetteur de télégraphie à un seul tube	151
10.4. Emetteur à trois étages pour 80, 40 et 20 mètres	152

Appendice 1

CALCULS D'ETALEMENT DE BANDE (BAND SPREAD)	154
--	-----

Appendice 2

CALCUL DES BOBINES	158
Contrôle	160
Utilisation de noyaux de fer divisé	162
Utilisation d'un boîtier de blindage	162

Appendice 3

TABEAU DES FILS DE CUIVRE EMAILLES	164
Explication relative au tableau des fils de cuivre émaillés	165

Appendice 4

CODE DES COULEURS	166
-----------------------------	-----

Appendice 5

LES BANDES DE FREQUENCES	167
------------------------------------	-----

Appendice 6

LISTE ABREGEE DES LETTRES DE NATIONALITE	169
--	-----

Appendice 7

CODE MORSE	171
----------------------	-----

Appendice 8

CODE Q	172
------------------	-----

Appendice 9

ABREVIATIONS EMPLOYEES PAR LES AMATEURS	174
---	-----

Appendice 10

LE CODE RST	178
-----------------------	-----

Appendice 11

CARTES QSL ET CERTIFICATS	180
1. Décernés par l'A.R.R.L.	181
2. Décernés par l'I.A.R.U.	181

Appendice 12

POUR CEUX QUI VEULENT EN SAVOIR PLUS	182
--	-----

EXTRAIT DE LA NOTICE OFFICIELLE DES POSTES ET TELECOMMUNICATIONS	185
---	-----

CHAPITRE 1

QU'EST-CE QUE LE RADIO-AMATEURISME?

Au début de ce petit ouvrage, comme nous le verrons dès les premières pages d'introduction, nous essaierons de caractériser les radio-amateurs qui travaillent sur les gammes des « ondes courtes » et d'expliquer ce qu'est le radio-amateurisme. Nous montrerons combien cette occupation est passionnante et comment il est facile, pour un néophyte, de s'initier à leurs techniques et de se joindre à leurs rangs.

Etant donné que le radio-amateurisme est aussi ancien que la radio-électricité-même, nous allons commencer par un rappel, assez bref, de l'histoire des découvertes essentielles de la Radio.

Après les expériences du physicien Heinrich Hertz qui a pu démontrer, par des essais poursuivis de 1880 à 1887, le bien-fondé des théories de Thomson et de Maxwell, c'est l'ingénieur Guglielmo Marconi, en 1895, qui a pu donner, en Italie, la première preuve pratique de transmission télégraphique de signaux Morse. Ces signaux ont pu franchir une distance d'environ 2 kilomètres, et dès ce moment, la radio commença à devenir le centre d'un nouvel intérêt général. Marconi eut l'idée de construire une antenne permettant d'augmenter fortement la distance couverte entre l'émetteur et le récepteur. Ensuite, en 1897, il établit la première station Marconi, celle de l'île de Wight, qui a pu, dès ses débuts, « travailler » avec la côte anglaise, sur une distance de 22 kilomètres. En 1899, et grâce à l'invention du détecteur-cohéreur par Branly, Marconi fait traverser, à ses ondes, le trajet sur la Manche, entre l'Angleterre et la France, et il transmet, en 1901, les premiers signaux par delà l'Océan Atlantique, à partir de la station de Poldhu (Angleterre). Les signaux furent entendus à Terre-Neuve, soit à une distance de 2800 kilomètres!

Toutes ces liaisons ont été établies avec ce que l'on appelait, à cette époque, des émetteurs à étincelles (ondes amorties).

L'apparition du tube de radio devenait possible grâce aux principes de base connus dès ce moment, car, en 1883, Thomas Alva Edison, inventeur de renommée mondiale, étudia une lampe à filament incandescent et décrivit un certain principe lié à son fonctionnement, que l'on a appelé, plus tard, l'effet Edison, et ce principe – par la suite – a apporté une sorte de bouleversement dans l'évolution de la technique «radio». En effet, en 1904, Fleming construit la première diode et en 1907 De Forest invente la triode puis, en 1913, Meissner établit avec elle le premier *oscillateur*.

Aux environs de 1910, apparaissent les premiers radio-amateurs. En ce temps, ils étaient contraints de construire un récepteur de radio, à partir des très rares données alors disponibles, afin de pouvoir écouter les bulletins de «presse» et de «météo», émis par quelques stations officielles pour les informations des journaux et des services d'Etat (par exemple la Tour Eiffel, sur la longueur d'onde de 2600 mètres). L'enthousiasme qui poussait ces pionniers à découvrir des montages plus nouveaux et encore meilleurs, pour améliorer leurs résultats d'écoute, a exercé une véritable fascination sur les jeunes.

La première organisation qui ait groupé les amateurs fut l'ARRL (American Radio Relay League), fondée en 1914. Simultanément, la première guerre mondiale éclatait et dans les principaux pays d'Europe, l'amateurisme-radio fut interdit par les ordonnances relatives à la sécurité générale. Mais, hélas! les fruits défendus ont bien souvent le meilleur goût, si bien que l'activité des radio-amateurs n'a pas totalement cessé, à ce moment-là.

Son plus fort développement fut atteint, ensuite, lorsque les amateurs commencèrent à travailler sur les ondes courtes, considérées alors comme inutilisables pour les liaisons à grande distance par les autorités officielles, c'est-à-dire l'emploi des longueurs d'onde au-dessous de 300 mètres, environ.

Les amateurs américains découvrirent la possibilité de couvrir de grandes distances à l'aide de ces «ondes courtes». Dès 1919, l'ARRL organisait les premiers essais transatlantiques sur les longueurs d'ondes inférieures à 200 mètres.

Au cours de l'hiver 1921/22, les premières stations américaines furent entendues en Europe et, peu de temps après, certaines stations européennes étaient entendues en Amérique. Il devenait donc sûrement possible d'établir

des liaisons bilatérales entre les deux continents. Cela devint une réalité le 27 novembre 1923, date mémorable où Fred Schnell, 1 MO, en Amérique, et Léon Deloy, 8 AB, en France, ont établi ce premier contact sur une longueur d'onde approximative de 110 mètres. Une distance de 5000 kilomètres était couverte et cela ouvrait un nouveau grand chapitre du développement de la technique radioélectrique, provoqué par une utilisation rapidement croissante des ondes courtes. Des liaisons entre les pays américains et les pays de l'Europe se multiplièrent vite. Le 8 décembre, l'Américain 1 MO entrait en liaison avec la station anglaise 2 KF et, le 12 décembre, avec la station anglaise 2 SH. Le 16 décembre, c'est le Canadien 1 BQ qui travaille avec l'Anglais 2 OD et dans la nuit du 26 au 27 décembre, la station néerlandaise PCII de Leyde, échange ses signaux, une heure durant, avec l'Américain 2 AGB, de Summit (New Jersey).

Après ces premiers échanges transatlantiques, de plus nombreuses liaisons DX (liaisons à grande distance) ont été établies.

Ainsi, en octobre 1924, la liaison entre l'Angleterre et la Nouvelle Zélande fermait pratiquement le cercle, englobant ainsi la plus grande distance terrestre possible entre deux stations.

Après les grands succès remportés par les radio-amateurs sur les ondes courtes, une intense activité des communications commerciales commença dans ce domaine, si bien que les amateurs ne se trouvèrent plus libres et seuls, sur leur propre terrain de chasse. On constata que les ondes encore plus courtes, au-dessous de 6 à 7 mètres, étaient alors inutilisables pour les liaisons DX (on a vu plus tard que, dans certaines conditions, les liaisons à grande distance y étaient également possibles). Afin de réunir tous les radio-amateurs de ce temps dans une union internationale, l'IARU (International Amateur Radio Union) fut fondée à Paris en 1925 (l'association française est le Réseau des Emetteurs Français). La Conférence Internationale de Radio de Washington, en 1927, a donné aux amateurs leurs bandes de longueurs d'onde, officiellement reconnues. Au cours de ces dernières années, ces bandes ont été assez fortement amenuisées, mais elles constituent encore aujourd'hui les parties les plus importantes du champ de «travail» ouvert aux amateurs, bien que les bandes d'ondes ultra-courtes (décimétriques), plus récemment allouées, voient croître, sans cesse, leurs possibilités d'utilisation et le nombre de leurs adeptes.

Afin d'avoir une idée de la manière suivie par l'amateur-émetteur pour se livrer à son occupation favorite, nous devons d'abord savoir comment il peut établir sa station, c'est-à-dire dans le langage des amateurs son «ham-shack» «ham» veut dire amateur et «shack» station ou petite cabane (du genre trappeur de l'Alaska). Nous souhaitons le bonjour tout naturellement à l'amateur-émetteur en l'appelant «old man». Après s'être informé de la raison de notre venue, il nous invite immédiatement à le suivre dans son sanctuaire. Lorsque nous pénétrons dans le «shack», nous sommes, tout de suite, intrigués par le grand nombre de boutons de réglage, d'appareils de mesure, de commutateurs, de câbles, etc.

Regardons tout autour de nous et nous voyons alors une grande armoire métallique (rack ou baie normalisée) dans laquelle tout l'équipement se trouve abrité. Ainsi une baie normalisée offre l'avantage d'avoir des dimensions bien connues permettant d'y insérer ou d'en dégager les appareils facilement, afin de pouvoir plus simplement les examiner ou les modifier, tout en les protégeant des chocs en temps normal.

Le panneau le plus élevé, avec ses milliampèremètres et ses grands boutons de réglage, est, selon toute apparence, l'émetteur proprement dit.

Il crée et il amplifie le signal à fréquence élevée (signal de radio-fréquence). Il y a, là, un cadran étalonné en fréquences qui peut servir à régler l'émetteur sur la fréquence où l'on veut le faire fonctionner (les amateurs disent «travailler»). Les milliampèremètres indiquent les courants qui traversent les tubes et ils servent à contrôler le bon réglage de l'émetteur. Tout à côté, et sur un panneau séparé, nous trouvons le dispositif de couplage avec l'antenne. Oui, c'est un accessoire très important que cette antenne avec son dispositif d'adaptation de l'émetteur. Bien des résultats en dépendent. Un émetteur à faible puissance, mais doté d'une bonne antenne et d'une adaptation correcte, donne toujours de bien meilleurs résultats qu'un émetteur puissant qui tend à compenser la déficience de l'antenne, mais n'a pas été construit pour ce but.

Sous le panneau d'émetteur, nous voyons le panneau du modulateur. A quoi le reconnaissons-nous? Eh bien, nous avons un câble relié, de ce panneau, vers le microphone disposé sur la table. Le modulateur amplifie les vibrations du microphone et les transmet à l'émetteur. Le panneau le plus bas du «rack» est destiné à l'alimentation et aux commutateurs de mise en route et d'arrêt. L'appareil d'alimentation transforme la tension

du secteur, pour obtenir le type convenable et la valeur des tensions exigées par l'émetteur et par le modulateur.

Le panneau supporte les commutateurs généraux de fonctionnement et, également, les fusibles nécessaires qui interviendraient dans le cas où il se produirait un court-circuit dans l'installation. Sur la table, à côté, nous trouvons le récepteur. On le reconnaît directement à son grand cadran et à son S-mètre (appareil de mesure de l'intensité du signal, S pour l'Anglais strength = intensité de réception) qui sert à contrôler l'intensité des signaux venant de l'extérieur. En dehors du microphone, il existe également, ici, un manipulateur de signaux sur la table. Il y a en effet deux modes principaux pour la communication mutuelle: la téléphonie (c'est-à-dire la transmission de la parole via le microphone, le pick-up ou le magnétophone) et la télégraphie (c'est-à-dire la transmission d'informations sous la forme de signaux Morse).

Non, nous n'utiliserons pas immédiatement la téléphonie. Ce moyen est sans doute le plus naturel et le plus simple, puisque l'on peut parler directement avec les autres et être compris immédiatement. Mais cela exige une installation bien plus compliquée que celle qui est nécessaire pour la télégraphie et, avec un émetteur d'une puissance donnée, on peut couvrir avec la télégraphie des distances bien plus grandes. Certes, cela constitue un attrait supplémentaire de discerner, parmi un assez grand nombre de télégraphies, le signal que l'on veut recevoir, puis de suivre et de déchiffrer ces signaux Morse. Dans ce cas, également, une «tonalité» particulière est une possibilité et une manière très personnelle de manipuler permet aussi de reconnaître une station déjà suivie, mais, de plus, la station indique toujours son «call» (dire: kôl) c'est-à-dire, en français, son *indicatif officiel*.

Chaque station possède son «call», son indicatif d'appel. Il comporte une ou plusieurs lettres désignant le pays où l'émetteur se trouve situé, suivies d'un chiffre qui représente parfois une zone ou un district déterminé de ce pays, encore suivi de deux ou trois lettres particulières à la station-même.

Il n'est pas encore si facile de bien apprendre à manipuler et à recevoir le code Morse et cependant, cela est absolument nécessaire pour présenter une demande d'autorisation. Il faut donc préparer le petit examen, sans aucun doute peu difficile, mais qui exige tout de même

beaucoup d'habileté et de savoir avant d'être libre de prendre la suite des autres amateurs sur les terrains de chasse de l'éther!

Nous sommes encore en train de tourner en rond dans le «shack». Quel grand nombre de cartes «QSL» se trouvent fixées sur le mur! Ces cartes sont échangées par la poste, après que l'on a fait un QSO afin de confirmer les conditions de réception, la liaison et d'indiquer la composition de l'équipement utilisé. On peut ainsi accrocher les trophées de très nombreux pays atteints et cela est fort intéressant, car l'on apprend, de cette manière, à connaître les résultats de sa station ainsi que ceux obtenus par d'autres.

Sur l'étagère, se trouvent divers appareils de mesure. Celui-ci est l'onde-mètre, servant à contrôler la longueur d'onde (ou la fréquence) de l'émetteur. Il est également utilisable comme «moniteur» pour écouter et vérifier la qualité de la modulation. L'autre appareil est l'oscillateur «grid-dip» permettant d'effectuer un grand nombre de mesures très utiles. Non loin se trouve une boîte de mesures universelle prévue pour une grande diversité de lectures de courants et de tensions, qu'il faut mesurer. Tout cet appareillage est absolument indispensable à tout amateur-expérimentateur en dehors même de l'émission. On en arrive à la fin de cette conversation et l'on termine par un «good bye, old man» ou «au revoir, mon vieux». De retour à la maison nous commençons à faire des plans pour construire aussi *notre propre émetteur*. Mais ce n'est pas si simple! Il faut d'abord recevoir l'autorisation... On commence donc par construire et équiper un bon récepteur, par établir les appareils de mesure nécessaires et ensuite il faut étudier, presque simultanément, les matières du petit examen à passer. Seulement ensuite, nous pourrons commencer à construire l'émetteur. Les différents chapitres de ce livre vont nous permettre de passer toutes ces questions en revue et c'est donc ce que nous allons commencer à regarder maintenant.

CHAPITRE 2

COMPOSANTS DES APPAREILS POUR AMATEURS

Avant d'en arriver à la construction-même des montages de récepteurs, il faut acquérir des connaissances sur les composants, c'est-à-dire sur les éléments principaux, utilisés par l'amateur pour établir lui-même ses appareils.

2.1 Tubes de radio

Dans la construction des récepteurs toutes les pièces présentent, certes, de l'importance, mais parmi elles, les tubes dominent, car ils constituent le «coeur vivant» de la plupart des récepteurs d'ondes courtes.

Etant donné qu'il existe tout un choix de livres pour étudier les tubes (voir, par exemple, les titres des ouvrages de la Bibliothèque Technique Philips), nous n'en parlerons pas dans ce livre et supposerons que l'amateur néophyte a les connaissances nécessaires.

2.2 Résistances

Afin qu'un tube de radio puisse jouer le rôle voulu, dans un récepteur, il est nécessaire que des électrodes bien repérées de ce tube reçoivent des tensions bien déterminées, afin d'y faire circuler les courants prévus que l'on doit atteindre. On construit donc pour le récepteur, un bloc d'alimentation qui doit être capable de fournir toutes les tensions et tous les courants exigés par les différents tubes.

Afin de pouvoir régler chaque tube de la manière correcte, il est nécessaire de disposer aussi de *résistances*. Elles servent à former des circuits

à courants continus de valeurs bien déterminées. On distingue les *résistances fixes*, ayant une valeur donnée, comprise entre certaines tolérances précises, vis-à-vis de la valeur marquée, et des *résistances variables*, le plus souvent sous la forme de potentiomètres. Ces éléments comportent une prise, faite à l'aide d'un curseur tournant, le long d'une résistance constante, insérée entre deux bornes. En déplaçant le curseur, la résistance comprise entre un bout du potentiomètre et le curseur mobile prend une valeur variable et par conséquent réglable. Les résistances fixes ainsi que les potentiomètres peuvent être construits, soit à partir de poudres de carbone, soit encore à l'aide de fils résistants bobinés. Les types à fils résistants bobinés sont en général étudiés pour un grand nombre de watts car ils peuvent « tenir » à des températures plus élevées. Comme on le sait déjà généralement bien, les valeurs des résistances sont données en ohms.

2.3 Bobines et transformateurs

Une bobine comprend, sous sa forme la plus courante, du fil de cuivre enroulé sur un mandrin-support. On constate alors qu'une telle bobine bien que vide à l'intérieur présente une résistance pour un courant alternatif beaucoup plus élevée que la résistance ohmique (pour un courant continu) du fil de cuivre. La grandeur de la résistance en courant alternatif ou impédance dépend de la valeur de l'auto-inductance, évaluée en henrys, ainsi que de la fréquence du courant alternatif

$$Z_L = 2\pi fL \text{ où } Z_L = \text{impédance de la bobine}$$

$$f = \text{fréquence}$$

$$L = \text{auto-inductance en henrys.}$$

Ainsi, une bobine ayant à peine quelques dizaines de tours sur un petit mandrin de 1 cm de diamètre, bobinée avec un fil de diamètre de 0,5 mm, par exemple, présente, pour le courant continu, une résistance dont l'ordre de grandeur est de 0,05 ohm. Pour un courant alternatif, à la fréquence de 50 hertz (secteur d'éclairage), l'impédance pour le courant alternatif reste pratiquement égale à la résistance en courant continu. Par contre, pour un courant alternatif à une fréquence de 10 mégahertz (= 10 millions de hertz = 10 MHz), son impédance s'est déjà élevée jusqu'à environ 150 Ω

(Ω , est le symbole pour ohm) et ce courant alternatif va donc trouver sur son trajet une résistance apparente de 150 ohms. La tension alternative sur cette petite bobine doit donc, en conformité avec la loi d'Ohm, être égale à 150 fois la valeur du courant.

La production de chaleur, ce que l'on appelle les pertes ohmiques, va dépendre, seulement, de la résistance ohmique (dans le cas présent: 0,05 Ω) et par conséquent ces pertes restent faibles. En dehors des pertes ohmiques, il s'en produit encore d'autres dans la bobine selon, par exemple, le mode d'établissement du champ magnétique à l'intérieur et à l'extérieur. La qualité de la bobine est alors déterminée par le rapport de la résistance au courant alternatif (impédance) et de la perte ohmique totale de la bobine. Elle est donc donnée par le facteur de qualité Q .

$$Q = \frac{2\pi fL}{r} = \frac{Z}{r} \text{ où } r = \text{résistance de pertes.}$$

Si l'on veut augmenter l'auto-inductance L , on peut accroître le nombre des tours et (ou) le diamètre du mandrin-support, car L est proportionnelle au diamètre de la bobine et au carré du nombre des tours:

$$L = F \times n^2 \times D \text{ où } F = \text{facteur de forme}$$

$$n = \text{nombre de tours}$$

$$D = \text{diamètre de la bobine.}$$

Une autre possibilité consiste à utiliser un noyau de fer divisé. Dans cette matière, le champ est plus facile à établir que dans l'air. La perméabilité du noyau indique, justement, combien le noyau de fer est plus efficace, de ce point de vue, que l'air.

Et de plus, l'auto-inductance peut se trouver multipliée par cette perméabilité, puisqu'elle dépend du champ magnétique. Pour atteindre une auto-inductance demandée, on peut utiliser un noyau de fer et diminuer ainsi le nombre de tours de la bobine, ainsi que les pertes qui s'y produisent. Elles seront alors beaucoup plus faibles. Mais il faut remarquer toutefois, que des pertes vont aussi se produire dans le fer et cela reste donc une question de construction et de technologie. Il faut alors savoir si la matière utilisable donne bien l'emploi le meilleur dans chaque cas.

Pour un tel noyau, on ne peut pas sans autre considération utiliser un morceau de fer massif; il s'y produirait de forts courants tourbillonnaires (courants de Foucault) et cela occasionnerait des pertes. Plus la fréquence

du courant alternatif qui circule dans la bobine est élevée et plus fortes sont les pertes dans les tôles du noyau. Dans l'utilisation d'un noyau de fer pour des bobines à fréquences élevées (radiofréquences), on utilise du fer divisé en poudre qui est placé sous une presse hydraulique avec une matière servant de liant et l'on obtient ainsi des noyaux solides. Toutes les minuscules parcelles de fer se trouvent maintenues en place au moyen du liant qui constitue pratiquement un isolateur. Il les isole l'une de l'autre, empêchant l'apparition des courants tourbillonnaires.

Dans les bobines de construction très moderne, on utilise aussi des noyaux de ferrites, par exemple du ferroxcube. Dans ce cas, le noyau est formé d'oxydes de fer traités, d'une manière très particulière, telle qu'on obtient une matière magnétique présentant une résistance relativement très élevée. Cette forte résistance empêche alors plus nettement et avec plus d'efficacité la production de courants tourbillonnaires et, de plus, il est possible d'atteindre, avec cette substance, une perméabilité très élevée.

Un noyau dans une bobine peut avoir encore une autre utilisation: le réglage de la valeur de son auto-inductance. Pour cela, on prévoit le réglage du noyau dans le mandrin de la bobine, le plus souvent au moyen d'un mouvement par vis, le noyau pouvant alors être dévissé, hors de la bobine, pour diminuer l'auto-inductance ou vissé, pour l'augmenter.

L'auto-inductance varie et peut être réglée suivant que le champ magnétique, dans la bobine, traverse plus ou moins le noyau. Le plus souvent, il se produit alors, également, une variation de la qualité, pour les raisons déjà indiquées. Il est évident que des bobines munies d'un noyau à forte perméabilité (ferroxcube) peuvent avoir une grande variation de la valeur de leur auto-inductance (grande gamme de réglage).

Nous avons dit au début que l'on faisait usage de fil de cuivre massif pour le bobinage. Ce genre de fil reste encore utile, en général, pour les fréquences jusqu'à 200 kHz.

Dans le domaine compris entre 200 kHz et 3000 kHz, par exemple, la fréquence étant bien plus élevée, il se produit une très forte augmentation de la résistance du fil, en raison de l'effet de «peau», le courant ne circulant alors que dans une *pellicule*, très mince, du métal. Plus la fréquence croît, plus cette résistance augmente. On utilise alors ce que l'on appelle le fil «à brins divisés». Il est formé par un certain nombre de fils fins, groupés ensemble, mais formant des brins isolés auxquels on fait

subir lors du guipage final un certain effet de groupement, le câble qui vient au bord du toron (faisceau) repassant ensuite au milieu du faisceau. Ce procédé s'oppose à l'« effet de peau ». Au-dessus de 3 MHz, environ, la fréquence est devenue si élevée que ce moyen, en général, ne convient plus, ou ne permet pas d'obtenir un bien meilleur résultat. Il vaut mieux, alors, revenir à l'emploi du fil massif, d'un diamètre suffisant. En effet, nous avons ainsi la possibilité pratique d'employer, à ces fréquences élevées, des valeurs d'auto-inductance beaucoup plus faibles, donc un nombre de tours moins grand. Enfin, il est bon de préciser que les fréquences – limites citées ici, peuvent aussi être influencées par d'autres causes, par exemple, par la présence d'un noyau de fer de haute qualité et par le mode de construction des bobines.

Lorsqu'on dispose mutuellement deux bobines de telle façon que le champ magnétique de l'une encercle, totalement ou partiellement, l'autre bobine, on dit que les deux bobines sont mutuellement couplées. Lorsqu'un courant alternatif circule dans la première bobine, le champ magnétique de cette bobine va faire apparaître une tension sur la seconde. La grandeur de cette tension dépend du nombre de tours et de l'intensité du champ à travers les deux bobines. Plus la partie du champ, encerclant les deux bobines, est grande et plus élevée est la tension dans les deux bobines (couplage fort ou serré). De cette façon, il existe une possibilité que selon le couplage et le nombre de tours de la première bobine (primaire) et de la seconde bobine (secondaire), on puisse transformer une forte tension alternative en une faible tension ou, au contraire, une faible tension en une forte tension alternative. On appelle ce dispositif un transformateur. Pour les fréquences basses, ces transformateurs sont construits à l'aide d'un noyau formé de tôles découpées, par exemple: transformateur d'alimentation et transformateur de haut-parleur. Pour les fréquences élevées, ces transformateurs sont construits afin que leur champ soit totalement dans l'air, ou, partiellement dans un fer, ayant une certaine qualité pour les radiofréquences.

2.4 Condensateurs

Sous sa forme la plus simple, un condensateur comprend deux plaques métalliques, séparées par une matière isolante. Mais, il y a là une différence

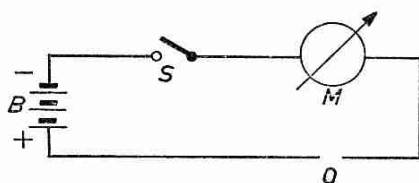


Fig. 1. A la fermeture de S , aucun courant ne circule, en raison de la coupure du circuit en O .

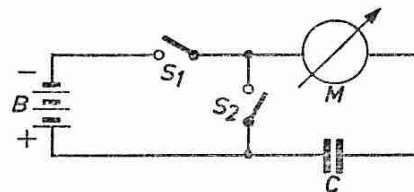


Fig. 2. A la fermeture de S_1 , M va s'écarter rapidement du zéro puis y retomber. Si l'on ouvre ensuite S_1 et si l'on ferme S_2 , on observe une déviation de M en sens inverse.

avec une simple coupure pratiquée dans le circuit d'un courant. Fermons le commutateur de la fig. 1, nous n'obtenons quand même aucun courant dans le circuit, à cause de la coupure du circuit O . Le galvanomètre M reste à 0. Mais, dans la fig. 2, lorsque nous fermons S_1 , on voit, sur le galvanomètre M , une petite déviation, puis il retombe à 0. Cela signifie que, durant un temps très court, un courant a circulé, bien que le condensateur C ait formé, dans le circuit, une sorte de coupure. Nous disons alors que le condensateur est chargé. C'est le Professeur Musschenbroek qui découvrit cette différence en 1746 à l'aide de ce que l'on appelle la «bouteille de Leyde». Cette bouteille (condensateur) acquit rapidement une grande popularité et bien des gens, peu informés, voulurent éprouver le «merveilleux» choc de sa décharge. La démonstration en fut même donnée à Versailles en présence du roi Louis XIV et de sa cour. On forma même une chaîne avec une compagnie de la garde du roi, composée de deux cent quarante soldats de grande taille se tenant par la main. Celui qui se trouvait à l'extrémité saisissait de sa main libre la bouteille dès qu'elle était chargée. Celui qui était placé à l'autre extrémité touchait aussi de sa main libre le fil de retour de la bouteille. Tous recevaient alors, de la même façon, le choc électrique... Bien entendu, les distractions évoluent avec le temps...

On découvrit très vite que le condensateur dans son état chargé, avait reçu une charge positive sur le côté qui avait été relié au pôle positif (plus) de la batterie et que l'autre côté était resté négatif. Si l'on ferme, dans la fig. 2, le commutateur S_2 , il se forme un court-circuit à travers M et l'on voit le milliampèremètre dévier. Mais il dévie maintenant dans le sens inverse. Il indique donc un courant dans le sens inverse et, dans ce cas, la charge positive doit être neutralisée par la charge négative.

La grandeur de la capacité d'un tel condensateur, comprenant deux plaques et un isolateur interposé est donnée par la formule:

$$C = \frac{0,0884 \times O \times \varepsilon}{d} \text{ pF}$$

où O = surface d'une plaque en cm^2 qui est effectivement utilisée

d = épaisseur de l'isolant en cm

ε = (lettre grecque: epsilon) c'est-à-dire la constante diélectrique de la matière isolante

C = la capacité en pF (picofarad = 10^{-12} Farad).

On remarqua vite, au cours de divers essais, que sur deux condensateurs ayant exactement les mêmes dimensions et contenant des matières isolantes différentes (et de la même épaisseur) l'un des condensateurs atteignait une plus forte charge que l'autre, bien qu'ils soient tous les deux chargés, à partir d'une même tension. Comme cela constitue une propriété de la matière, chaque matière présente un chiffre correspondant (la constante diélectrique ε) qui indique le nombre de fois qu'elle prend la charge plus fortement qu'un condensateur de mêmes dimensions, mais où l'isolateur serait de l'air. Il en résulte directement que l'air a un $\varepsilon = 1$.

Dans la pratique, on utilise des condensateurs à isolement par l'air (condensateurs variables et trimmers), mais aussi des condensateurs au mica, céramiques, au papier et électrolytiques. Ces derniers ont un diélectrique (isolateur) constitué par un oxyde d'aluminium. On les produit sur une feuille d'aluminium en la plongeant, par exemple, dans de l'acide borique. Le diélectrique ainsi formé est très mince si bien que l'on peut établir avec ces feuilles des condensateurs de très grosse capacité, sous des dimensions externes très faibles. Un inconvénient est qu'ils sont *polarisés*, c'est-à-dire qu'ils ne doivent être reliés qu'à une tension continue et par conséquent les connexions ne doivent être faites que d'une seule façon: en respectant les polarités indiquées (+ et —).

Nous allons maintenant remplacer la batterie de la fig. 2 par une source de courant alternatif, laquelle change sans cesse de polarité. Le condensateur se charge rapidement lorsque S_1 est fermé, puis se décharge de nouveau, se charge à nouveau, et cette fois dans le sens inverse puis se décharge encore et ainsi de suite; le milliampèremètre M indique donc un courant constant, car il existe constamment un courant alternatif. La

charge et la décharge du condensateur et les alternances du sens du courant dans M dépendent naturellement de la fréquence de la tension alternative.

Si nous prenons, pour M , un milliampèremètre pour courant alternatif qui indique alors la valeur moyenne du courant, on peut considérer que le condensateur se comporte alors comme une simple résistance. Comme on l'a dit pour la bobine, il se présente aussi, dans ce cas, une résistance apparente au courant alternatif et nous la nommerons aussi «impédance du condensateur en courant alternatif»:

$$Z_c = \frac{1}{2\pi fC} \text{ où } Z_c = \text{impédance}$$

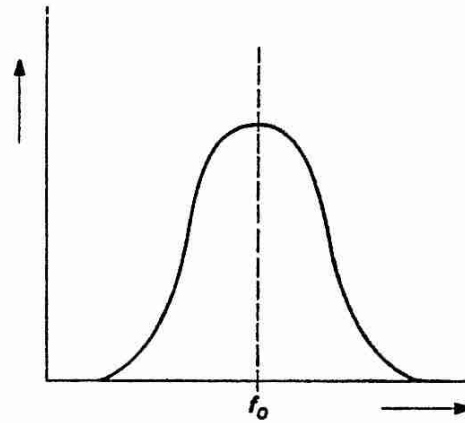
$f = \text{fréquence}$

$C = \text{capacité en farad.}$

2.5 Le circuit accordé

Dans les récepteurs de radio et de télévision, ainsi que dans les émetteurs, on voit souvent le montage en parallèle d'une bobine et d'un condensateur. Dans bien des cas, l'un des deux éléments, le plus souvent le condensateur, est construit pour être variable et réglable. Dans ce cas, le circuit parallèle formé par la bobine et par le condensateur présente une très forte résistance à une fréquence déterminée du courant alternatif. Cette résistance au courant alternatif, nous la nommons, ici encore, impédance. Si nous relions alors une antenne en haut du circuit et une terre au bas du circuit, les signaux qui correspondent à la fréquence accordée, reçus sur l'antenne, sont observés sous la forme de tensions à fréquences élevées (radiofréquences) aux bornes du circuit. Aux fréquences voisines de celle-ci, le circuit va présenter une moins grande résistance (impédance de circuit plus petite), donc les signaux sur ces fréquences, reçus par l'antenne, apparaissent alors avec une intensité relativement moindre. Plus les fréquences diffèrent de la fréquence accordée et plus l'impédance du circuit accordé devient faible, plus les tensions correspondantes sont petites aux bornes du circuit (voir la fig. 3). Les tensions reçues se présentent comme si elles étaient plus court-circuitées par l'impédance plus faible. Si les fréquences s'écartent beaucoup plus, on peut alors considérer le circuit

Fig. 3. Les tensions sur le circuit accordé sont d'autant plus faibles que la fréquence s'écarte plus de la fréquence de résonance f_o .



accordé comme un court-circuit complet pour ces fréquences. Plus les tensions sur ces fréquences voisines sont « atténuées », meilleure est la « qualité » du circuit accordé.

Si l'on désire, maintenant, accorder le récepteur sur une fréquence différente, afin de pouvoir recevoir les signaux émis sur cette fréquence, il faut que le produit de L et de C , qui sert de mesure à cette fréquence, soit modifié. On voit, qu'à des valeurs données de L et de C , va correspondre la fréquence d'accord ou de résonance, f_o , donnée par la formule suivante:

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

Si l'on veut alors parcourir une gamme de fréquences donnée avec ce circuit afin qu'une fréquence choisie, comprise dans cette gamme, puisse être accordée, il faut alors que l'on construise le circuit avec l'auto-inductance L , ou encore avec la capacité C , comme élément variable et réglable. Le plus souvent, on choisit C comme élément de variation d'accord et l'on en fait un condensateur variable. La grandeur de la variation de sa capacité dépend de la grandeur de la variation de fréquence désirée et de la grandeur de la bobine L , ce qui détermine la gamme atteinte.

Au lieu de la fréquence, on utilise, également, la notion de *longueur d'onde*. La relation entre ces deux conceptions est donnée par la formule:

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f} \quad \begin{array}{l} \text{où } \lambda = \text{longueur d'onde en m} \\ f = \text{fréquence en Hz.} \end{array}$$

2.6 Filtres de bande

Un accessoire très souvent employé est le filtre de bande. Il consiste en deux circuits accordés sur la même fréquence couplés de telle façon, entre eux, que les tensions appliquées au premier circuit peuvent être transmises, dans une proportion donnée, sur le second circuit (voir aussi les bobines couplées). La grandeur de la tension transmise dépend du coefficient de couplage. Divers procédés de couplage sont indiqués sur la fig. 4. La méthode la plus souvent employée pour le couplage des filtres de bande, dans les amplificateurs de fréquence intermédiaire (autrefois appelés amplificateurs de moyenne fréquence) des récepteurs (voir le chapitre 3) est le couplage inductif de tension (de la fig. 4a). Ici, la bobine du second circuit est située dans le champ magnétique de la première bobine et une tension à la même fréquence est donc produite (induite) dans le second circuit. Une autre méthode est celle du couplage inductif par un courant (voir la fig. 4b), où une bobine supplémentaire est insérée, en commun, dans les deux circuits. La tension appliquée fait alors circuler un courant dans le circuit (car le circuit se trouve à l'accord) et ce courant circule aussi dans la bobine de couplage. Sur cette bobine, il se produit donc une tension qui excite par « choc inductif » le second circuit accordé,

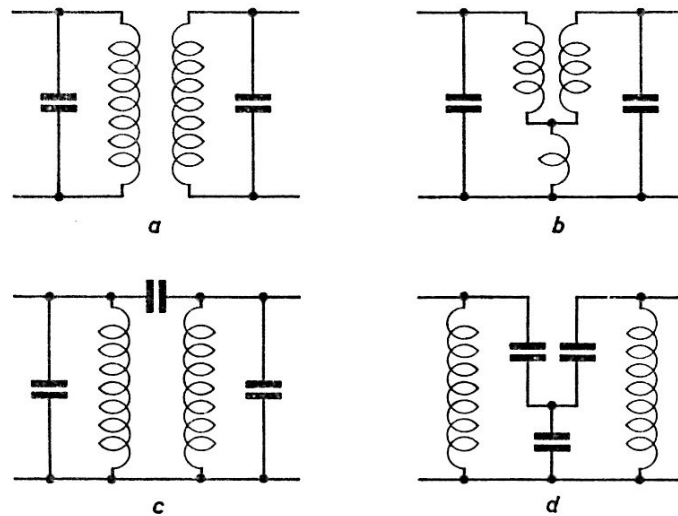


Fig. 4. Méthodes pour le couplage des filtres de bande

- | | |
|----------------------------------|-----------------------------------|
| a. couplage inductif en tension; | c. couplage capacitif en tension; |
| b. couplage inductif en courant; | d. couplage capacitif en courant. |

où il va se produire une tension à la même fréquence. La troisième méthode est le couplage capacitif de tension ou couplage au sommet (voir la fig. 4c), où la tension est transmise du premier circuit au second, à travers un condensateur à faible capacité. La quatrième méthode est celle du couplage capacitif par un courant (voir la fig. 4d). Ici, la bobine de couplage de la fig. 4b est remplacée par un condensateur de couplage, mais qui joue encore le même rôle.

Comme on l'a déjà dit, les filtres de bande sont très employés dans les amplificateurs de fréquence intermédiaire où ils sont accordés sur une fréquence fixe. L'avantage des filtres de bande est l'étroitesse de l'accord (bonne sélectivité) qui ne pourrait être obtenue avec un circuit unique et qui se trouve ainsi améliorée d'une façon très importante. Si l'on utilise plusieurs filtres de bande, dans un tel genre d'amplificateur, on peut atteindre une sélectivité très poussée. Elle produit, en fait, cette différence qu'une fréquence voisine donnée est atténuée selon un facteur plus grand, si bien que le résultat total est donné par tous les facteurs d'atténuation réunis.

Il est également possible, lorsque l'on utilise des filtres de bande, de pouvoir les régler, et cela d'une manière continue.

Le couplage de tous les systèmes décrits, dépend, entre autre, de la fréquence d'accord, si bien, qu'à l'accord, la transmission de tension vers le second circuit varie. Souvent par une combinaison de ces méthodes de couplage, on peut obtenir une amélioration du fonctionnement, mais l'on constate dans la pratique qu'il est très difficile de les établir d'une manière absolument correcte.

2.7 Microphones

Le microphone est, pour l'amateur-émetteur, un accessoire fort important, principalement lorsqu'il veut «travailler» en (télé-)«phonie». Il y a différentes sortes de microphones mais, pour l'amateur proprement dit, il y a seulement trois catégories qui soient vraiment marquantes:

a. *Microphone à charbon*

Il comprend une plaque perforée (membrane), ronde et peu épaisse, qui est placée sur un petit boîtier en matière isolante, rempli de grenaille ou de

poudre de charbon. Sur le corps du boîtier (partie arrière du microphone) se trouve une plaquette métallique. Cette plaquette constitue l'une des connexions électriques du microphone, l'autre étant prise sur la plaque perforée et servant à faire passer un courant continu de commande. Lorsque la plaque perforée se trouve déplacée par les vibrations sonores et entre elle-même en vibration, la pression sur les grains de charbon devient périodiquement plus grande puis plus petite et donc, cela va faire varier la résistance de la grenaille de charbon, entre les deux bornes de connexion du microphone. Le courant dans le microphone va, par conséquent, varier et en insérant un transformateur en supplément dans ce circuit, il va s'y produire une tension alternative qui est transformée et va apparaître sur le secondaire de ce transformateur. Le rapport de transformation est compris en général entre 1:20 et 1:100, lorsque ce secondaire doit être relié à l'entrée d'un tube pour audiofréquence (basse fréquence). La tension sur le secondaire peut avoir une valeur de quelques volts. Le courant dans le primaire doit être de 50 à 100 mA.

b. *Microphone à cristal*

Ce type de microphone est très souvent employé, car il n'exige ni courant continu d'alimentation ni transformateur d'attaque. La tension de sortie est souvent de l'ordre des 10 mV. Mais elle dépend évidemment du type de fabrication envisagé et (ou) de la qualité de reproduction que l'on veut obtenir. Un cristal de sel de Seignette est fixé de telle sorte que les dépressions et les pressions acoustiques agissent sur lui à travers une plaque perforée. Ce cristal, en raison de ce que l'on appelle ses propriétés piézo-électriques, produit une tension alternative entre les deux plaquettes, fixées à ses extrémités, qui sont métallisées et munies de fils de connexion. Le microphone à cristal est très répandu chez les amateurs et peut être relié directement à l'entrée d'un tube amplificateur AF (audiofréquences).

c. *Microphone dynamique*

Dans ce type de microphone, une petite bobine est fixée à une membrane de telle manière qu'elle puisse se déplacer entre les pôles d'un aimant. Les vibrations sonores mettent en mouvement la membrane et une tension alternative se produit donc aux bornes de la petite bobine. Cette tension

de sortie dépend aussi très fortement du mode de construction adopté par le fabricant et de la qualité de reproduction envisagée. Les constructions robustes, pour appareils mobiles, sont très fréquemment utilisées.

En dehors des accessoires décrits dans ce chapitre, il en existe encore un certain nombre, utilisés dans la pratique avec différents matériaux de construction. Nous en parlerons lors de la description des montages correspondants.

CHAPITRE 3

RECEPTEURS DE TRAFIC POUR AMATEURS

3.1 Introduction

Nous entendons par récepteurs de trafic pour amateurs, dans ce livre, plus généralement ceux qui sont utilisés pour l'écoute sur les bandes de fréquences où « travaillent » les amateurs. Ces récepteurs sont disponibles dans le commerce sous des aspects assez variés (principalement d'origine française, britannique ou américaine), mais il existe encore de nombreux amateurs qui construisent leur propre récepteur. Cela n'est pas toujours dicté par des considérations financières, mais surtout par tous les enseignements que l'on peut tirer de la construction d'un récepteur bien personnel. Il cadre mieux avec les possibilités et les exigences techniques de l'utilisateur qui pourra, suivant les circonstances, le modifier aussi plus facilement, en connaissance de cause. Du reste, l'amateur expérimenté ne tarde pas à apprécier le récepteur qu'il veut posséder, surtout s'il est conforme à ses propres désirs et si l'on tient compte que les récepteurs que l'on trouve dans le commerce (même si les prix restent dans les possibilités de l'amateur) ne sont pas toujours, en général, utilisés très longtemps tels qu'ils ont été construits . . .

Afin d'avoir une idée juste des différences qui existent entre un récepteur d'amateur en général et un récepteur familial ordinaire, il est encore préférable de comparer avec un bon récepteur de radiodiffusion.

Si nous commençons par l'examen de la partie « audiofréquence », nous pouvons préciser qu'un récepteur classique de radiodiffusion est surtout construit pour obtenir une qualité de reproduction de la parole et de la musique aussi favorable que possible. Ici encore, il est nécessaire de tenir compte d'un domaine de fréquences compris, par exemple entre 50 et 20 000 Hz, les fréquences devant être reproduites, entre ces limites, sans

distorsion audible appréciable. En liaison avec ce point particulier, il faut alors considérer l'énergie maximale qui doit être fournie, sans distorsion, dans le (ou) les haut-parleurs. Au contraire, dans un récepteur pour amateur, principalement destiné à la reproduction de la parole et des signaux télégraphiques, on tient rarement compte du domaine d'audio-fréquences plus grand que celui de 400 à 3000 Hz, pour la parole par exemple. Pour les signaux de télégraphie, le domaine exigé est encore plus réduit, puisqu'il se situe autour de 1000 Hz. Le résultat principal dans un récepteur est avant tout de pouvoir « lire » et de bien comprendre la station reçue. Donc, s'il existe une distorsion pas trop forte, ne gênant pas la compréhension, elle reste, en général, sans inconvénient majeur. En fait, la sélectivité du récepteur est souvent la nécessité dominante. Un réglage du volume sonore est communément utilisé et, d'ailleurs, le récepteur de radiodiffusion en est également muni, mais un réglage de tonalité y est très superflu, car la reproduction des sons à fréquences basses, dans un récepteur bien établi, est, par avance, empêchée de se produire. L'étage final sera en général de plus faible puissance (il y a moins d'énergie à fournir), puisque l'on utilise soit un petit haut-parleur soit, encore, un casque téléphonique facile à alimenter avec peu d'énergie.

Dans l'amplificateur de fréquence intermédiaire (on dit encore parfois moyenne fréquence), on constate des différences encore plus importantes. Ici, également la bande passante (le domaine des fréquences des deux côtés de la fréquence porteuse qui doit être transmis) est l'élément déterminant. Dans les récepteurs de radiodiffusion, les largeurs de bande vont de 10 à 15 kHz, tenant compte du compromis à établir entre la bonne reproduction du signal désiré et la nécessité d'une sélectivité suffisante. Dans le récepteur de trafic d'amateur, une sélectivité plus élevée est nécessaire, la largeur de bande ne devant pas être plus grande que 4 à 5 kHz, environ, pour la reproduction de la parole (réception des téléphonies) et encore bien plus réduite pour la réception des télégraphies, puisque la distance entre une porteuse et une autre, dans le spectre des fréquences, peut, ici, devenir très faible, une grande sélectivité étant par conséquent exigible. Le choix de la fréquence intermédiaire, fixé en général entre 440 et 480 kHz, pour les récepteurs de radiodiffusion, est déterminé par des considérations toutes différentes dans le cas de récepteurs de trafic et, par conséquent, des fréquences intermédiaires de l'ordre de 1,5 à 2 MHz

n'y sont pas tellement rares. Dans des conditions données, que nous fixerons par la suite, on peut utiliser une double conversion de fréquence et il y a, dans ce cas, utilisation de deux amplificateurs intermédiaires en cascade, l'un sur une fréquence intermédiaire élevée, suivi d'un autre sur une fréquence intermédiaire plus faible.

La partie amplificatrice de radiofréquence (parfois appelée haute fréquence) comprend un ou plusieurs étages amplificateurs des fréquences élevées, destinés à améliorer les propriétés du récepteur vis-à-vis du souffle ou à augmenter la sensibilité ou encore la sélectivité. Les circuits accordés n'ont pas besoin d'une grande gamme de réglage puisque les bandes d'amateur sont très petites. On peut étaler ces bandes sur la totalité du cadran d'accord pour chaque bande (en anglais: *bandspread* = étalement de bande).

La commande automatique de volume (C.A.V.) est utilisable tout aussi bien dans un récepteur de radiodiffusion que dans le meilleur récepteur de trafic pour amateurs, bien que son mode d'établissement puisse alors être fort différent. L'indicateur d'accord, habituellement obtenu par un tube « trèfle ou oeil magique » dans les récepteurs de radiodiffusion, est présent aussi dans les récepteurs de trafic pour amateurs et utilise, dans ce cas, une indication à l'aide d'un milliampèremètre, sur lequel on peut lire l'intensité du signal incident (S-mètre).

Un certain nombre de modifications et de développements spéciaux des schémas, inconnus dans les récepteurs de radiodiffusion, trouvent de nombreuses applications dans les récepteurs de trafic. Ces perfectionnements seront indiqués lorsque nous décrirons les schémas de ces récepteurs.

3.2 Récepteurs avec une diode

Sous sa forme la plus courante, un récepteur peut être construit comme l'indique la fig. 5. Le circuit L_1C_1 en parallèle est accordé sur la fréquence de la station désirée; la flèche à travers C_1 indique que ce condensateur est variable. Il sert à régler le circuit sur la fréquence recherchée. Au sommet du circuit (on dit parfois: en tête) est reliée une antenne, le bas du circuit est relié à la terre. Les signaux dont la fréquence correspond à la fréquence d'accord du circuit produisent donc à ses bornes, une tension à la

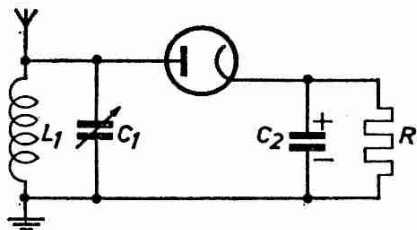


Fig. 5. Schéma de récepteur très simple. L_1 et C_1 forment le circuit d'accord. Sur C_2 et R , se produisent les tensions détectées.

même fréquence. Le sommet du circuit est également relié au côté « anode » d'une diode, tandis que le côté « cathode » est relié à la terre, à travers le condensateur C_2 et la résistance R en parallèle sur C_2 . Tant que le sommet du circuit reste négatif par rapport à la terre (pendant la demi-période négative), l'anode de la diode est aussi négative par rapport à la cathode et il ne peut donc pas circuler un courant de diode. La cathode chauffée de la diode est en état d'émettre des électrons, mais, l'anode étant négative, tous les électrons qui sont eux-mêmes négatifs sont effectivement repoussés. Par la suite, durant la demi-période positive, le sommet du circuit devient positif par rapport à la terre et les électrons négatifs peuvent alors venir frapper l'anode et produire ainsi la circulation du courant. Les électrons (*courant électronique*) partent de la cathode et vont vers l'anode, alors que l'on sait que le sens traditionnel du *courant électrique* est toujours le sens inverse, c'est-à-dire de l'anode vers la cathode. Le condensateur C_2 va donc être chargé par ce courant si bien que son côté relié à la terre est négatif et son côté relié à la diode est positif. Si la résistance R n'était pas présente, le condensateur C_2 se chargerait jusqu'à la valeur de sommet (valeur de crête) de la tension alternative. On a représenté à la fig. 6a, la tension alternative à radiofréquence et la valeur de crête e est indiquée. Comme la résistance R se trouve disposée en parallèle sur C_2 , celui-ci peut se décharger sur R . La vitesse à laquelle cette décharge est obtenue dépend du produit de la capacité de C_2 et de la résistance de R ($C_2 \times R$).

Lorsque le signal reçu est modulé avec une fréquence sonore audible déterminée, l'amplitude du signal de radiofréquence varie suivant la fréquence du signal audible (voir la fig. 6b). Le courant dans la diode, qui circule, par ailleurs, durant la demi-période (ou alternance) positive, se présente alors comme on le voit sur la fig. 6c. Le condensateur C_2 étant rechargé de nouveau, après chaque décharge dans R , l'évolution de

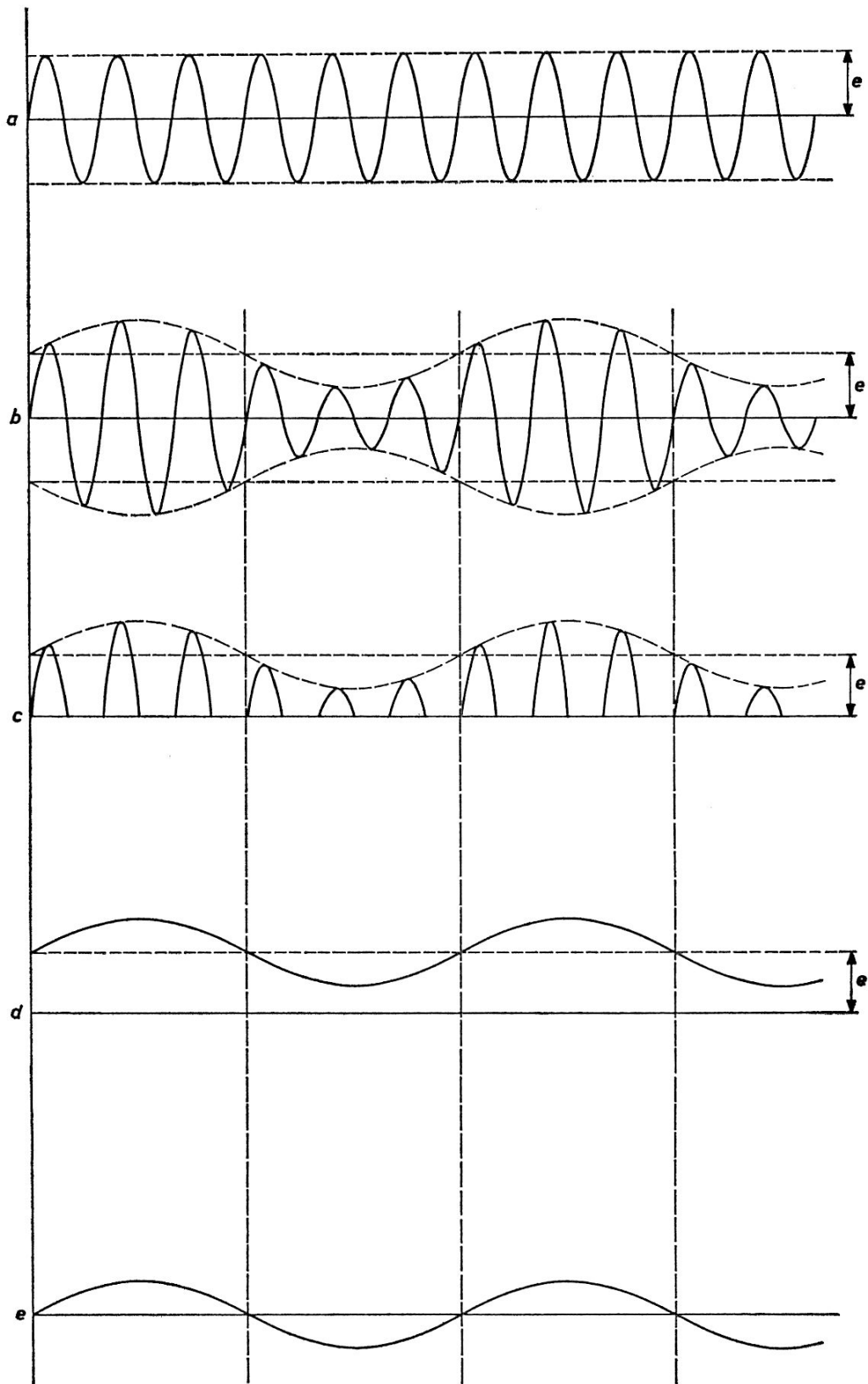


Fig. 6.

a. Tension alternative de radiofréquence (non modulée) d'amplitude (valeur au sommet) e ;

c. Courant de la diode;

d. Tension sur C_2 ;

e. Tension alternative d'audiofréquence.

la tension continue sur C_1 se trouve influencée par l'allure de l'amplitude du courant.

Grâce à un choix correct de la résistance R (pas trop grande, afin que la charge du condensateur puisse varier d'une façon suffisamment rapide, mais pas trop faible parce que la décharge serait trop rapide et la tension continue moyenne obtenue serait trop basse); il faut donc que la tension sur C_2 suive bien correctement les variations de l'amplitude de la tension de radiofréquence. Le signal à fréquence basse qui a été modulé sur l'onde porteuse dans l'émetteur, redevient donc ici apparent, sous la forme d'une variation de la tension continue sur C_2 (fig. 6d) et nous sommes, donc, dans la possibilité d'écouter la reproduction de ce signal dans un casque téléphonique ou encore de le transmettre à l'entrée d'un amplificateur. Nous voyons, à la fig. 7, comment il est possible d'obtenir ce résultat: le condensateur de couplage C_3 transmet la modulation, tout en bloquant la composante de tension continue. La tension alternative à basse fréquence se présente alors sous l'aspect visible sur la fig. 6e.

Nous voyons également sur la fig. 7 que la résistance R est utilisée sous la forme d'un potentiomètre. Avec le contact variable (curseur), nous pouvons donc prélever sur R la tension qui est juste nécessaire. Nous pouvons donc déterminer ainsi le « volume » du signal d'audiofréquence fourni à l'amplificateur ou au casque téléphonique, réglé sur le niveau désiré. Cette commande d'intensité sonore ou de volume acoustique existe dans presque tous les récepteurs. Une seconde variation s'opère à la bobine d'antenne L_2 où grâce au couplage inductif entre L_2 et L_1 , la tension a été transmise sur L_1 . L'avantage de ce montage reste que la

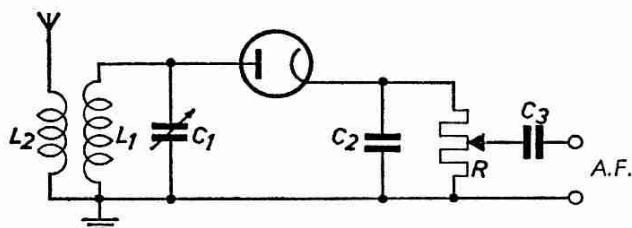


Fig. 7. Récepteur avec couplage inductif de l'antenne. R de charge est prévue sous la forme d'un potentiomètre. C_3 est un condensateur de couplage.

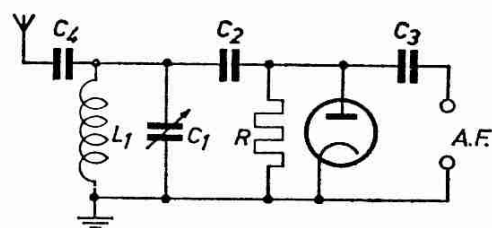


Fig. 8. Récepteur avec couplage capacitif de l'antenne. Diode dont la cathode est reliée à la terre (détection en parallèle).

qualité du circuit de $L_1 C_1$ est ainsi bien moins influencée par la présence de l'antenne, si bien que la capacité de l'antenne exerce aussi une influence moindre sur l'accord du circuit. Cette capacité d'antenne est la capacité avec la terre de l'antenne proprement dite et de sa connexion de descente. Dans le montage de la fig. 5, cette capacité se trouve disposée en parallèle sur C_1 et elle intervient directement dans l'accord! A la fig. 7, au contraire, à travers la capacité entre L_1 et L_2 , il ne reste plus qu'une faible influence de la capacité de l'antenne sur l'accord.

Dans la fig. 8, on donne encore une nouvelle solution à ce problème, c'est-à-dire l'utilisation du condensateur en série C_4 . Il se trouve en série avec la capacité de l'antenne et donne toujours une influence diminuée, tandis que la perte sur le signal peut rester assez minime. De plus, on constate que les positions de C_2 et de la diode ont été ici échangées, ce qui ne modifie pas le principe du fonctionnement, mais offre l'avantage de pouvoir relier la cathode de la diode à la terre. Dans le montage indiqué, l'amortissement du circuit détecteur sur le circuit accordé est plus grand, d'où il résulte que la qualité du circuit est plus faible et, donc également, que la tension alternative va être plus faible sur le circuit accordé. Le tube diode peut fort bien être remplacé par une diode au germanium. Dans ce cas, on peut supprimer la batterie que l'on devrait employer pour alimenter le filament de la diode *).

Dans ce cas, il peut y avoir avantage à ne pas relier la diode au sommet du circuit accordé, mais bien sur une prise intermédiaire, afin de diminuer l'amortissement provoqué par le montage de détection sur le circuit (voir la fig. 9).

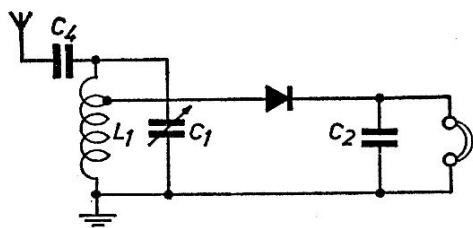


Fig. 9. Diode au germanium remplaçant le tube diode à vide. Adaptation de la diode à l'aide d'une prise sur la bobine. Pour les données pratiques, voir le texte.

*) Voir également le livre du Dr. S. D. Boon, Diodes au Germanium (Bibliothèque Technique Philips).

Pour les amateurs désireux d'expérimenter de tels récepteurs simples, nous donnons encore ci-dessous quelques valeurs pratiques des pièces utilisées. Il faut bien se rappeler que la sensibilité est très faible, il faut donc utiliser une antenne haute et pas trop courte et, de plus, située à proximité d'un émetteur, de préférence.

$$C_1 = 300 \text{ à } 500 \text{ pF, variable}$$

$$C_2 = 50 \text{ pF, ou plus forte}$$

$$C_3 = 1000 \text{ à } 2000 \text{ pF}$$

$$C_4 = 20 \text{ à } 50 \text{ pF}$$

$$R = 0,1 \text{ à } 1 \text{ M}\Omega$$

$$L = 150 \text{ }\mu\text{H, environ (pour les ondes moyennes)}$$

ou $6 \text{ }\mu\text{H, environ (pour la gamme des ondes courtes de}$
 $90 \text{ à } 40 \text{ mètres).}$

Pour les ondes moyennes ($L = 150 \text{ }\mu\text{H}$), on bobine 110 à 120 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 0,2 à 0,3 mm sur un mandrin-support d'un diamètre de 3,5 cm, environ. Si le schéma est celui de la fig. 9, la prise se fait à 50 à 60 tours de la terre. Pour la gamme OC (90-40 m), on bobine 17 tours de fil de cuivre émaillé de 0,5 à 1 mm sur un mandrin de 3,5 cm environ de diamètre et sur une longueur de bobinage de 3,5 cm. Ici, la prise est faite à 8 tours de la terre.

3.3 Récepteurs avec une triode ou une pentode

On peut obtenir de bien meilleurs résultats si l'on remplace la diode par une *triode*. Ce type de tube fournit directement une amplification de quelques dizaines de fois la tension d'entrée, mais il reste l'inconvénient qu'une source d'alimentation supplémentaire devient nécessaire pour la tension de l'anode. Il faut donc en permanence avoir une batterie, ou un appareil d'alimentation. La fig. 10 représente un tel montage, où la fréquence audio, amplifiée dans le circuit anodique, vient, après la détection, dans le circuit de la grille. D'un autre point de vue, les tensions de radiofréquences, sont également amplifiées à la sortie à partir du circuit de la grille et cela peut conduire à des phénomènes parasites désagréables. Il est donc désirable de court-circuiter le circuit de l'anode, pour ces fréquences élevées, à l'aide d'un condensateur de valeur correcte.

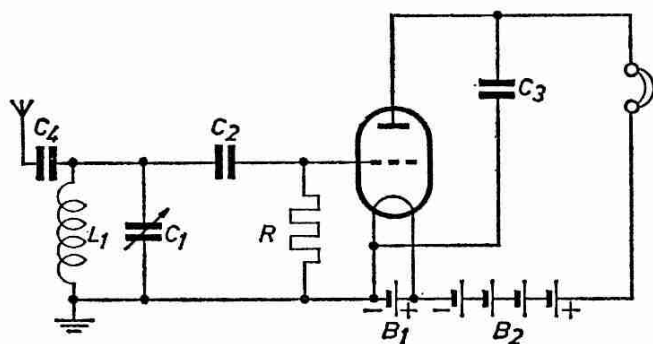


Fig. 10. Triode utilisée en détectrice; C_3 évite la présence des tensions RF dans le circuit du casque d'écoute.

Le montage de détection par la grille correspond à celui de la fig. 8 et il produit donc un certain amortissement sur le circuit accordé. Par le choix correct de la valeur des pièces utilisées, il est toutefois négligeable par rapport à l'amplification que l'on obtient maintenant.

La triode nous donne aussi la possibilité d'amplifier encore plus par l'utilisation de la réduction d'amortissement, obtenue au moyen d'un couplage de *réaction*. Dans ce cas, une partie de la tension à haute fréquence circulant dans la connexion d'anode se trouve ramenée vers la grille (réaction) et dans la phase correcte. Cela produit une tension encore plus forte à l'anode, etc., etc. Le résultat est une amplification totale de la triode beaucoup plus forte. Ce couplage de réaction est également appelé «réduction d'amortissement», car le montage tend à compenser tous les facteurs de pertes (amortissement) du circuit accordé.

Si le couplage de réaction est trop fort, le tube commence à osciller, c'est-à-dire qu'il va fonctionner comme un petit émetteur. En dehors des difficultés causées aux autres auditeurs par cet émetteur indésirable, il se produit, sur la réception du signal cherché, une forte distorsion, et même il apparaît, si l'accord n'est pas exact, un grand sifflement d'interférence. Il y a, notamment dans la triode, le signal reçu qui est mélangé avec le signal que le récepteur-même produit et le résultat est donc un nouveau signal égal à la différence de ces deux fréquences. Si cette différence est très faible, elle se trouve alors dans le domaine audible sous la forme d'un sifflement. Si l'on revient de nouveau à la fréquence d'accord exacte, le sifflement devient de plus en plus bas, puis, enfin, devient inaudible, au point où l'accord est devenu exact. Si l'on tourne encore plus loin le bouton d'accord, le sifflement réapparaît et la hauteur du son redevient de plus en plus élevée.

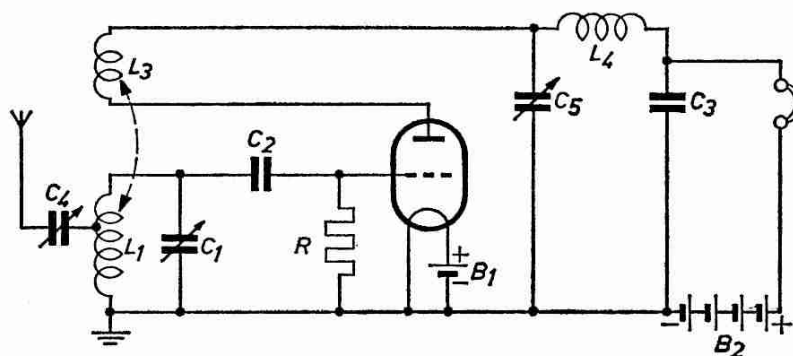


Fig. 11. Triode utilisée en détectrice avec un couplage de réaction, obtenu au moyen d'une bobine de réaction supplémentaire. Réglage par condensateur variable. L_4 et C_3 évitent la présence des tensions RF dans le circuit du casque.

Si le couplage de réaction est trop faible, on constate à peine un avantage. Il est donc souhaitable de rendre continu le réglage du couplage de réaction, si bien que l'on peut l'augmenter, avec précision, jusqu'au point où aucune oscillation ne se produit encore. On se trouve alors à la « limite d'oscillation ». Dans la fig. 11, ce résultat est atteint par l'insertion d'une bobine dans le circuit anodique, « bobine de réaction » que l'on couple à la bobine d'accord. Le courant alternatif de radiofréquence dans le circuit anodique circule dans la bobine de réaction et vient induire une tension dans la bobine d'accord, ce qui apporte la réduction d'amortissement souhaitée.

Avec le condensateur variable C_5 , on peut régler le courant dans L_3 et, par conséquent, la proportion utile du couplage de réaction.

Cette méthode de réglage du couplage de réaction peut fonctionner d'une manière très simple, mais peut aussi provoquer de forts dérèglages du circuit accordé. Une meilleure méthode, par ailleurs toujours utilisable avec des triodes, est représentée par la fig. 12, où le réglage de réaction se trouve obtenu par la modification de la tension de l'anode. Dans ce cas, si l'application du principe est bien faite, on ne constate, pratiquement, pas de variation de l'accord. La grandeur correcte de la bobine de couplage et de son couplage avec la bobine d'accord sont des facteurs très importants de succès. Cette bobine de couplage doit donc être construite pour que l'appareil commence juste à osciller sur une position telle, de R_2 , que, sans couplage de réaction, il ne se produise pratiquement pas d'augmen-

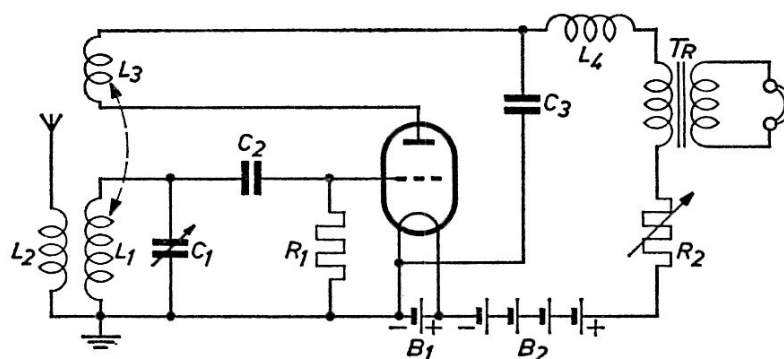


Fig. 12. Couplage de réaction réglable au moyen d'une résistance ajustable par curseur, disposée en série. Casque téléphonique adapté par transformateur.

tation de l'amplification. La grandeur de C_3 est ici toujours pleine de conséquences. Par dessus tout, pour éviter l'effet de capacité à l'approche des mains, c'est-à-dire le désaccord, lorsque l'on veut régler les boutons du récepteur, il est nécessaire que les axes des condensateurs variables (plaques tournantes) soient reliés à la terre et que, de plus, on utilise un panneau avant métallique, relié à la terre, car cela est toujours à conseiller.

Un autre phénomène nuisible peut parfois se produire, lorsque le récepteur se met facilement à osciller de lui-même, puis s'arrête ensuite, brusquement, avec un fort bruit de claquement. Ce phénomène est attribuable à ce que l'on appelle « point mort du réglage ». Dans ce cas, le point où le récepteur entre en oscillation ne coïncide pas avec celui où il cesse d'osciller. On doit alors, afin de faire cesser l'oscillation, faire marche arrière à la rotation du bouton d'accord plus loin que l'on ne s'y attendait. Un choix correct de R_1 et de C_2 donne alors le remède à cette difficulté, on applique aussi une petite polarisation négative à la grille de commande, et l'on obtient ainsi un fonctionnement plus favorable.

Du reste, on doit toujours, lors de la construction des bobinages, placer la bobine de réaction du côté « terre » de la bobine d'accord et de telle sorte que le côté anodique de la bobine de réaction soit bien le point le plus éloigné par rapport à la bobine d'accord.

La pentode est le type le plus moderne de tube et peut remplir différents rôles dans les divers appareils de radio et, cela, dans de bien meilleures conditions que la triode. Même dans le cas d'un récepteur à un seul tube, nous pouvons encore tirer profit de l'utilisation d'une pentode.

Il est également possible, avec ce tube, de construire le montage à un seul étage analogue à celui que nous avons construit avec une triode (sauf, naturellement pour la grille 2 ou grille-écran, pour laquelle on doit prévoir une tension positive convenable) et la pentode offre encore d'autres possibilités dont la valeur pratique sera appréciée par la suite. Dans la fig. 13, on a représenté le couplage de réaction normal de l'anode vers la grille de commande et pour que ce couplage soit facilement ajustable, on rend variable la tension de la grille 2. En conséquence, la pente du tube est réglable, ainsi que le courant alternatif dans le circuit anodique (donc, également, le courant alternatif dans la bobine de couplage de réaction). Comme nous l'avons déjà noté dans le cas de la triode, ce réglage peut être rendu très souple, le couplage de réaction étant ajusté pour se trouver exactement à la limite où l'oscillation va naître, par la tension de la grille 2, afin que, sans couplage de réaction, il n'y ait pratiquement pas d'augmentation de l'amplification qui puisse se produire. Jusqu'à maintenant des tubes pour batteries, c'est-à-dire des tubes prévus pour être alimentés par des piles ou par des accumulateurs, ont été utilisés dans tous les montages.

Les tubes pour batteries ayant un filament qui doit être alimenté par un courant continu, ces tubes sont chauffés directement, c'est-à-dire que le filament sert aussi de cathode (électrode qui émet les électrons). Si l'on veut construire un récepteur prévu pour être alimenté à partir du courant alternatif du secteur, les filaments étant alimentés par ce courant, ils ne servent pas de cathode, car un chauffage du filament en alternatif produi-

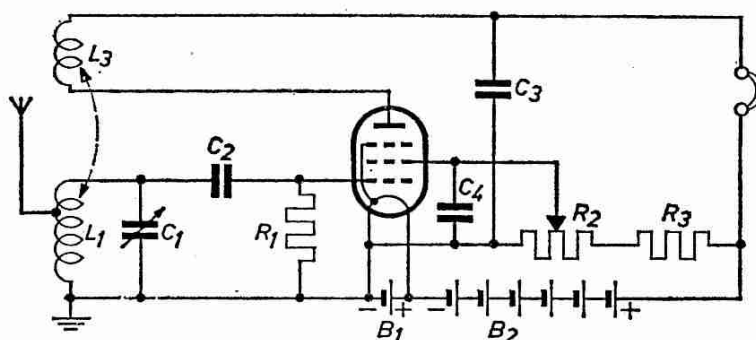


Fig. 13. Pentode utilisée en détectrice. Couplage de réaction avec l'anode. Réglage du couplage de réaction par la tension de la grille-écran.

rait un fort ronflement audible dans le récepteur. Par conséquent le filament est, dans ce cas, isolé dans un petit cylindre de nickel (cathode à chauffage indirect); ce cylindre est enduit d'une couche émissive tout comme le filament des tubes pour batteries. Cette cathode prend alors, dans les schémas, la place réservée, précédemment, aux filaments des tubes pour batteries.

3.4 Amplifications AF et RF

Une étape ultérieure vers l'amélioration de notre récepteur nous conduit à lui adjoindre un second tube, monté en *amplificateur d'audiofréquences*. Les fonctions successives sont donc: pour le premier tube de détecter le signal à radiofréquences et de l'amplifier, le signal audiofréquence après détection étant, encore une fois, amplifié.

Le couplage par résistance est le plus fréquemment utilisé. On utilise, pour cela une résistance servant d'impédance anodique pour le tube détecteur. La fig. 14 indique ce montage. Le tube détecteur est une pentode à chauffage indirect et le tube pour audiofréquence, une triode à chauffage indirect. La tension d'audiofréquence, recueillie sur la résistance ano-

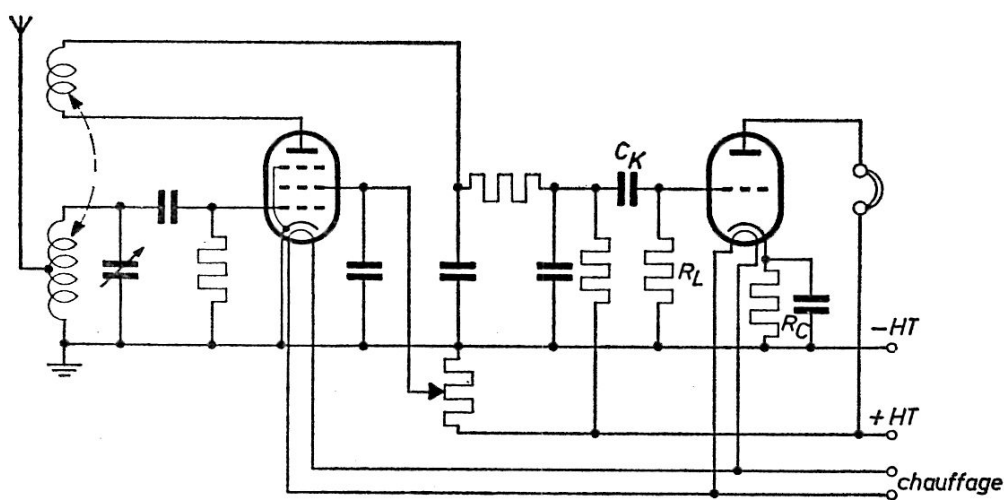


Fig. 14. Couplage par résistances et capacité entre la détectrice à réaction et l'amplificateur d'audiofréquences. On emploie, pour la détection, une pentode à chauffage indirect et pour l'amplification des AF, un tube triode, à chauffage indirect.

dique, après la détection, est appliquée, à travers le condensateur de couplage C_k , à la grille du tube amplificateur d'audiofréquences. Cette triode est munie de ce que l'on appelle une résistance de cathode R_c . Le courant continu qui circule dans le tube porte la cathode à une faible tension positive par rapport à la terre. Afin que la grille soit au potentiel de la terre, du point de vue de la tension continue, à travers la résistance de fuite R_L , cette grille est négative par rapport à la cathode, afin qu'elle soit réglée convenablement pour l'amplification des audiofréquences. Les valeurs convenables, pour cela, sont indiquées dans les livres qui contiennent les caractéristiques des tubes. R_c doit être court-circuitée, pour les tensions alternatives, par un condensateur.

Un autre montage est donné à la fig. 15. Il utilise ce que l'on appelle une double triode. Ce type de tube contient deux triodes complètes, dans

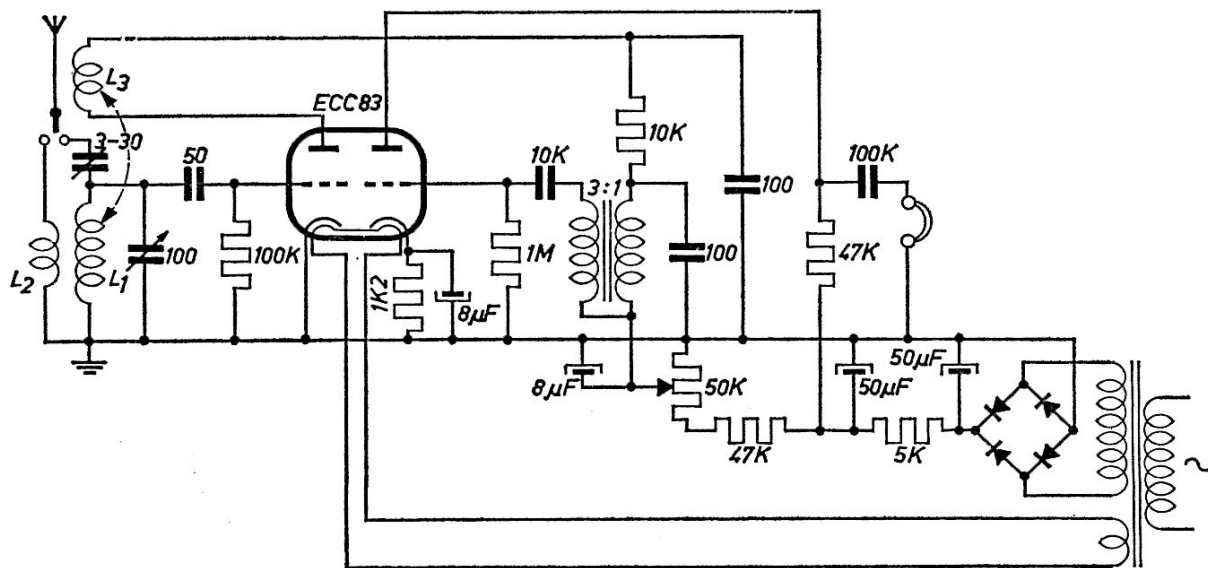


Fig. 15. Récepteur d'ondes courtes utilisant la double triode ECC 83 (= 12 AX 7). Une section triode est utilisée pour la détection, la seconde section triode sert pour l'amplification AF. Le couplage est obtenu par transformateur AF (rapport de transformation de l'ordre de 1 / 3). L'antenne peut être reliée au récepteur de différentes façons, afin d'obtenir sa meilleure adaptation. Pour une gamme d'ondes de 50 à 100 mètres, L_1 est une bobine sur mandrin de Ø 2 cm, environ 55 t. de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm sur une longueur de 4 cm. On bobine L_2 à 5 mm de L_1 , et du côté terre de L_1 , avec environ 12 tours de fil de Ø 0,15 mm. Quant à L_3 , elle est bobinée entre les spires les plus basses de L_1 du côté terre et comprend environ 15 t. de fil, de Ø 0,15 mm, par exemple.

une seule ampoule, l'une pouvant alors servir pour la détection (à réaction) et l'autre pour l'amplification des audiofréquences. On emploie, ici, comme élément de couplage, un transformateur pour audiofréquences (couplage par transformateur), dont le bobinage primaire est inséré dans le circuit anodique du détecteur. Sur ce primaire, se produit la tension détectée d'audiofréquences. Le transformateur la transmet, tout en la transformant (selon le rapport des enroulements primaire / secondaire, par exemple 1 / 3), et cette tension se retrouve donc, amplifiée, sur l'enroulement secondaire. Elle est alors appliquée à la grille de la seconde triode et, en ce point, à nouveau amplifiée. Elle est transmise au circuit anodique de l'amplificateur d'audiofréquences et on l'entend, donc, dans le casque téléphonique. Lorsqu'on construit le récepteur à deux tubes qui vient d'être décrit, la réception est organisée de telle sorte que le signal entrant est d'abord *détecté* (premier tube) puis ensuite *amplifié* (second tube). Le signal d'audiofréquences est donc amplifié et l'on dit qu'il y a amplification d'audiofréquences (ou parfois de basses fréquences). On peut aussi échanger les deux rôles et amplifier le signal entrant, signal de radiofréquences, ce que l'on appelle une *amplification de radiofréquence*. Après cet amplificateur de fréquences élevées, on trouve ensuite un montage normal de détection.

La fig. 16 indique un schéma de ce type, où le premier tube est l'amplificateur de radiofréquence, pour lequel on a choisi une triode.

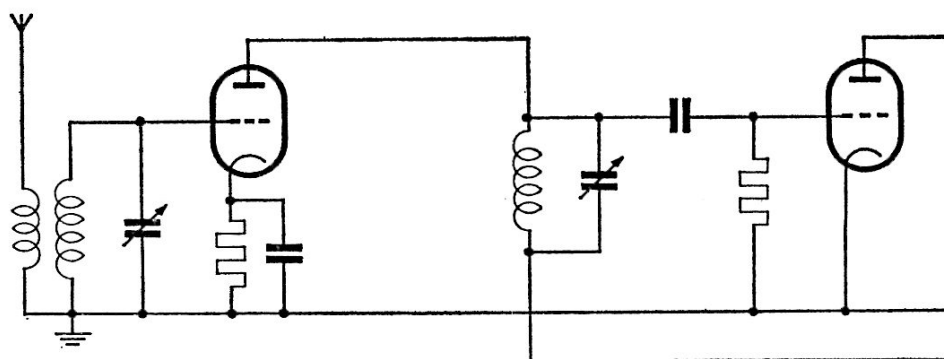


Fig. 16. Triode amplificatrice RF (de radiofréquence) avec résistance de cathode découplée pour le réglage exact de la tension de polarisation négative (tension de support). Dans cette figure (ainsi que dans les suivantes), pour simplifier l'aspect du dessin, on n'a pas représenté les filaments des tubes à chauffage indirect, mais, seulement, leurs cathodes,

Le signal d'antenne est encore appliqué à travers une bobine de couplage à un circuit accordé, auquel se trouve reliée la grille du tube à radiofréquence. Dans le conducteur de cathode, on voit une résistance, «résistance de cathode», qui sert à obtenir un réglage correct de la tension négative de la grille. Ici, également, cette résistance de cathode se trouve en parallèle sur un condensateur (qui découple la résistance) et, ainsi, en raison de la fréquence plus élevée des signaux à amplifier, ce condensateur peut avoir une bien plus faible valeur de capacité que dans le cas de l'amplificateur d'audiofréquences déjà examiné.

Dans le circuit anodique, on peut aussi utiliser une résistance sur laquelle se produit la tension de radiofréquence amplifiée, puis le tube détecteur peut alors suivre, selon le procédé déjà étudié. Il est alors désirable d'insérer ici plutôt un circuit accordé, comme l'indique d'ailleurs la figure. Pour cela, il existe plusieurs raisons. Pour la première, il faut penser que, dans une amplification à radiofréquence, nous allons obtenir un certain nombre de stations plus grand qu'avec des récepteurs dépourvus d'amplification. La principale cause est le seuil de sensibilité assez fort du détecteur, ce qui signifie que les faibles signaux, au-dessous d'une certaine valeur donnée, ne sont plus détectés. Avec un amplificateur de radiofréquence, cela va se passer tout autrement, car l'amplification préalable va relever le niveau des signaux et, ainsi, la valeur de seuil est plus basse et se trouve alors déterminée par d'autres facteurs. Il en résulte donc la réception d'un plus grand nombre de stations et cela comporterait une tendance plus grande au brouillage mutuel. Le double circuit accordé nous donne une sélectivité deux fois plus importante et par conséquent une sélectivité améliorée. Pour obtenir, à la fois, une meilleure sélection et une plus forte amplification, nous pouvons utiliser, dans ce cas également, un montage à couplage de réaction du tube détecteur pour lequel, de nouveau, il est nécessaire de disposer d'un circuit accordé.

Dans la pratique, on n'utilise presque jamais des triodes pour les amplificateurs de radiofréquence. En effet, il existe une capacité dans le tube entre l'anode et la grille. Ces deux électrodes sont disposées à courte distance l'une de l'autre et la capacité peut être d'un ordre de grandeur de 1 à 3 pF. Il y a donc une partie importante de la tension alternative anodique sur le deuxième circuit qui fait retour sur le circuit de la grille, à travers la capacité interne du tube (symbolisée par C_{ag}). Cette tension

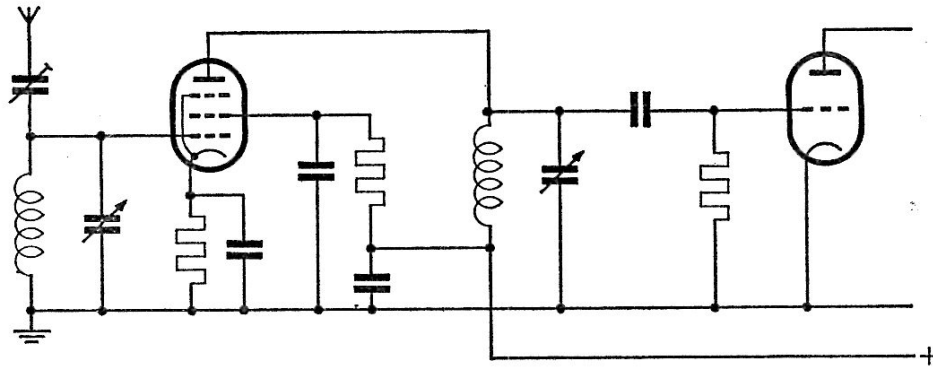


Fig. 17. Utilisation d'une pentode comme tube RF. Le condensateur d'accord du circuit détecteur est relié directement à la terre, tandis que le côté inférieur de la bobine d'accord est relié à la terre à travers un condensateur de découplage.

alternative est alors amplifiée de nouveau, etc. Il est possible ainsi d'atteindre la valeur où le tube oscille et, au lieu d'un amplificateur, le tube fonctionne comme un petit émetteur. Avec des montages particuliers (montages dits neutrodynes) on peut compenser cet effet, mais les possibilités de ce genre de montages sont limitées, ainsi que les propriétés amplificatrices réellement obtenues. Il vaut donc mieux utiliser, pour les ondes courtes usuelles, des pentodes pour radiofréquence spécialement étudiées pour présenter un très faible C_{ag} (0,005 pF, environ), la grille 2 servant alors de blindage entre la grille de commande et l'anode et devant donc être reliée à la terre pour les fréquences élevées (grille 2 découplée pour ces fréquences). La fig. 17 indique un montage de ce genre.

Nous remarquerons, au sujet du montage du second circuit accordé, que le circuit en parallèle total (fig. 16) se trouve relié au sommet à l'anode du tube RF et, du côté de la terre, au pôle (+) de la haute tension. Dans la pratique, ce montage est souvent moins agréable que sur le papier. Nous devons d'abord remarquer que le + haute tension devrait, pour ainsi dire, être court-circuité avec la terre pour les tensions aux fréquences élevées. Si ce n'est pas le cas, il faut ajouter un condensateur de découplage supplémentaire, entre le côté inférieur du circuit et la terre. Il est important de constater que, dans ce cas, les plaques mobiles du condensateur d'accord ne sont pas reliées à la terre, mais bien au pôle positif de la haute tension. Si nous utilisons un châssis et un « panneau avant » tout en métal, nous devons donc isoler, de cet ensemble, le boîtier

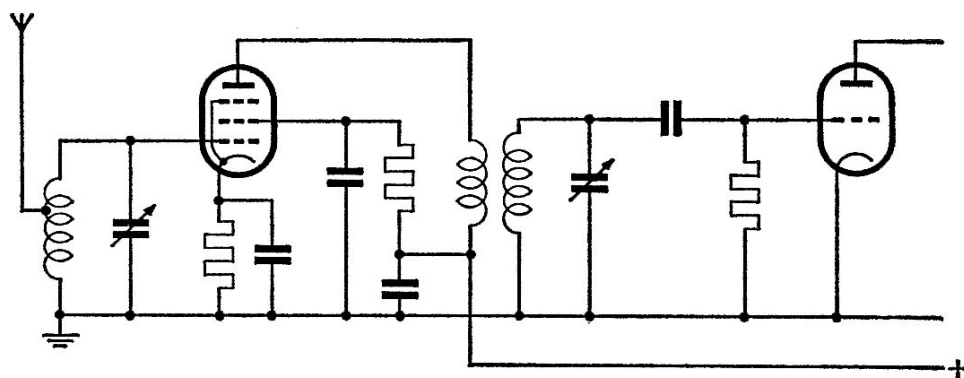


Fig. 18. Le circuit accordé de la détectrice est relié en entier à la terre d'un côté. Le signal est repris sur le circuit accordé RF via la bobine de couplage.

du condensateur. Souvent, on trouve des condensateurs variables munis d'un axe en céramique où les plaques mobiles sont également isolées du boîtier extérieur, mais ces condensateurs sont fragiles et peu durables à l'usage. Il est bien meilleur d'utiliser des condensateurs variables en boîtier à deux cases (condensateurs doubles pour accord par un seul bouton de commande). Alors, à la fig. 17, le condensateur d'accord du deuxième circuit est relié d'un côté à la terre tandis que la bobine rejoint le pôle positif de la haute tension. Ainsi pour les tensions à radiofréquence, le circuit en parallèle se trouve complété, et encore découplé, vers la terre, par un condensateur. La fig. 18 montre une autre solution de ce même problème. Ici, la totalité du second circuit d'accord se trouve reliée d'un côté à la terre mais le signal du tube à radiofréquence est appliqué à travers une petite bobine de couplage. Cette bobine laisse circuler le courant anodique du tube de radiofréquence. Elle se trouve donc placée pour avoir sa base reliée au + HT et elle est mise à la terre à travers un condensateur de découplage.

Evidemment, il est également possible d'employer plusieurs étages d'amplification pour les radiofréquences et aussi pour les audiofréquences. Un schéma pratique de récepteur OC avec un amplificateur RF et deux étages d'amplification AF sera décrit au chapitre 10, page 148.

3.5 Conversion de fréquence (Superhétérodynes)

La construction de récepteurs à grande sensibilité utilisant sans cesse un plus grand nombre de tubes, a conduit ensuite à la recherche d'une meilleure sélectivité. Si l'on emploie, pour un étage RF, un seul circuit accordé, la sélectivité fait défaut, car elle ne marche pas de pair avec la sensibilité augmentée. Cette baisse de sélectivité peut être compensée par l'utilisation de filtres de bande, au lieu de simples circuits accordés. Pour un appareil à deux tubes RF, on peut alors songer à un schéma tel que celui de la fig. 19. Le couplage du filtre de bande a été choisi inductif, dans cet exemple. En premier lieu, on pourrait penser qu'un condensateur d'accord à six cases (afin de pouvoir faire un accord simultané, par un seul bouton) serait acceptable. Sans être impossible, ce n'est pas une solution pratique. En second lieu, comme il est souhaitable d'avoir, ici, un rapport normal des longueurs d'onde de 1:3, il n'est pas possible, avec un simple couplage, de maintenir aussi constante la largeur de bande d'un tel filtre, sur toute une bande complète des longueurs d'onde à recevoir. Il faudrait donc faire des combinaisons de couplages inductifs et capacitifs, ce qui rend l'ensemble plus compliqué, plus cher et moins facile à régler. Cette difficulté n'existe pas dans un récepteur d'amateur, car un tel récepteur ne comporte que des bandes très étroites. Il faut encore considérer, en relation avec l'étude et avec la construction complète de nos récepteurs, ce qui est relatif à la commande automatique de volume (C.A.V.), à l'indication d'accord et au S-mètre, à la réception de la C.W. (C.W. = Code Wireless, c'est-à-dire, la réception des télégraphies) pour laquelle un oscillateur dit «de battement» est nécessaire, tous les dis-

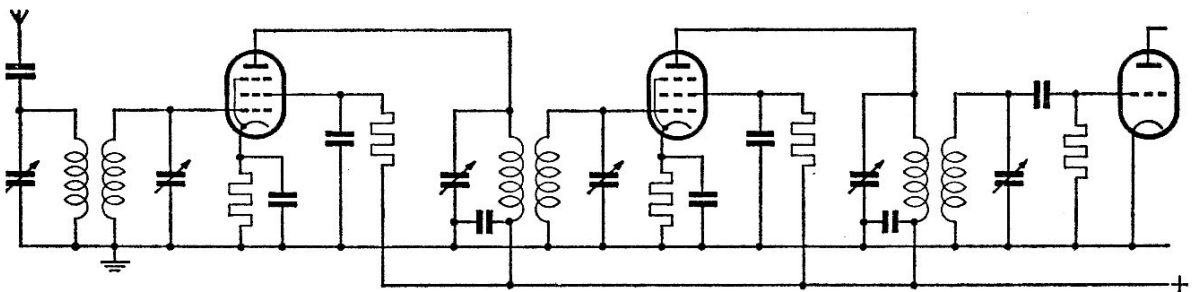


Fig. 19. Ensemble d'amplification RF à deux étages RF par filtres de bande.

positifs étant reliés au système principal, celui de la *conversion de fréquence*.

Le récepteur, établi selon ce système, est conçu pour qu'à chaque fréquence, sur laquelle le récepteur peut être accordé, cette fréquence soit immédiatement convertie sur une autre fréquence, fixe, choisie et précise. Cette fréquence est appelée «*fréquence intermédiaire*» (autrefois on l'appelait «*moyenne fréquence*»). Ensuite, le signal converti se trouve appliqué à cet amplificateur de fréquence intermédiaire, assurant non seulement l'amplification, mais également la sélectivité, ce qui répond à notre attente. La détection va donc suivre ainsi que l'amplificateur d'audiofréquences. Le grand avantage de ce système est donc l'emploi de cet amplificateur, réglé sur la fréquence intermédiaire (amplificateur FI), qui répond, de manière très simple, à nos exigences relatives à la sensibilité et à la sélectivité. L'utilisation de filtres de bande n'est plus alors un problème, puisque, dans le cas présent, il suffit que les accords restent bien réglés sur une seule fréquence.

La conversion du signal «entrant» est obtenue à l'aide d'un mélange d'un signal auxiliaire et repose sur cette propriété que lorsque deux signaux, de fréquences inégales, se mélangent, on peut, après le dispositif de mélange, obtenir deux nouveaux signaux qui ont respectivement des fréquences égales à la somme et à la différence des fréquences inégales d'entrée.

On a donc à choisir le signal auxiliaire convenable, pour que la différence entre le signal reçu et le signal auxiliaire reste constante et soit de plus *égale* à la fréquence intermédiaire choisie. On atteint ainsi le but fixé et chaque signal «entrant» se trouve converti à la fréquence intermédiaire et amplifié, puis sélectionné dans l'amplificateur FI, pour éliminer les fréquences de brouillage indésirables. Prenons comme exemple pratique celui d'un récepteur pour les ondes moyennes. La bande des fréquences choisies s'étend, par exemple, de 500 à 1600 kHz.

Le circuit d'entrée sera donc naturellement construit pour réaliser cette gamme de fréquences. Choisissons, par exemple, une fréquence intermédiaire de 450 kHz. L'oscillateur auxiliaire doit donc couvrir une bande de fréquences de 950 à 2050 kHz. Les différences de fréquences ne sont pas toujours correctes, comme ici, aux extrémités des gammes ($950 - 500 = 450$ et aussi $2050 - 1600 = 450$), mais il faut que cela soit encore

vérifié, en pratique, entre des fréquences données et *sur chaque bande*. Il existe donc un dispositif spécial pour régler (aligner) le circuit accordé de l'oscillateur local auxiliaire. On appelle ce dispositif le condensateur de «padding» et l'on parle alors d'écarts de padding lorsqu'il existe une différence de ce genre avec la fréquence intermédiaire escomptée.

L'étage mélangeur

Nous devons maintenant étudier les montages mélangeurs et convertisseurs de fréquence les plus employés. Entre tous, le plus connu est celui où l'on fait usage d'un tube convertisseur triode-hexode. Ce tube comporte une triode et une hexode, c'est-à-dire deux tubes différents, dans une même ampoule. A la fig. 20, pour obtenir une plus grande clarté du dessin, on a représenté deux tubes séparés, une triode et une hexode.

La triode fonctionne ici comme oscillateur auxiliaire avec le circuit accordé C_1L_1 qui détermine sa fréquence. Ce montage présente une grande analogie avec celui de la détectrice à réaction par triode de la fig. 11. La grande différence est ici que le circuit accordé se trouve dans

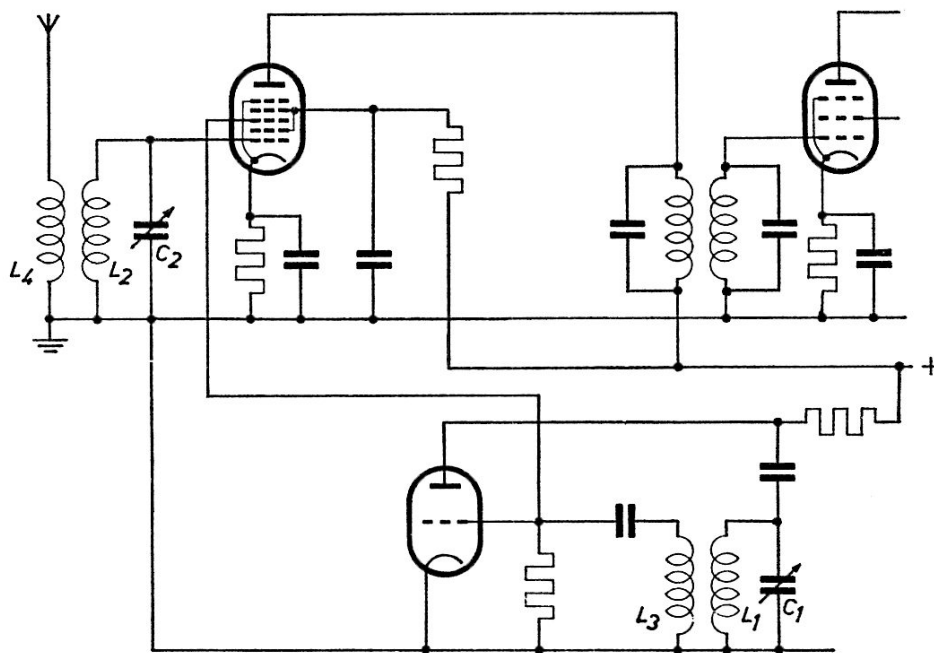


Fig. 20. Schéma de convertisseur de fréquence (superhétérodyne) avec tubes séparés pour le mélange des fréquences (en haut) et l'oscillateur auxiliaire (en bas).

le circuit anodique de la triode et la bobine de réaction dans le circuit de la grille, si bien que le couplage de réaction n'est pas rendu réglable. Donc le tube doit osciller avec constance et le couplage entre L_1 et L_3 être réglé à une valeur convenable analogue.

Le tube mélangeur, proprement dit, c'est-à-dire l'hexode, comprend cinq grilles. Le signal entrant est appliqué à la première grille, le signal de l'oscillateur auxiliaire alimente la troisième grille. Les grilles 2 et 4 sont des grilles-écran reliées ensemble. Elles servent, ici également, de blindage entre les deux grilles recevant des signaux et l'anode, ce qui rend le couplage capacitif aussi faible que possible. Le mélange de fréquences s'opère par l'influence combinée du courant électronique vers l'anode grâce aux tensions sur la première grille (grille de signal d'entrée) et sur la troisième grille (grille de signal mélangeuse). La cinquième grille sert, tout comme la troisième grille d'une pentode, de grille d'arrêt pour empêcher l'émission secondaire qui créerait un courant électronique parasite de l'anode vers la grille-écran. Sans cette grille d'arrêt (ou grille-frein), dans des conditions déterminées, il pourrait se produire une telle émission secondaire de l'anode, dont l'effet sur le fonctionnement est, en fait, très défavorable.

La fig. 21 donne le schéma complet d'un petit superhétérodyne à trois tubes. Le premier tube est convertisseur et mélangeur de fréquences (triode-hexode), le second tube est une pentode. Et, après la détection opérée par une diode au germanium, une double triode sert d'amplificateur d'audiofréquence, la seconde triode de ce tube alimente le haut-parleur en signal AF, à travers un transformateur d'adaptation d'impédances.

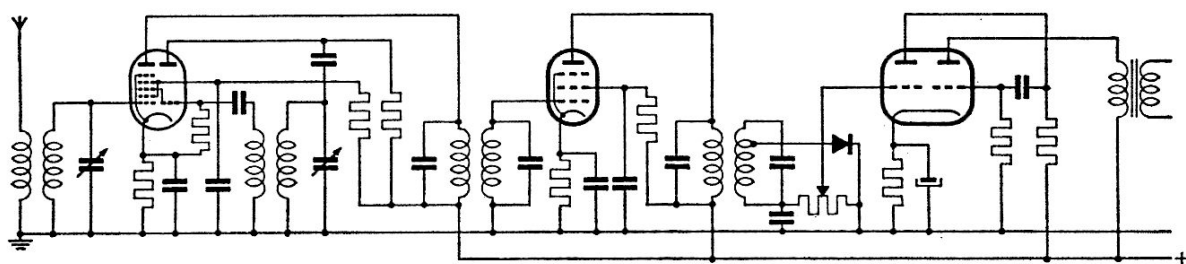


Fig. 21. Schéma de superhétérodyne simple à trois tubes: une triode-hexode pour la conversion de fréquence, une pentode pour l'amplification FI et une double triode pour les deux étages d'amplification AF. Détection par diode au germanium.

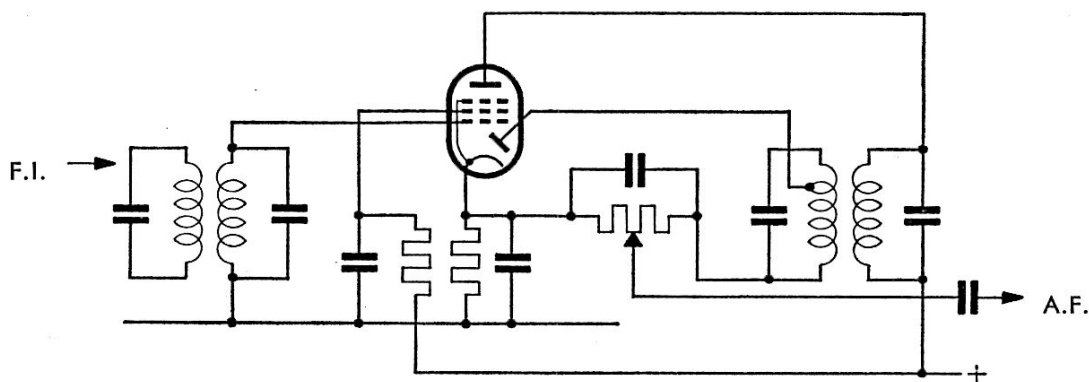


Fig. 22. L'utilisation d'une pentode-diode combinée permet d'économiser la diode au germanium.

Lorsque l'on utilise une triode-hexode pour la conversion de fréquence, les deux sections de ce tube ont une cathode en commun; il faut donc avoir une résistance de cathode découplée, dans la connexion de cathode, afin de disposer d'une tension de polarisation négative pour la section hexode du tube. Pour que le fonctionnement de la triode oscillatrice soit correct, la grille de cette triode ne doit pas recevoir une polarisation négative, et, par conséquent, la résistance de fuite de grille n'est pas reliée à la terre mais bien à la cathode, directement. Les autres tubes n'ont pas une telle possibilité et leurs cathodes sont donc munies de résistances de cathode normales et leurs grilles sont mises à la terre, pour ce qui est de la tension continue.

Si l'on ne veut pas utiliser la diode au germanium, il est possible d'employer un tube pentode pour la FI qui soit muni d'une diode, en supplément. Le schéma de l'étage (FI + détection diode) est donné à la fig. 22.

Dans les récepteurs à tubes pour batteries, en vue d'obtenir une économie de courant, on recourt le plus souvent à un tube mélangeur plus simple, par exemple du type heptode. La fig. 23 indique le montage d'une telle heptode. L'oscillateur fonctionne sur la triode formée par le filament, la première et la seconde grille. Le circuit accordé, qui définit la fréquence de l'oscillateur, se trouve disposé entre la première grille et le filament, tandis que la tension RF produite se trouve couplée en réaction, vers le circuit accordé, à l'aide de la seconde grille.

La troisième grille est une grille-écran qui maintient le couplage capacitif entre la partie oscillatrice et le reste du tube aussi faible que possible.

Cette grille est donc également découplée. Elle se trouve donc mise à la terre, du point de vue des tensions aux fréquences élevées. La quatrième grille est une grille de commande où s'introduit le signal entrant, à travers le circuit accordé d'antenne. La cinquième grille est, de nouveau, une grille d'arrêt.

Dans les fig. 20 et 21, le circuit accordé est disposé dans la connexion anodique de la triode. Au contraire, à la fig. 23, nous voyons le circuit accordé dans la connexion de la grille de la section « triode », fonctionnant en oscillatrice. Nous remarquerons ici que de nombreux autres montages d'oscillateurs seraient possibles. Ils s'emploient parfois, ici ou là.

Nous passerons une revue plus détaillée de ces montages dans le chapitre « Emetteurs pour amateurs » où nous traiterons le problème des conditions de stabilité de la fréquence produite.

Nous rappellerons encore que notre oscillateur est, de lui-même, et à proprement parler, un petit émetteur et il faut donc faire en sorte que, dans un récepteur, ses signaux n'atteignent pas l'antenne, car ils constitueraient un signal brouilleur pour nos voisins. Heureusement la grille-écran est interposée entre la partie oscillatrice et la grille de commande et il reste, bien entendu, que nous devons choisir les emplacements dans notre montage pour que le circuit accordé d'oscillateur, où apparaît la plus forte tension RF, soit aussi éloigné que possible du circuit d'antenne.

Donc, ce circuit accordé se trouve sur les fig. 20 et 21 dans l'anode de

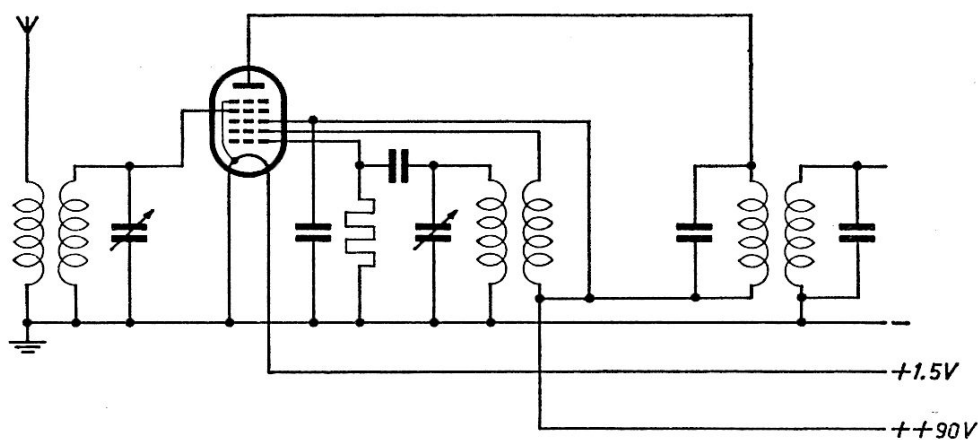


Fig. 23. Dans l'emploi des tubes pour batteries, afin d'économiser le courant, une heptode est employée le plus fréquemment pour la conversion de fréquence.

la triode, afin que la tension de l'oscillateur soit appliquée au tube convertisseur de fréquence, à travers la grille de la triode et la troisième grille de l'heptode. Au contraire, sur la fig. 23, la première grille est la plus éloignée et c'est sur cette connexion de grille que se trouve le circuit accordé.

Il convient naturellement, qu'en dehors du tube, les possibilités de transmission des tensions oscillantes RF soient réduites à un minimum, par une disposition étudiée des éléments, éventuellement par l'emploi de blindages. Il faut comprendre qu'un récepteur bien étudié est doté d'un ou plusieurs étages préamplificateurs RF, munis d'un bon blindage entre le circuit de grille et le circuit anodique. L'avantage de cette disposition est surtout d'éviter le rayonnement. Une commande précise du bon niveau de l'oscillateur apporte une amélioration très marquée, car le niveau de tension appliqué ne doit être que celui juste exigé pour obtenir un mélange de fréquences normal.

L'amplificateur FI

Dans l'amplificateur FI, qui emploie un ou plusieurs étages amplificateurs, la transmission de tension, entre ces différents étages, est assurée, le plus souvent, à l'aide de filtres de bande, comme nous l'avons dit au début de ce chapitre. Le principe d'un tel filtre a déjà été indiqué au chapitre 2, mais comme de nombreux amateurs voudront établir eux-mêmes, ou encore modifier, de tels filtres, nous allons encore dire quelques mots sur leur mode de fonctionnement. Comme on l'a déjà montré, le filtre de

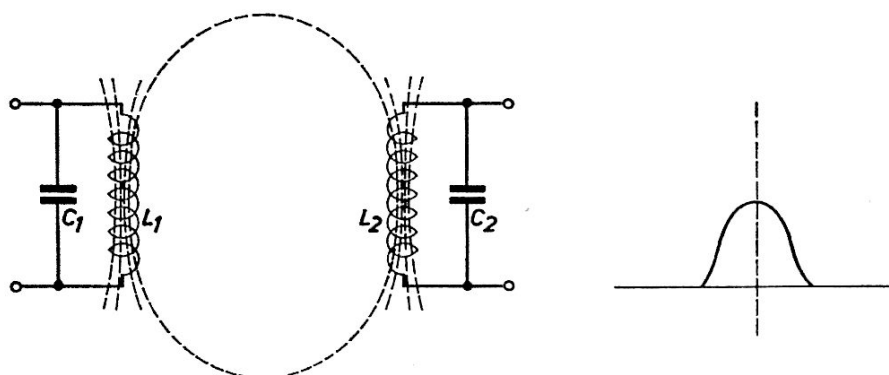


Fig. 24. Deux circuits, accordés sur la même fréquence.
Couplage *plus petit* que le «couplage critique».

bande comprend, en principe, deux circuits accordés séparés, disposés à une certaine distance l'un de l'autre. On a représenté deux circuits de ce genre à la fig. 24. Nous supposons que ces deux circuits sont accordés, avec précision, sur la fréquence donnée. Lorsque le circuit L_1C_1 , d'une manière ou d'une autre, reçoit une tension RF à une fréquence égale à celle de la fréquence d'accord des deux circuits, il se produit alors, dans la bobine L_1 , un champ magnétique dont les lignes de force sont concentrées à l'intérieur de la bobine mais s'étalent aussi à l'extérieur. Une proportion très faible de ces lignes de force va encercler les enroulements de la bobine L_2 .

Le champ en ce point va donc rester assez faible, lorsque les bobines sont éloignées et il va se produire une très faible tension RF, de la même fréquence, sur le circuit L_2C_2 . Ces deux circuits fonctionnent comme des circuits accordés normaux (voir le chapitre 2, page 14 et fig. 3).



Fig. 25. Deux circuits, accordés sur la même fréquence.
Couplage *plus grand* que le «couplage critique».

Mais, si nous rapprochons mutuellement les bobines, la bobine L_2 encercle une plus grande proportion des lignes de force émanant de la bobine L_1 et la tension produite sur la bobine L_2 va donc être plus forte. Plus la distance est petite entre L_1 et L_2 plus le couplage est fort et plus grande est la tension transmise sur L_2 (voir la fig. 25, courbe I). Pour un degré de couplage donné, on obtient un autre résultat, c'est ce que nous appelons le «couplage critique». Si nous utilisons un couplage plus fort que ce couplage critique, les deux bobines sont si voisines l'une de l'autre, qu'elles s'influencent beaucoup mutuellement. Cela modifie leurs fréquences d'accord, le premier circuit atteint par exemple une fréquence d'accord

plus basse et l'autre une fréquence d'accord plus élevée. Donc, dans ce cas la courbe totale de réponse se trouvera toujours influencée. Elle ne reste plus alors une courbe unique d'accord, comme la courbe I de la fig. 25. Elle comporte maintenant deux bosses comme le montre la courbe II de la fig. 25. Plus le couplage est fort, plus ces deux bosses se trouvent écartées l'une de l'autre. La courbe totale d'accord a donc subi une sorte d'élargissement et elle atteint presque un sommet plat (en palier).

Cela représente une forme de courbe de transmission très appréciée, par exemple pour un récepteur normal de radiodiffusion, où l'on doit reproduire toute la qualité musicale et par conséquent les bandes latérales, qui portent les fréquences de modulation les plus élevées, ne doivent pas se trouver atténuées. Dans le cas du récepteur de trafic d'amateur, la sélectivité est, en général, la qualité principale à exiger et donc il est plus indiqué de choisir, alors, un couplage *au-dessous* du couplage critique. Mais, toutefois, pas trop au-dessous de ce couplage, car cela réduirait la transmission de tension. Donc le couplage critique reste, par le fait, dans notre cas, le couplage idéal.

Nous ne devons pas perdre de vue que ce couplage critique n'a pas une valeur constante et il ne peut vraiment pas être réglé, d'avance, par le fabricant de la bobine. Le facteur de couplage pour lequel se produit ce couplage critique dépend encore, et principalement, de la qualité du circuit (voir le chapitre 2). Plus forte est la qualité Q , plus le facteur de couplage peut être faible, lorsque le couplage critique se produit.

Comme la qualité finale du circuit ne dépend pas seulement de la construction de la bobine, mais aussi de celle de tout le montage, il faut que le mode de couplage soit choisi (ou réglé) en relation avec tout le montage, si l'on veut atteindre le couplage critique exact. Si l'on place un filtre de bande entre deux tubes amplificateurs, un choix correct du réglage est celui où les tubes exercent la plus faible influence sur la qualité des circuits (et par conséquent sur le couplage critique). Le dernier filtre de bande de l'amplificateur FI se trouve le plus souvent chargé par une ou plusieurs diodes, ce qui diminue beaucoup le facteur de qualité Q et il faut alors augmenter le facteur de couplage pour atteindre, de nouveau, le couplage critique.

Dans les récepteurs de trafic, le besoin s'est fait très rapidement sentir de pouvoir disposer d'une largeur de bande d'accord variable.

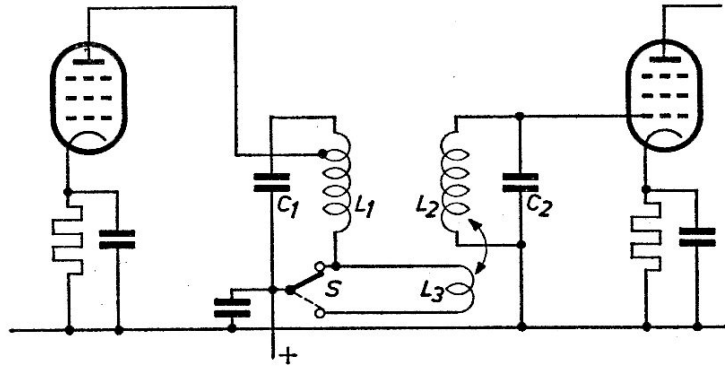


Fig. 26. Largeur de bande variable obtenue à l'aide d'une petite bobine de couplage supplémentaire. Voir les graphiques I et II de la fig. 25.

Comme on l'a fait ressortir, au début de ce chapitre, on peut prévoir de nombreux cas où une plus grande sélectivité que celle atteinte par un récepteur normal de radiodiffusion est grandement souhaitable.

On utilise donc la sélectivité variable, où l'on peut régler plus ou moins la sélectivité, suivant les nécessités en présence. Cela peut être obtenu, par exemple, par l'utilisation d'une petite bobine de couplage supplémentaire qui peut être insérée, ou non, dans le circuit (voir fig. 26). Le couplage entre les bobines L_1 et L_2 est calculé de telle manière que l'on atteigne la sélectivité maximale (courbe I), et la bobine de couplage augmente la largeur de bande, comme à la courbe II, lorsque la position du commutateur S se trouve modifiée. Cela peut non seulement être appliqué à un seul filtre de bande, mais encore, à plusieurs étages FI. La sélectivité maximale n'a cependant été en rien augmentée. Elle reste dépendante de la qualité du circuit. Une méthode plus efficace, principalement bien adaptée à la réception de la télégraphie (CW), consiste à employer un filtre à cristal comme le montre la fig. 27. Un cristal de quartz se comporte, par exemple, comme un circuit accordé en série, ayant un très grand facteur de qualité Q .

Ce facteur peut être de plusieurs milliers. La fréquence dépend des dimensions et de la nature du cristal. L'impédance est ici minimale, ce qui signifie qu'à cette fréquence le couplage entre L_1C_1 et L_2C_2 est très fort à travers le cristal, mais qu'il devient très faible pour toutes les autres fréquences en raison de la forte impédance de ce cristal. Donc cela signifie qu'il se produit une très forte atténuation des fréquences voisines.

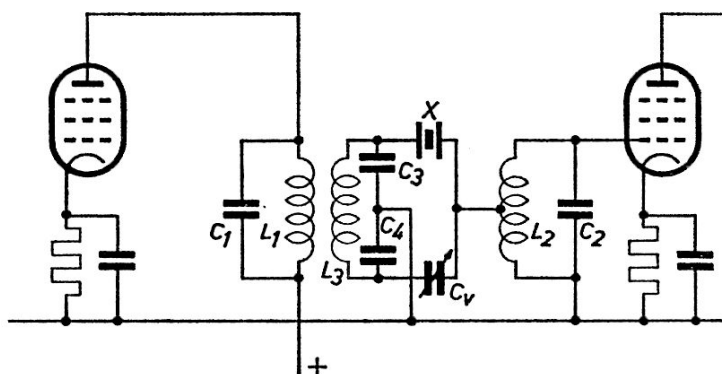


Fig. 27. Filtre de bande pour la fréquence intermédiaire (FI), avec filtre à quartz X pour améliorer la sélectivité.

Le cristal, avec son support, comporte également une certaine valeur de capacité en parallèle qui produit donc aussi une certaine transmission de tension par capacité, ce qui pourrait réduire à néant l'effet du cristal. C'est pour cette raison que l'on utilise le condensateur variable C_v qui reçoit une tension de L_3 . Cette tension est en opposition de phase avec celle qui existe sur le cristal. On règle alors la valeur de C_v , pour que les deux tensions se compensent complètement. Une étude plus approfondie de ce filtre compliqué nous apprend également, qu'au cas où le condensateur C_v n'est pas réglé vraiment à la compensation précise, tout l'ensemble présente un caractère capacitif ou inductif, si bien que, tout près du point de couplage maximal, donc d'atténuation minimale, il se produit encore une point d'atténuation maximale. La distance correspondante entre ce maximum et ce minimum est réglable, à l'aide de la valeur de C_v . Ainsi, par un réglage correct, on peut éliminer, très efficacement, un signal parasite très voisin du signal désiré. Une autre exigence, relative au réglage de C_v , que l'on appelle « condensateur de phase » est aussi qu'il soit pratiqué avec beaucoup de soin, surtout lorsque l'on utilise l'oscillateur de battement (« beat oscillator » ou BFO) qui est employé pour la réception des signaux télégraphiques. Nous avons encore à étudier cet oscillateur de battement.

Dans la pratique, on emploie également des filtres comportant plusieurs cristaux (récepteurs de trafic semi-professionnels).

Pour la réception de signaux télégraphiques, l'onde porteuse étant inter-

rompue au rythme des signaux Morse, il est nécessaire d'utiliser un signal auxiliaire dont la fréquence soit voisine de celle du signal de fréquence intermédiaire. La différence entre ces deux fréquences va déterminer la fréquence audible. On trouve ce signal audible après la détection et la fréquence de ce signal doit être choisie en conséquence. Il vaut mieux disposer d'une fréquence de battement réglable, afin que l'on puisse s'adapter aux circonstances (voir par exemple le cas des filtres à cristal). Afin d'éviter une distorsion très prononcée, il est souhaitable que le signal fourni par l'oscillateur de battement (BFO) soit notablement plus fort que le signal FI, actuellement présent. Lorsque le récepteur est muni d'une commande automatique de volume (CAV en abrégé), on peut craindre que le fort signal de « battement » mette la CAV en action, indépendamment du fait que le récepteur reçoit des signaux faibles ou, encore, des signaux forts. Donc, on doit mettre hors-circuit la CAV, pour la réception de la télégraphie (sur la position CW). La fig. 28 indique la disposition générale d'une partie amplificatrice FI de récepteur, munie d'un oscillateur de battement (BFO).

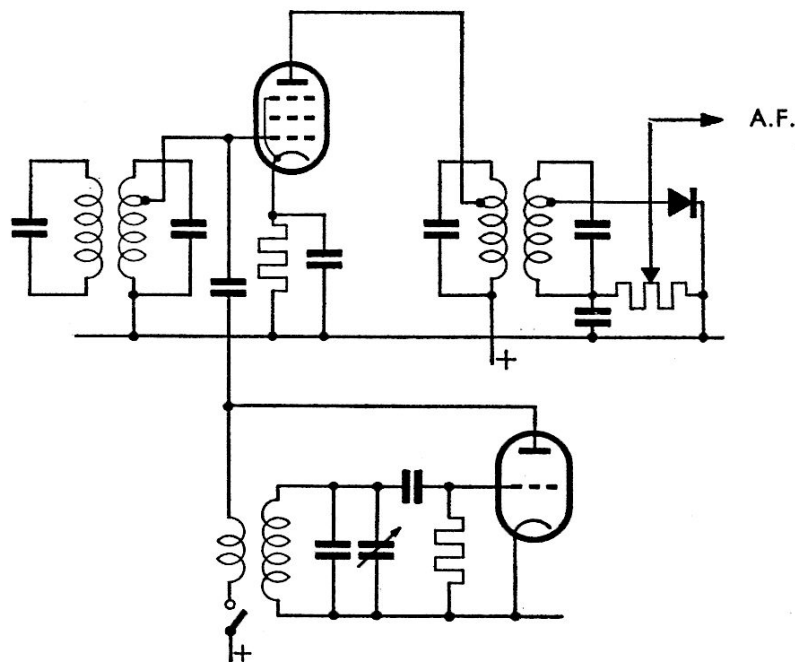


Fig. 28. Amplificateur de fréquence intermédiaire, avec « oscillateur de battement » (BFO) pour la réception des télégraphies.

Tout comme les récepteurs courants de radiodiffusion, un bon récepteur de trafic incorpore, aussi, la commande automatique de volume (CAV). Le signal est prélevé, en général, sur le circuit primaire du dernier filtre de bande FI, et détecté par une diode. La tension négative produite est alors appliquée, en retour, aux grilles des tubes précédents, ce qui règle ces tubes à des polarisations plus négatives.

Plus le signal est fort, plus la polarisation est négative et vient diminuer l'amplification. On voit un schéma de ce genre de commande sur la fig. 29.

Ce que l'on souhaite est une amplification qui soit encore assez indépendante de la force du signal que l'on règle et, pour cela, on fait également usage d'un réglage manuel de volume (CAV manuel). La fig. 30 donne le schéma d'un dispositif de CAV automatique, combiné avec un réglage manuel. La diode qui sert à produire la tension négative de commande reçoit, ici, une tension de polarisation positive. Cette tension appelée « tension de seuil de CAV » doit, d'abord, pouvoir être compensée par la tension négative de la diode, avant que le réglage puisse se produire effectivement. Ainsi, il est possible d'éviter que la CAV entre déjà en fonctionnement à la réception des signaux faibles, ce qui est indésirable, car ce sont justement ces signaux qui nécessitent, l'amplification maximale possible. On appelle ce dispositif « CAV retardée ». Le potentiomètre *P* peut fournir une tension négative supplémentaire, réglable, qui peut être appliquée, par le commutateur *S*, sur la ligne de CAV. Par ce moyen, on peut régler aussi l'amplification des tubes reliés à la ligne de CAV par la manoeuvre du potentiomètre.

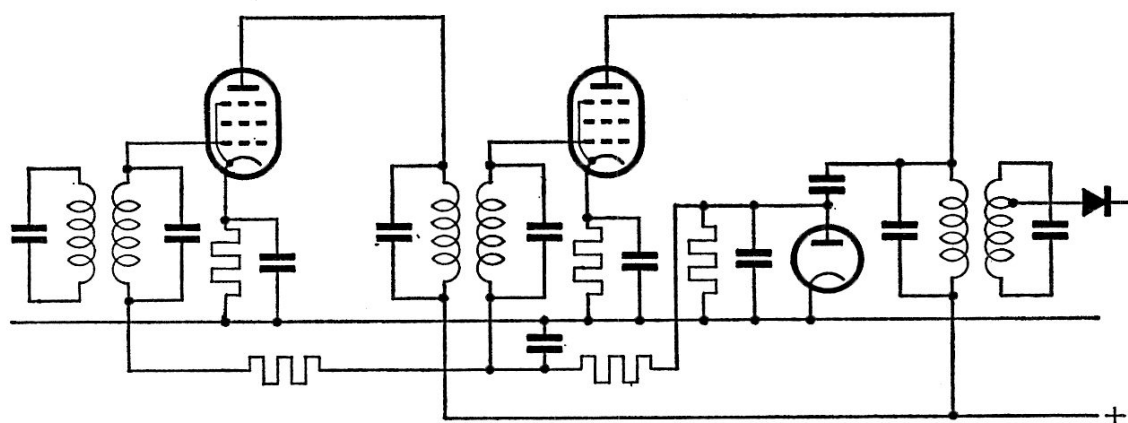


Fig. 29. Amplificateur FI avec commande automatique de volume (CAV).

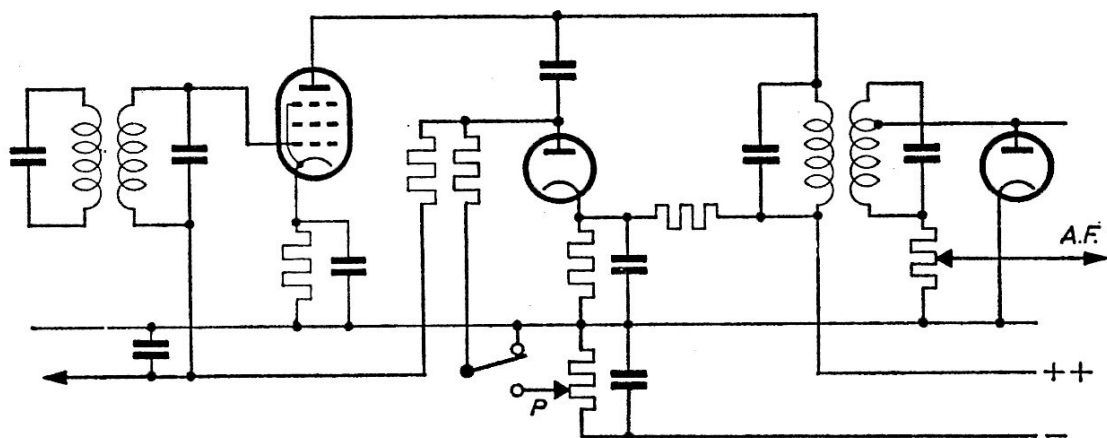


Fig. 30. La CAV combinée avec un réglage manuel d'amplification.

Dans la fig. 29, comme dans la fig. 30, on utilise une diode séparée pour l'obtention de la tension de commande, la tension alternative étant prélevée sur le circuit primaire du dernier filtre de bande. Dans les montages simples, on peut encore obtenir la tension de commande sur la diode détectrice, car il y a toujours, en dehors de la fréquence musicale de modulation, une tension continue présente, et qui dépend de l'intensité du signal amplifié. Le système de CAV doit donc tendre à maintenir constante cette tension continue d'où, chaque fois, le désaccord va donner un effet de manque de sélectivité. Afin d'utiliser, alors, la tension alternative en provenance du circuit primaire du dernier filtre de bande, il faut que la commande (CAV) maintienne constante cette tension primaire, de telle sorte que dans ce cas, la sélectivité du secondaire serve à obtenir une meilleure précision de l'accord.

La solution la plus favorable, dans le cas d'un récepteur OC comprenant plusieurs étages FI, consiste à régler tous ces étages sans la « tension de retard » comme cela est indiqué à la fig. 30. En liaison avec les propriétés relatives au bruit du récepteur, il est désirable que le tube convertisseur de fréquences reçoive une tension de commande de CAV moindre que les autres et qu'elle soit, de préférence, retardée. Si le récepteur est muni d'un étage amplificateur de radiofréquence (RF), il faut qu'il soit réglé simultanément avec le tube convertisseur. Dans les récepteurs comportant plusieurs étages RF, on règle ce « retard » avec une tension de réglage moindre, le tube convertisseur reste alors non-commandé par la CAV et, de plus, pour la stabilité sur les OC, il est préférable de régler tous les

étages FI comme on l'a indiqué ci-dessus, mais sans retard. Il faut toujours surveiller le recul de polarisation de grille des divers tubes utilisés, c'est-à-dire que, pour tous les tubes, il faut savoir à quelle tension de réglage, l'amplification va retomber pratiquement à zéro.

De nombreux récepteurs de trafic, pour amateurs, sont équipés d'un S-mètre. L'indication de cet appareil donne une idée, approximative, de l'intensité du signal reçu et le milliampèremètre est souvent gradué pour lire le niveau du signal, sur ce que l'on appelle, l'échelle S.

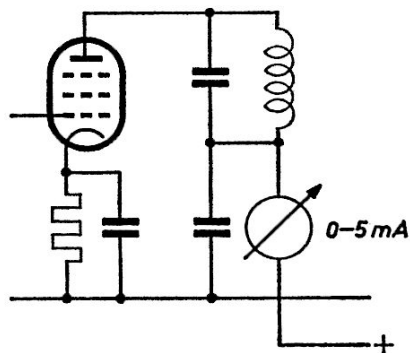


Fig. 31. S-mètre simple.

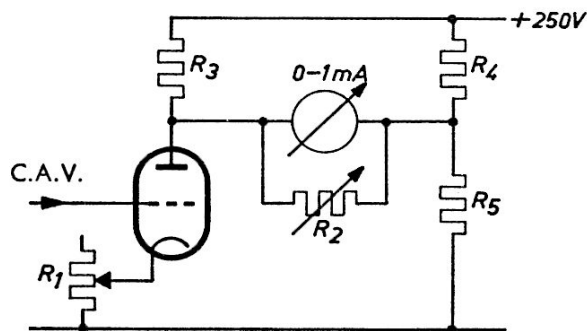


Fig. 32. S-mètre avec compensation.

Le montage d'un S-mètre simple est indiqué à la fig. 31. On emploie un milliampèremètre, dans la connexion d'anode de l'un des tubes reliés à la ligne de CAV, par exemple un tube FI. Lorsque l'intensité du signal croît, il en est de même pour la tension de CAV et le tube est réglé en retour, ce qui fait baisser son courant anodique. Il faut ici choisir, de préférence, un instrument de mesure ayant son zéro placé à droite, si bien que, pour le plus fort signal (la plus forte valeur de S), l'aiguille dévie au maximum vers la droite (on peut utiliser, par exemple, un milliampèremètre usuel, monté à l'envers sur le panneau, le haut à la place du bas). Pour ce montage, il est nécessaire d'étudier des circuits de compensation.

Une disposition ingénieuse est indiquée à la fig. 32. Une triode séparée est insérée dans un montage en pont électrique et l'équilibre du pont se trouve alors influencé par la tension de CAV appliquée à sa grille. Ce montage offre cet avantage que le milliampèremètre dévie vers de plus fortes valeurs lorsque l'intensité du signal augmente, ce qui permet d'obtenir une échelle graduée en dB et pratiquement linéaire.

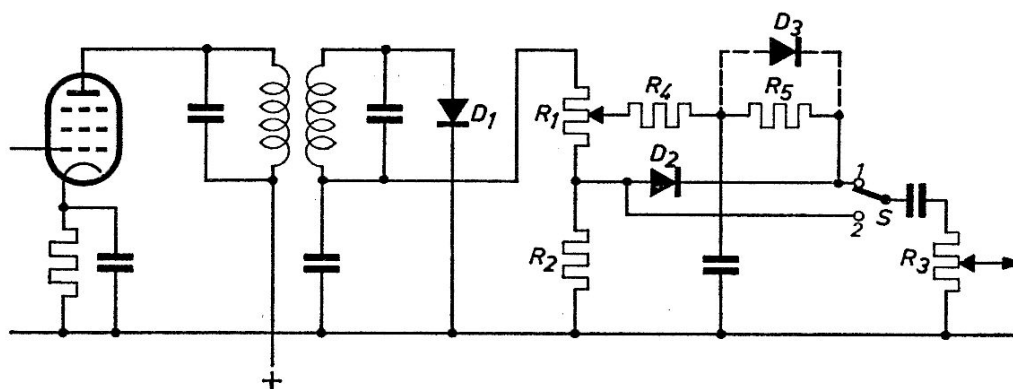


Fig. 33. Schéma pour la limitation automatique des parasites (ANL). La diode D_2 opère la limitation (écrêtage), D_3 améliore encore cette limitation. Sur la position 2 du commutateur S , le limiteur est hors-circuit.

Pour ceux qui désireraient expérimenter sur ce montage, nous donnons encore quelques indications: choisir une valeur de 1000 ohms environ pour R_3 et R_4 . Pour R_5 , la valeur doit être telle que le courant à travers R_4 et R_5 soit plusieurs fois plus grand que le courant dans le milliampèremètre à sa déviation totale. Avec le tube chauffé et la grille de ce tube court-circuitée à la terre, on règle ensuite le courant dans le milliampèremètre sur zéro, à l'aide de R_1 .

Les parasites produits par certains appareils électriques ont souvent le caractère de tensions de crête, de courtes durées. Des montages sont prévus pour l'atténuation automatique des bruits parasites correspondants. Ils fonctionnent sur ce principe que chaque fois que la crête du parasite est plus forte que la modulation désirée, la liaison du montage vers la partie audiofréquence se trouve interrompue. Pour ce but, on utilise la diode D_2 dans la fig. 33. On peut régler le niveau de cette limitation, à l'aide de R_1 . Une troisième diode D_3 améliore encore le fonctionnement de l'ensemble. Sur la position 2 du commutateur S , la limitation de bruit est mise hors-circuit.

3.6 Etalement de bande

Dans la partie RF d'un récepteur, on trouve un ou plusieurs circuits accordés. Nous avons déjà vu que la fréquence d'accord est déterminée par les valeurs de L et de C . Ici, L est l'auto-inductance totale dans le

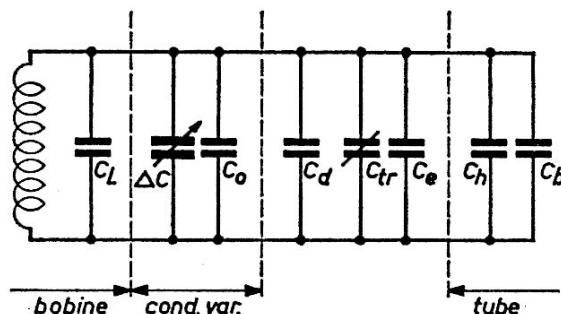


Fig. 34. Capacités diverses qui interviennent sur un circuit accordé:

- C_L = Capacité propre (répartie) de la bobine.
- ΔC = Capacité «variable» du C.V.
- C_o = Capacité minimale du C.V.
- C_d = Capacité des fils de câblage.
- C_{tr} = Capacité du trimmer après son réglage.
- C_e = Capacité supplémentaire, ajoutée pour «étaler» la bande.
- C_h = Capacité du support de tube.
- C_b = Capacité du tube.

circuit, c'est-à-dire celle de la bobine, plus celle des fils du câblage, tandis que C est la capacité totale, en parallèle. Lorsque nous accordons à l'aide d'un condensateur variable, nous devons toujours nous rappeler qu'il comporte une capacité variable donnée, mais, également, une capacité fixe, que l'on appelle la valeur résiduelle de capacité. La partie capacité variable est représentée par ΔC et la capacité fixe résiduelle, au zéro du condensateur, par C_o . Un condensateur qui varie de 10 à 500 pF a donc un C_o de 10 pF et un ΔC de 490 pF.

La fréquence d'accord étant: $f = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, elle est déterminée par la variation de $\sqrt{C}$, dans le cas où la fréquence f varie. Ainsi la capacité totale, en parallèle sur le circuit, n'est plus seulement formée par C_o mais il faut lui ajouter la capacité propre de la bobine C_L , la capacité du tube relié au circuit C_b , celle du support de tube C_h et celle de câblage C_d ainsi que la capacité éventuelle d'un trimmer C_{tr} et du condensateur supplémentaire C_e (voir la fig. 34). Toutes ces capacités constantes réunies forment ce que nous appelons la capacité minimale C_{min} .

Il est clair que la fréquence maximale d'accord est déterminée par $\sqrt{C_{min}}$ et la fréquence minimale d'accord par $\sqrt{C_{min} + \Delta C}$. Si l'on désire

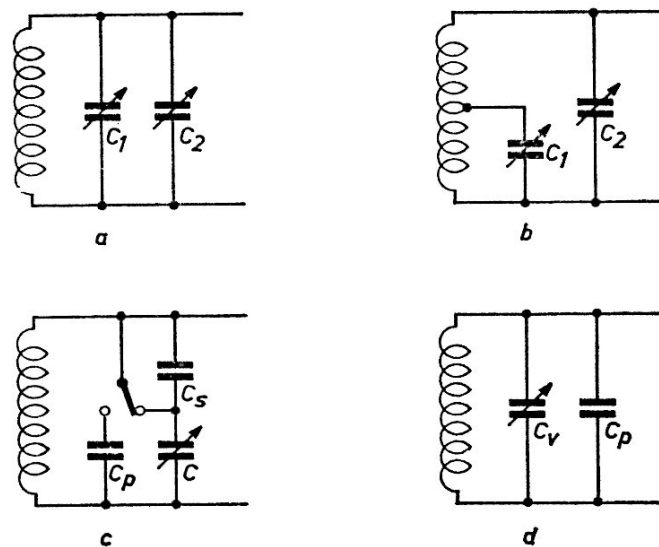


Fig. 35. Méthodes diverses pour obtenir l'étalement de la bande.

obtenir une grande gamme de réglages d'accord, il faut que le rapport $\Delta C / C_{min}$ soit aussi grand que possible.

Dans un récepteur de trafic, on étudie le plus souvent les circuits pour que la gamme d'accord corresponde directement aux bandes spéciales où sont les amateurs, c'est-à-dire que l'on fait choix d'une faible gamme dans la bande correspondante et que l'on étale cette gamme, aussi bien que possible, sur la totalité du cadran. On appelle cela dispositif à bande étalée. Dans ce cas, il faut que ΔC soit assez faible et de la valeur exacte et correcte par rapport à la capacité fixe.

Une autre méthode, souvent utilisée, consiste à équiper chacun des circuits en cause de deux condensateurs variables, l'un à grande variation de C , l'autre à faible variation de C . Le grand condensateur parcourt alors une grande gamme de réglages, le petit condensateur une faible gamme pouvant correspondre à l'étalement de toute une bande amateur sur la totalité de son cadran (voir la fig. 35a). Etant donné que les diverses bandes d'amateur diffèrent entre elles, par le rapport total des extrémités de gammes, l'étalement ne peut être le même pour toutes les bandes. Cela peut être toutefois amélioré si l'on relie un petit condensateur d'étalement de bande à une prise faite sur la bobine. Ainsi, l'influence sur le circuit total devient plus faible et, grâce à ce rapport, la capacité variable est de valeur plus faible (voir la fig. 35b).

Si l'on ne veut utiliser qu'un seul condensateur variable, il est possible d'appliquer le dispositif de la fig. 35*c*.

Nous y trouvons un condensateur en série et un autre en parallèle qui permettent d'obtenir l'étalement de bande voulu. Pour les récepteurs que l'on veut utiliser également hors des bandes autorisées, le montage de la fig. 35*d* se révèle le plus pratique. Le condensateur variable C_v a, dans ce cas, une faible valeur, adaptée à l'étalement de bande que l'on désira obtenir.

Naturellement, il peut aussi devenir nécessaire, dans ce cas, de recourir à la méthode indiquée à la fig. 35*b*, afin d'obtenir l'étalement de bande désiré sur chaque gamme. Pour le calcul de l'étalement de bande, on se reportera à l'appendice n° 1, page 154.

CHAPITRE 4

EMETTEURS POUR AMATEURS

4.1 Introduction

Méthodes de transmission

Il existe plusieurs méthodes pour la transmission de l'information qui va de l'émetteur au récepteur. L'émetteur doit être construit en tenant compte de la méthode de transmission choisie.

Pour faire entendre aux correspondants des informations *télégraphiques*, l'émetteur doit être mis en circuit et hors-circuit à l'aide du manipulateur et au rythme des signaux Morse. On appelle ce procédé *télégraphie par ondes entretenues*, et on le symbolise officiellement par l'indication: signaux du type A1.

Dans une autre méthode, on transmet une onde porteuse constante et on la module avec une fréquence musicale. Puis la fréquence musicale (audible) est alors manipulée. On appelle cela *procédé de télégraphie modulée en amplitude*: signaux du type A2.

Une troisième méthode consiste à faire varier la fréquence de l'onde porteuse, à partir d'une valeur constante, mais au rythme des signaux Morse. On appelle cela *télégraphie par déplacement de fréquences*: signaux du type F1.

Pour la transmission en téléphonie, l'onde porteuse doit être modulée par les fréquences de la parole et de la musique qu'on doit transmettre. Les méthodes les plus connues sont alors, la *modulation d'amplitude*, ou signaux du type A3 et la *modulation en fréquence*, ou signaux du type F3.

On connaît encore d'autres procédés ou méthodes de transmission mais elles ne présentent pas d'intérêt pour l'amateur. Nous ne parlerons donc, ici, que d'une forme supplémentaire de la modulation d'amplitude. Normalement, la modulation d'amplitude est obtenue de telle sorte, qu'après l'opération de modulation, on trouve encore deux bandes latérales émises

en dehors de l'onde porteuse. Un type de modulation plus moderne est la *transmission sur une seule bande latérale* (BLU), où l'une des bandes latérales, ainsi que l'onde porteuse, se trouvent éliminées, afin d'obtenir une plus petite largeur totale de la bande couverte et de pouvoir augmenter, en conséquence, le rendement de l'émetteur. Ce type de signaux est appelé A3a.

La construction électrique des émetteurs

Dans ce livre destiné à l'amateur-radio, nous décrirons seulement les émetteurs équipés de tubes électroniques. Les anciens émetteurs à étincelles, à alternateurs ou à arcs ont eu leur importance dans le passé, mais sont aujourd'hui totalement inutilisables et, de toute façon, dépourvus d'intérêt pour les amateurs. Un émetteur peut être construit avec un seul tube. Grâce à ce tube, on peut produire dans un montage oscillateur une vibration électrique (oscillation électrique).

On a déjà examiné dans le chapitre *Récepteurs pour amateurs* l'oscillateur auxiliaire du superhétérodyne. Si l'on couple un tel oscillateur à une antenne, des ondes électromagnétiques sont alors rayonnées.

Un tel émetteur pourrait donner, en pratique, quelques difficultés. L'énergie produite est d'abord, le plus souvent, trop faible et il n'emploie pas un tube spécial pour l'émission. Il faut, ensuite, faire varier l'énergie transmise, selon un type de signal, ce qui produit une charge alternative sur l'oscillateur et entraîne, en général, une variation de la fréquence lorsque l'oscillateur se trouve être *directement* modulé. Donc, chaque émetteur va comprendre, d'abord, un *oscillateur* ou *étage de commande*, suivi d'un ou de plusieurs *amplificateurs RF* et (ou) *d'étages-tampons*. Le dernier étage doit être capable de fournir, à l'antenne, la puissance obtenue. Il est appelé *étage final* ou étage de grande puissance et il détermine la *puissance* de l'émetteur. Pour les émetteurs de téléphonie, il existe encore une autre partie de l'équipement qui amplifie la modulation et l'applique à l'émetteur produisant l'onde porteuse. Cette partie de l'équipement de l'émetteur est le *modulateur*. Ensuite, il est nécessaire d'avoir également un appareil d'alimentation, afin que tous les tubes puissent recevoir les tensions et les courants corrects qui leur sont nécessaires pour fonctionner.

4.2 L'étage de commande ou pilote

Le principe de l'oscillateur

Le principe de l'oscillateur, c'est-à-dire, le retour (= la réaction) d'une partie de la tension alternative du circuit anodique vers la grille de commande, a déjà été énoncé dans le chapitre *Récepteurs pour amateurs*. Ce couplage de réaction peut être obtenu de différentes manières, comme le montreront les schémas ultérieurement présentés. Il faut distinguer dès maintenant deux cas principaux:

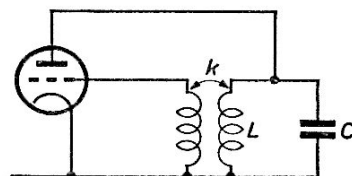
a. La tension de réaction est en *opposition de phase* avec la tension initiale de la grille. La tension résultante à la grille est alors plus faible que la tension initiale et l'on ne peut parler d'oscillation possible (mais seulement d'une contre-réaction).

b. La tension de réaction ramenée à l'entrée est *en phase* avec la tension initiale de grille. Si un circuit accordé se trouve inséré dans la connexion de la grille, la tension sur ce circuit devient plus grande, ce que nous avons déjà appelé *réduction d'amortissement* ou réaction positive.

Nous avons supposé, partout, que la tension initiale de la grille était toujours présente et qu'elle était fournie, par exemple, par une source extérieure. Par comparaison, ce n'est évidemment pas le cas, naturellement, pour un oscillateur. Au moment de la mise en marche par commutateur, il doit se produire de petites tensions alternatives, aussi bien sur la grille que sur le circuit anodique (phénomènes transitoires (= temporaires) de fermeture du circuit). Nous avons, donc, dans le cas *b*, deux possibilités:

1. La tension de réaction à travers le réseau de couplage de réaction est très faible, d'où l'énergie fournie par le tube au circuit n'est pas capable de compenser les pertes du circuit. La vibration qui se produit va donc immédiatement retomber à zéro.

Fig. 36. Principe de montage oscillateur.



2. La tension couplée par la réaction est suffisamment forte et capable de compenser les pertes du circuit. La vibration n'est alors plus amortie. Le plus souvent l'énergie fournie est plus grande que les pertes du circuit, si bien que l'amplitude augmente. Mais les pertes du circuit croissent aussi et deviennent si élevées que l'on atteint de nouveau un équilibre. Le tube oscille donc. L'oscillation s'entretient...

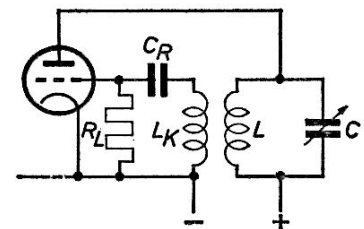
Il est bien compréhensible que la grandeur de la tension de réaction dépend de divers facteurs. Nous voulons dire par là: le coefficient d'amplification du tube, la résistance interne du tube, l'impédance du circuit anodique et le coefficient de couplage, c'est-à-dire la valeur qu'il faut donner au couplage inductif entre la bobine du circuit accordé et la bobine de couplage (voir la fig. 36).

Condensateur et résistance de grille

Afin qu'il se produise une variation suffisante du courant anodique (c'est-à-dire une tension alternative anodique suffisante) au moment où l'on met en marche l'oscillateur, il faut que le réglage du courant continu du tube s'adapte, de lui-même, plus ou moins automatiquement.

Au moment de la mise en route, et par la suite, lorsque le tube a atteint son régime d'équilibre, il faut que ce réglage du courant continu garantisse toujours le bon fonctionnement. Il faut donc que la polarisation négative parte d'une valeur d'abord nulle puis monte jusqu'à sa valeur correcte au réglage d'équilibre. Ce résultat peut être atteint, comme le montre la fig. 37, à l'aide d'un condensateur de grille C_R et d'une résistance de fuite de grille R_L . Au moment de la mise en route, il n'y a pas de différence de tension continue entre la grille et la cathode, l'oscillation peut alors se produire immédiatement puisque la pente est maximale, dans ces conditions. Dès qu'il se produit une tension alternative sur la grille, à l'instant de

Fig. 37. Tension de grille négative obtenue par condensateur de grille C_R et résistance de fuite R_L . Circuit accordé dans le circuit de l'anode. Alimentation en série.



chaque crête positive, la grille devient aussi positive et il va donc circuler un courant de grille. Il va charger le condensateur C_R . Cette charge va donc s'écouler à travers la résistance de fuite R_L , d'où la grandeur de la tension de la grille (en dehors de la tension alternative de la grille) sera donc déterminée par C_R et R_L . Dans chaque cas, cette tension continue de grille est proportionnelle à la tension alternative qui s'y trouve appliquée et y produit donc une diminution régulière de la pente, si bien que l'équilibre sera atteint au point de fonctionnement convenable du tube.

Schémas d'oscillateurs

Il existe un grand nombre de schémas d'oscillateurs et nous allons en décrire quelques-uns. L'oscillateur à couplage de réaction normal, que nous avons déjà appris à reconnaître sur les schémas de récepteurs, se trouve reproduit, une fois de plus, à la fig. 38. Pour le but que nous poursuivons ici, nous l'avons un peu modifié. Comme auto-oscillateur (émetteur à un seul tube), on utilise des tensions alternatives aussi grandes que possible. Nous avons donc placé ici le circuit accordé dans la connexion de l'anode (fig. 37). C'est le montage *Gutton* ou *Reversed feedback* (en abrégé: RFB). Le couplage de réaction est inversé et l'oscillation est produite entre la grille et le circuit accordé de l'anode. Il peut se produire, dans ce cas, une difficulté car le circuit accordé est relié au pôle positif de la haute tension (alimentation en série) mais il est possible d'y remédier, en adoptant l'alimentation en parallèle, c'est-à-dire à travers une bobine d'arrêt qui peut empêcher la transmission des fréquences élevées (arrêt RF, L_s , fig. 39). On peut craindre ici des phénomènes de résonance parasites que cette bobine peut présenter avec le condensateur de blocage, avec sa capacité propre, etc. car cela constituerait une charge indésirable sur le circuit accordé. On peut alors pour y remédier, remplacer la bobine d'arrêt L_s par une résistance R . Mais cette modification entraîne une

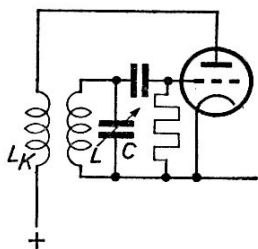


Fig. 38. Circuit accordé dans le circuit de la grille.

importante chute de la tension (une perte d'énergie) et cela n'est pas souhaitable à des puissances d'alimentation élevées.

En dehors de la méthode utilisant un couplage par bobine, on peut aussi faire le retour de la tension de réaction en prélevant une partie de la tension alternative de l'anode à l'aide d'une « prise » intermédiaire sur le circuit accordé. Le procédé le plus simple consiste à faire une prise sur la bobine du circuit accordé (voir la fig. 40). Afin d'atteindre la phase convenable entre les tensions, l'anode doit être reliée au *sommet* du circuit accordé, la grille à la *partie inférieure* de ce circuit, et la cathode à la *prise intermédiaire*. C'est le montage *Hartley*, très employé, en raison de sa simplicité. Le choix du point de prise détermine le rapport correct des tensions à la grille et à l'anode.

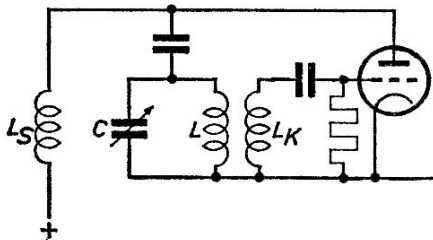


Fig. 39. Accord dans le circuit de l'anode. Alimentation en parallèle à travers la bobine d'arrêt L_s .

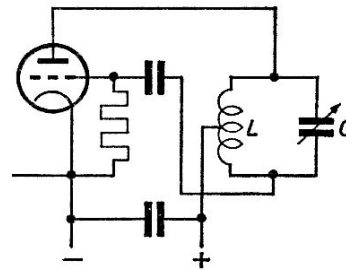
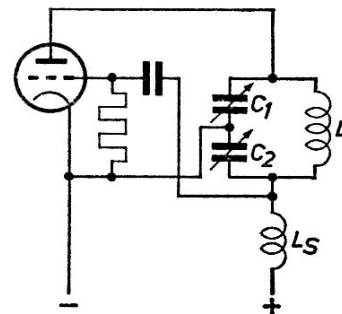


Fig. 40. Oscillateur Hartley avec alimentation en série. Prise sur la bobine L .

Ici encore, on peut recourir à une alimentation en parallèle, avec condensateur de blocage du continu ajouté séparément et bobine d'arrêt RF, comme dans la fig. 39. Le montage *Colpitts* comporte une prise, faite sur la capacité d'accord (voir la fig. 41). L'avantage obtenu est qu'il n'est plus nécessaire d'avoir une prise sur la bobine, ce qui peut être favorable à divers égards tels que: diminution des pertes de la bobine, interchangeabilité ou commutation plus facile des bobines pour obtenir les diverses fréquences d'accord. L'inconvénient reste que le rapport de prise est déterminé par le double condensateur C_1C_2 ce qui peut exercer une influence sur le fonctionnement correct du montage.

Un montage très répandu est l'*oscillateur à couplage électronique* (dit ECO, venant du terme anglais *electron-coupled oscillator*). On utilise,

Fig. 41. Oscillateur Colpitts avec alimentation en série. Prise entre les deux condensateurs C_1 et C_2 .



dans ce cas, une tétrode ou une pentode. Le montage oscillateur proprement dit est établi avec la cathode, la grille de commande et la grille 2 (grille-écran), pour lequel on peut suivre l'un quelconque des montages fondamentaux, déjà étudiés. A la fig. 42, on a choisi le montage Hartley. Le courant *électronique* de la pentode qui circule de la cathode vers l'anode est influencé par la triode oscillatrice et ce courant alternatif anodique va produire une tension alternative sur une impédance d'anode bien choisie. Etant donné que la grille 2 (grille-écran) est mise à *la terre*, pour la tension de radiofréquence, il n'y a, pratiquement, aucun couplage capacitif entre le circuit anodique et le circuit oscillateur. Il n'y a donc pas d'« effet réactif » (en retour), lorsqu'il se produit des variations de la valeur de la charge dans le circuit anodique. Le couplage est donc complètement électronique, si bien que cet oscillateur peut donner une très bonne stabilité de fréquence.

Un montage oscillateur est devenu très en faveur, au cours de ces dernières années, chez les amateurs: c'est *l'oscillateur Clapp*. Cet oscillateur

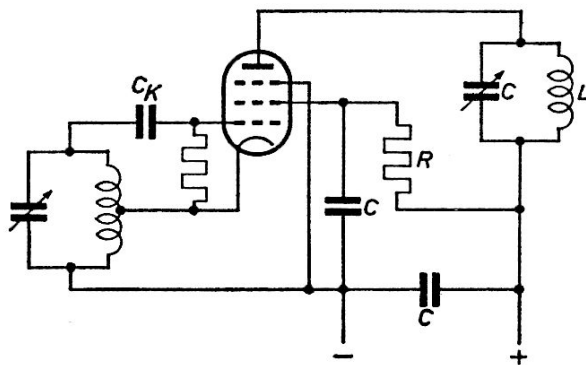


Fig. 42. Oscillateur à couplage électronique (ECO) à partir d'un oscillateur monté en «Hartley».

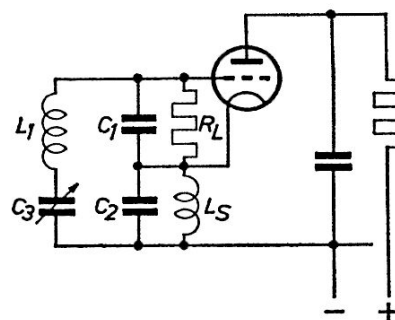


Fig. 43. Oscillateur Clapp.

reste, en fait, un montage Colpitts, mais l'anode est ici mise à la terre pour la tension de radiofréquence (voir la fig. 43). La prise inductive sur le circuit accordé est alors devenue réglable, à l'aide d'un petit condensateur variable, disposé en série avec la bobine d'accord. Un grand avantage de ce montage, par rapport au Colpitts classique, est l'existence d'une grande liberté pour le choix du rapport de prise correct, par l'utilisation de condensateurs fixes C_1 et C_2 . Spécialement, grâce au montage en série de C_1 et C_2 avec C_3 , le tube vient, dans son entier « en prise intermédiaire » sur le circuit, qui subit ainsi bien moins l'influence des variations des propriétés du tube. La bobine d'arrêt RF (L_s) doit être assez forte pour n'avoir pas d'effet externe, bien qu'elle soit pratiquement disposée en parallèle sur le circuit accordé.

Souvent, on utilise un oscillateur Clapp, comportant l'oscillateur en montage ECO. Le montage Hartley, dans le montage ECO de la fig. 42, est alors remplacé par un oscillateur Clapp (voir la fig. 44). Grâce à cette combinaison, on peut obtenir un étage-pilote très stable. Il existe encore un très grand nombre de montages oscillateurs, mais ils sont moins souvent utilisés pour le trafic d'amateur, car ils sont conçus plus spécialement pour les fréquences très élevées, pour les appareils de mesures, etc.

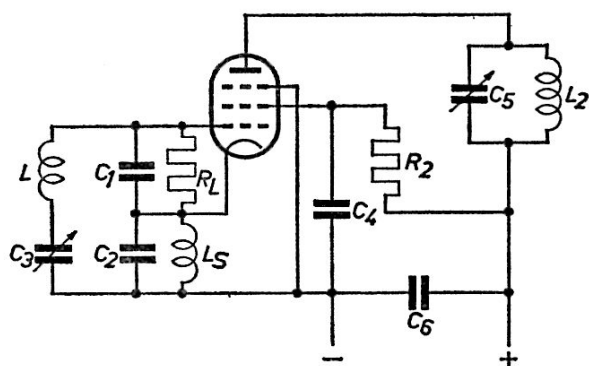


Fig. 44. Oscillateur ECO établi à partir du montage de l'oscillateur Clapp.

Stabilité de la fréquence

Pour l'utilisation d'un oscillateur au pilotage d'un émetteur, il faut soigner le montage et la construction, afin d'atteindre une très grande stabilité de la fréquence. Il est clair que la réception du signal émis sera d'autant plus favorable que la fréquence du signal transmis reste plus constante.

Etant donné que la grandeur de la fréquence émise dépend, en

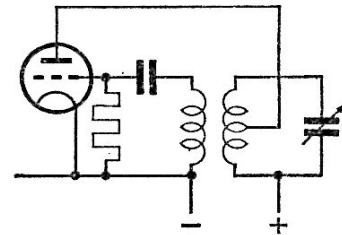
principe, de la valeur des éléments qui déterminent cette fréquence, il faut donc, à la construction, prendre des précautions pour que les éléments puissent rester aussi constants que possible, pendant toute leur durée de fonctionnement dans l'émetteur.

Les précautions suivantes doivent donc être prises:

1. La construction mécanique de la bobine, du condensateur d'accord, le câblage et tous les autres éléments qui déterminent la fréquence doivent être aussi robustes que possible. Il faut que les variations des valeurs électriques de ces composants restent aussi faibles que possible, en dépit des vibrations mécaniques et des variations de la température.
2. La qualité électrique des pièces doit être aussi grande que possible. Une forte qualité de circuit (Q) dans le montage, assure la constance de la fréquence, d'une manière appréciable. Cela signifie que non seulement la bobine et le condensateur d'accord doivent être de haute qualité, mais aussi que tous les autres éléments de construction du montage oscillateur, ainsi que leurs valeurs électriques, doivent être influencés, de ce fait, d'une manière aussi faible que possible.
3. Le tube oscillateur doit osciller faiblement. S'il oscillait avec excès (sur-oscillation), il pourrait se produire notamment une variation de la fréquence.

De l'une ou l'autre de ces remarques, on peut déduire que le circuit doit être couplé aux tubes et aux autres éléments du montage d'une manière aussi « lâche » que possible. A l'échauffement du tube, après la mise en route, les valeurs des capacités des tubes vont varier. Or, elles sont en parallèle sur le circuit accordé: la capacité grille-cathode C_{gk} est celle qui, le plus souvent, subit la plus forte variation. Un montage du genre de la fig. 37 sera donc plus favorable, de ce point de vue, que celui de la fig. 38. La bobine de couplage de réaction doit avoir aussi peu de tours d'enroulement que possible (par exemple, L_k de la fig. 37) afin de rendre aussi faible que possible l'influence de C_{gk} , qui agit, par le transformateur L_k-L , sur le circuit. La grille étant reliée au circuit à l'aide d'un condensateur (par exemple, fig. 42), ce condensateur doit avoir une capacité aussi faible que possible, ce qui diminue l'influence de C_{gk} . Une autre méthode pour diminuer l'influence des capacités du tube consiste à relier l'anode, et (ou)

Fig. 45. Prise sur le circuit accordé d'anode servant à diminuer l'influence de la capacité du tube.



la grille, par une prise intermédiaire (fig. 45). L'influence des capacités du tube peut aussi être très diminuée, grâce à l'utilisation d'une ou plusieurs capacités d'accord, disposées en parallèle et aussi grandes que possible. Soit, par exemple, un tube à utiliser qui ait un C_{gk} de 10 pF et variant de 1 pF lors de l'échauffement du tube. Comme ce C_{gk} est relié en parallèle sur un condensateur d'accord de 10 picofarads par exemple, la capacité totale du circuit est alors de 20 pF. Après l'échauffement, elle a varié de 1 pF, ce qui représente 5 %. Si, au lieu de ce premier ensemble, nous utilisons une capacité d'accord de 90 pF, la capacité totale est alors de $90 + 10 = 100$ pF. Pour une variation de 1 pF, la variation relative n'est plus que de 1 %.

Les mêmes principes montrent tout l'avantage des grandes valeurs employées dans les montages oscillateurs Clapp, selon les fig. 43 et 44, où de très fortes capacités sont reliées en parallèle sur les capacités du tube, tandis que l'anode reçoit seulement une prise par capacités, par rapport à la capacité d'accord totale. Les condensateurs C_1 et C_2 adoptés ont fréquemment une valeur de quelques milliers de pF. Naturellement, il devient plus difficile, après avoir pris toutes ces précautions, de maintenir et de garantir une oscillation correcte sur toute une gamme importante de l'accord.

La température reste encore un point très important à considérer. On sait que les propriétés électriques des composants du montage sont souvent très fortement influencées par la température. La variation normale de la température ambiante n'entre souvent pas en ligne de compte pour produire des effets indésirables. Mais il faut considérer, par exemple, l'étage pilote. Très souvent construit d'une manière entièrement blindée, influencé également par les dissipations de chaleur d'un ou de plusieurs tubes, les variations de température peuvent alors jouer un rôle, par l'échauffement des bobines, des condensateurs, etc. et avoir pour

conséquence une variation de fréquence très grande. De plus, ce genre d'échauffement se produit toujours très régulièrement, si bien que le résultat est une variation persistante de la fréquence.

Il faut donc s'efforcer, dans la construction d'un étage de pilotage, de placer dans un endroit froid les éléments qui déterminent la fréquence. Ce résultat peut être obtenu, par exemple, en disposant ces différentes pièces en un boîtier blindé qui se trouve bien séparé ou qui se trouve placé à une certaine distance des tubes.

L'oscillateur à cristal

Un autre moyen pour maintenir constante la fréquence de l'étage pilote consiste à utiliser un oscillateur à cristal. On utilise ici les propriétés particulières d'un cristal de quartz. Les cristaux utilisés pour la commande de fréquence des émetteurs sont des plaquettes très minces, taillées, par différents procédés, dans un cristal de quartz naturel. Le fonctionnement de ce cristal dans l'émetteur est basé sur ses propriétés piézoélectriques. Si l'on exerce, par exemple, une certaine contrainte mécanique par pression ou par traction sur une telle plaquette de quartz, il s'y produit des charges électriques, sur les deux plaques de contact de sortie. Si l'on relie des électrodes métalliques à ces plaques de contact, il se produit, entre ces électrodes, une tension électrique et un champ électrique qui vient s'opposer à la polarisation. Si l'on fait une liaison conductrice entre les électrodes, les charges vont alors se neutraliser. Pour chaque variation de la traction ou de la pression, il se produit donc, entre les électrodes, une tension électrique. Mais l'inverse reste vrai également: si l'on applique une tension entre les électrodes du cristal, le cristal se comprime ou se dilate dans la direction de son épaisseur. Donc, une tension alternative va mettre le cristal en vibration mécanique. Dans ce cas, il faut que le cristal résonne sur une fréquence bien choisie et qui corresponde, par exemple, à la fréquence propre de la lamelle de quartz. Dans ce cas, de très fortes amplitudes peuvent se produire, les charges et les courants de charge des électrodes étant alors plus faibles. Cela signifie que le cristal est devenu, de lui-même, un circuit oscillant électrique, sur une fréquence de résonance très précise!

En raison de l'amortissement interne très faible du cristal, la qualité

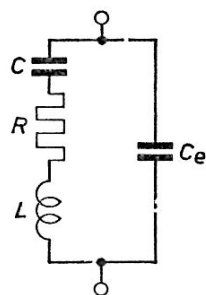


Fig. 46. Schéma équivalent d'un cristal de quartz: CRL est le cristal, C_e la capacité des électrodes.

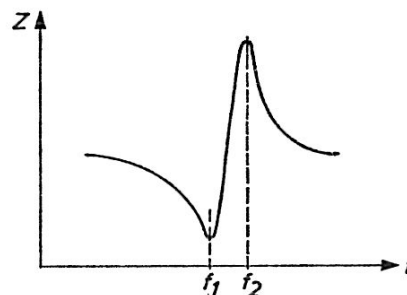


Fig. 47. Variation de l'impédance d'un cristal de quartz. Résonance en série à la fréquence f_1 , résonance en parallèle à f_2 .

de ce circuit est très grande. Le schéma équivalent électrique se présente comme l'indique la fig. 46. La branche comprenant CRL représente le cristal proprement dit. Sa résonance en série se produit sur sa fréquence propre. Mais, il existe, en parallèle, une capacité entre les électrodes C_e , si bien que la résonance en parallèle se produit à une fréquence qui se trouve être, de très peu, plus élevée que la fréquence naturelle du quartz. La variation de l'impédance est indiquée à la fig. 47, où f_1 est la fréquence naturelle du cristal (résonance en série, impédance minimale) et f_2 la résonance en parallèle (impédance maximale).

Un montage simple d'oscillateur à quartz est indiqué à la fig. 48. Le cristal se trouve dans le circuit de la grille et il détermine la fréquence d'oscillation. Dans la connexion anodique se trouve un circuit accordé normal et le couplage de réaction se produit à travers la capacité anode-grille de la triode.

Un type de montage très souvent employé est l'oscillateur «Pierce»

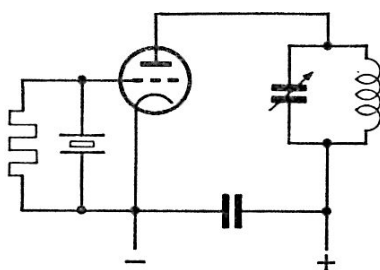


Fig. 48. Schéma simple d'oscillateur-pilote à quartz.

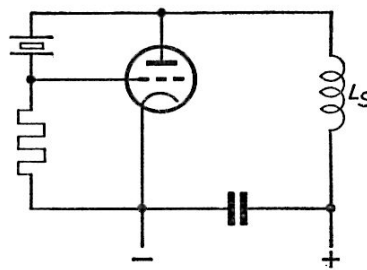


Fig. 49. Oscillateur «Pierce».

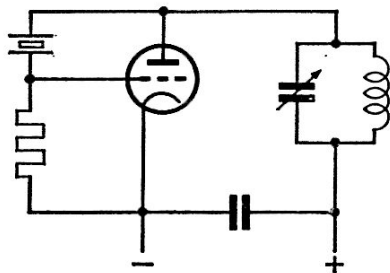


Fig. 50. Oscillateur «Pierce» avec circuit accordé, ajouté pour augmenter la tension RF fournie.

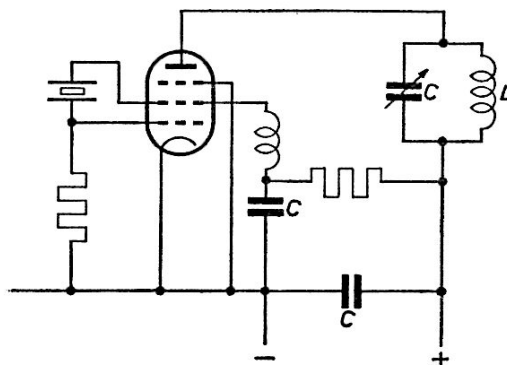


Fig. 51. Oscillateur de Pierce «amélioré» comportant, en fait, une combinaison d'un ECO et de l'oscillateur à quartz donnant les avantages combinés de ces deux montages.

(fig. 49) qui n'est autre, en fait, qu'une variante du Hartley normal ou du Colpitts, mais où l'on a remplacé le circuit accordé normal par un cristal disposé entre la grille et l'anode. Ce montage est vraiment très simple, mais il a pour inconvénient de produire très peu de tension à radiofréquence. On peut obtenir une amélioration par l'adjonction d'un circuit accordé supplémentaire dans la connexion d'anode (fig. 50).

De nombreux montages différents restent évidemment possibles, mais nous ne pouvons les examiner tous. Nous aurons encore à revenir sur l'utilisation d'un oscillateur à quartz en montage ECO, comme celui qui est employé sous le nom «d'oscillateur Pierce amélioré» (fig. 51). Diverses variantes intéressantes de ce schéma peuvent être utilisées.

4.3 Les étages amplificateurs RF

Généralités

Comme nous l'avons déjà indiqué dans la première partie de ce chapitre, la plupart des émetteurs comprennent maintenant plusieurs étages. On trouve aujourd'hui peu d'émetteurs comprenant tout juste un étage. Dans ce cas, l'étage unique joue un rôle très compliqué. D'une part, comme oscillateur, il a pour rôle de déterminer la fréquence émise et de la maintenir constante et, d'autre part, il doit produire une énergie suffisante pour alimenter l'antenne.

Comme on l'a déjà dit, la constance de la fréquence dépend beaucoup

des variations de la charge et de la température. Ces difficultés sont très marquées, dans le cas de l'«émetteur à un seul tube» auquel on applique une grande énergie d'alimentation, afin de pouvoir transmettre à l'antenne une forte énergie à radiofréquence.

Cela signifie également qu'il va se produire une forte dissipation de chaleur, avec la désagréable conséquence bien connue: l'inconstance de la fréquence. Il est évidemment possible d'utiliser un pilotage par cristal, mais il est difficile de produire ainsi une puissance notable, car le cristal pourrait alors être trop chargé. On peut aussi utiliser un étage séparé supplémentaire, servant à fournir l'énergie à radiofréquence à l'antenne. Cet étage *final* est donc un amplificateur d'énergie et il reçoit sa tension de commande de l'étage pilote. Souvent on utilise encore, entre le *pilote* et l'étage *final*, un ou plusieurs *amplificateurs RF* c'est-à-dire des étages *séparateurs RF* ou tampons. On peut fournir ainsi l'énergie nécessaire pour la commande de l'étage final et obtenir une *séparation*, évitant les influences directes entre l'étage final et l'étage pilote. Il est en effet indésirable de prélever une énergie appréciable sur l'étage pilote, car il en résulterait une charge alternative sur ce pilote et par conséquent une possible variation de la fréquence. Cette énergie de pilotage est donc fournie à un étage amplificateur, ce qui fait qu'une moindre énergie de pilotage devienne nécessaire. Dans ce cas, on insère souvent encore un deuxième étage intermédiaire et, éventuellement même, un troisième.

Parfois ces étages intermédiaires peuvent assumer aussi une tâche différente. Les amateurs ont en général le désir d'émettre sur diverses bandes de fréquences. Il est donc logique de s'efforcer d'obtenir que l'émetteur soit prévu pour plusieurs bandes. Si l'on considère un certain nombre de bandes de fréquences réservées aux amateurs, on constate que chaque bande suivante comporte les fréquences doubles de la bande précédente et l'on peut donc en tirer le principe de la «multiplication de la fréquence». Un ou plusieurs étages sont donc établis pour être «doubleurs» ou «tripleurs». Ainsi, on peut augmenter la fréquence venant du pilotage et la multiplier par deux ou par trois. Le pilote même reste toujours sans modification et il n'y a donc plus de nécessité d'y faire intervenir des éléments de commutation ou d'autres possibilités plus grandes de variation de la fréquence-pilote. Cela constitue, en fait, un avantage pratique important.

L'étage final

Comme nous l'avons déjà dit plus haut, l'étage final a pour rôle de produire une énergie suffisante et de la fournir à l'antenne. Là aussi, il faut choisir un tube d'une construction telle qu'il puisse accomplir cette tâche d'une manière correcte. L'énergie d'alimentation fournie est partiellement convertie en chaleur et partiellement en énergie à radiofréquence, pour l'antenne. Plus la température du tube (et de son entourage) doit augmenter et plus le tube doit être choisi après un bon calcul. Il est même souvent *nécessaire* de prévoir le bilan de l'énergie à une tension plus élevée que la tension normale. Il va de soi que lors de la construction de l'étage final complet, on sera obligé de tenir compte de ces courants et de ces tensions plus élevés dans les calculs.

Pour les tubes, nous avons le choix entre des triodes et des pentodes (mais souvent aussi des tétrodes). Sans entrer immédiatement dans les détails, nous allons comparer les procédés pratiques de l'amplificateur d'émetteur utilisant les unes ou les autres, et nous discernons alors que:

1. L'énergie de commande (attaque) nécessaire pour la grille est plus faible pour les tétrodes et les pentodes que pour les triodes, tout en obtenant une même énergie de sortie donnée (énergie RF fournie). Donc la tétrode ou la pentode ont une amplification d'énergie plus favorable.
2. Une pentode peut, grâce à la présence de la grille d'arrêt, être souvent commandée plus fortement qu'une tétrode si bien que son énergie de sortie et son rendement sont meilleurs que ceux d'une tétrode.
3. La capacité entre la grille de commande et l'anode est bien plus faible dans les tétrodes et les pentodes que dans les triodes, en raison de la présence de la grille 2 (grille-écran). Dans ce cas, il ne se produit pratiquement plus aucune réaction capacitive (retour de l'énergie RF du circuit anodique vers le circuit de la grille qui aurait pour conséquence l'instabilité ou l'auto-oscillation du tube).

Par conséquent, le choix doit se porter, de préférence, sur les tétrodes ou sur les pentodes. Mais pour l'utilisation aux fréquences très élevées d'autres effets peuvent intervenir si bien que l'on y emploie, assez fréquemment, des triodes.

Le circuit anodique accordé (voir la fig. 52) a pour rôle de fournir l'énergie RF à l'antenne. Provisoirement, nous pouvons penser que l'an-

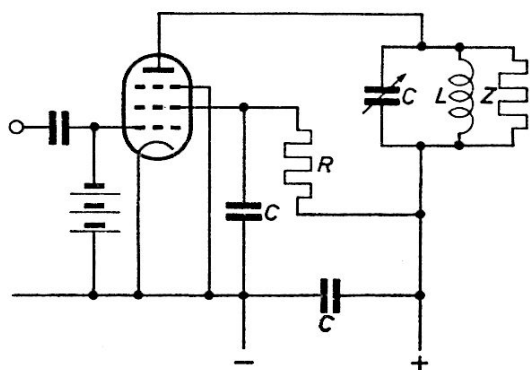


Fig. 52. Principe d'un étage final d'émetteur. Z représente la charge externe à laquelle l'énergie RF est fournie.

tenne est présente sous la forme d'une impédance Z , en parallèle sur le circuit accordé. Il est évident que, dès le moment où le tube est convenablement réglé, il va être en état de fournir sa puissance maximale. Pour cela, il est généralement nécessaire d'avoir une valeur bien déterminée pour cette charge Z . Etant donné que la résistance de rayonnement de l'antenne doit, le plus souvent, être d'une valeur différente, il existe des méthodes pour l'adaptation mutuelle et nous devons admettre que R présente la valeur optimale. Les valeurs de la bobine et du condensateur du circuit accordé sont alors calculées d'après la fréquence de fonctionnement désirée. Le rapport L / C est choisi de telle sorte que, d'une part, le rendement de l'étage final ne soit pas défavorablement influencé et, d'autre part, que les courants du circuit ne deviennent pas trop forts, car cela provoquerait de grandes pertes.

Le réglage de fonctionnement du tube est tel que l'on peut atteindre, immédiatement, le plus fort rendement. Ici, le tube est réglé en classe C, ce qui veut dire que la polarisation négative de la grille de commande est plus grande que celle qui est nécessaire pour bloquer (annuler totalement) le courant anodique. Cela signifie, également, qu'à l'application d'une tension alternative, le courant anodique va circuler pendant une durée très *inférieure à une demi-période* et il présente donc le caractère d'une impulsion, d'ailleurs nécessaire si l'on veut atteindre le grand rendement prévu. En général, la tension alternative en question est appliquée à la grille et elle doit avoir, dans le cas présent, une assez grande valeur. Comme le tube fonctionne par impulsions anodiques, jusque dans le domaine de la tension positive de la grille, il doit donc être commandé en prévoyant le *courant de grille*. Ce point est très important, car le courant

de grille est fourni par l'étage amplificateur précédent, sous la forme d'énergie RF, si bien que cet étage doit être en mesure de consentir cette fourniture, en dépit des pertes du circuit.

Dans l'étude des couplages mutuels entre les étages, il faudra tenir compte de cette exigence, tout à fait formelle.

Les étages intermédiaires

En général, l'étage intermédiaire fonctionne comme un amplificateur d'énergie (amplificateur de puissance RF) et sa construction va donc suivre, dans toutes ses grandes lignes, celle de l'étage final. Il faut considérer que l'énergie RF produite constitue une petite partie seulement, de celle que l'étage final doit fournir, c'est-à-dire seulement l'excitation nécessaire pour attaquer la grille de cet étage final. Dans le cas, où nous voulons utiliser l'étage intermédiaire comme doubleur de fréquence, le circuit accordé disposé dans la connexion d'anode est réglé sur la fréquence *double* de celle d'entrée. Tenant compte du fait que les étages en classe C ont un courant anodique de forme impulsive, nous allons y trouver la fondamentale et un grand nombre d'harmoniques. Le circuit accordé étant réglé sur l'harmonique 2 (la fréquence double), l'harmonique 2 présent se trouve donc extrait par le circuit. Mais il faut bien remarquer que l'énergie fournie va être alors plus faible que celle que le tube amplifie directement sur la fondamentale. Le tube doit fournir la même énergie que dans ce dernier cas et il faut donc choisir un point de fonctionnement plus haut, par exemple une plus forte tension à l'anode. Il va de soi que dans ce cas la tension de commande augmente aussi (donc l'énergie de commande est plus élevée et il est évident que l'amplification d'énergie d'un doubleur de fréquence est bien plus faible que celle d'un étage amplificateur réglé sur la fondamentale).

De même, l'amplification d'énergie d'un tripleur de fréquence est plus faible que celle d'un doubleur et nous devons donc adopter des mesures correspondantes dans la construction de l'émetteur.

Deux autres montages de multiplicateurs de fréquence sont intéressants à connaître. Le premier est l'*amplificateur symétrique ou push-pull*. Il élimine les harmoniques d'ordre pair dans le circuit anodique, si bien que ce montage est tout indiqué pour servir de tripleur (fig. 53).

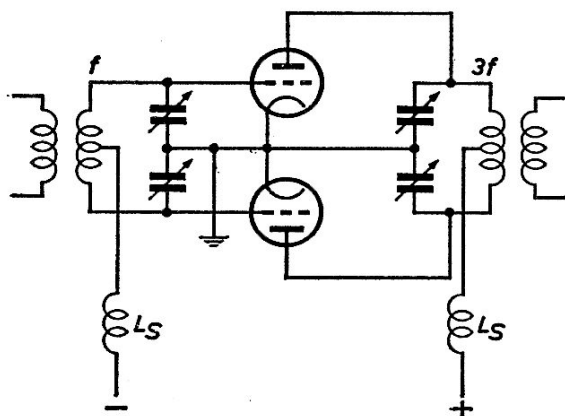


Fig. 53. Amplificateur symétrique (push-pull), très employé avec un bon rendement pour le triplage de fréquence.

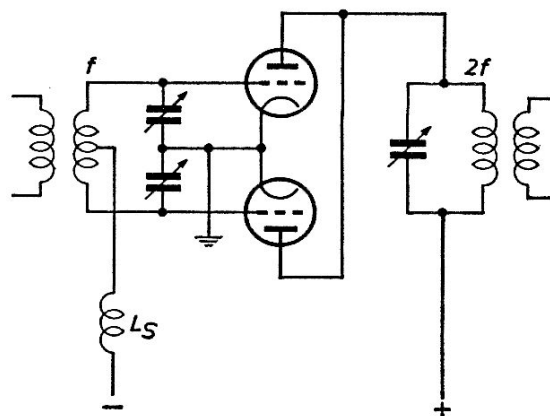


Fig. 54. Amplificateur «push-push», spécialement bien adapté au doublage de fréquence.

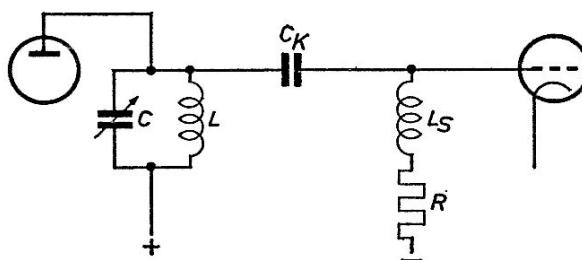
Le second est l'amplificateur *push-push* où, au contraire de l'amplificateur push-pull, les deux anodes sont reliées en parallèle (fig. 54).

Le montage élimine les harmoniques d'ordre impair et il est donc bien adapté pour le doublage de fréquence. Une autre utilisation peut être faite de ce montage pour servir, soit en direct, sur la fondamentale, soit en doubleur, par une commutation. Si, par exemple, le filament de l'un des tubes est mis hors-circuit, le tube ne fonctionne plus et le circuit anodique au lieu d'être réglé sur l'harmonique 2 se trouve réglé sur la fondamentale; donc l'ensemble va fonctionner en amplificateur direct de la fréquence d'entrée. Il faut toutefois remarquer que la capacité à la grille du tube mis hors-circuit reste encore présente et fonctionne alors comme un condensateur neutrodyne, étant donné qu'à travers cette capacité une tension se trouve réappliquée, égale à celle qui existait sur le tube, lorsqu'il fonctionnait. Mais ces deux tensions sont appliquées en opposition de phase au circuit de la grille, si bien qu'elles se compensent mutuellement. On appelle cela *neutrodyne* ou *neutralisation*. Comme nous l'avons déjà dit pour les amplificateurs triodes du type amplificateur direct, c'est une nécessité absolue pour combattre l'instabilité.

Couplage mutuel des étages

Les divers étages de l'émetteur doivent être couplés mutuellement de telle sorte que chaque étage soit en mesure de fournir la tension RF souhaitée,

Fig. 55. Couplage capacitif entre deux étages d'un émetteur.



de la manière correcte, c'est-à-dire avec des pertes aussi réduites que possible. De plus, ils doivent transmettre cette énergie à l'étage suivant. On peut distinguer deux méthodes de couplage: la méthode capacitive et la méthode inductive. La figure 55 donne le schéma d'une méthode capacitive.

La tension sur le circuit anodique de l'étage précédent est transmise à la grille de l'étage suivant, à travers le condensateur C_k . On doit régler la valeur de C_k d'après la valeur de la tension sur la grille, ce qui règle l'excitation. On peut aussi opérer avec C_k relié, non pas au sommet du circuit, mais bien sur une prise intermédiaire. L'emplacement de cette prise sur la bobine va déterminer la grandeur de la tension prélevée. Un inconvénient du procédé reste qu'en général il faut employer une bobine d'arrêt RF, dans la connexion de grille, afin que les points de fonctionnement des deux tubes soient complètement indépendants l'un de l'autre. Mais, à travers C_k , les harmoniques d'ordre élevé se trouvent encore transmis au tube suivant, ce qui n'est pas très désirable.

Le couplage inductif est représenté à la fig. 56. L'excitation peut être convenablement réglée à l'aide de la bobine de couplage L_k . Un grand avantage est obtenu par la séparation des circuits de l'anode et de la grille, car il n'y a, dans cet exemple, aucune haute tension sur le conden-

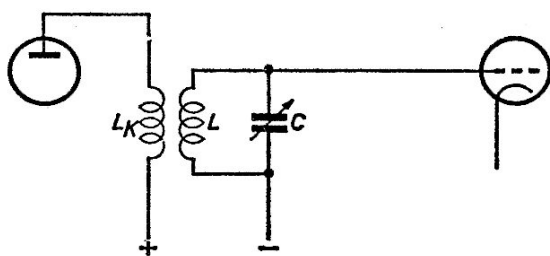


Fig. 56. Couplage inductif entre deux étages d'un émetteur.

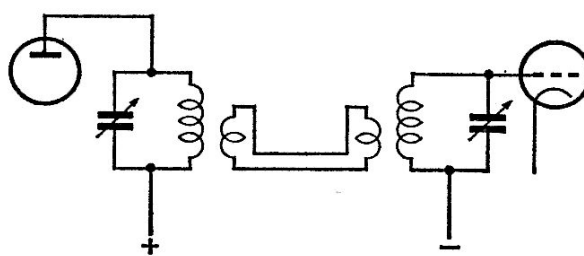


Fig. 57. Couplage par ligne à basse impédance (couplage par «link»).

sateur variable, si bien que l'on peut utiliser un modèle plus petit (à distances plus faibles entre les plaques).

Une autre méthode de *couplage* est celle de la *liaison à faible impédance* entre étages par lignes de transmission (couplage par « link »), telle que l'indique la fig. 57. L'énergie transmise est transformée, à partir du circuit anodique, en basse tension puis de nouveau transformée, dans l'autre sens, sur le circuit de la grille. Les petites bobines de couplage n'ont donc que quelques tours seulement. La mise au point de ce procédé de couplage est très facile et il peut y avoir des pertes d'énergie relativement faibles. Cette méthode est très avantageuse dans la construction, car l'on peut disposer les circuits d'anode et de grille d'une façon tout à fait indépendante et même, si cela est nécessaire, sur un châssis séparé ou même dans un compartiment différent de l'émetteur.

Une autre méthode est celle du *couplage par filtre de bande* où l'élément de couplage unique utilisé est un filtre de bande. Ici, on envisage le cas d'un amateur-émetteur qui travaille sur une bande de fréquences très étroite. L'étage de commande peut être accordé, à volonté, sur une fréquence de cette bande. En modifiant la fréquence à l'intérieur de cette bande, on devrait régler tous les circuits accordés des étages intermédiaires et de l'étage final. Avec un couplage par filtre de bande, cela peut être notablement simplifié, car le filtre de bande est déjà réglé sur la largeur de bande qu'il possède (c'est-à-dire la bande de fréquences à l'intérieur de laquelle l'énergie est transmise, sans perte appréciable). La bande de fréquence se trouve être alors celle dans laquelle l'émetteur fonctionne. Le réglage de variation de fréquence à l'intérieur de cette bande n'est donc pas nécessaire. Mais, dans la majorité des cas, il reste un inconvénient: l'étage précédent se trouve alors chargé par une impédance bien plus basse, ce qui peut nécessiter, aussi en sens inverse, un amortissement supplémentaire des circuits si l'on veut atteindre la largeur de bande précise.

Une seconde méthode de couplage différente est celle du filtre Collins ou *filtre en π (en π)*. Ce filtre est devenu très populaire pour l'adaptation entre l'étage final et l'antenne, mais il trouve maintenant des applications de plus en plus nombreuses comme élément de couplage entre deux étages.

La fig. 58 indique la disposition d'un filtre en π entre deux étages d'un émetteur. La fig. 59 en donne un circuit équivalent simplifié.

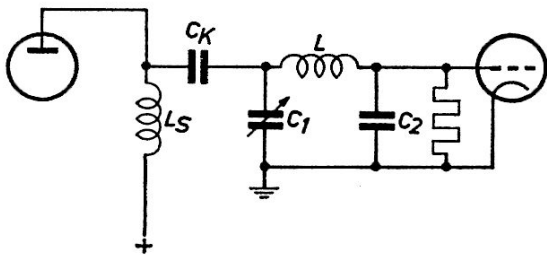


Fig. 58. «Filtre en pi» comme élément de couplage entre deux étages d'un émetteur.

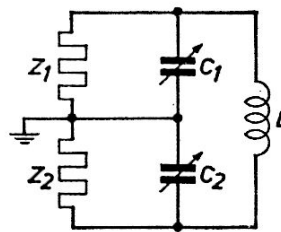


Fig. 59. Schéma équivalent du filtre en pi: Z_1 est l'étage précédent et Z_2 l'étage suivant.

On voit clairement que le circuit accordé est formé par la bobine L et les condensateurs C_1 et C_2 . Grâce au montage en série de C_1 et de C_2 , on obtient donc une prise sur l'impédance totale du circuit. L'impédance de sortie de l'étage précédent, Z_1 , se trouve sur la partie «la plus élevée» du circuit et l'impédance d'entrée de l'étage suivant, Z_2 , sur la partie «la plus basse». Sans autre réflexion compliquée, nous pouvons voir que la prise peut varier si l'on modifie les valeurs de C_1 et de C_2 , mais de telle sorte que le montage en série de C_1 et de C_2 donne toujours la valeur *correcte* de la capacité d'accord pour la résonance. Si nous faisons varier C_1 , nous devons aussi régler C_2 afin de maintenir, constamment, l'accord.

On voit, sans autre considération, que l'on obtient d'une manière simple n'importe quel rapport de prise et l'on peut donc atteindre, ainsi, l'adaptation précise entre l'étage suivant et l'étage précédent.

Comme cette adaptation n'est pas, en général, trop critique, on atteint une adaptation correcte à une fréquence donnée. Pour une *faible variation de la fréquence* (comme les amateurs-émetteurs l'utilisent sur une bande donnée), on peut se contenter de faire varier un seul des deux condensateurs comme l'indique la fig. 58. En commutant sur une autre bande de fréquences, on peut aussi faire varier la bobine tandis que les deux condensateurs restent non modifiés, car le «rapport de transformation» des impédances de tubes, en général, ne subit aucune variation. Souvent on n'atteindra pas ainsi un rapport L/C correct et assez élevé mais, le plus souvent, ceci reste entièrement tolérable dans le cas des étages intermédiaires.

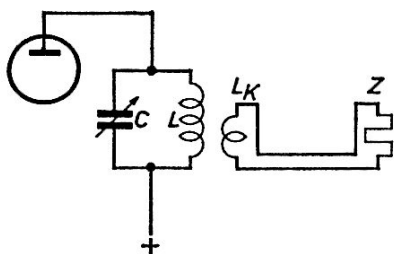


Fig. 60. Adaptation d'une antenne à faible résistance ohmique sur l'étage final.

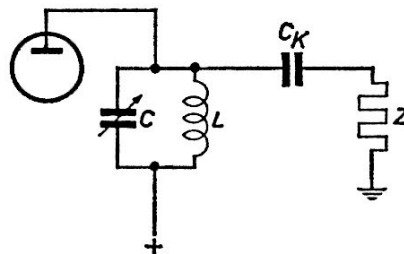


Fig. 61. Adaptation à haute impédance de l'antenne sur l'étage final.

Couplage avec l'antenne

Ce problème reste, en principe, identique à celui du couplage mutuel entre étages. Il faut d'ailleurs que la résistance de charge, ici, la résistance de rayonnement de l'antenne, ne soit pas placée directement dans l'étage final mais bien, pour des raisons pratiques évidentes, à quelque distance de cet étage.

Il est donc nécessaire de transporter, vers l'extérieur, l'énergie à rayonner par l'antenne, à travers une « ligne d'alimentation », un « feeder ». Ces lignes sont souvent à faible impédance, par exemple ce sont des câbles coaxiaux et, dans ce cas, nous nous retrouvons dans une situation analogue à celle de la fig. 57. Mais, l'impédance du point de liaison de l'antenne est toujours faible, également, si bien que nous trouvons alors le schéma de la fig. 60. Dans le cas de feeders à haute impédance (l'antenne étant aussi à forte impédance, évidemment) on peut employer, alors, le couplage indiqué à la fig. 61. Comme on l'a déjà vu, le filtre en pi est devenu très populaire au cours de ces dernières années, en raison de sa grande souplesse d'adaptation, si bien qu'il peut jouer ce rôle, à l'utilisation de plusieurs antennes différentes, sur des fréquences très diverses, en donnant toujours l'adaptation correcte (voir la fig. 62). Dans ce cas, il faut que

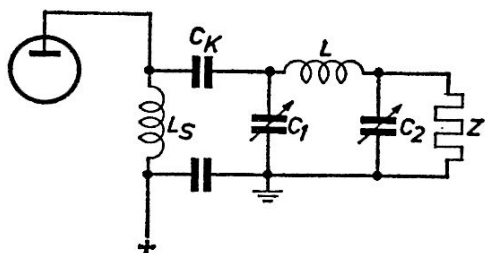


Fig. 62. «Filtre en pi», utilisé comme élément de couplage entre l'étage final et l'antenne.

les deux condensateurs soient variables. Les limites du rapport de transformation que l'on peut atteindre (et donc des impédances d'antenne sur lesquelles on peut encore bien s'adapter) dépendent du rapport des capacités de C_1 et de C_2 que l'on peut atteindre en *accordant* le circuit.

4.4 Méthodes pour l'alimentation des tubes

Pour bien comprendre le fonctionnement des schémas pratiques, il est désirable de connaître les différents systèmes d'alimentation ainsi que leurs tenants et leurs aboutissants.

Il est bien évident qu'il est nécessaire qu'un tube ait des courants et des tensions bien déterminés, si l'on veut qu'il fonctionne convenablement. Le bon fonctionnement dans les émetteurs dépend toujours d'un réglage correct du tube. Les tensions et les courants en question sont le plus souvent prélevés sur un appareil d'alimentation spécialement étudié. Le mode de fourniture peut aussi se trouver modifié, par différentes circonstances; en effet, l'amplification et le prélevement des tensions et des courants alternatifs ne doivent naturellement pas être influencés (ou l'être, seulement, dans une très faible proportion) par le fonctionnement de l'appareil d'alimentation.

Examinons d'abord *l'alimentation d'anode*; nous constatons immédiatement, sur les schémas d'oscillateurs, que nous avons le choix entre deux méthodes: l'alimentation en parallèle, ou l'alimentation en série. La fig. 63 indique le schéma d'une *alimentation en parallèle*. La source d'alimentation qui fournit la tension continue d'anode est, ici, comme si elle se trouvait reliée en parallèle sur le circuit accordé. Cela offre l'avantage d'une

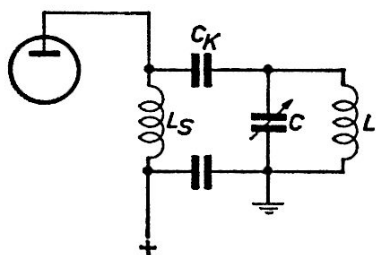


Fig. 63. Alimentation en parallèle de la tension d'anode d'un tube émetteur.

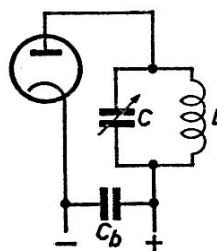


Fig. 64. Alimentation en série de la tension d'anode d'un tube émetteur.

séparation entre la tension d'anode continue et le circuit accordé, par le condensateur de blocage C_k , ce qui rend la construction plus simple. On peut alors choisir un condensateur d'accord à air, ayant des plaques mobiles à distances plus réduites des plaques fixes. Un inconvénient de cette disposition est, cependant, qu'il est nécessaire d'employer une bobine d'arrêt RF, L_s , qui reste en parallèle sur le circuit accordé et doit donc être de très bonne qualité et présenter aussi une très faible capacité, puisqu'il faut éviter une augmentation indésirable de la capacité du circuit. En effet, des résonances parasites peuvent aussi être causées par la bobine d'arrêt.

Dans le cas d'alimentation en série (voir la fig. 64), le circuit accordé et la source de tension continue sont disposés en série et la coûteuse bobine d'arrêt devient ainsi superflue. Maintenant, tout le circuit accordé se trouve porté à la haute tension par rapport à la terre et il est donc nécessaire que tout cet ensemble soit très bien isolé. De plus, il faut que la source d'alimentation soit court-circuitée, pour les tensions RF, par un condensateur de découplage C_b .

Dans des installations émettrices pas très grandes, on peut faire *l'alimentation des grilles-écrans*, pour l'utilisation des tétrodes et des pentodes, à partir des mêmes sources d'alimentation que celles qui fournissent la tension d'anode. Cette tension de grille-écran étant souvent plus faible que la tension de l'anode, il faut donc «soustraire» une partie de la tension élevée. On peut obtenir ce résultat à l'aide d'un potentiomètre (bleeder), la tension de grille-écran étant prélevée sur un curseur ou sur une prise. Grâce au choix d'un fort courant total dans la résistance de saignée (bleeder), on peut éviter l'influence des variations du courant sur la tension de la grille-écran. Cela constitue une charge supplémentaire pour la source d'alimentation et il faut disposer de quelques bonnes résistances bobinées, capables de dissiper de fortes puissances (fig. 65). Une méthode économique consiste à utiliser une résistance en série, entre la grille-écran et la source d'alimentation. La tension de la grille-écran varie, alors, fortement, avec le courant de la grille-écran.

La *tension de grille négative* nécessaire peut être obtenue de diverses façons. Dans un montage d'oscillateur, on a déjà vu que le groupe formé par le condensateur de grille et la résistance de fuite produit, automatiquement, la tension négative de polarisation de grille. Ce système est également

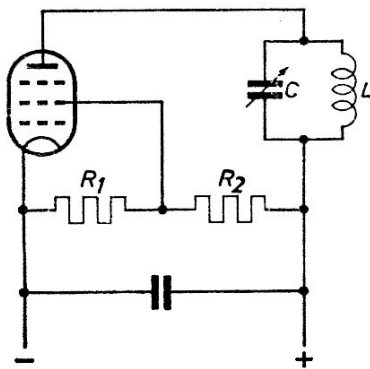


Fig. 65. Alimentation de la grille-écran au moyen d'un montage en potentiomètre («bleeder»).

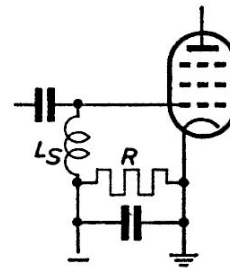


Fig. 66. Tension négative de grille obtenue à partir d'une source d'alimentation séparée.

utilisable sur les étages amplificateurs et sur l'étage final mais, dans ce cas-là, il est rarement utilisé seul. En effet, si pour une cause quelconque, le signal de commande RF disparaît, le tube (ou les tubes) reste alors sans tension de polarisation négative, ce qui peut amener la destruction immédiate du tube, car les courants de l'anode et de la grille-écran deviennent alors beaucoup trop élevés.

Une source d'alimentation séparée est donc utilisée pour les émetteurs de plus grandes puissances. Ainsi, la tension devient indépendante du fonctionnement du tube. Ici encore, on peut appliquer la tension à la grille, à travers une bobine d'arrêt RF (fig. 66), ou à travers un circuit accordé (respectivement, alimentation en parallèle ou alimentation en série). Le rôle de la résistance R est alors important, il est prévu pour le cas où la grille deviendrait positive, par suite d'un manque partiel ou total de signal d'excitation. Ces impulsions de grille positives, qui se produisent alors, ne peuvent pas traverser l'appareil d'alimentation, car c'est un redresseur, alimenté à partir du secteur d'éclairage (sens inverse du courant). Grâce à l'insertion de R , des impulsions peuvent alors être transmises. Si l'on constatait, nettement, que le tube n'est pas commandé avec production d'un courant de grille, on pourrait supprimer R et l'on pourrait alors remplacer la bobine d'arrêt L_s par une résistance à forte valeur ohmique. Une troisième méthode consiste à utiliser une résistance de cathode, cette technique est, en fait, celle, bien connue, des schémas courants de récepteurs (voir en outre la fig. 14). Il est en principe, dans ce cas, tout à fait impossible que le tube atteigne ainsi, au repos, le point

de blocage du courant anodique, puisque la tension négative est produite, exactement, par la circulation du courant anodique. Mais, la tension ainsi produite est établie aux dépens de la tension de l'anode (lire ici, plus précisément: la tension entre l'anode et la cathode), puisque la tension totale d'alimentation est égale à la tension de l'anode plus la tension de la cathode. Comme il est coûteux d'avoir une source d'alimentation séparée, on choisit souvent une combinaison comprenant, à la fois, une résistance de cathode et un condensateur de grille avec résistance de fuite. Cette combinaison est déterminée de telle façon que le tube soit tout juste surchargé, dans le cas où l'excitation tombe à zéro ou diminue très fortement. Dans ce cas, il suffit d'avoir une faible tension, qu'il est pratique de prélever sur l'alimentation d'anode. Le reste de la tension négative de grille est alors produit par l'ensemble: condensateur de grille plus résistance de fuite.

4.5 Production des divers signaux

Les méthodes de production des signaux se rattachent aux moyens utilisés, par exemple, sur les émetteurs de télégraphie pour faire varier l'onde porteuse au rythme des signaux à transmettre (voir le paragraphe 4.1: Méthodes de transmission – type de signal A1). Ces signaux, imaginés par l'américain Morse, qui est l'inventeur du premier télégraphe pratique, sont convertis en impulsions électriques au moyen d'un manipulateur, fermant puis ouvrant un circuit parcouru par un courant. Lorsqu'il est utilisé dans notre émetteur, ce manipulateur de signaux doit remplir un rôle bien précis: celui d'interrompre ou de rétablir l'onde porteuse de l'émetteur, au rythme de ces signaux. Comme un émetteur comprend, le plus souvent, plusieurs étages, il faut donc décider quel circuit de l'émetteur nous allons pouvoir ouvrir et fermer, avec ce manipulateur. La manipulation dans l'oscillateur assure bien la suppression absolue de l'onde porteuse, mais nous devons alors nous assurer que les étages suivants sont réglés de telle manière qu'ils ne deviennent pas surchargés, dans les périodes de repos, où toute excitation disparaît. Il faut vérifier aussi que leur point de fonctionnement reste stable, dans ces conditions, et qu'il ne se produit aucune tendance à l'auto-oscillation.

La manipulation dans l'oscillateur exige aussi que la fréquence reste stable, en cours de manipulation. Or, la manipulation dans un étage amplificateur est plus favorable, par son principe-même, pour la stabilité de la fréquence. Elle peut conduire, toutefois, à la « radiation gênante sur l'antenne » si il y a encore transmission d'une certaine énergie de l'oscillateur ou d'un autre étage, fonctionnant encore, qui puisse atteindre l'antenne, pendant le repos du manipulateur. Il en résulte alors, au lieu d'une onde porteuse bien découpée et nulle au repos, une onde seulement affaiblie, gênante pour la lecture des signaux.

Une autre difficulté, en télégraphie, est la gêne occasionnée par les « claquements de manipulation ». Il en existe deux sortes: ceux que l'on peut observer dans les récepteurs au voisinage de l'émetteur et qui ne semblent dépendre en rien de la fréquence réglée de l'émetteur et, d'autre part, les claquements qui peuvent accompagner le signal reçu de l'émetteur et qui sont assimilables à une mutilation des signaux. Les deux sortes de claquements (« key clicks ») peuvent être éliminés à l'aide de filtres convenables qui adoucissent la transition entre l'onde porteuse maximale et l'onde porteuse annulée.

Dans la méthode moderne de liaison télégraphique, dite « break-in », *il faut* que l'étage oscillateur soit manipulé et l'on atteint ainsi ce but particulier recherché que la station correspondante peut être écoutée, durant les « trous » ou « intervalles de manipulation ». Cela signifie qu'au moment où l'on émet, le récepteur reste « sur écoute » et permet d'entendre le correspondant, pendant les arrêts de manipulation de l'émetteur (sans avoir à manoeuvrer quoi que ce soit, en dehors du récepteur, pour corriger les signaux). On peut parfois utiliser, dans ce cas, la manipulation sur l'étage suivant. Mais il faut alors avoir un blindage très complet de l'étage-pilote, une bonne mise à la terre des boîtiers, etc.

Mais, dans un étage donné, un emplacement peut être choisi pour la manipulation, de plusieurs façons différentes. On peut, par exemple, manipuler dans la connexion d'anode de l'étage en question. L'objection reste alors que le manipulateur travaille sur une forte tension, avec tous les dangers que cela comporte pour l'opérateur. Evidemment, on peut manipuler indirectement en ce point, à l'aide d'un relais. On peut aussi manipuler sur le primaire du transformateur HT, si ce transformateur n'est pas utilisé simultanément pour fournir l'alimentation à un autre appareil, ou

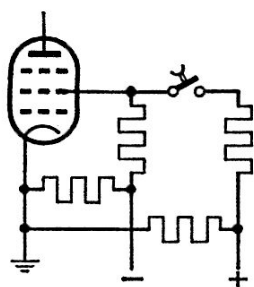


Fig. 67. Manipulation dans la grille-écran, avec tension auxiliaire négative.

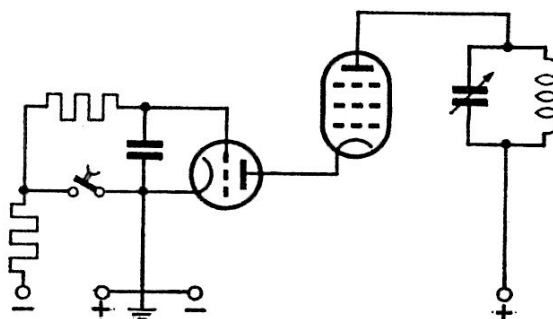


Fig. 68. Tube de «manipulation» supplémentaire, fonctionnant en relais électronique. Le tube émetteur est bloqué dans la position «manipulateur levé».

des chauffages. La manipulation dans la cathode d'un tube semble intéressante, mais elle ne comporte pas beaucoup plus d'avantages que la manipulation dans l'anode. Avec les tétrodes et les pentodes, on peut manipuler la grille-écran, mais il convient d'utiliser un montage où une tension négative soit appliquée à la grille-écran, lorsque le manipulateur est levé, afin que le tube soit alors complètement bloqué (voir la fig. 67). Une méthode très souvent utilisée est celle qui consiste à bloquer le tube, pendant les repos du signal, à l'aide d'une forte tension négative, appliquée à la grille.

Une méthode très populaire fait usage, au lieu d'un relais, d'un tube de manipulation. Un tel tube se trouve inséré dans la cathode du tube émetteur à manipuler et il fonctionne en «relais électronique» (voir la fig. 68). Sur la position «manipulateur fermé», le courant de cathode du tube émetteur circule à travers le tube de manipulation. Sur la position «manipulateur levé», le tube de manipulation est alors bloqué et correspond à une résistance de très forte valeur, insérée dans la cathode du tube émetteur. En conséquence, le tube émetteur se trouve très bien bloqué.

CHAPITRE 5

SYSTEMES DE MODULATION

5.1 Introduction

Dans l'introduction du chapitre 4: « Emetteurs pour amateurs », les diverses méthodes de transmission entre l'émetteur et le récepteur ont été définies.

L'information télégraphique, sous la forme de signaux Morse, est désignée couramment, par les amateurs, sous le nom de signaux du type A1. Les méthodes pratiques pour la télégraphie ont déjà été traitées au paragraphe 4.5: « Production des divers signaux ».

En téléphonie, les amateurs utilisent surtout la méthode A3 (modulation de l'amplitude) mais les méthodes A3a (modulation sur une seule bande latérale) et F3 (modulation de la fréquence) font également l'objet d'utilisations fréquentes, de nos jours. Dans ce chapitre, on va étudier les divers systèmes de modulation des émetteurs de téléphonie.

Au chapitre 3, on avait déjà bien précisé que l'intelligibilité (la compréhension) est plus importante que la transmission non modifiée d'une gamme musicale déterminée. On a déjà vu que l'on peut compter sur un domaine de 400 à 3000 Hz, par exemple, comme domaine convenable pour une transmission de la parole.

Dans la fig. 6a on représente le cours d'un signal RF non modulé et dans la fig. 6b ce signal modulé par un certain signal AF. Parce que dans cette méthode *l'amplitude* de vibration RF est modulée dans le rythme AF on appelle ce système *modulation d'amplitude*.

Dans la fig. 6e, on a pu voir l'aspect d'une tension d'audiofréquence modulée, telle qu'elle apparaît, dans le récepteur, à la sortie de la détection. La grandeur (intensité) du signal dépend, évidemment, de la *profondeur* de modulation, laquelle indique dans quelle proportion *l'onde porteuse* est modulée, c'est-à-dire que plus la grandeur de la variation de *l'amplitude*

du signal de radiofréquence est forte et plus la tension d'audiofréquences, utilisable après la détection, sera grande.

Nous devons donc rechercher le *rendement maximal* qui peut être atteint et il le sera lorsque les variations d'amplitude deviendront si importantes que l'amplitude minimale deviendra nulle. Ici encore, la valeur de *crête* (au sommet) du signal d'audiofréquences modulateur doit alors *être égale* à l'amplitude du signal de radiofréquence. Dans ce cas, il faut que dans les *crêtes*, où la tension d'audiofréquences, sert, en quelque sorte, de *support* à la tension de radiofréquence, l'amplitude maximale soit deux fois plus grande que l'amplitude de l'onde porteuse. Tandis que, dans les *creux*, où les deux tensions se soustraient, par opposition, l'amplitude devient *nulle*.

Tout cela est alors simple à obtenir et à régler si l'on module par un signal d'audiofréquences *constant*. Mais, dans le cas de la modulation par la parole ou la musique, comprenant un grand nombre de fréquences, d'amplitudes diverses et variables, cela n'est plus tout à fait aussi facile. Il faut alors régler, en pratique, le signal d'audiofréquences modulateur à une amplitude telle que, dans *toutes* les circonstances, les crêtes de ce signal deviennent, au *maximum*, égales à l'amplitude de la tension d'onde porteuse non modulée. On atteint donc, *seulement* aux crêtes, la profondeur de modulation maximale. On évalue cela, le plus souvent, sous la forme d'un pourcentage et l'on dit que la modulation *maximale* est de 100 % (amplitude de modulation = amplitude de l'onde porteuse) tandis qu'avec une profondeur de modulation *moyenne* de 30 %, l'amplitude moyenne de la modulation est égale à $0,3 \times$ amplitude de l'onde porteuse.

Si l'on module plus profondément que 100 %, il se produit immédiatement une distorsion importante et cela peut donner lieu, encore, à d'autres phénomènes désagréables. Afin de bien examiner ce point, il faut considérer qu'un émetteur de téléphonie à modulation d'amplitude présente une *largeur de bande* donnée. On peut déduire de la théorie que cette largeur de bande est déterminée par la fréquence la *plus élevée* à laquelle on module l'onde porteuse. Supposons, alors, que la plus haute fréquence pour la parole que nous devons reproduire pour une bonne compréhension soit de 3000 Hz environ. Admettons aussi que le modulateur est équipé de telle manière que toutes les fréquences au-dessus de 3000 Hz ne soient pas transmises par l'émetteur. Nous pouvons voir que l'émetteur

occupe sur *les deux côtés* (bandes latérales), de part et d'autre de l'onde porteuse, une bande de 3000 Hz. Si notre émetteur supposé fonctionne alors sur une onde porteuse de 1 MHz (1 million de hertz) la bande occupée est, dans les circonstances fixées ci-dessus, de 1003000 Hz à 997000 Hz (1,003 à 0,997 MHz). On a représenté cela dans le schéma de la fig. 69, où f_o indique l'emplacement de l'onde porteuse, dans le spectre des fréquences. Sur les côtés (2 bandes latérales) la gamme de fréquences occupée est donnée par la modulation. Si cette fréquence maximale de modulation est f_m , les limites de la bande occupée sont données par: $f_1 = f_o - f_m$ et $f_2 = f_o + f_m$. La largeur de bande totale est donc de: $2 \times f_m$.

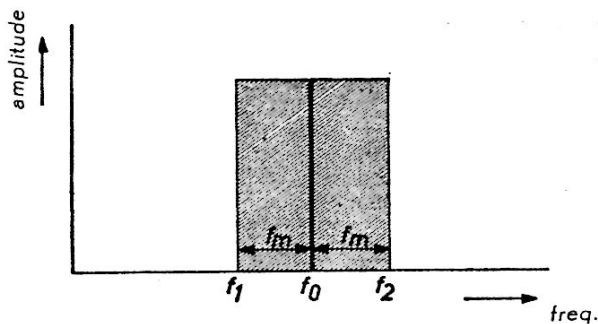


Fig. 69. Graphique montrant la fréquence porteuse f_o et les bandes latérales jusqu'aux fréquences f_1 et f_2 .

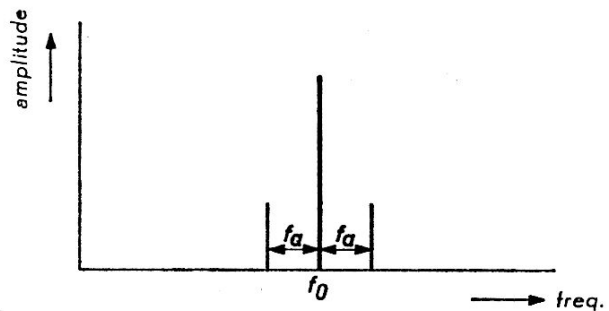


Fig. 70. Fréquence porteuse f_o modulée par une fréquence f_a . Profondeur de modulation 30 %, environ.

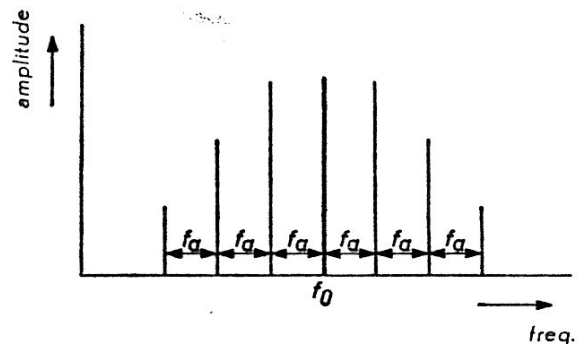
Pour voir nettement que ce domaine occupé ne l'est seulement qu'au moment où l'émetteur reçoit ces fréquences de modulation, les bandes latérales se produisent à des instants déterminés qui dépendent du moment où la modulation correspondante est présente et on trouvera, alors, les bandes latérales entre ces limites. Pour illustrer ce point particulier, la fig. 70 représente la modulation de l'onde porteuse qui a été faite par une fréquence fixe f_a . Il doit donc se former, près de l'onde porteuse f_o , deux autres fréquences: $(f_o + f_a)$ et $(f_o - f_a)$. En dehors de ces trois fréquences, il n'apparaît pas d'autre signal, en supposant naturellement que les signaux fournis sont de pures sinusoïdes.

L'intensité des signaux latéraux est déterminée par la profondeur de modulation représentée dans la figure par la longueur des lignes verticales, par comparaison avec celle de l'onde porteuse.

Si, pour une raison quelconque, le signal de forme purement sinusoïdale se trouve déformé, cette distorsion peut se percevoir par l'apparition d'harmoniques. Ce sont des signaux supplémentaires dont les fréquences sont $2 \times$, $3 \times$, $4 \times$, etc. . . . plus grandes que la fréquence initiale. Souvent, ces ondes harmoniques sont d'une grandeur notablement plus faible que la fréquence fondamentale-même, mais leur présence signifie une distorsion du signal (signal non-pur) parfois très bien discernable.

Dans le cas où la *surmodulation* (qui est, en clair, le cas d'un émetteur modulé à une profondeur plus grande que 100 %) se produit en raison du parcours de la modulation fixé sur la ligne zéro de l'onde porteuse, il s'y présente toujours une distorsion, en général très forte. Cela signifie que l'émetteur modulé initialement à une fréquence bien fixée (comme à la fig. 70) va aussi être modulé, en dehors de cette fréquence f_a , également par les fréquences $2 \times f_a$, $3 \times f_a$, etc.

Fig. 71. Fréquence porteuse f_0 modulée par une fréquence f_a . La profondeur de modulation est plus grande que 100 % : il se produit une « surmodulation » (distorsions).



Comme on le voit à la fig. 71, ces ondes harmoniques représentent toujours des fréquences supplémentaires qui viennent se placer à $2 \times$, $3 \times$. . . la fréquence f_a , de part et d'autre de l'onde porteuse. Il est évident que cela va augmenter d'une manière notable et sans nécessité, la largeur de bande couverte par notre émetteur. Comme, en service normal, un second émetteur se trouve au voisinage du nôtre (sur le canal de la bande de fréquences envisagée) il peut alors être complètement perturbé et ne plus pouvoir être reçu. Dans le cas de la *surmodulation*, nos fréquences supplémentaires vont être audibles sur le canal radio-électrique voisin et vont produire une perturbation de cette station reçue. Ce phénomène est désigné en anglais par le mot « splatter » (« side band splatter »).

5.2 Modulation de l'amplitude

Les systèmes suivants, destinés à la modulation de l'amplitude, peuvent tout aussi bien être employés sur un simple oscillateur (émetteur à un seul tube) ou sur l'étage final d'un émetteur à plusieurs tubes.

L'amplitude de la tension de radiofréquence fournie par un oscillateur ou par un émetteur à un seul tube, peut être modifiée de bien de manières différentes. En principe, on peut influencer sur cette amplitude par variation de la tension continue d'une ou de plusieurs électrodes, puisque l'on peut se servir de l'impédance de sortie qui dépend du courant alternatif anodique. On peut donc distinguer: la modulation *par l'anode* (où la tension continue de l'anode varie au rythme de la modulation), *par la grille de commande*, *par la grille-écran* et *par la grille d'arrêt*. Puis, viennent ensuite, les combinaisons de ces différents systèmes, telle que, par exemple, la modulation de *l'anode* et de la *grille-écran* où l'on module, en même temps, les tensions de ces deux électrodes. Puis l'on recourt aussi parfois à la modulation dans la *cathode* où, par la variation de la tension de la cathode, toutes les tensions des autres électrodes du tube sont, en réalité, modulées.

On peut affirmer, d'une manière générale, qu'il n'est pas recommandable de moduler un auto-oscillateur (émetteur à un seul tube), car ce procédé altère le plus souvent la constance de la fréquence émise et il se produit, aussi, une modulation en fréquence (MF), très gênante pour la compréhension du correspondant. Souvent, il faut prendre de grandes précautions pour éviter ce résultat et ces procédés ne conviennent donc pas, en général, pour l'utilisation par un amateur.

La *modulation de l'anode* est toujours la méthode de modulation la plus populaire, pour le trafic en téléphonie. Elle doit sa grande réputation aux faibles difficultés que l'on trouve dans son emploi. Il est facile d'atteindre, par ce procédé, une très bonne qualité de modulation et son rendement est très élevé. Un désavantage par contre est que son emploi est encore assez coûteux, en comparaison avec d'autres, en raison du volume de l'appareillage nécessaire et principalement celui du modulateur.

On peut voir, directement, qu'il est possible d'obtenir une profondeur de modulation de 100 % mais que l'énergie à audiofréquence pour ce modulateur doit, alors, être égale à la moitié de la puissance fournie par

l'étage final de l'émetteur. Pour un émetteur de 100 watts (puissance donnée par l'étage final, sans modulation), il faut donc que le modulateur fournisse une puissance en audiofréquence de 50 watts. Dans la pratique, cette exigence sera encore plus élevée, car il faut tenir compte des quelques pertes dans le transformateur de modulation, ainsi que de celles dues à l'adaptation incorrecte des impédances. Si nous estimons ces pertes à 20 % environ (pour une telle estimation il faudrait encore que le transformateur employé soit de très bonne qualité!), il convient donc que le dernier étage du modulateur puisse fournir 60 watts.

La méthode la plus courante, et qui remonte aux années des débuts du radio-amateurisme, est la *modulation Heising*. Cette forme de la modulation par l'anode, dont le principe est indiqué à la fig. 72, se trouve caractérisée par l'utilisation d'une bobine d'arrêt de modulation qui est parcourue, à la fois, par les courants anodiques du modulateur et du tube émetteur final. Dans le cas d'utilisation de triodes, c'est-à-dire de tubes qui étaient couramment disponibles il y a quelques années, cela ne laisserait place à aucune objection. Mais l'inconvénient est que, par le principe-même, on ne peut ainsi atteindre une profondeur de modulation de 100 % puisqu'il faudrait pour cela que la tension d'anode puisse retomber parfaitement à zéro. On peut apporter une amélioration sur ce point, si l'on dispose une résistance en série dans l'alimentation de l'émetteur (entre les

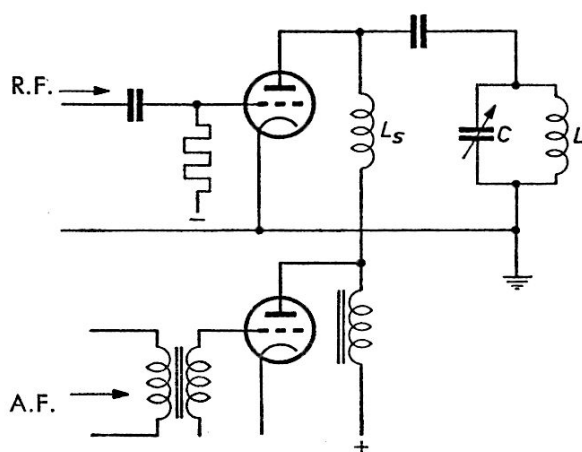


Fig. 72. Principe de la modulation Heising, forme de la modulation par l'anode où l'on emploie une bobine d'arrêt.

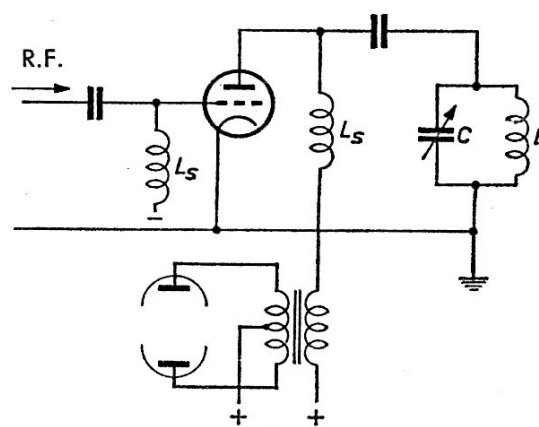


Fig. 73. Modulation par l'anode avec couplage par transformateur entre le modulateur et l'émetteur.

bobines d'arrêt AF et RF), ce qui permet d'utiliser l'émetteur proprement dit sur une plus faible tension de l'anode. Selon un autre procédé, l'anode du modulateur est reliée à une prise, pratiquée sur la bobine de modulation. Dans ce cas, la tension alternative se trouve élevée par auto-transformation. L'inconvénient principal réside alors dans la difficulté d'établissement de cette bobine. Elle doit avoir une forte auto-inductance, pour une grande valeur de courant continu. D'autre part, le rendement total est mauvais, car il faut régler le tube modulateur en classe A et l'on obtient donc un faible rendement avec ce montage.

Une amélioration importante peut être obtenue, grâce à l'emploi d'un couplage par transformateur, comme il est esquissé dans la fig. 73. En premier lieu, l'étage final modulateur peut alors être un montage *symétrique* (push-pull) si bien que le courant anodique de cet étage se trouve appliqué à la prise médiane du primaire et il se trouve donc dirigé dans les deux moitiés du primaire suivant des sens inverses. Ce courant continu, par conséquent, ne produit pas d'aimantation du noyau, ce qui permet d'accepter des dimensions plus réduites du dit noyau et de diminuer les pertes, d'une façon très favorable. Mais, surtout, cet étage final modulateur peut être réglé en classe B, ce qui augmente le rendement dans des proportions importantes. Enfin, par le choix convenable du rapport de transformation, il est possible de réaliser une adaptation optimale. Pour cela, il faut que la charge de l'émetteur sur l'enroulement secondaire soit réglée à V_a / I_a , où V_a est la tension continue de l'anode et I_a , le courant continu anodique de l'étage final de l'émetteur. Cette charge peut être considérée comme *constante* et ne conduit donc à la production d'aucune distorsion.

La *modulation par la grille de commande* peut être obtenue, par exemple, comme on le voit sur la fig. 74. Ici, la tension négative de la grille de l'étage final de l'émetteur est modulée. Pour fonctionner sans surcharge sur les crêtes de modulation, il faut que l'étage final, en l'absence de modulation, soit réglé sur une valeur égale à la moitié du courant alternatif anodique maximal, ce qui correspond, presque, à un rendement de 25 %. Mais, dans la pratique, on admet souvent plus que cela, soit 30 %, si bien qu'à une modulation à 100 %, le rendement peut augmenter jusqu'à 50 %. Selon le principe-même de la modulation par la grille, une distorsion va se présenter, car la relation entre la tension de modulation AF

et la tension modulée à radiofréquence n'est pas parfaitement linéaire, ce qui est dû, entre autres causes, à la courbure des caractéristiques des tubes. Par un choix correct du point de fonctionnement, cela peut rester acceptable dans les stations d'amateurs, mais il est moins facile d'assurer, dans ces conditions, un aussi bon contrôle de la qualité de la modulation que dans les cas précédents.

Cette méthode offre, toutefois, le grand avantage de n'exiger du modulateur qu'une puissance réduite. La résistance interne du modulateur doit, de plus, être faible, pour tenir compte des impulsions de courant fournies par la grille. Etant donné que la résistance interne et la capacité d'entrée de l'étage modulé varient, sous l'action de la modulation, il se produit une autre charge, en supplément de la charge alternative de l'émetteur. Cette charge peut être égale à celle qui existe pour l'utilisation normale en audiofréquences (voir la résistance R tracée en pointillés sur la fig. 74). Il faut aussi que le modulateur soit doté d'une forte contre-réaction. Un rapport de transformateur de 1:1 est, en général, couramment utilisable.

La *modulation par la grille-écran* est pratiquement identique à la modulation par la grille de commande et elle présente des propriétés analogues (bas rendement, distorsion, etc.). Une plus grande puissance de sortie du modulateur est nécessaire et, d'autre part, la puissance dissipée maximale admissible peut être facilement dépassée aux tensions maximales de la grille-écran qui peuvent se produire, ce qui est un inconvénient assez grand.

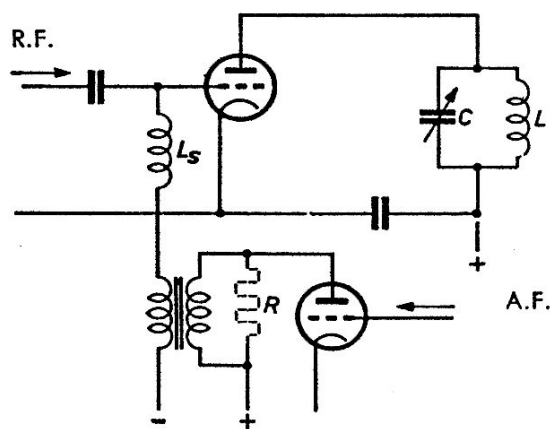


Fig. 74. Modulation par la grille. Couplage de la modulation par transformateur.

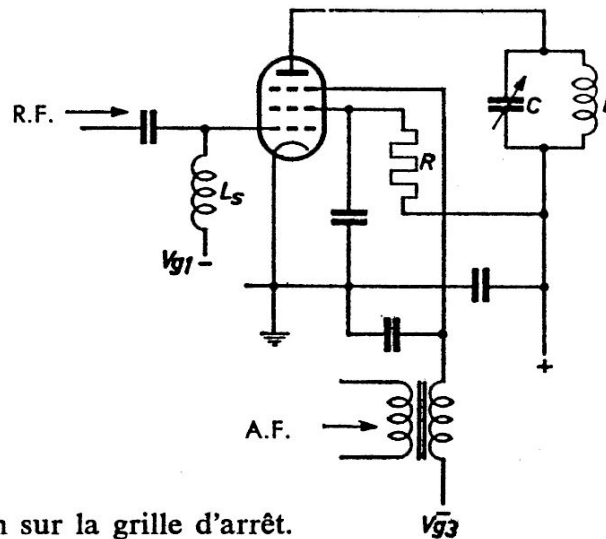


Fig. 75. Modulation sur la grille d'arrêt.

La *modulation par la grille d'arrêt* est indiquée sur la fig. 75. Ici encore, le rendement est faible et il faut que le tube émetteur reçoive une tension négative de grille d'arrêt à une valeur telle que la tension alternative d'anode soit, de nouveau, réduite à la *moitié* de ce qu'elle était à $V_{g3} = 0$. Dans ce cas, également, la puissance dissipée par l'écran peut être très forte et doit donc être contrôlée. Une grande profondeur de modulation, jusqu'à 90 %, est ainsi possible avec peu de distorsion et la puissance du modulateur reste vraiment très faible. Mais il faut alors disposer de fortes tensions pour la commande de l'émetteur. L'influence de l'étage de commande est pour ainsi dire inexistante.

La *modulation par l'anode et la grille-écran* est principalement employée dans le cas où l'on veut moduler une pentode par l'anode, car, si l'on module seulement l'anode, la puissance dissipée sur la grille-écran devient beaucoup trop forte, et inadmissible. On peut voir à la fig. 76, comment l'on peut moduler, en même temps que l'anode, la grille-écran. On choisit une résistance R de valeur assez forte pour que la puissance dissipée sur la grille-écran reste dans les limites indiquées. Le transformateur doit maintenant être adapté sur $V_a / (I_a + I_{g2})$.

La *modulation à tube de sécurité* (en anglais: clamp tube) peut être utilisée en munissant l'émetteur d'un tube de sécurité, disposé dans la grille-écran d'une pentode émettrice. L'émetteur étant manipulé par l'application d'une tension négative de grille sur une ou plusieurs grilles de commande, un tube final comportant une grille-écran offre de telles possi-

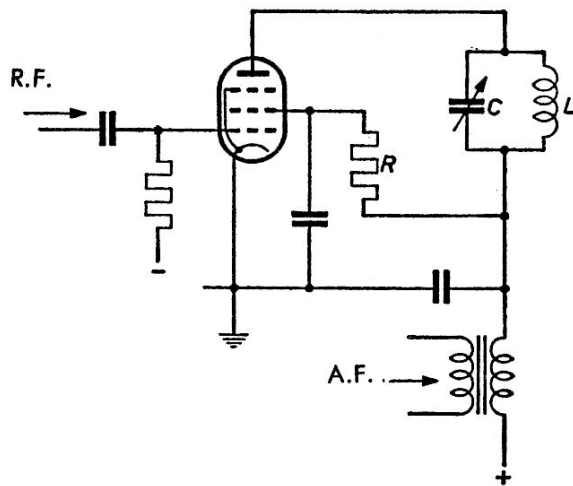


Fig. 76. Modulation combinée sur l'anode et la grille-écran. La résistance R sert à régler la tension de la grille-écran à sa valeur correcte.

bilités. On alimente cette grille-écran à partir de la tension d'un bloc séparé, ou à partir d'une résistance-bleeder, et tout est prêt. Dans ce cas, on peut utiliser un tube de sécurité comme cela est indiqué à la fig. 77. Si l'excitation de l'étage final vient à manquer, la tension négative de grille n'est plus celle exigée et les courants d'anode et de grille-écran se mettent à augmenter, fortement. Mais, comme le tube de sécurité reste lui aussi sans tension négative, il représente une résistance très faible et forme donc avec R , une résistance de saignée (bleeder) sur la haute tension.

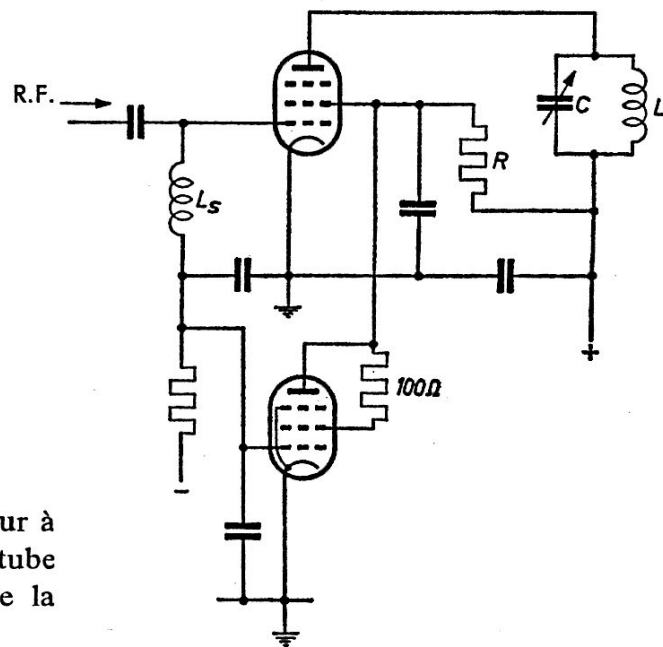


Fig. 77. Protection d'un tube émetteur à l'aide d'un tube de sécurité (clamp tube = tube de maintien) qui commande la tension de la grille-écran.

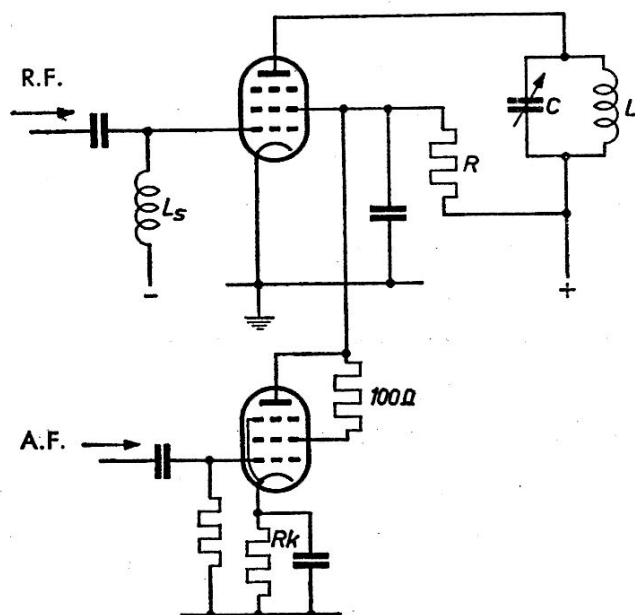


Fig. 78. Modulation par la grille-écran au moyen du tube de sécurité.

Ainsi, la tension de la grille-écran va devenir très faible et il en sera de même des courants de l'anode et de l'écran.

Grâce à la présence du tube de sécurité (clamp tube), on va donc pouvoir appliquer, à sa grille, la tension de modulation à audiofréquences (voir la fig. 78). Le tube de sécurité doit donc être réglé comme une triode amplificatrice en classe A.

Ce système ressemble fortement à une modulation Heising par l'anode, mais l'on utilise ici la grille-écran, et la bobine de modulation est remplacée par la résistance R . Le tube de sécurité doit être choisi de telle manière que R soit environ trois fois plus forte que la résistance normale de charge, pour un fonctionnement en classe A. On choisit une valeur de R , telle, que le courant I_a du tube final ait la valeur moitié de la valeur normale de fonctionnement pour la télégraphie.

Tout comme avec la modulation Heising normale, on ne peut pas, non plus, atteindre ici la profondeur de modulation de 100 % et, de plus, on utilise pour la grille-écran une résistance pure, si bien que le tube de sécurité est porté à une tension d'anode plus élevée que la tension de grille-écran du tube final.

La *modulation avec porteuse commandée* est un système où l'on règle l'onde porteuse par la modulation. Pendant les intervalles de temps où la profondeur de modulation reste faible, ou devient même tout à fait

nulle, la tension d'entrée du tube final émetteur se trouve fortement réduite. Ceci peut être obtenu sans difficulté, car, en toutes circonstances, l'onde porteuse reste rarement aussi forte que la modulation l'exige. Toute l'énergie supplémentaire, qui était utilisée pour remplir l'onde porteuse, ne sert donc plus. Mais la puissance dissipée sur l'anode est encore plus réduite, lorsque cette faible profondeur de modulation donne une onde porteuse diminuée. Donc, la puissance dissipée en moyenne sur l'anode est plus faible, ce dont on peut tirer parti, pour obtenir une plus grande puissance de sortie, lorsque la profondeur de modulation atteint 100 %. On voit un montage de ce genre à la fig. 79. Le modulateur B_1 applique la modulation à la grille-écran du tube émetteur B_2 . Une partie de la tension d'audiofréquences est fournie par le potentiomètre R_1 , au tube amplificateur B_3 et redressée, après le transformateur, à l'aide d'une diode. De cette manière, la tension négative, ainsi produite, vient bloquer B_4 (tube de sécurité ou « clamp »). Plus grande est la tension d'audiofréquences et plus la tension est négative sur B_4 , plus grande est, alors, la résistance de ce tube. Lorsque cette résistance devient encore plus forte, la tension de grille-écran du tube B_2 et, de même, l'onde porteuse émise ont des

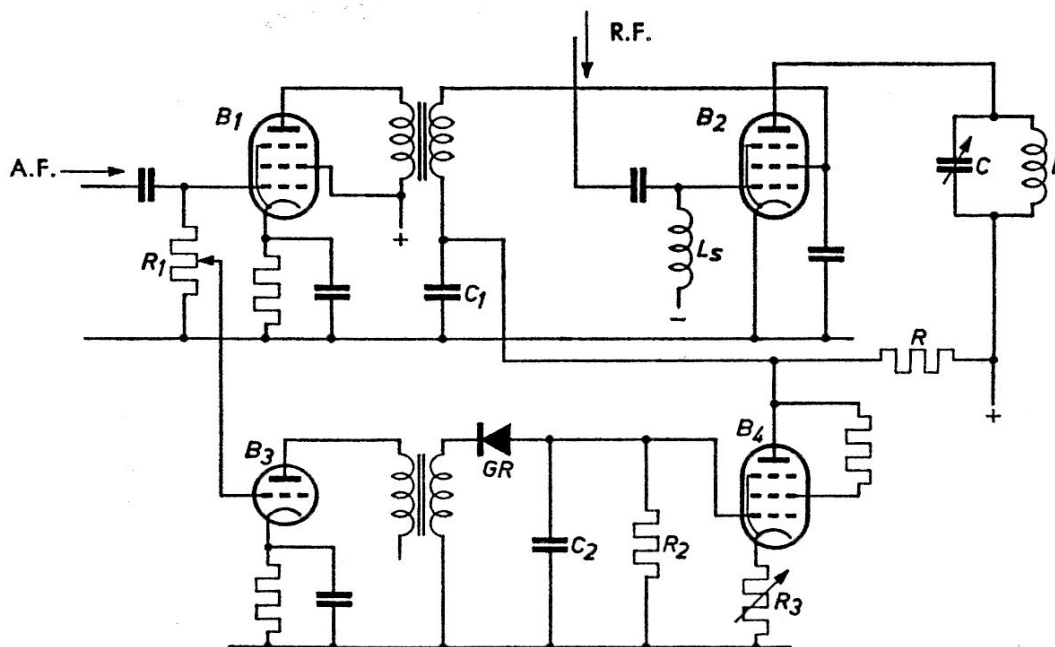


Fig. 79. Modulation avec commande de porteuse. Le tube de sécurité B_4 est réglé ici d'après le niveau d'audiofréquences.

amplitudes croissantes dans ce cas. Par un réglage convenable, on peut obtenir que la puissance de sortie, dans les crêtes, soit deux fois plus grande que celle obtenue dans le fonctionnement à onde porteuse constante. La puissance d'entrée minimale de l'émetteur est réglable à l'aide de R_3 . Le produit $C_2 \times R_2$ (en μF et $\text{M}\Omega$) doit être d'environ 0,1, tandis que le produit $C_1 \times R$ doit nettement être plus petit.

5.3 Précautions vis-à-vis de la surmodulation en MA

Nous revenons plus loin, dans ce petit livre, sur les méthodes de contrôle de notre émetteur, mais nous allons indiquer ici, séparément, quelques précautions à prendre contre la surmodulation ou « splatter », comme l'appellent les Britanniques, qui est capable de produire de forts parasites, lors de la réception des stations dont les fréquences sont voisines.

Un indicateur de surmodulation, pour modulation d'amplitude (MA), est représenté à la fig. 80. Sur l'enroulement secondaire du transformateur de modulation, on trouve une diode redresseuse, disposée en série avec un milliampèremètre relié à la terre. Lorsqu'il se produit une surmodulation, dans les crêtes négatives de la modulation, la tension d'audiofréquences devient si grande que le potentiel au point P reste négatif, un certain temps, par rapport à la terre. A cet instant, le redresseur laisse circuler un courant indiqué par le milliampèremètre. Bien que cet indicateur soit très simple, il faut bien remarquer que dans les crêtes positives, la tension au point P est égale à deux fois la tension continue qui alimente l'émetteur. Donc, le tube redresseur employé doit être prévu, au minimum, pour cette valeur de tension qui est sa tension inverse. D'autre part, le filament de ce tube doit être alimenté à partir d'un enroulement de transformateur,

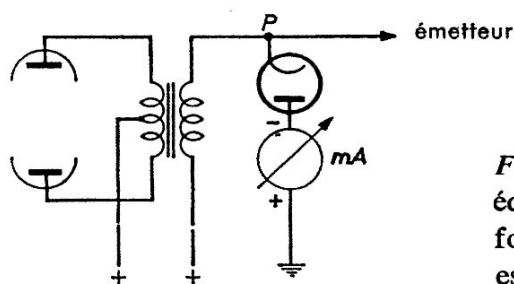


Fig. 80. Indicateur de surmodulation pour les équipements à modulation d'amplitude avec transformateur de modulation. La modulation à 100 % est ainsi indiquée.

isolé de telle sorte vis-à-vis du noyau et du primaire, qu'il puisse tenir à ces tensions élevées. On peut faciliter beaucoup la solution de ce problème par l'utilisation des nouveaux redresseurs modernes au silicium.

Au lieu d'avoir l'indication d'une profondeur de modulation jusqu'à 100 %, si l'on recherche seulement une indication de surmodulation, on peut avec l'appareil de la fig. 81 obtenir déjà un bon coefficient de sécurité. Le milliampèremètre est relié sur une résistance «bleeder» comportant, par exemple, une prise à 1:10. Dans ce cas, la tension où la diode devient conductrice est 0,9 fois celle du premier cas, donc l'indication est atteinte à une profondeur de modulation de 90 %. Le condensateur C sert à atténuer les tensions d'audiofréquences et il doit avoir une valeur de $10\ \mu\text{F}$, par exemple, sur 1000 ohms. Le milliampèremètre peut être prévu pour une déviation totale de 10 mA à 50 mA, par exemple. Mais il peut aussi être remplacé par un indicateur d'accord électronique (oeil magique) comme le montre la fig. 82. Ici encore, on peut inclure, dans le dispositif, le «bleeder» pour avoir l'indication sur une profondeur de modulation plus faible. En dehors de l'indication relative à la surmodulation, d'autres précautions encore doivent être prises, contre la gêne qu'elle apporte. Il est clair qu'il s'agit alors d'occuper une plus faible bande dans le spectre des fréquences, et, pour garantir ce résultat, il faut prendre soin que l'information d'audiofréquences transmise, donc la parole, n'occupe qu'une bande de fréquences donnée, puis de supprimer les fréquences plus basses et les fréquences plus élevées. Comme on l'a

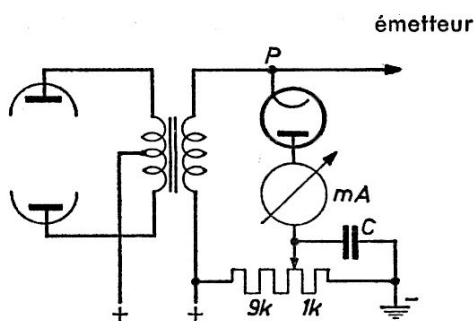


Fig. 81. Indicateur pour des profondeurs de modulation inférieures à 100 %. Dans cette figure, on a choisi les éléments pour 90 %, déterminé par le rapport des résistances du «bleeder».

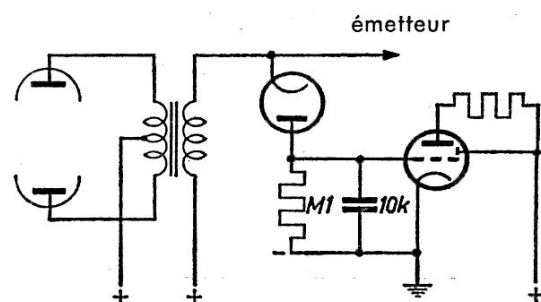


Fig. 82. Indication à l'aide d'un «oeil magique».

déjà dit, l'information essentielle de la parole est comprise, par exemple, entre 400 et 3000 hertz. Parfois, on admet que 500 à 2500 hertz peut suffire. Pour cela, on peut donc adapter la caractéristique de fréquence des étages modulateurs afin qu'ils atteignent, presque, une suppression prévue sur toutes les fréquences basses et hautes du domaine audible. Un procédé simple pour la suppression des fréquences basses est indiqué à la fig. 83. Grâce au choix d'un faible condensateur de couplage entre deux étages couplés par résistances et (ou) d'un faible condensateur de découplage sur la résistance de cathode, on obtient une forte atténuation des fréquences situées au-dessous de 500 Hz. Si l'on supprime complètement ce dernier condensateur, il se produit principalement des pertes d'amplification, dues à la contre-réaction d'intensité.

La suppression des fréquences audibles élevées peut être, en principe, atteinte par l'atténuation, c'est-à-dire par l'utilisation de condensateurs en parallèle. On peut voir deux méthodes à la fig. 84. On peut, par exemple, relier C_1 en parallèle sur une résistance d'anode. La valeur de C_1 peut être de 300 à 500 pF. Celle de C_2 dépend beaucoup des caractéristiques générales du modulateur et sa valeur doit donc être trouvée par l'expérience.

Une méthode plus efficace consiste à utiliser le procédé de la « parole écrêtée » (speech-clipping), c'est-à-dire la suppression des crêtes de la modulation de la parole. On peut combiner ce dispositif avec l'emploi d'un filtre pour audiofréquences. Par l'écrêtage des pointes de modulation, nous obtenons, évidemment, une limitation d'amplitude très efficace, mais nous allons aussi introduire un très grand nombre d'harmoniques, si bien

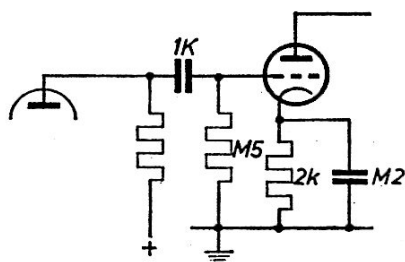


Fig. 83. Suppression des fréquences basses de la modulation grâce au choix des condensateurs.

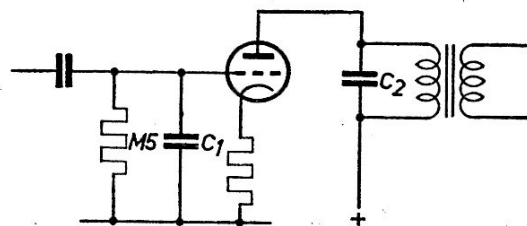


Fig. 84. Suppression des fréquences élevées de la modulation au moyen de condensateurs supplémentaires: C_1 de 300 à 500 pF, par ex. La valeur de C_2 est à délimiter par des essais.

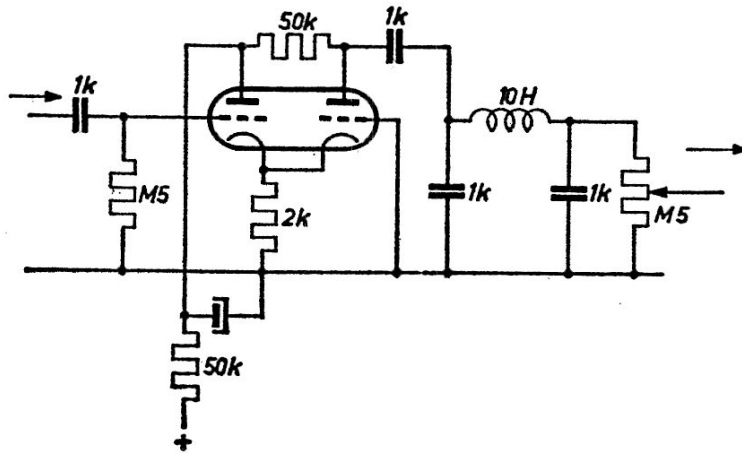


Fig. 85. Amélioration de la précision de modulation par coupure des crêtes de modulation (speech clipping) et par filtre d'harmoniques.

que la bande peut de nouveau redevenir aussi grande. Il faut donc, toujours, disposer, à la suite de l'écrêtage, un filtre efficace qui élimine, par exemple, toutes les fréquences supérieures à 2500 Hz.

Si le système est bien étudié, la profondeur de modulation moyenne peut être notablement augmentée, ce qui donne donc une énergie plus forte sur les bandes latérales et procure par conséquent une meilleure intelligibilité du signal. La fig. 85 donne le schéma d'un tel écrêteur, avec filtre, que l'on peut disposer, le plus favorablement, à la suite du premier tube amplificateur de microphone, mais, toutefois, avant le potentiomètre de réglage de volume.

5.4 Modulation de la fréquence (MF)

En dehors du système de modulation de l'amplitude, il existe encore deux autres systèmes connus: la modulation de *fréquence* (MF) et la modulation de *phase* (MP). La modulation de phase n'étant pas normalement pratiquée chez les amateurs, nous n'étudierons que la modulation en fréquence qui peut, dans des conditions données, être très employée et présente donc de l'importance pour nous.

La modulation AF fait ici varier la fréquence de l'onde porteuse de l'émetteur. La fréquence varie donc, en relation avec la modulation, de

telle sorte que cette *variation de fréquence* est proportionnelle à l'*amplitude* du signal de modulation. Cette variation de la fréquence de l'onde porteuse est appelée «*excursion de fréquence*» («*swing*») et suit donc la variation *instantanée* de l'*amplitude* de la modulation. La *vitesse* à laquelle la fréquence excursions, de part et d'autre, dépend de la *fréquence* actuelle du signal *d'audiofréquence*.

L'amplitude du signal MF reste constante, dans toutes les circonstances.

On peut démontrer que ce système, utilisé sur des fréquences très élevées, au voisinage de 100 MHz peut apporter de grands avantages pour la transmission sans distorsion et sans parasites de la musique de haute qualité. C'est d'ailleurs pourquoi il est utilisé sur une si grande échelle pour la radiodiffusion.

Pour l'utilisation par l'amateur, ce système est à peine intéressant, car les bandes d'amateur sont déjà fort encombrées, si bien qu'un système quelconque qui exige une largeur de bande plus grande reste sans intérêt pratique. D'autre part, une bonne réception MF exige un montage spécial pour la détection de la modulation de fréquence. Mais la MF peut toutefois être utilisée, par l'amateur, lorsque la largeur de bande reste égale à celle d'un émetteur normal, modulé en amplitude. On appelle ce procédé MF à bande étroite (en anglais: «*narrow band FM*», ou, en abrégé «*NBFM*» pour les amateurs).

Le modulateur est, par lui-même, très simple, car il comporte une petite

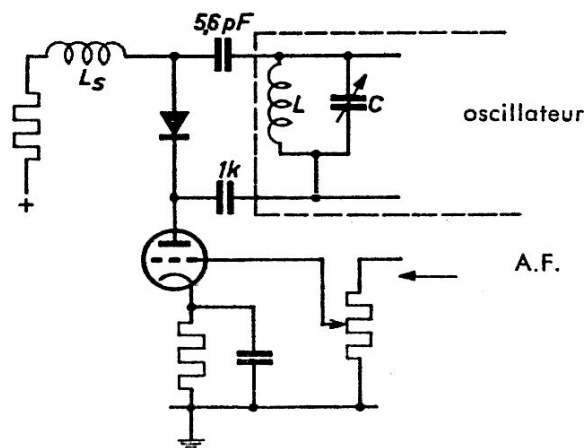


Fig. 86. Modulation en fréquence à bande étroite (NBFM) par une diode en parallèle sur le circuit accordé de l'étage pilote (étage de commande).

modification seulement de l'oscillateur (étage-pilote) si bien que cette extension vers la NBFM est très attrayante dans les petits émetteurs. Mais il est moins facile d'atteindre, avec ce procédé, une bonne qualité de modulation, car l'intelligibilité diminue beaucoup, bien qu'il y ait une possibilité de recevoir ce type d'émission avec des détecteurs normaux pour modulation d'amplitude en se réglant alors sur le flanc de la courbe de transmission du récepteur. Tout dépend alors de la perte qui intervient dans les circuits, en relation avec la largeur de bande choisie pour le signal MF à recevoir.

Un schéma est donné à la fig. 86. On y voit une diode, disposée en parallèle sur le circuit de l'oscillateur, et une triode, intercalée en série. Par la modulation, on peut faire varier le courant continu à travers la diode. Il en résulte une modification de la réactance capacitive et par conséquent une variation (modulation) de la fréquence au rythme des tensions d'audiofréquences.

5.5 Modulation sur une seule bande latérale

La modulation sur une seule bande latérale (appelée souvent en anglais: SSB « single side band » et en France BLU-bande latérale unique) reste encore, à proprement parler, un système de modulation de l'amplitude où l'une des deux bandes latérales, ainsi que l'onde porteuse, sont éliminées dans l'émetteur. Ce système a trouvé des utilisations, sans cesse croissantes, chez les amateurs, au cours de ces dernières années, en raison des avantages, exceptionnellement grands, qu'il apporte. Comme une seule bande latérale se trouve émise, l'émetteur n'occupe qu'une demi-largeur sur la bande de fréquences, et, de plus, l'absence de perturbation « splatter » apporte encore une amélioration certaine. On peut l'employer sans ennui, car toute l'« information audiofréquence » est identique sur les deux bandes latérales, si bien qu'une seule bande peut suffire. Par l'élimination de l'onde porteuse, on obtient aussi des avantages indéniables: l'élimination complète des sifflements d'interférence (si gênants pour les longues durées d'écoute) et, pour une même puissance d'alimentation de l'émetteur, une puissance de sortie bien plus grande que dans un émetteur à modulation d'amplitude classique.

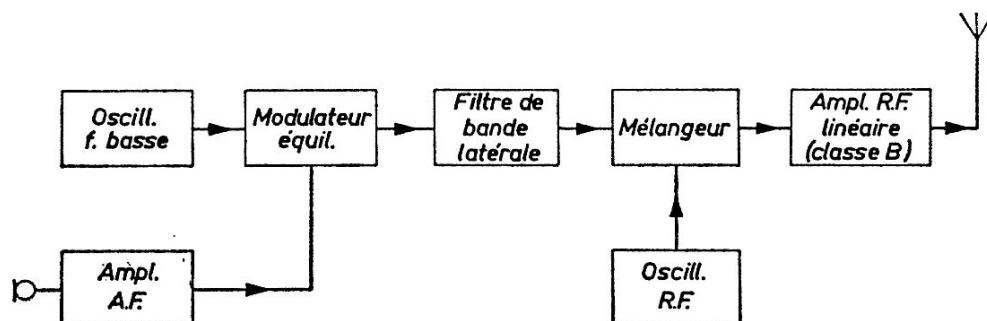


Fig. 87. Modulation sur une seule bande latérale (BLU) par le procédé du « filtre ». On applique d'une part, le signal audio-fréquence (de parole) et, d'autre part un signal à basse fréquence à un « modulateur » équilibré (symétrique) où l'onde porteuse est supprimée. Le filtre de « bande latérale » élimine l'une des deux bandes. Puis, l'on convertit de nouveau pour obtenir à la sortie la fréquence d'émission désirée.

On peut obtenir souvent huit fois plus d'énergie. On peut, sans difficulté, recevoir la BLU sur un récepteur normal d'amateur, muni simplement d'un oscillateur de battement (BFO: « beat frequency oscillator »). Le réglage du récepteur est un peu plus critique que le réglage habituel.

Bien que nous ne puissions pas décrire la technique et la pratique détaillée de la BLU dans les pages de ce livre, nous voulons donner une idée des principes employés par les amateurs expérimentés.

On a reproduit, sur la fig. 87, le système de « filtrage » sur un schéma synoptique par blocs. L'oscillateur a été réglé sur une audiofréquence et ce signal est modulé par le signal audiofréquences du microphone, dans un modulateur symétrique (modulateur équilibré). Lorsque ce modulateur est réglé très exactement, l'onde porteuse est supprimée et les deux bandes latérales « sortent » librement. A travers un filtre très étroit (qui donne son nom au système) l'une des bandes latérales est éliminée et l'autre est transmise. La construction d'un tel genre de filtre, pour des fréquences élevées, donne des possibilités plus grandes que celles d'un filtre pour audiofréquences, si bien que la fréquence de l'oscillateur est choisie par exemple à 500 kHz et souvent même à 10 à 20 kHz. Le signal est alors transformé dans un étage mélangeur pour atteindre la fréquence élevée désirée, puis le résultat est fourni à l'antenne, à travers ce que l'on appelle un « amplificateur de radiofréquence linéaire ».

On utilise, souvent, deux ou trois transformations de fréquence. Les filtres modernes donnent la possibilité de commander les bandes de 3,5 et 14 MHz, avec un oscillateur de 9 MHz.

Le second système de BLU fonctionne à l'aide du principe du déplacement de phase. Comme on peut le voir sur la fig. 88, on utilise un réseau déphaseur aussi bien après l'amplificateur d'audiofréquences qu'après l'étage pilote RF, les deux signaux (AF et RF) subissent ainsi un déphasage de 90° . Les signaux passent ensuite à travers deux modulateurs équilibrés, servant à supprimer les ondes porteuses respectives. Puis, ils se présentent à l'amplificateur final et les phases des bandes latérales sont alors disposées de telle sorte que l'une des deux est supprimée et que l'autre passe dans l'amplificateur. On utilise de nouveau un « amplificateur RF final, linéaire ». On connaît un assez grand nombre de procédés plus ou moins analogues à ceux-ci, dans la pratique. Tous comportent leurs avantages et leurs inconvénients. Quel que soit le système retenu pour une application donnée, il y aura toujours à régler, bien exactement, les divers éléments de l'équipement envisagé. Le choix du montage dépend donc des appareils de mesures et des accessoires dont on peut disposer.

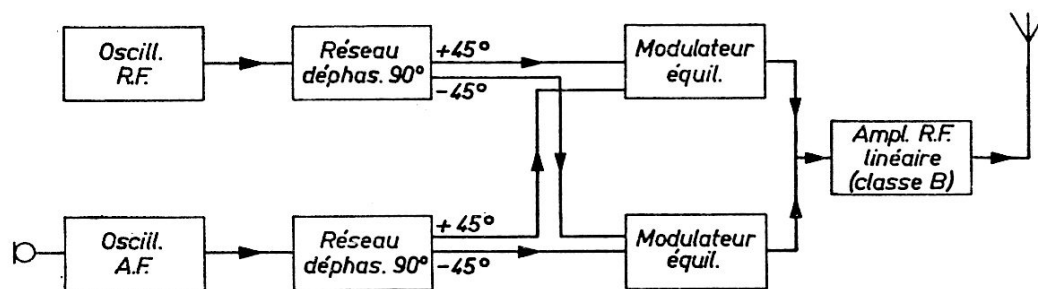


Fig. 88. Modulation sur une seule bande latérale selon le système du déplacement de phase. A l'aide de réseaux électriques où il se produit un déphasage de 90° , on déphase mutuellement de 90° l'onde porteuse et la modulation. Dans le modulateur équilibré qui supprime la fréquence porteuse, il se produit une combinaison des signaux telle que les signaux fournis à la sortie ont une bande latérale supprimée.

CHAPITRE 6

ANTENNES

6.1 Introduction

L'antenne est l'accessoire indispensable de toute installation, émettrice ou réceptrice. Pour l'émetteur, c'est le moyen de convertir l'énergie à radiofréquence en champs alternatifs électromagnétiques parfois appelés « ondes hertziennes ». Ces champs alternatifs électromagnétiques ont la propriété de se propager dans l'espace, donc sans l'intervention d'un fil ou d'un conducteur. Ces champs électromagnétiques alternatifs ont une composante électrique et une composante magnétique, si bien qu'à une distance quelconque de l'émetteur, il peut se produire une intensité de champ électrique et une intensité de champ magnétique.

L'antenne de réception a, dès lors, pour rôle, à la station d'écoute, de capter une partie de l'énergie rayonnée par l'émetteur, et de l'appliquer au récepteur sous la forme de tensions de radiofréquence.

En général, les systèmes d'antennes comprennent: *a)* l'antenne proprement dite ou partie rayonnante, *b)* les lignes d'alimentation ou « feeders », qui ont pour rôle de transporter l'énergie, à partir de l'antenne, vers le récepteur, ou de l'émetteur vers l'antenne, *c)* des blocs de couplage, éventuels, servant à l'adaptation entre impédances sur l'émetteur ou sur le récepteur.

Il est logique qu'une antenne puisse accomplir, au mieux, toutes ses fonctions, si elle est disposée assez haut et aussi bien dégagée des obstacles, qu'il est possible. Cela devient principalement de grande importance dans le cas d'un émetteur, car il faut que son énergie soit rayonnée d'une manière aussi efficace que possible. Ensuite, le rôle des lignes d'alimentation d'antenne est aussi un élément important puisqu'elles doivent transporter l'énergie de l'émetteur, vers la partie rayonnante, avec un total de

pertes aussi faible que possible. En principe, pour le récepteur le cas reste le même, car ici le même mécanisme intervient, mais en sens inverse. La situation est d'ailleurs plus favorable, car l'antenne peut souvent être directement reliée au récepteur, ou même être incorporée dans le coffret, comme c'est si souvent le cas dans les récepteurs de radiodiffusion. Toutefois l'amateur doit choisir une installation d'antenne aussi bonne que possible, afin de pouvoir réussir des liaisons, dans les conditions les plus favorables et les plus confortables qu'il peut choisir.

6.2 Antennes à un seul fil rayonnant

La forme de l'antenne d'émission dépend de l'espace disponible et de la fréquence (ou des fréquences) sur laquelle elle est employée. Pour les émetteurs de radiodiffusion, on utilise le plus souvent une antenne verticale dont les dimensions sont données par la fréquence de « travail » de la station. Pour les bandes OC concédées aux amateurs de 3,5 à 30 MHz, on utilise le plus souvent des antennes horizontales, mais des antennes verticales sont également utilisées, pour les fréquences plus élevées. Les constructions d'antennes au-dessus de 30 MHz sont encore l'objet de développements variés.

La tâche de l'antenne émettrice étant de rayonner d'une manière aussi favorable que possible l'énergie fournie, il faut que la forme soit proportionnée aux résultats à obtenir. L'antenne présente donc les propriétés d'un circuit accordé et convient le mieux à ce rôle lorsque le fil tendu a une longueur égale à une moitié de la longueur d'onde ou à un multiple de cette demi-longueur d'onde.

Au chapitre 2, on a donné la relation entre la longueur d'onde et la fréquence c'est-à-dire la formule:

$$\lambda = \frac{300000000}{f}$$

où λ (lambda) = longueur d'onde en mètres
 f = fréquence en Hz,

tandis que le nombre trois cent millions est la vitesse de déplacement des ondes alternatives électromagnétiques dans l'espace libre et c'est aussi la

vitesse des courants de radiofréquence dans les bons conducteurs électriques.

A l'aide de la fig. 89, nous essayons de bien faire comprendre, par l'image, la relation entre la longueur d'onde et la fréquence. L'émetteur EM

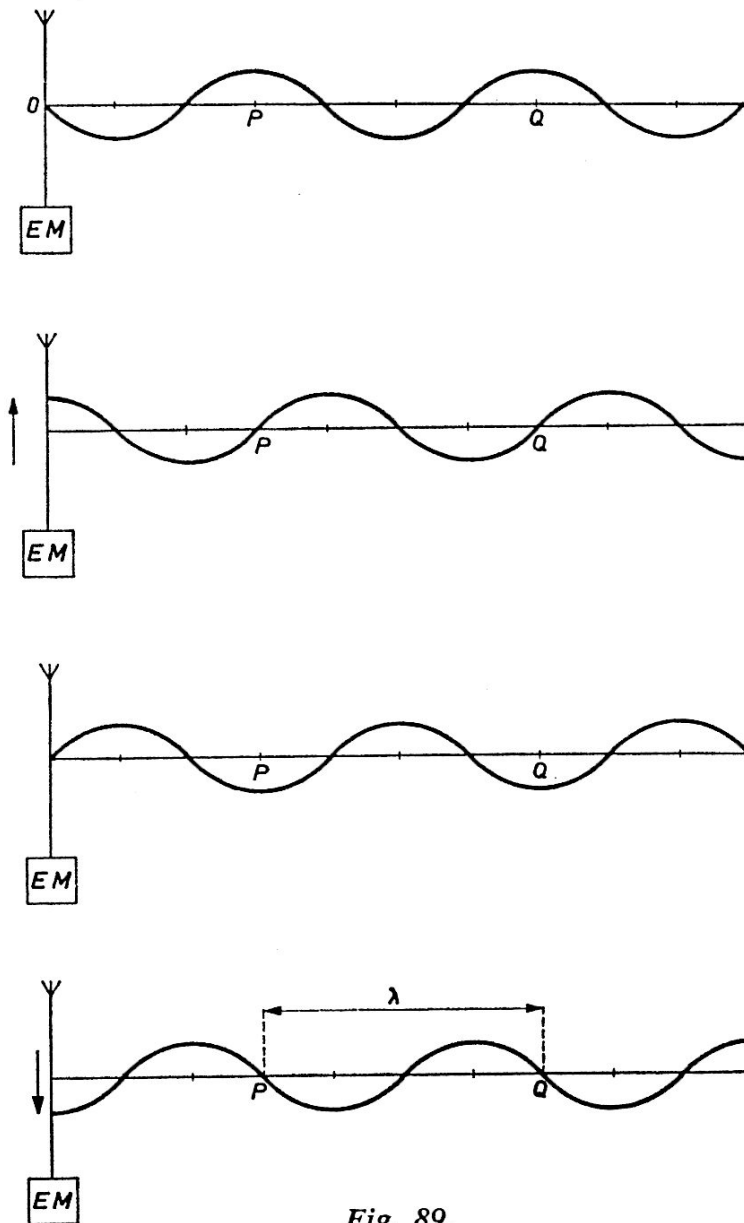


Fig. 89.

- a) Courant nul dans l'antenne d'émission. Au point P , amplitude maximale.
 - b) Courant dans l'antenne, maximal vers le haut. Au point P , amplitude nulle.
 - c) Courant nul dans l'antenne. Au point P , amplitude maximale, mais négative.
 - d) Courant dans l'antenne maximal vers le bas. Au point P , amplitude nulle.
- Distance $PQ = \lambda$ (longueur d'onde).

fournit son énergie de radiofréquence à l'antenne où, tout comme dans un circuit accordé quelconque, il se produit un courant alternatif, à la même fréquence. Que devient alors pendant une période (c'est-à-dire un déplacement aller et retour complet) ce courant d'antenne?

En *a*) on a représenté l'instant où le courant est nul dans l'antenne. Le long de la ligne horizontale où le déplacement se produit dans un sens donné, nous voyons la situation représentée en chaque point. Il est clair que le courant dans l'antenne étant nul à ce moment, la vibration de part et d'autre aux divers points le long de cette ligne n'est pas partout nulle et que la vibration d'un point à l'autre est déphasée. Par exemple, le point *P* se trouve, à cet instant, à son amplitude maximale.

En *b*) on a représenté le moment où le courant d'antenne passe par sa valeur maximale dans le sens vers le haut. Le train d'ondes représenté est donc caractérisé par un maximum à l'emplacement de l'antenne. Au point *P*, maintenant, la vibration a atteint une amplitude nulle.

En *c*) le courant d'antenne après avoir été faible est devenu nul, de nouveau, et la situation correspondante des autres points du train d'ondes est visible. Ainsi, au point *P*, on retrouve encore une amplitude maximale, mais dans le sens négatif.

En *d*) le courant d'antenne est de nouveau maximal mais vers le bas, et l'amplitude au point *P* est nulle, une fois de plus.

Comme l'ensemble de ces quatre figures le montre, on peut constater qu'il se produit une sorte de déplacement progressif le long de l'antenne d'émission, dans le sens du rayonnement.

En même temps que le point *P*, considéré déjà, nous trouvons un autre point *Q*, qui se déplace d'une manière correspondante. Nous appelons donc la distance *PQ*: une longueur d'onde.

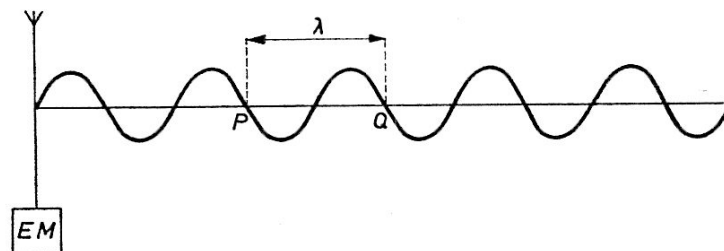


Fig. 90. A une fréquence deux fois plus grande qu'à la fig. 89, la nouvelle distance $PQ = \lambda$ a été divisée par deux.

Il est évident qu'à des fréquences plus grandes de l'onde porteuse de l'émetteur, la longueur devient plus petite, pour une même vitesse de déplacement. On a représenté cela à la fig. 90, pour une fréquence deux fois plus élevée. Nous voyons que la longueur d'onde PQ est devenue la moitié de la précédente, ce qui est la relation donnée par la formule déjà indiquée.

Considérons maintenant un fil tendu, de longueur égale à une longueur d'onde (fig. 91). Nous voyons alors en a , la situation qui intervient, par exemple, au moment représenté déjà par la fig. 89a. Il est évident, sans considérer de quelle façon on alimente cette antenne, que les extrémités P et Q ne peuvent laisser circuler un courant, donc, en ces points, le courant doit être nul. Donc, la tension, au moins dans le cas idéal, est déphasée de 90° par rapport au courant, aussi bien dans le temps que sur la distance. Cela signifie que les maximums de la tension et du courant ne se produisent pas au même point de distance, mais, aussi, pas au même instant. Afin que la fig. 91a corresponde bien à la fig. 89a, en ce qui concerne la situation sur l'antenne, il faut que le courant, ici aussi, soit nul, aux deux points P et Q . Mais la tension Y est maximale et répartie le long de l'antenne selon la courbe de sinus E . Au point P , il se produit une tension maximale positive et de même au point Q , tandis qu'au point S , au contraire, on trouve une tension maximale négative.

A partir de cet instant, des courants d'échange vont se produire de P vers S et de Q vers S . Nous voyons cela représenté à la fig. 91ab. La répartition du courant s'y établit d'après la courbe I . Au même instant, la tension diminue, comme l'indique la courbe E . La fig. 91b correspond à la fig. 89b, relativement à l'antenne, et ici la tension est devenue nulle tandis que le courant atteint sa valeur maximale. Les maximums se présentent alors aux points R et T . La fig. 91c correspond alors à la situation suivante: le courant est nul de nouveau et la tension maximale, une fois de plus, mais, maintenant, avec un potentiel de sens inverse. Enfin, la fig. 91d indique la quatrième situation: tension redevenue nulle, courant maximal de nouveau, mais dans le sens inverse.

A la fig. 91e, nous trouvons un schéma qui réunit les situations de a à d pour ce qui touche à la répartition des emplacements du courant et de la tension, le long du fil. On utilise souvent des schémas de ce genre pour la détermination des emplacements des maximums et des minimums.

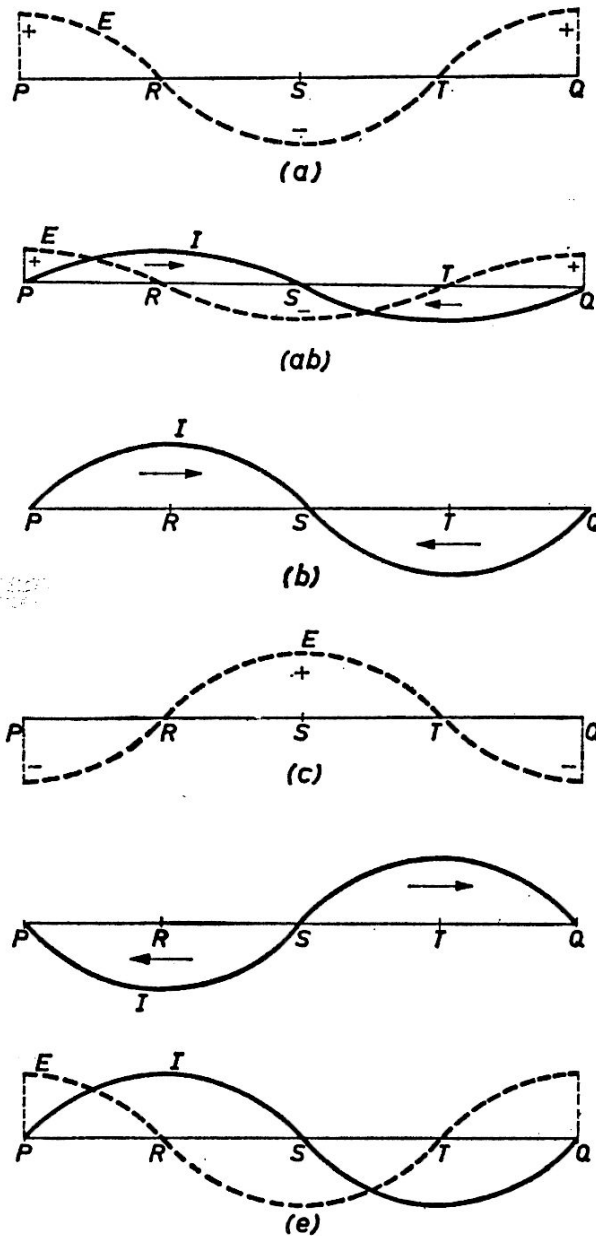


Fig. 91.

- a) Répartition de la tension le long du fil d'antenne de la fig. 89. La situation correspond à celle de la fig. 89a. Le courant est nul.
- ab) Situation juste après la fig. 91a. La tension diminue, le courant augmente.
- b) Répartition de courant correspondant à la fig. 89b. La tension est nulle.
- c) Répartition de la tension correspondant à la fig. 89c. Le courant est nul.
- d) Répartition du courant correspondant à la fig. 89d. La tension est nulle.
- e) Représentation utilisée de la répartition de la tension et du courant le long des antennes.

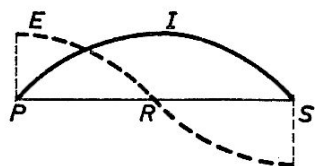


Fig. 92. Radiateur demi-onde (antenne $\lambda/2$) en opposition avec le radiateur de la fig. 91 dont la longueur était d'une longueur d'onde (λ).

Ainsi se trouve indiquée une situation comme celle qui existait déjà de a à d . Un cas très souvent utilisé en pratique est celui de l'antenne accordée sur une demi-longueur d'onde, esquissé sur la fig. 92. Les maximums de la tension se produisent de nouveau aux points P et S tandis qu'au point R se trouve le maximum du courant.

Pour le transport de l'énergie vers l'antenne, on utilise des lignes d'alimentation RF ou « feeders ». Elles peuvent, pour les meilleurs résultats, être couplées soit à l'une des extrémités (fig. 93) soit au milieu du fil (fig. 94). Elles sont constituées, le plus souvent, par deux fils tendus parallèlement, au voisinage l'un de l'autre. Les raisons de cette manière de procéder sont, principalement, que sur ces lignes, également, il peut se produire une répartition du courant et de la tension, si bien qu'elles vont alors intervenir dans la production du rayonnement. Cela reste indésirable, car l'énergie, qui est rayonnée dans ces conditions, se trouve absorbée *fortement* par tous les obstacles et les objets conducteurs voisins, ce qui correspond à des pertes d'énergie.

Pour utiliser deux lignes de ce genre et les alimenter convenablement, il faut que les tensions et les courants, dans les deux lignes, se correspondent, mais en sens inverse sur l'une et sur l'autre, afin que leurs effets se compensent et qu'il n'y ait pas d'énergie rayonnée le long de cette ligne double.

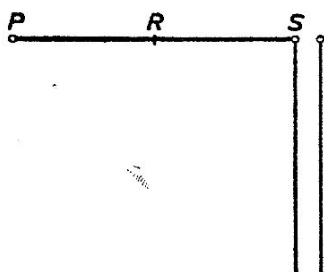


Fig. 93. Antenne à radiateur demi-onde, alimentée à une extrémité (antenne Zeppelin).

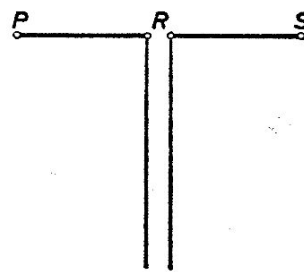


Fig. 94. Radiateur demi-onde, alimenté en son milieu (antenne dipôle ou, plus familièrement doublet). On dit aussi: antenne Herz.

Si l'on alimente le brin rayonnant à l'une de ses extrémités, par exemple, au point S , où la tension est maximale et le courant nul, il faut alimenter les lignes de telle sorte qu'à l'extrémité S il se produise toujours la tension maximale et le courant nul. Ainsi, l'énergie est transmise d'une façon exacte et bien réglée. Nous appelons un point tel que S un «point (de liaison) à haute impédance» (caractérisé par une forte tension et un courant faible, qui correspondent par conséquent à une forte résistance). Ce type d'antenne est appelé «Zeppelin» (on dit souvent «Zepp», en abrégé).

Si, au contraire, on alimente au point R , dans ce cas, l'impédance est faible (faible tension et fort courant) et les lignes d'alimentation RF doivent être adaptées sur cette impédance. Ce type d'antenne est appelé «dipôle».

Admettons une fois pour toutes que nous donnons aux lignes d'alimentation, tout comme aux antennes, une longueur égale à une demi-longueur d'onde ($\lambda/2$). Dans le cas de l'alimentation à une extrémité, la répartition du courant et de la tension qui s'établit est alors celle de la fig. 95. Nous voyons ici, de nouveau, comme à la fig. 91c, qu'il se produit encore un renversement tandis que l'un des deux feeders, non relié au fil rayonnant, porte des valeurs inverses du courant et de la tension. Nous trouvons au point Q (extrémité au bas des feeders), de nouveau, une forte impédance. On doit en faire l'adaptation sur l'émetteur de telle sorte que l'énergie soit fournie sur une forte résistance.

Dans le cas de l'alimentation RF au milieu du fil (fig. 96), nous

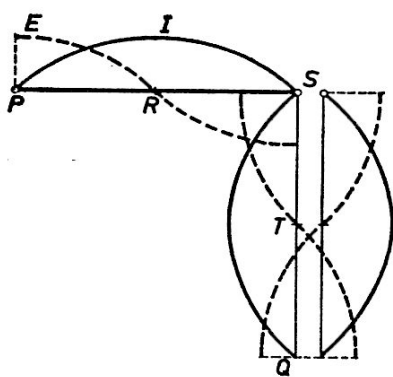


Fig. 95. Antenne Zeppelin avec la répartition du courant (I) et de la tension (E) le long du fil radiateur et des feeders.

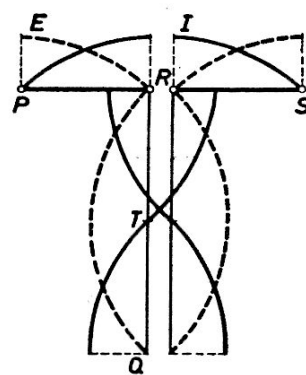


Fig. 96. Dipôle et la répartition du courant et de la tension le long du radiateur et des feeders.

trouvons le cas inverse au point Q , c'est-à-dire une faible impédance (courant fort et tension faible).

Dans ce cas, il n'est plus nécessaire que les feeders aient les mêmes dimensions que le fil rayonnant. Supposons que les dimensions des feeders de la fig. 96, par exemple, soient d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$) et que nous alimentions en un point T . Nous avons, là encore, une haute impédance. La même considération peut être faite sur la fig. 95. Mais là, le point T est un point d'alimentation à basse impédance. Il est donc possible aussi d'utiliser des feeders de $\lambda/4$, mais il faut alors choisir le point d'alimentation correspondant. Du point de vue de l'émetteur, quelle est donc l'impédance d'alimentation la plus désirable? Dans le chapitre 4, nous avons parlé des méthodes de couplage avec l'émetteur et les fig. 60 et 61, respectivement, y indiquaient la charge par faible et par forte résistance ohmique. Dans la fig. 60, nous voyons représentée la ligne d'alimentation double, couplée à l'étage final, à l'aide d'une petite bobine. Dans la fig. 61, on indique aussi une méthode utilisable, mais qui convient seulement pour une ligne d'alimentation *unique*. Si l'on doit utiliser un système symétrique, il faut alors ajouter un circuit supplémentaire, non relié à la terre, comme le montre la fig. 97.

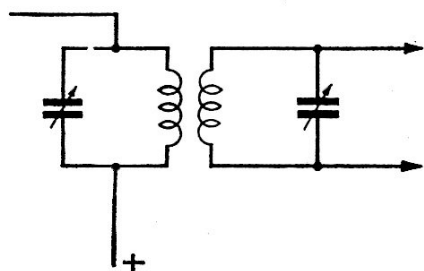


Fig. 97. Adaptation sur des feeders à haute impédance.

Dans la pratique, on apprécie beaucoup ce mode de couplage, car l'amateur-émetteur utilise souvent son antenne sur plus d'une seule bande officielle et ainsi le système total d'antenne doit être étudié pour rester utilisable dans toutes les circonstances.

Si notre fil rayonnant demi-onde est étudié, par exemple, pour la bande de 3,5 MHz, on peut encore l'utiliser en radiateur de longueur d'onde complète sur la bande de 7 MHz. Si l'on donne, par exemple, aux feeders pour la bande de 80 m, une longueur égale à $\lambda/4$, ils deviennent

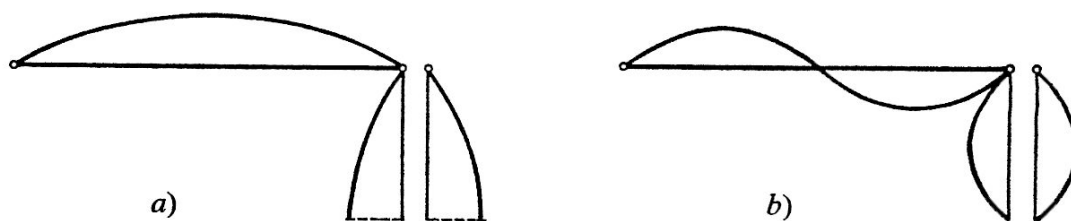


Fig. 98. Antenne Zeppelin (Zepp) avec radiateur $\lambda/2$ sur 80 mètres et des feeders $\lambda/4$.
 a) Répartition du courant à 80 mètres, point d'alimentation à faible valeur ohmique.
 b) Répartition du courant de cette antenne utilisée sur 40 mètres. Le radiateur est maintenant d'une longueur de λ et les feeders ont une longueur $\lambda/2$. Point d'alimentation à forte valeur ohmique.

des feeders $\lambda/2$ sur la bande des 40 mètres. Voyons les répartitions de courant respectives sur les fig. 98a et 98b où, pour simplifier, on n'a pas fait figurer les répartitions de la tension. Pour 80 mètres, nous couplons à l'émetteur avec le courant maximal (faible impédance) tandis que pour 40 mètres, l'impédance est forte (courant minimal). Dans ce cas, le système de couplage doit être étudié pour que tout se produise bien dans ces conditions.

Une solution souvent appliquée est de donner aux feeders pour 80 mètres une longueur de $\lambda/6$, au lieu de $\lambda/4$. Pour 40 mètres, ils ont alors une longueur de $\lambda/3$. Il est clair que lorsque l'on couple selon la figure 99, à l'aide de deux condensateurs variables disposés en série, il est possible de trouver une très bonne adaptation pour les deux bandes, car l'impédance d'adaptation aux extrémités des feeders est pratiquement du même ordre de grandeur sur les deux bandes.

Pour l'utilisation universelle sur plusieurs bandes, on peut employer un bloc de couplage commutable, permettant d'avoir à volonté un accord

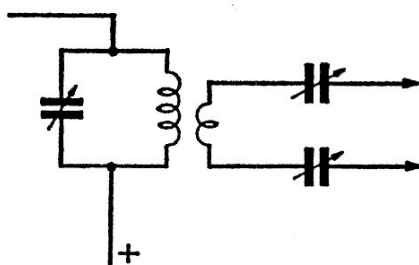


Fig. 99. Adaptation des feeders à l'aide de condensateurs en série.

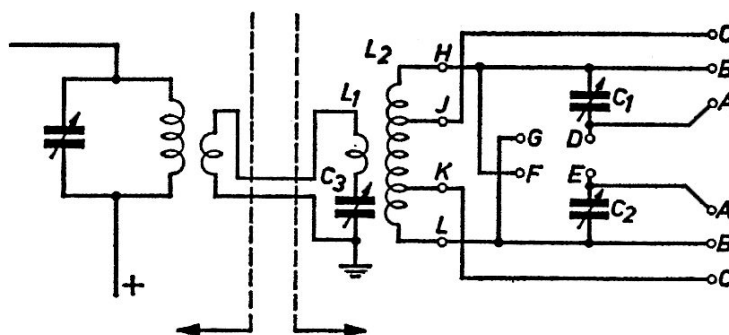


Fig. 100. Bloc de couplage d'antenne pour des adaptations d'impédances fortes ou faibles.

$$C_2 = C_1 = 200 \text{ pF.}$$

$$C_3 = 350 \text{ à } 500 \text{ pF.}$$

en parallèle (fig. 97) ou un accord en série (fig. 99). Un schéma de ce genre de bloc de couplage combiné est donné à la fig. 100. A l'aide d'un couplage par lignes à basse impédance, il est couplé à l'émetteur et peut donc être placé à une distance favorable de cet équipement. La proportion du couplage peut être réglée, non seulement par la distance entre L_1 et L_2 , mais aussi à l'aide du condensateur variable C_3 . Lorsque les feeders sont reliés aux points AA , les condensateurs C_1 et C_3 en série vont donc intervenir. Si l'on court-circuite les points HJ et KL , il est alors possible de réduire L_2 pour trouver l'adaptation exacte. Les connexions étant faites en BB donnent une liaison directe sur la bobine L_2 qui permet d'obtenir un accord en parallèle si l'on relie D avec E (C_1 est alors en série avec C_2 d'où la capacité est faible) ou encore en reliant D à G et E à F (C_1 et C_2 en parallèle, donc forte capacité). On peut aussi, et finalement, relier les feeders en CC . On dispose donc, dans ce cas, de prises intermédiaires sur le circuit.

6.3 Diagramme de rayonnement

Lorsque l'antenne est bien adaptée à l'émetteur, à travers le bloc de couplage et les feeders, l'énergie rayonnée devient donc aussi grande que possible et nous pouvons nous demander dans quelle direction doit être projetée cette énergie. On peut alors tracer ce que l'on appelle un

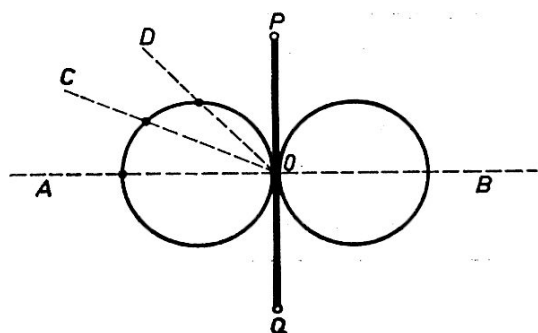


Fig. 101. Diagramme de rayonnement d'une antenne demi-onde $l = \lambda/2$ (diagramme en huit).

« diagramme de rayonnement de l'antenne ». Pour les antennes simples, le diagramme de rayonnement, qui donne l'intensité dans toutes les directions, est déjà connu théoriquement. Un tel diagramme est valable pour une antenne dans l'espace libre. Dans la pratique, la situation réelle peut être mesurée à l'aide d'appareils spéciaux, mais cela tombe bien en dehors du but de ce livre.

Le diagramme de rayonnement d'un radiateur demi-onde est donné à la fig. 101. Ici PQ représente le fil rayonnant (radiateur). Le diagramme indique le rayonnement selon un plan quelconque, à travers le radiateur PQ : il comprend deux cercles dans les directions A et B , donc, perpendiculairement au radiateur, le rayonnement est maximal, ce rayonnement étant mesuré par la distance OA et, respectivement, la distance OB . Dans une direction non perpendiculaire à PQ , le rayonnement devient plus faible. Dans la direction C , par exemple, il est représenté par la distance OC , dans la direction D par OD , etc. Nous voyons donc que dans le sens-même de la longueur du radiateur, le rayonnement est nul. Nous appelons un tel diagramme, « diagramme en (forme de) huit ». Lorsque le radiateur est disposé verticalement, il n'y aurait donc pas de rayonnement vers le haut ou vers le bas, tandis que, horizontalement, le rayonnement dans toutes les directions reste maximal (ce diagramme est encore valable lorsque l'on choisit aussi le plan passant par PQ). Cela est très favorable, puisque l'on rayonne la même énergie dans toutes les directions. Pour une antenne de 80 mètres, il faudrait que la longueur soit équivalente à une hauteur de 40 mètres, ce qui n'est pas pratique pour un amateur . . .

Lorsque l'antenne est disposée horizontalement, on doit alors tenir compte du diagramme tel qu'il est, et l'on doit bien se rappeler qu'il ne se produit pas de rayonnement dans les directions P et Q . Pour l'utili-

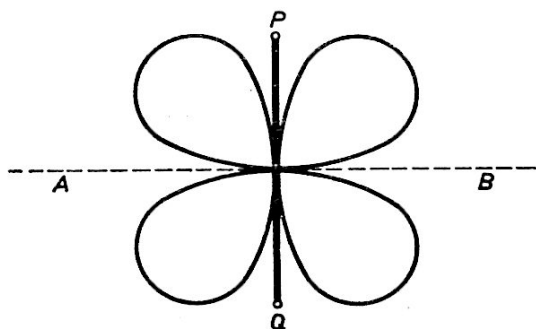


Fig. 102. Diagramme de rayonnement lorsque $l = \lambda$.

sation sur plusieurs bandes (antennes multi-bandes) le radiateur peut avoir une longueur égale à une longueur d'onde. Alors le diagramme de rayonnement n'a plus la forme d'un huit, mais celle donnée par la fig. 102 (diagramme en forme de trèfle à quatre feuilles). Ici encore, il n'y a pas de rayonnement extérieur dans les directions A et B .

Afin de remédier à ces difficultés, on établit ce que l'on appelle des « radiateurs circulaires ». Par exemple, l'antenne « tourniquet » (turnstile, en anglais) comprend deux antennes demi-ondes (dipôles) entrecroisées à angle droit, chacune de ces antennes devant être alimentée avec un déphasage de 90° par rapport à l'autre. La forme de cette antenne et le diagramme de rayonnement sont indiqués sur la fig. 103.

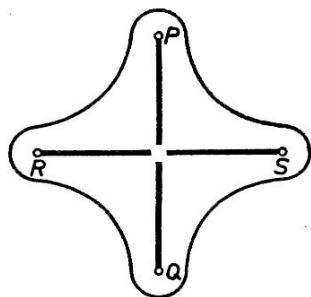
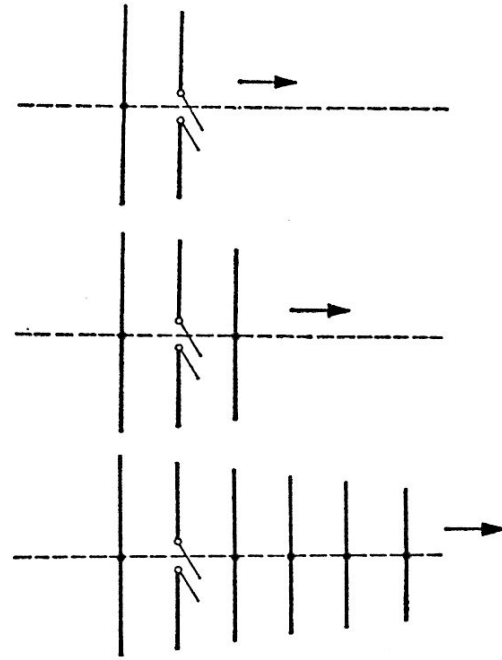


Fig. 103. L'antenne tourniquet (turnstile) convient pour obtenir un rayonnement presque « circulaire » (presque égal dans toutes les directions).

On peut, grâce à des dispositions modifiées, étendre le diagramme de rayonnement vers une direction ou vers une autre. C'est le cas lorsque l'on veut émettre une énergie aussi forte que possible, par exemple dans la direction d'une station réceptrice, fixée par avance. De cette manière, il existe un gain de rayonnement possible, par rapport à une antenne simple (c'est le cas des antennes en faisceaux, « beams »). Ce résultat peut être obtenu, entre autres procédés, par l'adjonction d'un fil « réflecteur » derrière l'antenne dipôle et d'un ou de plusieurs fils « directeurs »

Fig. 104. Antennes Yagi convenant comme «radiateurs directifs» (beams).

- a) Yagi à deux éléments,
- b) Yagi à trois éléments,
- c) Yagi à six éléments.



devant le dipôle (antenne Yagi). La fig. 104 donne trois schémas, c'est-à-dire celui d'une antenne Yagi comprenant dipôle et réflecteur (Yagi à deux éléments); une antenne avec dipôle, réflecteur et un directeur (Yagi à trois éléments); une antenne avec dipôle, réflecteur et quatre directeurs (Yagi à six éléments). Afin de donner une idée de l'influence du réflecteur et des directeurs, nous indiquerons dans le tableau ci-dessous les données comparées de ces trois types d'antenne. Pour les lettres de référence, voir les figures. Le tableau donne seulement une faible idée des possibilités offertes. Il faut donc préciser que, très souvent, des modifications des longueurs indiquées sont évidemment possibles, mais il faut faire bien des efforts pour essayer de s'opposer à la diminution de l'impédance. Nous reprendrons, au paragraphe suivant, l'examen des conséquences de la faible valeur de cette impédance.

Bien des variantes ou des conceptions nouvelles sont possibles dans ce domaine. Dans le cas du type Yagi, la construction est telle que l'énergie est concentrée suivant un faisceau et dirigée dans le plan horizontal. Il est possible également de tout modifier, par des précautions de montage, pour obtenir la directivité du faisceau dans le plan vertical.

En d'autres termes, on peut hausser le rayonnement vers le haut et vers les côtés, aux dépens du rayonnement horizontal. Cela peut être obtenu, par exemple, en plaçant deux antennes (ou un plus grand nombre)

au-dessus l'une de l'autre et mutuellement distantes de $\lambda/2$. On a donc, dans ce cas, deux antennes Yagi disposées l'une au-dessus de l'autre (Yagi superposées = « stacked Yagi ») et pour des fréquences très élevées on utilise aussi l'antenne tourniquet (turnstile) avec trois ou quatre éléments disposés l'un au-dessus de l'autre (stacked turnstile).

	2-éléments Yagi	3-éléments Yagi	6-éléments Yagi
L	0,475 λ	0,475 λ	0,47 λ
L_R	0,5 λ	0,5 λ	0,49 λ
d_R	0,15 λ	0,15 λ	0,15 λ
L_1	—	0,455 λ	0,45 λ
d_1	—	0,1 λ	0,07 λ
L_2	—	—	0,435 λ
d_2	—	—	0,16 λ
L_3	—	—	0,42 λ
d_3	—	—	0,25 λ
L_4	—	—	0,41 λ
d_4	—	—	0,25 λ
Impédance (Z)	25 Ω	10 Ω	18 Ω
Gain	1,8 $\times$	2,5 $\times$	4 $\times$

6.4 Lignes d'alimentation RF

La nécessité de lignes d'alimentation RF ou feeders est connue et diverses solutions ont déjà été indiquées dans ce livre. Pour les systèmes simples d'antennes à un seul radiateur, ils sont toujours basés sur l'adjonction de feeders accordés. Tant que nous travaillons dans les bandes comprises entre 80 et 10 mètres (de 3,5 à 30 MHz), tout cela reste encore d'utilisation pratique.

Il en est tout autrement pour émettre sur 144 ou 420 MHz (longueurs

d'onde: 2 mètres ou 70 cm). Admettons, pour la bande de deux mètres, l'utilisation d'une antenne dipôle ($\lambda/2 = 1$ mètre) que nous monterons sur un mât. Les lignes d'alimentation RF vont alors avoir un ordre de grandeur de 15 mètres de longueur. De telles lignes d'alimentation ne sont pas faciles à mettre en résonance, à cause des accessoires exigés pour cet accord. Les deux feeders ne doivent pas être trop voisins, la compensation des champs rayonnés ne s'exerce plus dans ce cas, et il existe donc un fort rayonnement des feeders, si bien que, pratiquement, aucune énergie n'atteint l'antenne (radiateur), dans ce cas.

On doit donc recourir à une autre méthode. Les feeders déjà étudiés ont une distribution à ondes stationnaires, c'est-à-dire qu'après l'accord nous y obtenons des maximums des tensions et des courants en des points fixes. Pour les fréquences plus élevées, le travail est plus facile avec des ondes progressives. Les courants à radiofréquence ont alors un caractère de champs alternatifs électromagnétiques, comme ceux indiqués à la fig. 89 et ils se déplacent le long des feeders. Cela peut être obtenu, grâce à une utilisation correcte de l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation RF (feeder). Un feeder de construction donnée présente une certaine auto-inductance, par « mètre de longueur ». Cette auto-inductance caractéristique, avec la capacité caractéristique, donne une impédance caractéristique. Disposons une résistance à l'extrémité de la ligne, résistance de valeur égale à l'impédance caractéristique, l'énergie appliquée à l'extrémité est transportée vers l'autre bout de la ligne, sous la forme d'ondes progressives, et, finalement, elle est fournie dans la résistance (adaptation exacte ou bonne terminaison de la ligne). Si bien que lorsque la valeur de la résistance est différente, la ligne perd son caractère de « longueur infinie » et une partie de l'énergie se trouve renvoyée sur la ligne, si bien que, dans ce cas, il se produit des ondes stationnaires, ainsi que toutes les difficultés déjà connues. Un grand avantage de la ligne adaptée mais non accordée est que la longueur de la ligne peut être choisie à volonté. La source d'énergie (dans notre cas, l'émetteur) doit aussi permettre une bonne transmission de l'énergie et elle doit être adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation RF (feeder).

Plusieurs sortes de lignes RF ont été étudiées, à diverses valeurs d'impédance caractéristiques, et elles sont disponibles dans le commerce. On distingue deux types:

- le câble bifilaire, à deux conducteurs parallèles enrobés dans une matière isolante plastique;
- le câble coaxial (câble concentrique ayant un conducteur central, le second conducteur est sous la forme d'une gaine creuse cylindrique conductrice qui enferme l'isolant éventuel et le conducteur central).

Les câbles bifilaires sont utilisés dans les systèmes symétriques. Les câbles coaxiaux s'emploient dans les systèmes asymétriques, où la gaine est mise à la terre et sert, par conséquent, de blindage vis-à-vis du conducteur interne.

Les câbles bifilaires courants (sous polythène) ont une impédance de 300 ohms, les câbles coaxiaux, les plus employés, une impédance de 75 ohms.

L'utilisation de ces lignes d'alimentation RF à ondes progressives a bien des attraits mais elle exige, du constructeur de l'antenne, une adaptation d'impédance sérieuse par rapport au feeder. Comme on utilise surtout les valeurs de 300 ohms pour les systèmes symétriques et de 75 ohms pour les systèmes asymétriques, ces valeurs conviennent, directement, à notre radiateur simple.

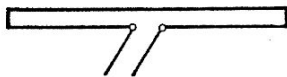


Fig. 105. Dipôle replié avec deux radiateurs voisins et parallèles reliés aux extrémités.

Pour l'antenne dipôle (alimentée en son milieu), on trouve une faible résistance ohmique et il faut donc une impédance de 75 ohms. Mais l'antenne dipôle est un système symétrique et surtout le câble n'est pas prévu pour le transport d'une énergie d'émetteur. Une solution est trouvée, dans ce cas, par l'utilisation de l'antenne «dipôle replié» de la fig. 105. Par l'adjonction d'une seconde surface conductrice à côté de la première, et en reliant, en court-circuit, les deux extrémités, l'impédance au point d'alimentation devient alors égale à 300 ohms. On peut donc l'alimenter pratiquement avec un câble bifilaire (ligne double 300 ohms).

Si nous examinons, sur le tableau, l'antenne Yagi à 6 éléments, nous voyons que l'adaptation de résistance est de 18 ohms. Si on utilise une antenne «dipôle replié» au lieu de la «dipôle simple», cette impédance devient quatre fois plus grande, donc 72 ohms, ce qui est bien adapté

sur une ligne coaxiale à 75 ohms. Si nous ajoutons encore un fil tendu parallèlement à la dipôle (c'est-à-dire trois radiateurs dont un dipôle et deux directeurs vers l'avant), l'impédance est multipliée par 3×3 donc 9 fois plus grande. Pour l'antenne Yagi à 6 éléments, on aura donc $9 \times 18 = 162$ ohms, ce qui n'est pas très pratique. Avec quatre radiateurs au total (trois fils supplémentaires), on obtient une $4 \times 4 = 16$ fois plus grande impédance d'où $16 \times 18 = 288$ ohms. Cela donne une très bonne adaptation sur une ligne bifilaire de 300 ohms.

Pour notre antenne Yagi à 3 éléments (10 ohms), nous pouvons donc adopter cinq éléments, ce qui nous permet d'atteindre $25 \times 10 = 250$ ohms.

Ces radiateurs supplémentaires doivent être disposés dans un même plan que celui de l'antenne dipôle et bien symétriquement, l'un par rapport à l'autre.

Il existe encore bien d'autres moyens pour adapter l'impédance d'une ligne double à une antenne, mais nous n'insisterons pas trop sur ce point. Il existe des petits manuels spéciaux qui traitent des antennes.

Nous rappelons que les principes des lignes d'alimentation s'appliquent encore lorsqu'on les utilise dans les émetteurs, sous la forme de couplages par lignes (entre étages). Ici encore, l'adaptation exacte doit être trouvée, par exemple, au moyen de bobines de couplage à petit nombre de tours.

CHAPITRE 7

MESURES ET APPAREILLAGES DE MESURE

Les anciens pionniers de la radio ainsi que les tout premiers radio-amateurs étaient obligés de faire des prouesses et ils ne disposaient pas d'appareils de mesure commerciaux. Ils étaient obligés de rechercher et construire tout, par eux-mêmes. Or, on ne peut pas faire de travail sérieux, dans les recherches radioélectriques sans utiliser d'instruments de mesure. Cela s'applique tout aussi bien au radio-amateurisme et, s'il n'est pas possible de bénéficier d'un laboratoire bien agencé et bien pourvu, il est nécessaire de disposer, malgré cela, de quelques appareils de mesure qui restent toujours aussi utiles, au moins aussi utiles que le meilleur « flair ».

Le contrôle de mise au point et le réglage d'un appareil nouvellement construit, les mesures de vérification en cours d'utilisation ainsi que la recherche des perturbations éventuelles ou des pannes, ainsi que leur suppression, tout cela tient à la pratique quotidienne et ne serait pas faisable sans cette possibilité de mesure.

Dans ce chapitre, nous parlons de quelques mesures et des appareils nécessaires pour les entreprendre. Le sujet est, par ailleurs, très vaste et peut donc être seulement résumé dans notre livre.

En premier lieu, l'amateur doit pouvoir contrôler les tensions et les courants. Comme dans tout appareil électronique, leurs valeurs correctes déterminent le bon réglage et le fonctionnement convenables. Pour les contrôler avec exactitude, il faut donc pouvoir les mesurer. Il faut être capable de connaître les tensions de service et les courants sur chaque étage, les caractéristiques de chaque tube dans un récepteur, dans un émetteur ou dans tout autre appareil auxiliaire. Il faut pouvoir lire la tension d'anode (éventuellement celle de la grille-écran), la tension de la grille, la tension de chauffage et également les courants d'anode, de grille-

écran et, parfois, le courant de la grille de commande. Puis, il semble également désirable de pouvoir mesurer les tensions à radiofréquence dans l'émetteur et dans le récepteur (pour ces tensions RF, d'autres appareils de mesure deviennent nécessaires).

Pour les tensions et les courants continus, on utilise, en premier lieu, les *galvanomètres à bobine mobile* (type d'Arsonval). Ils comprennent une petite bobine construite d'une façon très légère mécaniquement et qui peut tourner sur un axe, entre les pôles d'un aimant permanent. Une aiguille indicatrice fixée à la bobine permet de lire la déviation sur une échelle graduée. Si l'on applique à la petite bobine un courant continu, le champ magnétique engendré par ce courant, donne, avec le champ magnétique de l'aimant, un moment de rotation de la bobine: cette bobine tourne jusqu'au moment où elle se trouve en équilibre avec les forces appliquées. La déviation de l'aiguille indicatrice ainsi obtenue constitue une mesure du courant appliqué. Ce type de galvanomètre a une échelle pratiquement linéaire et il est toujours prévu pour le courant continu, seulement.

Les *instruments à fer doux* constituent un second groupe d'appareils indicateurs de mesure. Leur fonctionnement est basé sur l'attraction d'un petit morceau d'acier par le champ d'une bobine, à position fixe, dans laquelle circule le courant à mesurer.

L'échelle peut être rendue pratiquement linéaire par des modes de construction spéciaux. Les instruments à fer doux sont destinés au courant continu et au courant alternatif. Il existe encore d'autres types d'instruments indicateurs de mesure, pour le courant ou la tension, mais, en général, ils ne sont pas si souvent utilisés que les deux groupes déjà mentionnés.

La gamme de mesure d'un indicateur est toujours indiquée sur l'échelle. Un instrument qui donne une déviation totale pour 300 volts est destiné à la mesure des tensions comprises entre 0 et 300 volts. Un galvanomètre de 100 mA est donc étudié pour lire des courants compris entre 0 et 100 mA.

On utilise un instrument de mesure déterminé, par exemple, un milli-ampèremètre de 1 mA, à déviation totale, et dont la résistance interne est de 100 ohms. D'après la loi d'Ohm, pour la déviation totale, la tension nécessaire est alors de 0,1 volt. Si bien que l'on doit considérer également

que l'appareil constitue aussi un voltmètre, avec une gamme de mesure de 0 à 0,1 volt.

On définit, le plus souvent, la sensibilité d'un indicateur de mesure par son nombre d'ohms par volt. Dans notre exemple, avec 100 ohms pour 0,1 volt, la sensibilité est donc de 1000 ohms par volt. Plus ce nombre est grand, plus est grande la sensibilité de l'appareil indicateur et il va exiger d'autant moins de courant pour une indication donnée.

Pour l'utilisation d'un indicateur comme voltmètre, il faut agrandir la gamme de mesure. Cela peut être obtenu au moyen de résistances, disposées en série dans le circuit. Si nous disposons en série avec le galvanomètre (de notre exemple) une résistance de 900 ohms, la résistance totale a été augmentée et devient égale à 1000 ohms (voir la fig. 106).

Pour la déviation totale, il faut avoir, de nouveau, un courant de 1 mA, si bien que la tension totale est de 1 volt, réparti, à raison de 0,1 volt sur le galvanomètre et de 0,9 volt sur la résistance d'appoint en série.

Par adjonction de cette résistance, la gamme de mesure a été augmentée de 0,1 volt à 1 volt.

Avec le facteur de sensibilité (1000 ohms par volt) on peut immédiatement calculer la résistance nécessaire pour une gamme quelconque. Pour une déviation totale à 10 volts, il faut que la résistance totale soit de 10000 ohms (galvanomètre: 100 ohms + 9900 ohms pour la résistance), tandis que la résistance totale pour l'échelle 300 volts est de 300000 ohms. Il est également possible de combiner plusieurs gammes. Pour les gammes de 10 et de 300 volts, on peut utiliser, par exemple, deux résistances en série, selon la disposition de la fig. 107. Les résistances sont donc de 100 ohms (galvanomètre) plus 9900 ohms (gamme 10 volts), plus

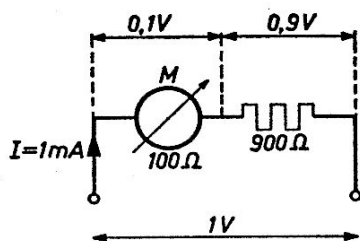


Fig. 106. Utilisation d'une résistance en série pour augmenter la gamme des mesures d'un voltmètre.

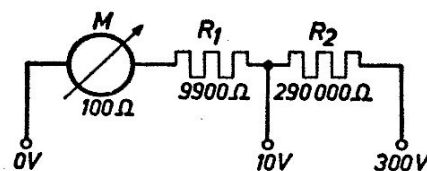


Fig. 107. Emploi de plusieurs résistances en série pour obtenir plusieurs gammes de mesure sur un voltmètre.

290000 ohms (gamme 300 volts). On comprend qu'une boîte de mesure est bien plus attrayante lorsqu'elle contient, ainsi, une combinaison de nombreuses échelles.

Le facteur de sensibilité nous indique aussi si l'instrument utilisé est bien adapté à la mesure des tensions sur des circuits donnés. Nous devons toujours nous souvenir par exemple que chaque appareil de mesure indicateur présente une « consommation propre ».

Dans notre exemple, cette consommation est de 1 mA à déviation totale, indépendante de la gamme de mesure de « tensions » choisie. Il est possible qu'en reliant ce voltmètre en un point donné de notre appareil, où il existe une tension à mesurer, cette tension se trouve modifiée par la consommation du voltmètre. Cela ne sera pas le cas, lorsque nous mesurons la tension d'un appareil d'alimentation qui est capable de fournir 100 mA. Dans ce cas, la consommation de 1 mA, par rapport à 100 mA, ne fait pas varier l'indication de tension. Mais, il en est tout autrement lorsque nous voulons mesurer la tension de grille-écran d'un tube. Dans la fig. 108a, nous voyons le réglage des tensions d'écran d'un tube, tandis qu'à la fig. 108b, en raison de la consommation propre du voltmètre, la répartition de tension se trouve modifiée et on « lit » une tension de la grille-écran, beaucoup plus petite que la tension réelle. Comme nous avons supposé un courant de grille-écran, constant, de 0,5 mA (mais pas tout à fait exact), la tension tombe donc à une indication de 43 volts, au moment où nous branchons le voltmètre. Notre voltmètre ne convient

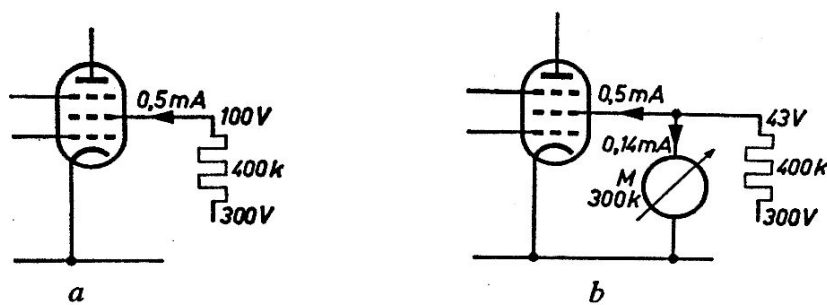


Fig. 108. Influence d'un voltmètre, lors de la mesure de la tension de grille-écran d'un tube.

a) Situation sans l'appareil de mesure.

b) Situation lorsque l'appareil est relié. La tension est tombée de 100 V à 43 V, en raison du courant prélevé par le galvanomètre.

donc pas pour ce genre de mesure. Si nous utilisons un voltmètre d'une sensibilité de 10000 ohms/volt, nous aurions encore une baisse de lecture de 10 volts. Nous devons donc faire attention à la valeur de tension lue, obtenue dans des conditions de mesure données.

Si nous voulons utiliser notre instrument pour qu'il indique aussi des gammes de courant (ampèremètre ou milliampèremètre), nous devons disposer une résistance en parallèle (résistance dite « shunt »). Dans notre exemple, avec 100 ohms si nous disposons encore 100 ohms en parallèle, le courant à mesurer se trouve réparti également entre le galvanomètre et le shunt (voir la fig. 109). Pour la déviation totale (1 mA dans le galvanomètre), il faut qu'il circule aussi 1 mA dans le shunt, donc le courant total est de 2 mA. La gamme de mesure se trouve ainsi doublée.

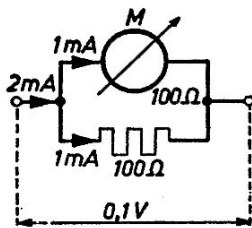


Fig. 109. Utilisation d'une résistance en parallèle (shunt) pour augmenter la gamme de mesure d'un ampèremètre.

Pour une gamme de mesure de 10 mA à déviation totale, il faut faire passer 9 mA à travers le shunt. Puisque la tension sur le galvanomètre est égale à la tension sur le shunt, il faut que la résistance de shunt soit 9 fois plus petite que celle du galvanomètre afin que le courant y soit 9 fois plus fort. La résistance du shunt est donc de $100 / 9 = 11,1$ ohms. Pour la gamme de mesure de 100 mA, la résistance du shunt vaut alors $100 / 99 = 1,11$ ohm. De cette façon, nous pouvons calculer les shunts exacts, pour toutes les gammes de mesure qui nous sont utiles. Il est possible également d'utiliser le procédé du « shunt universel ». On dispose pour cela une résistance en shunt sur le galvanomètre, mais on la munit de prises intermédiaires. On utilise les prises de cette résistance, mais on peut également employer des résistances séparées (fig. 110). Dans les instruments de mesure combinés (boîtes de mesure), on utilise un seul galvanomètre pour un grand nombre de gammes de tensions et de courants. A l'aide d'un commutateur robuste, on choisit la gamme utilisée et la (ou les) résistance correcte est alors intercalée dans le circuit. Certains amateurs établissent eux-mêmes leur boîte de mesure personnelle, sans

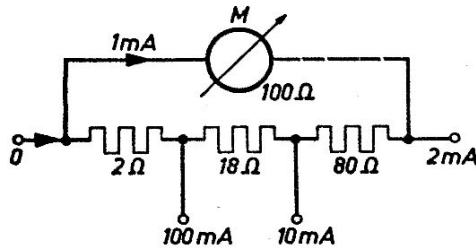


Fig. 110. Principe du «shunt universel».

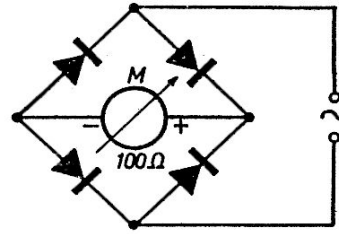


Fig. 111. Redresseur en pont (montage de Graetz). On redresse la tension alternative à mesurer, ce qui permet d'utiliser, pour cette mesure, un appareil M pour courant continu (à cadre).

commutateur compliqué. Ils choisissent alors les gammes au moyen de fiches-bananes.

Bien qu'il soit possible de mesurer les tensions alternatives à l'aide d'un appareil voltmètre à fer doux, on utilise souvent un instrument combiné autour d'un galvanomètre à bobine mobile sur les échelles des tensions alternatives. On obtient le courant continu du galvanomètre par un redressement à l'aide de diodes au sélénium ou au germanium, dans un montage dit de Graetz (voir la fig. 111). Ce montage est mis hors-circuit pour les échelles de mesures en courant continu. Les cellules redresseuses produisent une petite chute de tension, si bien qu'il n'est pas possible d'employer les mêmes résistances voltmétriques déjà employées sur les échelles continues.

Les courants alternatifs peuvent être mesurés, mais seulement à l'aide d'un transformateur de courant. La construction d'un tel transformateur n'est pas simple et reste en dehors de l'objet de ce livre.

Sous le nom de tensions alternatives, nous pouvons également sous-entendre, maintenant, des tensions de fréquences basses, par exemple celles provenant du secteur d'éclairage ou, en tout cas, des fréquences inférieures à 1000 Hz. Si l'on veut mesurer des tensions RF, la solution ci-dessus indiquée ne convient plus, en général. On emploie alors un voltmètre électronique, dont la fig. 112 indique un schéma. Le milli-ampèremètre à bobine mobile est inséré dans le circuit anodique d'une triode dont la grille reçoit les tensions RF à mesurer. En raison de la détection obtenue, le courant anodique augmente, ce qui est indiqué par le galvanomètre M . Ce type de voltmètre présente deux avantages consi-

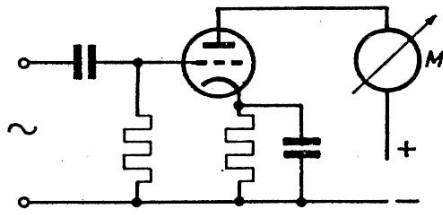


Fig. 112. Mesure de tensions alternatives avec un tube détecteur (voltmètre électronique simple).

dérables par rapport aux voltmètres normaux: l'amplification fournie par le tube qui fait que ce type de voltmètre peut mesurer de faibles tensions et, surtout, l'amortissement provoqué par le voltmètre, sur le circuit que l'on mesure, est très petit et reste de l'ordre de grandeur de la résistance de fuite de grille utilisée. On utilise aussi des voltmètres à diode, où le redressement est obtenu par cette diode. Une triode (ou une pentode) sert, ensuite seulement, comme amplificatrice. On peut obtenir une amélioration de leur fonctionnement par l'emploi de circuits de compensation, permettant d'utiliser l'échelle totale, et par l'emploi de plusieurs tubes amplificateurs afin d'augmenter la sensibilité, par l'utilisation d'un diviseur de tension à l'entrée permettant d'augmenter la gamme de mesure et, respectivement, de commuter les gammes.

Pour les mesures pratiquées sur des éléments de circuits, nous donnons quelques conseils.

Les résistances peuvent être mesurées, par exemple, grâce à l'application de la loi d'Ohm: ($E = I \times R$ ou $R = E / I$). A l'aide d'une batterie ou d'une autre source d'alimentation, nous faisons circuler un courant dans la résistance à mesurer et nous évaluons la tension sur la résistance et le courant dans la résistance, ce qui nous permet de calculer R

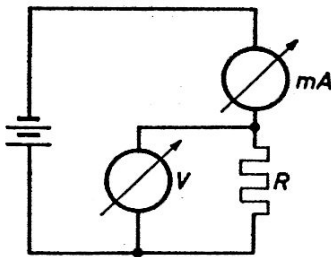


Fig. 113. Mesure de résistance à l'aide d'un voltmètre et d'un milliampèremètre. Celui-ci indique en trop la consommation de courant du voltmètre.

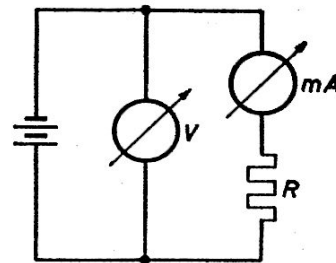


Fig. 114. Mesure de résistance à l'aide d'un voltmètre et d'un milliampèremètre. Ici, le voltmètre indique en trop la chute de tension sur le milliampèremètre.

(voir la fig. 113). Nous devons aussi faire une correction sur la lecture du milliampèremètre, puisqu'il indique aussi le courant prélevé par le voltmètre. Pour une faible valeur de résistance, le courant étant alors bien plus fort que la consommation de courant du voltmètre, ce dernier courant et la correction peuvent être complètement négligés. Pour les fortes résistances, on utilise, de préférence, le schéma de la fig. 114, où le voltmètre mesure aussi la tension sur le milliampèremètre. Si la résistance interne de ces indicateurs est connue, il est facile de corriger la tension lue. Si cette résistance est faible par rapport à R , elle peut absolument être négligée.

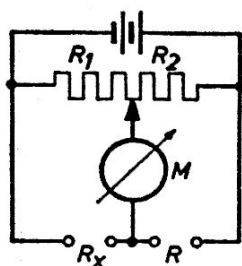


Fig. 115. Mesure de résistance sur un pont de Wheatstone. La résistance à mesurer R_x est comparée à une résistance connue R .

Pour que la tension de mesure soit connue avec précision, elle peut être d'abord réglée sur une valeur connue, ensuite le voltmètre peut retomber selon la valeur de la résistance insérée. Ce procédé est utilisé dans les boîtes de mesure combinées où l'on prévoit ainsi une ou deux positions pour les mesures de résistances.

Les résistances peuvent être mesurées avec précision à l'aide d'un pont de Wheatstone (voir la fig. 115). Il comprend un potentiomètre R_1 et R_2 et des bornes de connexion pour une résistance-étalon R , ainsi que pour la résistance à mesurer R_x . On peut en déduire que dans ce cas: $R_x = R \times R_1 / R_2$. Lorsque l'échelle du potentiomètre est étalonnée avec le rapport R_1 / R_2 , on peut lire directement R_x , puisque R est connue. Souvent, on incorpore dans la boîte de pont, quelques résistances-étalons qui peuvent être choisies au moyen d'un commutateur. Un schéma pratique de pont de ce genre (fig. 116) comprend cinq résistances-étalons choisies de telle manière que la suivante soit dix fois plus grande que la précédente. Si l'on choisit un potentiomètre de 500 ohms, avec deux résistances en série de 125 ohms, on obtient un étalonnage d'échelle de 0,2 à 5. Avec la résistance-étalon de 10 ohms, on parcourt donc une

gamme de mesure de $0,2 \times 10$ à 5×10 , soit de 2 à 50 ohms. Pour 100 ohms, on a donc de 20 à 500 ohms, etc. Comme indicateur, on choisit encore un petit milliampermètre dont la résistance interne est encore de 100 ohms, avec possibilité de shunt de 20 ohms, le shunt pouvant être mis hors-circuit à l'aide du poussoir *D*. Ce poussoir protège le galvanomètre, tant que le réglage du potentiomètre n'a pas donné l'équilibre parfait. Après un réglage approximatif, on pousse *D* et l'on finit le réglage avec précision, puis l'on peut faire la lecture.

Un grand avantage de cette méthode de pont est que la tension de la batterie ne joue aucun rôle dans la précision de la mesure, mais détermine, seulement, la sensibilité de lecture.

Les condensateurs peuvent aussi être mesurés avec ce pont, mais à la condition de remplacer la batterie par un petit oscillateur AF produisant un son de 1000 Hz, par exemple, ce qui fait que le galvanomètre peut alors être remplacé par un casque à deux écouteurs. Les résistances-étalons

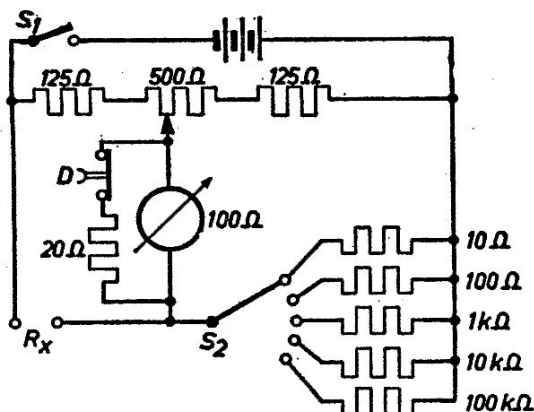


Fig. 116. Pont de Wheatstone facile à construire. Le commutateur S_2 sert à choisir la gamme de mesure. En appuyant sur le poussoir *D*, on passe sur la position la plus sensible de la lecture.

sont alors remplacées par des condensateurs-étalons, ou, tout aussi bien, le commutateur peut insérer ces condensateurs dans le circuit et les résistances peuvent d'ailleurs être mesurées, naturellement, dans ce cas, avec un courant alternatif. La fig. 117 donne un schéma de ce genre où la tension alternative est prélevée sur un petit oscillateur à lampe au néon. On doit bien remarquer que le pont de mesure, mesure en fait des impédances, si bien qu'il faut inverser les lectures du potentiomètre pour les capacités. La construction est simplifiée, si l'on utilise la tension alternative à 50 Hz fournie par un petit transformateur, le courant de chauffage de filament servant ici de tension de mesure. Mais, dans ce cas, la

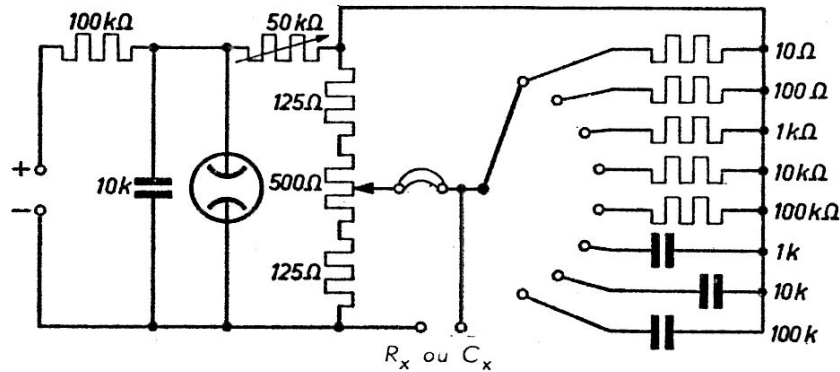


Fig. 117. Pont de Wheatstone avec source incorporée fournissant une tension périodique (alternative) pour les mesures de résistances et de condensateurs. Le casque téléphonique est utilisé comme indicateur de minimum.

précision de mesure est moins bonne et le son trop bas est gênant pour l'oreille, si l'utilisation du pont dure assez longtemps.

Un petit appareil pratique pour la mesure des fréquences RF est le *fréquencemètre par absorption*. Sous sa forme la plus simple, il comprend un condensateur variable de fabrication très robuste en boîtier métallique muni de plusieurs échelles graduées bien lisibles et d'un réglage de cadran micrométrique. Sur un côté du boîtier métallique, on trouve des douilles-bananes où l'on peut enficher les bobines utiles pour les diverses gammes d'ondes. Pour mesurer la fréquence d'un émetteur, on couple la bobine convenable et la bobine accordée de l'oscillateur. En faisant tourner le condensateur variable, on se trouve, à un certain moment, au passage de l'accord où une énergie supplémentaire se trouve exigée de l'oscillateur par le circuit accordé du fréquencemètre. On peut observer ce passage à l'accord sur un indicateur de courant anodique ou de courant de grille. Si le couplage est fort, l'oscillateur peut même « décrocher » : les oscillations cessent ce que l'on peut constater par exemple en écoutant le signal sur un récepteur de contrôle. Il faut aussi que l'oscillateur soit complètement blindé et l'on doit, pour la mesure, prélever, par exemple, l'énergie sur l'étage final (circuit accordé final appelé en anglais: tank circuit). Il y a en ce point, en général, une énergie disponible si forte que l'on peut aussi faire usage comme indicateur d'accord d'une lampe au néon disposée en parallèle sur le circuit d'absorption (voir la fig. 118).

Dans tous les cas, la précision de la mesure est d'autant plus grande

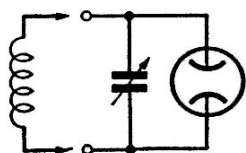


Fig. 118. Fréquencemètre à absorption avec bobines interchangeables et petite lampe indicatrice au néon.

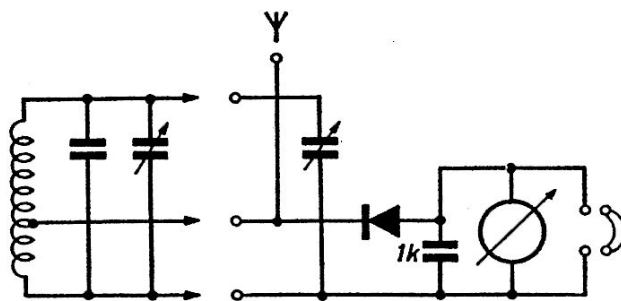


Fig. 119. Mesures par absorption, mesures de champ et moniteur de modulation. Les bobines avec de fortes capacités en parallèle donnent à cet appareil pratique un bon étalement des bandes sur le cadran.

que le couplage entre le fréquencemètre par absorption et la bobine à mesurer est plus faible (est plus lâche).

La fig. 119 indique un schéma intéressant. Ici, le fréquencemètre par absorption est muni d'un milliampèremètre indicateur, ce qui augmente beaucoup la sensibilité de l'appareil. La diode est utilisée pour le redressement. Cet appareil est muni d'une douille où l'on peut insérer une antenne à fouet vertical de 1 mètre de longueur, par exemple. L'appareil fonctionne ainsi comme *indicateur de l'intensité du champ RF* et il convient bien pour contrôler l'accord exact de l'antenne sur les émetteurs. On a aussi prévu des douilles de liaison pour un casque téléphonique et l'appareil sert donc aussi d'*indicateur de modulation* pour contrôler la qualité de modulation des émissions personnelles de la station. On peut évidemment utiliser aussi une lampe au néon qui reste employée comme indicateur pour les mesures de fréquences et le téléphone est employé, à son tour, pour les mesures de champ modulé. C'est-à-dire en modulant l'émetteur de la station à une fréquence audible constante, par exemple à 1000 Hz. On peut alors mettre hors-circuit le milliampèremètre.

Dans ce schéma, on a prévu une prise sur la bobine où la diode et l'antenne se trouvent reliées afin d'influencer aussi peu que possible la qualité et la précision du circuit accordé. La bobine comporte une capacité supplémentaire en parallèle, sous la forme d'un condensateur fixe et d'un trimmer. On les choisit pour obtenir, avec le petit condensateur variable utilisé dans le cas présent, un bon étalement de la bande sur le cadran. Ce détail est destiné à augmenter, dans de grandes propor-

tions, la précision de la mesure. Pour chaque bande, on utilise une bobine ainsi réglée que l'on peut ensuite interchanger.

Pour les mesures de fréquences, on utilise aussi assez largement la méthode hétérodyne. Le signal d'un oscillateur étalonné est alors mélangé avec celui de l'émetteur. Un récepteur bien choisi peut alors être utilisé comme indicateur. Si les deux fréquences ne sont pas tout à fait égales, on entend un signal de différence (interférence) dans le téléphone ou le haut-parleur. Mais, si le fréquencemètre est réglé juste sur la fréquence de l'émetteur, on n'entend plus alors de son d'interférence (interférence nulle) et l'on peut alors «lire» la fréquence correspondante.

L'oscillateur à chute de courant de grille (grid-dip) est un appareil de mesure très pratique pour l'amateur. Son possesseur devient comparable à l'«homme qui sait tout faire». Ce grid-dip peut être utilisé dans de nombreuses applications. C'est, en réalité, un perfectionnement du fréquencemètre par absorption déjà vu, relié à un tube qui peut être monté en oscillateur. La fig. 120a en donne un schéma pratique. On y voit un oscillateur Colpitts à triode. Comme on utilise un type de tube très petit, il peut facilement, et sans inconvénient, être placé à l'intérieur de notre fréquencemètre d'absorption. On a donc prévu un coffret séparé conte-

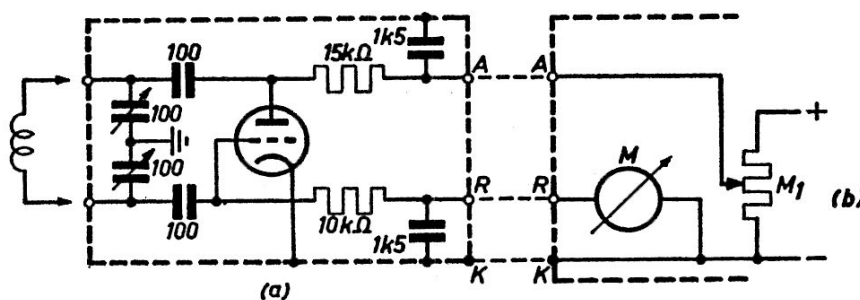
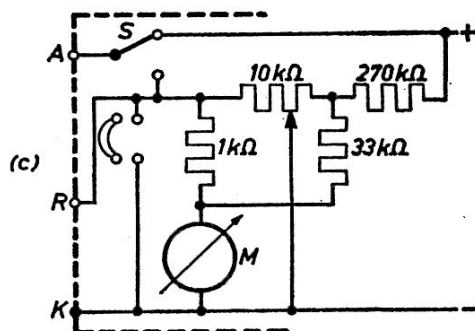


Fig. 120. Oscillateur pour absorption dit «grid dip».

a) Bloc oscillateur avec circuit accordé par bobine interchangeable.

b) Bloc d'alimentation avec le milliampère-mètre.

c) Bloc d'alimentation avec mA-mètre et réglage de sensibilité amélioré. Douilles pour un casque. Commutation «oscillateur» à «diode» par S. Déviation de M: de 0–20 μ A à 0–500 μ A.



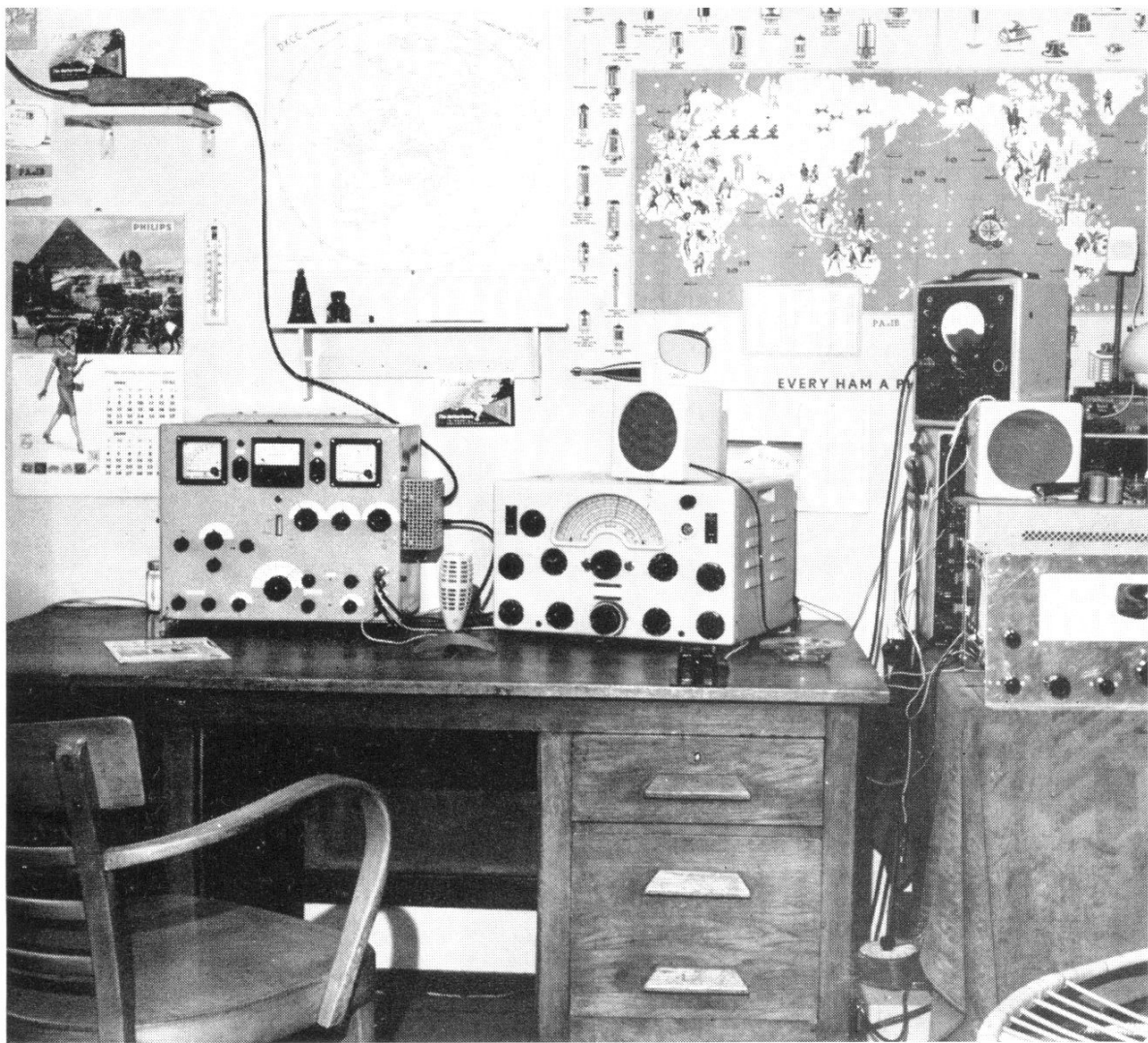


Photo 1. Le «shack» de PA0IB. L'émetteur (à gauche) et le récepteur (à droite) sont placés bien en évidence sur le bureau dans un espace libre ... royal où l'on peut voir le manipulateur, le microphone, le carnet de trafic (log book) et les autres accessoires indispensables. Tout à fait à droite, quelques appareils de mesure voisinent avec des appareils en cours de montage. A gauche et en haut; le filtre d'antenne.

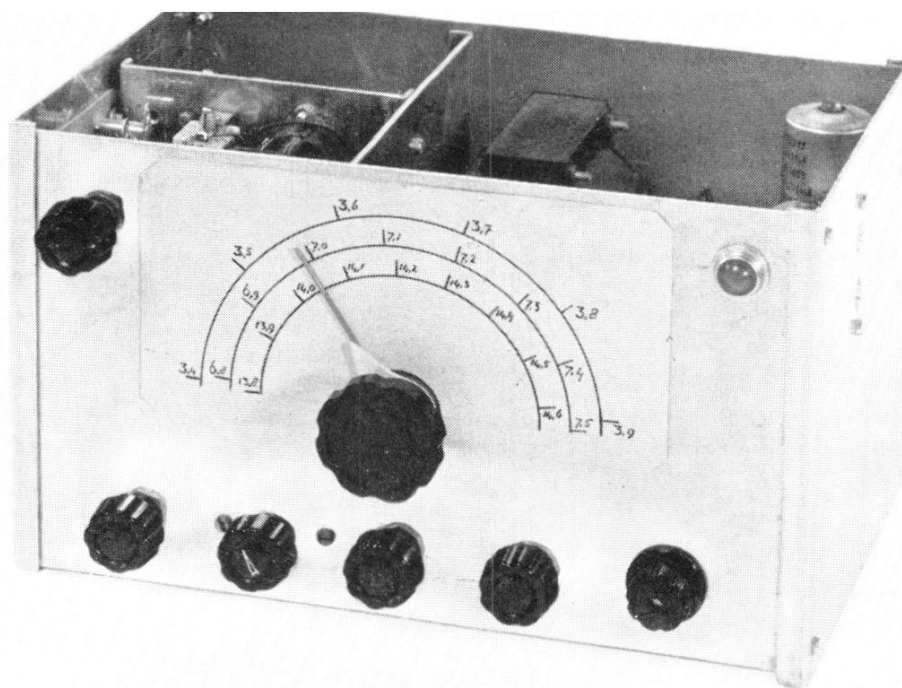


Photo 2. *Le récepteur à amplification directe* (décrit au chapitre 10). Au milieu, le grand cadran d'accord et ses trois gammes de lecture. Les cinq boutons au-dessous commandent, de gauche à droite, amplification RF, gammes d'ondes, couplage de réaction, amplification FI + interrupteur de secteur, enfin le porte-fusible. A gauche et en haut, le condensateur d'antenne, à droite et en haut la lampe de signalisation.

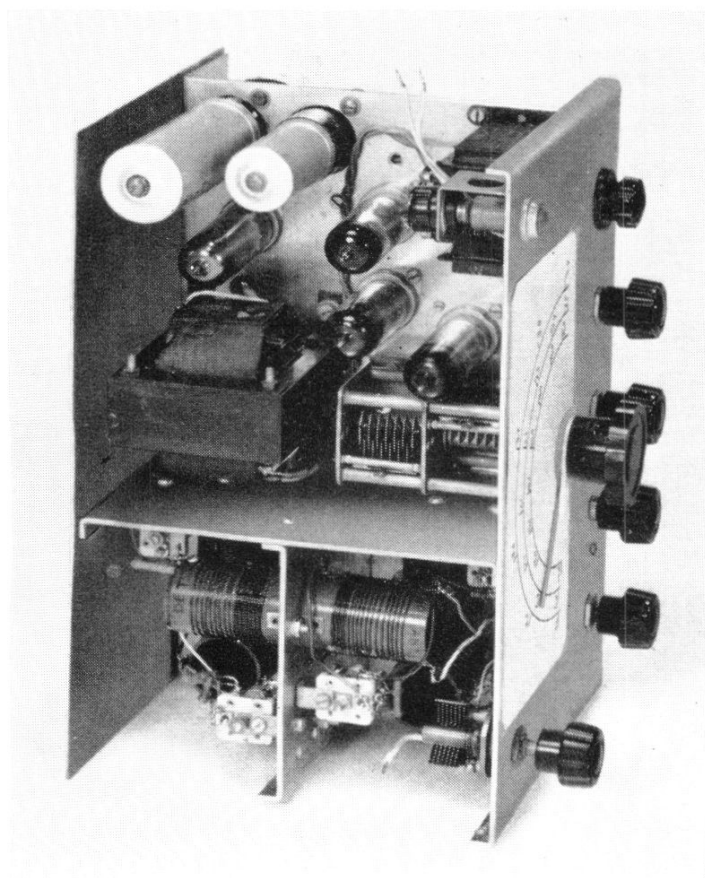


Photo 3. *Récepteur à amplification directe, vu du dessus.* En bas, on voit les bobines dans les deux compartiments blindés (à gauche le détecteur, à droite l'antenne). Dans chaque boîtier trois bobines (une par bande) perpendiculaires l'une à l'autre. Derrière le condensateur variable à deux cases, le transformateur d'alimentation. En haut et à droite, le transformateur du haut-parleur.

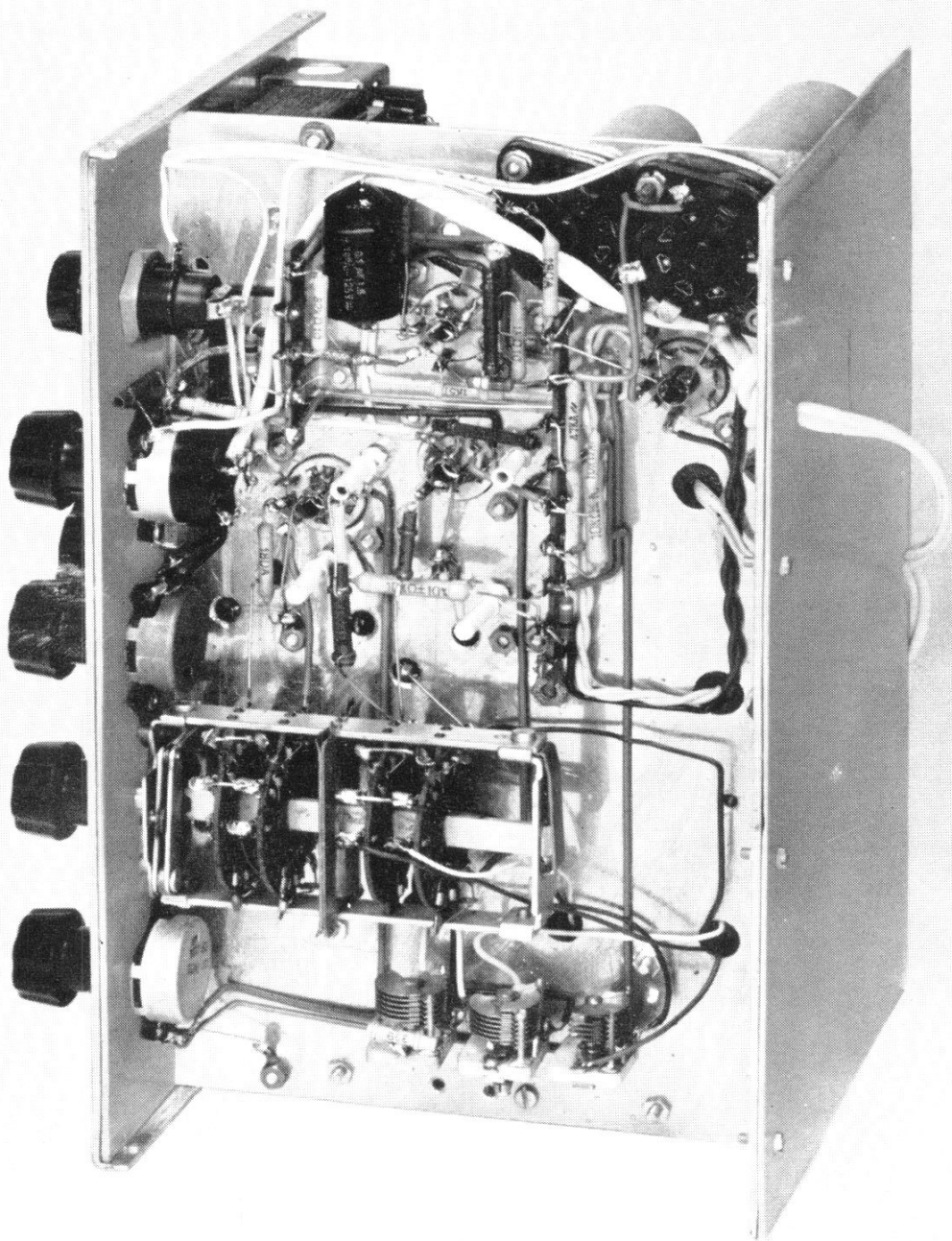


Photo 4. Récepteur à amplification directe, vu du dessous. Le commutateur de gammes d'ondes comprend quatre galettes et un blindage au milieu. Il est relié au blindage entre antenne et circuit détecteur situé au-dessus du châssis. En bas, les trois trimmers qui règlent le couplage de réaction.

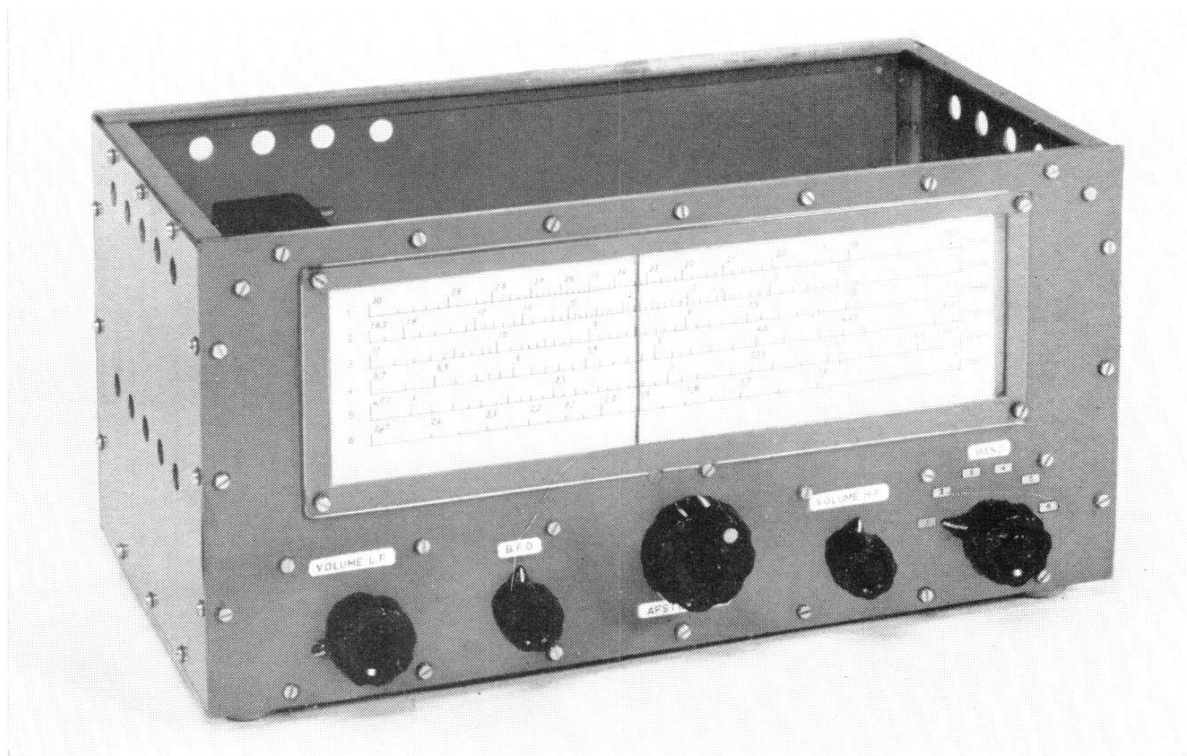


Photo 5. *Le super à ondes courtes* (décrit dans le chapitre 10). La grande échelle linéaire permet une lecture facile sur les six bandes. Boutons de gauche à droite: volume AF, contacteur de BFO (beat frequency oscillator = oscillateur de battement), accord, amplification RF, commutation des gammes d'ondes.

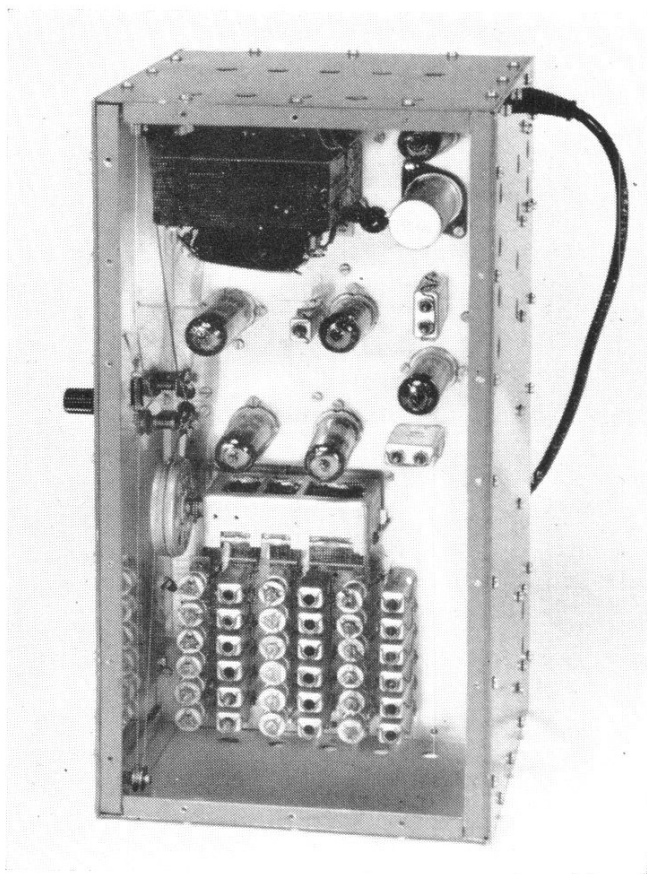


Photo 6. *Le super à ondes courtes vu du dessus*. En bas, le groupe des bobines. Pour les bandes, on voit, de gauche à droite, bobine d'antenne, bobine intermédiaire et bobine oscillatrice, munies chacune de son trimmer. Au-dessus: condensateur variable à trois cases avec case d'oscillateur spéciale (à droite). Plus haut, les deux transformateurs FI et le bobinage de BFO. Tout en haut, le transformateur d'alimentation.

nant l'alimentation, un microampèremètre et un réglage de sensibilité (fig. 120b). Le microampèremètre indique le courant de grille du tube. Lorsque cet ondemètre-«émetteur» est placé au voisinage d'un circuit accordé, il faut que ce circuit à mesurer absorbe assez d'énergie sur notre grid-dipmètre afin que l'on puisse constater la baisse du courant de grille (dip) à la fréquence d'accord. Afin de pouvoir encore utiliser cet appareil pour l'absorption, mais avec un émetteur, on peut aussi relier le tube en diode (voir la fig. 120c). Nous y donnons également un schéma permettant d'augmenter et de régler la sensibilité. Le potentiomètre sert ici à maintenir l'appareil bien correctement sur l'échelle voulue.

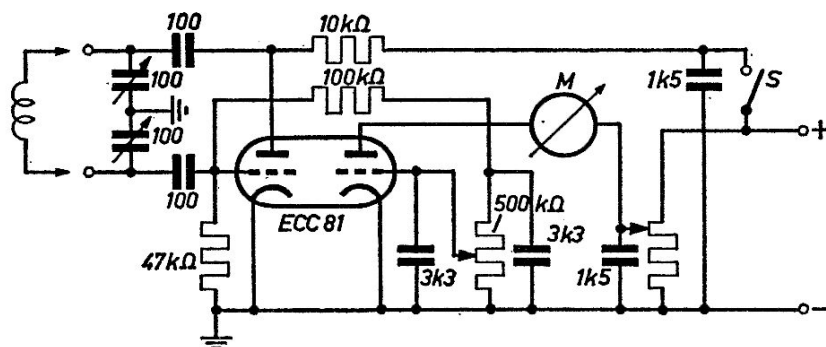


Fig. 121. Oscillateur «grid-dip» avec amplificateur.
Déviation de M de 0–2 mA à 0–6 mA.

Pour les amateurs, de tels appareils sensibles ne sont pas très difficiles à construire et les frais ne sont pas grands. La fig. 121 donne, à cet effet, un montage à double triode, la seconde triode servant d'amplificatrice pour les variations de la tension de grille du premier tube. Le commutateur S donne les positions: sur «oscillateur» et sur «diode».

Il est utile de recommander que le grid-dipmètre soit également muni des connexions pour un casque téléphonique, comme à la fig. 120c par exemple. Les écouteurs sont toujours des indicateurs sensibles et ils donnent la possibilité, en cas de doute, de trouver exactement le signal cherché, sans erreur.

Un autre perfectionnement consiste à ajouter un modulateur afin de pouvoir obtenir un signal modulé à la position «sur oscillateur». Ainsi notre grid-dipmètre a un très grand nombre d'applications et il est utilisable, sans autre accessoire, comme générateur RF pour régler les

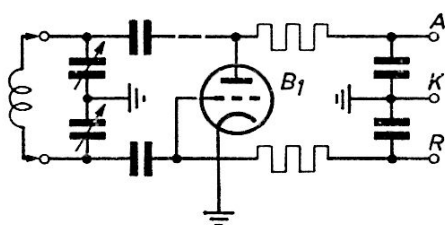
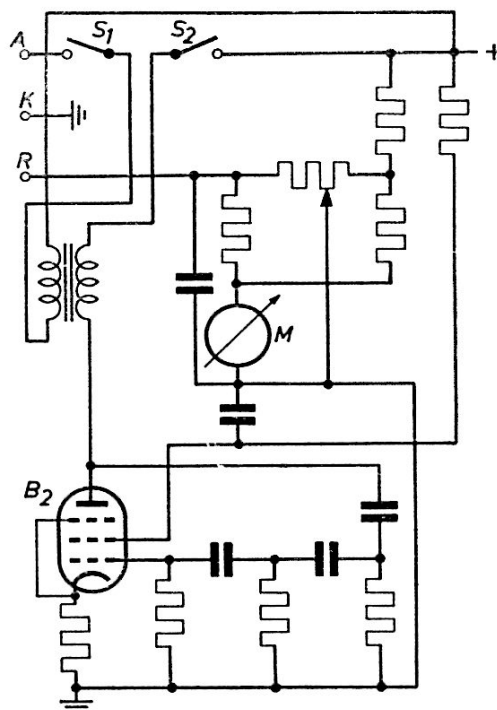


Fig. 122. Oscillateur grid-dip avec modulateur. B_1 est un tube oscillateur (voir la fig. 120), B_2 est le tube modulateur. Le commutateur S_1 fait passer d'«oscillateur à diode», le commutateur S_2 met la modulation en service puis la coupe.



trimmers, servir d'oscillateur auxiliaire, etc. Le schéma du modulateur est donné à la fig. 122.

Pour l'amateur, il y aurait encore beaucoup de mesures à décrire ainsi que les appareils qui correspondent à ces mesures, mais nous devons nous en tenir à ce qui a été déjà examiné. Nous attirons seulement l'attention sur un instrument très utile pour les amateurs de téléphonie: l'oscilloscope.

Plusieurs ouvrages complets traitent de cet appareil et de son utilisation. et nous allons, pour conclure, examiner son emploi comme *instrument pour le contrôle de la modulation*.

Le tube à rayons cathodiques comporte un système d'électrodes normales dont la construction est étudiée pour permettre le groupement des électrons sortant de la cathode en un faisceau mû à de grandes vitesses (haute tension!) et le rayon en question peut être dirigé sur un écran fluorescent (voir la fig. 123).

A l'aide des deux paires de plaques de déviation, nous pouvons influencer la direction du rayon électronique. Si nous appliquons aux plaques de déviation, disposées verticalement, une tension alternative, le champ alternatif provoqué par cette tension va déplacer, de part et

d'autre, horizontalement, le rayon électronique et à la même fréquence. Les électrons produisent en tombant sur l'écran un point lumineux et nous voyons donc ce point se déplacer de part et d'autre. Si la fréquence est assez élevée, nous ne voyons plus qu'une ligne horizontale.

Comme avec des plaques de déviation disposées horizontalement, on peut obtenir une déviation verticale, c'est-à-dire qui a une influence selon la verticale, on comprend que la combinaison des deux balayages permet de déplacer le point lumineux sur tout l'écran.

Si nous appliquons alors aux deux plaques de déviation verticales une tension RF provenant de l'émetteur et aux plaques de déviation horizontales une tension prélevée sur la sortie du modulateur AF, nous pouvons examiner la qualité de la modulation. Nous pouvons relier l'oscilloscope comme l'indique la fig. 123.

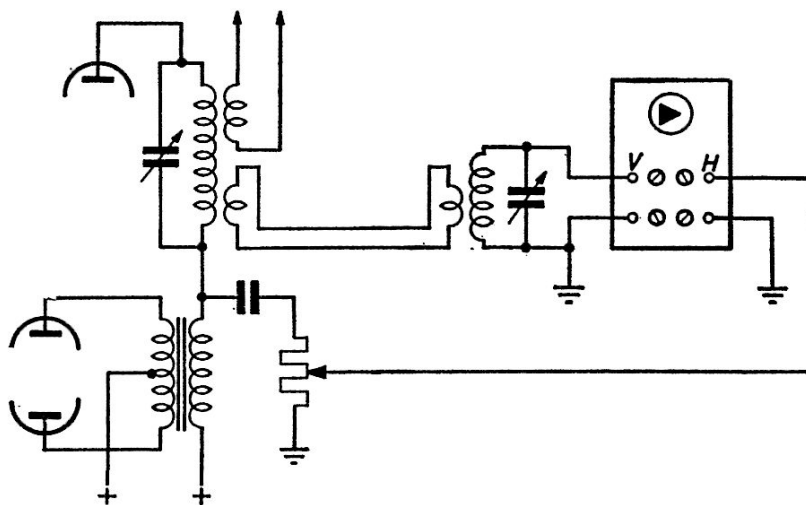


Fig. 123. Mesure de la profondeur de modulation d'un émetteur modulé en amplitude à l'aide d'un oscilloscope simple.

Le circuit accordé supplémentaire, aux bornes de la déviation verticale, n'est pas strictement nécessaire, mais il donne une amélioration notable de la sensibilité. La liaison avec le circuit accordé de l'étage final de l'émetteur (circuit « tank ») se fait à l'aide d'une ligne à basse impédance (couplage par « link ») pour éviter tout rayonnement RF indésirable. Le potentiomètre permet de régler la tension AF du modulateur.

On peut voir, sur la fig. 124, quelques figures à connaître pour le contrôle de la modulation. Dans le cas *a*, on a seulement une ligne horizontale, ce qui signifie que seule la tension AF est présente. En *b*, on a une ligne verticale, car seule la tension RF est présente. En *c*, nous voyons la figure en trapèze qui caractérise cette méthode de contrôle de modulation. La profondeur de modulation est ici plus petite que 100 %. En *d*, le trapèze devient un triangle complet, d'où l'on peut conclure que la modulation est, précisément, de 100 %.

Dans le cas où il se produit une surmodulation, il apparaît une ligne horizontale à l'extérieur du triangle, comme on le voit en *e*.

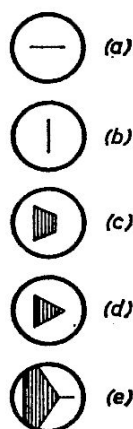


Fig. 124. Oscillogrammes du contrôle de modulation.

a) Pas de tension RF présente.

b) Pas de tension AF présente.

c) Profondeur de modulation plus petite que 100 %.

d) Profondeur de modulation 100 %.

e) Profondeur de modulation plus grande que 100 % (surmodulation!).

CHAPITRE 8

INSTALLATION DE LA STATION DE L'AMATEUR

Dans ce chapitre, nous allons donner quelques indications sur l'équipement qui peut être intéressant pour notre propre station d'amateur. Elle peut être établie comme station d'écoute ou comme station d'émission et quels que soient l'importance et le développement ultérieur des projets, il existe certaines règles, qu'il ne faut jamais oublier et des conseils pratiques utiles pour tous les cas.

Lorsque l'amateur après avoir étudié les textes et avoir réfléchi, en compagnie de collègues plus expérimentés, est enfin sur le point de débiter, voici encore ce qui lui reste à faire.

En premier lieu, il doit choisir ou établir le schéma de principe de l'appareil à construire. Puis, à l'aide des listes de pièces, il doit examiner le matériel qui lui est nécessaire. Eventuellement, il peut noter sur le schéma les pièces déjà disponibles. Si le schéma d'un récepteur comporte un tube EF 85 et qu'il ait déjà un tube EF 43, il peut encore fort bien l'utiliser, puisque ses propriétés sont presque identiques. Il doit ensuite noter quels sont les accessoires à se procurer (par exemple, alimentation de grille-écran, supports de tubes, etc.).

Si toutes les pièces sont effectivement disponibles, il faut alors tracer une esquisse de mise en place pour choisir une disposition évitant au mieux les influences indésirables entre les différents éléments. Or, une mise en place établie dans l'ordre donné par le schéma de principe, conduit souvent dans ce sens au meilleur résultat, car elle est alors parfaitement logique. Lorsque l'appareil est construit d'après une disposition indiquée par l'auteur, il faut suivre ses indications et le travail est alors plus rapide, puisque tout cela a déjà été expérimenté et que l'on a déjà pu remédier aux plus grandes difficultés.

Il faut s'assurer que les points les plus sensibles de l'appareil ne peuvent être atteints par des tensions indésirables. Dans un récepteur, ces points sont d'abord les grilles et les fils des connexions qui s'y trouvent reliés. Les circuits d'antenne et de grille du premier étage d'audio-fréquence figurent principalement dans cette liste des « points critiques », de grande sensibilité. Les ronflements parasites provoqués par les conducteurs de chauffage des filaments sont toujours à craindre, en raison du champ alternatif qu'ils peuvent produire. Il en est de même pour le transformateur d'alimentation qui peut donner un fort champ de dispersion. Des tensions indésirables peuvent aussi être induites, par exemple, dans les transformateurs de fréquence intermédiaire.

En général, tous les appareils nécessaires, qu'il s'agisse de récepteurs, d'émetteurs ou de leurs circuits auxiliaires, ou bien encore, d'appareils de mesure ou de coffrets d'alimentation, tout doit être construit sur des châssis métalliques. Il va de soi qu'un panneau avant métallique est également nécessaire, pour y disposer tous les boutons et organes de commande.

Depuis plusieurs années, un grand nombre d'amateurs ont adopté le montage sur panneaux de baies normalisés (rack standard). Ces racks ont des dimensions normalisées et il en est de même pour les panneaux avant d'émetteurs, de récepteurs, d'alimentation, etc. Ces dimensions, établies par avance, facilitent les mises en place et donnent à l'équipement une très belle apparence ordonnée ainsi qu'une excellente protection et une grande commodité d'emploi.

Ce procédé présente, malgré cela, l'inconvénient d'allonger souvent les connexions des appareils d'alimentation, des panneaux d'antenne, etc.

Si le blindage de tout l'ensemble n'est pas absolument complet, les appareils peuvent produire des rayonnements perturbateurs dans les récepteurs de radio et de télévision du voisinage (BCI = broadcast interference = perturbation d'un récepteur de radiodiffusion; TVI = television interference = perturbation d'un récepteur de télévision).

On voit donc, de plus en plus, des constructions spéciales pour émetteurs et récepteurs, présentant un bon blindage, des connexions courtes où chaque appareil, muni de son alimentation particulière, se trouve incorporé dans un boîtier métallique. Si, de plus, on a bien découplé les lignes de secteur et si l'on utilise un couplage d'antenne éliminant bien les harmoniques, un tel boîtier métallique, où toutes les précautions sont

prises pour la bonne fermeture des blindages, élimine très bien les risques de BCI et TVI.

Il reste encore à remarquer qu'il faut soigner l'entrée des lignes de secteur dans le «shack».

Si le récepteur, les appareils de mesure et les éléments auxiliaires ainsi que l'émetteur, éventuellement, sont disposés sur votre table de travail, il faut utiliser un interrupteur général double, permettant de couper toutes les alimentations de votre station. Cela est très pratique, car la nécessité est ainsi écartée d'aller contrôler, en un point éloigné du «shack», un tronçon de ligne «élément par élément», pour découvrir, le lendemain, que vous avez oublié de débrancher le fer à souder et qu'il a chauffé toute la nuit!

Vous disposez d'un certain nombre de prises, avec interrupteurs, alimentées à travers l'interrupteur général (conjoncteur-disjoncteur) auquel vous pouvez relier tous les appareils qui ne font pas partie de l'émetteur proprement dit: par exemple, le récepteur, les appareils de mesure, le fer à souder, etc. Naturellement, on peut également y alimenter l'émetteur, mais il doit être muni d'un interrupteur de secteur séparé (comme cela est nécessaire d'ailleurs pour tous les appareils, il convient de munir tous ces interrupteurs de lampes indicatrices au néon). L'alimentation de l'émetteur peut souvent être séparée, avec intérêt, en deux parties. La première partie comprend alors les transformateurs servant à alimenter les filaments des tubes émetteurs et redresseurs, les tensions de polarisation négatives et tous les éléments qui ne sont pas mis hors-circuit au moment de la commutation d'«émission» sur «réception». Dans certaines circonstances, elle comprend donc aussi l'alimentation de l'étage-pilote. La seconde partie contient les éléments de l'alimentation qui sont mis hors-circuit dans les temps d'arrêt de l'émetteur. Cette partie peut être reliée au secteur à travers un interrupteur double de secteur supplémentaire, où il n'y a pas de tension, lorsque l'on fait la première mise en route. Cet interrupteur peut être remplacé, éventuellement, par un relais qui peut servir de commutateur émission-réception et que l'on place, pour le mieux, à la portée immédiate de l'opérateur.

La sécurité dans la station d'amateur doit être bien assurée et toutes les lignes de secteur, à l'avant ou à l'arrière des appareils, doivent être tendues d'une manière conforme aux règlements et correctes. Tous les

appareils doivent être munis de sécurités, en dehors de celle qui est assurée par le conjoncteur-disjoncteur général, afin qu'en cas de court-circuit partiel, tout le home familial ne soit pas plongé dans l'obscurité.

Une autre précaution, du même ordre, consiste à disposer une forte résistance ohmique en parallèle sur chaque appareil d'alimentation anodique afin qu'après l'arrêt de l'installation, le condensateur de filtrage ne reste pas chargé, ce qui pourrait conduire à des conséquences fâcheuses, et même, dangereuses, si l'on désire travailler, à ce moment, sur cet appareil.

Il faut aussi avoir des lampes indicatrices afin de savoir quels sont les organes en fonctionnement dans les récepteurs, les émetteurs et tous les appareils auxiliaires. Ce n'est pas, pour vous-même, un gros travail, mais cela améliore aussi l'aspect de votre station pour les autres et cela vous permet de tout manoeuvrer sans risque. Tous les contacteurs doivent être munis d'une indication « marche-arrêt ».

Si l'on utilise des antennes longues et hautes, un limiteur de tension ou éclateur, à une distance de 3 mm de la terre, doit être prévu afin d'éviter qu'il s'accumule des charges excessives sur l'aérien.

Après l'étude de mise en place de votre station et la construction d'un ou de plusieurs éléments, il faut contrôler tout cet ensemble, car il est avant tout utile d'obtenir un fonctionnement bien précis et, malheureusement, cette vérification indispensable n'est pas toujours faite assez tôt. Réglez votre récepteur aussi bien que possible et contrôlez qu'il sera, en toutes circonstances, bien stable et d'un fonctionnement bien régulier. Les phénomènes d'instabilité doivent être décelés sur les réglages, au maximum et au minimum des potentiomètres, etc. et ils doivent être complètement éliminés, afin qu'ils ne conduisent pas à de grandes difficultés dans l'exercice de la pratique courante.

Pour contrôler votre émetteur, ne reliez pas l'antenne réelle, mais utilisez toujours une antenne fictive, afin que les autres collègues-amateurs ne soient pas gênés par vos nombreuses expérimentations. Votre modulateur ne doit pas être essayé sur un ou plusieurs haut-parleurs, mais bien, toujours, sur une résistance de ballast, le haut-parleur ou le casque téléphonique pouvant, d'ailleurs, être relié tour à tour sur une prise convenable.

Il reste toujours, par ailleurs, une place derrière le microphone pour

ce panneau. Vous serez alors prêt à écouter avec attention, d'abord le modulateur seul, puis le modulateur relié à l'émetteur, que vous écouterez dans le moniteur.

Quand vous serez ensuite bien assuré du bon fonctionnement de votre équipement, vous pouvez le relier à l'antenne, le régler et . . . commencer à lancer des appels à travers l'espace.

CHAPITRE 9

LA PRATIQUE DE L'EMISSION

Nous supposons que vous avez décidé de demander une autorisation officielle de l'Administration des « Postes et Télécommunications » pour une station d'amateur (essais et expériences). Vous pouvez adhérer au Réseau des Émetteurs Français (qui vous donnera toutes les indications pratiques pour établir votre demande d'autorisation). Il y a, évidemment, diverses formalités à remplir, auxquelles il convient de se conformer.

Les amateurs ont participé à diverses conférences internationales qui ont décidé par exemple de la répartition des bandes de radiodiffusion, pour la télégraphie, la téléphonie, etc. Voyez pour cela, à l'appendice V, le tableau des principales bandes de fréquences. Restez dans la légalité et, pour cela, émettez bien à l'intérieur de ces bandes, comme il est prévu. Cela vous donne la possibilité de réussir de très bonnes liaisons (QSO).

Terminez toujours les appels et le trafic par votre indicatif d'appel (call) qui vous a été attribué par l'Administration et restez bien « à l'intérieur » des bandes. Contrôlez-donc régulièrement votre fréquence et la qualité de votre signal ou de votre modulation. Surveillez la stabilité, les ronflements, les distorsions, etc.

« Travaillez » toujours avec des amateurs munis d'une licence d'émission. Les stations officielles ne doivent pas être interceptées et, de façon stricte, leurs correspondances ne doivent être ni répétées ni retransmises.

Dans le trafic d'amateur, il faut pratiquer aussi le savoir-vivre. Vos collègues-amateurs doivent être aussi peu que possible gênés par vos signaux ou par vos réglages. Evitez le bavardage « sur l'air », autant qu'il est possible.

Prenez bien la responsabilité de vos émissions, soit sur « votre bande », soit dans le voisinage de votre station et essayez alors de trouver les meilleures solutions pour éviter le brouillage.

En général, il faut avant tout parcourir la bande sur le récepteur pour voir où se trouvent les stations en cours d'émission et savoir quelles stations sont actuellement «sur l'air». Vous pouvez alors entendre une station qui lance un appel général (CQ). Vous pouvez alors régler rapidement votre VFO (oscillateur à fréquence variable de l'étage pilote = variable frequency oscillator) sur cette fréquence (vous «placer» sur la même fréquence). Dès que la station en question a terminé son appel général, vous «mettez en route» à l'aide du contacteur, les autres étages de l'émetteur et vous appelez. Si vous n'entendez pas de station émettant un appel général, vous en émettez un, vous-même. Cela signifie que vous voulez faire un QSO (liaison) avec une station quelconque. Dans le cas de la *télégraphie*, l'appel général se présente ainsi:

CQ CQ CQ DE F8ZZZ F8ZZZ F8ZZZ K

Le symbole CQ est l'abréviation internationale signifiant «appel général» et on l'émet trois fois suivi d'un DE puis de trois fois le propre indicatif de la station et, à la fin du message, on transmet K, ce qui signifie qu'une station correspondante éventuelle peut alors répondre à cet appel, dès ce moment. La station F 8 AAA peut alors répondre de la manière suivante:

F8ZZZ F8ZZZ F8ZZZ DE F8AAA F8AAA F8AAA $\overline{\text{AR}}$

Le symbole $\overline{\text{AR}}$ est transmis comme un seul mot (signaux collés) et on l'emploie à la fin de chaque réponse à un appel général. Ensuite F8ZZZ peut commencer à donner, le premier, son compte-rendu d'écoute, ce qui peut se présenter de la manière suivante:

F8AAA DE F8ZZZ R GE OM TNX FR CALL - . . . - UR SIGS RST
578 - . . . - QTH PARIS NAME BOB - . . . - OK? F8AAA DE F8ZZZ
 $\overline{\text{KN}}$

A l'aide du code Morse, du code Q, du code RST et du tableau des abréviations, qui sont contenus dans ce livre, il n'est pas difficile de déchiffrer ce message.

Nous remarquerons le symbole $\overline{\text{KN}}$ à la fin du message. Cette finale est destinée à toutes les stations. Dans le cas où il n'y a pas de crainte de mélange ou de brouillage complet d'une troisième station, ou d'un plus

grand nombre, il suffit alors de transmettre le symbole K. Après la fin des échanges de résultats («contrôles»), on peut conclure ainsi:

F8AAA DE F8ZZZ R TNX 73 GUD LUCK ES HPE CUAGN SK
F8AAA DE F8ZZZ

Le symbole SK signifie, ici, la fin de la communication. Il doit être suivi des indicatifs (calls) répétés. Si l'on désire arrêter les émissions et fermer la station immédiatement, on passe, à la suite, le symbole CL (clôture). Dans le cas contraire, on peut lancer un nouvel «appel général». Si l'on se trouve équipé pour travailler en «break-in», on passe ainsi l'appel général:

CQ BK CQ BK CQ BK DE F8AAA, etc. . . .

Dans ce cas, tout en lançant son propre appel général F8AAA, on écoute, autour de sa fréquence propre pour entendre les réponses éventuelles.

Dans le cas de la *téléphonie*, on opère de la manière suivante: l'appel général se présente alors ainsi:

APPEL GENERAL APPEL GENERAL APPEL GENERAL DE
F8AAA F8AAA F8AAA TERMINE (OVER)

Il est évidemment permis de lancer cet appel général dans les principales langues connues, en supplément de l'appel en français, si des stations étrangères peuvent l'entendre.

La réponse est alors:

F8AAA F8AAA F8AAA DE F8ZZZ F8ZZZ F8ZZZ
«TERMINE» ou «J'ECOUTE» (ou «COME IN, PLEASE»)

Ensuite, va prendre place la conversation proprement dite, sur des sujets d'ordre technique (seulement). A la fin, on ajoute:

F8AAA, ICI F8ZZZ TERMINE (OVER)

F8AAA peut alors conclure:

F8ZZZ, ICI F8AAA

«TERMINE», «JE COUPE» («END AND READY»).

L'amateur-émetteur est, officiellement, dans l'obligation de posséder, et de tenir à jour, un registre (log book) dans lequel il doit noter toutes les

liaisons établies, les heures et les autres indications qu'il a données ou reçues. En dehors de l'heure et de l'indicatif de la station «contactée» ou écoutée, il faut noter la fréquence de «travail», les résultats «RST» de la station entendue, et même le rapport «RST» reçu, ainsi que les autres particularités notables des équipements.

Il faut confirmer chaque liaison, sauf indication contraire du correspondant, par une carte QSL. Ce sont des cartes dont le texte est étudié pour donner facilement un rapport sur tous les résultats du contact établi ainsi que les principales indications sur l'équipement de la station. Donnez sur cette carte un compte-rendu aussi complet que possible et envoyez-la rapidement à votre correspondant, par l'intermédiaire du service de QSL du Réseau des Emetteurs Français, dès que vous serez membre de cette Société.

CHAPITRE 10

PROJETS PRATIQUES DE CONSTRUCTION

Dans ce chapitre, nous allons décrire plusieurs modèles simples d'émetteurs et de récepteurs, spécialement étudiés pour des débutants. Nous voudrions ajouter le conseil de ne pas se lancer, dès le début, vers des équipements compliqués. Des appareils simples assurent le meilleur départ pour acquérir l'expérience nécessaire. Nous espérons donc que les projets qui vont suivre pourront vous être utiles.

10.1 Un récepteur à amplification directe

On entend par récepteur à amplification directe, une solution très différente du superhétérodyne. Dans un superhétérodyne, on convertit d'abord la fréquence, tandis que dans le cas présent, le signal de radiofréquence, éventuellement après une amplification, est directement appliqué au détecteur. Le récepteur comprend un étage d'amplification de radiofréquence, un étage détecteur et deux étages pour l'amplification des audiofréquences. On utilise pour cela trois tubes (+ un dans la partie alimentation). L'étage à radiofréquence est constitué par un tube EF 80 dont la grille-écran est alimentée à travers un potentiomètre, si bien que l'on peut régler l'amplification de cet étage, en ajustant la tension de la grille-écran. L'antenne est couplée à travers un condensateur variable de 100 pF, afin d'obtenir une adaptation aussi correcte que possible sur un type d'antenne absolument quelconque.

Les deux circuits accordés (un pour le tube de radiofréquence et l'autre entre cet étage RF et le détecteur) sont commutables sur les bandes de 80, 40 et 20 mètres, par modification des trimmers et des condensateurs fixes en parallèle, prévus dans le montage. Ainsi, chaque bande peut être réglée séparément.

A l'étage détecteur, le tube EF 80 est utilisé pour la détection par la grille, avec réaction, ce couplage de réaction étant obtenu sur le circuit d'anode. Le couplage de réaction peut être ajusté séparément sur chaque bande à l'aide des trimmers, pour être aussi favorable que possible. Le réglage du couplage général de réaction est obtenu à l'aide d'un potentiomètre, fournissant la tension de la grille-écran. Pour le réglage correct, consultez le chapitre 3.

Le signal détecté est appliqué, à travers un potentiomètre permettant de régler l'amplification, à un amplificateur d'audiofréquences comprenant deux étages. On utilise ici un tube ECL 80, la partie triode servant de préamplificateur AF et la partie pentode d'amplificateur final AF. Cet amplificateur final est destiné à fournir une énergie suffisante, pour des réceptions en haut-parleur. Dans le cas où l'on veut seulement recevoir avec un casque à deux écouteurs, on peut utiliser une double triode comme le tube 12 AX 7 (ECC 83), utilisé à la fig. 21. Alors la consommation de courant est notablement plus faible et l'on peut employer un transformateur d'alimentation beaucoup moins volumineux.

La tension négative de grille de la partie triode du ECL 80 étant seulement de 4 V environ et, pour la pentode, de 7,3 V environ, le bas du régulateur de volume se trouve relié à une prise sur la résistance de cathode.

La tension de l'appareil d'alimentation est de 170 V environ (tension sur le deuxième condensateur électrolytique du filtre). Une tension plus élevée est évidemment possible (jusqu'à 250 V). Mais l'on n'obtient pas, alors, une plus grande sensibilité, mais seulement une plus forte puissance de sortie. La tension en excès est alors dissipée dans la résistance du filtre, entre les deux électrolytiques, solution moins coûteuse que l'emploi d'une bonne bobine de filtrage.

Les données de construction des bobines sont groupées dans le tableau suivant:

Bande	80 mètres	40 mètres	20 mètres
gamme de fréquences	3,4–3,9 MHz	6,8–7,5 MHz	13,8–14,6 MHz
$\Delta f / f_{max}$	12,8 %	10 %	5,7 %
ΔC	25 pF	25 pF	7,5 pF (vu du sommet de la bobine)
C_{min}	75 pF	110 pF	60 pF
L	22 μ H	4,2 μ H	2 μ H
diam. du mandrin-support	29 mm	29 mm	29 mm
diam. du fil	0,5 mm	0,5 mm	0,5 mm
longueur de l'enroulement	30 mm	30 mm	30 mm
circuit accordé	35 tours	15 tours	10,5 tours (prise à 6 tours)
bobine de couplage	5 tours	4 tours	3 tours
bobine de réaction	10 tours	7 tours	6 tours

Nous remarquerons que les données sur les nombres de tours ne sont fournies que pour orienter le lecteur, car les nombres exacts dépendent du mode de construction suivi, de la disposition, etc. et il faut donc expérimenter quelque peu pour trouver les valeurs convenables définitives.

10.2 Un superhétérodyne pour ondes courtes

Ce schéma a été étudié par les services techniques de Philips-Hollande et il correspond parfaitement à l'idée générale du présent livre.

Ce récepteur superhétérodyne comprend un amplificateur de radiofréquences équipé d'un EF 85, d'un ECH 81 pour la conversion des fréquences, d'un EBF 89 pour l'amplification FI et d'un amplificateur d'audiofréquence complet, sous la forme d'un seul tube ECL 82. De plus, un EBF 89 est utilisé comme BFO (beat frequency oscillator) et il peut être mis en circuit par SK1.

Le récepteur couvre le domaine complet des ondes courtes de 1,5 à 30 MHz (de 200 à 10 mètres en six gammes, toujours avec trois circuits accordés).

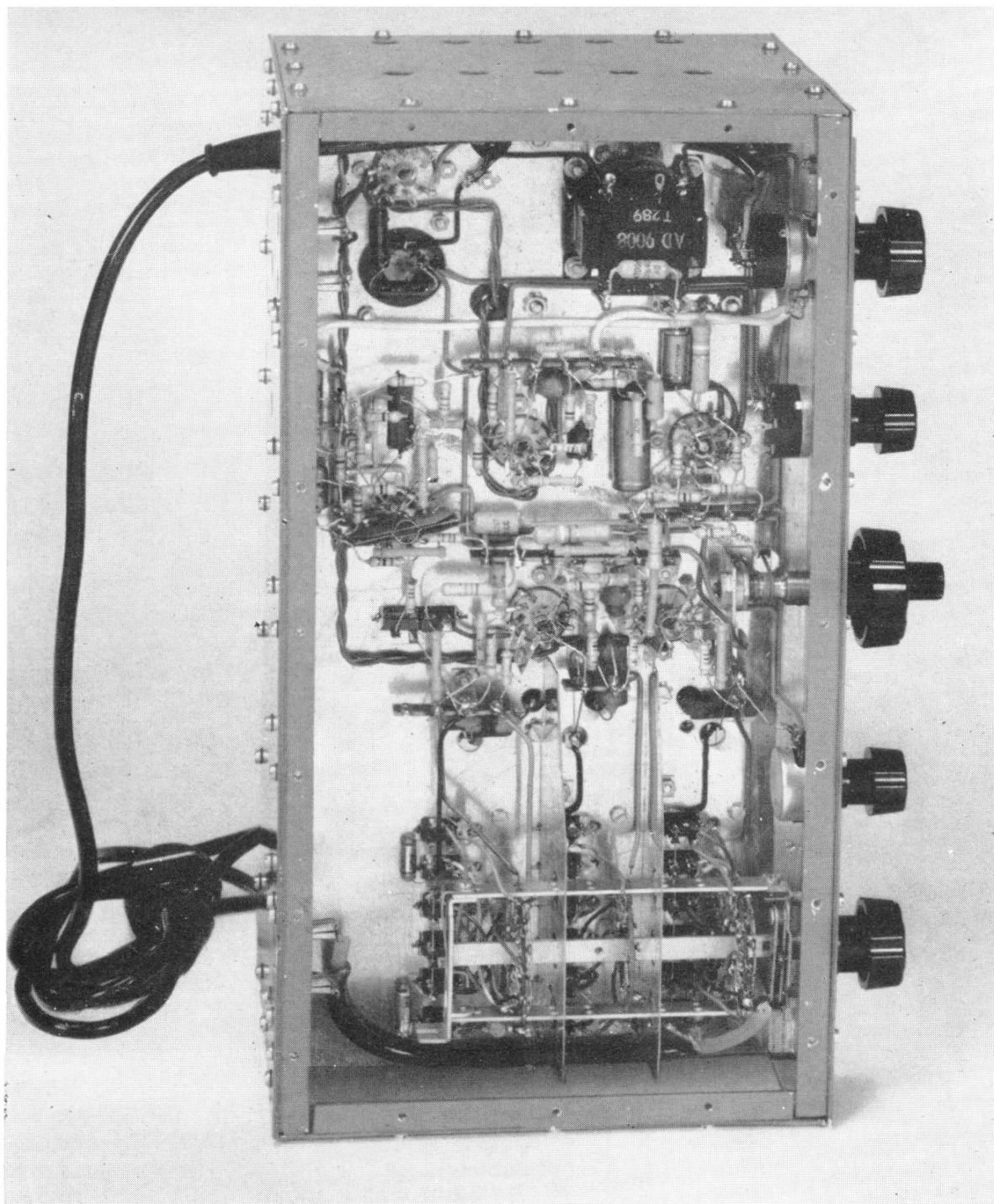


Photo 7. *Le super à ondes courtes vu du dessous.* En bas, le commutateur de gammes d'ondes avec plaques de blindage interposées pour «séparer» le circuit d'antenne, le circuit intermédiaire et le circuit d'oscillateur. Au milieu et à gauche, le support du tube FI, toujours avec blindage. En haut, le transformateur de haut-parleur.

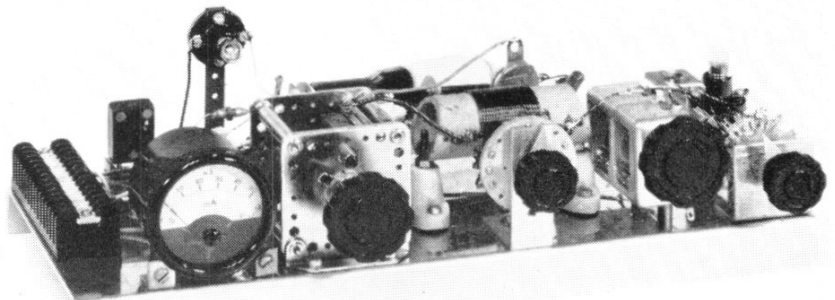


Photo 8. *Emetteur en télégraphie* (décrit dans le chapitre 10). La construction du montage «sur table», c'est-à-dire avec châssis non fermé est destinée à l'expérimentation. De gauche à droite, on voit le milliampèremètre, le condensateur variable de 250 pF, puis le commutateur 80-40 mètres qui court-circuite une partie de la bobine visible à l'arrière, le condensateur d'accord (150 + 480 pF) et, enfin, le commutateur d'adaptation d'antenne et la petite lampe éclairée par le courant d'antenne. A gauche, le quartz et la petite lampe pour le courant du cristal.

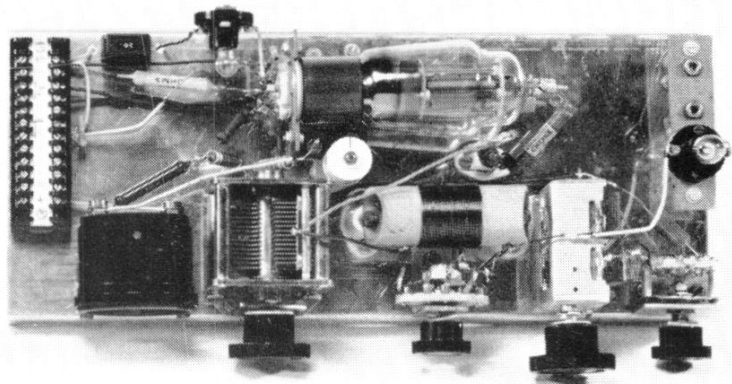
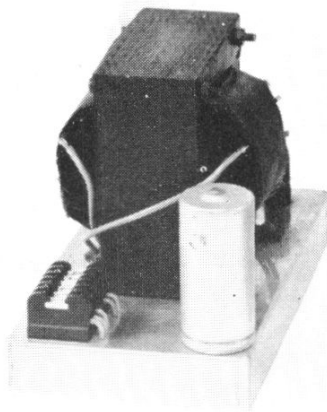


Photo 9. *L'émetteur de télégraphie vu de dessus*. On voit le montage du tube émetteur et des petites bobines d'arrêt qui lui sont reliées. Tout à fait à droite, les connexions pour l'antenne.

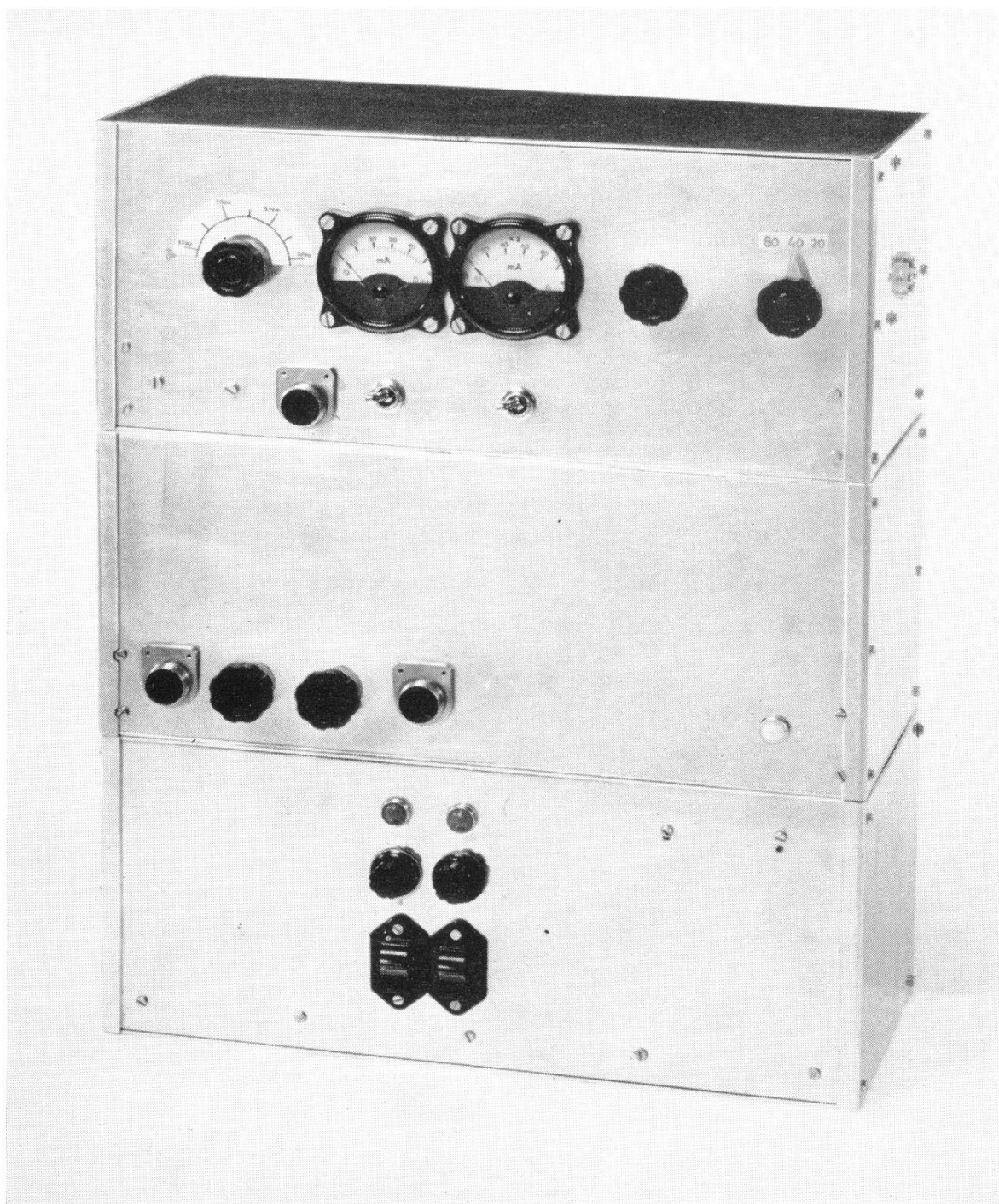


Photo 10. *Emetteur à trois étages et pour trois bandes* (décrit dans le chapitre 10). L'émetteur est construit en trois parties: en haut, coffret émetteur proprement dit, au milieu, le modulateur et en bas, l'alimentation. Commande de l'étage pilote (bouton de gauche), derrière les appareils de mesure, l'étage final, puis, à droite le commutateur de gammes de l'étage final de puissance. Toujours sur l'émetteur: raccord de manipulateur et commutateur de service. Sur le modulateur, on a des fiches pour microphone et pick-up et les deux réglages de volume. Le groupe «alimentation», en bas, comporte des commutateurs «mise en route-arrêt», des fusibles et des lampes de signalisation.

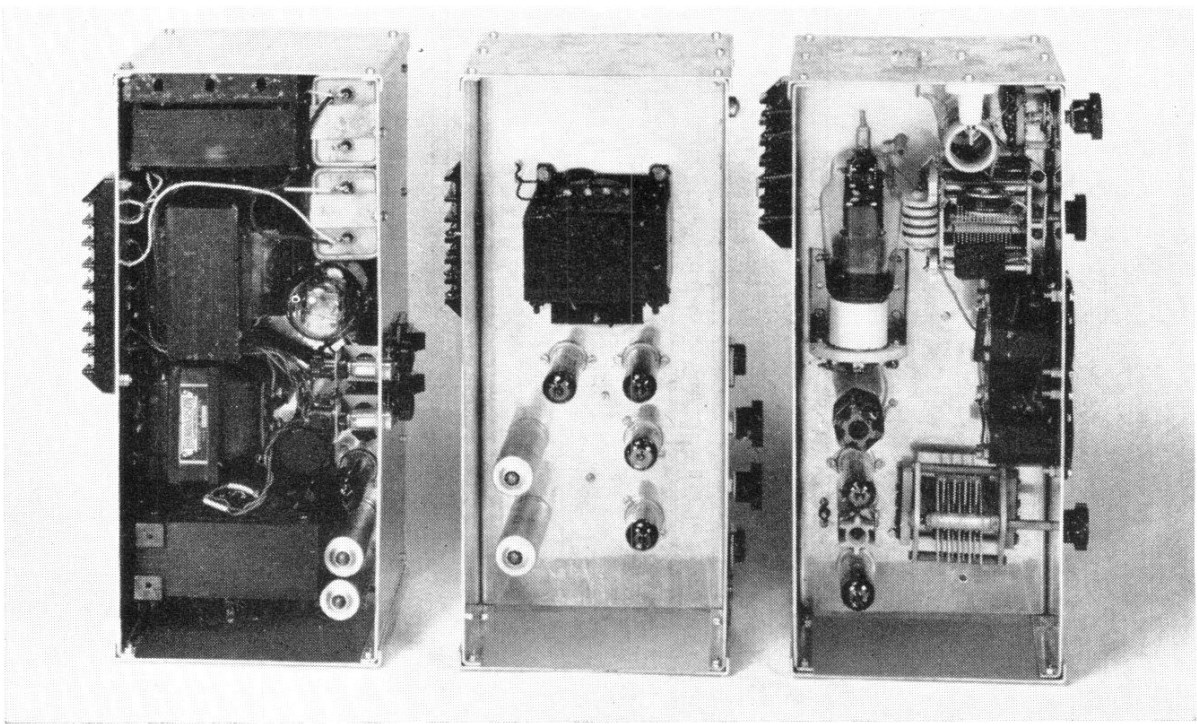


Photo 11. *Les trois parties de l'émetteur, vues d'au-dessus.* A gauche, l'alimentation avec les transformateurs, bobines du filtre, condensateurs et redresseurs. Au milieu, le modulateur ainsi que le transformateur de modulation. A droite, la partie RF émettrice, en bas, le condensateur variable de l'étage-pilote, puis les circuits accordés intermédiaires et, en haut, l'étage final.

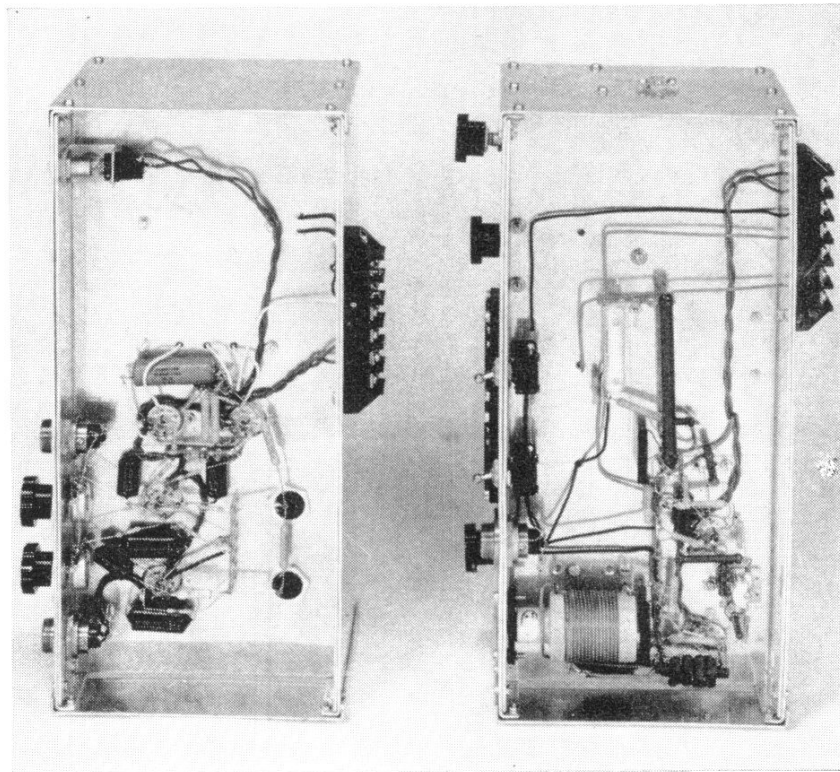


Photo 12. *Emetteur et modulateur vus du dessous.* A droite, l'émetteur. On voit, au bas la bobine très robuste de l'oscillateur, avec, à sa droite, le trimmer du circuit réglé, de façon fixe, pour les 80 mètres. Le câblage du modulateur (à gauche)

Ce récepteur incorpore aussi un réglage séparé des amplifications RF et AF. L'amplification RF est réglée par la tension de grille-écran des étages RF et FI; l'amplification AF est ajustée à l'aide d'un potentiomètre disposé à l'entrée de l'amplificateur d'audiofréquences.

Les bobines oscillatrices qui correspondent aux trois gammes les plus élevées comportent un couplage de réaction assez compliqué, qui a pour rôle de fournir un couplage supplémentaire. Initialement, il doit réunir les conditions pour que l'oscillateur maintienne une oscillation constante sur le très grand domaine de fréquences à couvrir, ce qui garantit la constance de l'amplification de l'étage convertisseur de fréquences.

La détection par diode est reliée, ainsi que l'oscillateur de battement (BFO) sur le dernier circuit FI (secondaire du second filtre de bande). La diode de CAV (commande automatique de volume) reçoit sa tension du troisième circuit. La CAV a donc pour rôle ici de maintenir constante la pente de variation de tension sur ce circuit. On obtient ainsi un meilleur accord, au repos, que dans le cas où la CAV est prise sur le dernier circuit. Le tube RF et le tube convertisseur de fréquences ne sont pas si largement réglés, afin d'améliorer les propriétés du récepteur vis-à-vis du souffle. La grille d'arrêt du tube FI sert de diode de limitation. Elle règle, en sens inverse, le tube RF et le tube convertisseur de fréquence lorsque l'on a dépassé une certaine tension de seuil fixe.

10.3 Un émetteur de télégraphie à un seul tube

Lorsque l'on désire construire un petit émetteur à un seul tube, il faut donner tous ses soins pour obtenir la stabilité de la fréquence. On peut penser à utiliser un oscillateur piloté par cristal de quartz, comme l'indique le schéma donné en hors-texte. En série avec le cristal, on a disposé une lampe de signalisation de 50 mA (lampe de feu arrière de bicyclette), afin d'indiquer le courant RF dans le cristal. Si ce courant devenait trop fort et capable d'endommager le cristal, cette petite lampe servirait alors de fusible de sécurité. Le courant anodique est lu sur le milliampèremètre et le courant d'antenne est évalué à l'aide d'une petite lampe pour 300 mA (lampe de panneau de récepteur). L'antenne est couplée à travers un filtre en π (voir le chapitre 4, fig. 62). Le condensateur variable de $150 + 480$ pF est réglé sur la capacité maximale et le condensateur supplémentaire de

600 pF est mis hors-circuit. Ensuite, on règle le circuit à l'accord à l'aide du condensateur variable de 250 pF, ce qui est indiqué par une baisse du courant anodique. On fait alors tourner lentement le condensateur de $150 + 480$ pF vers la diminution de sa capacité et l'on corrige toujours, sur le CV de 250 pF (toujours maintenir la baisse du milliampèremètre). Si l'énergie se transmet bien dans l'antenne, cela est alors indiqué par l'allumage de la lampe de 300 mA. Ceci peut être poursuivi jusqu'à ce qu'une diminution supplémentaire du CV n'apporte plus un meilleur résultat.

Une longue antenne peut être reliée éventuellement, à travers un condensateur de 47 pF, afin d'obtenir une meilleure adaptation.

Si le courant d'antenne devenait plus grand que 300 mA, il faudrait dans ce cas prévoir le shunt de la petite lampe par un morceau de fil de cuivre.

Le manipulateur est relié en *SL*.

L'alimentation peut être fournie par un redresseur fournissant 200 à 400 V, à 125 mA. La puissance d'alimentation dépend du redresseur utilisé et il en est donc de même pour la puissance de sortie.

L'émetteur convient pour les bandes de 80 et de 40 mètres. La commutation est faite par changement de bobines. Le cristal peut être un cristal pour 80 mètres, et, pour émettre sur 40 mètres, il faut donc faire fonctionner l'émetteur en doubleur de fréquence. Si l'on possède un cristal pour 40 mètres, la puissance de sortie sur cette bande sera évidemment plus forte dans ce cas-là.

La construction mécanique reste très simple et donne toute liberté à l'expérimentateur.

10.4 Emetteur à trois étages pour 80, 40 et 20 mètres

Cet émetteur est muni d'un VFO (oscillateur à fréquence variable) dont le montage est du type Clapp (chapitre 4, fig. 44). Il permet de couvrir la bande des 80 mètres et peut donc être réglé sur une fréquence quelconque comprise dans cette bande. Dans la connexion d'anode, nous trouvons un circuit fixe, accordé sur 80 mètres. On le règle, avec un trimmer, sur le milieu de la bande. Le second étage est un doubleur de

fréquence et comporte, dans la connexion d'anode, un circuit avec accord fixe sur 40 mètres. L'étage final est établi d'après la fig. 60 (chapitre 4). Il utilise un couplage d'antenne à basse impédance. La bobine est commutable sur 80, 40 et 20 mètres. Sur 80 mètres, on a encore assez d'attaque fournie par le tube EL 84 pour pouvoir commander complètement un tube QE 06/50. Sur 40 mètres, l'étage final fonctionne sur la fondamentale, tandis que, sur 20 mètres, l'étage final est employé en « doubleur de fréquence ».

Pour la télégraphie, tous les étages reçoivent une tension négative supplémentaire, qui se trouve court-circuitée par l'action du manipulateur, si bien qu'au moment où le manipulateur est levé, les tubes sont bloqués (pas de courant).

Le commutateur S_1 donne la possibilité de mettre en service l'oscillateur, séparément, pour que l'on puisse se régler, par interférence dans le récepteur, sur la fréquence du correspondant reçu. Le commutateur S_2 est en parallèle sur le manipulateur et met donc l'émetteur en circuit ou hors-circuit et les bornes MOD permettent de relier le modulateur. Celui-ci comporte un étage symétrique (push-pull) avec deux tubes EL 84. Il peut moduler l'émetteur à 100 %, jusqu'à une puissance d'alimentation de 30 watts, environ. Le tube 12 AX 7 (ECC 83) sert de préamplificateur et d'inverseur de phase, tandis que le tube EF 86 est l'amplificateur de microphone, employé pour les microphones moins sensibles (microphone à cristal, etc.). Les microphones à charbon, très sensibles, peuvent parfois être reliés directement aux bornes de « pick-up » à travers un transformateur.

L'émetteur, le modulateur et l'alimentation sont construits sur des châssis séparés, afin d'éliminer les influences mutuelles et d'obtenir une plus grande liberté dans l'expérimentation. Tout l'accent doit être mis sur la robustesse de la construction, car elle détermine la stabilité de la fréquence. Nous voudrions encore préciser qu'en dépit du fait que les modèles de constructions que nous proposons correspondent à des appareils effectivement établis par nos soins, il peut rester quelques petites mises au point à faire, car le mode de répartition adopté peut avoir encore beaucoup d'influence sur les propriétés électriques de l'appareil construit. Les photographies données en hors texte peuvent apporter, sur ce point, une aide supplémentaire appréciable.

APPENDICE 1

CALCULS D'ÉTALEMENT DE BANDE (BAND SPREAD)

Lorsque nous utilisons un récepteur couvrant tout le domaine des ondes courtes de 2, environ, à 30 MHz, en 5 bandes, par exemple, avec des gammes d'ondes non continues, mais avec recouvrement, il est nécessaire pour avoir de bons accords sur les bandes d'amateurs (et même sur celles de radiodiffusion) de disposer d'un procédé de réglage très fin. Même lorsque le résultat est obtenu avec une précision et une stabilité suffisantes, il reste encore souvent le désir de trouver les stations plus étalées (mieux réparties) sur toute l'échelle du cadran. Diverses méthodes d'étalement de bandes ont été indiquées au chapitre 3.

Nous devons considérer ici qu'un circuit accordé, en général, est déterminé par trois grandeurs: l'auto-inductance L , la capacité variable ΔC (dite « delta C ») et la C_{min} .

L'auto-inductance L se tient principalement dans la bobine d'accord, mais, aux fréquences très élevées, celle du câblage joue aussi un rôle non négligeable. La capacité variable ΔC est la différence entre les capacités maximales et minimales du condensateur variable tandis que C_{min} est la capacité totale du circuit au minimum (toutes plaques sorties) du condensateur variable. La C_{min} est donc formée par la capacité résiduelle ou capacité à zéro du condensateur variable, par la capacité propre de la bobine, par la capacité du câblage, éventuellement celle d'un trimmer et (ou) d'une autre capacité en parallèle. Enfin, la capacité d'un tube et celle d'un support viennent parfois, s'y ajouter, puisque ces capacités sont en parallèle sur celle du circuit.

On peut démontrer que le *rapport* entre les fréquences minimale et maximale d'accord d'un circuit est déterminé par le rapport entre la capacité maximale et la capacité minimale. Sur quelle bande de fréquence

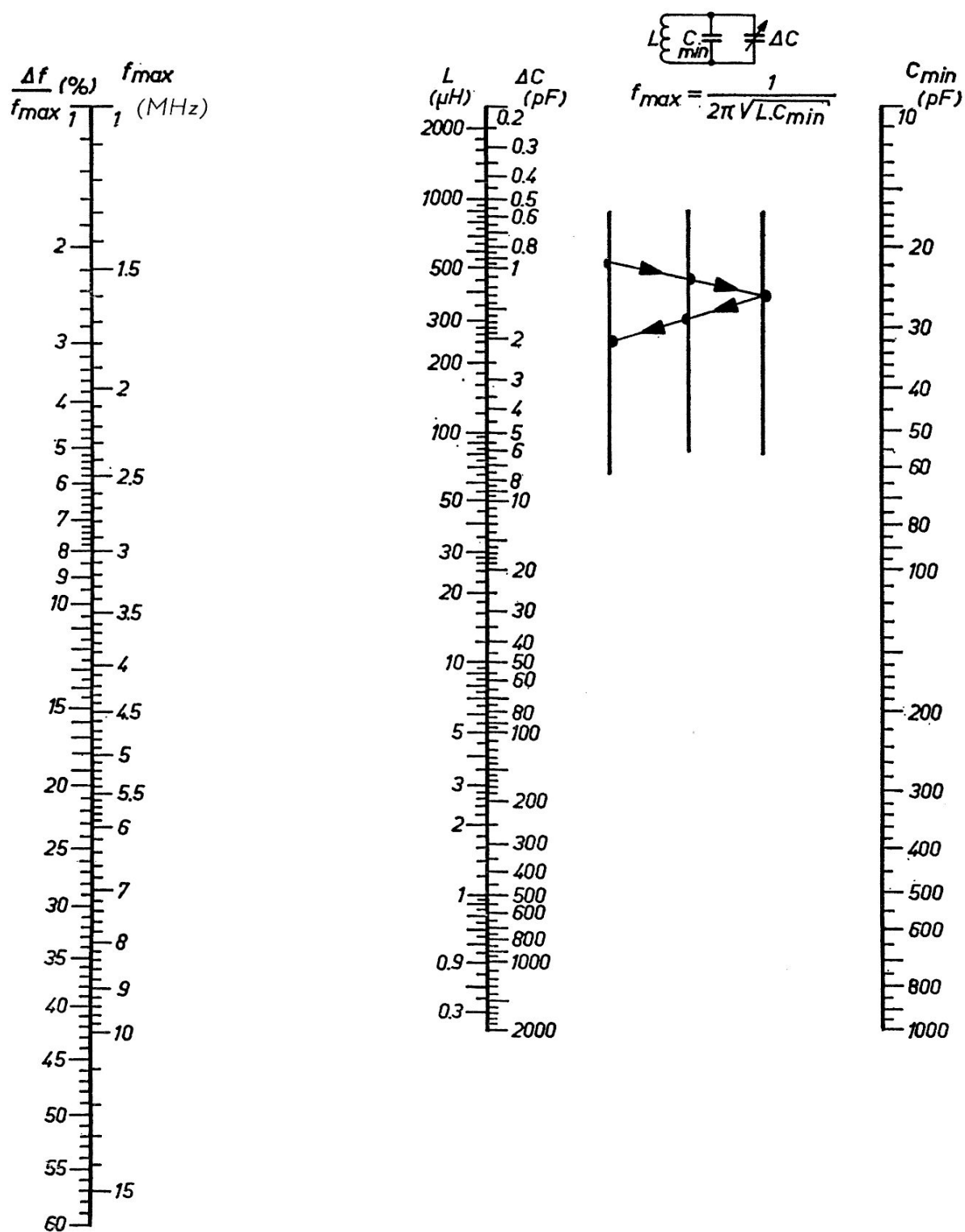


Fig. 125.

va finalement se produire l'accord? Cela dépend alors, seulement, de l'auto-inductance L .

Supposons par exemple un condensateur variable de 100 pF et relions-le à un circuit tel que $C_{min} = 33$ pF, donc $C_{min} / C_{max} = 1 / 4$ (c'est-à-dire: 33 à 133 pF). Le rapport des fréquences est alors $1 / \sqrt{4} = 1 / 2$. Nous pouvons donc, avec ce circuit, couvrir une bande de 3 à 6 MHz, par exemple, ou de 5 à 10 MHz, etc. mais toujours avec un *rapport* de $1 / 2$. Le domaine utilisable dépend donc de l'auto-inductance L .

Dans l'abaque joint établi par PAØWP (voir la fig. 125), on applique ces considérations et l'on fait donc usage de ΔC et de C_{min} , d'où l'on peut déduire la variation de fréquence Δf en % de f_{max} .

Pour traiter un *exemple*, soit à calculer un circuit accordé et connaître son étalement de bande, sur la bande des 80 mètres. Cette bande s'étend de 3500 à 3800 kHz, mais, en raison des petites différences entre la théorie et la pratique, prenons ici quelque peu en sus, par exemple de 3450 à 3850 kHz. La largeur de bande est donc de 400 kHz.

La colonne de gauche de l'abaque nous donne $\Delta f / f_{max}$ en %, soit dans notre cas: $400 / 3850 = 10,4$ %. Prenons pour simplifier, 10,5 %, et cherchons cette valeur sur l'échelle.

Il faut alors connaître ΔC . Pour les circuits accordés sur ondes courtes, nous choisissons volontiers une faible valeur de C afin d'avoir un grand rapport L / C , ce qui correspond à une forte impédance du circuit. Pour un circuit d'oscillateur, une forte valeur de capacité est désirable, en raison de la stabilité de fréquence à obtenir.

Fixons-nous $\Delta C = 20$ pF. Tirons une droite vers le point 10,5 % de la colonne de gauche, cette droite passant par le point 20 pF, sur le côté droit de la colonne centrale. On peut alors lire le résultat dans la colonne de droite, soit $C_{min} = 80$ pF qui est donc la capacité minimale pour le circuit accordé total.

A partir de ce dernier point, portons une droite (tracée toujours sur une règle transparente, pour ne pas faire de traits de crayon!) vers le côté droit de la colonne de gauche, où nous lisons $f_{max} = 3850$ (3,85 MHz). La droite coupe la colonne centrale et nous lisons en ce point (sur le côté gauche) l'auto-inductance L . Dans notre exemple, elle est de 21 μ H.

Nous devons revoir, ensuite, la valeur trouvée de $C_{min} = 80$ pF. Comme nous pouvons fixer entre 3 et 5 pF la capacité résiduelle du condensateur

variable (pour un CV de radiodiffusion, elle serait de 10 à 15 pF), la capacité de la bobine est également de 3 à 5 pF, la capacité du tube 5 à 15 pF, celle du support du tube de 1,5 à 3 pF, et celle du câblage de 1 à 10 pF. Nous pouvons donc estimer au total, une moyenne de $4 + 4 + 10 + 2 + 5 = 25$ pF. Prenons un trimmer de 30 pF et plaçons-le au milieu de sa course (soit 15 pF). Le total devient donc égal à 40 pF. Pour atteindre les 80 pF demandés, nous devons donc ajouter un condensateur fixe (mica ou céramique) de 40 pF, environ, en parallèle. Le trimmer nous donne ainsi la possibilité de corriger toutes les petites différences et d'accorder finalement à la valeur exacte requise.

APPENDICE 2

CALCUL DES BOBINES

L'amateur expérimentateur ne peut jamais trouver de données réellement assez précises pour la construction des bobines dont il a besoin. Il doit donc se servir de moyens lui permettant de les déterminer lui-même.

En premier lieu, il est nécessaire de déterminer la valeur approchée de l'auto-inductance. Celle-ci peut être calculée, par exemple, pour l'établissement de circuits accordés, à partir de l'abaque des calculs d'étalement de bandes.

Afin de voir ce qui est utilisable, nous fixons les conditions suivantes:

- a. la bobine est utilisée *sans noyau de fer*;
- b. la bobine est utilisée *sans boîtier de blindage*;
- c. le bobinage est fait sur *une seule couche*;
- d. nous utilisons du *fil plein* (pas de fil à brins divisés);
- e. la fréquence de fonctionnement est *supérieure* à 3 MHz (longueur d'onde au-dessous de 100 mètres).

L'auto-inductance peut être calculée ainsi:

$$L = F \times n^2 \times D \quad (1)$$

Dans cette formule: L = auto-inductance en μH

n = le nombre des tours

D = le diamètre externe de la bobine (en cm)

F = facteur de forme, qui dépend du mode de construction

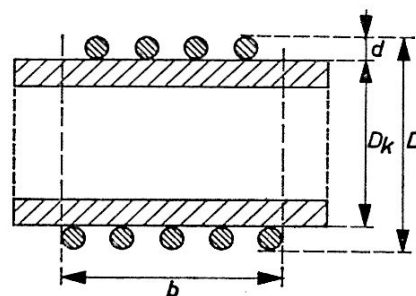
Lorsque l'auto-inductance L désirée est connue et que nous voulons calculer le nombre de tours n , nous écrivons la formule ainsi:

$$n = \sqrt{\frac{L}{D \times F}} \quad (2)$$

Fig. 126. Dimensions des bobines.

 b = longueur de l'enroulement d = diamètre du fil D_K = diamètre externe du mandrin-support D = diamètre externe de la bobine

(toutes les dimensions en cm).



Les dimensions utiles de notre bobine sont indiquées à la fig. 126. Nous pouvons partir d'un diamètre D_K connu de mandrin-support.

Prenons un diamètre de fil d , nous avons donc pour le diamètre total:

$$D = D_K + (2 \times d).$$

Nous calculons la longueur bobinée b maximale et nous choisissons le rapport b / D qui peut être de 0,5 – 1,0 – 1,5 – 2,0 ou 3,0. Ensuite, nous calculons d / D et, à ce moment, le graphique de la fig. 127 nous donne le facteur de forme F .

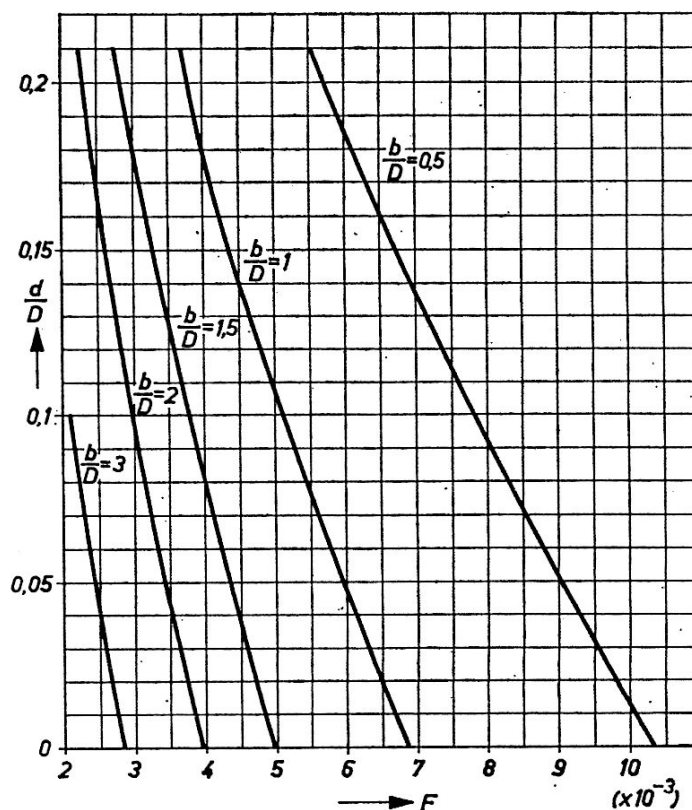


Fig. 127.

Graphique pour déterminer le facteur de forme F , d'après d / D et b / D .

Alors toutes les données sont connues et l'on peut, à l'aide des formules, calculer n et, respectivement, L .

Pour illustrer par un *exemple*, calculons la bobine d'étalement de bande. On avait déterminé une auto-inductance de $21 \mu\text{H}$. Comment construire la bobine?

Admettons l'utilisation d'un mandrin d'un diamètre de 3 cm. Le fil plein du bobinage ayant un diamètre de 1 mm, on a:

$$D = D_K + 2d = 3 + 0,2 = 3,2 \text{ cm.}$$

Comme nous choisissons $b = 6,4 \text{ cm}$, nous avons donc $b/D = 6,4/3,2 = 2,0$ et $d/D = 0,1/3,2 \approx 0,03$. D'après le graphique, on trouve $F = 3,6 \times 10^{-3}$.

La formule donnant le nombre de tours est alors:

$$n = \sqrt{\frac{L}{D \times F}} = \sqrt{\frac{21}{3,2 \times 3,6 \times 10^{-3}}} = \sqrt{\frac{21 \times 10^3}{3,2 \times 3,6}} = 43.$$

Contrôle

D'après le tableau des fils (appendice 3), on déduit un diamètre externe de 1,05, pour le fil émaillé de 1 mm. On peut donc en bobiner, d'un bout à l'autre, une longueur de 45,15 mm. Pratiquement il ne faut pas bobiner sur moins de 48 mm environ, donc il sera facile de bobiner sur une longueur de 64 mm. Mais comme n va être trop grand pour cette valeur bobinée que nous désirons, il faut, donc, soit augmenter D_K soit diminuer le diamètre du fil. De toute façon, il faut de nouveau calculer n .

Un choix arbitraire des dimensions de la bobine, selon la méthode ci-dessus, conduit toujours à une valeur exacte de l'auto-inductance.

On n'est jamais absolument sûr que les dimensions choisies garantissent une bonne qualité (facteur Q) de la bobine. Un contrôle global de cette qualité (car le Q dépend des dimensions) est possible à l'aide du tableau ci-dessous et de la formule:

$$d_1 = C \times \frac{D}{n} \quad (3)$$

Fig. 128. Tableau contenant les constantes C et P nécessaires pour la vérification de forme optimale et l'estimation de qualité de la bobine (formules (3) et (4)).

$\frac{b}{D}$	C	P
0,5	0,4	24,7
1,0	0,7	20
1,5	1,0	20
2,0	1,4	20
3,0	2,0	20

A l'aide de la valeur choisie b/D , nous trouvons dans le tableau, une valeur C . Dans notre exemple: $b/D = 2$ et $C = 1,4$. Cela étant inséré dans la formule (3) donne: $d_1 = 1,4 \times \frac{3,2}{43} = 0,105$ cm. Notre choix était donc très précis. Mais cette valeur n'est certes pas critique et, par ailleurs, ne doit être ni plusieurs fois plus élevée ni plus faible que le diamètre choisi, car les écarts avec le Q maximal deviendraient très grands.

Pour la bobine optimale (ou pratiquement la meilleure) la qualité globale est calculée d'après:

$$Q \approx \frac{D \times \sqrt{f}}{P} \quad (4)$$

où f est la fréquence de fonctionnement et P un facteur, toujours dépendant de b/D et qui est à déterminer par la lecture du tableau. Dans notre cas, avec $b/D = 2$, le coefficient $P = 20$ et en l'insérant dans la formule (4), pour une fréquence de 3,5 MHz, on obtient une qualité approximative de:

$$\frac{3,2 \times \sqrt{3,5 \times 10^6}}{20} \approx 300.$$

Dans la pratique, cette valeur peut être notablement plus petite, car elle dépend principalement de la construction pratique de la bobine (pertes par fuites ohmiques et pertes diélectriques). Comme élément de comparaison avec d'autres modes de construction des bobines, cela peut également être utile.

On utilise des mandrins de bobines qui n'ont pas une section ronde mais bien une section qui comporte plusieurs côtés (donc, des cannelures

suivant la longueur). L'enroulement de la bobine se fait alors sur un polygone. Dans ce cas, on calcule ainsi D_K :

Pour une *section carrée*, on prend D_K dans la formule égal à: $0,8 \times$ diamètre le plus grand (diagonale). Pour un *hexagone*, on prend: $0,9 \times$ plus grand diamètre et pour un *octogone*: $0,95 \times$ plus grand diamètre.

Utilisation de noyaux de fer divisé

On désire utiliser un noyau de fer divisé ou de ferrite, par exemple, pour pouvoir régler l'auto-inductance à une valeur précise. On utilise alors un mandrin comportant un noyau réglable le plus souvent au moyen d'un pas de vis ou d'un entraînement sur tige filetée. Pour le calcul de la bobine, il faut tenir compte de la présence du noyau de fer qui augmente en général l'auto-inductance. Le tout dépend de la matière du noyau et du mode de construction. Quelques types donnent seulement une augmentation de 1,2 à 1,5 fois la valeur de son noyau, mais d'autres permettent de la multiplier par 10 à 20.

Utilisation d'un boîtier de blindage

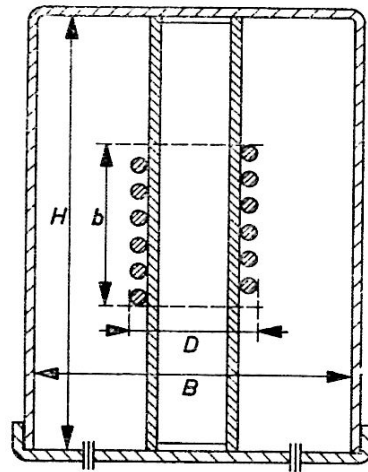
Il est souvent nécessaire de bien blinder une bobine et avec efficacité. Nous devons toujours noter que l'apport du blindage, sous la forme d'un boîtier ou d'une autre pièce métallique, influe, non seulement, sur l'auto-inductance, mais encore, sur la qualité de la bobine. L'une et l'autre vont être diminuées.

Nous voyons à la fig. 129, l'esquisse d'une bobine dans son boîtier de blindage. Dans ce cas, la diminution de L en pourcentage est donnée par la formule:

$$1,47 \times \frac{D^2}{B^2} \times \frac{b}{H} \quad (5)$$

Pour un blindage très volumineux, où l'on a, par exemple, $H = 3b$ et $B = 3D$, la diminution d'auto-inductance est donc de 5 % environ. Dans le cas de notre exemple, où nous devons atteindre, avec la bobine

Fig. 129. Disposition d'une bobine dans un boîtier de blindage. Les lettres correspondent à celles de la formule (5).



dans le boîtier, une auto-inductance de $21 \mu\text{H}$, nous calculons une bobine plus grande de 5 %, soit de $22 \mu\text{H}$. Cela nous conduit à 44 tours, pratiquement.

La diminution de la qualité dépend, en dehors même des dimensions du blindage, de la matière employée pour le confectionner. Il est possible de la calculer, mais elle reste limitée, dans la bobine de l'exemple ci-dessus, à une diminution de Q très faible, en pourcentage (quelques unités pour cent).

APPENDICE 3

TABLEAU DES FILS DE CUIVRE EMAILLES

Diamètre (mm)		Section (mm ²)	Poids par mètre (g/m)	Résistance par mètre (Ω/m)	Nombre de tours par cm	Courant à 2,5 A/mm ² (mA)
nu	émaillé					
0,03	0,035	0,0007	0,0065	24,4	250	1,7
0,04	0,050	0,0012	0,0118	13,75	165	3
0,05	0,060	0,0019	0,0183	8,78	135	5
0,06	0,072	0,0028	0,0262	6,10	115	7
0,08	0,095	0,0050	0,0464	3,43	90	12,5
0,10	0,12	0,0078	0,0723	2,19	74	19,5
0,12	0,14	0,0113	0,104	1,52	63	28
0,14	0,16	0,0154	0,141	1,12	54	38,5
0,16	0,18	0,0201	0,184	0,857	48	50
0,18	0,20	0,0254	0,232	0,677	43	63,5
0,20	0,22	0,0314	0,286	0,549	39	78,5
0,25	0,28	0,0491	0,446	0,351	32	122,5
0,30	0,33	0,0707	0,641	0,244	27	177
0,35	0,38	0,0962	0,872	0,179	24	240
0,40	0,44	0,1257	1,14	0,138	21	314
0,50	0,54	0,1964	1,78	0,088	17	492
0,60	0,65	0,2827	2,55	0,061	14	708
0,70	0,75	0,3848	3,47	0,045	12	965
0,80	0,85	0,5027	4,53	0,034	11	1260
0,90	0,95	0,6362	5,73	0,027	10	1590
1,00	1,05	0,7854	7,06	0,022	9	1970

Explication relative au tableau des fils de cuivre émaillés

Ce tableau comprend seulement les diamètres principaux et il n'est donc pas complet, mais il facilite la vue d'ensemble et l'utilisation pratique pour les bobinages par l'amateur.

La colonne *Diamètre* pour le fil émaillé (donc le diamètre externe) donne une valeur moyenne et peut donc varier, de part et d'autre, en pratique, selon la sorte de fil et les tolérances de fabrication.

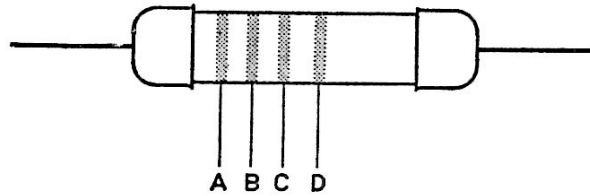
Les colonnes *Poids* (évalués en gramme par mètre) et *Résistances* (évaluées en ohms par mètre) donnent aussi des valeurs moyennes et qui peuvent varier selon le type de fabrication et les tolérances correspondantes.

La colonne *Nombre de tours par cm* donne une indication sur le nombre de tours possibles que l'on peut atteindre en bobinant, à une seule couche, sur une longueur de 1 cm. Selon le diamètre du fil et le soin apporté à enrouler, ce résultat peut largement varier.

Le courant admissible en mA s'applique, par exemple, dans le cas de bobinage d'un transformateur, où une densité de courant (charge admissible) de 2,5 A/mm² est admise.

APPENDICE 4

CODE DES COULEURS



Un certain nombre de pièces sont marquées et portent leurs valeurs nominales en chiffres, mais pour les petites pièces, il devient nécessaire de les marquer d'une manière plus simple et plus claire. On a donc choisi un code international des couleurs pour ces marquages. Pour les résistances, on indique ainsi les valeurs et les tolérances à l'aide de quatre anneaux de couleurs. En commençant par l'anneau le moins éloigné sur le corps, les deux premiers anneaux indiquent les deux premiers chiffres de la valeur ohmique, le troisième anneau indique le nombre de zéros que l'on doit placer à la suite. La quatrième bande indique la tolérance. Le code international des couleurs est donné par le tableau suivant:

noir	0	violet	7
brun	1	gris	8
rouge	2	blanc	9
orange	3		
jaune	4	or	5 %
vert	5	argent	10 %
bleu	6	sans bande	20 %

Prenons comme exemple une résistance de 270 000 ohms, 5 % ; nous voyons alors, sur les anneaux, les couleurs suivantes:

rouge	2
violet	7
jaune	0000 = 4 zéros
or	5 % (tolérance)

APPENDICE 5

LES BANDES DE FREQUENCES

Nous passons en revue ci-dessous les bandes de fréquence définies par la Conférence Radioélectrique de Genève de 1959.

Ces données s'appliquent à la zone I (c'est-à-dire l'Europe, l'Afrique, et quelques parties de l'Asie).

Bande		Gamme couverte (MHz)	Sous-répartition recommandée par les Sociétés groupant les Amateurs
MHz	(m)		
3,5	80	3,5— 3,8	3,5 — 3,6 CW 3,6 — 3,8 phone
7	40	7,0— 7,1	7,0 — 7,05 CW 7,05— 7,1 phone
14	20	14,0— 14,35	14,0 — 14,1 CW 14,1 — 14,35 CW + phone
21	15	21,0— 21,45	21,0 — 21,15 CW 21,15— 21,45 CW + phone
28	10	28,0— 29,7	28,0 — 28,2 CW 28,2 — 29,7 CW + phone
144	2	144 —146	144 —145,8 CW + phone 145,8 —146 CW
440	0,70	430 —440	CW + phone

En dehors des bandes mentionnées dans cette liste, on a également officiellement accordé les bandes de 1215, 2300, 3400, 5650, 10000 et 21000 MHz. L'utilisation pratique de ces fréquences reste encore à peu près nulle, si bien qu'elles sont dépourvues d'intérêt pour les débutants. Dans quelques pays d'Europe, on peut aussi utiliser la bande des 160 m (1,715 à 2 MHz). Pour l'utilisation croissante des émissions BLU, décidée

par les sociétés groupant les émetteurs, on a prévu l'utilisation, à cet effet, de la partie comportant les fréquences les plus élevées sur chaque bande.

L'Administration Française des Postes et Télécommunications tient au courant les amateurs autorisés des modifications d'utilisation des bandes et elle leur communique la liste tenue à jour des bandes dont l'emploi est effectivement autorisé en France. Des indications semblables ou plus détaillées sont publiées par le Réseau des Emetteurs Français (dans la revue mensuelle Radio-REF).

APPENDICE 6

LISTE ABREGEE DES LETTRES DE NATIONALITE

Une liste complète des lettres de nationalité pour les stations radio d'amateurs est établie par le Réseau des Emetteurs Français et publiée à des intervalles réguliers. Les nouvelles indications et les modifications y sont mentionnées. Etant donné que le grand nombre de pages de la liste complète couvrirait tout un livre et ne présente d'importance que pour les enthousiastes du DX, nous en donnons seulement une version abrégée:

AP	Pakistan	HA	Hongrie
BV	Formose	HB 1, HB 9	Suisse
C	Chine	HC	Equateur
CE	Chili	HH	Haïti
CM, CO	Cuba	HK	Colombie
CP	Bolivie	HL	Corée
CT 1	Portugal	HP	Panama
CX	Uruguay	HR	Honduras
DJ, DL, DM	Allemagne	HS	Siam
DU	Philippines	HV	Cité du Vatican
EA	Espagne	I, IT	Italie
EI	Irlande	JA, KA	Japon
EL	Libéria	JZ	Nouvelle Guinée
EQ	Iran	K, W	Etats Unis d'Amérique
F	France	KA	voir JA
G	Angleterre	KL 7	Alaska
GI	Irlande du Nord	LA, LB	Norvège
GM	Ecosse	LU	Argentine
GW	Pays de Galles	LX	Luxembourg

LZ	Bulgarie	VE, VO	Canada
OA	Pérou	VK	Australie
OE	Autriche	VO	voir VE
OH	Finlande	VU 2	Inde
OK	Tchécoslovaquie	W	voir K
ON 4	Belgique	XE, XF	Mexique
OZ	Danemark	YI	Irak
PA Ø (zéro)	Hollande	YK	Syrie
PK	Indonésie	YO	Roumanie
PY	Brésil	YU	Yougoslavie
PZ	Guyane Hollandaise	YV	Vénézuéla
SM, SL	Suède	ZC 6	Palestine
SP	Pologne	ZL	Nouvelle Zélande
SU	Egypte	ZP	Paraguay
SV	Grèce	ZS	Afrique du Sud
TA	Turquie	4 S 7	Ceylan
TF	Islande	4 X 4	Israël
U	U,R.S.S.	5 A	Lybie

APPENDICE 7

CODE MORSE

A	. -	Y	- . . . -
B	-	Z	- - . . .
C	-	1	. - - - - -
D	- . . .	2	. . - - - -
E	.	3	. . . - -
F	. . - . .	4	 -
G	- - .	5	
H		6	-
I	. .	7	- - . . .
J	. - - - -	8	- - - . .
K	- . -	9	- - - - .
L	. - . . .	0	- - - - -
M	- -	.	. -
N	- .	,	- - . . . -
O	- - -	?	. . - - . .
P	. - - .	/	- . . - .
Q	- - . . -	erreur	
R	. - .	trait de séparation	- . . . -
S	. . .	attente(s)	. - . . .
T	-	transmettez K	- . -
U	. . -	$\overline{\text{AR}}$	. - . . .
V	. . . -	$\overline{\text{SK}}$	 -
W	. - -	$\overline{\text{KN}}$	- . - - .
X	- . . . -		

Pour l'utilisation de ce code, voir le chapitre 9.

APPENDICE 8

CODE Q

Nous trouvons ci-dessous les principales abréviations du code Q international. L'abréviation est suivie d'un point d'interrogation pour la question. Pour la réponse, l'abréviation Q utilisée est suivie simplement de la réponse.

- QRA** Quel est le nom de votre station?
Le nom de ma station est
- QRB** A quelle distance êtes-vous, environ, de ma station?
La distance entre nos stations est pratiquement de
- QRG** Voulez-vous m'indiquer ma longueur d'onde exacte?
Votre longueur d'onde exacte est
- QRH** Quelle est votre longueur d'onde exacte?
Ma longueur d'onde exacte est
- QRJ** Mes signaux sont-ils faibles?
Vos signaux sont faibles.
- QRM** Etes-vous brouillé?
Je suis brouillé.
- QRN** Etes-vous gêné par les parasites atmosphériques?
Je suis gêné par les parasites atmosphériques.
- QRO** Dois-je augmenter ma puissance?
Augmentez votre puissance.
- QRP** Dois-je diminuer ma puissance?
Diminuez votre puissance.
- QRS** Dois-je manipuler plus lentement?
Manipulez plus lentement.
- QRT** Dois-je arrêter mon émission?
Arrêtez votre émission.

- QRV Etes-vous prêt?
Je suis prêt.
- QRX Dois-je attendre?
Attendez que j'ai terminé avec
Je dois appeler maintenant (ou sur appel général).
- QRZ Par qui ai-je été appelé?
Vous avez été appelé par
- QSA Quelle est la force de mes signaux?
La force de vos signaux est (1 à 5).
- QSB La force des signaux varie-t-elle?
La force de vos signaux varie.
- QSL Envoyez confirmation de cette réception.
Je confirmerai cette réception.
- QSO Pouvez-vous entrer en liaison directe avec ?
Je puis entrer en liaison directe avec
- QSU Dois-je émettre sur kHz (ou m)?
Emettez sur kHz (ou m).
- QSV Voulez-vous émettre une série de V?
Je vais émettre une série de V.
- QSW Voulez-vous émettre sur kHz (ou m)?
Je vais émettre sur kHz (ou m).
- QSX Voulez-vous écouter (Indicatif)?
Je vais écouter (Indicatif).
- QSY Dois-je émettre sur une autre fréquence?
Modifiez votre fréquence.
- QTH Où se trouve votre station?
Ma station est située
- QSZ Dois-je répéter chaque mot ou groupe deux fois?
Répétez deux fois chaque mot ou groupe.
- QTR Quelle est l'heure exacte?
L'heure exacte est

Les amateurs emploient également le symbole suivant:

- QSLL Je réponds à toutes les cartes QSL reçues.

APPENDICE 9

ABREVIATIONS EMPLOYEES PAR LES AMATEURS

Les abréviations suivantes sont employées en supplément du code officiel Q, dans le trafic télégraphique.

	anglais ou américain	français
aa	all after	tout, après
ab	all before	tout, avant
abt	about	au sujet de; environ
ac	alternating current	courant alternatif
af	audio frequency	audiofréquence
agn	again	de nouveau
amp	ampere	ampère
ani	any	quelconque; chaque
ant	antenna	antenne
bci	broadcast interference	brouillage de radiodiffusion
bcl	broadcast listener	auditeur de radio(-diffusion)
bcnu	be seeing you	au revoir
bd	bad	mauvais
bk	break, break in	arrêter; écouter; en cours d'émission
btr	better	meilleur
bug	vibroplex	manipulateur semi-automatique
b4	before	avant
cfm	confirm	confirmez; vérifiez
cheerio		amitiés
cl	call	appel; indicatif
	closing	arrêt des émissions
cn	can	je peux
cnt	cannot	je ne peux pas

co	crystal oscillator	oscillateur à cristal
condx	conditions	conditions
cq	seek you	appel général
crd	card	carte (QSL)
cuagn	see you again	au revoir
	call you again	à une autre fois
cud	could	pourriez(-vous)
cul	see you later	à plus tard
cw	continuous wave	onde entretenue (télégraphie)
dc	direct current	courant continu
dnt	do not	ne pas (faire)
duz	does	fait
dx	distance	distance
ere	here	ici
es	and	et
fb	fine business	bon travail
fil	filament	filament
fm	from	venant de
fone		téléphonie
fr	for	pour
freq	frequency	fréquence
ga	go ahead	commencez
gb	good bye	au revoir
gg	going	allant
gld	glad	content
gm	good morning	bonjour
gn	good night	bonne nuit
gnd	ground	terre
gud	good	bon
ham	amateur	amateur
hf	high frequency	haute fréquence (RF)
hi	high	haut
hi	telegraphic laugh	rire (en CW)
hpe	hope	espère
hq	headquarters	président; chef
hr	hear; here	entendre; ici

hrd	heard; hard	entendu; difficile
hv	have	j'ai
hvy	heavy	lourd; fort
hw	how	comment
if	intermediate frequency	FI (fréquence intermédiaire)
key	key	manipulateur
lis	license	licence (d'émission)
mi	my, mine	mon, ma
mike	microphone	microphone
mk	make	faire; fait
mni	many	beaucoup
mo	master oscillator	oscillateur-pilote
mtr	meter	appareil de mesure
		quelconque
nd	nothing doing	rien à faire (impossible)
nil	nothing	rien
nr	near; number	près de; nombre ou numéro
nw	now	maintenant
ob	old boy	« mon vieux »
ok	all correct	tout est correct; tout va bien
om	old man	mon vieux
op, opr	operator	opérateur télégraphiste
		opérateur téléphoniste
osc	oscillator	oscillateur
ot	old timer	amateur ancien, expérimenté
ow	old woman	épouse (d'un amateur) ou opératrice
pa	power amplifier	amplificateur de puissance
		étage final d'émetteur
pse	please	s'il vous plaît
pwr	power	puissance
r	received solid	très bien reçu
rcd	received	reçu
rf	radio frequency	radiofréquence
rig	radio equipment	équipement radio
rpt	repeat	répéter
rx	receiver	récepteur

sa	say	dites
sed	said	a dit
sez	says	il dit
sig	signal; signature	signal; signature
sked	schedule	programme pour autres messages
sn	soon	bientôt
sri	sorry	désolé
stdi	steady	stable; constant
stn	station	station
swl	short-wave listener	auditeur d'ondes courtes
tmw	to morrow	demain
tk, tnx	thanks	remerciements
tu	thank you	je vous remercie
tt	that	ce; cela; que
tvi	television interference	interférence sur la télévision
tx	transmitter	émetteur
txt	text	texte
u, ur	you, your	vous, votre
unlis	unlicensed	non autorisé
vfo	variable frequency oscillator	oscillateur-pilote à fréquence variable
vy	very	très
wid, wix	with	avec
wkd	worked	travaillé avec
wl	will	je veux; je dois
wud	would	voudriez; devriez
wx	weather	« temps » météorologique
xmtr	transmitter	émetteur
xtal	crystal	cristal
xyl	ex-young lady	épouse (d'un amateur)
yl	young lady	jeune fille; fiancée
73	best regards	salutations cordiales
88	love and kisses	amour et baisers
99	do not interfere	ne brouillez pas

APPENDICE 10

LE CODE RST

Le code RST permet de donner un compte-rendu assez complet sous une forme simplifiée de l'écoute d'une station correspondante. Souvent, dans les concours, où il faut échanger les messages très rapidement, ce système constitue une excellente ressource.

Le but est de fournir le rapport d'écoute à l'aide de trois chiffres. Ce sont, dans l'ordre:

- a. la compréhension (lisibilité = readability = R)
- b. la force des signaux (strength = S)
- c. la qualité de la note (tone = T).

a. La *lisibilité* est donnée par un chiffre compris entre 1 et 5:

- 1 illisible ou inaudible
- 2 peu lisible, souvent interrompu ou brouillé
- 3 lisible avec difficulté
- 4 lisible sans difficulté
- 5 parfaitement lisible

b. La *force* des signaux est donnée par un chiffre compris entre 1 et 9:

- 1 presque impossible à percevoir
- 2 signaux très faibles
- 3 signaux faibles
- 4 signaux un peu faibles
- 5 assez bons signaux
- 6 bons signaux
- 7 signaux assez forts
- 8 signaux forts
- 9 signaux très forts.

c. La *qualité de la note* est donnée également par un chiffre de 1 à 9:

- 1 note sourde et lointaine
- 2 note d'alternatif brut sans musicalité
- 3 note d'alternatif brut mais musicale
- 4 note d'alternatif brut mais bien musicale
- 5 note modulée musicale
- 6 modulée avec un peu de sifflement
- 7 note pure, mais avec une petite variation de ton
- 8 note pure et stable
- 9 note parfaitement pure et stable.

Le code est transmis ainsi, par exemple, RST 599. Si le signal reçu présente les caractéristiques d'une note d'émetteur à cristal, on peut ajouter X à la suite. Dans le cas où les signaux « piaulent », on peut ajouter un C, et si l'on entend des claquements (key clicks) la lettre K.

Dans un rapport entre stations de téléphonie, on laisse évidemment de côté le T (3e chiffre) et l'on indique la qualité de la modulation à la suite des résultats R et S (*a* et *b* du tableau).

APPENDICE 11

CARTES QSL ET CERTIFICATS

On a dit dans le chapitre 9 que toute liaison entre deux stations d'amateurs, tout QSO, au moins la première conversation mutuelle doit être confirmée à l'aide d'une carte QSL. Elle informe le correspondant du compte-rendu d'écoute et elle indique l'équipement utilisé.

Les indications à remplir sur les cartes comprennent les chiffres RST, la fréquence ou la bande de fréquences, la date et l'heure ainsi qu'une courte description de l'émetteur, du récepteur et de l'antenne utilisés. Bien que ces cartes aient un caractère de renseignement personnel, elles sont groupées par le service QSL du R.E.F. en France et par les organisations nationales d'amateurs des autres pays, ce qui permet de les acheminer, même à de grandes distances, par paquets entiers.

Pour de nombreux amateurs, la signification des cartes QSL qu'ils reçoivent a beaucoup d'importance. C'est le couronnement de leurs efforts et elles apportent le témoignage du nombre de pays qu'ils ont ainsi atteint. Souvent, on s'en sert comme « papier peint » (wall paper) pour décorer les murs du shack.

De nombreuses sociétés d'amateurs délivrent aussi des certificats qui servent de stimulants « sportifs ». Ils prouvent le nombre et la qualité des QSO obtenus par l'amateur avec un certain nombre de pays ou le nombre de liaisons avec certains départements, états ou nations. Il ne serait pas possible d'en donner la liste complète dans ce livre, d'autant qu'il existe des annuaires où sont mentionnés les amateurs d'émission et de réception OC ayant obtenu ces diplômes ou distinctions.

Afin d'en donner une idée, nous mentionnons d'abord ici certains certificats internationaux, ainsi que ceux établis par le R.E.F.

1. Décernés par l'A.R.R.L.

- | | | |
|------|---------------------|---|
| DXCC | – DX Century Club | – Ce certificat est obtenu pour les QSO prouvés avec 100 nations différentes. |
| OTC | – Old Timers Club | – Il peut être obtenu par tout amateur ayant eu une licence officielle pendant 20 années. |
| RCC | – Rag Chewers Club | – Ce diplôme peut être envoyé à l'amateur ayant eu pendant une demi-heure un QSO 100 % avec un membre du club. |
| WAS | – Worked all States | – Des liaisons confirmées avec une station située dans chacun des états des Etats Unis d'Amérique donnent droit à ce diplôme. |

2. Décernés par l'I.A.R.U.

- WAC – Worked all Continents – QSO prouvés avec chacune des 6 parties du monde.

DIPLOMES FRANÇAIS**D.P.F.**

(Diplôme des Provinces Françaises)

Il faut contacter 16 des 17 provinces françaises, soit en A1, ou soit en A3. Les contacts sont valables depuis le 1er Janvier 1951.

D.D.F.M.

(Diplôme des Départements Français de la Métropole)

Le trafic se fait exclusivement en télégraphie ou exclusivement en téléphonie. Les QSO sont valables depuis le 1er Juillet 1957 avec un minimum de 50 départements français (30 sur une bande et 20 sur une autre).

D.D.F.M. 1: pour les stations d'Europe, le trafic se fait seulement sur 80 et 40 mètres
pour les stations hors d'Europe 2 bandes au choix (40 et 20 ou 15 et 20, etc.).

D.D.F.M. 2: 75 départements (50 sur une bande, 25 sur une autre).

D.D.F.M. 3: 90 départements (60 sur une bande et 30 sur une autre).

D.U.F.

(Diplôme de l'Union Française)

Le trafic se fait exclusivement en télégraphie ou exclusivement en téléphonie ou mixte CW/A3. Les QSO sont valables depuis le 1er Avril 1946 et il faut

DUF 1: 5 contrées dans 3 continents

DUF 2: 8 contrées dans 4 continents

DUF 3: 10 contrées dans 5 continents

DUF 4: (Excellence) 16 contrées dans 6 continents

D.T.A.

(Diplôme des Terres Australes)

Il faut avoir contacté les stations FB8ZZ (St.-Paul et Nouvelle Amsterdam), FB8YY (Terre Adélie), FB8XX (Kerguelen) et FB8ZZ (Iles Crozet).
Trafic uniquement en téléphonie ou mixte téléphonie/télégraphie

DTA: il faut avoir contacté 3 des stations ci-dessus indiquées, DTA Excellence (étoile d'or), il faut en avoir contacté 4.

APPENDICE 12

POUR CEUX QUI VEULENT EN SAVOIR PLUS

L'étude de l'électricité et de la radiotechnique a été entreprise dans ce livre d'une manière assez sommaire, puisque l'on a laissé de côté le fonctionnement des tubes. C'est pourquoi il nous semble utile de signaler un certain nombre de livres bien choisis, permettant à chacun de compléter ses connaissances.

Pour ceux qui veulent aller au delà de ce minimum de connaissances, on peut conseiller:

De l'Electron au Super par J. Otte, Ph. Salverda et C. J. V. Willingen;
Principes de la technique des tubes de radio par J. Deketh.

Ces deux titres font partie de la Bibliothèque Technique Philips.

Pour l'étude des nouveaux semiconducteurs et de leurs applications, nous indiquons:

Diodes au germanium par le Dr. S. D. Boon;
Utilisations des transistors par D. J. W. Sjobbema.

Ces deux titres font partie de la série « Vulgarisation » de la Bibliothèque Technique Philips.

Pour une spécialisation supplémentaire dans l'utilisation des ondes courtes pour vos loisirs, vous aurez intérêt à lire régulièrement les revues qui en traitent (par exemple, Radio R.E.F., 60 Bd de Bercy, Paris 12) et à suivre, éventuellement, des cours par correspondance ou sur place.

Par ailleurs, en dehors de son « Handbook » (Manuel des ondes courtes), l'American Radio Relay League (A.R.R.L.) édite aussi des brochures en anglais:

Single sideband for the radio amateur;
The A.R.R.L. antenna book;
The mobile manual for radio amateurs;
Hints and kinks.

Ces quatre livres groupent des séries d'articles parus dans le «QST», revue mensuelle de l'A.R.R.L. Cette publication donne des explications sur des constructions pratiques des équipements les plus récents ainsi que des indications sur la propagation et le DX. La quatrième brochure donne un grand nombre de procédés pour l'amateur actif construisant lui-même son matériel.

Pour ceux qui sont intéressés par une connaissance plus théorique des problèmes de l'émission en général et du réglage des tubes émetteurs en particulier, on doit indiquer:

Tubes émetteurs par J. P. Heyboer (Bibliothèque Technique Philips).

Pour une explication théorique des semiconducteurs, on indiquera aussi:

Diodes et Transistors par G. Fontaine.

EXTRAIT DE LA NOTICE OFFICIELLE DES POSTES ET TELECOMMUNICATIONS

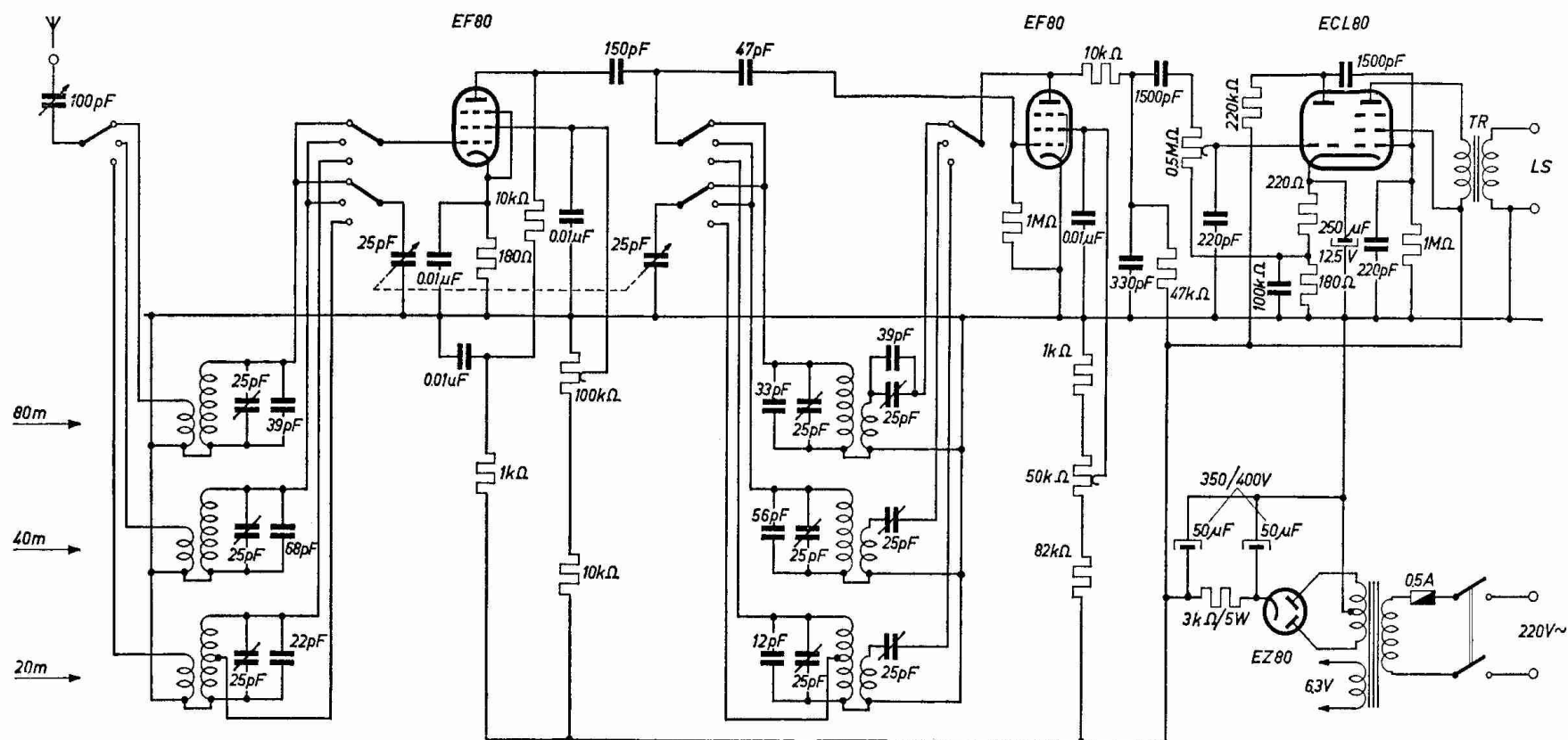
Une station radioélectrique d'amateur assure un service d'instruction individuelle d'intercommunication et d'étude technique effectué par des amateurs. Ce sont des personnes dûment autorisées, s'intéressant à la technique de la radioélectricité, à titre uniquement personnel et sans intérêt pécuniaire.

Une telle station ne peut être détenue ou utilisée que par une personne titulaire d'une autorisation du Ministère des P. et T., après avis favorable des autres Ministères. La demande d'autorisation doit être établie sur la formule spéciale No 706. Elle est fournie par la Direction des services Radioélectriques, 5 rue Froidevaux, Paris-14. La licence est accordée pour l'année en cours et se renouvelle chaque année par tacite reconduction. Le certificat d'opérateur-amateur est établi par la Direction des Services Radioélectriques après un examen. Les anciens élèves diplômés des grandes écoles en sont, toutefois, dispensés.

Programme de l'examen: sources et récepteurs de courant continu, sources de courant alternatif, instruments de mesure, organes de protection. Radio: les circuits oscillants, antennes et cadres, radiotéléphonie, récepteurs de téléphonie, tubes de réception, récepteurs télégraphiques, radio-goniométrie (principes), mesures de fréquences.

Pour tous les renseignements complémentaires, le futur émetteur peut s'adresser par lettre au Ministère des P. et T., Direction des Télécommunications, 4ème Bureau, Avenue de Ségur, Paris-7 ou demander au Secrétariat du R.E.F. les conseils pour la demande d'autorisation.

RECEPTEUR A AMPLIFICATION DIRECTE



Données pour les bobines : voir dans le texte, le chapitre 10

Transformateur de sortie : primaire : 10000 ohms
secondaire: 5 ohms ou (et) 2,5 ohms

Transformateur d'alimentation : primaire : 127 ou 220 V
secondaire: $2 \times 250 \text{ V}$ à 50 mA
tertiaire : 6,3 V à 1,5 A min
(valve chauffée aussi sur ce tertiaire)

L = 24 tours de fil émaillé de 0,5 mm sur mandrin céramique de $\varnothing = 30$ mm environ. Longueur de bobinage 30 mm. $L = 12 \mu\text{H}$. Prise à 7 t. du côté «antenne». En fermant le court-circuit $L = 6 \mu\text{H}$.

$L_{s1} = 10$ à 12 tours de fil émaillé de 0,2 mm, bobinés sur une résistance bobinée d'environ 20 ohms, 1 watt.

$L_{s2} = L_{s3} =$ bobine d'arrêt RF, 1 mH, ou plus.

Transformateur d'alimentation: secondaire: $2 \times 350 \text{ V}-125 \text{ mA}$
 $6,3 \text{ V}-1 \text{ A}$
 $5 \text{ V}-2 \text{ A}$

$L_1 = 15$ tours de fil émaillé de 1 mm sur mandrin de $\varnothing 38$ mm avec une longueur de bobinage de 30 mm. On emploie ici un noyau de fer divisé. Sans noyau de fer, il faudrait bobiner 21 tours. Auto-inductance $L = 14,5 \mu\text{H}$.

$L_2 = 45$ tours de fil émaillé de 0,3 mm sur mandrin à section hexagonale de 24 mm sur pans. Longueur de bobinage 20 mm, $L = 32 \mu\text{H}$.

$L_3 = 28$ tours de fil émaillé de 0,5 mm sur mandrin à section hexagonale de 30 mm sur pans. Longueur de bobinage 30 mm. $L = 14 \mu\text{H}$ avec noyau fer ($12,5 \mu\text{H}$, sans noyau).

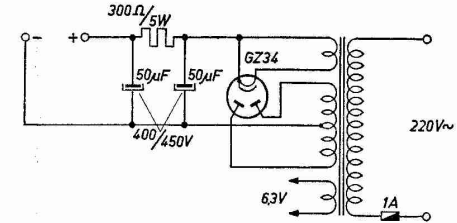
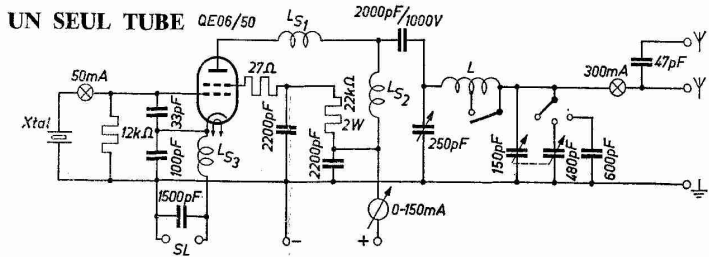
$L_4 = 24$ tours de fil émaillé 0,5 mm, sur mandrin céramique de $\varnothing 30$ mm environ. Longueur de bobinage 30 mm. $L = 12 \mu\text{H}$. Prises à 7 et à 12 tours du sommet. $L =$ après 1 et 2 court-circuits $6 \mu\text{H}$ et $3 \mu\text{H}$, respectivement.

$L_5 = 3$ tours de fil de $\varnothing 0,5$ mm, sur le côté terre de L_4 .

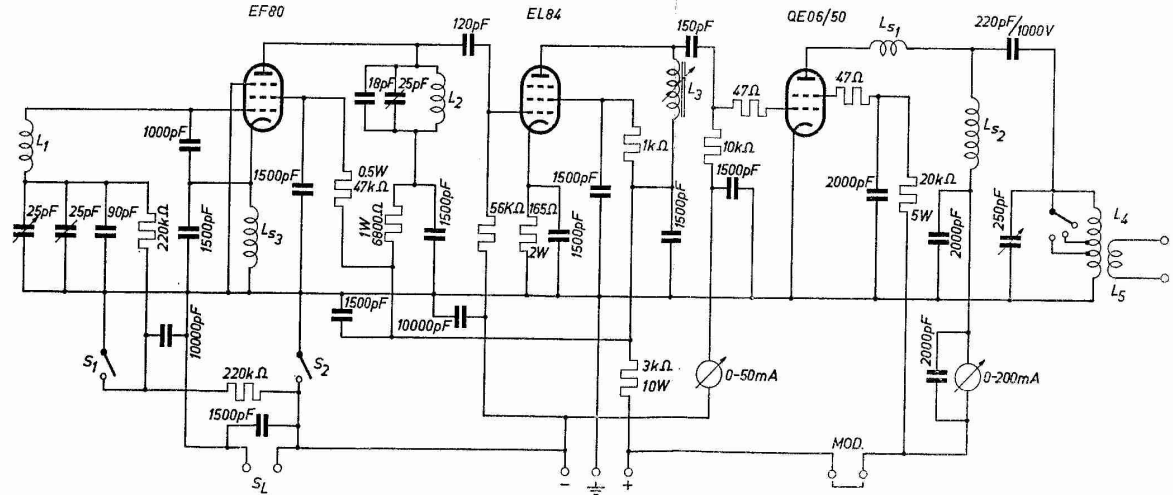
$L_{s1} = 10$ à 12 tours de fil émaillé de 0,2 mm, sur résistance bobinée de 1 W, 20 ohms environ.

$L_{s2} = L_{s3} =$ bobine d'arrêt RF, 1 mH minimum.

EMETTEUR DE TELEGRAPHIE A UN SEUL TUBE QE06/50



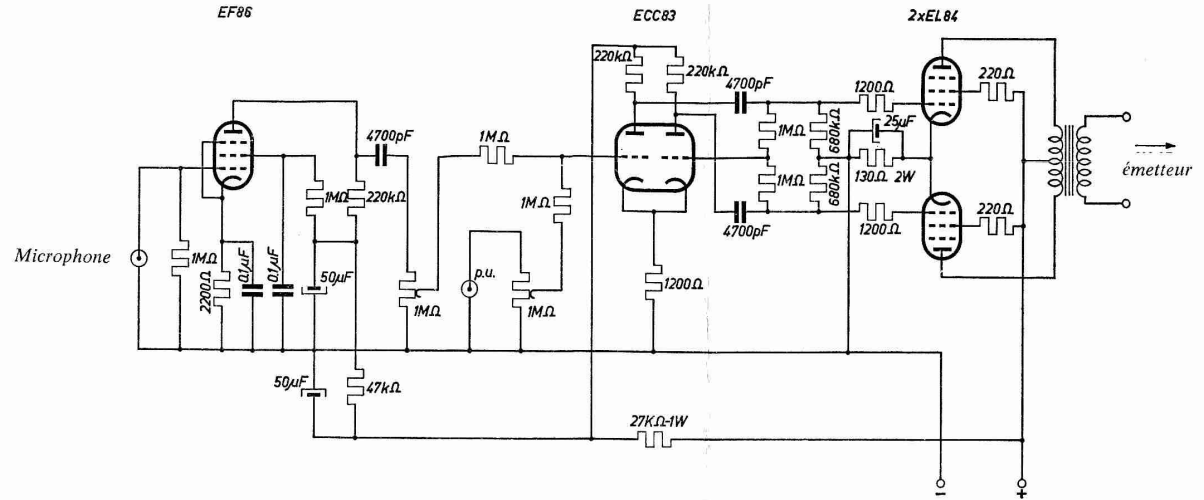
EMETTEUR A TROIS ETAGES POUR 80, 40 ET 20 METRES (Partie émettrice)



EMETTEUR A TROIS ETAGES (modulateur)

Transformateur de modulation:

section du noyau : $2,8 \times 5$ cm
 épaisseur des tôles : 0,5 mm
 entrefer : 0,07 mm
 primaire : 2×1300 tours fil émaillé de 0,2 mm
 secondaire : 1800 tours fil émaillé de 0,16 mm



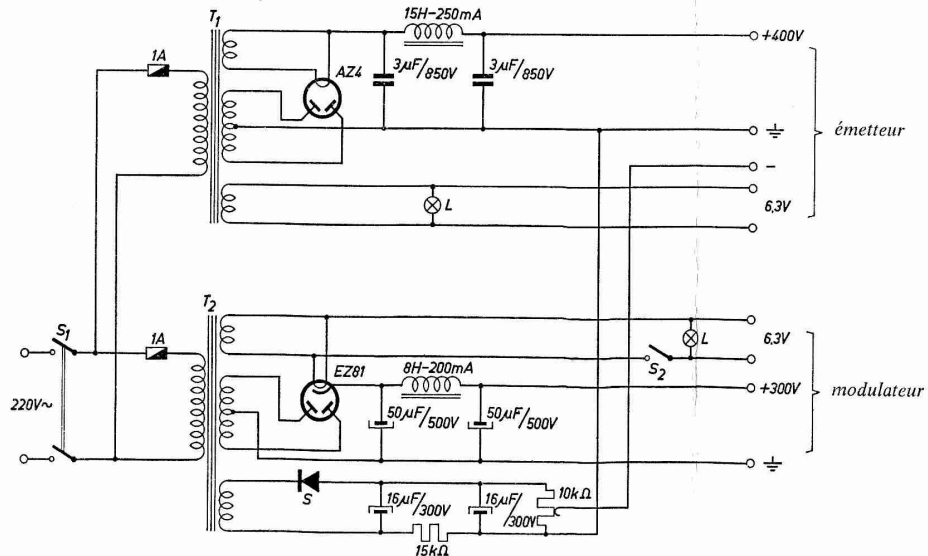
EMETTEUR A TROIS ETAGES (alimentation)

T_1 = secondaire 2×360 V-150 mA + 4 V-2,5 A + 6,3 V-4 A

T_2 = secondaire 2×270 V-100 mA + 6,3 V-4 A + 200 V-50 mA

S = redresseur sélénium ou silicium 200 V-50 mA

L = lampes d'éclairage (signalisations)



SUPER ONDES COURTES

Toutes les résistances $\frac{1}{4}$ W-10 % sauf spécifications contraires.

Données pour les bobines:

S1 accord	0,55 μ H	couplage	10 μ H
S4 accord	1,6 μ H	couplage	10 μ H
S7 accord	4,7 μ H	couplage	50 μ H
S10 accord	11 μ H	couplage	100 μ H
S13 accord	38,5 μ H	couplage	1000 μ H
S16 accord	200 μ H	couplage	3000 μ H

S2 accord	0,5 μ H
S5 accord	1,25 μ H
S8 accord	3,6 μ H
S11 accord	11 μ H
S14 accord	32 μ H
S17 accord	108 μ H

S3 accord	0,56 μ H	couplage	0,6	$\times$ nombre de tours de l'accord
				bobine supplémentaire 2 μ H
S6 accord	1,3 μ H	couplage	0,4	$\times$ nombre de tours de l'accord
				bobine supplémentaire 8,5 μ H
S9 accord	4,3 μ H	couplage	0,3	$\times$ nombre de tours de l'accord
				bobine supplémentaire 7,5 μ H
S12 accord	8,6 μ H	couplage	0,25	$\times$ nombre de tours de l'accord
S15 accord	16 μ H	couplage	0,25	$\times$ nombre de tours de l'accord
S18 accord	38,5 μ H	couplage	0,25	$\times$ nombre de tours de l'accord

S22 = S23 = transf. F.I. 452 kHz
S24 = S25 = bobine de filtre 5 mH

Transformateur d'alimentation:

secondaire 2 $\times$ 270 V — 90 mA
tertiaire 6,3 V — 3 A

Transformateur de sortie:

primaire 5400 Ω / secondaire 5 Ω

C20 C21 = 2 $\times$ 500 pF

C22 = 520 pF

