

CONSTRUCTION DES BOBINAGES

pour superhétérodynes modernes

L'article, malgré le grand nombre de formules qu'il comporte, ne fait appel qu'à des connaissances tout à fait élémentaires de l'algèbre. Ce minimum est, d'ailleurs, tout à fait indispensable si on veut savoir ce qu'on fait et voir où l'on va. Les lignes qui suivent sont consacrées aux amateurs et artisans qui voudraient tenter de réaliser eux-mêmes leurs bobinages. Ils verront que la tâche est beaucoup moins ardue que l'on pense.

L'époque est révolue où le bricolage consistait à fabriquer soi-même presque tous les éléments constitutifs d'un récepteur. On bobinait les enroulements HF, les transformateurs BF, on confectionnait les résistances, les condensateurs et certains essayaient même de fabriquer des lampes.

De nos jours, l'amateur est devenu bien plus paresseux et son ambition, pour la plupart des cas, se borne à assembler correctement un certain nombre de pièces toutes faites, suivant un schéma donné.

Et pourtant, au point de vue purement éducatif, rien ne remplace l'expérience personnelle, même malheureuse, de la construction. Elle seule permet de toucher le fond des choses et donne cette compréhension des phénomènes radioélectriques qui classe un dépanneur ou un artisan.

Le sujet est vaste et nous sommes obligés de nous limiter aujourd'hui à la question des bobinages et plus particulièrement des bobinages pour supers modernes.

Nous commençons par établir le schéma général de notre récepteur qui nous donne trois éléments connus pour le calcul de nos bobinages : gammes d'ondes à couvrir, valeur de la fréquence intermédiaire, type et caractéristiques du bloc des condensateurs variables. Quels que soient le schéma adopté et la moyenne fréquence choisie, les bobinages à réaliser se réduisent à cinq au maximum :

Présélecteur (2 bobinages) — oscillateur — 2 transformateurs moyenne fréquence, pour un appareil sans préamplification HF.

Accord — Transformateur HF — Oscillateur — 2 transformateurs MF, pour un récepteur avec amplification HF devant le changement de fréquence.

Calculs.

Comme point de départ pour le calcul de nos bobinages d'accord, nous prendrons les caractéristiques du bloc de condensateurs variables et les gammes d'ondes que nous désirons recevoir. Posons pour fixer les idées :

Gammes à couvrir :

- 15 à 50 mètres (20 000 à 6 000 khz),
- 190 à 560 mètres (1 580 à 535 khz),
- 800 à 2 000 mètres (335 à 150 khz).

Bloc de condensateurs variables à 2 ou 3 éléments ayant pour caractéristiques chacun :

- C_{min} Capacité minimum (résiduelle) 20 cm,
- C_{max} Capacité maximum 500 cm,
- C_t Capacité moyenne du trimmer 40 cm.

Il nous reste à déterminer la self-induction de chacun de nos bobinages d'accord, ce qui est facile par l'application de la formule de THOMSON

$$\lambda = 0,02 \pi \sqrt{LC} \quad (1)$$

où λ est exprimé en mètres, L et C en centimètres. Comme il est d'usage courant d'exprimer L en microhenrys, nous pouvons nous servir de la relation

$$1 \mu H = 1000 \text{ cm.}$$

Faisons le calcul pour la gamme OC. La formule (1) devient

$$15 = 0,02 \pi \sqrt{60 L}$$

ou

$$225 = 0,234 L$$

ce qui donne

$$L = 961 \text{ cm} = 0,961 \mu H.$$

Pour nous rendre compte si cette valeur de self-induction nous permet de monter à 50 mètres, souvenons-nous que la longueur d'onde varie comme la racine carrée du rapport

$$\frac{C_{max} + C_t}{C_{min} + C_t} = \frac{540}{60} = 9$$

Et puisque $\sqrt{9} = 3$, en partant de 15 mètres nous pouvons monter à

$$15 \times 3 = 45 \text{ mètres.}$$

Exactement de la même façon nous calculons les bobinages d'accord PO et GO et nous résumons dans le tableau de la page suivante les résultats obtenus.

Ces résultats ne correspondent pas tout à fait aux limites que nous nous sommes fixées plus haut. Ainsi pour pouvoir monter à 50 mètres nous devons augmenter légèrement la self OC et, par le même effet, porter la limite inférieure de 15 à 17 mètres. Nous avons

$$289 = 0,234 L$$

d'où

$$L = 1,23 \mu H.$$

Nous devons, par contre, diminuer la self-induction de la

bobine GO et pouvoir descendre à 700 mètres, pour ne monter qu'à 2 100 mètres. De la même façon nous écrivons

$$490\,000 = 0,234 L$$

$$L = 2\,094 \mu\text{H}$$

Il nous reste à choisir notre fréquence intermédiaire et, partant de là, calculer notre bobinage oscillateur. Le lecteur choisira lui-même telle ou telle valeur de la moyenne fréquence entre 110 et 140 khz ou entre 400 et 475 khz.

et nous pouvons écrire les deux équations nous donnant la self de l'enroulement grille de ces deux oscillateurs.

$$200 = 0,02 \pi \sqrt{80,5 L}$$

$$164,2 = 0,02 \pi \sqrt{80,5 L}$$

qui nous donnent :

$$L = 127,3 \mu\text{H} \text{ pour l'oscillateur } 135 \text{ khz}$$

$$L = 85,7 \mu\text{H} \text{ pour l'oscillateur } 460 \text{ khz.}$$

GAMME	λ min.	λ max.	ACCORD μH	ACCORD μH RECTIFIÉ
Ondes courtes	15 m	45 m	0,961 μH	1,23 μH
Petites ondes	190 m	570 m	154 μH	154 μH
Grandes ondes	800 m	2 400 m	2 734 μH	2 094 μH

Nous allons simplement faire le calcul pour deux valeurs le plus souvent utilisées : 135 et 460 khz.

Au préalable, rappelons brièvement les conditions auxquelles doit satisfaire le bobinage oscillateur. Si F_I est la fréquence incidente, la fréquence de l'oscillation locale, F_H , doit être telle que, pour toute position du cadran, nous ayons

$$F_H - F_I = F_M \text{ ou } F_I - F_H = F_M$$

où F_M est la valeur de notre moyenne fréquence.

Les deux relations ci-dessus déterminent ce qu'on appelle les deux battements. Pratiquement, la première seule nous intéresse. La seconde définit le battement inférieur dont nous cherchons surtout à nous débarrasser par toute sorte d'artifices.

Nous venons de dire que la relation

$$F_H - F_I = F_M$$

doit être satisfaite pour toute position du cadran.

En fait, pour le calcul de notre oscillateur, il suffit qu'elle le soit pour un point quelconque du bas de la gamme correspondante, que nous choisissons comme point d'alignement. Pour le reste, c'est l'affaire des paddings. Fixons comme points d'alignement dans le bas de chaque gamme

20 mètres pour les ondes courtes,

220 mètres pour les petites ondes,

1 000 mètres pour les grandes ondes.

Faisons le calcul pour la gamme des petites ondes. La formule de THOMSON nous donnera la capacité du condensateur variable au point correspondant :

$$220 = 0,02 \pi \sqrt{154\,000 C}$$

$$C = 80,5 \text{ cm.}$$

La relation $F_H - F_I = F_M$ peut s'écrire :

$$F_H - 1\,366 = 135$$

et

$$F_H - 1\,366 = 460$$

pour les deux valeurs de fréquence intermédiaire choisie ; ce qui nous donne :

$$F_H = 1\,501 \text{ khz } \lambda_H = 200 \text{ m}$$

$$F_H = 1\,826 \text{ khz } \lambda_H = 164,2 \text{ m}$$

Remarquons, d'ailleurs, que

$$\frac{\lambda_I}{\lambda_H} = \sqrt{\frac{L_{ACC}}{L_{HET}}}$$

relation qui nous facilitera les calculs pour la gamme des ondes courtes et celle des grandes ondes.

Pour des raisons qu'il serait trop long de développer ici, on préfère utiliser, pour l'oscillation locale, non pas l'oscillation fondamentale, mais sa deuxième harmonique, lorsqu'il s'agit de la gamme des ondes courtes. Cela revient à calculer l'enroulement grille de notre oscillateur de telle façon que la gamme couverte corresponde à la bande de 34 à 100 mètres.

Nous résumons dans le tableau ci-dessous les caractéristiques des oscillateurs 135 et 460 khz, pour les trois gammes d'ondes considérées.

GAMME	135 khz	460 khz
Ondes courtes.....	2,41 μH	2,31 μH
Petites ondes	127,3 μH	85,7 μH
Grandes ondes	995 μH	327 μH

La place nous manque pour entreprendre ici le calcul des paddings à employer et des corrections à apporter dans le cas d'alignement par trois points. Nous renvoyons le lecteur, désireux d'approfondir cette question, à l'article de notre ami L. CHIMOT, paru dans le n° 23 de *Toute la Radio*.

Il nous reste à déterminer les caractéristiques de nos transformateurs MF.

En nous servant toujours de la formule de Thomson, nous calculons facilement la self-induction de chaque enroulement pour les deux valeurs de la fréquence intermédiaire que nous nous sommes fixées : 135 khz (2 222 m) et 460 (652), en supposant que les condensateurs ajustables de réglage sont de 200 cm.

Nous trouvons ainsi

$$6\,330 \mu\text{H} \text{ pour } 135 \text{ khz,}$$

$$546 \mu\text{H} \text{ pour } 460 \text{ khz.}$$

Réalisation pratique.

Dans la réalisation pratique des bobinages, dont les caractéristiques sont connues, on se heurte immédiatement à la question extrêmement complexe des pertes en haute fréquence. Le choix du fil, le diamètre et la forme du bobinage dépendent de facteurs multiples, tels que résistance ohmique et résistance HF, pertes dans le cuivre et capacité répartie.

Nous engageons donc le lecteur à se conformer aussi strictement que possible aux indications qui vont suivre. Le rendement d'un bobinage, ne l'oublions pas, dépend bien souvent de quelques centièmes de millimètres en plus ou en moins dans le diamètre du fil, de son isolement et de bien d'autres facteurs qui peuvent paraître, à première vue, peu importants.

Pour les bobinages OC et PO nous utiliserons évidemment l'enroulement à une couche, à spires jointives pour PO et espacées pour OC.

La formule, dite de Nagaoka, nous donne L en microhenrys, en fonction du diamètre du bobinage (D) en cm, du nombre de spires par centimètre (n) et de la longueur totale de l'enroulement (l) en centimètres.

$$L = 0,00987 \text{ KD}^2 n^2 l$$

Le coefficient K dépend du rapport D/l et le tableau suivant nous donne ses différentes valeurs.

D/l	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,5	2
K	0,82	0,79	0,76	0,73	0,71	0,69	0,59	0,52

La longueur l, du bobinage ne doit pas être excessive pour ne pas augmenter inutilement la capacité répartie. La valeur

Si nous appliquons cette relation aux diverses valeurs de L trouvées plus haut, nous trouvons :

BOBINAGE	n	SPIRES
Accord OC	2,82	9,3
Accord PO	31,64	104
Oscillateur OC 135...	3,95	13,
Oscillateur OC 460...	3,88	12,8
Oscillateur PO 135 ..	28,76	95
Oscillateur PO 460 ..	23,6	78

Puisque n détermine le nombre de spires par centimètre, il nous suffit de le multiplier par 3,3 (longueur totale de la partie bobinée) pour obtenir le nombre de spires de chaque enroulement. La troisième colonne du tableau précédent nous donne le nombre de spires.

Comme fil nous utiliserons du fil émaillé de 10/10, pour les ondes courtes, et de 25/100, pour les petites ondes.

Les figures 1 et 2 représentent schématiquement un bobinage OC et un autre PO. Le point important à observer est que la distance entre la première et la dernière spire de l'enroulement doit être exactement de 33 mm. Si, en bobinant à spires jointives, on n'arrive pas à couvrir les 33 mm (cas des oscillateurs PO), il faut repousser les dix ou quinze dernières spires et laisser un blanc entre elles et le reste de l'enroulement (fig. 3).

Pour les enroulements GO et les transformateurs MF, nous utiliserons les bobinages dits en « nid d'abeilles ».

Quelques mots sur la façon de réaliser ce genre de bobinages. L'enroulement s'effectue sur un mandrin où l'on dispose deux

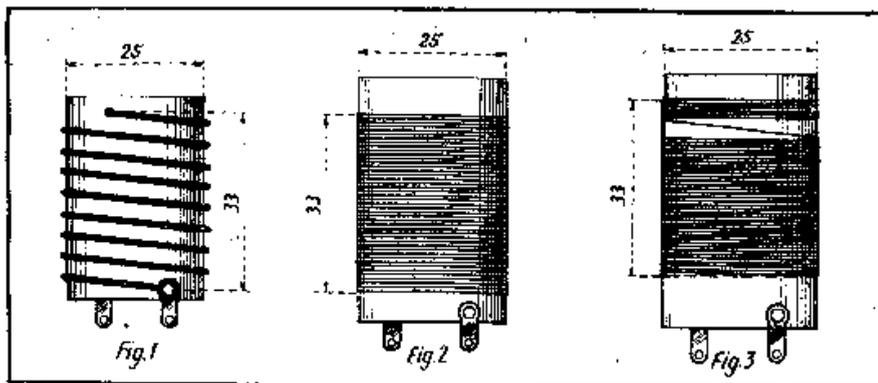


FIG. 1. — Circuit d'accord OC. On remarquera le bobinage à spires espacées.

FIG. 2. — Enroulement grille PO pour bloc d'accord ou transformateur HF.

FIG. 3. — Enroulement grille d'un oscillateur PO. A remarquer les dernières spires repoussées de façon que la longueur totale du bobinage soit de 33 mm.

optimum du rapport K a été fixée expérimentalement à 0,76. Si nous fixons à 25 mm le diamètre du bobinage, valeur assez fréquemment employée, nous calculons facilement l, puisque

$$D/l = 0,76$$

d'où l = 33 mm en chiffres ronds.

La formule devient

$$L = 0,00987 \times 0,76 \times 6,25 \times n^2 \times 3,3 = 0,154n^2$$

couronnes de pointes, distantes de 1 cm, par exemple (fig. 4). Le tube de carton bakélinisé qui nous servira à supporter le bobinage, peut, d'ailleurs, nous servir de mandrin. Le nombre de pointes, le même dans chaque couronne, peut être quelconque ; nous nous arrêtons sur un chiffre moyen : 16.

Ainsi que le montre la figure 5, nous commençons le bobinage à la pointe 1 et passons successivement aux pointes suivantes : 9', 16, 8', 15, 7'..... 12', 3, 11', 2, 10', 1.

Etant revenu à la pointe 1, nous avons terminé la première couche et réalisé 15 spires. Il ne nous reste qu'à continuer de la même façon jusqu'à ce que le nombre de tours nécessaire

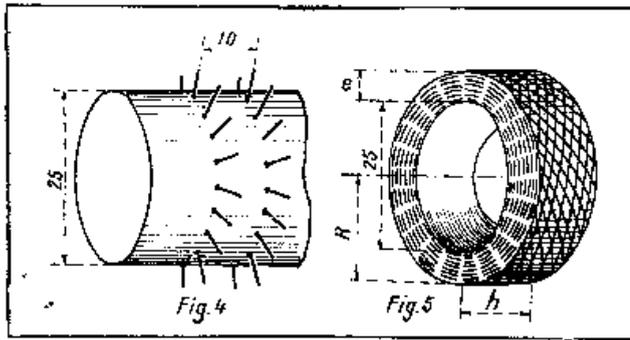


FIG. 4. — Mandrin pour la réalisation des bobinages « nid d'abeilles ».
FIG. 5. — Aspect général d'un bobinage en « nid d'abeilles » avec l'indication des dimensions dont il est question dans le texte.

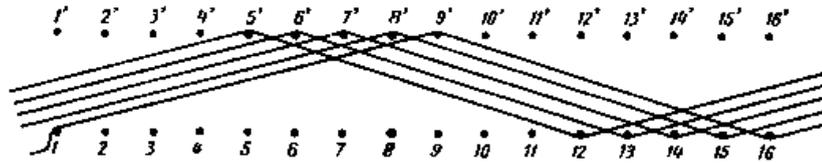


FIG. 6. — Développement schématisique d'un enroulement « nid d'abeilles ». Le bobinage commence à la pointe 1

soit atteint. Cela fait, nous immobilisons l'extrémité du fil à l'aide de quelques gouttes de paraffine et enlevons les points. La formule qui permet de calculer une bobine « nid d'abeilles » est, en microhenrys

$$L = \frac{n^2 r^2}{18,5r + 31h + 35e}$$

où r est le rayon moyen, r , h et e étant exprimés en centimètres (fig. 5).

Nous choisissons, pour les bobinages GO, le tube bakérisé de 25 mm de diamètre extérieur. Posons : $e = 0,5$ cm. D'autre part nous pouvons exprimer r en fonction de e

$$r = \frac{e + 2,5}{2} = 1,5$$

MF	L	n	FIL UTILISÉ	COUCHES	REMARQUES
135 khz	6 330	625	12/100, 2 couches soie	41	Ramener h à 0,7 cm au lieu de 1 cm.
460 khz	546	192	Fil divisé	13	

La formule devient, en supposant $h = 1$ cm

$$L = \frac{2,25 n^2}{76,20}$$

Etant donné que, dans la plupart des cas, les enroulements PO et GO sont placés en série, il nous faut diminuer les valeurs de L trouvées plus haut pour les bobinages GO, de la valeur correspondante PO. Nous trouvons ainsi :

- Accord GO, 1 940 microhenrys,
- Oscillateur GO 135 khz, 868 microhenrys,
- Oscillateur GO 460 khz, 241 microhenrys.

En portant ces valeurs dans la relation que nous venons d'établir, nous trouvons :

BOBINAGE	n	COUCHES	FIL
Accord GO.....	254	17	20/100,2 c.s.
Oscillateur 135	171	11,5 (17)	20/100,2 c.s.
Oscillateur 460	90	6 (11,2)	35/100,2 c.s.

Le nombre de couches dans les deux oscillateurs étant assez réduit, nous sommes forcés, pour ne pas augmenter inutilement le diamètre du fil, de diminuer le nombre de points des deux couronnes et le porter à 11, pour l'oscillateur 135 khz et à 9 pour celui de 460 khz. Ce qui porte les nombres des couches aux valeurs indiquées entre parenthèses. Le fil à utiliser est indiqué à la quatrième colonne du tableau ci-dessus.

Bien entendu, en ce qui concerne l'oscillateur GO 460 khz, nous pouvons le bobiner en spires rangées, étant donné son coefficient de self-induction relativement faible. Il nous faudra, simplement, utiliser du fil plus fin, de façon à ne pas faire un bobinage trop long.

Pour les transformateurs MF, les enroulements seront effectués sur un tube de carton bakérisé de 16 mm de diamètre extérieur. Les autres dimensions du bobinage restent inchangées. Notre formule devient

$$L = \frac{1,1n^2}{68}$$

Et les valeurs de n que nous trouvons pour les deux types de transformateurs MF se résument dans le tableau suivant :

Nous avons examiné, assez longuement d'ailleurs, le calcul et la réalisation de certains enroulements. Il nous reste encore plusieurs points à étudier : couplage entre circuits et, par extension, la question des présélecteurs, filtres de bande, transformateurs HF et MF. Et enfin, nous allons apprendre à contrôler notre fabrication et à effectuer sur les bobinages que nous faisons, quelques mesures indispensables. Dans les articles qui vont suivre, nous examinerons successivement la question des couplages et celle des mesures.

R. SOREAU.

CONSTRUCTION DES BOBINAGES pour superhétérodynes modernes

Nous avons examiné dans notre dernier article, le calcul et la réalisation de certains enroulements. Il nous reste à résumer les résultats obtenus et voir les combinaisons que nous pouvons obtenir en couplant de façon appropriée les enroulements grille que nous avons fabriqués, de manière à constituer soit un bobinage d'accord, soit un transformateur HF, soit, enfin, un oscillateur.

Systèmes d'accord.

Deux cas sont à considérer : bobinage d'accord pur et simple, utilisé dans le cas d'un superhétérodyne 460 khz, ou dans celui d'un appareil 135 khz, mais à préamplification HF, et système d'accord à présélecteur, nécessaire dans le cas d'un récepteur 135 khz sans préamplification HF.

1. — Bobinage d'accord sans présélecteur.

Il s'agit de coupler convenablement les enroulements grille PO et GO (L_1 et L_2) avec le circuit d'antenne L_3 (fig. 1). Théoriquement, le montage est représenté sur la figure 1, mais pratiquement nous pouvons envisager deux solutions.

Nous plaçons une charge dans le circuit d'antenne (fig. 2). Cette charge est constituée le plus souvent par un bobinage

La figure 4 nous montre la réalisation pratique d'un bloc d'accord suivant le schéma de la figure 2. Il faut veiller à ce que les enroulements L_1 et L_2 soient faits dans le même sens. Le couplage C, enroulé par dessus L_1 avec interposition d'une mince feuille de papier, est constitué par 3 à 5 spires de fil assez fort (40/10 deux couches soie). L'extrémité de ce fil reste libre et on l'immobilise par un moyen quelconque.

La bobine L est constituée par quelques 2 500 spires de fil de 10/10, 1 couche de soie, enroulées « en vrac » sur un petit support en carton. Elle est fixée à l'intérieur du tube de bakélite supportant les bobinages L_1 et L_2 , et son axe est perpendiculaire à celui de L_2 .

La cosse pour la sortie-grille du bobinage est fixée, de préférence, à l'extrémité supérieure du tube, puisque la quasi-

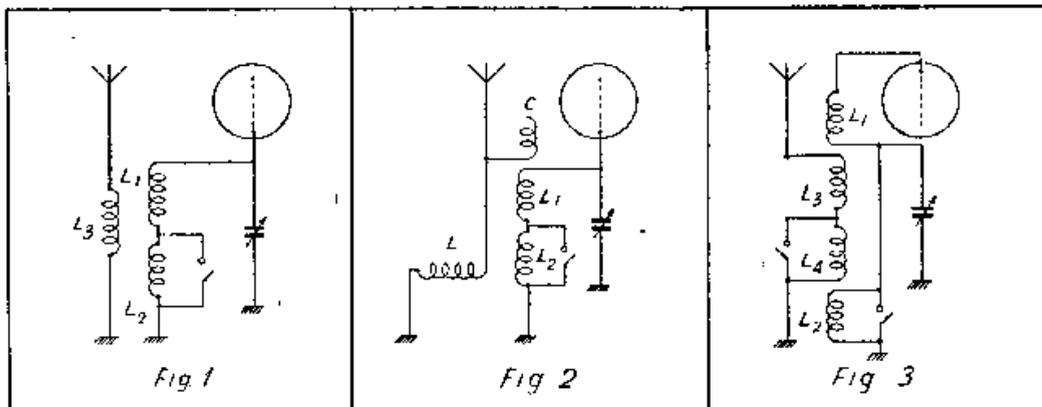


FIG. 1. — Schéma général d'un circuit d'accord simple. FIG. 2. — Le circuit d'antenne est constitué par une bobine d'arrêt (L) et le couplage est assuré à l'aide de quelques spires (C). FIG. 3. — Couplage par induction entre les enroulements primaire et secondaire.

quelconque, à nombre de spires élevé (L) et dont le couplage magnétique avec les enroulements L_1 et L_2 est pratiquement très faible.

Pour transmettre au circuit de grille les tensions HF développées dans le circuit d'antenne, nous utilisons un couplage par quelques spires de fil enroulées sur le bobinage L_1 , autrement dit une liaison par capacité de très faible valeur.

Une telle liaison serait insuffisante en GO, mais sur cette gamme, elle est renforcée par le couplage inductif faible, mais non négligeable, existant entre les bobinages L et L_2 .

totalité des lampes HF modernes ont leur grille « en l'air ».

La deuxième solution consiste à n'utiliser que le couplage magnétique. Le circuit d'antenne est constitué par deux enroulements L_3 et L_4 (L_4 est en court-circuit sur la position PO) bobinés sur le même tube que le circuit-grille (L_1 et L_2). Le tableau suivant nous donne les caractéristiques de L_3 et L_4 , et nous rappelons, par la même occasion, celles de L_3 et L_4 . Il y a intérêt, souvent, à rechercher expérimentalement le meilleur couplage entre le primaire et le secondaire.

BOBINAGE	SPIRES	TYPE	DISTANCE ENTRE ENROULEMENTS
L_1	104	sp. rang.	L_2 à L_3 — 3 mm.
L_2	254	nids d'ab.	
L_3	50	sp. rang.	L_2 à L_4 — 3 mm.
L_4	150	nids d'ab.	

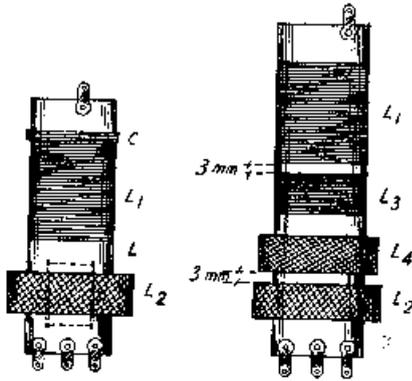


FIG. 4 et 5. — Réalisation pratique des bobinages d'accord représentés schématiquement sur les figures 2 et 3.

Avant de terminer avec les systèmes d'accord sans présélecteur, disons quelques mots sur les circuits OC qui sont toujours sans présélecteur, quel que soit le principe du récepteur lui-même. Dans les appareils « toutes ondes » du commerce, en effet, le padding OC n'existe pas. Est-ce un bien, est-ce un mal? Nous nous abstenons de trancher cette ques-

Dans tous les cas, l'antenne est couplée au circuit d'accord OC à travers une capacité au mica, C , de faible valeur (100 à 250 $\mu\mu\text{F}$).

2. — Présélecteurs.

Nous avons indiqué plus haut dans quels cas le système d'accord à présélecteur était nécessaire. Nous allons examiner comment est constitué un tel ensemble.

D'une façon générale, un présélecteur ou filtre de bande HF,

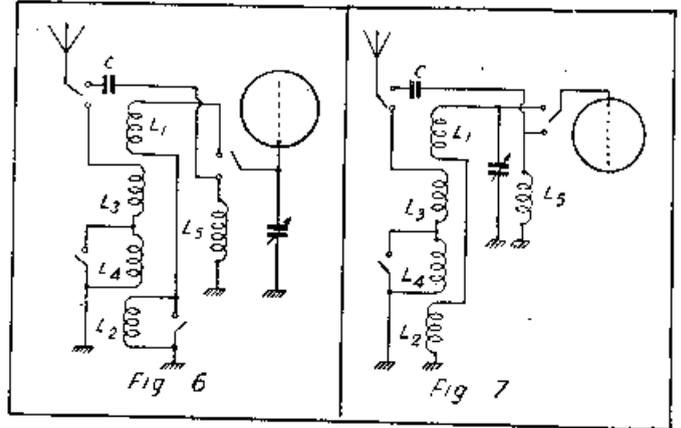


FIG. 6 et 7. — Deux façons de constituer un circuit d'accord « toutes ondes ». À gauche, le bobinage OC est accordé; à droite, il ne l'est pas.

comporte deux circuits accordés, couplés entre eux, soit par induction (fig. 8), soit par capacité-résistance (couplage statique) (fig. 9), soit enfin par un dispositif tenant des deux à la fois (couplage mixte) (fig. 10). Dans le cas de la figure 9, les deux bobinages L_1 et L_2 sont soigneusement blindés. Par contre, sur la figure 10, nous voyons qu'un faible couplage

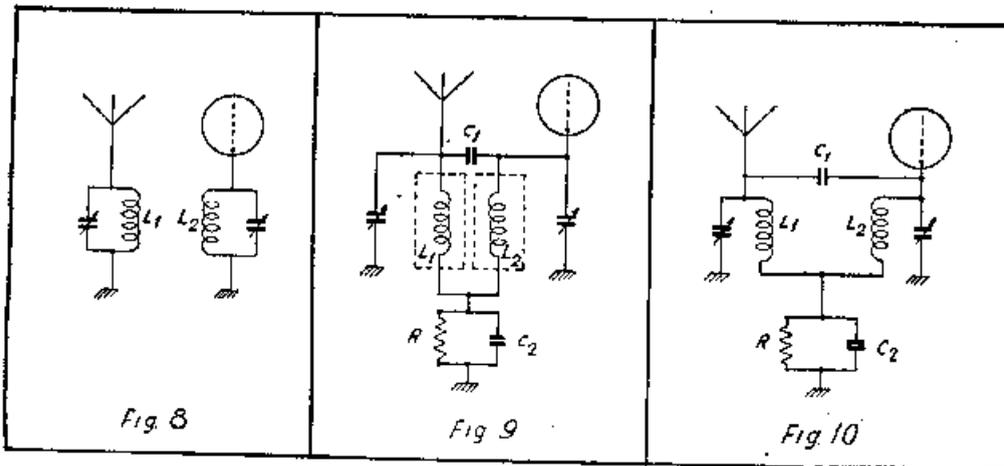


FIG. 8, 9 et 10. — Quelques schémas fondamentaux des présélecteurs. Nous avons toujours deux bobinages identiques, L_1 et L_2 , couplés d'une façon appropriée à la courbe de résonance que l'on veut obtenir.

tion pour l'instant. Toujours est-il que, dans ces conditions, la monocommande des circuits d'accord et d'oscillateur est d'autant plus difficile à réaliser que le circuit d'accord est plus sélectif. La solution la plus simple est, alors, l'accord en « direct » (fig. 6) ou même « aperiodique » (fig. 7). Dans ce dernier cas, le bobinage L_3 peut être avantageusement remplacé par une simple résistance de quelques 3 000 ohms.

magnétique existant entre L_1 et L_2 est renforcé par la liaison C_1 - C_2 - R et la courbe de résonance de l'ensemble peut être judicieusement corrigée par la combinaison de ces deux modes de couplage.

Le but de tout présélecteur est, en effet, et avant tout, d'obtenir un certain effet « de bande ». Si A (fig. 11) est la courbe de résonance obtenue avec un seul circuit, nous devons

nous rapprocher autant que possible de la courbe B. Cela ne va pas sans inconvénients, car l'augmentation de la sélectivité s'accompagne inévitablement d'une perte d'énergie. L'emploi d'un présélecteur nécessite donc une amplification importante avant la détection (une changeuse de fréquence genre AK2 ou 6A7 et une amplificatrice MF, peuvent être considérées comme un minimum).

Il existe, d'ailleurs, d'autres modes de couplage entre les deux enroulements L_1 et L_2 : couplage analogue à celui de la figure 9, mais où R et C_2 sont remplacés par un petit bobinage, ou encore par un bobinage et un condensateur en série.

Malheureusement, aucun de ces systèmes n'est parfait,

le coefficient de couplage, appelons-le k , croit avec la fréquence. Il est donc nécessaire de régler notre présélecteur vers le milieu de chaque gamme pour que la courbe de résonance ne soit pas exagérément déformée à l'une des extrémités.

Le couplage capacitif combiné (fig. 9) présente un certain progrès : le condensateur C_1 fait croître k lorsque la fréquence augmente, tandis que C_2 agit en sens contraire.

Passons maintenant à la réalisation pratique d'un présélecteur. Les bobinages L_1 et L_2 (fig. 9) sont analogues à ceux que nous avons réalisés pour notre circuit d'accord avec cette différence que le circuit d'antenne est supprimé. Si nous adoptons la disposition de la figure 9, L_1 et L_2 seront blindés, et le schéma général sera celui de la figure 13. Les

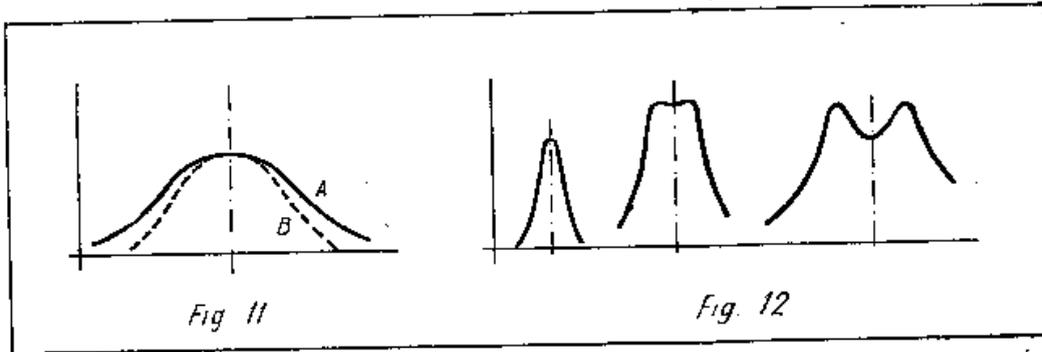


FIG. 11 et 12. — A gauche : courbes approximatives d'un bobinage d'accord simple (A) et d'un présélecteur (B). A droite : trois types principaux de courbes obtenues en couplant plus ou moins fort, deux circuits L_1 et L_2 .

et tous dépendent plus ou moins de la fréquence. Nous allons examiner rapidement les principales caractéristiques de chaque type de liaison, en nous rappelant ceci : lorsque deux circuits oscillants identiques, accordés sur une même fréquence sont couplés, nous avons deux fréquences distinctes de résonance pour l'ensemble et ces deux fréquences (f_1 et f_2) sont d'autant plus rapprochées que le couplage est plus lâche. A partir d'un certain coefficient de couplage (couplage critique) et au-

dessous f_1 et f_2 , se trouvent confondues. La figure 12 nous montre trois aspects différents de la courbe de résonance d'un présélecteur. A gauche, le couplage est très faible, la sélectivité est très bonne, mais le rendement mauvais (perte de sensibilité). Au milieu, couplage légèrement au-dessus de sa valeur critique : excellent rendement en tant que sélectivité et amplification. A droite, couplage serré ; mauvaise sélectivité, apparition de deux bosses (résonances f_1 et f_2).

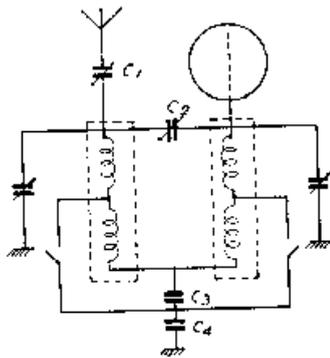


FIG. 13. — Schéma complet d'un présélecteur, avec couplage capacitif par le « haut » et par le « bas ».

Si nous prenons le couplage purement magnétique (fig. 8),

Le montage de la figure 10 peut se réaliser exactement de la même façon, mais L_1 et L_2 ne sont pas blindés. Dans ce cas, la distance entre ces deux bobinages est à déterminer expérimentalement. Elle est de l'ordre de 6 à 8 cm, d'axe en axe.

Transformateurs HF.

Les transformateurs HF sont en tout point semblables aux bobinages d'accord que nous avons déjà réalisés, mais au lieu du circuit d'antenne, nous avons le circuit anodique de la lampe HF (fig. 14).

La question du couplage entre le primaire et le secondaire est cependant plus délicate à mettre au point, surtout dans le cas de la figure 3. Personnellement et d'après les essais que nous avons pu faire, le schéma de la figure 2 procure un meilleur rendement en PO, celui en GO laissant un peu à désirer. Le rendement en GO du schéma 3 est meilleur, à condition d'avoir un couplage convenable. Si donc on adopte la disposition de la figure 5, il est bon de prévoir un couplage ajustable entre L_1 et L_2 d'une part, L_2 et L_3 d'autre part. On

pourra, par exemple, bobiner L_2 sur un tube de bakélite de diamètre légèrement supérieur à celui adopté pour L_1 , de façon que L_3 puisse glisser sur L_1 . La mise au point du couplage se fera une fois l'appareil monté. Même remarque en ce qui concerne L_4 . Pour plus de simplicité, les enroulements L_3 et L_4 pourront être remplacés par un bobinage unique (en nids d'abeille) de quelques 150 spires, analogue à L_4 , et

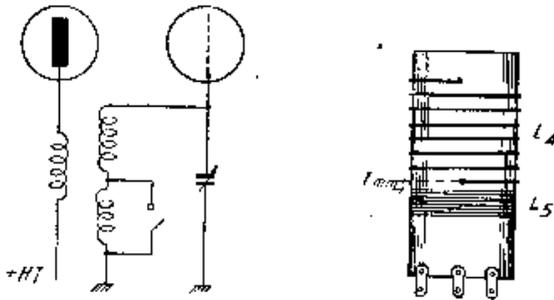


Fig. 14 et 15. — A gauche : schéma général d'un transformateur HF. A droite : réalisation pratique d'un oscillateur OC.

la mise au point se fera de la façon suivante : en PO, on recherchera le meilleur couplage en rapprochant L_4 de L_1 (ordre de grandeur 4 à 6 mm.) et ensuite on passera en GO, et on rapprochera L_2 de L_1 (ordre de grandeur 2 à 4 mm.).

Remarque importante et qui s'applique aussi bien aux bobinages d'accord qu'aux transformateurs HF : les enroulements primaire et secondaire doivent être faits dans le même sens.

Oscillateurs.

Les oscillateurs dont nous décrivons la réalisation peuvent être employés sans modifications pour toutes les lampes du type AK1 (AK2 ou EK2) ou 2A7 (6A7). Les bobinages PO-GO peuvent être, sans inconvénient, montés sur un même support, mais il vaut mieux réaliser un oscillateur séparé pour les ondes courtes. La disposition générale des commutations à effectuer peut être mise sous la forme de la figure 16. La partie PO-GO de l'oscillateur peut être réalisée de deux façons différentes. Nous pouvons constituer d'abord notre secondaire en deux enroulements, avec court-circuit du bobinage additif GO sur la position PO. Dans ce cas-là, le secondaire PO est bobiné par dessus le primaire correspondant, avec interposition d'une mince feuille de papier paraffiné. L'enroulement comprendra 15 spires de fil 15/100 deux couches soie, aussi bien dans le cas des 135 khz que dans celui des 460 khz. Le secondaire GO pour 135 khz sera constitué par un bobinage nids d'abeille de 50 spires, assez fortement couplé au primaire GO (distance entre bobinages, 2 mm. environ). Pour le 460 khz, il y a lieu, ou bien de diminuer le nombre de spires du secondaire GO, ou bien de découpler légèrement le primaire et le secondaire.

Nous pouvons encore envisager de constituer le secondaire unique PO-GO avec un bobinage de quelques 100 spires. Il suffit de prévoir la possibilité de faire varier le couplage

entre L_1 et L_3 d'une part, et L_2 et L_3 d'autre part (fig. 16). Si L_2 et L_3 peuvent coulisser sur le tube de bakélite supportant L_1 , cela se fait sans difficulté. Nous commençons, comme pour le transformateur HF, par régler le couplage en PO et nous passons ensuite en GO.

Quant à l'oscillateur OC, sa réalisation est bien simple, et la figure 15 nous en donne une idée suffisamment nette. L'enroulement plaque, L_5 , est constitué par quelques 15 tours de fil de 4/10 deux couches soie, bobiné à spires rangées. La distance entre les enroulements L_4 et L_5 sera de 1 mm.

Remarque importante : les enroulements primaire et secondaire des oscillateurs doivent être bobinés en sens contraire.

Transformateurs MF.

La question du couplage est encore primordiale dans la réalisation des transformateurs MF. C'est pour cela qu'il faut s'arranger, du moins en ce qui concerne les premiers modèles, de façon à pouvoir faire varier ce couplage dans d'assez larges limites. Nous indiquons, sur la figure 17, la façon de réaliser le couplage variable. L'un des enroulements,

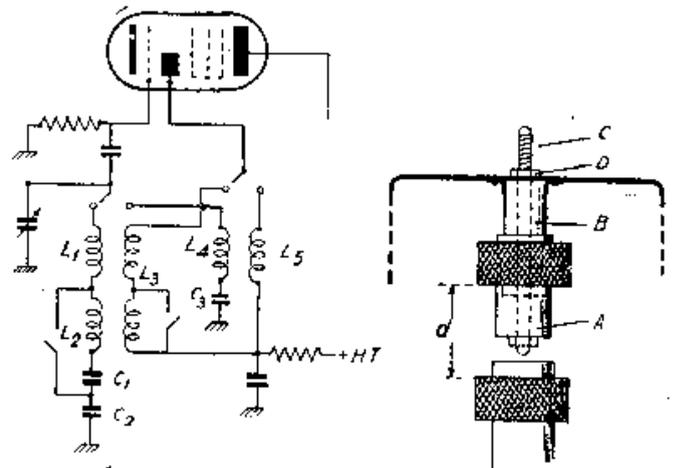


Fig. 16 et 17. — A gauche : schéma général d'un oscillateur toutes ondes. A droite : la façon de réaliser le couplage variable dans un transformateur MF.

bobiné sur le tube A, peut coulisser sur un autre tube, B, de diamètre légèrement inférieur. Une tige filetée, C, traverse ces deux tubes et le blindage du transformateur. En agissant sur l'écrou D, on peut abaisser ou relever le bobinage correspondant et faire varier, par conséquent, la distance d entre le primaire et le secondaire. Disons tout de suite que d est de l'ordre de 15 à 25 mm., il suffit donc de le faire varier entre ces limites.

Nous n'indiquons pas la disposition des condensateurs ajustables qui servent à accorder le primaire et le secondaire : c'est l'affaire du goût et des possibilités de chacun.

La prochaine fois nous parlerons des mesures qu'un amateur peut effectuer sur ses bobinages et, par la même occasion, nous indiquerons brièvement la façon de construire les principaux appareils de mesure nécessaires.

R. SOREAU.

CONSTRUCTION DES BOBINAGES

pour superhétérodynes modernes

Les lignes ci-dessous font suite aux articles parus dans les numéros 27 et 28 de notre revue et consacrés, le premier, au calcul de divers bobinages, le second, à la réalisation pratique de ces derniers. L'auteur aborde aujourd'hui la question des mesures à effectuer sur les divers bobinages réalisés par l'amateur. Il y a tellement de choses à dire sur les mesures qu'il est impossible d'exposer en détails tel ou tel procédé. Les amateurs que cette question intéresse s'inspireront des indications, forcément incomplètes, que nous donnons plus bas, pour réaliser des bancs d'essai de leur fabrication

Nous avons confectionné certains enroulements, nous avons, également, combiné ces enroulements de façon à constituer les divers bobinages nécessaires pour le récepteur que nous nous proposons de réaliser.

Il est possible, bien entendu, de contrôler notre fabrication une fois le montage du récepteur terminé, mais il est préférable de nous rendre compte d'avance de la conformité de certaines constantes aux caractéristiques que nous nous sommes imposées et de rectifier, au besoin. Cette précaution nous évitera beaucoup de tâtonnements lors de la mise au point définitive.

Que devons-nous mesurer? Tout d'abord notre condensateur variable. Les constructeurs annoncent souvent des résiduelles impressionnantes par leur petitesse : 18, 15, 12, voire 10 μF . La confiance est une belle chose, mais il est bon néanmoins, de pouvoir contrôler ces affirmations. Il en sera de même en ce qui concerne la capacité maximum, surtout lorsqu'il s'agit d'un condensateur de type inconnu.

Disons maintenant quelques mots sur les appareils nécessaires pour nos mesures. Tout d'abord l'ondemètre. Notre excellent collaborateur, A. de GOUVERNAIN, a développé cette question dans le numéro 13 de *La Technique Professionnelle Radio* et nos lecteurs verront que c'est un appareil essentiellement simple et facile à construire.

Vient ensuite l'hétérodyne modulée. Nous en avons publié une réalisation dans le numéro 27 de notre revue et qui peut être utilisée pour les mesures ci-dessous à condition d'y apporter quelques perfectionnements pour augmenter sa stabilité en fréquence. La précision d'une hétérodyne alimentée sur piles est largement suffisante pour le dépannage, mais pour nos

mesures il vaudra mieux construire un appareil alimenté sur secteur et stabilisé au primaire et au secondaire. Nous nous ferons d'ailleurs un plaisir d'indiquer à nos lecteurs les modifications à apporter au schéma du n° 27. L'étalonnage de l'hétérodyne sera de préférence en longueurs d'ondes. Nous arrivons enfin au voltmètre à lampe dont nous avons également publié une réalisation dans le n° 13 de *Toute la Radio*. Nous nous proposons, d'ailleurs, de revenir sur la question des appareils de mesure et d'étudier un ensemble comprenant une hétérodyne, un ondemètre et un voltmètre à lampe, spécialement adapté aux mesures à faire sur les bobinages.

Disons enfin que toutes les mesures effectuées sur les bobinages doivent se faire dans les conditions aussi rapprochées que possible de celles d'utilisation (blindage, connexion, etc.).

Mesures sur le condensateur variable.

Comme appareils nécessaires, il nous faut un ondemètre étalonné, dont la courbe du condensateur nous est donnée, et une hétérodyne modulée.

La disposition des instruments est indiquée sur la figure 1, C représente le condensateur variable de

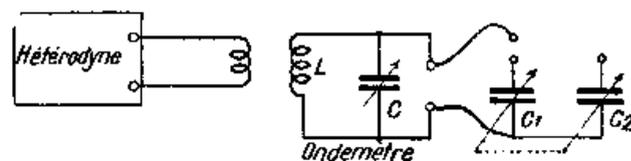


FIG. 1. — Disposition générale des appareils pour la mesure de la résiduelle d'un condensateur variable.

l'ondemètre, C_1 et C_2 — les deux éléments du bloc à étudier. Commençons par mesurer la résiduelle. Sortons complètement les lames de C_1 et C_2 et dévissons les trimmers correspondants. Donnons à C une valeur assez faible ($\lambda = 230$ m, par exemple) et cherchons la résonance avec l'hétérodyne.

Soit c_1 la valeur correspondante de C . Branchons en parallèle sur C le condensateur C_1 . Pour retrouver la résonance il nous faut diminuer la valeur de C et descendre à c_2 , par exemple.

Désignons par c_x la résiduelle de C_1 ; nous pouvons écrire

$$c_x = c_1 - c_2$$

Cela suppose bien entendu, comme nous avons indiqué plus haut, l'étalonnage suffisamment précis du cadran en fonction de la capacité, autrement dit la possession d'une courbe telle que la figure 2.

Exactement de la même façon nous pouvons contrôler la capacité du trimmer (vissé à fond).

Pour mesurer la capacité maximum du C_1 par exemple, souvenons-nous que, dans un circuit oscillant, la capacité varie comme le carré de la longueur d'onde, autrement dit

$$(1) \quad \frac{\lambda_0^2}{\lambda_{\max}^2} = \frac{c_0}{c_{\max}}$$

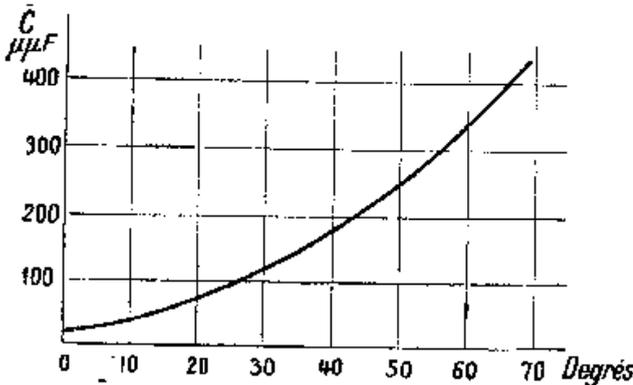


FIG. 2. — Allure approximative de la courbe d'étalonnage d'un condensateur variable.

Nous connaissons c_0 et nous pouvons déterminer facilement λ_2 et λ_{\max} .

λ_0 peut être déterminée expérimentalement ou par le calcul. Pour la détermination expérimentale, il suffit de remplacer C par C_1 (lames mobiles complètement sorties et trimmer dévissé) et de chercher la résonance avec l'hétérodyne. Attention aux capacités parasites entre connexions qui doivent être aussi courtes que possible. Le calcul de λ_0 est très simple. Nous partons des deux formules

$$\lambda_1 = 0,02 \pi \sqrt{Lc}$$

$$\lambda_2 = 0,02 \pi \sqrt{L(c + c_0)}$$

où λ_1 et λ_2 sont facilement déterminées à l'aide de l'hétérodyne. Nous avons ensuite

$$\lambda_1^2 = (0,02 \pi)^2 Lc$$

$$\lambda_2^2 = (0,02 \pi)^2 L(c + c_0)$$

ou encore, en faisant la soustraction membre à membre

$$\lambda_2^2 - \lambda_1^2 = (0,02 \pi)^2 Lc_0$$

mais

$$\lambda_0 = 0,02 \pi \sqrt{Lc_0}$$

et, par conséquent

$$\lambda_0^2 = \lambda_2^2 - \lambda_1^2$$

Quant à λ_{\max} , le moyen le plus simple de le déterminer est de remplacer C par C_1 et de chercher la résonance à l'aide de l'hétérodyne.

Lorsque λ_0 et λ_{\max} sont trouvés, la relation (1) nous donne c_{\max} .

Nous avons indiqué cette méthode en supposant que notre ondemètre n'était pas étalonné en capacités, autrement dit que nous ne connaissions pas la courbe de son condensateur.

En connaissant cette dernière, nous pouvons trouver c_{\max} beaucoup plus facilement, soit par la méthode que nous avons employée pour la recherche de C_0 , soit par celle dite du condensateur en série.

Cette dernière consiste à donner à C une valeur assez faible c_1 (de l'ordre de 150 $\mu\mu\text{F}$, par exemple), et de rechercher la résonance à l'aide de l'hétérodyne. Soit λ_1 la longueur d'onde correspondante

$$\lambda_1 = 0,02 \pi \sqrt{Lc_1}$$

Ensuite, les lames mobiles du C_1 étant complètement rentrées, on le branche en série avec C et on recherche la nouvelle résonance, λ_2 . Nous avons alors

$$\lambda_2 = 0,02 \pi \sqrt{L \frac{c_1 c_{\max}}{c_1 + c_{\max}}}$$

En faisant le rapport de ces deux égalités et en simplifiant, nous trouvons

$$\frac{\lambda_1^2}{\lambda_2^2} = \frac{c_1 + c_{\max}}{c_{\max}}$$

Et enfin, en posant $\lambda_1^2/\lambda_2^2 = A$, il vient

$$c_{\max} = \frac{c_1}{A - 1}$$

Nous pouvons, d'ailleurs, utiliser une autre méthode.

Au lieu de chercher la nouvelle résonance λ_2 avec l'hétérodyne, nous faisons varier la capacité du C jusqu'à retrouver λ_1 à l'ondemètre.

Soit c_2 la nouvelle valeur de C .

Cela nous permet d'écrire, d'une part, comme plus haut

$$\lambda_1 = 0,02 \pi \sqrt{Lc_1}$$

et aussi

$$\lambda_1 = 0,02 \pi \sqrt{L \frac{c_2 c_{\max}}{c_2 + c_{\max}}}$$

d'où

$$c_1 = \frac{c_2 c_{\max}}{c_2 + c_{\max}}$$

et finalement

$$c_{\max} = \frac{c_1 c_2}{c_2 - c_1}$$

Dans toutes les formules que nous avons indiquées λ est exprimé en mètres et la capacité en centimètres. Rappelons à ce propos la relation

$$1\ 000\ \text{cm} = 900\ \mu\mu\text{F}$$

Nous avons donc indiqué la façon de mesurer c_0 et c_{\max} d'un condensateur variable. En s'inspirant de ces mesures, nos lecteurs pourront aisément déterminer la capacité maximum du trimmer et même relever la courbe de leur condensateur. Il arrive quelquefois, et pour certains types d'ondemètres, qu'au lieu de la courbe de son condensateur, le constructeur indique le coefficient de self-induction de ses bobinages, autrement dit L , en microhenrys, le plus souvent.

Il ne nous est pas possible d'examiner chaque cas particulier, mais les mêmes mesures peuvent être refaites en partant de L .

Mesures sur les bobinages.

1. — *Coefficient de self-induction (L).* — La méthode la plus simple exige une hétérodyne modulée étalonnée en longueurs d'onde et un ondemètre. La figure 3 nous montre la disposition générale des appareils.

Nous voyons que l'hétérodyne est couplée inductivement à la bobine L de l'ondemètre. Le couplage sera assez lâche.

1. Nous réglons l'hétérodyne sur une longueur d'onde arbitrairement choisie et cherchons la résonance avec le condensateur C de l'ondemètre. Nous pouvons écrire, si λ est la longueur d'onde choisie

$$\lambda = 0,02 \pi \sqrt{L c_1}$$

où c_1 est la valeur correspondante de C .

2. Nous plaçons le bobinage à étudier X en parallèle sur L et nous retrouvons de nouveau la résonance en agissant sur C . Soit c_2 la valeur correspondante de C . Nous avons

$$\lambda = 0,02 \pi \sqrt{(L + X) c_2}$$

par conséquent

$$L c_1 = (L + X) c_2$$

et

$$X = L \frac{c_1 - c_2}{c_2} \quad (2)$$

Quelques remarques sont indispensables au sujet de cette méthode. Tout d'abord, il faut s'arranger de façon qu'il n'y ait aucune induction possible entre L et X ni aucune action directe de l'hétérodyne sur X . Cela exige l'éloignement de la bobine X . Pour éviter

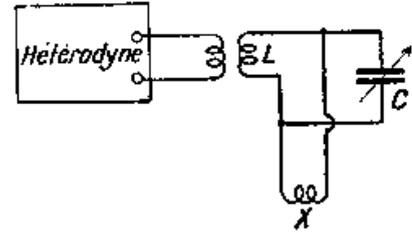


FIG. 3. — Disposition générale des appareils pour la mesure de L .

les erreurs dues aux capacités parasites X sera connecté à L à l'aide de conducteurs non torsadés et éloignés l'un de l'autre.

D'autre part, L devra être du même ordre de grandeur que X . En général on admet que le rapport L/X doit être compris entre $1/3$ et 3 .

Si le condensateur de notre ondemètre est gradué non pas en capacités, mais en longueurs d'onde, la formule (2) peut être transformée et s'écrire

$$X = L \frac{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}{\lambda_2^2}$$

Nous voyons que pour la méthode ci-dessus il nous est indispensable de connaître L , c'est-à-dire le coefficient de self-induction des bobines de notre ondemètre. Si nous ne le connaissons pas, il nous est facile de le déterminer en réalisant simplement le montage de la figure 4.

Le bobinage de notre ondemètre est couplé à l'hétérodyne et nous supposons le condensateur C étalonné

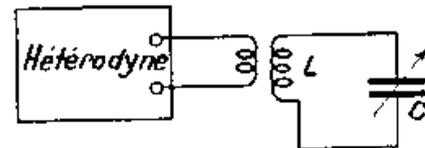


FIG. 4. — Mesure de L par la méthode directe.

en capacités. Nous effectuons des mesures pour deux longueurs d'onde λ_1 et λ_2 , correspondant aux valeurs c_1 et c_2 du condensateur C et nous écrivons

$$L = \frac{\lambda_2^2 - \lambda_1^2}{0,0059 (c_2 - c_1)}$$

D'ailleurs, si nous avons sous la main un condensateur variable étalonné, nous pouvons mesurer directement X par cette dernière méthode, en constituant un ondemètre avec X et le condensateur étalonné.

Notons que dans les formules qui précèdent L et C sont exprimés en centimètres. Nous avons indiqué

plus haut la relation entre le centimètre et le microfarad. On a de même

$$1\ 000\ \text{cm} = 1\ \mu\text{H}$$

2. *Capacité répartie* (c_0). — Nous n'avons pas besoin d'insister sur l'importance de la capacité répartie : elle vient s'ajouter en parallèle sur celle de l'accord et limite la plage que l'on peut couvrir avec un bobinage et un condensateur donnés.

Pour la détermination de la capacité répartie, nous aurons recours, encore une fois, à la bonne vieille formule de THOMSON. Nous constituons, avec le bobinage à étudier, un ondémètre et réalisons le montage de la figure 4.

Il est clair que si la bobine L possède une certaine capacité propre, elle possède aussi sa longueur d'onde que nous allons déterminer en enlevant le condensateur variable C et en cherchant la résonance à l'aide de l'hétérodyne. Disons tout de suite que pour les bobinages PO, tels que nous les avons réalisés, cette résonance sera située vers 140 à 160 mètres. Soit λ la longueur d'onde que nous trouvons. Nous avons alors

$$\lambda = 0,02\ \pi\ \sqrt{Lc_0}$$

si c_0 est la capacité répartie du bobinage.

Réglons ensuite l'hétérodyne sur une longueur d'onde, multiple entier de λ , autrement dit 2λ , 3λ ou même 4λ , cela pour faciliter le calcul.

Remettons à sa place le condensateur C et cherchons la résonance avec ce dernier. La résonance trouvée, nous écrivons, par exemple

$$3\lambda = 0,02\ \pi\ \sqrt{L(c + c_0)}$$

c étant la valeur correspondante du condensateur C que nous supposons étalonné, bien entendu.

Il nous reste à tirer c_0 des deux équations ci-dessus, ce qui se fait très facilement en les élevant au carré et en en faisant le rapport membre à membre

$$\frac{\lambda^2}{9\lambda^2} = \frac{L\ c_0}{L(c + c_0)}$$

Ce qui donne

$$\frac{1}{9} = \frac{c_0}{c + c_0}$$

ou
$$c_0 = 0,125\ c$$

En effectuant cette mesure, attention aux harmoniques de l'hétérodyne.

3. *Résistance HF*. — Nous allons exposer ci-dessous une méthode qui, sans être très précise, permet néanmoins de déterminer rapidement le facteur R d'un bobinage et de comparer entre eux plusieurs bobinages du même type. Connaissant R nous déduirons le coefficient de surtension $Q = \omega L/R$.

L'installation dont nous avons besoin comprend une hétérodyne modulée, un voltmètre à lampe et un

condensateur variable étalonné en capacités, de très bonne qualité (pertes aussi réduites que possible). La figure 5 nous montre la disposition générale des appareils.

L'hétérodyne est couplée au circuit oscillant constitué par le bobinage à étudier L et le condensateur variable étalonné C. Une résistance r , connue, peut être mise en parallèle sur le circuit à l'aide de l'interrupteur I. Le voltmètre à lampe utilisé doit travailler sans courant grille et sa liaison avec le circuit LC est faite par capacité.

Nous accordons notre circuit oscillant sur la fréquence émise par l'hétérodyne. Cette fréquence sera

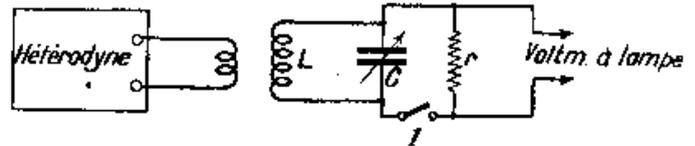


FIG. 5. — Schéma général pour la mesure de R.

plus ou moins élevée suivant le type de la bobine L (PO, MO ou GO). Le voltmètre, à la résonance, nous indiquera une certaine tension V_1 . Si nous branchons la résistance r , le voltmètre n'indiquera plus que V_2 ($V_2 < V_1$).

La formule qui nous donnera R sera

$$R = \frac{900\ L}{\left(\frac{V_1}{V_2} - 1\right)\ C\ r}$$

où L et C sont exprimés en centimètres et r en ohms.

Quelques précautions sont nécessaires pour la réalisation de cet appareil. La résistance r varie suivant la bobine utilisée. Elle sera de 40 000 ohms pour PO et 100 000 ohms pour GO. De plus, ces résistances seront de toute première qualité : absolument sans self et étalonnées avec soin. Attention également à l'interrupteur I ; il pourra introduire une capacité parasite dans notre montage.

Conclusion.

Toutes les mesures que nous avons décrites plus haut se complètent mutuellement. Ainsi la mesure du coefficient de self-induction ne tient pas compte de la capacité répartie. La mesure de cette dernière permet de déduire « la self pure » d'une bobine. De même, connaissant la résistance HF d'un enroulement nous pouvons déduire le coefficient de surtension.

D'ailleurs, il est bon de mesurer R en plusieurs points de la gamme correspondante au bobinage. En général, dans les mesures par la méthode de résonance, il faut toujours voir si la capacité répartie d'un bobinage ne vient pas fausser les résultats.

R. SOREAU.