

# LA CONSTRUCTION

DES

# RÉCEPTEURS DE TRAFIC

PAR LES

AMATEURS



par :

Jean TOUTAIN

F9AW



1949-1950

# LA CONSTRUCTION DES RECEPTEURS DE TRAFIC

par les Amateurs

## Introduction

La présente étude ne s'adresse ni aux snobs ni aux faux amateurs. Nous estimons, en effet, qu'un véritable O.M. doit être capable de réaliser lui-même son propre récepteur, comme il a lui-même construit son propre émetteur. La fabrication d'un excellent récepteur de trafic est - il ne faut pas se le dissimuler - une tâche relativement difficile à mener à bien, surtout pour un amateur ne disposant que des connaissances théoriques qu'il a pu acquérir par la lecture de "presse spécialisée". Nous n'hésitons pas à écrire que le schéma du meilleur récepteur du monde (si toutefois il en existe un...) ne possède pas plus de valeur intrinsèque qu'une bonne recette de cuisine; car c'est tout de même le cuisinier qui, finalement, assaisonne la sauce et dresse le plat... L'auteur, qui connaît parfaitement l'anatomie de la plupart des récepteurs les plus célèbres d'Outre-Atlantique, peut affirmer que leur schéma ne comporte aucun secret; le pourquoi du haut rendement très réel de certains de ces appareils tient exclusivement dans la qualité de leur réalisation.

Il n'est pas question pour nous de copier littéralement ces appareils; nous nous heurterions rapidement à des difficultés mécaniques et matérielles insurmontables, et notre imitation resterait à plusieurs longueurs de l'original.

Il s'agit, au contraire, d'aboutir aux mêmes résultats pratiques, mais en empruntant les moyens simples qui sont à notre disposition. Notre oeuvre ne s'enorgueillera pas, certes, d'une présentation aussi luxueuse que celle des appareils précités, encore que l'aspect extérieur d'un récepteur reste soumis au goût de l'exécutant et à ses moyens financiers...

Mais nous osons affirmer qu'un amateur (digne de ce nom) pourra, après la lecture de cet ouvrage, entreprendre la construction d'un récepteur lui donnant, au point de vue sensibilité, sélectivité, rapport signal/bruit, précision, étalonnage et stabilité, des résultats identiques, sinon supérieurs, à ceux donnés par les meilleurs appareils américains.

Nous nous forons d'ailleurs un devoir et un plaisir de donner tous renseignements particuliers à ceux de nos lecteurs qui voudront bien nous consulter sur tel point qui les embarrasse ou les préoccupe.

## Chapitre I.

### LES OUTILS

Nous ne voulons pas parler ici des tournevis, chignollés et autres clés à tube nécessaires... D'ailleurs, cet ouvrage ne s'adressant pas tout-à-fait à des débutants, nous n'hésiterons pas à négliger systématiquement toute question par trop élémentaire.

Les outils dont il va être question ci-dessous sont les appareils de mesure dont la possession est absolument nécessaire pour mener à bien la réalisation de notre récepteur.

Ces appareils de mesure, en nombre d'ailleurs limité, sont tous facilement réalisables par l'amateur, et il en est même qu'il serait impardonnable de ne point posséder déjà.

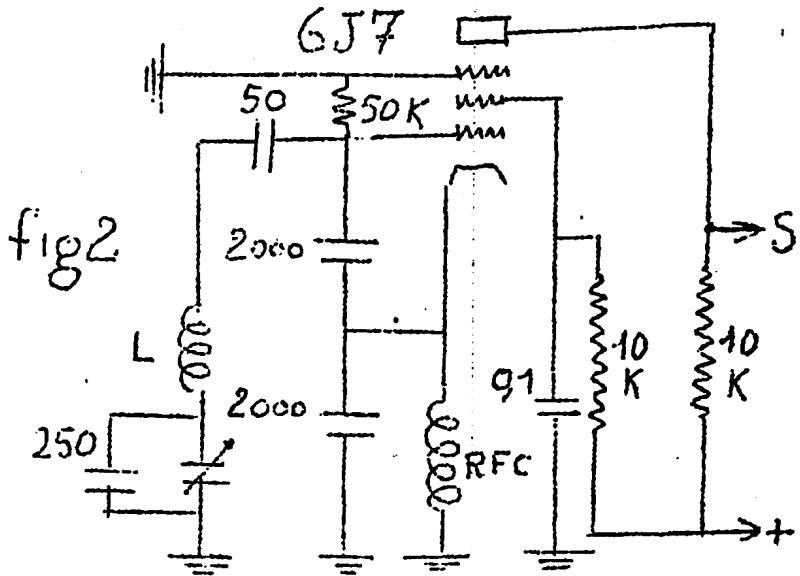
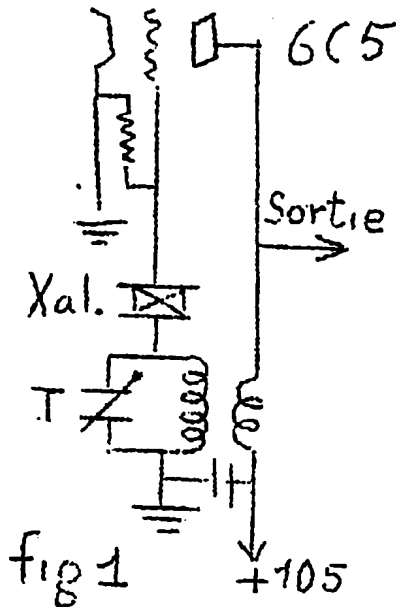
- 1°) Le standard de fréquences. Bien mieux qu'une hétérodyne, sujette au glissement de fréquence et dont le cadran est d'une lecture toujours imprécise, vu l'étendue des fréquences couvertes, le générateur d'harmoniques rendra d'inappréciables services à l'amateur. Nous allons en donner rapidement description.

L'appareil comprendra:

- Un pilote (cristal ou oscillateur à bobines, stabilisé) oscillant sur 100 kc/s
- Un multiplicateur 1000 Kc/s
- Un multi-vibrateur 10 Kc/s
- Un système mélangeur qui permettra d'obtenir des signaux soit:
  - = tous les 100 kc/s
  - = tous les 1000 kc/s

= tous les 1000 kc/s, avec subdivision à 100 et à 10 Kc/s permettant un étalonnage précis de tout appareil.

Le Pilote pourra être monté soit avec un cristal 100 kc/s, soit avec un oscillateur stable, genre Clapp, par exemple (fig. 1 et 2).



La H.T. sera stabilisée par un tube au néon VR 105. La fréquence sera contrôlée et ajustée (même pour l'oscillateur à quartz), on faisant battre l'harmonique 2<sup>e</sup> du pilote avec la station de Droitwich (200 kc/s), bien connue pour sa précision et sa stabilité, et ceci notamment pendant l'utilisation de l'appareil (contrôle permanent).

Le schéma général de l'appareil est tracé fig. 3. Sa réalisation ne présente aucune difficulté. Quant à son utilisation, elle réclame, surtout dans les débuts, quelque peu de patience et de réflexion, car il est assez facile de se tromper d'harmonique. Néanmoins, il est toujours possible, en procédant par élimination, de déterminer à quel harmonique on a affaire. D'autre part, la différence d'amplitude des signaux est, dans cette discrimination, d'un précieux secours. Si l'on possède un récepteur panoramique, on dispose alors de la vision d'une magnifique échelle électronique, dans la lecture de laquelle toute erreur est impossible. Que l'amateur ne s'effarouche pas: nous décrirons in fine un récepteur panoramique dans la réalisation de laquelle il pourra se lancer avec succès.

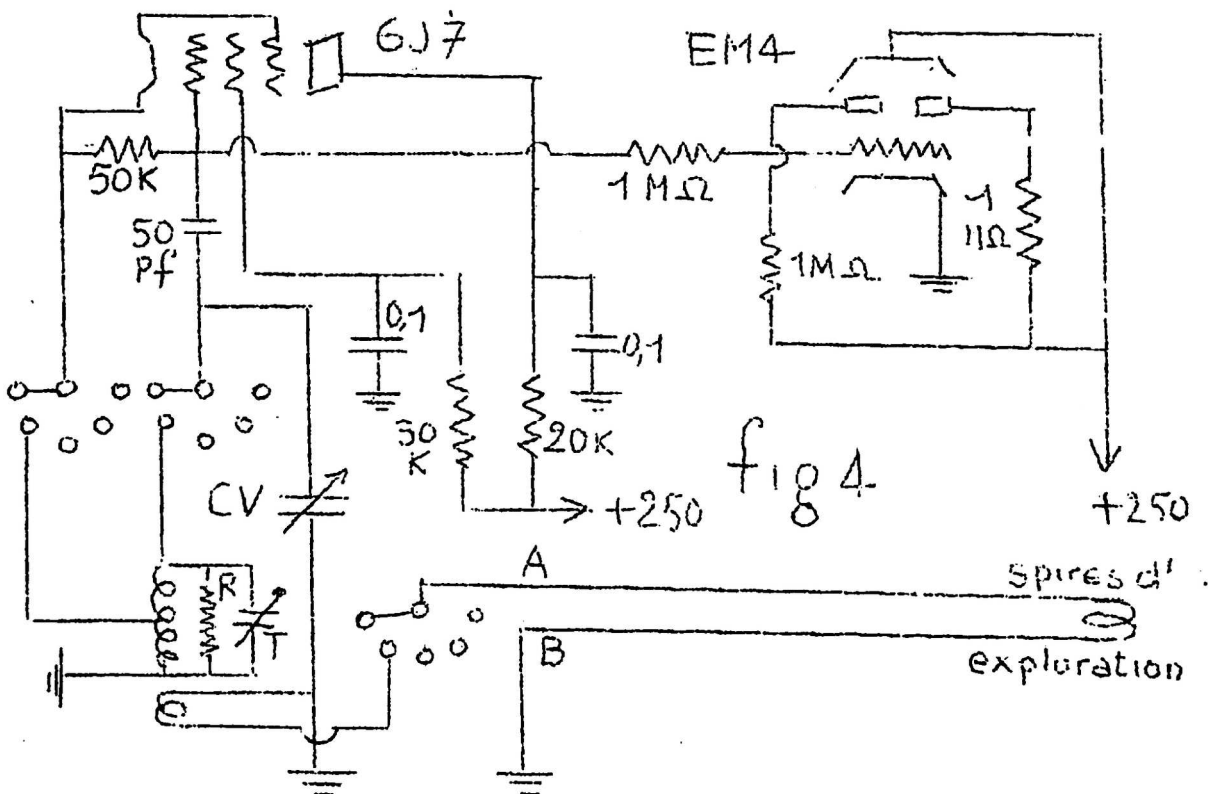


2°) Oscillateur Grid-Dip: Le générateur d'harmoniques permettra d'étalonner le "Grid-dip". Un oscillateur Grid-Dip n'est autre qu'un oscillateur à variation continue de fréquences, dont on peut coupler les bobinages avec un circuit oscillant extérieur. L'absorption d'énergie par ce circuit entraîne une diminution des courants de grille de l'oscillateur, qui est rendue apparente par un instrument de mesure. Cela permet de mesurer la fréquence de résonance du circuit.

L'oscillateur Grid-Dip possède une foule d'utilisations:

- alignement d'un récepteur,
- pré-réglage des bobinages d'un émetteur (évitant la surcharge des tubes pendant le réglage),
- détermination de la fréquence de résonance d'une antenne demi-onde,
- détermination des fréquences de résonance d'une self de choc (chose impossible par n'importe quelle autre méthode, car tout appareil de mesure placé aux bornes de la self, possédant une capacité si faible soit-elle, déplacé ces points de résonance);
- détermination des fréquences de résonance d'un primaire antenne ou H.F.,
- évaluation grossière du Q d'un bobinage,
- etc... etc...

Le schéma est donné fig. 4.



L'oscillateur couvre cinq gammes se recouvrant et donnant deux par deux des fréquences harmoniques, ce qui n'exige, sur le cadran, que deux graduations. A la base de chaque bobinage se trouvent deux spires aboutissant à une ligne torsadée d'environ 25 C/m. et terminée également par deux spires isolées de 20 m/m. de diamètre. Ces spires "exploratoires", approchées du bobinage inconnu, assurent son couplage avec les bobinages de l'oscillateur. Plus le couplage sera lâche, plus la mesure sera précise. Des résistances R, dessinées en pointillé, seront à placer en parallèle sur les bobinages, de façon que la tension de grille provoquée, sur la fréquence la plus élevée de chaque gamme, juste la fermeture de l'ocil EM4. Leur valeur est à déterminer expérimentalement. Pour la mesure de la résonance d'une antenne, les bornes A.B. seront mises en série avec le feedor. Enfin, le degré d'ouverture de l'ocil, pour un bobinage donné, peut renseigner grossièrement sur le facteur de qualité d'un circuit oscillant.

Tableau des Bobinages

Gamme	1	2	3	4	5	Prise cathode
	30-10 MC	10-3 "	3-1 "	1000-300 kc/s	300-100 "	5 (1 1/2 espacés du Ø du fil)
"						20 (6 jointifs)
"						60 (10 jointifs)
"						200 (40 galettes nid d'abeille)
"						650 (150 - (2 galettes 225 sp))

diamètre des mandrins 12 m/m., avec noyau magnétique à vis.

Sur chaque bobine, un trimmer 5/30 pf. permet l'alignement sur les points "hauts"; alors que le noyau permet le réglage des points "bas", de façon que les graduations des gammes 1, 3, 5 et 2, 4 coïncident.

Ce petit appareil est indispensable dans une station. Il peut servir, par rayonnement, d'hétérodync. (On peut moduler pour cela la 6F7 dans la grille N° 3, en polarisant négativement cette grille). Nous déconseillons de réaliser un Grid-Dip à faible étalonnage de bande, car cela limite considérablement les possibilités d'utilisation.

On peut également réaliser un semblable appareil avec des bobinages interchangeables. Dans ce cas, le bobinage oscillateur sera placé hors du coffret, et couplé directement avec le circuit oscillant en étude. Ce genre de réalisation est moins pratique que la précédente.

- 3°) Voltmètre à lampes. Cet appareil n'est pas indispensable. Il est cependant bien utile. (Vérification des tensions de V.C.A. par exemple). On trouvera des exem-

plus de bonnes réalisations dans la Presse Radio. Nous n'ajoutons pas cet ouvrage par une description qui ne pourrait faire que double emploi avec ces réalisations.

- 4°) Oscilloscope. - Cet appareil, dont il a paru également d'excellentes descriptions, est peut-être plus utile que le voltmètre électronique, surtout lorsqu'il est employé conjointement avec un modulateur de fréquence, pour l'alignement précis des amplificateurs à fréquence intermédiaire. Il n'est, néanmoins, pas indispensable.

Muni de ces outils de travail, l'amateur doit être à même d'apprécier les résultats de son travail, et, par conséquent, de mener à bonne fin les exemples de réalisation qui vont suivre.

## Chapitre II.

### Comment concevrons-nous notre récepteur ?..

Il s'agit avant tout de savoir exactement ce que nous voulons faire. Un récepteur à "général coverage" permet la réception des concerts aussi bien que celle des amateurs. Est-ce bien là ce que nous cherchons ? D'autre part, l'étalement des bandes d'amateurs étant indispensable, tant pour la précision de la lecture que pour la commodité du trafic, il nous sera difficile avec un tel récepteur de réaliser un étalement donnant une égale satisfaction sur toutes les bandes qui nous sont allouées.

En effet, tout système d'étalement par C.V. auxiliaire donne un étalement variant avec la position du C.V. principal. Une autre difficulté réside dans le calage du C.V. principal sur le point fixe situant le départ de chaque bande étalée.

Une solution consiste cependant à placer chacune des bandes d'amateurs au début de chaque gamme de réception. Le C.V. principal étant alors à zéro, la C.V. auxiliaire donne la bande étalée. Il semble qu'on ait, d'autre part, par ce procédé, un excellent rapport L/C. Cependant, les bobinages n'en restent pas moins connectés aux sections du C.V. principal, d'où pertes par rayon-

noment. Or, notre principal souci sera de pourchasser toutes les portes.

Pour cette raison, nous ne sommes pas partisan de multiplier le nombre des C.V. en parallèle sur un bobinage: chaque C.V. possède en effet une capacité résiduelle non négligeable, à laquelle vient s'ajouter celle des connexions, forcément plus longues, et celle des trimmers nécessaires à l'alignement. Pratiquement, on prend le départ avec des capacités relativement élevées, d'où rapport L/C faible et portes sensibles. Ajoutons qu'en employant le système précédemment décrit il faudrait prévoir une gamme 3,6 - 1,75 MC, sans utilité pratique, uniquement pour pouvoir étaler la bande des 80 mètres!

Enfin, chose plus grave, le rapport en fréquences de chaque bande d'amateur étant différent, en utilisant ce système, si la bande T-E-N est étalée sur la totalité du cadran, les autres bandes occuperont forcément des longueurs plus faibles puisque leur étendue est plus réduite, et la précision s'en ressentira grandement.

Nous voyons que nous pouvons sans trop de regrets laisser de côté cette solution.

Si nous résistons à la tentation d'aller voir dans des bandes d'amateur ce qui s'y passe, le problème se simplifie.

Nous pouvons prévoir un C.V. unique dont la capacité aura été calculée de façon à couvrir la bande T-E-N. Nous aurons alors les circuits de la meilleure qualité pour la bande la plus difficile. En effet, l'étalage dans des bandes sur tout le cadran, plus réduit, sera assuré par la mise en parallèle sur le C.V. de capacités fixes adéquates.

Sur les bandes 20,40 et à fortiori 80 mètres, il est de moins en moins utile de posséder un rapport L/C. très élevé.

La solution est séduisante et nous l'adoptons pour des récepteurs simples, qui seront assurés cependant d'un haut rendement H.F.

Malheureusement, la stabilité de l'oscillateur réclame l'emploi de capacités élevées... En effet, une des causes les plus importantes de la dérive d'un oscillateur est la réaction du tube sur le circuit, réaction d'autant plus importante que la fraction:  $\frac{\text{lumière}}{\text{capacité d'accord}}$  est trop faible.

On voit tout de suite l'organe qu'il faudrait posséder: ce serait un C.V. comportant, pour la section oscillateur, une cascade de capacité notablement plus importante. L'étalement serait obtenu par des capacités fixes série et parallèle. Naturellement, un tel C.V. n'existe pas dans le commerce, bien qu'on puisse utiliser, à la rigueur, pour cet usage, les C.V. 130 + 360 pf. conçus pour les B-C-L, mais concurremment avec un système d'étalement.

En fait, et toujours avec la réserve ci-dessus, nous pourrions adopter tout de même cette solution, car:

1°/ Un oscillateur finit toujours par se stabiliser, au bout d'un certain délai de fonctionnement, lorsque la température limite est atteinte. Il faudra faire en sorte que cette température soit atteinte le plus rapidement possible, par exemple en enfermant lampe et bobinage dans un étroit blindage, et en utilisant une lampe chauffant peu. Nous y reviendrons longuement.

2°/ Un récepteur n'est pas un ondémètre. Pour des mesures précises de fréquences, il faut utiliser des appareils conçus d'une toute autre manière (générateurs d'harmoniques, par exemple, l'interpôlation entre les signaux à 10 Kc/s pouvant être faite sur le cadran du récepteur, à l'aide d'une courbe).

3°/ Le glissement de fréquence n'est pas très important, une fois le récepteur stabilisé calorifiquement, si les circuits sont bien étudiés et les variations des tensions d'alimentation faibles. Nous voulons parler ici principalement des variations de température de la cathode, car celle de la tension d'anode peut être rendue nulle par l'emploi de tubes au néon.

Mais il est heureusement possible de faire beaucoup mieux encore. Il ne faut pas être obnubilé par le souci d'obtenir le meilleur rapport L/C:

Dans la formule donnant la valeur du facteur de d'un circuit accordé: 
$$Q = \frac{L \Omega}{R}$$

remarquons que la capacité du C.V. n'intervient pas. Cette capacité n'intervient qu'indirectement, car L augmente beaucoup plus vite que R si l'on augmente le nombre de tours d'une bobine. Pratiquement, on peut dire que lorsque L augmente de 4 fois, R n'augmente que de 2 fois. En conséquence, en augmentant L/C, on augmente bien indirectement Q pour une fréquence donnée d'accord.

Il est donc possible théoriquement d'obtenir un facteur Q identique avec deux rapports L/C différents.

Le tout est de savoir fabriquer les bobinages... C'est ce que nous verrons plus loin.

En conséquence, on pourra établir un récepteur de toute aussi bonne qualité que le premier en plaçant aux bornes des bobines des capacités plus élevées.

L'établissement, qui n'en sera que plus linéaire, sera obtenu par un jeu de capacités fixes série et parallèle, et la stabilité de l'oscillateur sera parfaite.

Nous verrons une application de ce cas par la suite.

Mais, le noe plus ultra dans le domaine de la stabilité est évidemment obtenu par les oscillateurs à quarts...

Il est très possible d'utiliser de tels oscillateurs, donnant une fréquence fixe, dans un récepteur devant recevoir des fréquences variables.

En utilisant le principe que nous allons exposer, on réussira à construire des récepteurs donnant des performances notablement plus élevées que celles des meilleurs récepteurs commerciaux, faisant appel par la force des choses (sauf un cependant...) à des principes plus orthodoxes.

Dans ce récepteur, l'oscillateur local est stabilisé par quart. Pour parcourir la bande, c'est la noyenne fréquence que l'on fait varier. En réalité, il y a un double changement de fréquence, la première MF étant réservé à l'exploration, l'autre à l'amplification et à la sélectivité. Les variations de fréquence du deuxième oscillateur sont sans importance, étant donné que l'on travaille sur des fréquences basses, et avec des capacités qui peuvent être élevées.

D'autre part, les circuits accord et HF peuvent alors travailler avec des capacités d'accord extrêmement faibles; ils peuvent même ne pas comporter de capacités d'accord autres que les capacités parasites. La variation d'accord sera réalisée dans ce cas par variation de la self induction, à l'aide d'un noyau plongeur.

Il serait évidemment possible d'aligner tous ces circuits, de façon à réaliser la mono-commande. Mais, tourner deux boutons n'est pas pour rebuter un OM, surtout si cette complication (?) doit entraîner des résultats supérieurs. Enfin, la mise en commande unique d'un tel système exigerait une réalisation mécanique hors de la portée de l'amatour.

Chapitre III.

Bobinages interchangeables ou commutés ?

Là aussi, il s'agit de savoir si l'on désire réaliser un récepteur de haute qualité, ou un récepteur pratique... Le changement d'un tireur de gammes ne prend guère plus de temps que la rotation d'un commutateur, et on n'a jamais affirmé sérieusement que le récepteur " H.R.O " n'était pas "pratique".

Nous répudions donc absolument tout commutateur; le meilleur est encore trop mauvais, et le pourquoi en est facile à comprendre:

La self, en microhenrys, d'un fil de connexion allongé est donnée par la formule:--

$$L = 2^1 \left[ 2,3 \log \frac{4l}{d} - 1 \right] 10^{-3}$$

D'autre part, celle d'une bande plate, toujours allongée, est égale à:

$$L = 2^1 \left[ 2,3 \log \frac{2l}{b} + 0,5 \right] 10^{-3}$$

- avec: l = longueur de la connexion en C/m.
- d = diamètre - - - - -
- b = épaisseur - - - - -

Supposons maintenant un bobinage (pour la bande T-E-N, par exemple). Si la capacité d'accord totale est de 70 pf, pour fixer les idées à 30 MC/S, la self induction nécessaire aux bornes de cette capacité est:

$$L = \frac{253 \times 10^8}{F^2 - x - C} = 0,4 \text{ microhenrys}$$

Le bobinage est relié à la cosse du commutateur par une connexion dont la longueur ne peut guère dépasser au-dessous de Un Centimètre... D'autre part, le retour à la masse du C.V. aura une longueur beaucoup plus grande, par exemple 5 centimètres.

La self de ces deux fils sera de:

$$L = 2 \times 6 \left[ 2,3 \log \frac{4 \times 6}{0,1} - 1 \right] 10^{-3} \text{ cm sup-}$$

posant un fil de 10/10, soit en effectuant le calcul:

$$= 0,0038 \mu H$$

Le trajet dans le commutateur (cosse, grain de

contact, rail, cosse de sortie) peut être évalué à 6 C/m, on supposant la meilleure orientation pour le commutateur (cosse d'entrée la plus rapprochée de la cosse de sortie). Nous négligeons le fait que le trajet n'est pas rectiligne, mais replié, ce qui augmente encore la self-induction...

La self-induction est de:

$$L = 2 \times 6 \left[ 2,5 \log \frac{2 \times 6}{0,01} + 0,5 \right] 10^{-3} = 0,084 \mu H$$

Enfin, la self-induction du fil allant de la cosse de sortie aux lames fixes du C.V. peut avoir 5 centimètres, soit 0,0038  $\mu H$ .

Ces connexions possèdent au minimum, car nous ne tenons toujours pas compte que ces fils forment finalement un cadre, une self-induction de:

$$0,084 + 2 \times 0,0038 = 0,09 \mu H$$

La bobine devra donc avoir une inductance de:

$$-0,4 - 0,09 = 0,31 \mu H, \text{ et les connexions représentent le } \frac{1}{3,4} \text{ de la self-induction de la bobine.}$$

Ce chiffre est impressionnant, et, ce qui est plus grave, il est faux. Le chiffre exact est encore bien plus impressionnant et condamne l'utilisation de tout commutateur. La qualité en H.F. de celui-ci n'a rien à voir dans l'affaire. La self des connexions et du commutateur est de "mauvaise qualité". Non incorporée à celle de la bobine même, elle dissipe de l'énergie; d'autre part, il est pratiquement impossible de l'incorporer dans un transformateur, ce qui limite le couplage maximum que l'on peut réaliser entre primaire et secondaire, et en conséquence le gain de l'étage H.F.

Nos bobinages seront donc du type "interchangeable". Notons qu'il existe des "astuces" permettant d'éliminer l'action du commutateur sur la gamme la plus élevée en fréquences, c'est-à-dire là où elle se montre la plus néfaste. Ces astuces ne sont, en fait, que palliatifs, et nous ne nous en occuperons pas.

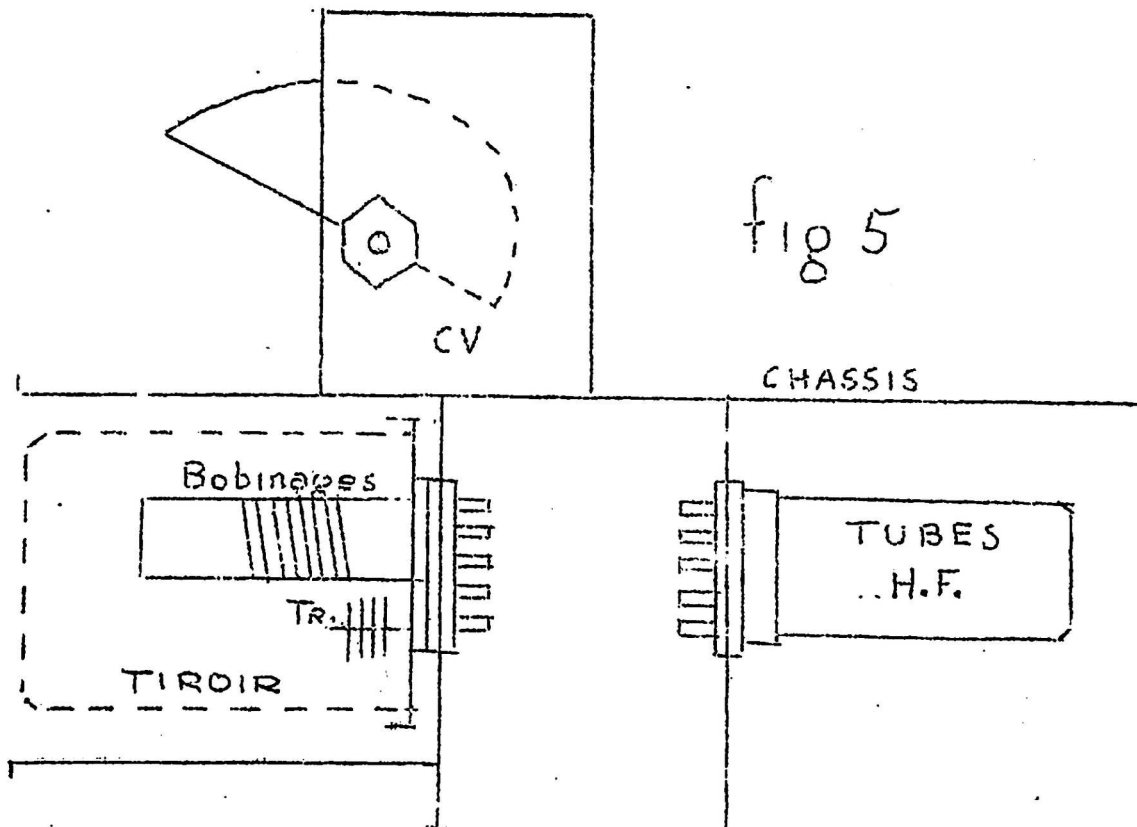
Dire que nos bobinages seront interchangeables ne signifie pas qu'ils seront enroulés sur des tubes en carton enfoncés dans des supports de valve 8C :...

Nous réaliserons de véritables " tiroirs " de bande, comportant tous les bobinages d'une même bande, blindés les uns par rapport aux autres.

Ceci, dans le cas général. Dans celui du récepteur "noe plus ultra" à double connexion, ce sera tout le bloc H.F. avec ses bobines, ses lampes, son quartz, qui sera rendu interchangeable.

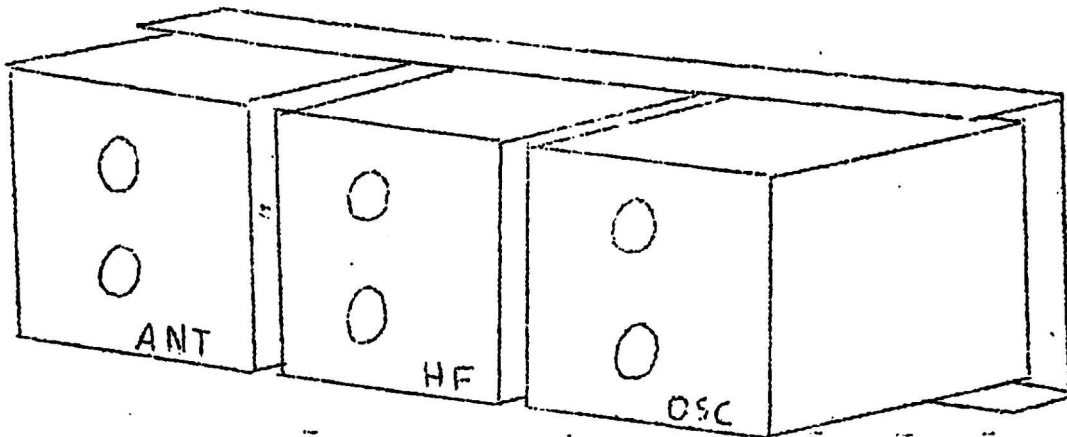
Il est facile de réaliser un tiroir de bande. La pièce essentielle sera une tôle étamée repliée en "U", qui portera autant de culots de tubes métal-glass à huit broches type octal qu'il y a d'étages à commuter. Ces culots sont fixés provisoirement par une tige filetée les traversant. Pour déterminer rigoureusement leur emplacement, on enfonce le tiroir dans le récepteur, qui comporte évidemment des supports du type octal, stéatite, à fourchettes de contacts multiples. On bloque les tiges filetées; on retire le tiroir avec précaution; et, avec un anneau de soudure, on fixe définitivement les culots à la tôle, aux 4 points où venait se replier le blindage de la lampe. Des blindages carrés, type transformateur moyenne fréquence, enfermeront les bobinages. On pourra ajouter deux poignées, pour la commodité. Les broches inutilisées seront supprimées.

Un tel système permet des milliers de changements, sans usure appréciable, si la réalisation a été soignée. Il suffit de graisser légèrement, de temps en temps, les broches de contact.



Pratiquement, les contacts-supports seront placés verticalement, à l'avant, ou sur un côté du récepteur. Le C.V. immédiatement au-dessus, et les tubes H.F. mélangeur et oscillateur: horizontalement, à l'opposé du tiroir.

Le câblage n'est pas très commode à exécuter, mais, avec cette disposition, on peut aboutir à des fils de connexion n'excédant jamais 2 centimètres (fig.5). Il ne semble pas qu'on puisse faire mieux, même en réalisant des dispositifs spéciaux analogues à ceux de "H-R-O"



Une autre solution fort élégante est le rotacteur. Un amateur quelque peu mécanicien peut fort bien réaliser un semblable appareil. Néanmoins, la multiplication des bandes, de même que la facilité d'accès aux organes d'alignement posent des problèmes difficiles à résoudre si l'on veut respecter la loi de la réduction des connexions. L'étude d'un rotacteur par un amateur mal outillé peut annoncer des pertes de temps et des déceptions. D'un autre côté, les rotacteurs de commerce sont d'un prix fort élevé. Enfin, ils ne permettent pas, comme le tiroir, de posséder un nombre illimité de gammes, d'étalements divers.

#### Chapitre IV.

#### Calcul et Réalisation des bobinages H.F. et oscillateurs.

Le rapport  $\frac{F_{\max}}{F_{\min}}$  des fréquences couvertes par un C.V. est égal à la racine carrée du rapport  $\frac{C_{\max}}{C_{\min}}$  représentant la capacité variable utile. Ainsi, pour

ouvrir la gamme T-E-N, soit de 30 à 33-MC, il faudra un condensateur variable pouvant par exemple, compte tenu des capacités parasites et de celle du trimmer d'alignement, donner aux bornes de la bobine un rapport de capacités de:

$$\left(\frac{30}{28}\right)^2 = 1,15$$

Estimons à 8 pF la capacité  $C_g$  de la lampe, 7 pF celle du câblage, et 15 pF celle du trimmer moyennement serré, soit en tout, 30 pF. La capacité résiduelle du C.V. étant de 7 pF, par exemple, la capacité maximum qui devra exister aux bornes du circuit sera, évidemment:

$$C_{max} = 37 \times 1,15 = 42,55 \text{ pF}$$

$$\text{et celle du C.V.} = 42,55 - 30 = 12,55$$

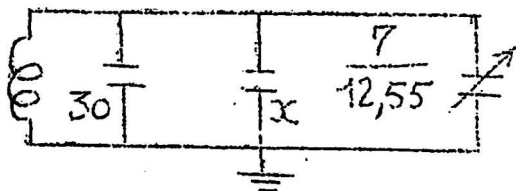
Il s'agit maintenant de couvrir la bande des 40 m. de façon qu'elle s'étale sur la totalité du cadran. Le rapport des fréquences est de  $\frac{7,2}{7} = 1,03$  environ.

Le rapport des capacités devra être:  $1,03^2 = 1,0609$

On mettra aux bornes du C.V. un trimmer fixe (fig.6) de valeur:

$$\frac{12,55 + 30 + X}{7 + 30 + X} = 1,0609$$

$X = 55 \text{ pF}$  environ.



La self induction nécessaire, sur le T-E-N, serait de:

$$L = \frac{253 \cdot 10^8}{30000^2 \times 37 \text{ pF}} = \frac{253}{533} = 0,76 \mu\text{H environ}$$

On prendra un mandrin en tôle d'aluminium de 14 m/m. de diamètre extérieur, muni d'un filotage intérieur pour introduction d'un noyau magnétique.

Le bobinage aura une section carrée, donc une longueur de 14 m/m. Il comportera:

$$N = \sqrt{\frac{1000 L}{\pi d}} \text{ spires, avec } L = \text{self en microhenrys}$$

d = diamètre en centimètres, K, coefficient =  $\frac{100 d}{4d + 111}$

soit: 
$$N = \sqrt{\frac{1000 \times 0,76}{5 \times 1,4}} = 10 \text{ spires environ.}$$

En réalité, à cause de la self des connexions et de la présence du noyau magnétique, le nombre de spires réel sera moindre. On réalisera néanmoins le bobinage avec 10 spires, pour enlever ensuite, en contrôlant avec grid-dip, qu'il est facile, avec le noyau, de "déborder" largement de part et d'autre de l'accord. Ainsi, l'alignement sera toujours possible sans avoir à refaire le bobinage. Cet ajustement sera effectué naturellement avec le tiroir en place et les lampes sur leur support. On emploiera un fil tel que l'espace entre spires soit égal au diamètre du fil, soit:  $14 : 20 = 0,7$

Le fil à choisir est le fil émaillé, à défaut le fil argenté (et protégé par un vernis contre les vapeurs sulfurées de l'air). On peut faire mieux encore en utilisant de la bande plate de cinquante de cuivre argenté comme "fil" de bobinage. La résistance H.F. est fortement diminuée, de même que la capacité répartie du bobinage. Cette bande aura une largeur un peu plus grande que le diamètre trouvé précédemment, par exemple 1,5 mm au lieu de 0,7 mm. Le bobinage sera très soigneusement réalisé, et la bande plate devra continuer jusqu'aux organes de liaison, sans solution quelconque de continuité.

Pour les bandes de 20, 40, 80 mètres, le fil émaillé convient parfaitement, et le bobinage sera exécuté à spires jointives à partir de 7 m/c inclus.

Les condensateurs ajustables "trimmers" seront, pour les bandes 10 et 20 m., des petits C.V. à air, exclusivement. Il en sera de même sur tous les bobineurs oscillateurs, à cause de la stabilité de réglage obtenue, stabilité qu'on ne trouve pas avec les ajustables à compression.

Primaères d'antenne

Plusieurs cas sont à considérer, selon que l'on fait fonctionner le récepteur sur antenne 1/2 onde avec feeder 72 Ω (ce que nous recommandons, ne serait-ce qu'en raison des propriétés anti-parasites du système) ou sur feeder d'antenne conrad-windom, ou encore sur "bout-de-fil-traînant-dans-la-pièce" (ce qui est formellement à déconseiller, encore que certains C.M. s'en glorifient...)

En effet, il n'existe pas de système d'accord

universel, et les récepteurs commerciaux, prévus pour fonctionner, soit sur doublet, soit sur feeder unique, par simple mise à la masse d'une extrémité du primaire d'antenne, sont en général aussi mal adaptés à l'un des systèmes d'aérien qu'à l'autre...

Le primaire d'antenne doit assurer entre le collecteur et le circuit d'entrée un couplage légèrement inférieur à l'unité: ceci pour obtenir un rapport signal/souffle optimum.

Pratiquement, le primaire pour "doublet" comportera de 2 à 5 spires, avec prise médiane mise à la masse. Un primaire pour antenne à haute ou moyenne impédance comportera un nombre de spires beaucoup plus important.

Il est à considérer que le primaire ne doit en aucun cas (accordé qu'il est par la capacité d'antenne), résonner dans la bande reçue. Il s'en suivrait de graves perturbations dans la courbe de réglage du circuit oscillant accordé. Il vaut mieux le faire résonner plus bas (en fréquences) que la fréquence la plus basse reçue. Dans ce cas, le couplage optimum est plus facile à réaliser, et le gain plus constant tout le long de la gamme.

Le grid-dip sera là encore un conseiller précieux dans la détermination du nombre de spires à adopter en fonction d'une antenne donnée, ou plutôt d'une impédance donnée de feeder. Etablir le primaire sur un tube léger en papier pouvant coulisser sur le secondaire, du côté masse. Le fil utilisé sera du 15/100 soie ou nylon, enroulé à spires jointives. L'antenne étant branchée à travers une capacité d'environ 100 pF, la mesure sera faite en désaccordant fortement le secondaire, par exemple avec une capacité de 500 pF. Une fois la résonance trouvée, le primaire étant placé de façon à recouvrir le secondaire, agir sur le nombre de spires pour situer cette résonance à  $F_{min}$  reçue - 20%. S'assurer, en débranchant l'antenne, que c'est bien à la résonance primaire qu'on a affaire, et non à une résonance harmonique du secondaire (ce qui est d'ailleurs très rare).

Pour ajuster le couplage primaire-secondaire, il est préférable d'utiliser un voltmètre à lampes, mais le grid-dip peut ici encore être précieux.

Retirer la capacité désaccordant le secondaire. Débrancher l'antenne. Brancher le voltmètre à lampes aux bornes du secondaire. Exciter le secondaire avec une tension H.F. (couplage très faible avec le générateur) et noter la déviation du voltmètre.

Brancher l'antenne et rechercher, par déplacement du primaire, à faire tomber de 40 % l'indication de l'appareil de mesure. Ne pas oublier de réaccorder le circuit à chaque déplacement du primaire.

(En observant, pour un couplage donné de la spiro exploratrice, l'ouverture de l'œil magique du grid-dip, on peut également se faire une idée grossière de la valeur du couplage de l'antenne.)

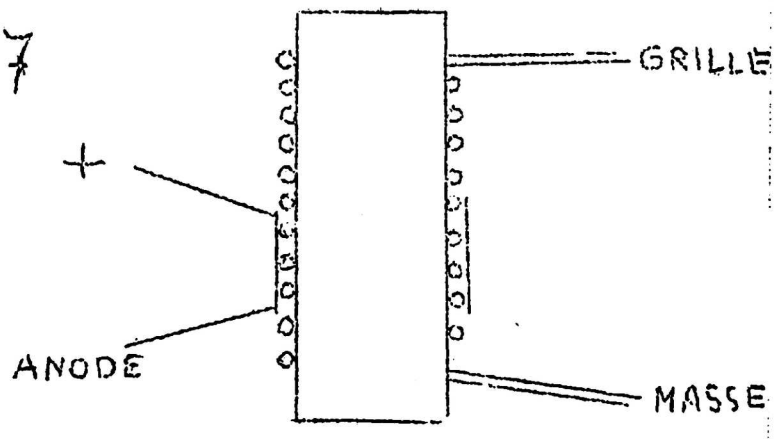
Le circuit d'entrée est le circuit le plus important de tout le récepteur. De lui dépendant, on majore partie, les performances de l'appareil.

La discussion théorique des données pratiques que nous venons d'indiquer sortirait du cadre de cet ouvrage. Il suffit de savoir que les indications ci-dessus conviennent pour les tubes que nous recommandons, tubes qui sont les meilleurs que l'on puisse actuellement utiliser dans un étage H.F. (6AC7, 6AK5, 6F5C, 6F5L).

Primaires Haute Fréquence

Les primaires des transformateurs H.F. ne doivent pas être réalisés d'une manière identique aux primaires d'antenne. Il s'agit, en effet, de faire travailler un générateur dont la résistance interne est grande par rapport à l'impédance de la charge. Il importe surtout que le couplage primaire-secondaire soit le plus élevé possible. On n'a pas intérêt à prendre un nombre de spires trop grand: ceci pour éviter de faire tomber la résonance du primaire dans la gamme couverte. Pour la gamme 1-E-N, un nombre de spires égal aux 2/3 de celui du secondaire sera adopté. Le bobinage étant effectué en fil très fin (10/100) et à spires jointives sur un anneau de papier mince huilé entourant le secondaire, la self-induction est sensiblement égale à celle du secondaire. (fig 7).

fig 7

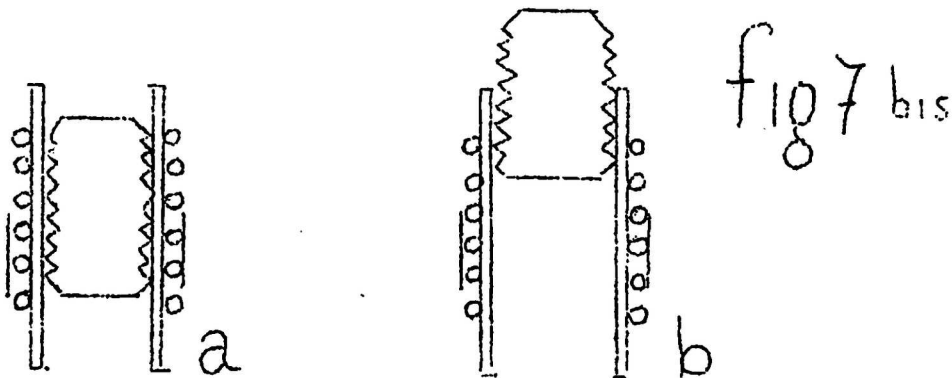


L'extrémité plaque sera placée à 2m/m. au-dessus de la sortie masse du secondaire, ceci pour que tout le flux primaire embrasse le secondaire, et les bobinages tourneront dans le même sens. (Il en sera d'ailleurs de même pour le circuit d'antenne, en ce qui concerne le sens de rotation et le branchement).

Les fils de plaque et de grille seront écartés le plus qu'on pourra le faire, de façon à réduire le couplage capacitif.

Pour les bandes 20-40-80 mètres, le nombre de spirales des primaires antenne et H.F. pourra être très largement réduit: ceci afin de diminuer le gain de l'étage. Ce gain peut, en effet, devenir beaucoup trop grand et être la cause de troubles spéciaux (tels que l'oscillation du tube H.F. en convertisseur, avec une station puissante comme oscillateur... local!)

La position du noyau magnétique de réglage a une grande importance, tant sur le bobinage antenne que sur le transfo H.F. Il faut qu'à l'alignement du circuit le noyau occupe une position très profonde, de telle sorte que le flux magnétique du primaire soit canalisé par ce noyau dans sa presque totalité. Sinon, la valeur du couplage varie fortement avec la position du noyau. D'autre part, si l'accord exact s'obtient avec un noyau peu enfoncé, la H.F. induite dans ce noyau rayonne et les pertes augmentent. (fig 7 bis) a/ bonne position du noyau; b/ mauvais.



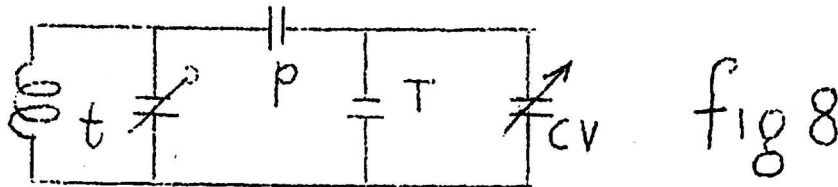
### Autres procédés d'étaloment

Le procédé pris comme exemple au début du chapitre est le plus simple à calculer et à réaliser. Il présente le défaut de donner un étaloment peu linéaire, surtout lorsque la capacité est grande (gamme 40, 80m). En effet, l'action du C.V. devient presque nulle lorsqu'elle s'approche de sa valeur minimum. Les stations sont resserrées vers une extrémité du cadran.

Un autre système d'étalement plus complexe est, bien qu'en donnant un rapport L/C légèrement inférieur, à conseiller, car il donne une répartition plus linéaire des fréquences sur le cadran, ainsi qu'une meilleure stabilité de l'oscillateur.

Ce système permet en outre d'utiliser des C.V. de capacité notablement plus élevée. D'autre part, le courant circulant dans le C.V. est beaucoup plus faible, ce qui autorise l'utilisation de C.V. de réception, BCL moins bien isolés mais plus robustes. On prendra des C.V. de 130 pF maximum, ou encore de 130 + 360 pF, et on fera le calcul des capacités d'étalement pour la section oscillateur en utilisant les deux casos en parallèle, ce qui augmentera la stabilité dans des proportions considérables.

Le schéma de ce montage est donné fig. 8.



Il s'agit de déterminer P et T pour une bande donnée, connaissant t (trimmer d'alignement + capacités parasites) et C.V.

On écrit d'abord les valeurs des capacités maximum et minimum de l'ensemble P, T, CV.

$$\frac{1}{C_{\max}} = \frac{1}{P} + \frac{1}{T + CV_{\max}}$$

$$\frac{1}{C_{\min}} = \frac{1}{P} + \frac{1}{T + CV_{\min}}$$

$$C_{\max} = \frac{P \cdot CV_{\max} + P \cdot T}{P + T + CV_{\max}}$$

$$C_{\min} = \frac{P \cdot CV_{\min} + P \cdot T}{P + T + CV_{\min}}$$

Dès lors, les capacités maximum et minimum de l'ensemble devienont:

$$C_{\max} = \frac{P \cdot CV_{\max} + P \cdot T}{P + T + CV_{\max}} + t = \frac{P \cdot CV_{\max} + P \cdot T + t \cdot (P + T + CV_{\max})}{P + T + CV_{\max}}$$

$$C_{\min} = \frac{P \cdot CV_{\min} + P \cdot T}{P + T + CV_{\min}} + t = \frac{P \cdot CV_{\min} + P \cdot T + t \cdot (P + T + CV_{\min})}{P + T + CV_{\min}}$$

Le rapport  $\frac{C_{\max}}{C_{\min}}$  doit être égal à une valeur donnée:

$$a. \left( a = \left( \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 \right)$$

on a donc:

$$a \frac{(P \cdot CV_{\max} + 2Pt + Tt + t \cdot CV_{\max}) (P + T + CV_{\min})}{(P \cdot CV_{\min} + 2Pt + Tt + t \cdot CV_{\min}) (P + T + CV_{\max})}$$

En développant, on obtient une équation du second degré ayant  $P$  pour inconnu en fonction des autres capacités, et notamment de  $T$ .

Il faut donc fixer  $T$  par avance; l'examen des courbes de variation de capacité d'un CV normal mis en série avec des capacités de valeurs différentes montre qu'en faisant  $T$  égal ou plus grand que  $CV_{\max}$ , on obtient un étalonnage sensiblement linéaire, ainsi qu'une capacité finale aux bornes de la self suffisamment faible (vu, surtout, le peu d'étalonnage demandé).

Pour une CV. de 130 pf, on prendra  $T = 50$  pf, pour fixer les idées, et surtout pour tomber dans les valeurs courantes. Le condensateur sera un organe au mica métallisé, de précision  $\pm 1\%$ . Les valeurs calculées pour  $P$  ne se trouveront évidemment pas dans les modèles courants. On prendra celles qui s'en rapprocheront le plus, ou mieux, on fera étalonner des capacités grattables par son fournisseur. On peut aussi rendre  $P$  ajustable en plaçant par exemple à ses bornes un ajustable 3/30. Cette façon de faire permettra l'alignement de chaque bande en trois points (haut: trimmer; bas:  $P$ ; milieu: self). Néanmoins, étant donné l'étroitesse des bandes explorées, l'alignement des bobinages accord et H.F. en deux points est toujours suffisant, et la précision supplémentaire apportée par la possibilité d'ajustement de  $P$  n'apporte pas un gain appréciable, à la condition cependant que la valeur de  $P$  soit exacte à  $\pm 1\%$ .

Lorsque la MF sera de l'ordre de 500 kc/s, les bobinages oscillateurs pourront être, eux aussi, alignés en deux points sur le bobinage accord; ces points seront choisis à plus ou moins 10% des fréquences extrêmes de la bande. L'écart, au milieu de la bande, est trop faible pour causer un abaissement de la sensibilité.

Mais, si la MF est de l'ordre de 2000 kc/s, comme ce sera le cas pour notre premier récepteur à double conversion, il faudra obligatoirement rendre le condensateur  $P$  (de la section oscillateur) ajustable, pour pouvoir agir sur la position du point milieu ( $f_{\max} + f_{\min}$ ) en variant la self.

Los différents condensateurs seront placés, dans chaque section, d'une façon exactement semblable, de façon à ne pas modifier leur capacité par rapport à la masse du blindage et aux bobinages.

L'accord des circuits (trimmers et noyaux) devra être très net et se produire pour des positions sensiblement semblables des ajustables et des noyaux. Toute anomalie (impossibilité d'accord, accord très flou, position très différente des noyaux) devra être considérée comme le signe d'une imperfection dans la réalisation du bobinage, du câblage, ou de la disposition des éléments, en supposant les condensateurs reconnus exacts évidemment.

L'accord du bobinage d'antenne notamment devra amener une grosse augmentation du souffle du récepteur. S'il on était autrement, il faudrait en déduire que l'étage HF ne possède pas un gain suffisant, ou que le souffle des étages suivants masque celui de l'étage d'entrée. Nous reparlerons de cette importante question.

Ne pas hésiter à refaire entièrement un bobinage suspect, même si son aspect extérieur ne laisse rien à désirer.

## Chapitre V.

### Réalisation des étages H.F.

Il est inutile d'insister sur l'intérêt qu'il y a à amplifier le signal avant de l'appliquer au tube convertisseur. Nous voulons donner simplement, dans ce chapitre, quelques conseils relatifs à l'établissement des étages H.F.

#### Combien d'étages HF ?

Cela dépend de la valeur de la MF employée. Avec deux étages HF, et une MF de 500 kc/s la sélectivité image est encore insuffisante sur le T-E-N. Il faudrait trois étages HF. La réalisation de deux étages étant déjà délicate, nous déconseillons d'en faire l'essai. De toutes façons, il faut réduire l'amplification pour éviter la production d'un souffle trop intense. Il est préférable d'insérer, en série dans l'antenne, un circuit oscillant accordable sur la fréquence-image. La réaction atteint ainsi un nombre considérable

de décibels. Malheureusement, la chose est irréalisable dans le cas de la réception sur feeder symétrique à basse impédance.

Il vaut beaucoup mieux n'employer qu'un seul étage HF doté du gain maximum; et augmenter la valeur de la Moyenne Fréquence. On réalise, d'ores et déjà des transformateurs H.F. 1600 kc/s donnant une bonne sélectivité et un gain excellent, à la condition toutefois d'utiliser trois étages à fréquence intermédiaire. Ou alors (nous y revenons toujours...) faire appel à la double conversion.

### Réalisation pratique

Il est très important que le circuit oscillant d'entrée soit toujours rigoureusement accordé sur la fréquence incidente. Quelle que soit la précision de l'alignement, il faut prévoir un ajustable de faible valeur (25 pf) et mis en parallèle sur le circuit d'entrée. L'alignement initial sera fait avec cet ajustable placé à la moitié de sa valeur. De cette façon, il sera toujours possible d'obtenir l'accord parfait du circuit.

Une commande manuelle de sensibilité sera prévue. (Résistance variable de 10000 ohms entre cathode et masse, avec un "talon" égal à la résistance de polarisation du tube HF choisi).

Les variations de polarisation ayant une répercussion sur la capacité d'entrée du tube (effet Miller), on aura soin de prévoir une légère contre-réaction, en ne découplant qu'une partie de la résistance "talon". Une fraction de 25 à 50 ohms non shuntée sera insérée entre cathode et système de polarisation automatique. Cette manière de faire augmente également l'impédance d'entrée du tube, et, par voie de conséquence, le rapport signal/souffle.

Le V.C.A. ne sera pas appliqué au tube HF.

Tous les condensateurs de découplage au papier seront doublés par des 1000 pf au mica.

L'emplacement des points de masse est critique; non seulement pour éviter les effets de régénération, mais encore pour obtenir l'amplification maximum. Des erreurs dans le choix des points de masse peuvent entraîner, en effet, selon les cas, soit une réaction, soit une contre-réaction.

La meilleure solution consisterait à utiliser des CV. ayant leurs rotors isolés et à relier ceux-ci

à des points judicieusement déterminés. Pratiquement, il faut choisir un point situé de telle sorte que l'ensemble des connexions y aboutissant (fourchette du CV, masse des bobinages et des trimmers, condensateurs by-pass) soient les plus courtes possibles. C'est un petit problème de géométrie facile à résoudre. Certains lampes, comme la 6F5L, possèdent deux sorties de cathode à découpler l'une à la masse du circuit d'entrée, l'autre à celle du circuit de sortie. Respecter cette disposition. Le support de la lampe HF doit être "à cheval" sur le blindage interétage, la grille d'un côté, la plaque de l'autre. Ne pas oublier surtout que le circuit d'anode d'un tube HF appartient au tube suivant. Le découplage du bobinage d'anode doit donc aboutir à la masse de l'étage suivant, et non à la masse du tube auquel appartient cette anode. L'observation de cette prescription très importante entraîne souvent des effets de régénération, des auto-oscillations sur des fréquences autres que celles d'accord des circuits, ou des impossibilités d'alignement.

Le découplage d'écran doit aboutir évidemment au point de masse de la cathode. Il peut aussi aboutir au condensateur de découplage de cette cathode.

Si, malgré tout, des auto-oscillations persistent sur des fréquences très élevées, on peut insérer entre le C.O. et la grille du tube HF, une résistance de 5 à 10 ohms. Mais il est préférable de venir à bout par une étude plus rationnelle du câblage et des masses, de cette difficulté.

Il est indispensable que l'entrée et la sortie d'un tube HF, à grande ponte n'aient, du côté masse, aucune impédance commune, si minime soit-elle. Se méfier des "fils de masse" communs à plusieurs tubes. Si possible, souder directement les masses en un point du châssis, en faisant un gros dépôt d'étain. Se méfier également des châssis en aluminium, où les masses, serrées sous des écrous, s'altèrent à la longue. Bien découper la tôle d'aluminium avant de poser une cosse de masse, graisser immédiatement, et serrer l'écrou sans attendre.

Les courants HF. sont pleins de fantaisie et peuvent aller se proncher dans l'épaisseur d'un châssis, jusqu'à des distances surprenantes...

Signalons enfin un détail dont il ne faut pas méconnaître l'importance pour un récepteur destiné à travailler à proximité d'une station d'émission: Il arrive très fréquemment que le récepteur soit accordé sur la

fréquences même de l'émetteur. Des tensions H.F. très importantes peuvent alors apparaître aux bornes du circuit d'entrée et devenir préjudiciables à la vie du tube H.F., même si la H.T. est coupée: la dissipation de la grille peut être largement dépassée.

Il y a donc intérêt à insérer une résistance élevée (1 mégohm) entre la grille et la masse, et à relier la grille au C.C. par un condensateur (50 pf). De cette manière, une polarisation automatique par courant de grille se produit, qui sauvegarde la vie du tube. So méfier cependant du fait qu'avec certains tubes (1852) un courant de grille peut apparaître au repos, qui, surpolarisant le tube, fait tomber le gain. Une valeur adéquate de la résistance de protection devra alors être choisie. On pourrait prévoir également un relais qui court-circuiterait l'antenne pendant l'émission.

### Montages Spéciaux

Mentionnons-les pour mémoire, car ils sont plus spécialement applicables aux récepteurs V.H.F. On remarquera que notre ambition s'est limitée ici au T-E-N, car nous avons de bonnes raisons pour estimer qu'un Récepteur digne de ce nom ne peut être correct à la fois sur 3,5 Mc/s et sur 144 Mc/s... Si cet ouvrage a le bonheur de trouver une audience suffisante, peut-être le ferons-nous suivre d'une étude relative aux V.H.F.

Un mode de couplage entre étages H.F. est donné par la figure 9. Nous n'avons pas fait figurer les systèmes d'alimentation. On voit que ce schéma permet une adaptation des impédances d'entrée et de sortie du circuit à celles des tubes  $V_1$  et  $V_2$ . Ce montage a des points de communs avec le filtre COLLINS bien connu des C.F. Il n'est véritablement commode que pour la réception de fréquences fixes élevées.

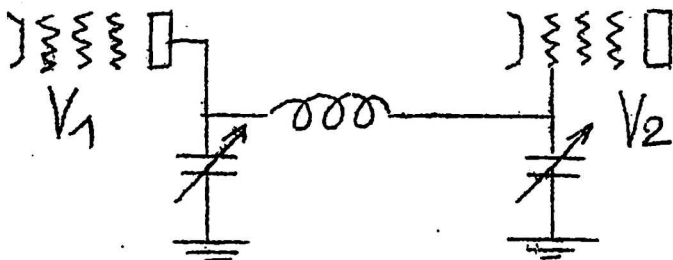
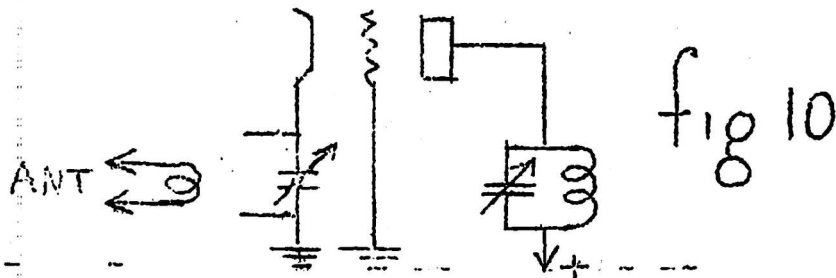


fig 9

La figure 10 montre un mode de montage dont le succès est grandissant aux U-S-A. Disons simplement qu'il permet de monter en ampli H.F. une triode avec entrée et sortie accordées sans qu'il se produise d'auto-oscillations, la grille de commande, mise à la masse, assurant le blindage nécessaire entre entrée et sortie.

L'attaque est faite par la cathode. On peut uti-

liser des tubes tels que les 6CA, 6J6, ou des pentodes 6E3, 6F51, montés en triodes (avec suppressor à la masse).



Le gros avantage de ces montages est la diminution notable du souffle, car on sait que c'est le courant d'écran qui est le grand responsable du souffle des pentodes. Jusqu'à 30 V/s, il y a peu d'intérêt à utiliser le montage avec grille à la masse.

Pour conclure, disons que le montage à transformateur HF est le seul permettant d'obtenir un gain maximum avec des pentodes classiques ou à grande pente sur les ondes de 10 à 100 mètres. Les systèmes consistant soit à attaquer le C.C. en parallèle (avec self d'arrêt dans l'anode HF), soit à insérer le C.C. en série dans l'anode, sont à rejeter comme chargeant les circuits d'une manière inadmissible.

## Chapitre VI.

### Le Changement de Fréquence.

Les théories modernes sur la conversion de fréquence permettent de considérer la question avec lucidité.

Le changement de fréquence peut en effet être totalment expliqué en le considérant comme un phénomène stroboscopique. Dès lors, il est possible de penser à d'autres solutions qu'aux solutions habituelles.

Les convertisseurs bien connus 6E3, 6K3, etc... ont été créés dans un but unique de simplicité. En fait, elles conviennent parfaitement pour les récepteurs de concert, pour lesquels elles ont été étudiées d'ailleurs.

L'hexode 6L7 est périmé; il est ridicule d'en envisager encore l'emploi autrement que comme... redresseur!

Nous recherchons deux qualités: l'absence de souffle

et la grandeur de la pente de conversion, la première de ces qualités l'emportant largement sur la seconde.

Le tableau ci-dessous condamne définitivement les tubes convertisseurs multigrilles, pour leur utilisation dans un récepteur de trafic.

Tubes	Pente de conversion	Résistance équivalente de souffle
6AC7	2200 micro ampères/volts	2800 Ohms
6AK5	1280	7520
6J5	650	3840
6J6	1320	1880
6BE6	475	190000 --
6KB	350	290000 (!)
6SA7	450	240000

Le tube convertisseur fonctionne exactement à la manière d'un interrupteur, dont la fréquence de coupure est celle de l'oscillateur local.

Dès lors, tout montage permettant à une lampe quelconque de cesser d'être conductrice pendant une partie du cycle de l'oscillation locale, convient.

On peut bloquer une lampe soit: en la surpolarisant; en supprimant sa tension d'écran (si elle on comporte un); en surpolarisant sa grille N° 3; en supprimant sa tension d'anode; en agissant sur une électrode spécialement prévue pour cet usage (6E8)...

La première de ces méthodes est de loin la plus élégante... Et il faut aussi remarquer que l'oscillateur local peut agir soit par blocage (si la lampe modulatrice est peu polarisée), soit par déblocage (si elle est fortement polarisée). On voit que le fonctionnement peut être correct entre de larges limites.

Cette méthode est la seule qui soit applicable à une triode, car on a déjà deviné que c'est une triode que nous emploierons comme tube modulateur, à cause du souffle réduit de ces tubes. Cette triode sera soit une triode spéciale à forte pente (6A4-6A5) ou une penthode convertie en triode (G<sub>3</sub>, G<sub>2</sub> et P reliés ensemble) du type 6F51 - 1852 - 6AK5 - 6A5.

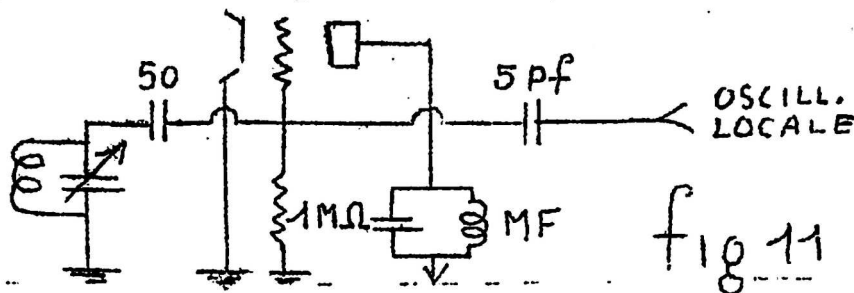
Les circuits grille et anode n'étant pas accordés sur la même fréquence, aucune auto-oscillation ne sera à

graindre.

L'oscillation locale pourra être injectée de différentes façons:

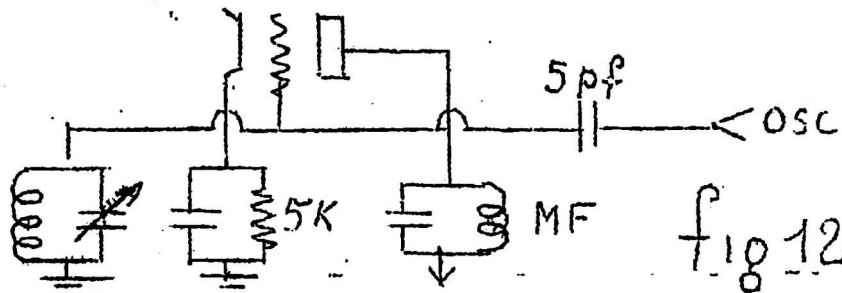
1°) - Injection dans la grille de commande

La fig. 11 donne un premier schéma. Dans ce montage la tension locale est redressée par la grille et provoque la formation d'une polarisation de base, qui diminue fortement la pente du tube. Chaque crête positive de l'oscillation locale "débloque" le tube. C'est la classe C avec auto-polarisation par courant grille.



Le fonctionnement correct exige une assez forte tension d'injection, de façon que la polarisation correcte soit obtenue. De plus, le circuit absorbe une partie de l'énergie de l'oscillateur local. La séparation n'est pas bonne entre les deux fonctions, justement à cause de cette charge, et l'oscillateur a tendance à une certaine instabilité.

Un montage préférable est donné (fig. 12).



Ce n'est plus l'oscillateur local qui assure la polarisation de blocage, mais la présence d'une forte résistance de cathode. Le tube fonctionne en classe A-B. Les crêtes positives de l'oscillateur local amènent le point de fonctionnement en classe A (toujours sans courant de grille). La charge pour l'oscillateur est absolument nulle.

Remarque commune à ces deux Schémas:

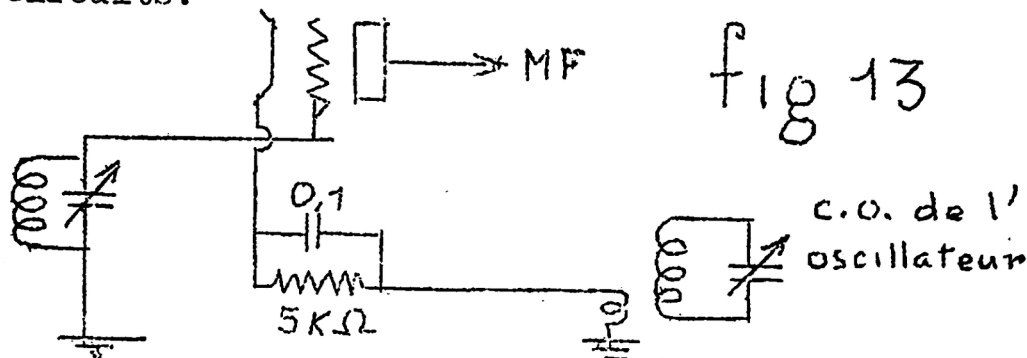
Au fur et à mesure que la valeur de la MF augmente, l'écart entre les fréquences accord et oscillateur devient plus grand.

D'autre part, une certaine fraction de l'oscillation locale est dérivée dans le C.C. de grille. Le voltage de crête de l'oscillateur devra donc être d'autant plus grand que la MF sera plus élevée. (On ne peut pas augmenter la capacité de couplage, ce qui entraînerait une trop grande réaction du réglage de l'accord sur celui de l'oscillateur). Enfin, il est préférable que la fréquence de l'oscillation locale soit plus grande que celle du circuit d'accord (battant supérieur), car l'impédance du C.C. de grille augmente pour les fréquences plus élevées que sa propre fréquence d'accord.

Pratiquement, de faibles tensions assurent une excellente conversion. Une tension de crête égale à la valeur de la polarisation suffit généralement pour se placer dans les conditions optima.

2°) - Injection dans la cathode (fig.13)

Ce mode d'injection donne également de bons résultats. Il présente l'inconvénient (?) d'une plus grande complexité, mais il assure une meilleure indépendance des circuits.



Le couplage est réalisé à basse impédance avec deux ou trois spires bobinées sur le circuit accordé oscillateur, côté masse. Il est facile de régler la tension d'injection soit par déplacement des spires, soit par modification de leur nombre.

Pour chaque bande, l'injection optimum sera réalisée: soit par ajustement de la puissance de l'oscillateur (degré de réaction), soit par les spires de couplage de cathode, soit par variation de la capacité de couplage. (Cette capacité est évidemment incorporée au tiroir).

Ce réglage est facile à réaliser, à condition de ne pas vouloir l'effectuer sur une émission. Il faut le faire en écoutant des parasites (buzz, moteur à collecteur) assez faiblement reçus. On sent que la réception passe par un maximum, d'ailleurs relativement flou, pour une certaine valeur de l'injection.

Cet ajustement sera fait après alignement, et l'alignement sera contrôlé après chaque essai, car il est probable que la fréquence de l'oscillateur aura varié du fait des modifications subies par le circuit.

Puisque nous parlons alignement, il faut dire que les systèmes d'injection dans la grille de commande n'assurent pas une indépendance totale des réglages accord et oscillateur. Ceci est dû à la présence de la petite capacité de couplage.

Il ne faut pas cependant croire que ce "pulling" constitue une gêne quelconque et empêche d'obtenir un alignement rigoureux...

Il suffit simplement de savoir aligner un récepteur de ce type. Ici encore, la source ne sera pas un signal HF, mais, soit des parasites, soit un multivibrateur, soit plus simplement... le souffle de l'étage d'entrée.

Il ne s'agit pas, en effet, de faire "coller" un bobinage avec un cadran déterminé. L'étalonnage devant être fait après l'opération d'alignement, il est sans importance que, pendant le réglage de l'accord, l'oscillateur se déplace légèrement.

En conséquence, une fois l'oscillateur calé sur les fréquences extrêmes du cadran, on procédera à l'alignement des circuits HF et d'antenne, de façon à obtenir un maximum de souffle.

On vérifiera ensuite le calage de l'oscillateur. Si ce dernier s'est déplacé hors des limites voulues, on le réglera de nouveau. Puis on alignera encore les circuits HF et antenne.

Et, ainsi, de proche en proche, on fera correspondre, très facilement, les limites que l'on s'est fixées pour l'emplacement des bandes sur le cadran, avec le réglage de l'oscillateur et des circuits HF.

Signalons que, si les fréquences limites sont fournies par un générateur d'harmoniques, on aura un contrôle permanent de l'oscillateur au cours de l'opération, puisqu'on pourra, à tout instant et sans toucher au générateur, connaître leur emplacement sur le cadran du récepteur.

L'alignement étant terminé et le cadran étalonné, on pourra être certain de toujours retrouver, au cours d'un réaligement éventuel, les mêmes réglages, puisque ceux-ci correspondent à une réalité physique ayant déjà été obtenue.

## Chapitre VII

### L'Oscillateur Local.

Il n'est pas dans notre intention de passer en revue tous les montages pouvant fournir une oscillation locale acceptable.

Ces schémas sont d'ailleurs connus de tous les O.L.

--- Nous désirons simplement exposer quelques idées sur certains de ces schémas.

--- Les oscillateurs "E.C.C." ont la faveur des amateurs; ils sont pourtant souvent à l'origine de ronflements de cathode qui interdisent à tout jamais à l'opérateur de passer un contrôle "T9.X".

--- Prélever la tension sur la cathode ou la grille de l'E.C.C., équivalent, d'autre part, à abandonner tous les avantages du montage.

--- La tension que l'on trouve sur la charge anodique est généralement faible (elle convient cependant presque toujours pour une injection grille de commande), et chargée d'harmoniques. peuvent amener des réceptions inattendues appelées, à tort d'ailleurs, "images".

--- On choisit généralement l'E.C.C. pour sa simplicité et sa "stabilité". Mais il ne suffit pas de ramener la cathode d'une lampe à une prise fixe n'importe où sur la bobine de grille pour constituer à coup sûr un oscillateur stable...

--- L'obtention d'un E.C.C. stable demande une dose de patience assez considérable: il faut déplacer la prise de cathode fraction de tour par fraction de tour, puis, à chaque déplacement, faire varier les tensions d'alimentation, et noter l'importance de la dérive...

--- Lorsque l'on a obtenu la dérive la plus faible, il n'est pas sûr que la tension de sortie soit suffisante pour moduler le tube convertisseur...

--- Evidemment, l'emploi d'un E.C.C. bien au point peut éviter à la rigueur l'emploi d'un tube stabilisateur, encore que cette façon de faire soit peu recommandable.

--- Les oscillateurs classiques à grille accordée et à bobine d'entretien dans le circuit d'anode font preuve, si la haute tension est stabilisée, d'excellentes qualités.

La tension de sortie se règle facilement par variation du couplage de la bobine d'entretien. La forme de l'onde est correcte, si la tension est prélevée sur la grille. Il n'y a pas de renflements de cathode, ceci étant à la masse. Presque toutes les lampes conviennent à la réalisation de tels oscillateurs (jusqu'à 30 MC)

### L'Oscillateur Franklin

Ce type d'oscillateur est doté d'une grande stabilité, à cause des très faibles capacités de liaison avec les tubes nécessaires au fonctionnement. La tension de sortie est faible, et le montage délicat. Nous voyons mieux cet oscillateur comme pilote d'émetteur que comme oscillateur local de superhétérodyne.

### L'Oscillateur Clapp

C'est pas autre chose qu'un montage très ingénieux d'une lampe aux bornes d'un circuit, fait de telle sorte que la capacité grille-masse de cette lampe se trouve en parallèle sur un condensateur devant la grandeur duquel sa propre valeur est négligeable. De là, la grande stabilité du montage, qu'il y a d'ailleurs intérêt à effectuer "on penthode".

Rien de sérieux ne s'oppose à l'application de ce principe pour constituer un oscillateur local. Mais il faudra que la valeur résultante des deux capacités mises en série et au point commun desquelles aboutit la cathode se retrouve dans les autres circuits, afin de pouvoir réaliser la commande unique.

Le "Clapp" n'est pas exempt de renflements de cathode.

D'autre part, avec certains tubes, on peut être amené, pour assurer l'oscillation, à augmenter le couplage de la cathode en diminuant la valeur des condensateurs série.

Dans ce cas, l'avantage primordial du système se trouve notablement réduit.

Il est préférable d'employer toujours des condensateurs de valeur élevée (1500 à 2000 pf) et d'utiliser comme oscillatrice une lampe à forte pente, du même type que les tubes HF.

Dans un type de récepteur, nous trouverons un oscillateur fixe à cristal. Il est évident que cette solution supprime radicalement tous les désavantages cités ci-dessus.

En nous reprochera-t-on peut-être de ne pas prendre parti en terminant ce chapitre.

C'est qu'en réalité tous les oscillateurs, sans exception, sont ce qu'on les fait, c'est-à-dire bons ou mauvais...

Nous n'avons, en conséquence, dans le fond, aucune préférence, si ce n'est pour les oscillateurs bien faits!

Tous les E.C.O. n'ont pas un ronflement de cathode; tous les "T.N.T" ne dérivent pas, et le "Clapp" n'est pas une panacée.

Le circuit oscillant des oscillateurs sera traité avec autant de soin qu'il s'agissait d'un bobinage d'entrée. Le principal secret de la réussite est d'obtenir le Q le plus élevé possible dans ce circuit. C'est une erreur de penser que la résistance négative du tube compense la mauvaise qualité du bobinage. Plus le taux de réaction est faible, plus la stabilité est grande.

## Chapitre VIII

### Les étages à Moyenne Fréquence.

Il y a sur ce sujet des lieux communs dans lesquels nous ne voudrions pas retomber, attendu que nous nous sommes donné pour tâche de dire autre chose que ce qui a été déjà ressassé un peu partout...

Malheureusement, certains de ces lieux communs, que tout le monde accepte généralement comme des vérités bien acquises, comportent de graves erreurs de principe.

#### a/ Affaiblissement de la fréquence-image.

Tous les "handbooks" donnent des tableaux indiquant l'importance de cet affaiblissement, en fonction de la valeur de la MF, et du nombre d'étages HF. Ces tableaux risquent d'induire en erreur les amateurs.

En effet, ce n'est aucunement la fréquence sur laquelle sont réglés les étages MF qui conditionne l'affaiblissement de la fréquence-image, mais bien la sélectivité des étages d'amplification précédant la conversion de fréquence. Autrement dit, l'utilisation d'une MF de 3000 kc/s n'empêchera pas la réception des "images" si

les circuits d'accord les laissent pénétrer jusqu'à la mélangeuse. Tout ce que l'on a le droit de dire c'est que, à étages HF égaux, une valeur élevée de la MF augmente la rejection de l'image.

Il y a donc intérêt à soigner les étages d'entrée, plutôt que d'adopter une MF élevée (à moins de faire les deux, mais en double conversion seulement, nous verrons pourquoi).

L'accord exact du circuit d'antenne vaut mieux que toute élévation de la MF.

Un circuit-~~commutateur~~ (ou série) placé à l'entrée du récepteur, et accordé sur la fréquence image vaut mieux qu'un étage HF supplémentaire.

b/ Choix de la valeur de la MF

Si l'on fait appel au principe de la double conversion, on aura deux amplificateurs MF accordés sur des fréquences différentes.

Le premier amplificateur, accordé sur 2000 kc/s par exemple, n'aura pas pour but de conférer au récepteur sa sélectivité de base: son rôle est de séparer les deux convertisseurs, et de fournir à la seconde convertisseur des tensions d'une amplitude telle que le dernier changement de fréquence s'opère sans aucun souffle.

Quant au second amplificateur, rien ne s'oppose à ce qu'il travaille sur une fréquence très basse, 100 kc/s par exemple, ou même plus bas encore...

Un récepteur à double conversion possédant une seconde MF sur 472 kc/s est une hérésie.

Si le récepteur est à simple changement de fréquence, il semble bien qu'une MF de l'ordre de grandeur de 500 kc/s s'impose. On ne peut pas, en effet, avec 6 circuits accordés sur 1500 ou 2000 kc/s, obtenir la sélectivité nécessaire à un récepteur de trafic.

On a conseillé, dans ce dernier cas, de faire appel à la réaction. Nous nous élevons vigoureusement contre l'application d'un taux de réaction, si minime soit-il, à un amplificateur MF: il n'existe pas de moyen meilleur pour faire descendre le rapport signal/souffle à une valeur ridicule.

De même, les "présélecteurs à réaction", dans lesquels la régénération n'est là que pour camoufler la mauvaise qualité des circuits, sont de véritables usines à bruit de fond.

Une haute qualité de réception ne pourra être obtenue que par une absence totale de régénération dans tous les étages de l'appareil.

c/ Choix et fabrication des transformateurs MF.

Quelle que soit la fréquence de fonctionnement, on devra toujours rechercher la plus haute valeur du facteur de surtension des bobinages. C'est une grosse faute que de penser que "la lampe se chargera de l'amplifica-

tion": en effet, toute amplification par lampe s'accompagne de bruit de fond; or, la sensibilité-limite d'un récepteur est uniquement fonction du souffle résiduel; il importe donc que les bobinages présentent les plus faibles pertes possibles.

Si l'amplificateur ne s'accompagnait pas de souffle, on pourrait constituer un récepteur ultra sensible en faisant suivre un détecteur diode, attaqué par l'antenne, d'un amplificateur BF possédant un gain considérable. (toutes questions de sélectivité et de seuil de détection mises à part, naturellement).

Mais, comme il en est autrement, il importe que chaque étage différent du récepteur soit conçu de telle sorte que son souffle propre soit négligeable devant celui de l'étage d'entrée.

Voyons maintenant ce que seront nos bobinages M.F.

### 1°) Fréquences autour de 2000 kc/s.

Il ne s'agit pas là d'obtenir une grande sélectivité de base. La grandeur du gain doit être le seul souci.

Il existe dans le commerce d'excellents transformateurs fonctionnant sur ces fréquences. Nous conseillons aux amateurs de ne pas tenter, s'ils ne sont pas outillés en conséquence, la réalisation de ces transformateurs. En effet, un très haut gain ne peut être obtenu qu'avec des bobinages en nid d'abeille, de dimensions étudiées particulièrement, et enfermés dans des pots magnétiques fermés. Le choix de la valeur de la self induction est assez délicat. Mais, comme nous recherchons le gain, on donnera la préférence aux organes accordés par des capacités de faible valeur.

A la rigueur, on peut constituer de tels transformateurs en prenant des bobinages prévus pour 472 kc/s dont on remplace la capacité d'accord par une capacité plus faible; il faut choisir un organe accordé par une forte capacité (250 pf) afin de pouvoir "descendre" sans être obligé de trop diminuer la capacité d'accord, (tendance à l'accrochage spontané).

Ne pas oublier évidemment de réajuster le couplage qui pourra sans inconvénient être serré, sans toutefois dépasser le couplage critique. (Voir plus loin).

### 2°) Fréquences autour de 500 kc/s

Ici, le choix ne manque pas, et les organes d'excellente qualité pullulent sur le marché.

On pourra choisir des bobinages à sélectivité variable par tertiaires, ce qui permettra d'élargir la bande passante à volonté, puisque la tendance de certains amateurs est de vouloir jeter un défi aux stations de radiodiffusion...

Une erreur à détruire est la suivante: "puisque il y a deux étages, et par conséquent une très forte amplification, il faut prendre des bobinages de surtension réduite". De plus, les bobinages de haute qualité ont la réputation de ne pouvoir être employés sans accrochage.

Tout cela est inexact. D'après ce que nous avons déjà dit, il vaut mieux prendre un bon circuit et réduire le gain du tube, s'il y a lieu.

D'autre part, il est parfaitement possible d'établir un amplificateur MF à deux étages, fonctionnant au maximum de gain, avec des transformateurs de la plus haute qualité.

Il faut:

- assurer le blindage intégral de chaque étage (sur et sous le châssis);
- découpler retours HT et VCA à l'intérieur du blindage du transformateur;
- découpler de nouveau les alimentations, juste avant la sortie des blindages d'étage;
- découpler les filaments;
- éviter tout rayonnement de MF par les étages détecteurs et BF. Le filtre MF sous la sélection sera constitué par un bobinage accordé (fig.14). L sera une bobine provenant d'un ancien transfo MF.  $C_1$  et  $C_2$  auront une valeur double de celle de l'ancien condensateur d'accord. Ce filtre sera blindé.

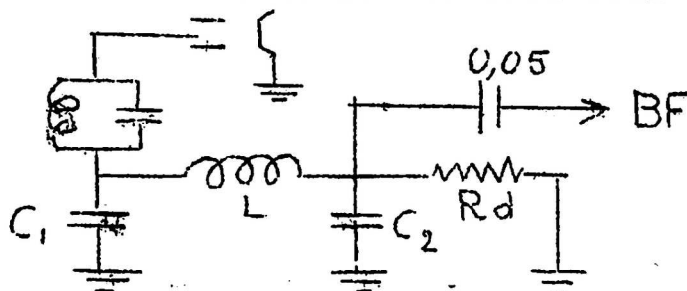


fig 14

Un gain aussi grand n'est d'ailleurs pratiquement jamais nécessaire. Aussi, un volume contrôle manuel sera toujours monté sur les cathodes.

### 3°) Fréquences autour de 100 kc/s.

Ces transformateurs sont facilement réalisables par les amateurs. Le support du bobinage sera soit une poulie, soit un "H" en matière magnétique, autour de quoi on enroulera, en vrac, autant de fil qu'il faudra pour obtenir l'accord avec une capacité de l'ordre de 250 pf. (au mica métallisé).

On trouvera d'ailleurs d'excellents éléments "tout prêts" dans certains anciens récepteurs de radio-diffusion.

Rejeter les organes s'accordant par des trimmers à compression, qui se dérèglent trop facilement, et dont le mica est souvent de mauvaise qualité, entraînant une

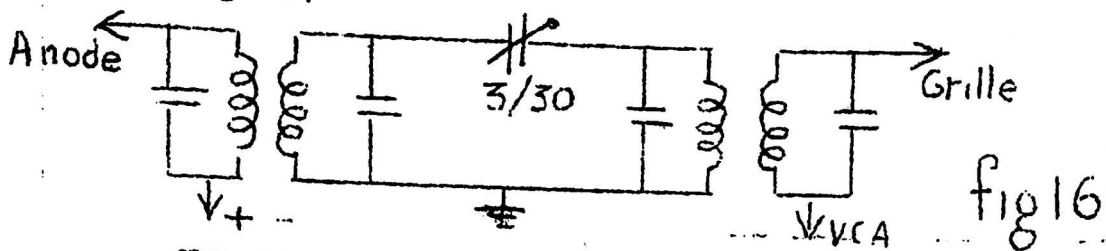


Rappelons que les enroulements doivent être branchés comme ceux d'un transformateur HF, en ce qui concerne le sens de rotation.

Ces réglages se font, évidemment, avec le blindage en place.

Avec une HF de l'ordre de 100 kc/s, un seul étage d'amplification suffit.

La sélectivité est déjà excellente avec, en tout, quatre circuits accordés, mais on peut faire mieux encore, en constituant un premier transformateur à 4 circuits accordés (fig.16)

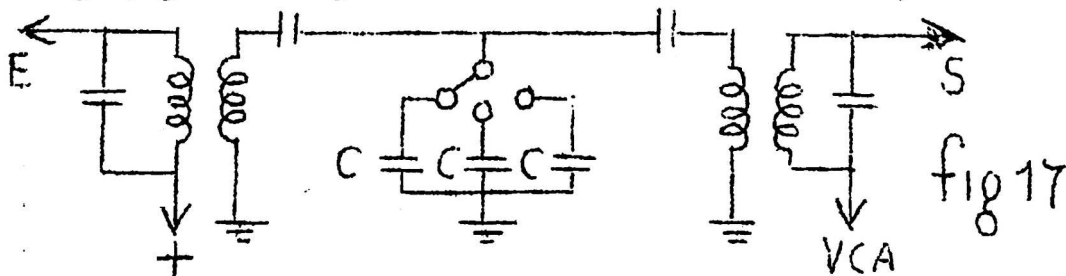


Chaque groupe de deux bobines est enfermé dans un blindage et le couplage est assuré par un ajustable à air 3/30.

L'alignement s'opère avec l'ajustable près du minimum de sa capacité. On augmente ensuite sa valeur pour atteindre la sélectivité désirée.

Pour mener à bien ce réglage, il est préférable de faire apparaître la courbe de réponse sur un oscilloscope, selon le procédé classique.

La fig.17 indique un autre mode de couplage, qui, par substitution des condensateurs C, donne diverses bandes passantes. C peut varier entre 0,01 MF et 2000 pf, par exemple.



### Filtres à quartz

Avec les récepteurs à double conversion, le filtre sera généralement placé après la première chausse de fréquence.

Pour la constitution et les schémas, nous renverrons le lecteur à son Handbook habituel.

## Réception sur une seule bande latérale

Quelques schémas ont paru, notamment dans la revue "Q.S.T" illustrant ce mode de réception, avec possibilité de choisir la Bande reçue.

Les montages sont séduisants et donnent effectivement, dans les cas très difficiles, des possibilités insoupçonnées de réception. Leur établissement est assez complexe, et n'entre pas dans le cadre de cet ouvrage, qui doit rester dans les généralités.

Mais ces systèmes ne sont nullement indispensables, heureusement!

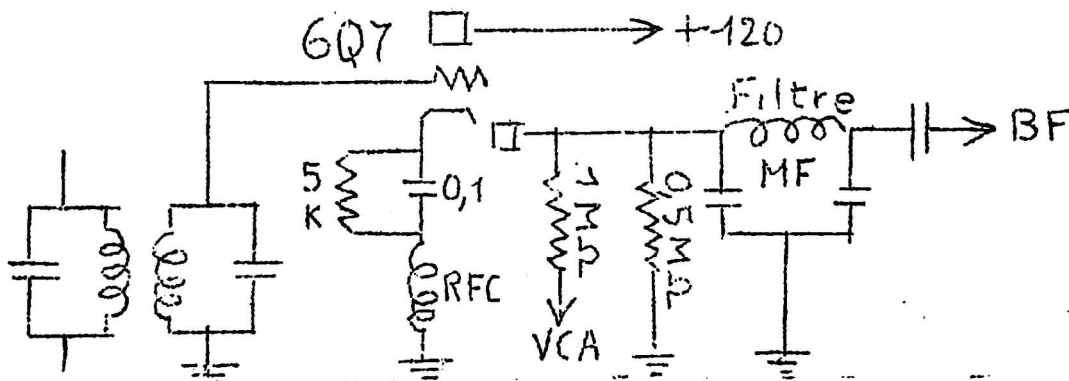
## Chapitre IX.

### Détection, Antifading, Antiparasites, S-mètres

Il est difficile de dire quelque chose de nouveau sur la question.

Nous nous bornerons à donner quelques indications sur des schémas moins classiques que ceux rencontrés généralement.

#### 1°) Détection diode ne chargeant pas le dernier C.C. fig 13

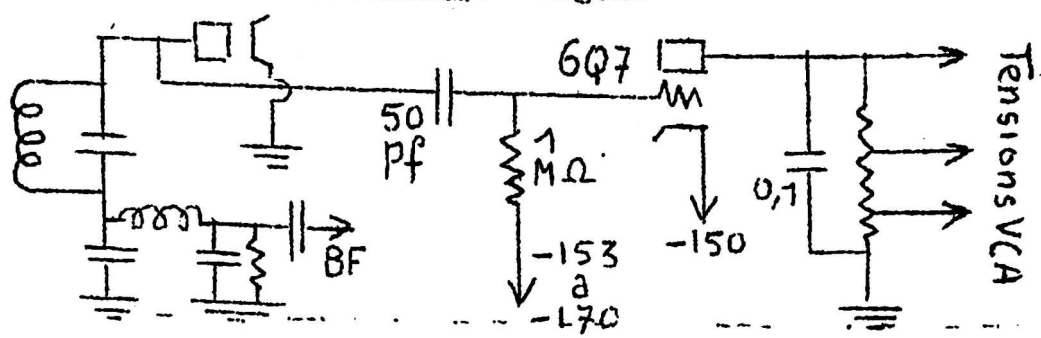


La 6Q7 étant polarisée, sa grille ne débite pas. De plus, il y a une certaine amplification, et le signal MF se retrouve aux bornes de la self d'arrêt insérée dans la cathode. La diode combinée redresse, et la BF apparaît aux bornes de la résistance de 0,5 M $\Omega$ .

Ce schéma est très intéressant, et remplace avantageusement la détection cathodique "Sylvania" (il fournit une tension de V.C.A.).

R.F.C. aura de 5 à 600 tours (petit nid d'abeilles avec noyau).

2°) Antifading amplifié, fig.19



Le 6Q7 travaille soit en classe B, soit en classe C, suivant la tension négative de grille, rendue réglable. Le courant d'anode ne passe que lorsqu'il y a attaque de la grille par une tension HF. Comme la cathode est reliée à une tension négative, l'anode prend un potentiel également négatif par rapport à la masse, variable en fonction de la grandeur de l'attaque HF de grille.

L'inconvénient est qu'il faut disposer d'une tension négative élevée et surtout parfaitement réglée.

Mais, avec ce circuit, on peut obtenir des tensions V-C-A extrêmement élevées. De plus, le V-C-A peut être retardé, toujours par réglage de la tension de grille. Si on laisse subsister, au repos, un certain courant à travers la 6Q7, on peut assurer la polarisation de base des tubes asservis par la ligne V-C-A.

Un enroulement de chauffage séparé est préférable.

Dans tous les systèmes d'antifading amplifié, il faut veiller à ce que les stations puissantes ne soient pas finalement reçues moins fort que les stations faibles, ce qui arrive souvent...

Nous ne sommes pas tellement partisan des antifadings amplifiés.

Il peut y avoir intérêt à être maître de la constante de temps du V-C-A, en commutant des capacités de valeurs différentes aux bornes de la ligne.

3°) Antiparasitos.

Le schéma Dickert, bien connu, utilisant une

double diode, est très utile pour venir à bout des parasites d'allumage des automobiles. On en trouvera le schéma plus loin.

Le système Lamb est également très efficace, mais nous estimons que sa complexité est hors de rapport avec les résultats obtenus, qui sont presque égaux par le Dickort.

#### 4°) S-Mètres

Il y a mille et une façons de connecter un milliampèremètre, de manière qu'il indique l'intensité de la portouse.

Nous renvoyons le lecteur aux nombreux articles ayant traité cette question.

Mais, quel que soit le montage adopté, il faut étalonner l'appareil... Et c'est là que les esprits s'égareront.

Il n'y a pas deux méthodes pour étalonner un S-Mètre. Il faut disposer d'un générateur HF sérieux, avec tensions de sortie calibrées.

Le point "S1" est choisi arbitrairement (c'est en général le signal le plus faible qui puisse faire "démarrer" le récepteur), et on note la valeur du voltage injecté. Puis, on double la tension ainsi déterminée et on note "S2". Et ainsi de suite jusqu'à "S9". On a ainsi une graduation indiquant une augmentation de 6 décibels par point.

$$20 \log \frac{E1}{E2} = 20 \log 2 = 20 \times 0,3 = 6 \text{ dB}$$

Au-dessus de S9, on gradue de 10 en 10 db, on se rappelant que:

$$\log \frac{E1}{E2} = \frac{10 \text{ D B}}{20} = 0,5$$

$$\frac{E1}{E2} = 3,15$$

On multipliera donc par 3,15 la tension injectée correspondant à S9, et ainsi de suite.

Si l'on ne dispose pas d'un générateur HF calibré, il n'y a pratiquement rien à faire pour obtenir un étalonnage sérieux. On peut essayer d'établir une graduation en comparaison avec celle du S-mètre d'un bon récepteur commercial... (Voir aussi plus loin, au chapitre de

la réception panoramique).

D'ailleurs, les indications d'un S-Mètre ne possèdent aucune valeur absolue, la puissance d'une réception dépendant d'une infinité de facteurs impossibles. Un S-Mètre convenablement étalonné peut être utilisé pour des mesures de comparaison, sachant que la gain de Un point de QRK équivaut à une augmentation de puissance égale à 4 fois.

Le reste n'est qu'aimable fantaisie.

## Chapitre X.

### Quelques exemples de Réalisations

Tout amateur possède déjà un récepteur, lui donnant plus ou moins satisfaction.

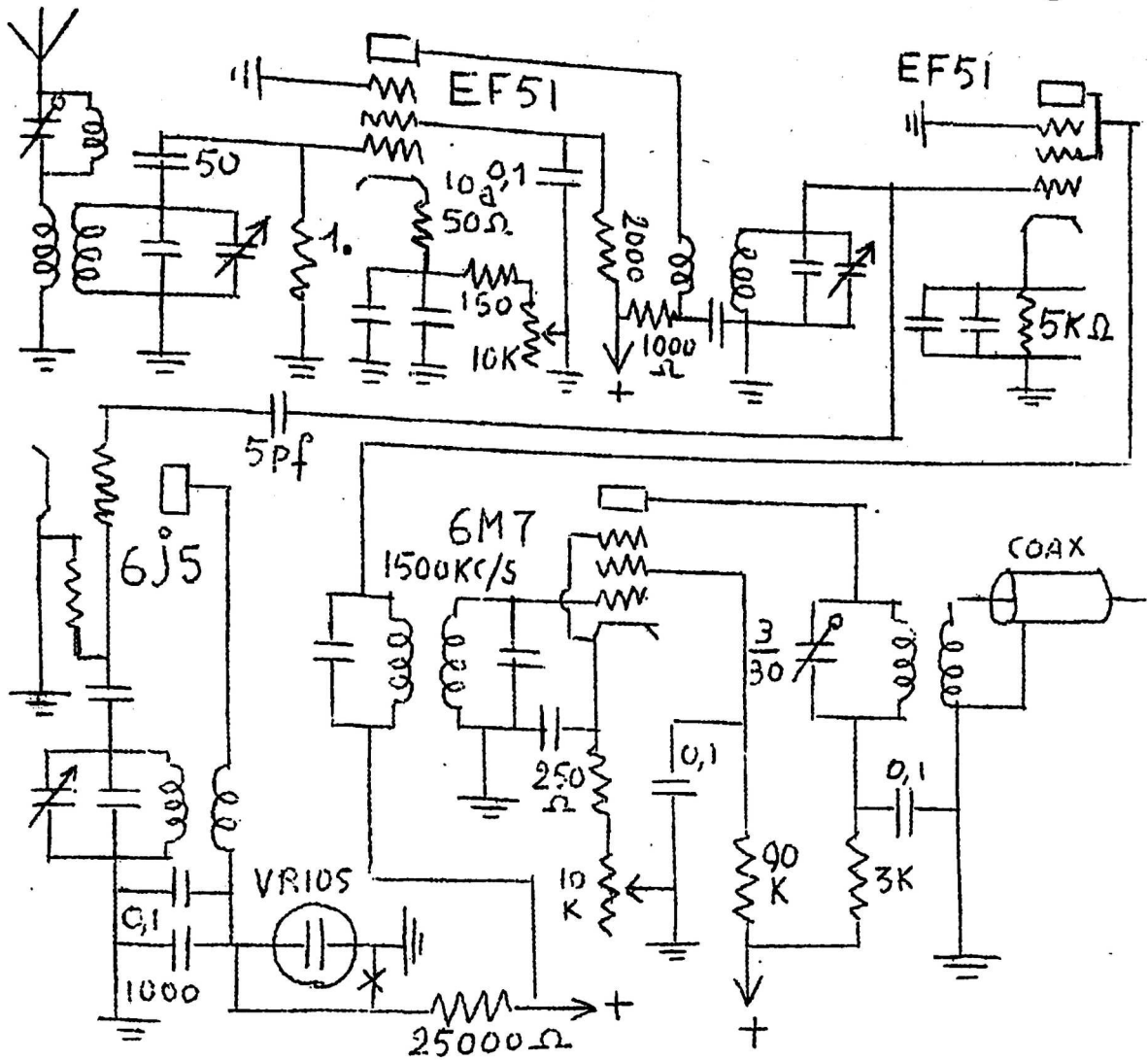
Nous conseillons, en conséquence, à nos lecteurs de commencer par se "faire la main" en construisant un adaptateur pour la bande T-E-N, à bobinages fixes, en s'inspirant à la lettre des principes généraux que nous avons exposés. Nous affirmons qu'ils seront surpris par les résultats obtenus.

Cet adaptateur comportera un étage HF (EF51), une modulatrice (EF51 en triode), une oscillatrice (au libitum) et une amplificatrice MF 1500 kc/s, ce qui permettra d'attaquer un récepteur B-C-L en haut de sa gamme P.C. (fig. 20).

Ce montage permettra à l'amateur de se familiariser avec tous les problèmes que nous avons traités plus haut. (Injection dans la grille de commande ou la cathode, alignement rigoureux malgré le "pulling", meilleure qualité des circuits, etc...)

Rien de particulier à signaler sur ce schéma, si ce n'est que T2 sera constitué par un bobinage d'accord P.C. muni de son primaire antenne, si possible analogue au bobinage existant dans le B-C-L qui suit l'adaptateur. Le bobinage accordé est évidemment relié à l'anode de la CM7 ampli MF 1500 kc/s.

Le C.V sera un organo triplo de 20 pf de capacite maximum.



Nous omettons volontairement de donner le nombre de spires des bobinages, estimant qu'il est indigne d'un amateur de se référer à un travail déjà "mâché". Par ailleurs, les formules indiquées plus haut lui permettront de déterminer facilement ces éléments.

Le transformateur MF 1500 kc/s pourra être, à la rigueur, pour ce premier montage dont l'intérêt réside dans la perfection des circuits HF, fabriqué par l'amateur, on bobinage cylindrique. (Capacité d'accord: 100 pf)

Ce que nous allons écrire au sujet de la précision de l'étalonnage étant valable pour les autres récepteurs de trafic que nous décrirons ci-après, nous ne répéterons plus les conseils qui vont suivre.

On peut dire que cette précision est uniquement fonction de la perfection mécanique de la réalisation.

Les récepteurs américains sur le cadran desquels il est possible d'apprécier une fréquence à quelques dizaines de cycles près (sur 3,5 Mc, évidemment) doivent cette performance à l'excellence de leur démultiplicateur.

Nous commencerons, en conséquence, par choisir un cadran démultiplicateur de qualité supérieure. Il en existe. Nous ne voulons faire ici de publicité pour aucune maison, mais les amateurs devineront facilement à qui nous voulons faire allusion.

De toute façon, il faudra choisir un organe à commande par engrenages, avec rattrapage de jeu, liaison par flocteur métallique robuste, et aiguille trottouse (on peut apprécier 2 à 3000 points dans ce cas, avec un peu d'habitude. Le rapport de démultiplication du bouton d'entraînement ne fait rien à l'affaire; il rend le réglage plus aisé, simplement.

Le condensateur variable fera l'objet d'un choix sévère. Il faudra éliminer les CV dans lesquels la bille (ou le palier) arrière sont appliqués par une lame de ressort. Seul, un système à vis, avec cercle de blocage, est à retenir. On s'assurera qu'il n'existe aucune possibilité ultérieure de jeu longitudinal. Il faudra penser à lubrifier les parties tournantes avec une excellente graisse neutre. On graissera également les frotteurs de masse, s'il en existe. (Nous préférons les liaisons par tresses souples.)

On éliminera les CV dont les lames paraissent insuffisamment scrites, et on préférera les lames en cuivre aux lames en aluminium. La rotation devra être douce, sans dureté, mais aussi sans trop de liberté.

On regardera ensuite du côté isolation. Le quartz est évidemment le meilleur, mais il est rare... le bakélite, même HF, est à rejeter, par suite des déformations possibles... Il reste la stéatite glacée, qui donne de bons résultats. Les supports en stéatite des lames fixes seront robustes et solides. L'aspect d'un CV. renseigne déjà d'une certaine façon l'acheteur sur la valeur de sa capacité résiduelle.

On exigera la courbe de variation de capacité, et on veillera à ce que cette courbe ne s'infléchisse pas trop du côté des faibles capacités, ce qui montrerait que le profil des lames est mal étudié. La courbe doit être régulière, sans accidents. So méfier des courbes de trop belle apparence, tracées en général "de chic".

Il s'agit maintenant d'assembler cadran et C.V. Le bâti recevant ces deux organes devra être d'une rigidité absolue. Il ne faudra pas être avare de vis, d'entre-

toises ou d'écquerres pouvant contribuer à la non-déformation de l'ensemble.

Les mesures devront être prises d'une manière très précise, de façon que la ligne d'axes cadrant C.V. soit parfaitement correcte. Le fléctor n'est pas là pour corriger une mauvaise ligne d'axes. Un C.V. mal monté mécaniquement voit ses paliers s'user très rapidement; et aucune constance dans l'étalonnage ne peut être comptée.

Les autres accessoires, lampes, bobinages, connexions, etc... devront également être fixés de telle manière que tout déplacement, toute déformation leur soient interdits.

Il y a intérêt à faire "petit" ce qui entraîne du même coup une réduction de la longueur des connexions.

Le C.V. ne sera jamais fixé par ses rondelles en caoutchouc, s'il en comporte, mais solidement boulonné au châssis.

Le récepteur, une fois en fonctionnement, on le vérifiera mécaniquement de la manière suivante:

a/ choisir une station commerciale et se caler dessus. Noter la division sur laquelle elle est reçue;

b/ faire tourner le CV de quelques degrés vers la droite. Revenir en arrière. On doit retrouver la station exactement sur la même division;

c/ refaire l'expérience, en faisant tourner le C.V. vers la gauche;

d/ soulever le récepteur et le laisser tomber plusieurs fois sur la table, d'une hauteur de quelques centimètres: on ne doit cesser de se trouver exactement au centre de la porteuse.

Ces essais doivent être faits rapidement, pour éliminer l'action d'un glissement de fréquence possible.

Si le récepteur sort victorieux de ces tests, on pourra être sûr que l'étalonnage se conservera dans le temps.

Tout oscillateur dérivé pendant un certain laps de temps, plus ou moins long, tant que la température de ses éléments n'a pas atteint un maximum fixé par la grandeur de la température de la source de chaleur (lampes), d'une part, et par les possibilités d'échange

calorifique avec l'extérieur, d'autre part.

Certains récepteurs, pourtant réputés, mettent plus de deux heures pour atteindre la stabilisation. Ce délai est beaucoup trop long pour le trafic d'amateur. Il est sans importance, d'ailleurs, pour un récepteur commercial travaillant en écoute permanente.

On peut accélérer la vitesse de stabilisation, mais il ne faut guère escompter réduire le délai à moins d'une vingtaine de minutes. C'est une question d'échange de température avec l'air ambiant. On peut, soit assurer une ventilation énergique des éléments, soit, au contraire, réduire le rayonnement calorifique au minimum, tout en diminuant parallèlement le volume de l'enceinte, de façon que la température maximum soit atteinte le plus rapidement possible.

Le second de ces procédés est incontestablement le meilleur, car l'étalonnage est moins influencé par la température ambiante.

On peut enfermer la lampe, bobinage et organes de liaison dans un blindage à double paroi, l'espace entre parois étant rempli de laine de verre ou de déchets de liège.

Ceci sera toujours réalisé pour les mêmes changements de fréquences des doubles superhétérodynes.

Dans le cas de bobinaages interchangeables, il n'est pas question évidemment de "réchauffer" le tiroir; il faut bien admettre qu'il doit travailler à la température ambiante. On pourra constituer une fraction du condensateur trimmer par une capacité de variation inverse en fonction de la température. Mais la correction n'est parfaite que pour une capacité donnée au C.V. principal... Le mieux serait de faire fonctionner le récepteur dans un local dont la température varie peu! Qu'on se rassure cependant: les glissements dus aux variations de température des bobinages sont faibles. Ils sont d'ailleurs dus en majeure partie à la dilatation des mandrins, c'est pourquoi des mandrins de faible diamètre sont préférables.

Lorsque l'émetteur fonctionne, le récepteur est arrêté, généralement par coupure de la haute tension. La chaleur produite dans le tube oscillateur provient alors uniquement du filament. Pour éviter un glissement pendant la période de "stand by", il faut que le dégagement de chaleur produit par la dissipation d'anode du tube oscillateur soit faible. C'est pourquoi la tension d'anode sera toujours choisie aux environs de 100 volts. (VR 105).

Le glissement à la mise sous tension ne doit pas excéder 20 cycles sur 7 MC/S, et être complètement terminé au bout de 30 secondes.

Pour apprécier l'importance du glissement, on fera battre l'oscillateur local du récepteur avec une station de radiodiffusion, et on écoutera le sifflement produit à l'aide d'un récepteur B-C-L quelconque. Le batttement nul sera réalisé, le récepteur étant complètement froid, et on observera l'augmentation de hauteur du batttement. Le nombre de cycles pourra être déterminé par comparaison avec un instrument de musique (piano, violon, flute), en sachant que le premier octave de piano correspond aux fréquences suivantes:

ut	ré	mi	fa	sol	la	si
$\frac{32}{32}$	$\frac{36}{36}$	$\frac{40}{40}$	$\frac{42}{42}$	$\frac{43}{43}$	$\frac{45}{45}$	$\frac{48}{48}$

Il ne faudra pas s'effrayer d'un fort glissement, surtout au début. Il importe surtout qu'au bout de 20 à 30 minutes le glissement devienne pratiquement nul (50 cycles en 5 heures, par exemple, en plus ou en moins, suivant les variations de la tension du secteur). On pourra s'amuser à tracer une courbe de dérivé en 12 heures, en comparant la note de batttement avec le piano, par exemple toutes les dix minutes. On obtiendra une courbe s'écartant irrégulièrement du batttement aéro, en plus ou en moins.

Il est évident que ces mesures ne sont pas valables pour l'adaptateur précédemment décrit, car le récepteur B-C-L, qui le suit, n'est pas forcément stable, à moins d'avoir stabilisé son oscillateur local par un quartz 1500 + 472 = 1972 kc/s, ce qui est chose très possible, d'ailleurs.

### Etalonnage

Il est vain de vouloir inscrire sur le cadran toutes les fréquences, kilocycle par kilocycle. Pour une lecture précise, il faudrait un développement de plusieurs mètres, une aiguille couteau et un miroir... Il est préférable de posséder des points assez espacés, mais très soigneusement repérés. Pour la bande des 40 M par exemple, on pourra noter avec exactitude les points: 7000, 7020, 7040, 7060, etc... jusqu'à 7200 kc/s.

L'astuce" consiste à inscrire au dessus du trait repère de l'aiguille principale, non seulement la fréquence, mais la graduation de la trotteuse correspondant au point exact. Cette indication pourra figurer dans un petit cercle rouge, à l'opposé de l'indication de la fréquence. On n'aura ainsi à se reporter à la courbe d'étalonnage établie sur papier millimétré à grande échelle que dans les cas particuliers où on voudra connaître une

fréquences d'une manière particulièrement précise.

Les points de 10 en 10 kilocycles pourront être également marqués si l'on ne craint pas de trop surcharger le cadran, mais ils pourront être obtenus facilement en prenant mentalement la moyenne arithmétique des indications de la trotteuse.

L'étalonnage se fera naturellement en utilisant le générateur d'harmoniques réglé pour donner des signaux de 10 en 10 kc/s.

### Vérification constante de l'étalonnage

On pourra (c'est une question de budget), incorporer au récepteur un oscillateur à quartz fonctionnant sur 3500 kc/s. Les harmoniques de cet oscillateur donneront les points 7000, 14000, 28000 kc/s, correspondant aux débuts des gammes autorisées.

Un autre procédé consiste à faire osciller le 2ème oscillateur local d'un double changeur de fréquence sur  $7000/2 = 1750$  kc/s, ce qui donnera avec une 2ème MF de 100 kc/s, une première MF de:  $1750 + 100 = 1850$  kc/s, qui convient parfaitement.

On aura alors les points 7000, 14000, 28000 kc/s respectivement avec les harmoniques 4, 3 et 16 de cet oscillateur.

Il faudra sans doute prévoir un mode de rayonnement quelconque, afin que l'antenne puisse capturer ces harmoniques.

### Récepteur à double conversion, premier système.

La partie M.F. pourra être conçue d'une manière identique à l'adaptateur qui a été décrit. La sortie de la première conversion sera sur 2000 kc/s. Le 2ème oscillateur local travaillera sur 1900 kc/s. Il attaque également la 2ème convertisseuse (triode) par la grille de commande.

Ne pas employer de tube genre CEB pour cette seconde conversion, à cause du soufflé congénital de ces tubes. Le 2ème oscillateur sera contrôlé par quartz, ou à défaut, utiliser le circuit Clapp, avec stabilisation par VR 105. Il sera complètement enroulé, lampes et bobinages, dans une double enceinte contenant des débris de liège.

La liaison entre première et deuxième convertisseurs est effectuée par un étage d'amplification sur 2000 kc/s. Le rôle de cet étage est double:

1°) Il amplifie le signal afin que la deuxième conversion s'effectue absolument sans souffle;

2°) Il supprime, par la sélectivité qu'il apporte, la réponse à l'image de la 2ème conversion.

En effet, l'image de la 2ème conversion se trouve sur la fréquence de 1900 kc/s (1900 - 100). Si l'étage intermédiaire laisse passer cette fréquence, toute combinaison de fréquences dans les étages d'entrée fournissant un signal de 1800 kc/s sera entendu dans le haut-parleur.

Il suffit, par exemple, que l'atténuation de la fréquence 29.200 kc/s ne soit pas totale, lorsque le récepteur est réglé sur la fréquence 29.000 kc/s (et cette atténuation est loin d'être totale, pour un écart de 200 kc/s!) En effet:

- l'oscillateur local N° 1 travaille alors sur:

$$29.000 + 2.000 = 31.000 \text{ kc/s}$$

et la fréquence 29.200 kc/s en battant avec lui donne bien:

$$31.000 - 29.200 = 1.800 \text{ kc/s.}$$

De même, d'ailleurs, la fréquence:

$$31.000 + 1.800 = 32.800 \text{ kc/s}$$

mais l'affaiblissement des étages IF est bien plus grande dans ce cas.

C'est un détail sur lequel l'attention des amateurs a besoin d'être attirée, car nombreux sont ceux qui omettent de conférer une sélectivité suffisante à la liaison entre les deux convertisseurs, par exemple en supprimant purement et simplement l'étage amplificateur-séparateur. Ils arrivent ainsi au résultat paradoxal d'avoir davantage de réceptions-images qu'avec une H.F. simple sur 472 kc/s!

Les bobinages seront groupés par tiroirs, comme indiqué plus haut.

On choisira soit l'étalement des bandes par C.V. de faible valeur, avec trimmers de différentes valeurs, selon la gamme à recevoir, soit l'étalement par trimmers et padding, décrit également plus haut. Nous recommandons particulièrement la deuxième solution.

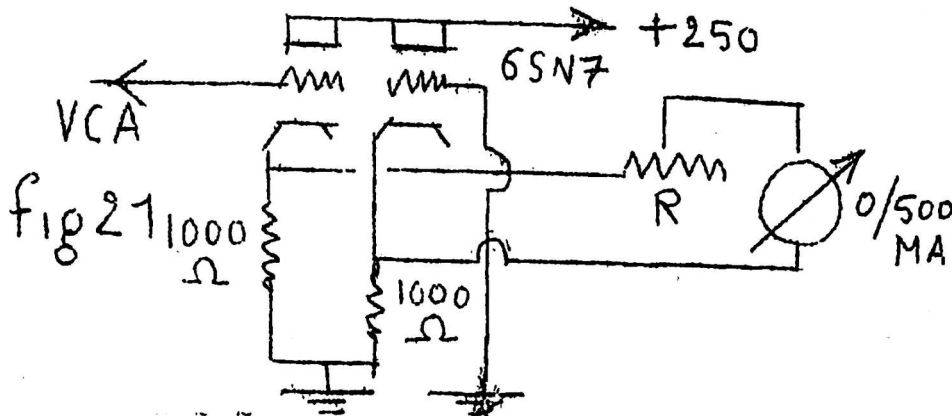
La valeur de la 2ème H.F. sera de 100 kc/s, avec premier transformateur à 4 circuits.

Détection diode avec érotteur antiparasite genre Dickert.

B-F-O ou réception hétérodyne pour les C.W.  
Dans ce dernier mode de réception, le tube IF sera du  
type toxode (6E5) ou heptode (6E7). On injecte dans la  
grille N° 3 de ces tubes un signal à Basse Fréquence,  
produit par un petit oscillateur local fonctionnant aux  
alentours de 1000 cycles/sec. La réception de la télégra-  
phie est plus agréable et moins lassante qu'avec le B-F-C.  
Mais ce procédé ne convient que pour des signaux relative-  
ment puissants, et ne permet pas de juger la pureté de  
une porteuse. Généralement, on prévoit les deux modes de  
réception, avec un système simple de commutation.

Le filtre à cristal, s'il y en a un, sera placé à  
la sortie de la première convertisseur.

S-mètre, par exemple, selon schéma (fig. 21), qui  
montre un montage très stable, ne nécessitant pas de  
rhéostat de remise à zéro.

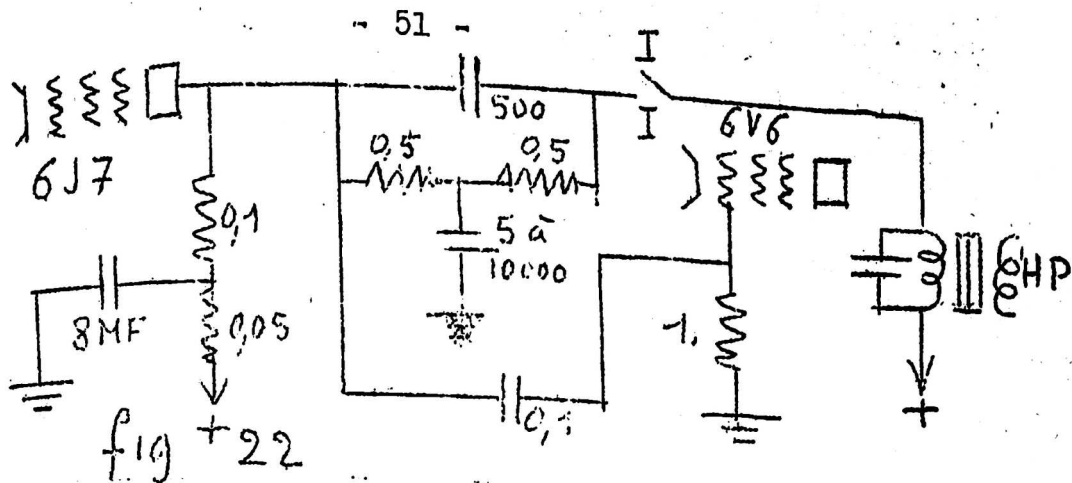


La résistance R permet de régler la déviation  
maximum de l'instrument de mesure, lorsque le signal est  
coté par exemple  $59 + 50$  DB.

La résistance de  $1000 \Omega$  du tube de droite sera  
choisie légèrement plus forte que celle du tube de gauche  
pour compenser la légère polarisation négative imprimée  
au repos par le potentiel "de contact" de la diode  
de T.C....

Le T.C.A. est, évidemment, non différencié.

La partie B-F sera faite au goût du réalisateur.  
Signalons l'intérêt qu'il y a à prévoir un système de  
filtre permettant de couper à la fois basses et aigus.  
Un tel montage, obtenu simplement soit par contre-réaction,  
soit en agissant sur les capacités de liaison et les  
capacités de shunt, permet parfois la compréhension de  
stations très brouillées (fig. 22).



Récepteur à double conversion de système.

Voici enfin le récepteur n°c plus ultra...  
 Déjà le récepteur précédent, réalisé en suivant à la lettre nos conseils, peut rivaliser avantageusement avec les plus grands témoins venus de l'autre côté de l'Atlantique. Celui que nous allons décrire peut, sans doute, en battre un grand nombre.

En voici le principe:

Les tubes HF, mixer, oscillateur local N° 1 sont groupés dans un tiroir interchangeable, ainsi que les bobinages et autres accessoires s'y rapportant.

Le CV est à deux cages seulement, car l'oscillateur local est contrôlé par quartz. Un cadran de dimensions réduites, non démultiplié, permet d'accorder les circuits HF et antenne. Un trimmer ajustable, commandé à partir du panneau, est mis en parallèle sur le bobinage d'accord antenne.

Ce tiroir comporte des broches qui assurent les liaisons masse, chauffage, haute tension et plaque mixer avec le reste du récepteur.

Toute cause de dérive est éliminée dans le premier oscillateur, par le fait du cristal.

Toute cause de pertes est éliminée dans les bobinages accord et HF, puisque les bobinages sont directement soudés aux bornes des CV, qui ont la plus faible valeur possible compatible avec la couverture de la gamme.

On peut encore, si l'on se sent des dents de mécanicien, assurer l'accord des circuits par noyaux magnétiques plongeurs. Dans ce cas, les bobinages peuvent n'être accordés que par les capacités parasites. Ce cas correspond à la sensibilité limite du récepteur.

Il y a cependant ici une remarque importante à faire, qui est valable d'ailleurs pour tout étage HF.

Une penthode, contrairement à ce que l'on pense généralement, peut fort bien osciller spontanément, lorsque son circuit d'anode est accordé sur la même fréquence que son circuit de grille.

Cette condition d'oscillation est donnée par la formule:

$$Z_g Z_a = \frac{2}{S C_{g-p} \Omega}$$

dans laquelle:

- $Z_g$  = impédance du circuit grille
- $Z_a$  = " " " " " " " "
- $S$  = pente
- $C_{g-p}$  = capacité grille-plaque plus celle du support.

Pour être certain de n'avoir aucune tendance à l'auto-oscillation, il faut se donner une marge de 1,5 environ pour la détermination des impédances d'anode et de grille.

On voit que l'augmentation de  $\Omega$  au delà d'une certaine limite, au-dessus de celle donnant un  $Z$  donné, est nuisible en cela qu'elle entraîne l'oscillation.

Avec un tube à forte pente, on est obligé de limiter plus rapidement  $Z$ . Cette diminution d'impédance peut se faire en plaçant en parallèle sur le bobinage une résistance de:

$$R = \frac{2}{C \Omega}$$

Mais il y a intérêt, en conséquence, en se plaçant au point de vue largeur de la bande passante, à diminuer  $\Omega$  en augmentant  $C$  plutôt qu' $R$ .

Pratiquement, on mettra aux bornes des selfs des capacités telles qu'elles ne permettent pas la naissance des auto-oscillations dans l'étage HF.

La moyenne fréquence intermédiaire est variable. On utilisera un C.V. à 4 cages de 490 ou 500 pF de capacité maximum.

Des capacités fixes seront commutées selon les gammes, pour ajuster l'étalement à la valeur désirée.

Nous allons d'ailleurs calculer cet important étage.

Etant donné le nombre des facteurs variables, le problème peut recevoir une infinité de solutions. Cependant, le choix des valeurs de la Moyenne Fréquence optimum pour chaque gamme, ainsi que le souci d'obtenir la courbe de réglage la plus linéaire possible vont nous permettre de faire un choix parmi les solutions possibles.

D'autre part, c'est la gamme T-E-N la plus étendue qui va fixer notre point de départ. En effet, le schéma des capacités d'étalement est donné (fig. 22)

Or, pour simplifier la réalisation, nous désirons commuter le moins de capacités possible. Un examen des courbes de réglage montre qu'il est possible d'obtenir une courbe (fig. 23) donne un étalement pratiquement linéaire.

lorsque la valeur de P varie entre de larges limites.

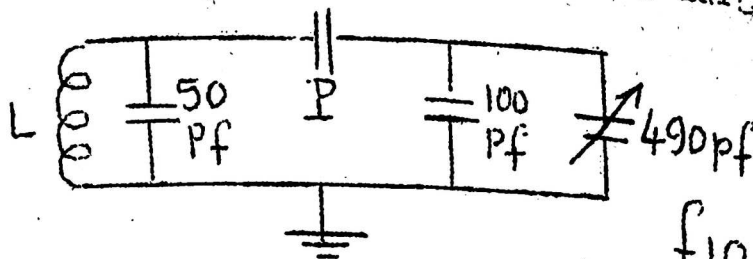


fig 22

Enfin, une Moyenne Fréquence variant entre 5000 et 4000 kc/s donnera, sur la gamme 30 kc/s une rejection totale des fréquences-image.

Neus pouvons maintenant calculer P.

On a :

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left(\frac{6000}{4000}\right)^2 = 2,25$$

or :

$$C_{\max} = \frac{600p}{600 + P} + 50$$

et :

$$C_{\min} = \frac{100p}{100 + P} + 50$$

posons :

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = 2,25 \quad \frac{650p + 30000}{600 + P} = \frac{100 + p}{150 + P} + 5000$$

après développement, on obtient l'équation :

$$312p^2 - 119000p - 3700000 = 0$$

et finalement : P = 426 pf (calcul rapide à la règle).

La self induction devra être telle que la bobine résonne sur 4000 kc/s avec :

$$C_{\max} = \frac{600}{600 + P} + 50 = 352 \text{ pf}$$

$$L = \frac{253 \cdot 10^3}{4000^2 \times 352} = 4,5 \mu\text{H}$$

$$N = \sqrt{\frac{1000 \times 4,5}{5 \times 1,4}} = 25 \text{ spires environ, sur}$$

mandrin de 14 m/m., bobinage section carrée, diamètre de fil :

$$14/25 = 5/10\text{mm.}$$

Le couplage du transformateur d'entrée se réglera comme indiqué plus haut, sur la Fréquence Médiane de 5000 kc/s, au couplage critique. La capacité de 50 pf sera constituée par une capacité de 20 pf en parallèle sur un trimmer ajustable, de manière que l'on puisse compenser les capacités parasites sur chaque enroulement.

L'alignement se fera au milieu de la gamme, et ce sera très suffisant, vu la faible valeur de la 2ème MF (100 kc/s).

Le désaccord de 100 kc/s nécessaire pour permettre à l'oscillateur de couvrir les fréquences nécessaires (4100 à 6100 kc/s) sera obtenu par variation de l'ajustable parallèle.

L'oscillateur N° 1 (cristal) donnera une fréquence de:  $30000 + 4000 = 34000$  kc/s.

(Remarquons que la fréquence la plus élevée de réception est reçue lorsque la capacité du CV est au maximum).

Le Cristal ne fournira pas directement cette fréquence. Il pourra osciller sur  $34000/4 = 8500$  kc/s et le tube oscillateur fonctionnera en quadruplé avec un circuit accordé sur 34000 kc/s dans l'anode, sur laquelle sera prélevée la tension d'injection.

Nous allons calculer maintenant la gamme 14 MC, et cet exemple servira à nos lecteurs pour déterminer les autres gammes.

L'étendue de cette gamme est de 400 kc/s. Il faudra en conséquence que la différence des fréquences extrêmes de la MF variable soit également de 400 kc/s.

Il est possible de calculer rigoureusement la valeur de la capacité série qui, substituée à la capacité de 426 pf, répondra à cette exigence, en conservant toutes les autres capacités et, naturellement, la self de 4,5

Ce calcul est très long, sinon difficile. Il est plus pratique d'essayer plusieurs valeurs pour P et de calculer laquelle est la gamme couverte.

Prenons par exemple  $P = 50$  pf.

On a, après calculs élémentaires:

$$C_{\max} = 96 \text{ pf}$$

$$C_{\min} = 33 \text{ pf}$$

$$F_{\max} = \frac{253 \cdot 10^6}{C_{\max}} = 7700 \text{ kc/s}$$

$$F_{\min} = 7700 \times \sqrt{\frac{33}{96}} = 7200$$

d'où:  $F_{\max} - F_{\min} = 7700 - 7200 = 500 \text{ kc/s}$

On pourra donc choisir une capacité un peu plus faible, ou encore admettre une bande un peu plus large.

Quoi qu'il en soit, la fréquence médiane:

$$\frac{7700 + 7200}{2} = 7450 \text{ kc/s}$$

devant correspondre à la fréquence

$$\frac{14400 + 14000}{2} = 14200 \text{ kc/s}$$

la fréquence de l'oscillateur local N° 1 devra être:

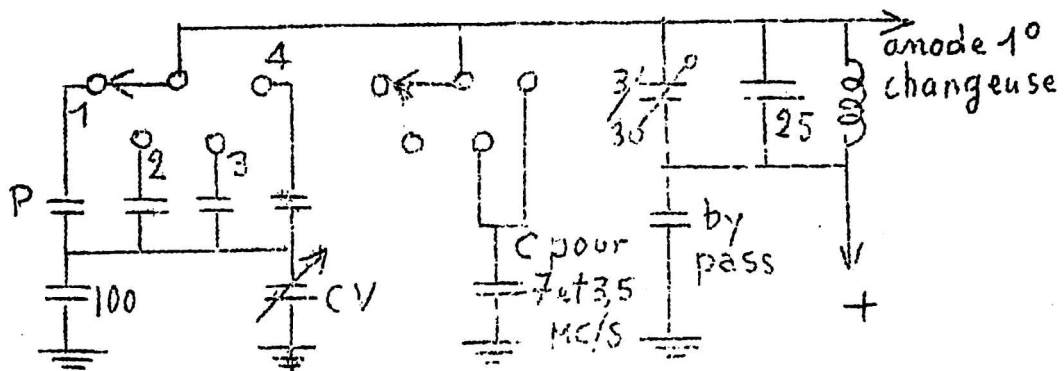
$$14200 + 7450 = 21650 \text{ kc/s}$$

On aura 50 kc/s de part et d'autre de la bande.

Pour la gamme 7 MC, on commutera aux bornes du bobinage un condensateur de valeur plus élevée, 1000 pF par exemple, afin que la première MF ne "tombe" pas dans la gamme de réception.

Pour la gamme 3,5 MC, on pourra conserver ce condensateur, ou l'enlever, à volonté. De toutes façons, la MF sera plus élevée que la fréquence reçue, et le récepteur travaillera en "infra-dyno" comme les 3-C-L pour la gamme G.C.

Un schéma de commutation possible est donné par la figure 23.



La réalisation comportera des blindages qui sépareront les galettes de commutation, ainsi que le groupe des condensateurs d'étalement, afin d'annuler tout couplage capacitif entre enroulements. Le trimmer du bobinage aura sa place à l'intérieur des blindages du transformateur et de l'impédance de sortie.

En raison de la fréquence assez élevée sur laquelle travaille la MF variable, le tube employé sera type EF51 ou 2352, ce qui assurera une large amplification sans augmentation du souffle.

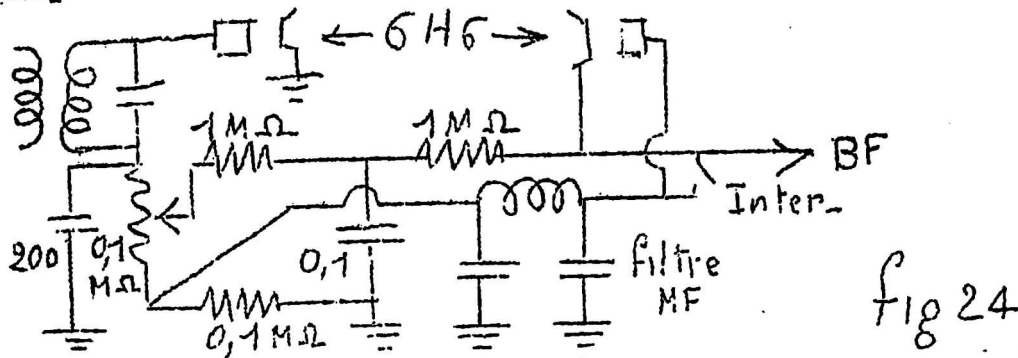
Une commande manuelle de sensibilité sera cependant prévue sur cet étage, mais elle pourra être combinée avec la commande de la 2ème MF. 100 kc/s.

Le filtre à quartz sera reporté à l'entrée de la 2ème MF 100 kc/s.

Le récepteur comportera un B-F-C monté de la façon classique.

On montera également un dispositif antiparasite sur la détection, suivant le montage Dickert modifié (fig. 24). Le potentiomètre permet de modifier le taux de modulation à partir duquel le parasite est écarté. Avec un peu d'habitude, on peut, en usant de cet organe, se faire une idée du taux de modulation d'un correspondant.

On montera un S-mètre selon le schéma déjà indiqué.



Le V-C-A sera du type amplifié, conformément à celui de la figure 19, si la HT totale est parfaitement réglée.

Un antifading simple donnera également des résultats excellents.

Quant à la partie BF, elle sera ce que le réalisateur voudra la faire. Nous n'insisterons pas sur ce point.

Nous garantissons encore aux amateurs qui voudront bien nous faire confiance et se lancer dans la réalisation, non point tellement difficile, mais de longue haleine de ce récepteur, des résultats pouvant nettement dépasser ceux des meilleurs récepteurs américains, tant en ce qui concerne la stabilité que la sensibilité utilisable.

Il n'est sans doute pas besoin de répéter ici que ce n'est point la sensibilité réelle qui importe, mais bien celle qui correspond au rapport signal/souffle le plus élevé.

Nous restons d'ailleurs à la disposition de nos lecteurs pour leur donner toutes explications complémentaires concernant ce récepteur assez particulier.

## Chapitre XI.

### La Réception Panoramique

Bien des amateurs souhaiteraient posséder un récepteur panoramique. Ils reculent devant le prix d'achat d'un tel appareil, et, d'autre part, ne se pensent pas capables d'en réaliser un de leurs propres mains.

La chose est cependant abordable par les amateurs qui se seront vus capables de mener à bien la construction d'un récepteur à double conversion du type simple.

Nous allons donner, ci-dessous, quelques indications pratiques, permettant une réalisation aisée.

Le panoramique emprunte l'énergie HF au récepteur de trafic après le premier changement de fréquence. En l'occurrence, son entrée travaille sur une fréquence de l'ordre de 2000 kc/s.

Il comporte un étage d'amplification sur cette fréquence, mais à bande passante très large (400 kc/s). Cette bande passante est obtenue par décalage des circuits et résistances d'amortissement.

Cet étage attaque la grille de commande d'une 6EB. L'oscillateur local de cette 6EB travaille sur 2100 kc/s + 200 kc/s. Le glissement de fréquence est obtenu par une LS2 connectée en parallèle sur le C.C.

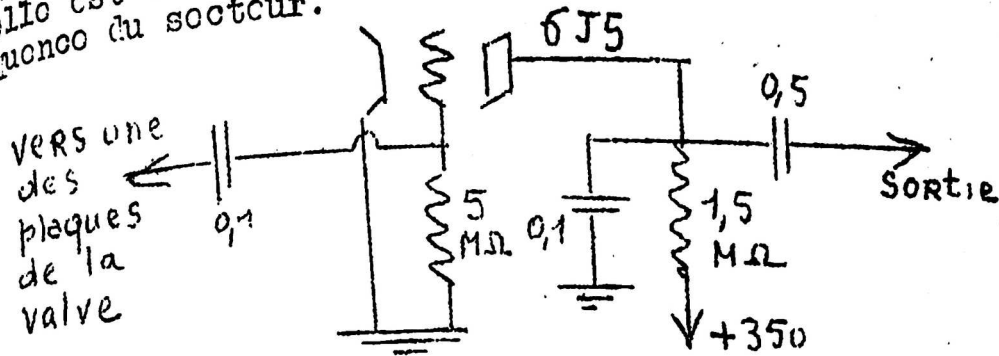
La sortie 6EB attaque un ampli MF 100 kc/s qui attaque directement (on HF) les plaques de déviation verticale du tube cathodique.

Parallèlement, nous trouvons un tube générateur de dents de scie, et un tube amplificateur de balayage horizontal.

Nous allons décrire chacun de ces étages:

1°) Générateur de dents de scie (fig. 25)  
La forte résistance insérée entre grille et masse donne à la grille une très forte polarisation. La lampe ne débite que pendant un bref instant, lorsque la grille devient positive, au sommet du cycle du courant alternatif d'alimentation. A ce moment, le condensateur de C.L. qui était chargé à la valeur de la MF à travers la résistance de 1,5 mégohm, se décharge brusquement à tra-

vers la lampe. Une dent de scie pratiquement linéaire et de grande amplitude est ainsi très simplement obtenue; elle est évidemment absolument synchronisée avec la fréquence du secteur.

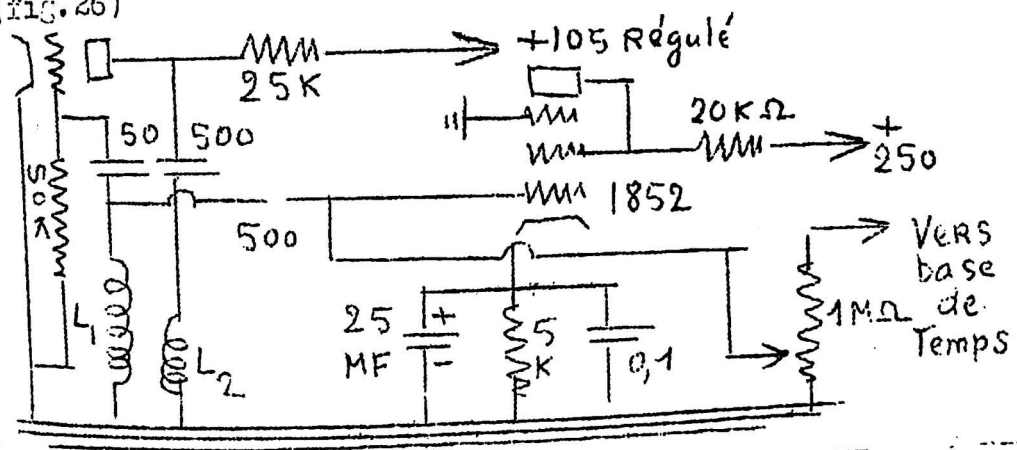


2°) Amplificateur de balayage horizontal.

Avec un tube de 70n/m. à balayage dissymétrique, un tube de tension type 6M7, 6J7, etc... est suffisant. Le montage est classique. Un potentiomètre, placé à la sortie du générateur de dents de scie, règle l'amplitude du balayage. (1 mégohm). La HT sera de 350 volts.

3°) Lampe de glissement et oscillateur.

Un second potentiomètre de 1 mégohm, en parallèle sur le précédent, attaque la lampe de glissement (fig. 26)



On voit que le bobinage oscillateur ne comporte aucun condensateur d'accord. C'est sa capacité répartition ainsi que la capacité d'entrée de la 1852 qui assurent l'accord sur la bande de fréquences explorée.

$L_1$  est un bobinage cylindrique sur mandrin carton bakérisé de 14n/m.; spires jointives. Pour le réglage, le grid-dip s'impose. Le fil utilisé sera de 15/100, soit  $L_2$ , bobinage d'entretien, est bobiné à la suite, dans le même sens, et comporte le nombre de spires nécessaire pour obtenir un courant de grille de 200 microampères. Un noyau magnétique, commandé par une tige filetée accessible depuis le panneau avant, permet de contrôler

exactement l'image au milieu du tube.

Le potentiomètre de 1 mégohm permet de régler la largeur de bande explorée, et même de réduire cette largeur à zéro. A ce moment, on voit sur l'écran, non plus l'image bien connue, mais une bande lumineuse, dont les dentelures correspondent aux fréquences BF de modulation. On peut ainsi apprécier le taux de modulation, la démodulation, etc...

4°) Ampli 100 kc/s

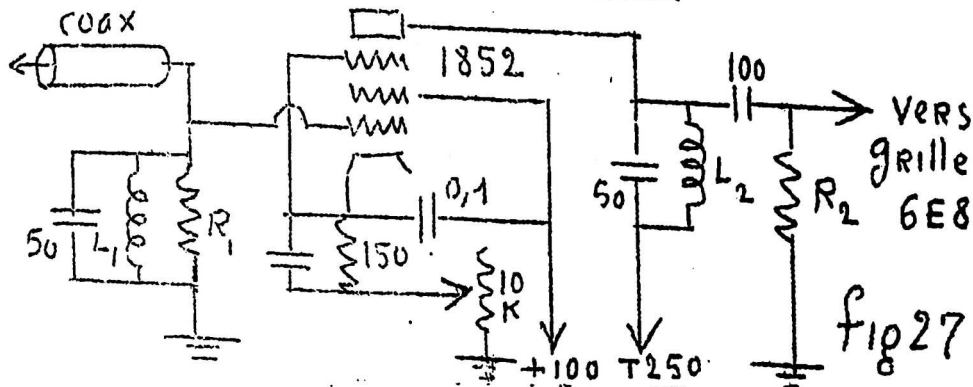
Absolument classique, il sera équipé avec d'excellents transformateurs couplés légèrement en deça du couplage critique.

Le deuxième transformateur attaque les plaques de déflexion verticale.

Pour éviter tout retour de MF dans l'appareil, il convient de très bien découpler les circuits de chauffage et de cathode du tube cathodique, les condensateurs étant soudés au ras du support.

5°) Ampli 2000 kc/s (Fig. 27)

Il est équipé avec une 1852.



Pour calculer les résistances d'amortissement, on détermine:

$$d = \frac{\text{Bande Passante}}{\text{Fréquence Milieu}} = \frac{400}{2000} = 0,2$$

Pour  $d = 0,2$ , le coefficient de décalage des circuits est de:

$$a = 1,06$$

Les fréquences d'accord seront alors:

$$f_1 = 2000 \times 1,06 = 2120 \text{ kc/s}$$

$$f_2 = 2000 / 1,06 = 1886 \text{ kc/s}$$

Le Q des circuits devra être de 7.

D'où la valeur des résistances d'amortissement:

$$R_1 = \frac{Q}{C_{01}} ; \quad R_2 = \frac{Q}{C_{02}} \quad , \quad (\Omega = 2 \text{ n} | f)$$

variable suivant la capacité d'accord des circuits (on prendra 50 pf environ). Noter que la résistance  $R_2$  sert aussi de fuite de grille pour la 6E3.

Les soifs seront préaccordées au grid-217, chacune sur sa fréquence propre. Elles sont réalisées cylindriquement, en fil 2/10 soie, et comportent un noyau magnétique mobile.

#### 6°) Essais et réglages

Conformément à notre ligne de conduite, nous ne donnons pas de schéma général, chacun pouvant imaginer son propre montage, notamment en ce qui concerne l'alimentation du tube cathodique.

Dans les réglages, commencer par aligner soigneusement l'amplificateur MF 100 kc/s. Le balayage étant supprimé, on observera la longueur du trait vertical obtenu sur l'écran; le meilleur réglage correspond évidemment à la plus grande longueur de ce trait.

On réglera ensuite l'amplificateur 2000 kc/s à 200 kc/s. Pour cela, le potentiomètre commandant le tube de glissement étant mis à zéro, on injectera à l'entrée de l'appareil un signal non modulé à 2000 kc/s. Le balayage du tube sera supprimé. En agissant sur le noyau de l'oscillateur, on devra obtenir également un trait vertical, qui se transformera en une bande lumineuse lorsqu'on fera fonctionner le balayage. En agissant alors sur la commande du tube de glissement, on devra obtenir l'image classique, représentant la courbe de résonance de l'ampli 100 kc/s. Déplacer le noyau de l'oscillateur pour amener cette image au centre du tube. Vérifier que, lorsqu'on diminue l'amplitude de la modulation en fréquence, cette image, tout en s'élargissant, reste bien au centre de l'écran. Sinon, agir sur la résistance de polarisation du tube de glissement, en plus ou en moins.

Attaquer l'entrée, non plus par un signal à 2000 kc/s, mais par un multivibrateur 10 kc/s par exemple. On observera des images espacées de 10 kc/s; ces images auront généralement une hauteur différente.

Agir sur l'accord des soifs  $L_1$  et  $L_2$  jusqu'à ce que la hauteur de ces images soit la même sur toute l'étendue du tube, pour une excursion de 200 kc/s.

On pourra, enfin, injecter de nouveau à l'entrée un signal à 200 kc/s, et régler l'accord de la MF à 100 kc/s, par observation directe de la forme de sa courbe de réponse. Tâcher d'obtenir l'image la plus étroite et la plus pointue. Au besoin, modifier le couplage d'un ou des deux transformateurs.

L'appareil est terminé. Il suffit de brancher le câble blindé à l'anode du premier tube convertisseur à travers une capacité de 10 pf. Ne pas oublier de réaccorder le primaire du transformateur MF 2000 kc/s qui suit le tube convertisseur N° 1.

Le potentiomètre d'excursion sera muni d'un bouton-flèche qui se déplacera devant un cadran sur lequel sera inscrite l'étendue de l'excursion. (Zéro, 100, 200, 400 kc/s.)

7°) Ce qu'on peut faire avec un panoramique.

a/ Observer toutes les émissions d'une bande, évidemment,

b/ Apprécier leur puissance relative. (On pourrait graduer verticalement le tube en unités "S").

c/ Voir la pureté de la porteuse. Le réglage à l'excursion étant à zéro, on observera la bande lumineuse obtenue. Une porteuse pure donne une bande rectangulaire; s'il y a renflement, on observe une ondulation de cette bande. Le nombre de bosses renseignées sur la fréquence du renflement sachant que le balayage est à 50 p/ps (1 bosse = renflement à 50 périodes; 2 bosses = R-d-C - (rectifié alternatif courant) 100 périodes; 1/2 bosse signifie alimentation par du courant à 25 périodes).

d/ Dépister la modulation de fréquence. L'image la porteuse se déplace latéralement sous l'influence de la modulation.

e/ Voir les distorsions de la modulation: (position excursion Zéro) on voit la modulation déformer la bande HF; avec un peu d'habitude, on apprécie le taux de modulation; on peut observer la symétrie du signal BF (s'il y a crête des pointes positives, le tube du PA ne peut pas "passer les crêtes", soit par sous-excitation, soit par mauvais ajustement de sa tension d'écran, ou pour toute autre cause). Si les deux pointes sont aplatis, ce sont les tubes du modulateur qu'il faut ajuster, de même que si les crêtes de modulation paraissent multiples (distorsion, mauvaise adaptation du transformateur de modulation, etc...)

f/ Surmodulation: la porteuse disparaît entre les signaux de modulation. On voit un simple trait lumineux entre les signaux.

g/ Etendue du spectre BF transmis: (Sur position panoramique, on voit nettement les bandes latérales apparaître lors de la transmissions des aigües.

h/ Régler la modulation de son propre émetteur. On débranche le câble blindé du récepteur de trafic, et on connecte à la fiche qui le termine une petite antenne de quelques centimètres, de façon à obtenir une image lisible. On injecte (par capacité) sur cette antenne, un signal HF non modulé (venant d'une hétérodyne ou du grid dip), et de fréquence.

F. = 2000 + Fréquence de travail.

Le tube d'entrée du panoramique fonctionne en convertisseur, et on voit apparaître l'émission. On se

reporte alors aux paragraphes c/, o/, f/, g/.

- i/ Aligner un récepteur de trafic. En déplaçant l'image d'un signal MF congelé par une hétérodyne, on ne doit pas observer une diminution ou une augmentation de la hauteur de cette image tout le long de la bande couverte par le récepteur;

Lorsqu'on aligne le transfo MF du récepteur, s'il y a "pulling" on "perd" l'accord. C'est pourquoi nous avons conseillé l'alignement à l'aide de parasites ou d'un multivibrateur. En utilisant le panoramique, il est sans importance que l'oscillateur local glisse, puisque l'image reste visible sur le tube.

- j/ Une échelle électronique. En attaquant l'antenne par un générateur d'harmoniques, on fait apparaître sur l'écran une véritable graduation de 100 en 100 kc/s, et de 10 en 10 kc/s, qui peut servir à la détermination de la fréquence d'une émission. Si la courbe de réponse de la MF 100 kc/s est suffisamment pointue, on peut, en augmentant l'amplitude de balayage, étaler l'espace correspondant à 10 kc/s, sur la totalité du tube; ce qui permet d'interpoler avec précision, en se servant d'un décimètre, entre ces deux fréquences...

- k/ Etalonnage d'un S-mètre. La hauteur du trait indique l'amplitude relative de l'onde porteuse; en conséquence, on peut mesurer la hauteur de ce trait correspondant à "S1", augmenter le signal injecté de façon que la hauteur du trait soit doublée; marquer "S2", et ainsi de suite.

Lorsque le trait "sort des limites de l'épure", on diminue le gain d'entrée du panoramique, et on continue. La méthode est assez précise et dispense de la possession d'un générateur MF calibré. Elle n'est possible que si le tube d'entrée n'est pas soumis à l'action du V.C.A., ce qui sera le cas, si l'on a suivi nos conseils.

On peut faire bien d'autres choses encore, et il faudrait un volume entier pour traiter de la question. Mais ce n'est pas le but que nous nous sommes proposé. Nous pouvons simplement affirmer que quiconque s'est servi une fois d'un panoramique ne peut plus se passer de cet appareil. Lorsque le tube est éteint, c'est comme si l'opérateur était devenu subitement aveugle, et tâtonnait dans le noir à la recherche des stations...

## C O N C L U S I O N

==--==--==

- Nous serons certainement critiqué; nous le savons, car il est impossible de satisfaire tout le monde. Certains nous auront trouvé trop technique, d'autres pas assez. Nous n'aurons rien appris aux uns, alors que les autres considéreront nos conseils comme trop complexes à mettre en pratique.

Mais, nous sommes sûr que nous trouverons des lecteurs auxquels notre étude aura parfaitement convenü, en ce sens qu'elle leur permettra de construire le récepteur "super FB" dont ils rêvaient et dont ils n'osaient pas entreprendre la construction par crainte d'un échec.

C'est à ceux-là seuls que nous avons voulu nous adresser, comme nous l'avons dit au début.

Nous prions les autres de nous excuser...

Et maintenant, au travail, et 73 à tous, de:

Joan Toutain,

F 9 A W