

VHF

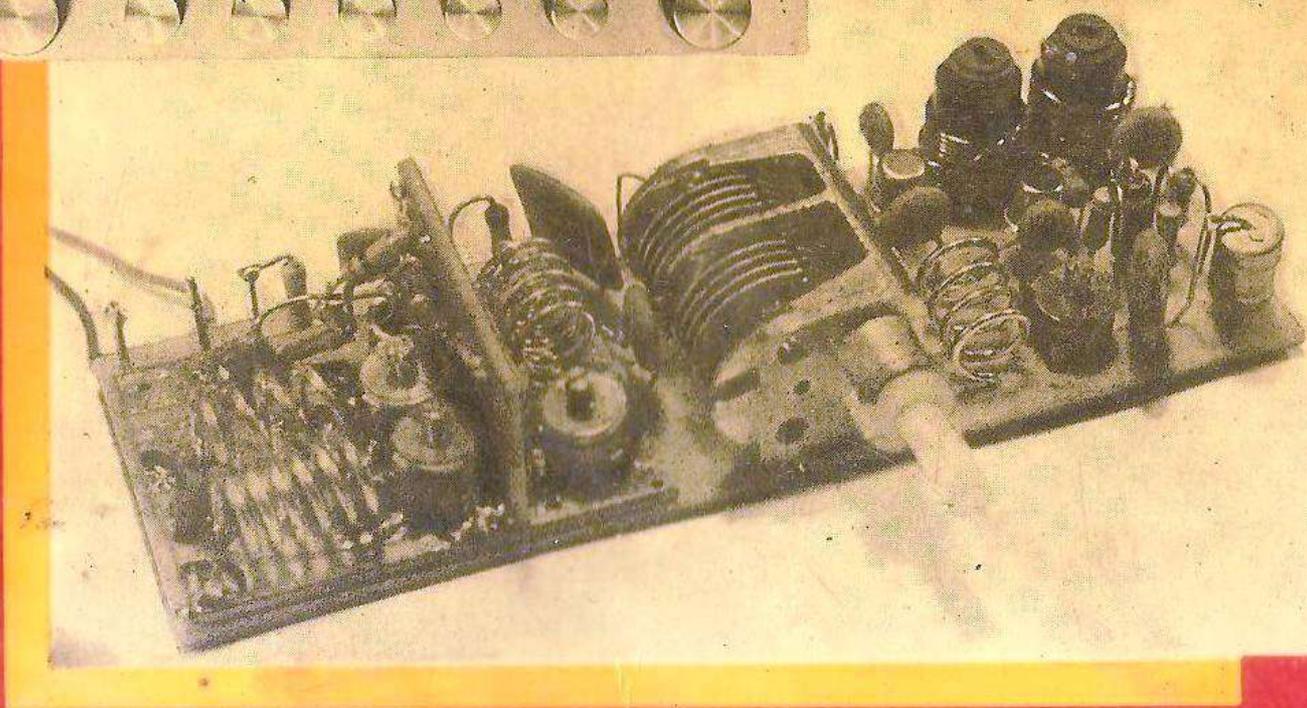
Robert PIAT
F3XY

EMISSION RECEPTION

A TRANSISTORS



3^e EDITION



LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

Robert PIAT
F 3 X Y



V · H · F

A

TRANSISTORS

ÉMISSION-RÉCEPTION

(3^e édition)



LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e)

Toute reproduction, même partielle, de cet ouvrage est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon passible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957 sur la protection des droits d'auteur.

AVANT-PROPOS

C'est peu après la guerre que le transistor a été découvert et c'est en 1952 que l'amateur américain Georges Rose (K2AH) réalisait sur 2 mètres la première liaison à grande distance (40 km) avec un émetteur à transistor unique et une puissance utile de 50 microwatts.

Depuis cette date, que de chemin parcouru ! Il n'est pas un problème de l'électronique moderne qui ne puisse être résolu par des transistors et l'amateur, lui-même, leur fait tout naturellement, dans ses équipements, une place de plus en plus large à mesure qu'il en découvre les possibilités et qu'il en assimile la technique.

Les premiers transistors présentaient une fréquence de coupure relativement basse qui en limitait l'application aux montages de convertisseurs continu-alternatif et à l'amplification BF, ce qui constituait déjà une révolution. Mais très vite, des recherches poussées dans les plus grands laboratoires du monde entier, ont amené des progrès gigantesques dans la technologie des semi-conducteurs et la fabrication de transistors capables d'amplification substantielle sur des fréquences de l'ordre de la dizaine de mégacycles et au-delà. Et ce fut l'apparition des premiers postes de radio offrant la possibilité de capter à la fois grandes ondes, ondes moyennes et ondes courtes. Le résultat fut l'envahissement, le raz-de-marée que l'on sait : insensible aux chocs, ne nécessitant qu'une tension d'alimentation unique de quelques volts, aisément fournie par des piles de faible volume, le transistor allait en quelques années concurrencer les tubes électroniques puis les supplanter... Parallèlement, la production en grande série, de transistors professionnels ou « grand public » per-

mettait d'en abaisser le prix de vente, le rendant accessible à l'amateur. C'est ainsi que, pour nous limiter au domaine propre à cet ouvrage, nous pouvons mentionner dans les revues spécialisées, françaises ou étrangères, la parution il y a déjà de nombreuses années, de descriptions d'émetteurs entièrement transistorisés, travaillant dans les bandes 160 m ou 80 m avec une puissance non négligeable et de récepteurs de trafic O.C. parfaitement valables. Bien sûr, le progrès étant en marche, de nouveaux transistors apparaissent presque journalièrement et tous constituent une amélioration tangible et chacun fait regresser insensiblement les frontières de l'impossible. C'est ainsi que cette fréquence de coupure qui représente un critère de qualité pour ce qui concerne la réception des ondes métriques, augmente régulièrement et autorise l'emploi des transistors sur des fréquences bien supérieures à celles des ondes communément appelées courtes. Une infinité de transistors fonctionnent parfaitement à 100 MHz et c'est ce qui a permis d'adjoindre aux récepteurs de radio une gamme de modulation de fréquence qui ne soit pas un simple argument publicitaire. Un bon nombre travaillent encore normalement à 200 MHz et enfin quelques types « montent » jusqu'à 1 000 MHz : C'est précisément ce qui permet d'employer couramment les transistors en réception ou en émission sur ondes métriques (VHF) et centimétriques (UHF), dans les télécommunications, la télévision, le radar et toutes applications sur des fréquences élevées. On doit d'ailleurs, pour une grande part, la miniaturisation extrême des équipements au développement et à la vulgarisation des semi-conducteurs et il est évident que l'exploration spatiale qui demande un maximum de matériel dans un minimum de volume a largement bénéficié de l'avènement des transistors.

Les amateurs ont évidemment suivi avec une curiosité passionnée ces développements multiples d'une technique qu'ils ont peu à peu adoptée. C'est pourquoi nous pensons que ce nouvel ouvrage, essentiellement pratique, vient à son heure puisqu'il associe deux centres d'intérêt communs à beaucoup d'entre eux : les VHF et les transistors. On trouvera, dans les pages qui suivent, une information et une documentation techniques qui demandaient à être réunies sous un titre commun. La richesse et la variété des sujets traités sont le fait, en premier lieu, des radio-amateurs qui m'ont autorisé à reprendre les meilleurs de leurs articles ou à décrire leurs réalisations. Qu'ils en soient cordialement remerciés. Je me dois de citer également l'apport précieux de documents des revues allemandes DL-QTC et UKW-Berichte dont les éditeurs m'ont permis de reproduire plusieurs articles particulièrement intéressants.

Enfin, on notera la place de plus en plus grande faite à diverses utilisations pratiques des transistors à effet de champ (FET) que l'on trouve maintenant sur le marché et l'apparition de quelques applications des circuits intégrés. Et ce n'est qu'un début !

A cette sélection de montages et réalisations, s'ajoute le fruit de l'expérience personnelle de l'auteur qui cultive l'amateurisme depuis de nombreuses années et souhaite, avec cette nouvelle édition, être utile à ses semblables et leur faire partager les joies de l'émission et de la réception VHF avec des équipements transistorisés.

Robert PIAT
F3XY

CHAPITRE I

LES OSCILLATEURS A TRANSISTORS

Il nous a semblé logique, en prélude aux nombreux montages de récepteurs et d'émetteurs — montages que nous avons voulu à la fois simples et sûrs et qui tous ont été soigneusement expérimentés — qui sont l'objet et la matière de cet ouvrage —, de commencer par passer en revue les multiples schémas d'oscillateurs à transistors que l'on peut préconiser dans un projet ou rencontrer dans des descriptions comme celles qui vont suivre. Leur liste n'est pas limitative mais nous croyons avoir présenté les plus couramment utilisés. Dans tous les schémas proposés, le principe reste le même ; c'est celui que fait ressortir le diagramme de la figure I-1 : une partie de l'énergie prélevée sur le circuit de sortie est reportée avec une relation de phase correcte sur le circuit d'entrée (réaction) pour mainte-

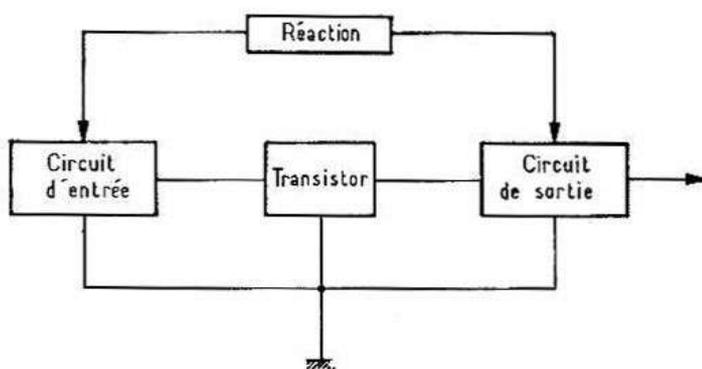


FIG. I-1

nir l'oscillation à une fréquence déterminée par la fréquence d'accord du circuit pilote. Un quartz peut, sur sa fondamentale ou sur un de ses harmoniques impairs, amener la fréquence de l'oscillateur à se synchroniser avec lui.

Les schémas existants sont multiples, qui découlent des oscillateurs-types à lampes bien connus. Nous ne les citerons pas tous,

mais les expérimentateurs sont tous d'accord pour reconnaître que le transistor est un merveilleux oscillateur et pour affirmer qu'à précautions égales, l'oscillateur à transistor est beaucoup plus stable qu'un oscillateur à lampe. Il se prête par ailleurs à des combinaisons multiples qui conduisent à une simplification sensible des montages proposés.

Le schéma de la figure I-2 est, en somme, la matérialisation du diagramme. C'est un montage en base commune dans lequel le circuit oscillant L-CV s'accorde sur la fréquence d'utilisation. L'entretien des oscillations à cette fréquence est assuré par le condensateur C entre collecteur et émetteur. Sa valeur peut aller de 6,8 à 47 pF et le fonctionnement aux fréquences élevées est amélioré si l'on insère

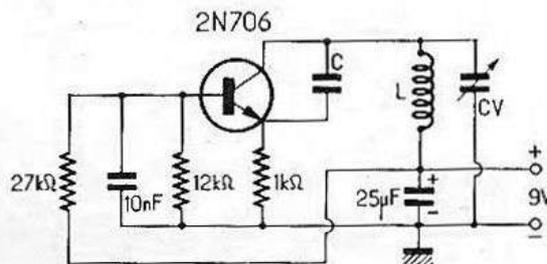


FIG. I-2

une self de choc au ras de l'émetteur en série avec la résistance. Ce circuit se recommande surtout par sa simplicité, car comme on peut en juger, il comporte un minimum d'éléments.

Oscillateur Colpitts et ses dérivés

C'est un montage à base commune dans lequel le circuit oscillant est inséré dans le collecteur. La réaction est prélevée sur un pont capacitif C1-C2, et par conséquent dosable en en faisant varier le rapport, et appliquée à l'émetteur. Le pont de base et la résistance d'émetteur déterminent le point de fonctionnement du transistor. La fréquence d'oscillation dépend à la fois des valeurs de C1-C2-CV et L (fig. I-3).

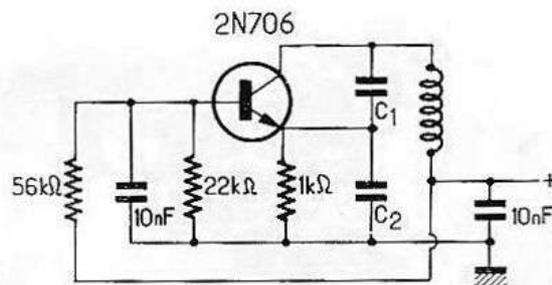


FIG. I-3

Si on modifie le circuit oscillant de manière à disposer L et CV en série, en ramenant le collecteur au *plus* à travers une self de choc, on aboutit au montage Clapp dont la fréquence est pareillement dépendante de CV si L, C1 et C2 sont fixes (fig. I-4)

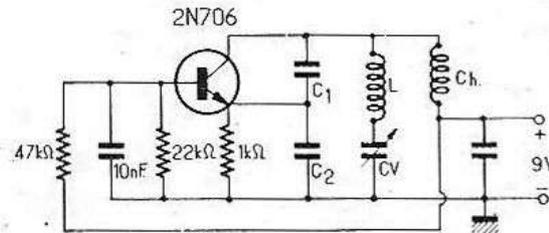


FIG. I-4

La figure I-5 représente le schéma d'un oscillateur Colpitts, en montage à collecteur commun. Le circuit oscillant est, cette fois, dans la base, à laquelle il est très faiblement couplé, ce qui est la première condition à réaliser pour qu'un auto-oscillateur soit stable. Il comporte une bobine L, accordée par un pont de trois condensateurs C1-C2-C3, dans lequel C1 est l'élément de couplage et où C2-C3 forment un pont capacitif dont le rapport détermine la réaction

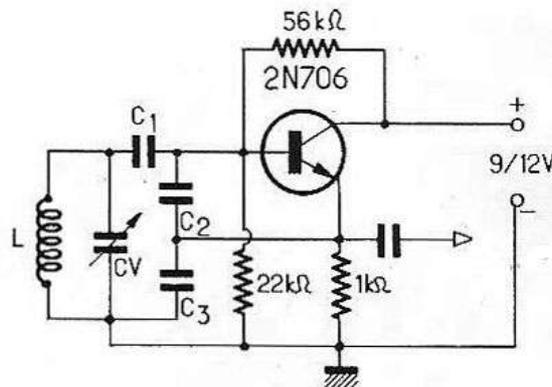


FIG. I-5

d'émetteur. Dans la pratique, on donne, à C2, 20 fois la valeur de C1 et 3 fois la valeur de C3. Ce rapport est à conserver quelle que soit la fréquence d'utilisation. On prendra pour C1, jusqu'à 5 MHz, 200 pF ; jusqu'à 20 MHz, 50 pF ; de 20 à 50 MHz, 10 pF. Cette variante porte le nom d'oscillateur de Lee.

Enfin, si l'on insère un quartz entre le point milieu du pont capacitif et l'émetteur, la fréquence du circuit LC1-C2 se synchronise sur

celle du quartz ou sur ses harmoniques impairs (overtone). Ce circuit Colpitts à quartz, porte aussi le nom d'oscillateur Robert Dollar (fig. I-6).

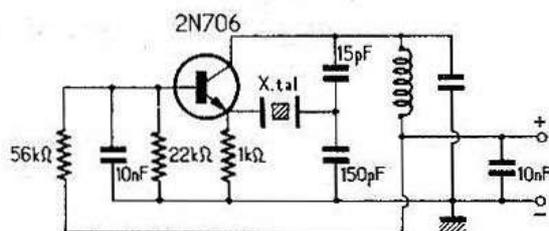


FIG. I-6

Un montage très intéressant également reprend le schéma de la figure I-3, mais avec insertion, à la place du découplage, d'un quartz entre base et masse, ce qui nous amène à la figure I-7. Pour prendre un exemple numérique, le quartz a une fréquence nominale de 8 MHz et le circuit oscillant du collecteur est accordé sur une fréquence harmonique (16 - 24 - 48 MHz, etc.). Dans la figure I-7 bis, l'émetteur est à un potentiel HF nul et le quartz est entre base et pont capacitif.

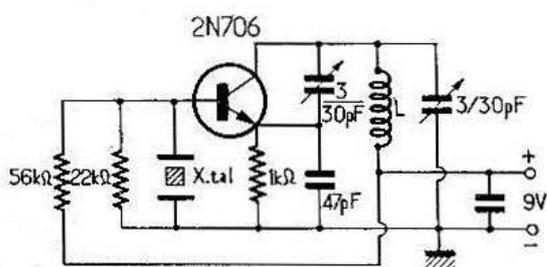


FIG. I-7

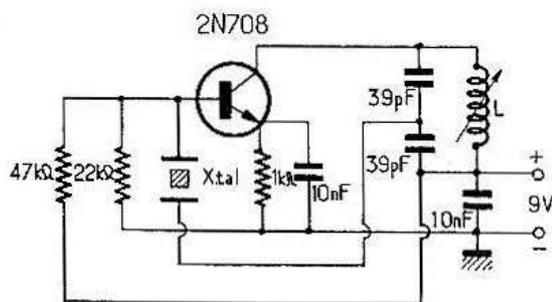


FIG. I-7 bis

C'est un montage overtone très sûr. Les valeurs sont celles adoptées pour un quart de 12,888 MHz oscillant sur 38,666 MHz.

La tension HF produite est prélevée sur le collecteur et la puissance disponible est de 2 à 3 mW.

Oscillateur Hartley et ses variantes

C'est l'homologue du montage E.C.O. (electron-coupled oscillator), dans lequel le montage est en base commune. La résistance d'émetteur sert en même temps à bloquer les tensions à haute fréquence prélevées sur une partie du circuit oscillant, mais ici par une prise

sur la bobine. Un condensateur, disposé en série, isole l'émetteur au point de vue tension continue (fig. I-8). Si l'on remplace ce condensateur par un quartz de même fréquence que celle du circuit oscillant (fig. I-9), l'oscillateur se synchronise sur la fréquence du quartz et

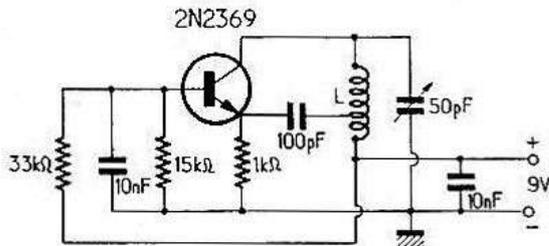


FIG. I-8

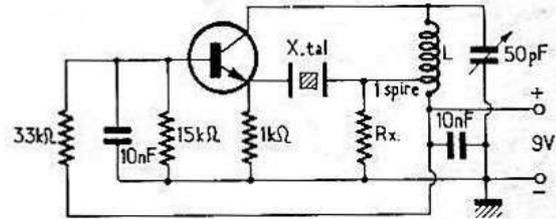


FIG. I-9

devient piloté sur la fréquence fondamentale. Si le quartz est d'un type overtone, le circuit oscillant s'accordant sur les harmoniques impairs (3, 5, 7...), on a un oscillateur overtone très simple et très efficace. Toutefois, pour éviter le fonctionnement spontané du quartz sur sa fondamentale, on amortit l'enroulement de réaction par une résistance de faible valeur, variable selon l'activité du cristal ($R_x = 100$ à 470Ω).

Nous trouvons (fig. I-10) un montage très intéressant qui ressemble en tous points au précédent mais qui utilise un quartz (overtone 7) spécial, susceptible d'osciller jusqu'à 180 MHz. Disons, qu'à la vérité ces quartz ne sont ni courants, ni bon marché, mais qu'ils

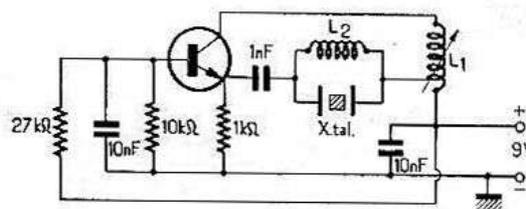


FIG. I-10

« démarrent » avec la même facilité qu'un FT243 sur 24 MHz. La bobine L2 forme avec la capacité du cristal, non négligeable à ces fréquences, un circuit résonnant parallèle, sans lequel le fonctionnement n'est pas stable.

L1 = 4 tours, fil nu 8/10, diamètre 6 mm, prise à 1/4 de spire.

L2 = 25 tours, fil émaillé, 4/10 mm, en l'air, diamètre 3 mm.

Dans la figure I-11, la prise sur la bobine du circuit oscillant du collecteur est remplacée par un enroulement de réaction, côté froid de L_1 .

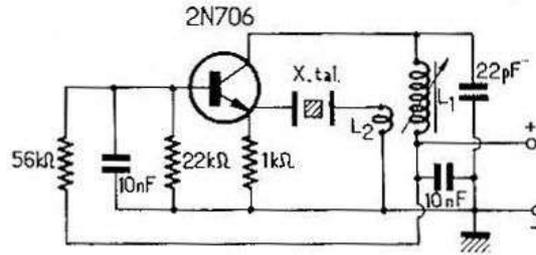


FIG. I-11

et dans le bon sens. Le fonctionnement est rigoureusement identique et la mise au point plus aisée du fait qu'on peut jouer sur l'importance et le couplage de la boucle de réaction sans modifier la bobine.

Oscillateur Pierce

Ici, nous sommes en présence d'un montage en émetteur commun (fig. I-12). Il n'y a aucun circuit oscillant. Le quartz est en parallèle sur l'espace collecteur-base de même qu'un pont capacitif C_1 - C_2 dont le point commun est réuni à la masse. Le rapport des éléments du pont permet d'ajuster le degré de réaction à une valeur juste suffisante pour que l'oscillation soit franche et stable. Il dépend, là encore,

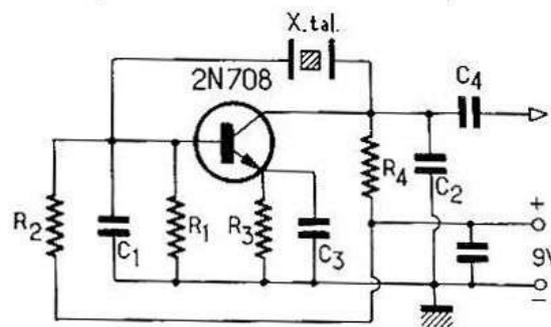


FIG. I-12

de l'activité du quartz utilisé — R_1 - R_2 - R_3 servent à fixer le point de fonctionnement du transistor. La tension HF est prélevée sur le collecteur à travers C_4 . N'importe quel transistor HF de faible puis-

sance peut être utilisé. La figure I-13 est une transposition de ce schéma avec un transistor à effet de champ. Le nombre d'éléments est encore plus réduit. Le schéma de la figure I-14 s'apparente aux précédents, avec cette différence que le collecteur comporte un circuit accordé. La capacité C, entre base et masse, permet de contrôler la réaction. Toutefois, ce montage ne peut fonctionner que sur la

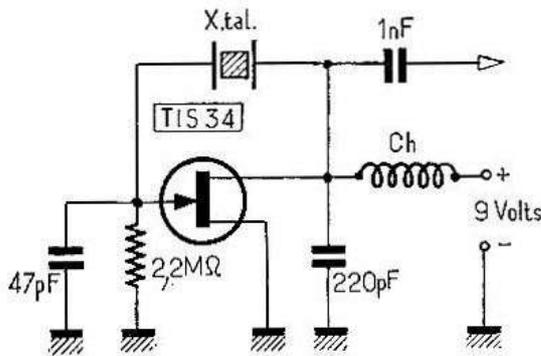


FIG. I-13

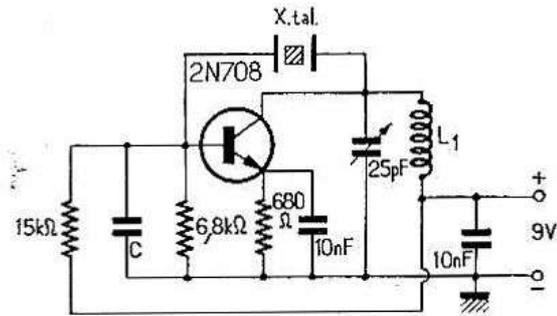


FIG. I-14

fréquence nominale du quartz. C'est la seule condition pour laquelle son impédance est suffisamment basse pour que l'oscillation se produise. Sur toute autre fréquence, le quartz en série présente une impédance élevée qui s'oppose à tout report d'énergie du collecteur sur la base.

La figure I-15 reproduit une variante du montage précédent et est proposée par Motorola. La puissance de sortie sur 28 MHz atteint 200 mW.

L1 = 4 tours - diamètre 6 mm.

L2 = 6 tours - prise médiane - diamètre 6 mm.

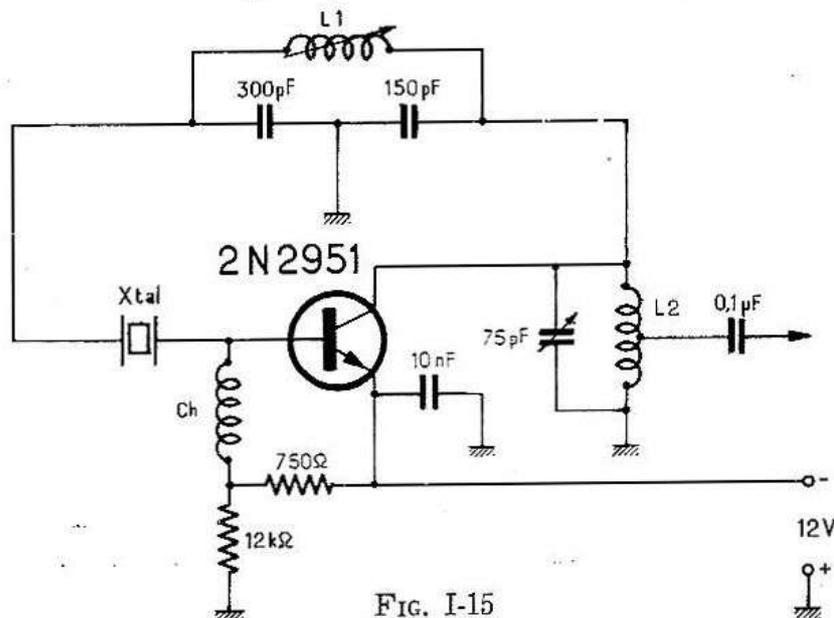


FIG. I-15

La figure I-16 n'est pas, à proprement parler, un Pierce mais elle s'y apparente. En effet, une boucle de couplage, dont le sens n'est pas indifférent, réunit la base au circuit oscillant du collecteur. La résistance en parallèle sur le quartz s'oppose à l'oscillation sur la

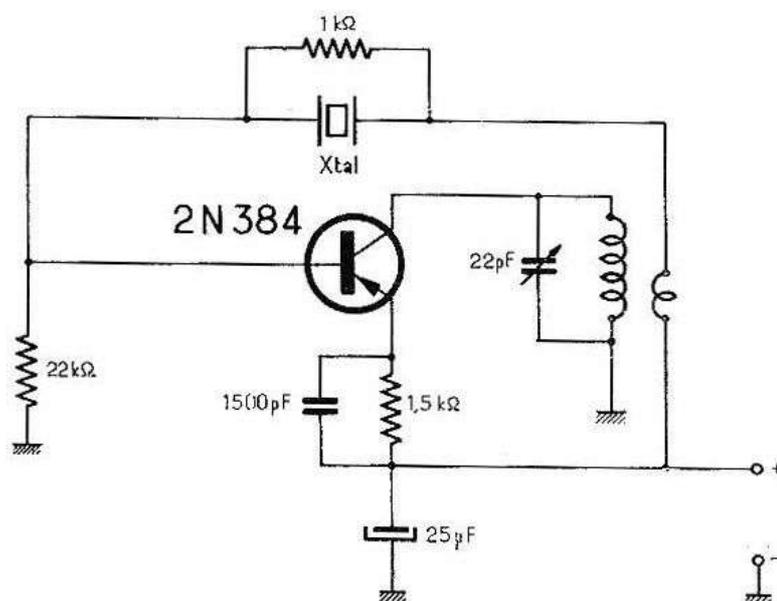


FIG. I-16

fondamentale et forme, avec celle qui rejoint la masse, le pont de base. Nous sommes en présence d'un oscillateur overtone, en montage à émetteur commun, utilisant un transistor PNP.

Oscillateur - Multiplicateur à un seul transistor

C'est un montage intéressant qui, avec un seul transistor et un matériel réduit au strict minimum, délivre en partant d'un *crystal overtone 3 ou 5*, des harmoniques de rang élevé par multiplication de fréquence dans le circuit collecteur. Il peut donc servir soit d'oscillateur dans un convertisseur VHF soit d'exciteur dans un petit émetteur, soit de générateur de mesure pour la mise au point des récepteurs VHF.

Partant d'un quartz (overtone 3) de 16 MHz en fondamentale, l'oscillation se produit directement sur la troisième harmonique (48 MHz) si le circuit oscillant de l'émetteur est accordé sur cette fréquence (fig. I-17).

L1 = 9 spires sur mandrin LIPA \varnothing 6 mm avec noyau magnétique, fil émaillé de 4/10 mm, spires légèrement espacées (longueur totale 7 mm).

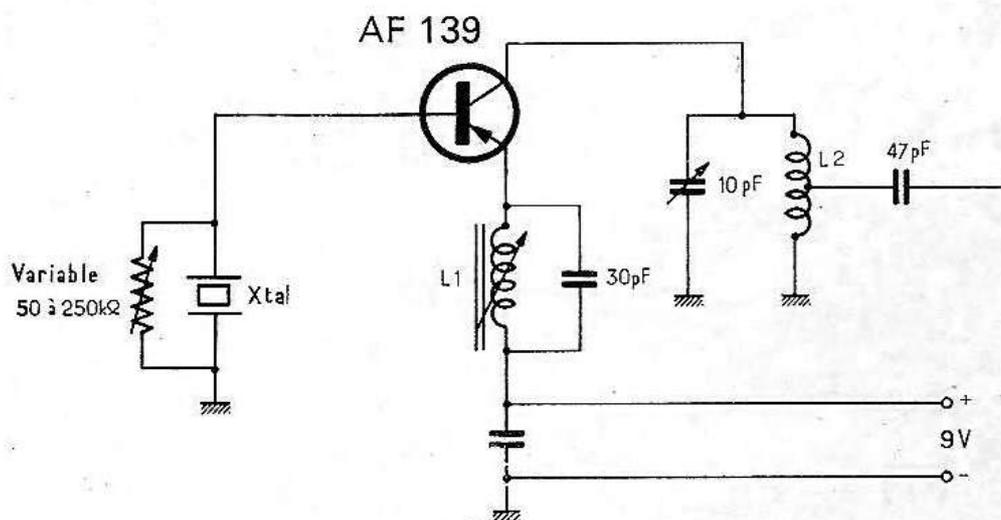


FIG. I-17

On peut accorder le circuit de sortie sur l'harmonique 3 de cette fréquence, soit environ 144 MHz, si L2 = 6 spires en l'air de fil nu de 1 mm, sur un diamètre intérieur de 7 mm, la prise d'utilisation se faisant à 1 1/2 spire, côté masse. La résistance ajustable, en parallèle sur le cristal sert à fixer le point de fonctionnement une fois pour toutes.

Le montage a été essayé avec un AF139 mais on peut y utiliser n'importe quel type dont la fréquence de coupure est égale ou supérieure à 200 MHz. Il n'est pas possible toutefois de prévoir la fréquence de sortie avec une précision absolue car le réglage de L1 et de L2 entraîne une réaction explicable sur la fréquence de résonance du quartz.

Partant d'un quartz (overtone 5) de 16 MHz en fondamentale, l'oscillation se produit directement sur 80 MHz si le circuit oscillant de l'émetteur est accordé sur cette fréquence. On peut mettre en évidence l'harmonique 2 (160 MHz) ou l'harmonique 3 (240 MHz) et obtenir, même à cette fréquence, une tension HF notable, utilisable pour attaquer un étage amplificateur ou multiplicateur.

Oscillateur à deux transistors

Oscillateur-multiplicateur de Butler (1^{re} version - fig. I-18)

Il utilise deux transistors (ici 2.2N384) T1 et T2. T1 est monté en base commune et son circuit de collecteur résonne sur l'harmonique du quartz utilisé ; dans le cas présent, 38,666 MHz. Le couplage entre émetteurs de T1 et T2 se fait par le quartz (Xtal) et T2 est un générateur d'harmoniques d'un rang dont dépend la fréquence du circuit

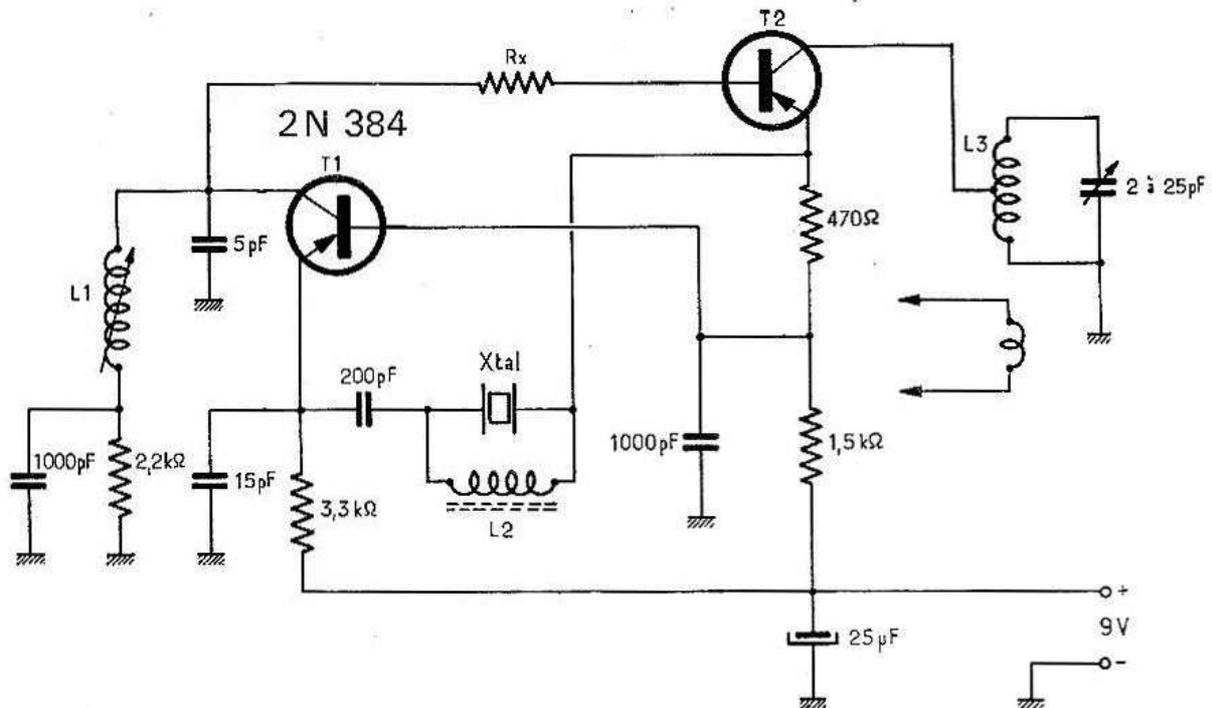


FIG. I-18

L3, ici 116 MHz. Le cristal étant neutrodyné par la bobine L2, la résistance Rx peut être remplacée par une connection directe collecteur T1 à base T2. Le fait d'omettre L2 et Rx n'empêche pas le fonctionnement mais nuit à la stabilité si le cristal est particulièrement actif.

L1 = 10 spires, fil émaillé 8/10 mm sur mandrin LIPA - 10 mm - à noyau.

L2 = 10 spires, fil émaillé 4/10 mm, sur mandrin LIPA - 6 mm - à noyau.

L3 = 6 spires, fil émaillé 10/10 mm, sur mandrin LIPA - 10 mm - prise médiane.

Le courant pris par l'ensemble T1-T2 est de 2,5 mA.

Une version très voisine (fig. I-19) permet avec un quartz approprié d'atteindre 400 MHz. Le quartz est un modèle spécial, overtone 5, de 20 MHz, qui oscille directement sur 100 MHz. Cette fréquence quadruplée dans le deuxième étage, est mise en évidence dans le circuit de sortie qui est réduit à une ligne plate.

L1 = 4 spires, fil étamé 6/10 mm, bobinées en l'air - diamètre 6 mm.

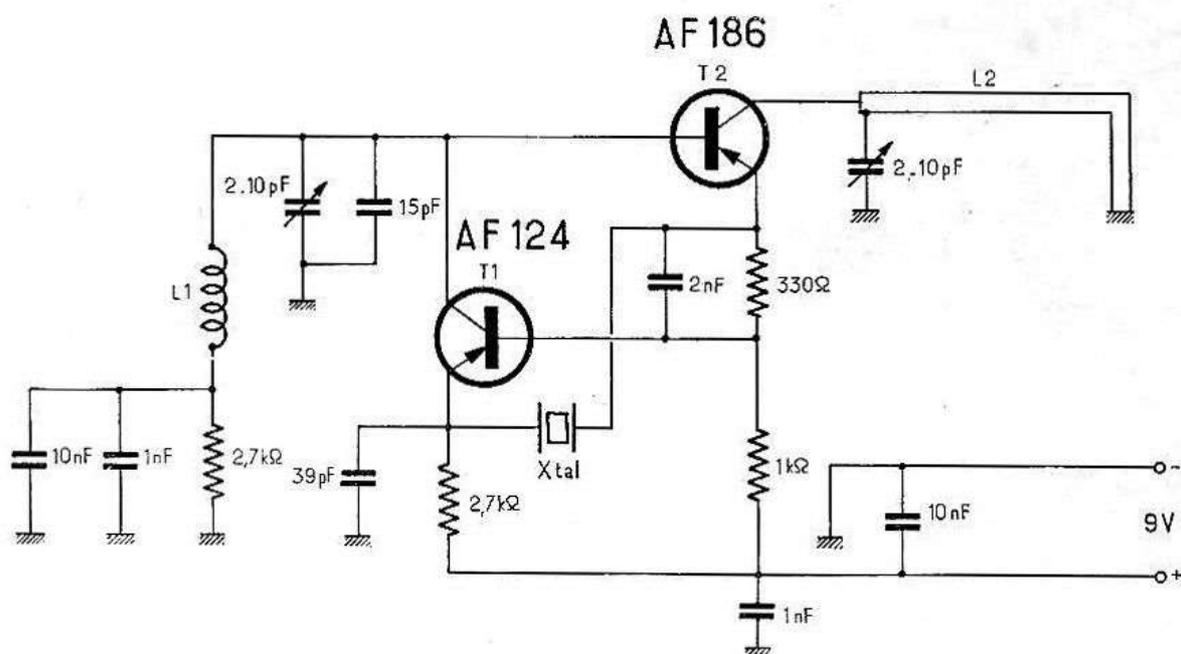


FIG. I-19

L2 = ligne plate de 40 mm de long et 8 mm de large, à 6 mm du châssis.

Il convient de noter que la résistance à la base de L1 est critique, elle ne doit en aucun cas être supprimée ou court-circuitée car elle fixe également le point de fonctionnement de T2 et limite son débit.

Une troisième version, utilisant deux transistors NPN, mais transposable en PNP, est représentée, figure I-20. Sa particularité est de s'adapter très facilement aux quartz des surplus FT243 et le circuit oscillant inséré dans le collecteur du premier étage est accordé sur le 5^e harmonique du quartz.

En cas d'instabilité de fonctionnement, avec des quartz particulièrement actifs, on divisera la résistance d'émetteur en deux parties ($15\ \Omega + 15\ \Omega$) et le cristal sera connecté au point milieu.

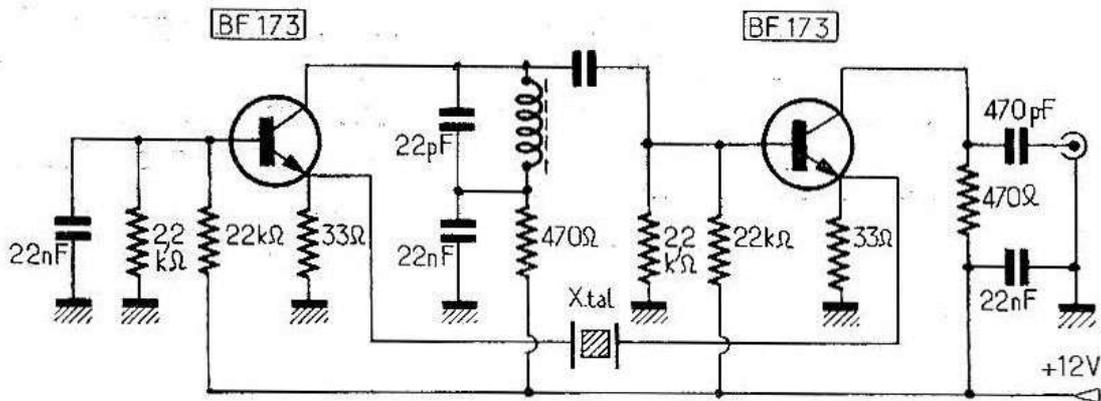


FIG. I-20

Oscillateur à 2 transistors, à quartz et fréquence variable (VXO)

Ce montage s'apparente à l'oscillateur Pierce Il ne comporte aucun circuit oscillant et le quartz est inséré entre le collecteur d'un transistor monté en émetteur commun et la base d'un deuxième en collecteur commun. Une capacité variable entre base et masse ($4 - 20\ \text{pF}$) permet de faire varier la fréquence de travail en la diminuant (fig I-21). Les transistors utilisés sont des 2N708 - BSY38 ou BF173.

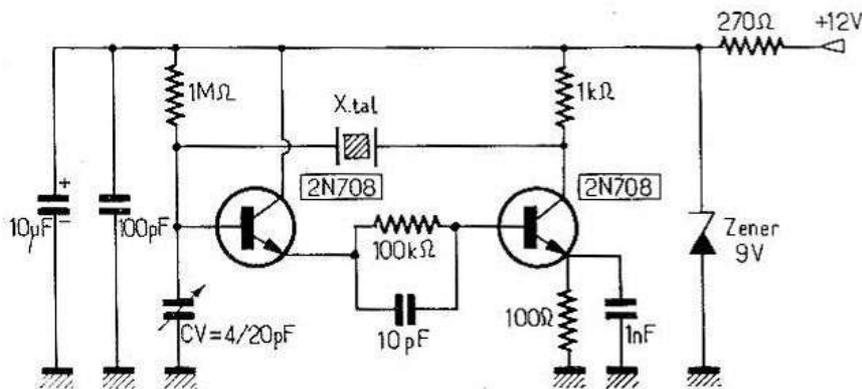


FIG. I-21

Oscillateur - multiplicateur donnant des harmoniques de rang élevé

Voici un oscillateur hybride à quartz dont la particularité est de fonctionner aussi bien sur la fréquence nominale F que sur ses harmoniques impairs. C'est un montage à base commune dans lequel

le circuit collecteur est accordé sur la fréquence désirée (F , $3F$, $5F$, etc.). La capacité propre du quartz et de son support étant un obstacle à un fonctionnement sûr, en partiel supérieur à 3, est compensée par un neutrodynage en pont, comme le montre la figure I-22. La boucle de réaction vers l'émetteur comporte une prise médiane à la masse et son autre extrémité qui amène un déphasage de 180° rejoint

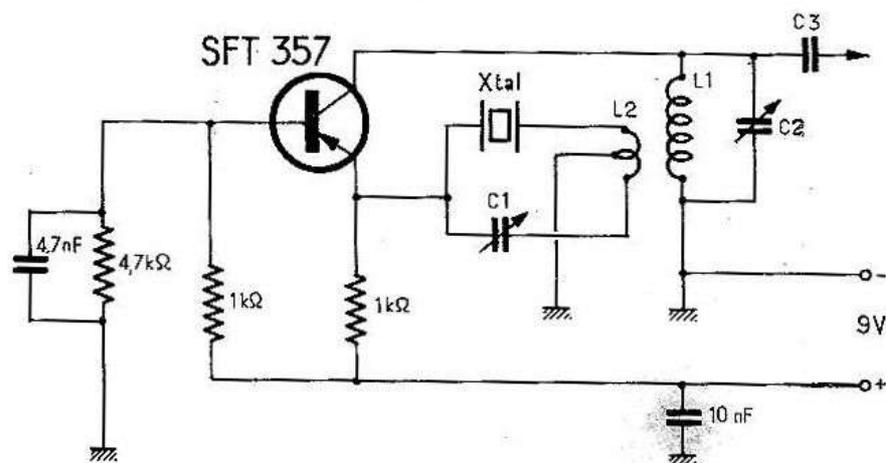


FIG. I-22

également l'émetteur à travers une capacité ajustable $C1$ égale à la capacité à compenser. Il en résulte que l'impédance du quartz est très basse, sur la fondamentale, comme sur les overtones de rang élevé. C'est ainsi qu'avec des quartz actifs des surplus (FT243), de fréquence nominale 8 MHz, par exemple, on obtient une oscillation très franche jusque sur l'harmonique 7, sans aucune difficulté. La bobine $L1$ comporte, selon la fréquence de l'harmonique désiré, de 15 à 25 spires, jointives, de fil émaillé de 4 à 5/10 mm. $L2$ est faite de 2 spires de fil plus fin (25/100 mm) sous soie, de part et d'autre de la dernière spire de $L1$. La piste médiane est obtenue en dénudant quelques millimètres de $L2$ et en le coudant en U, à la pince.

La mise au point est réduite au réglage de $C1$, pour lequel aucune oscillation ne doit se produire sur la fréquence nominale. Après quoi, on ajuste $C2$ sur la fréquence de l'harmonique choisi.

Un tel montage peut être modifié selon la figure I-23, dans laquelle $L2$ est une partie de $L1$ et $C1$ prend une valeur fixe (15 pF), déterminée par expérience comme convenant au neutrodynage correct de la capacité des cristaux des surplus. Aucun réglage n'est à effectuer si ce n'est l'accord du circuit oscillant du collecteur.

Enfin, le schéma de la figure I-24 est particulièrement intéressant puisque, au prix d'un circuit oscillant supplémentaire, on peut obtenir directement, avec un seul transistor et sans faire appel à des quartz spéciaux des harmoniques de rang 15 et davantage. Le circuit sup-

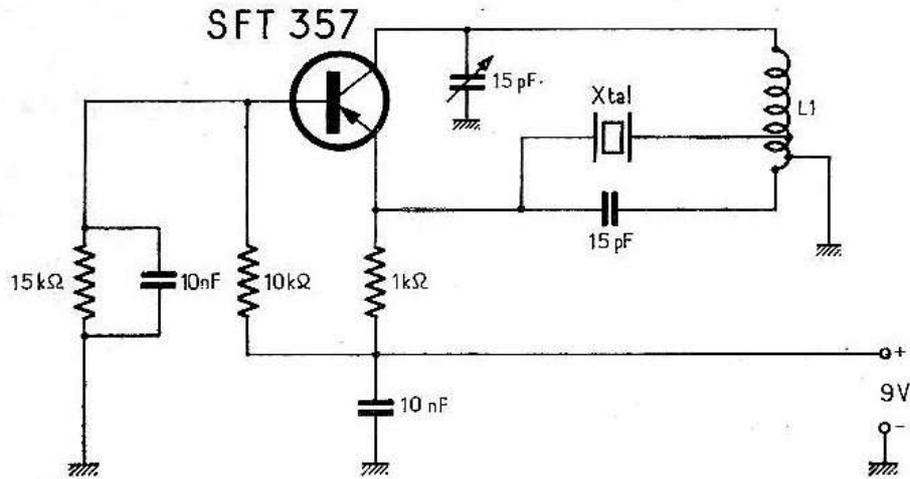


FIG. I-23

plémentaire L3-C4 est accordé sur l'harmonique (pair ou impair) désiré de l'overtone. C'est ainsi qu'un quartz 7725 kHz (channel 3) donne 38,625 MHz en oscillation directe sur partiel 5 comme il a été dit plus haut et que l'harmonique 3 (115,975 MHz) est mis en évidence dans le circuit L3-C4 avec une amplitude non négligeable.

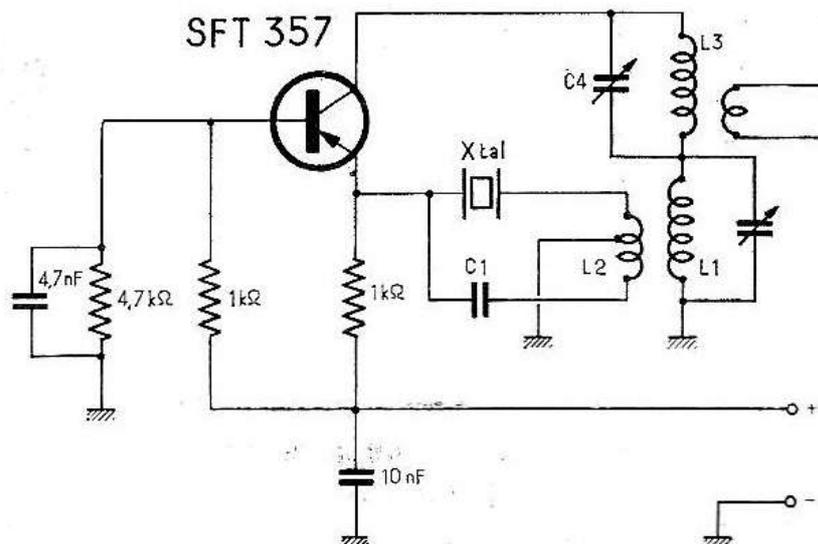


FIG. I-24

Les transistors à effet de champ (FET)

Sans entrer dans des détails technologiques, nous nous devons de faire une place aux transistors à effet de champ ou Field Effect Transistor (F.E.T.) dont l'apparition sur le marché « grand public » constitue un nouveau pas en avant, spécialement dans le domaine des VHF. Disons pour les définir, que l'électrode d'entrée (porte) n'est pas située sur le parcours des électrons, mais en contrôle le déplacement par les variations de champ qu'elle produit. La figure I-25 représente en regard, un transistor FET du type P, un transistor PNP et une triode. La figure I-26 reproduit un transistor FET du type N et un transistor NPN. On retrouve dans le premier les mêmes polarités que dans une lampe triode.

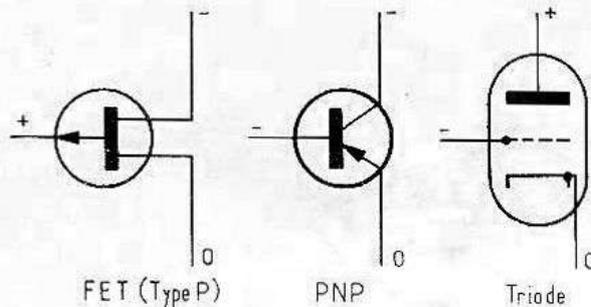


FIG. I-25

Alors que le transistor à jonction classique travaille en « courant », la base est toujours une électrode présentant une basse impédance d'entrée, le transistor à effet de champ travaille en « tension » et présente une impédance d'entrée de l'ordre du mégohm et plus, et une capacité de quelques picofarads seulement. C'est cette différence fondamentale qui permet de l'assimiler plus à une triode miniature qu'au meilleur des transistors à jonction.

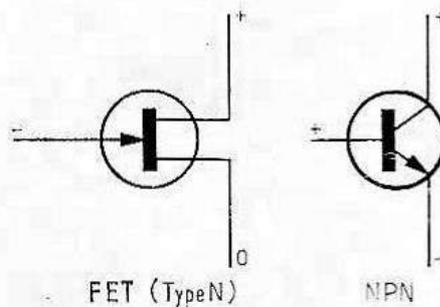


FIG. I-26

Il en résulte une meilleure sélectivité des circuits associés et une diminution considérable de l'inter-modulation et de la cross-modulation qui représentent l'inconvénient majeur des transistors traditionnels. De plus, les très faibles capacités d'entrée et de sortie amènent à utiliser des inductances supérieures, ce qui est un avan-

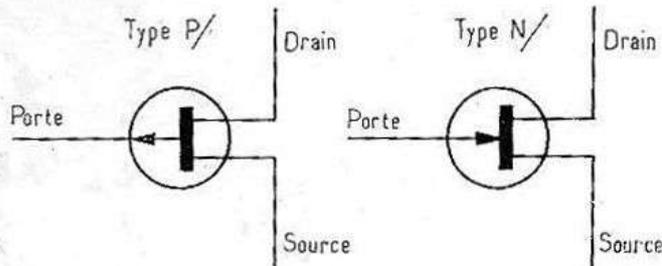


FIG. I-27

tage non négligeable. Enfin, la bande passante des circuits étant considérablement réduite, du fait d'un amortissement moindre, le facteur de bruit se trouve grandement amélioré. On peut donc, en conclusion, dire des transistors à effet de champ qu'ils présentent un avantage considérable sans apporter le moindre inconvénient. Nous donnons dans cette nouvelle édition, de nombreuses applications pratiques et quelques réalisations éprouvées que l'on pourra reproduire sans autre difficulté.

Montages particuliers avec transistors à effet de champ

Les transistors FET permettent de réaliser des oscillateurs générateurs d'harmoniques avec une grande simplicité de moyens et de concevoir des montages impossibles avec des transistors conventionnels.

La figure I-28 représente un oscillateur classique en source commune dans lequel le quartz oscille sur sa fondamentale et le circuit C_1-L_1 est accordé sur la fondamentale.

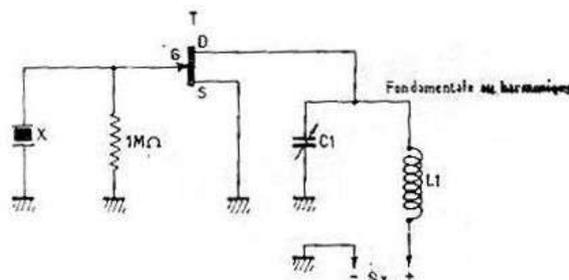


FIG. I-28

La figure I-29 fait apparaître un circuit L-C dans la source. Ce circuit accordé sur un harmonique impair déclenche spontanément l'oscillation du quartz sur cette fréquence. L₂-C₂, accordé sur un harmonique (pair ou impair) nous conduit à un montage multiplicateur de fréquence des plus simples.

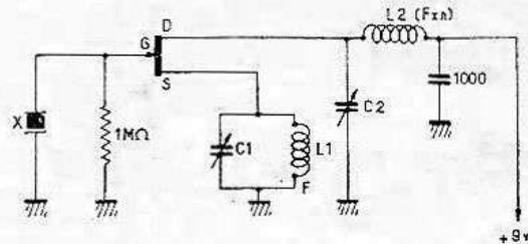


FIG. I-29

La figure I-30, reprenant le principe de la précédente, réalise une balise VHF 144 MHz en partant d'un quartz 8 MHz des surplus. Le circuit L-C₁ est accordé sur la fréquence du quartz et la ligne L₂ avec C₂ résonne sur l'harmonique 18 soit 144 MHz.

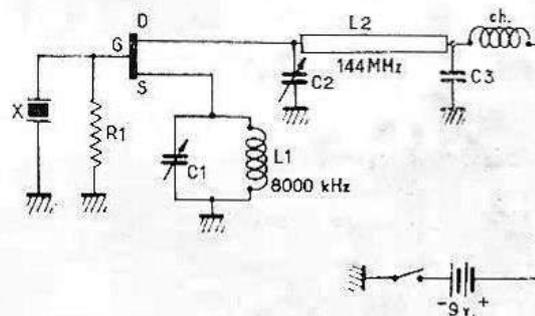


FIG. I-30

- X : quartz surplus 8 000 kHz.
- R1 : 1 MΩ.
- L1 : 20 Sp. jointives sur Lipa 8 mm.
- L2 : Ligne fil 3 mm de diamtre. Long. : 12 cm.
- CH : choc 35 spires jointives sur souplesse 6 mm.
- C1 : ajustable 30 pF.
- C2 : ajustable 10 pF.
- C3 : 1000 pF.

Enfin la figure 1-31 propose un montage très efficace, recommandé pour les quartz « durs » du type FT241, ou les quartz de marqueurs 100 kHz, 200 kHz, etc., qui ont la réputation d'osciller assez difficilement dans les montages conventionnels.

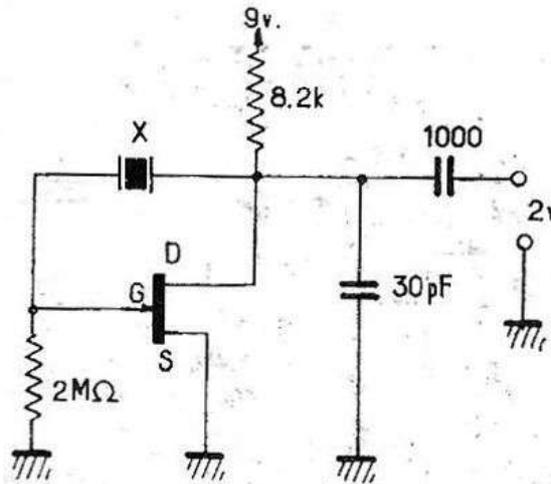


FIG. I-31

Tous les oscillateurs à lampes classiques peuvent être convertis en oscillateurs à transistors à effet de champ pour peu qu'on adapte les valeurs des éléments. Les figures I-32 et I-33 montrent le schéma

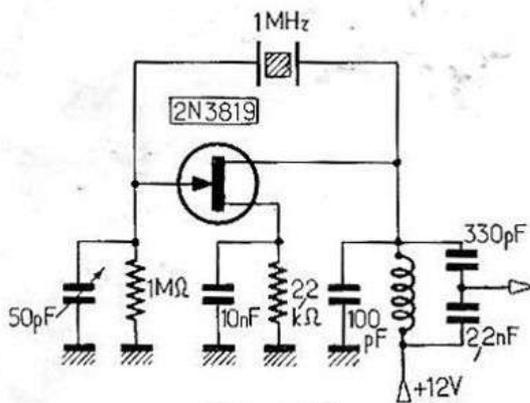


FIG. I-32

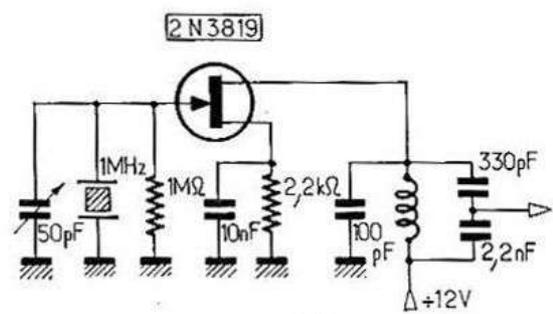


FIG. I-33

de principe d'oscillateurs réalisés avec des transistors à jonction entre « gate » et « source » qui, comme l'espace cathode-grille d'un tube, est conducteur lorsqu'il est polarisé convenablement. Les deux circuits sont identiques. Dans le premier, le quartz est entre gate

et drain, dans le second, il est entre gate et masse. La figure I-34 représente un montage identique réalisé autour d'un transistor à effet de champ 3N128 à « gate » isolée, ce qui oblige à utiliser une diode séparée entre gate et source.

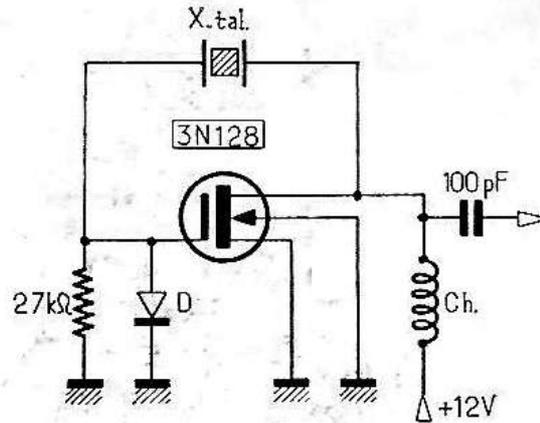


FIG. I-34

Dans un certain nombre de cas, on peut associer transistors bipolaires et FET. Témoin, l'oscillateur de Butler, dont on trouvera par ailleurs plusieurs versions plus orthodoxes. Le montage de la

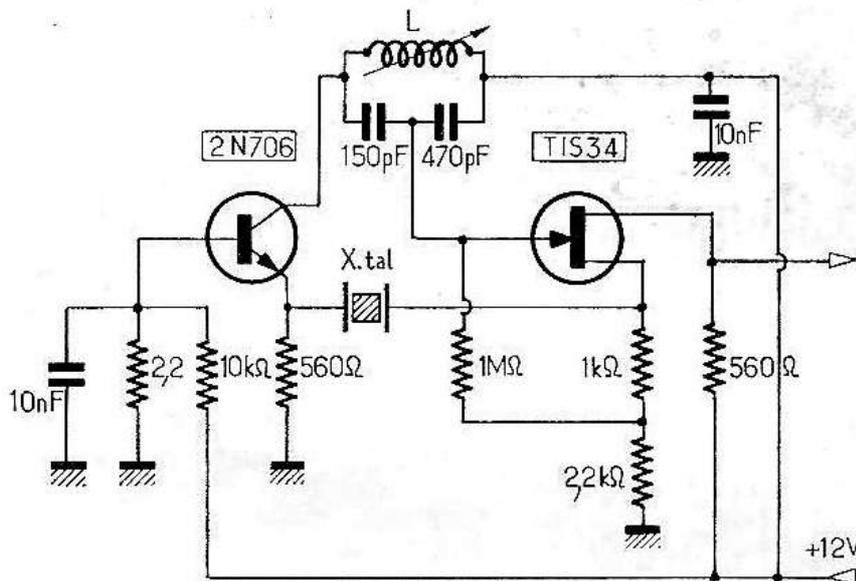


FIG. I-35

figure I-35 en est un exemple pratique. C'est un oscillateur overtone dont le circuit accordé résonne sur l'over-tone impair choisi, généralement 3, 5 ou 7. La tension HF produite est prélevée sur le drain.

Approvisionnement en quartz pour les différents types d'oscillateurs proposés

Le marché des surplus militaires est approvisionné pour longtemps en quartz de fréquence fondamentale relativement basse — (< 9 MHz) — dont, après sélection et essai, un bon nombre fonctionnent de manière satisfaisante sur partiel 3. Ces quartz sont disponibles à très bon marché c'est pourquoi leur emploi est très répandu. Mais les montages à transistors qui autorisent une simplification et une miniaturisation poussée ne s'accommodent pas d'une multitude d'étages doubleurs, tripleurs..., qui compliquent une réalisation et occupent inutilement une place que l'on veut le plus réduite possible. Par exemple, pour produire un signal à 100 MHz avec un quartz des surplus, il faut un oscillateur overtone et un quadrupleur ou un quintupleur.

Il existe, sur le marché, des quartz métallisés dont la fréquence fondamentale dépasse 20 MHz et qui sur partiel 3,5 ou même 7 permettent d'obtenir, avec un seul étage, soit oscillateur, soit oscillateur et multiplicateur à la fois, des signaux à fréquence de 100 à 200 MHz. De nombreux montages d'émetteurs et de convertisseurs décrits dans cet ouvrage ont été réalisés avec ce type de quartz qui se présentent en boîtiers métalliques miniatures (HC-6/U) ou sub-miniatures (HC-18/U), et que l'on peut se procurer sous les dénominations suivantes :

| | | |
|--------------------|---------------|--------------------------------|
| CR 23/U et CR 32/U | = 10 à 52 MHz | partiel 3. |
| | 52 à 75 MHz | partiel 5. |
| CR 33/U | = 10 à 25 MHz | partiel 3 (résonn. parallèle). |
| CR 52/U et CR 65/U | = 10 à 61 MHz | partiel 3. |
| CR 67/U | = 20 à 48 MHz | partiel 3 (subminiature). |
| CR 55/U et CR 61/U | = 17 à 61 MHz | partiel 3 (subminiature). |
| CR 56/U et CR 59/U | = 50 à 87 MHz | partiel 5 (subminiature). |

Référence : L.A.S., 19, rue de la Paroisse - 77 - Fontainebleau.
(Cette maison fournit tous les quartz, même à l'unité.)

Chapitre II

LA RÉCEPTION (VHF ET UHF) DES FRÉQUENCES ÉLEVÉES

I. — LES RECEPTEURS DE DEBUT

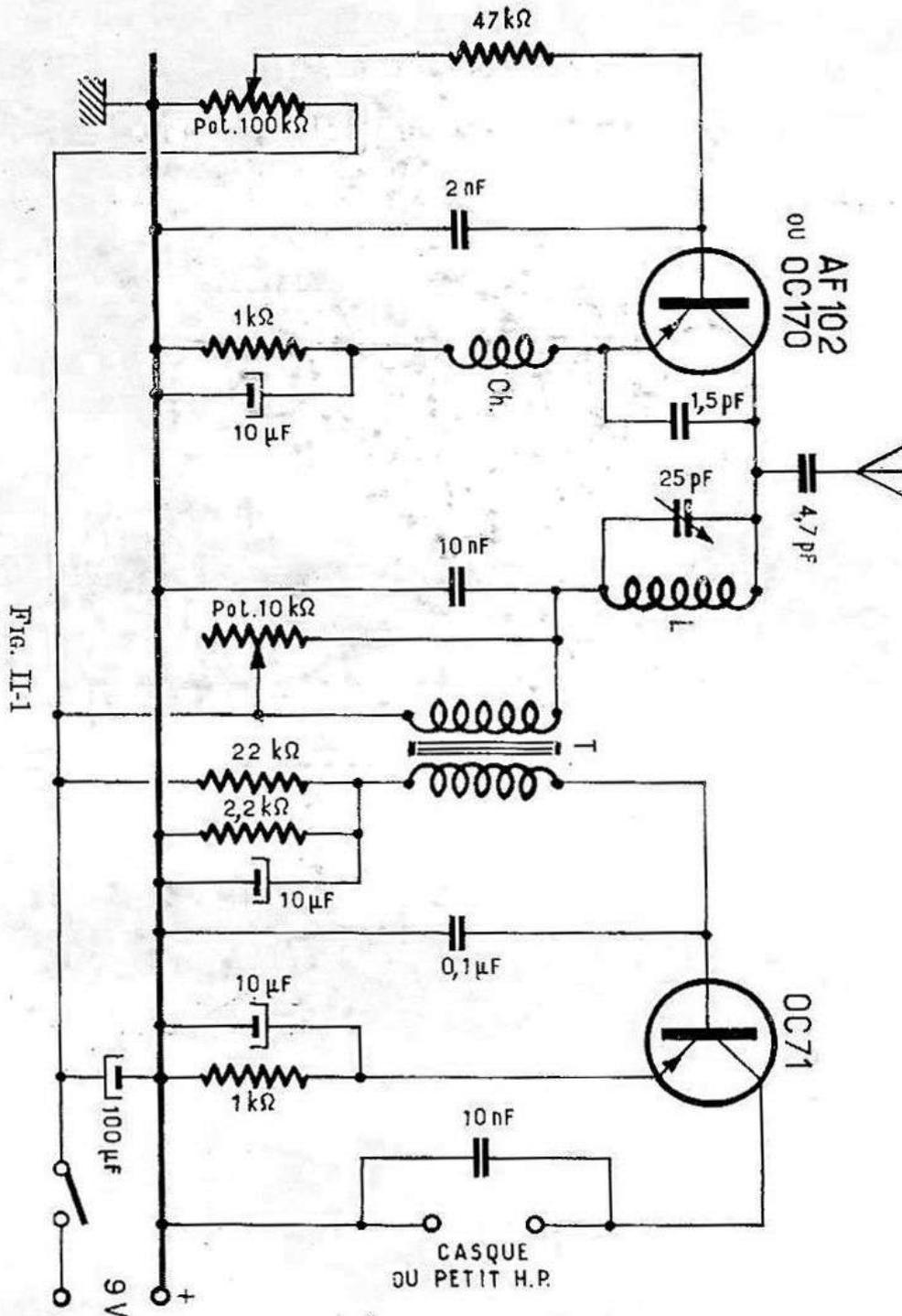
La détectrice à super réaction

C'est le récepteur le plus simple que l'on puisse voir et c'est sans doute là son principal intérêt. Sans vouloir prôner exagérément ce type de récepteur qui n'est plus guère utilisé, nous nous devons de le mentionner car il donne des résultats surprenants compte tenu du matériel que demande sa réalisation. Sa sensibilité est la conséquence du fait qu'une tension à fréquence ultrasonique et en tout cas supérieure à 20 kHz se trouve superposée à l'oscillation propre d'une détectrice à réaction en régime « accroché », qui se trouve de ce fait bloquée pendant chaque demi-période. La tension de découpage peut être produite par un étage séparé mais on peut faire en sorte qu'elle prenne naissance dans l'étage détecteur lui-même (auto-super-réaction). Etant oscillateur et couplé à une antenne, le détecteur à super-réaction rayonne comme un émetteur, c'est pourquoi on lui adjoint un étage à haute fréquence qui joue le rôle de séparateur et atténue la portée du rayonnement parasite.

Un récepteur de début à transistors

On peut, grâce aux transistors appropriés, réaliser un tout petit récepteur pour l'écoute au casque ou en petit haut-parleur des émissions VHF (90 - 150 MHz). Un AF102 est monté en détecteur à auto-superréaction associé à un étage amplificateur BF attaqué par transformateur. La valeur des éléments n'est pas critique et il s'agit d'obtenir l'effet de superréaction et de se tenir juste au-dessus de ce point par le potentiomètre de 100 k Ω qui fixe le potentiel de base.

On fera $L = 4$ spires en l'air de 12 mm de diamètre et Ch. 4 tours de fil de soie fin sur une forme de 5 à 6 mm de diamètre (fig. II-1).



Le transformateur T aura un rapport abaisseur de 5/1 environ.

Les stations rapprochées sont reçues dans des conditions remarquables de même que le trafic aviation. Une antenne extérieure, bien dégagée augmente naturellement les performances.

Un récepteur simple à super-réaction, très sensible : Le CI-FI (100 - 150 MHz)

C'est à un groupe d'amateurs charentais que nous devons cette réalisation qui ne manquera pas de retenir l'attention des débutants. Son appellation n'est autre que la conjonction des indicatifs de ceux

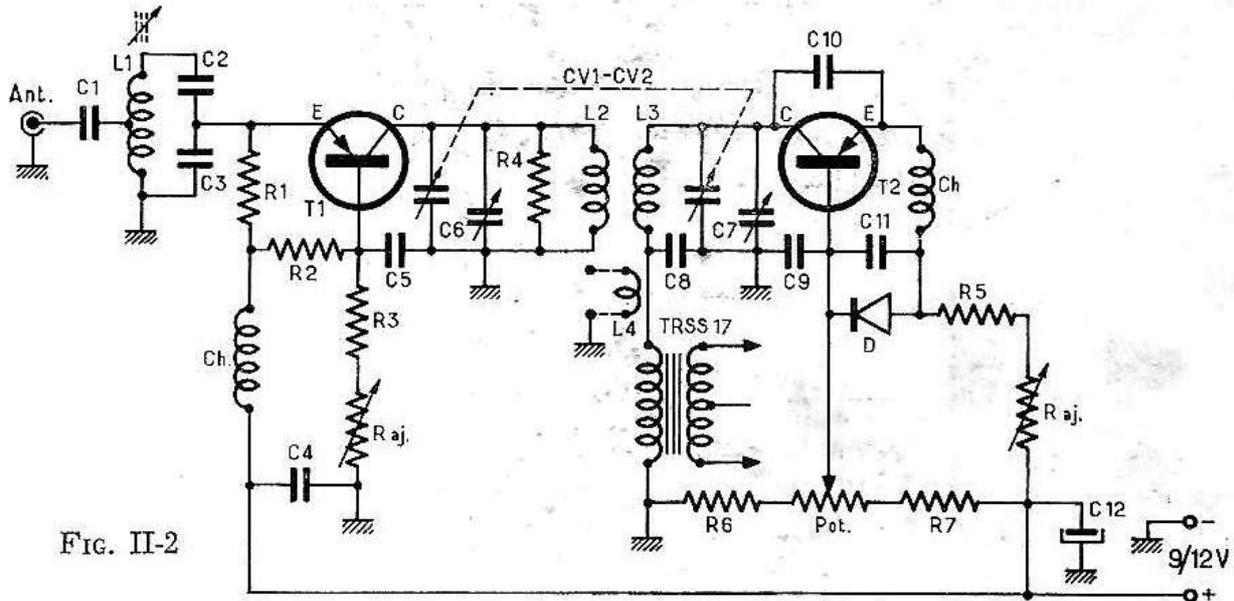


FIG. II-2

$C_1 = 1\ 000\ \text{pF}$ -
 $C_2 = 10\ \text{pF}$ - C
 $C_3 = 15\ \text{pF}$ - C
 $C_4 = 10\ 000\ \text{pF}$ - P
 $C_5 = 1\ 000\ \text{pF}$ - C
 $C_6 = \text{ajust. } 0,4/4\ \text{pF}$
 $C_7 = \text{ajust. } 0,4/4\ \text{pF}$
 $C_8 = 10\ 000\ \text{pF}$ - P
 $C_9 = 10\ 000\ \text{pF}$ - P
 $C_{10} = 6,8\ \text{pF}$ - C
 $C_{11} = 10\ 000\ \text{pF}$ - P
 $C_{12} = 10\ \mu\text{F}$ - 12 V
 $CV_1 + CV_2 = 2 \times 12\ \text{pF}$
 (modèle FM - ARENA - démulti.) ré-
 duit à une lame fixe et une lame
 mobile espacées de 1 mm.

TRSS 17 = transfo BF Andax.
 P : 10 k Ω - S : 2 k Ω

$R_1 = 1\ \text{k}\Omega$
 $R_2 = 2,7\ \text{k}\Omega$
 $R_3 = 4,7\ \text{k}\Omega$
 $R_4 = 15\ \text{k}\Omega$
 $R_5 = 4,7\ \text{k}\Omega$
 $R_6 = 1\ \text{k}\Omega$
 $R_7 = 1\ \text{k}\Omega$
 $R_y = \text{Matera} = 4,7\ \text{k}\Omega$ ajustable
 Pot = 10 k Ω
 $D_1 = \text{OA.85}$
 $T_1 = \text{AF139}$ à défaut AF102 - AF106
 $T_2 = \text{AF139}$ SFT171 - SFT173
 $ch = 30$ spires, fil 20/100 mm, émaillé,
 jointives sur mandrin 6 mm
 (ou résistance 1/2 W de forte
 valeur
 $L_1 = 5\ 1/2$ spires, prise à 2 sp. côté
 masse
 $L_2 = 5$ spires
 $L_3 = 4\ 1/2$ spires
 Fil nu ou émaillé 7/10, sur mandrins
 LIPA - 8 mm

qui ont imaginé, mis au point et utilisé les premiers, ce récepteur vraiment miniature (F8CI - F2FI).

Afin qu'il puisse être réalisé facilement et reproduit avec toutes les chances de succès, même par un débutant quelque peu expérimenté ou par un nouveau venu aux transistors, nous donnons à la fois (fig. II-2, 3 et 4) le schéma complet ainsi que le plan de découpage et de perçage du châssis avec la disposition des éléments essentiels qui sont à relier entre eux par quelques résistances et condensateurs d'un type tout à fait courant.

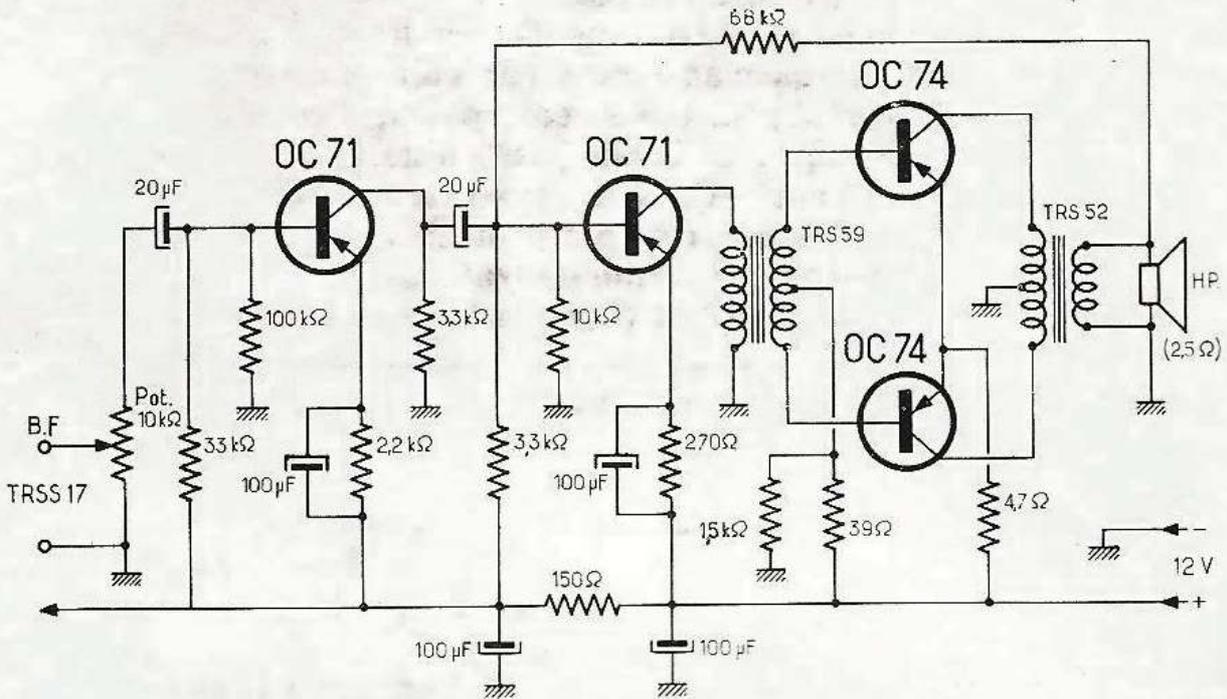


FIG. II-3

Au reste, si nous examinons le schéma, nous y reconnaissons de suite deux parties distinctes : la première qui comprend T_2 et les éléments qui lui sont associés constitue une détectrice à auto-super-réaction dont on sait qu'elle représente un dispositif extrêmement sensible, compte tenu du matériel mis en œuvre. — la seconde, qui est représentée par les éléments groupés autour de T_1 , et qui constitue à la fois un étage d'amplification haute fréquence dont le gain est loin d'être négligeable, en même temps qu'il joue le rôle d'étage d'isolement entre la détectrice et l'antenne. Un casque d'impédance convenable ($Z = 2000 \Omega$) branché au secondaire du transformateur TRSS17 permet une écoute confortable. Mais on peut ajouter très facilement une platine BF séparée du genre de celles que l'on trouve commercialement toutes câblées en différentes puissances de sortie

de 200 mW à 1 W, pour l'écoute en haut-parleur. Nous donnons, figure II-3, le schéma d'un de ces modules dont le prix de revient très bas dispense de le construire soi-même. On pourrait également utiliser un circuit intégré comme le TAA30 (R.T.C.).

Il est plaisant de faire remarquer que le prix d'achat d'un de ces modules est inférieur au prix total de l'ensemble des composants achetés séparément !

Mise au point. Dans tous les montages, cette ultime opération est fonction de la complexité et comme ici le schéma est des plus simples la mise au point est réduite au minimum. Il faut en premier lieu vérifier que le potentiomètre Pot. permet d'atteindre d'abord l'oscillation, ce qui se traduit par un claquement caractéristique et en poussant plus avant, la superréaction, qui s'accompagne d'un bruit de souffle non moins caractéristique. La bonne position de « pot » est celle pour laquelle le souffle apparait. C_7 et le noyau de L_3 permettent de fixer les limites de la gamme couverte qui peut aller de la FM à la bande 144 MHz, en passant par la gamme de trafic aviation (120 MHz). Une antenne couplée par deux spires (L_4) à la base de L_3 permet déjà des

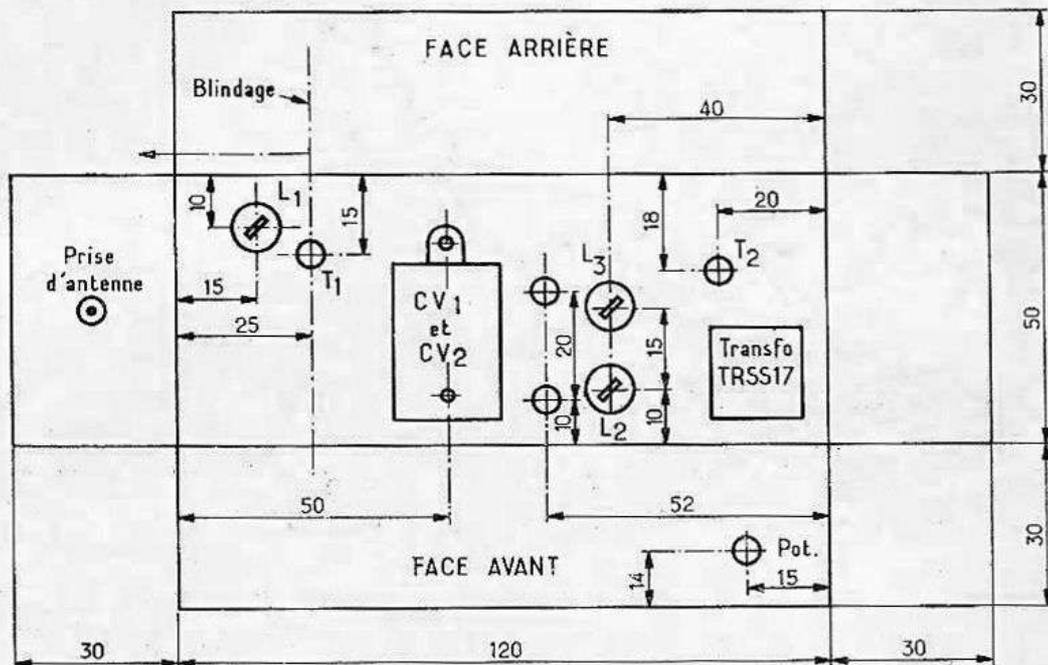


FIG. II-4

écoutes surprenantes. Si nous connectons l'antenne à la prise normale, T_1 en place, il ne reste plus qu'à jouer sur les noyaux de L_1 et de L_2 et sur C_6 pour obtenir le niveau de sortie le plus élevé possible de la station écoutée ou du générateur qui peut être tout simplement un oscillateur à quartz du type décrit par ailleurs. Lorsque

le signal reçu est suffisant, le souffle disparaît complètement. Ce petit récepteur, expérimenté et reproduit à de multiples exemplaires, a permis, associé à une bonne antenne, des réceptions spectaculaires à plusieurs centaines de kilomètres. Ajoutons, ce qui ne gêne rien, qu'il est parfaitement insensible aux parasites dont on sait la virulence au-dessus de 50 MHz.

Récepteur à super-réaction (144 MHz)

Le montage que nous proposons (fig. II-5) est le dernier-né d'une série qui a déjà fait ses preuves. Il se caractérise par une sensibilité excellente parce que comportant un étage HF devant la détectrice à super-réaction. L'étage HF, monté en base commune n'appelle aucun commentaire particulier. Son collecteur est réuni directement au

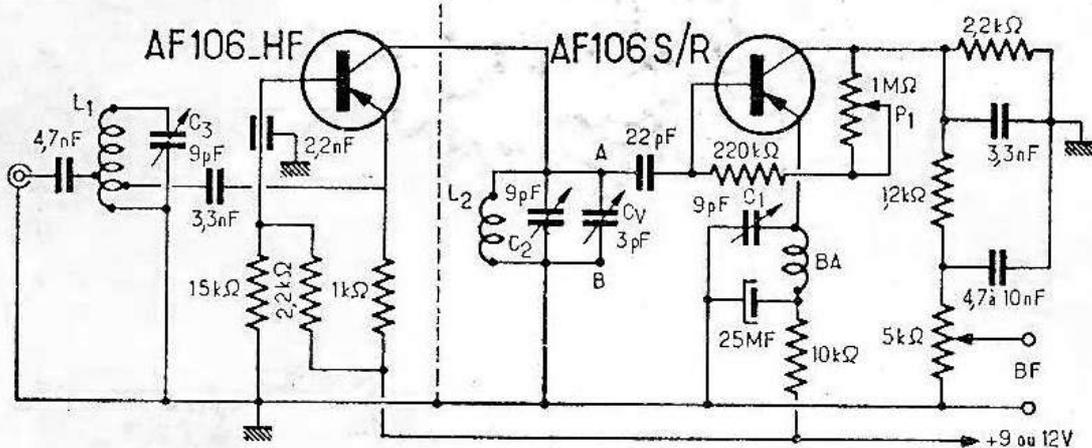


FIG. II-5

circuit oscillant de détection et son circuit d'entrée est préaccordé au milieu de la bande. Un CV unique suffit donc à la recherche des stations. Il doit d'ailleurs être d'excellente qualité au point de vue contacts lames mobiles-masse, faute de quoi des crachements insupportables prendraient naissance.

Pour un tel récepteur, ne couvrant que quelques MHz, on pourrait envisager entre les points A et B, le remplacement du CV par une diode varicap (BA102 ou similaire).

L'étage détecteur est monté en collecteur commun au point de vue HF et en émetteur commun au point de vue BF.

La détection se retrouve dans le schéma sous l'aspect d'un détecteur de la classe B, classique, et le choix du transistor est déterminé par de bonnes caractéristiques VHF doublées d'un fort gain en continu. (Les AF102, 106, 109, 178 sont excellents. L'AF139 est, au contraire, médiocre en raison de son faible gain.)

Les circuits sont simples, leur réglage aussi. La résistance de base, y compris le potentiomètre, détermine la fréquence et l'amplitude des oscillations. Plus la valeur de cette résistance est grande, plus la fréquence de découpage est basse.

L'amplificateur BF (fig II-6) qui fait suite est classique, sans transformateur, et parfaitement adapté pour faire suite à un détecteur à super-réaction. Les commutations suggérées permettraient éventuellement de l'utiliser comme modulateur dans un ensemble émetteur-récepteur de faible puissance.

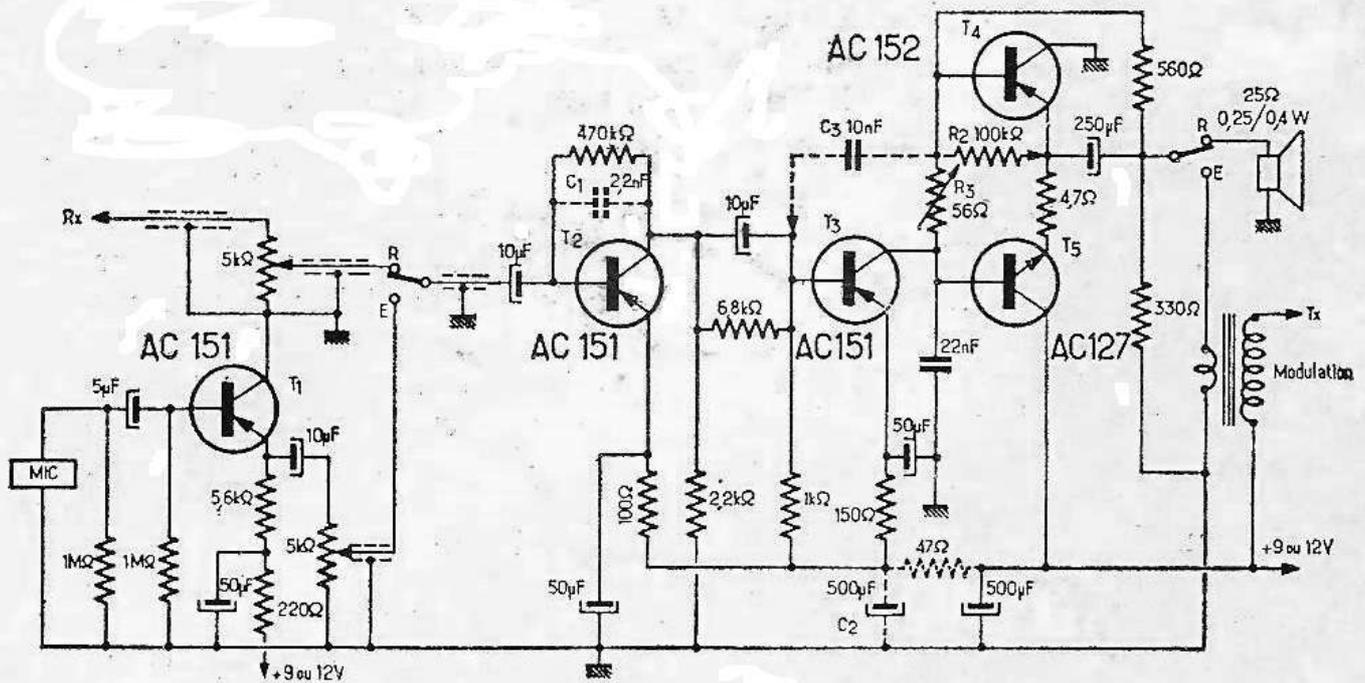


FIG. II-6

La réalisation pratique est effectuée sur châssis tôle cadmée de 8/10 mm permettant avec une bonne rigidité des soudures franches et directes.

Mise au point et compléments : BA = 65 tours fil émaillé 15/100 sur une résistance de 22 kΩ minimum ou sur mandrin de 3,5 mm.

L_1 = 6 tours, fil argenté de 10/10 mm. Diam. = 6 mm. Longueur 16 mm.

L_2 = 4 tours, fil argenté de 10/10 mm. Diam. = 6 mm. Longueur 14 mm.

Prise émetteur à 1 tour. Prise antenne à 1,5 tour de la masse (75 Ω).

CV Aréna FM - 12 pF démultiplié dans l'axe. (Une seule cage utilisée. Réduit à une lame fixe et une lame mobile.)

On coupe provisoirement la ligne positive au point X du schéma et on règle C_1 au maximum de souffle pour la totalité de la course de P_1 . Il suffit ensuite de régler C_2 en début de bande, d'alimenter l'étage HF et de régler C_3 au maximum d'amplification.

II. — LES CONVERTISSEURS

Si l'on excepte les récepteurs de début à superréaction qui ne sont pas exempts de qualité mais pêchent, pour le grand trafic, par un manque de sélectivité, la partie réception des stations VHF-UHF est toujours constituée par un convertisseur précédant lui-même soit un récepteur de trafic à simple ou double changement de fréquence, ce qui conduit à un ensemble à double ou triple conversion, soit un module moyenne fréquence à accord fixe ou variable, spécialement prévu à cet effet. Il en résulte que l'on peut faire varier soit la fréquence de l'oscillateur VHF, soit celle de la partie MF intermédiaire.

Les nombreuses descriptions qui suivent envisagent ces deux possibilités. Dans le cas d'un oscillateur VHF variable, de sérieuses précautions de rigidité mécanique et de stabilisation de tension doivent être prises. Avec un oscillateur fixe, le problème de la stabilité est résolu par l'utilisation du quartz.

Dans les deux cas, la fréquence intermédiaire sera la plus élevée possible et, particulièrement dans le cas de la triple conversion, on utilise très couramment la bande 28-30MHz, ce qui permet une réjection aisée des images de fréquence. Mais, se fixant une valeur du dixième de la fréquence à recevoir, on peut considérer que toute fréquence supérieure à 10 MHz, convient pour la valeur de la première moyenne fréquence. Le choix est donc très large.

Dans le cas d'emploi d'un récepteur de trafic correctement étalonné et à lecture directe, il est bon de choisir pour piloter le convertisseur une fréquence fixe, telle qu'on puisse bénéficier du confort de la lecture directe de fréquence.

Convertisseur 145 MHz à 3 transistors (à oscillateur variable)

Voici un montage très en faveur parmi les adeptes de la bande 145 MHz et qui, bien que déjà ancien, donne des résultats remarquables.

Le schéma est tiré d'une notice technique de la « Philco Corporation », et n'a subi que des modifications banales et sans importance. Les transistors utilisés sont de la série 2N1742, 2N1743, 2N1744.

Malheureusement, la firme ayant abandonné la fabrication des transistors, ces composants sont désormais difficiles à trouver sur le marché, et il faut chercher ailleurs. Tout vieillit si vite, en matière de semi-conducteurs !

On s'est aperçu que le fait de mettre trois AF 102 à la place, donnait entière satisfaction. En tous cas, une fois monté, les réglages sont des plus simples, puisqu'il suffit d'accorder les bobinages sur les bonnes fréquences : L1 et L2 sur 145 MHz, L3 et L4 sur la moyenne fréquence choisie (environ 15 MHz), L5 sur 130 MHz (ou, si l'on adopte une autre valeur de MF, 145 MHz — X, valeur choisie de MF).

Il est quasiment impossible de faire accrocher l'étage d'entrée même avec des AF109 ou AF139.

Etude du schéma : (fig. II-7)

— T1 : étage amplificateur 145 MHz, montage du type « émetteur commun » (donc gain maximum), neutrodyné (capacité 4,7 pF). Facteur de bruit 5 dB et bande passante 3 à 4 MHz maximum, à — 3 dB.

— T2 : mélangeur de fréquence, reçoit du 145 MHz dans la base et du 130 MHz dans l'émetteur, d'où 15 MHz dans le collecteur (MF)

— T3 : oscillateur 130 MHz. Couplage entre émetteur et collecteur (capacité de 1,2 pF) et base à la masse : stabilité remarquable. Après 10 coupures, l'oscillateur démarre encore sur la même fréquence.

Le CV de 10 pF balaie environ 2,5 MHz, monté comme indiqué sur le schéma.

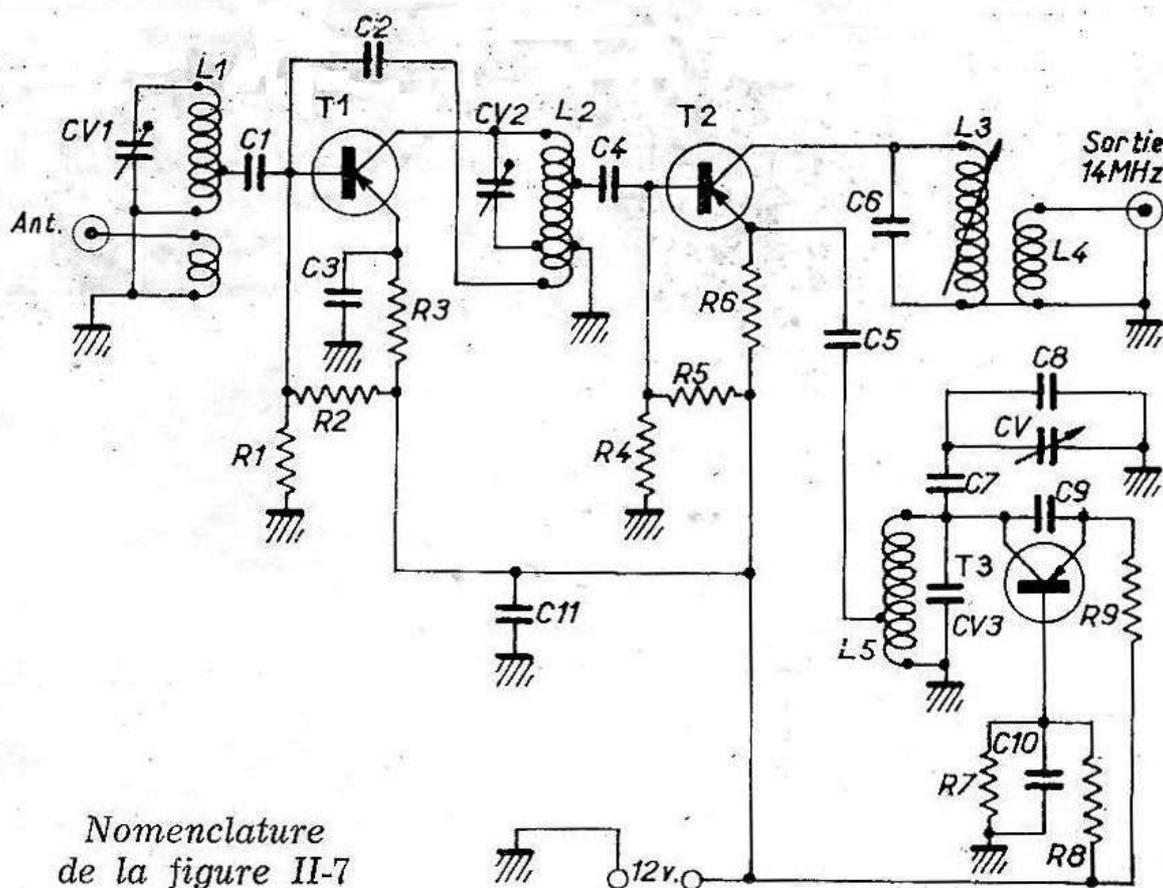
Résultats :

A noter que les transistors sont montés côté opposé au câblage afin d'éviter les réactions.

Ce récepteur fonctionne en station mobile en double changement de fréquence avec 2^e MF sur 1,6 MHz et donne entière satisfaction. En station fixe, il suffit amplement, puisqu'il est souvent arrivé d'appeler sans avoir de réponse des stations émergeant au-dessus du bruit de fond.

Il est évident qu'une bande passante plus étroite réduirait le souffle et améliorerait la réception.

Ajoutons que le gain et le rapport signal/bruit seraient meilleurs avec, en T₁ un AF139 (Siemens) ou un GM290 (Texas).



Nomenclature
de la figure II-7

R_1 6,8 k Ω
 R_2 3,9 k Ω
 R_3 1,5 k Ω
 R_4 15 k Ω
 R_5 4,7 k Ω
 R_6 1,8 k Ω
 R_7 18 k Ω
 R_8 4,7 k Ω
 R_9 1,8 k Ω
 C_1 5 000 pF
 C_2 5 pF
 C_3 5 000 pF
 C_4 5 000 pF

C_5 5 000 pF
 C_6 15 à 33 pF
 C_7 4,7 pF
 C_8 4,7 pF
 C_9 1,2 pF
 C_{10} 5 000 pF
 C_{11} 5 000 pF
 CV_1 3-30 aj
 CV_2 3-30 aj
 CV_3 3-30 aj
 CV de 12 pF
 Accord (2×12 pF FM Arena)

$T_1 = T_2 = T_3 =$ AF102, ou AF109 - AF139, etc.

Les bobinages L_1 et L_2 sont réalisés en fil 10/10 sur mandrins Lipa de 6 mm de \varnothing , longueur totale : 8 à 10 mm maximum.

$L_1 = 4$ spires. Prise base à 1 spire de la masse.
1 spire pour couplage antenne.

$L_2 = 6$ spires. Prise masse à 4 spires du collecteur.
Prise base T_2 à 3/4 de spire de la masse.

$L_3 = 25$ spires jointives 25/10 sur mandrin Lipa \varnothing 8 mm.

$L_4 = 5$ spires bobinées en sens inverse sur le même mandrin que L_3 , côté masse.

$L_5 = 4$ spires 1/2 \varnothing 6 mm, longueur totale 1 cm en fil 10/10. Prise émetteur T_3 à 1/4 de spire maximum de la masse.

Récepteur 144 MHz autonome, à fréquence variable et balayage automatique

L'originalité de la partie VHF n'est pas évidente : la tête, simplifiée est inspirée d'un des premiers convertisseurs construits par F8CV, décrit par ailleurs. L'étage d'entrée est un transistor Philco T. 2028 monté en base commune et dont le régime de fonctionnement est

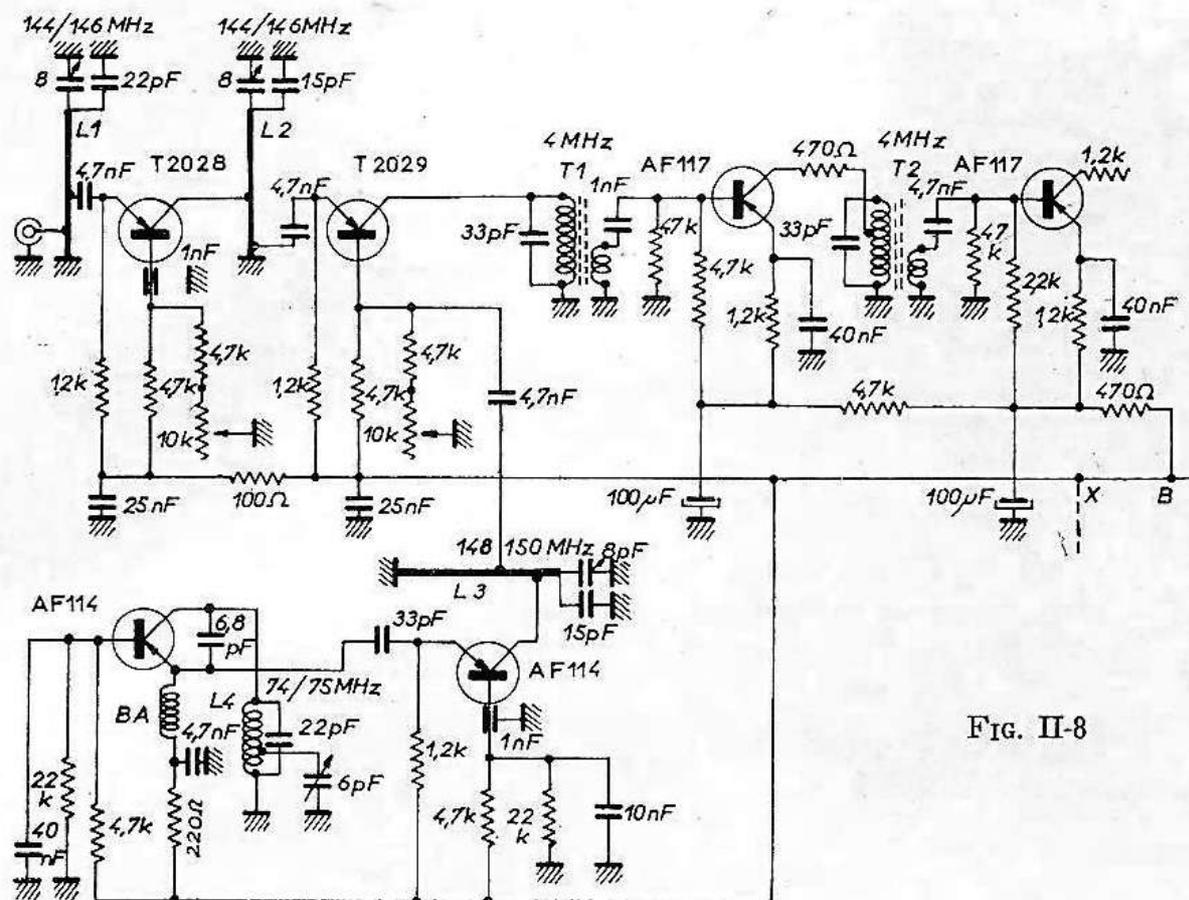


FIG. II-8

BA = 40 spires 15/100 sur \varnothing 4 mm.

L₁ = Ligne laiton \varnothing 4,1 = 125 mm à 8 mm du châssis, blindée presque complètement.

L₂ = Ligne laiton \varnothing 4,1 = 133 à 8 mm du châssis non blindée.

L₃ = Ligne laiton \varnothing 4,1 = 125 mm à 8 mm du châssis non blindé.

L₄ = 3,5 spires, fil 10/10 argenté, longueur du bobinage 8 mm. Mandrin Lipa \varnothing 8 mm prise à 1 spire 3/4 côté masse.

T₁ = Primaire 60 spires ; secondaires 25 spires. Fil 16/100 émail, enroulements dans le même sens secondaire sur le côté masse du primaire, mandrin Lipa \varnothing 10 avec noyau.

T₂/T₃ = Primaire 80 spires prise à la 30^e côté masse ; secondaire 9 spires.

ajusté, par une résistance variable, à 2 mA de courant collecteur. L'étage mélangeur est un T.2029 de même origine, également monté en base commune mais non découplée pour permettre l'injection de la tension HF locale. Le circuit MF (4 MHz) charge le collecteur et un amplificateur MF à 2 étages, sans contrôle de gain, équipé de 2 AF'117 assure l'amplification nécessaire avant détection (OA85). Nous trouvons ensuite l'amplificateur BF à 4 transistors permettant, grâce à un niveau de sortie confortable, une écoute très agréable.

Mais nous n'avons pas parlé de l'oscillateur local qui, contrairement à une pratique courante, n'est pas piloté par cristal et c'est là que réside l'originalité du montage proposé. Un premier transistor AF114 est donc monté en auto-oscillateur à fréquence variable et

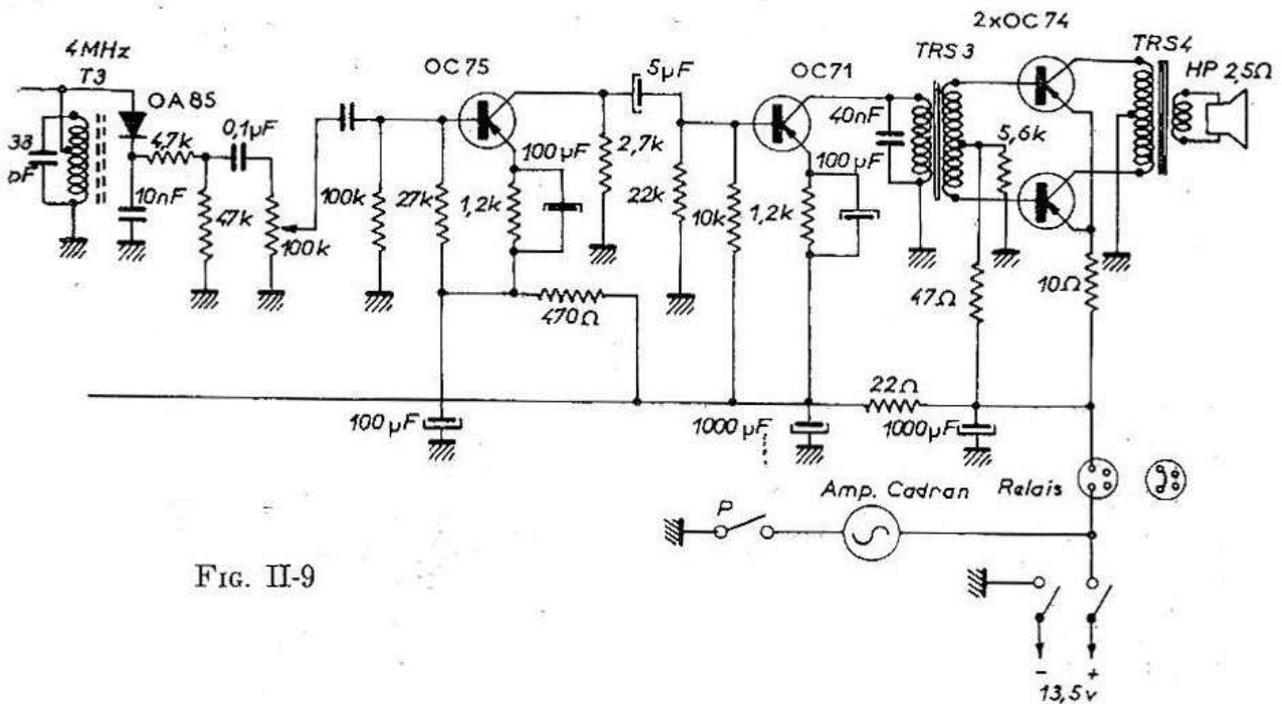


FIG. II-9

couvre de 74 à 75 MHz, grâce à un CV de 6 pF connecté à une prise du bobinage L4. Un second transistor, AF114 également, fonctionne en doubleur de fréquence et une tension HF, de fréquence variable entre 148 et 150 MHz apparaît dans la ligne L3 qui charge le collecteur.

Ce signal local est, comme nous l'avons dit plus haut, injecté dans la base du mélangeur. Il suffit donc de faire varier la capacité de l'oscillateur pour balayer toute la bande et il suffit même de ne rien faire du tout pour explorer la bande car un petit dispositif astucieux

s'en charge également et inlassablement. Il est reproduit figure II-10 et mérite quelques explications. L'élément essentiel de ce circuit est une diode Varicap, Radiotechnique BA. 102 dont on sait que la capacité varie avec la tension qui lui est appliquée, diminuant quand la tension appliquée augmente. Si cette diode est montée en parallèle sur un oscillateur, la fréquence augmente dans le même sens que la tension, qui est elle-même fournie par un circuit auxiliaire. Ce circuit comprend 2 transistors 58T1 (mais n'importe quels transistors BF conviendraient montés en multivibrateur). La tension du signal rectangulaire qui apparaît sur l'un ou l'autre des collecteurs est appliquée au circuit intégrateur RC, disposé entre l'un de ceux-ci et la masse. C'est la tension triangulaire résultante, variant de 1,8 à 4,6 V qui apparaît aux bornes de la capacité C de 5 μF qui est appliquée au Varicap, produisant une variation de capacité suffisante pour couvrir en 10 secondes dans un sens puis dans l'autre et sans

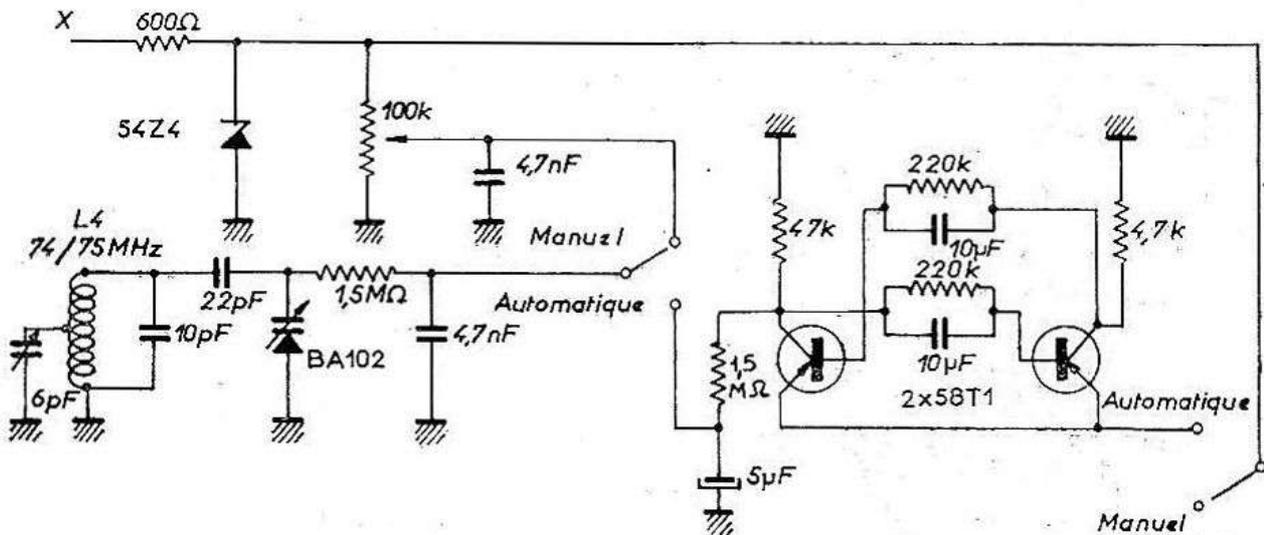


FIG. II-10

arrêt, une plage de un mégacycle. Le fait de passer sur la position « automatique » met le système en route : il suffit simplement de fermer complètement le CV sinon on balayerait une bande de fréquence indésirable. En passant sur « manuel », le multivibrateur s'arrête, le Varicap reçoit sa tension de repos (1,8V) ce qui permet de rechercher manuellement les stations et de retrouver l'étalonnage antérieur. La régulation par une diode Zener de la tension appliquée au circuit est indispensable. L'ensemble est alimenté sous 12 V et fonctionne tout naturellement, sans complication, sur voiture, le négatif étant à la masse.

Convertisseur 145 MHz à lignes, à oscillateur variable commandé par diode Varicap

La double originalité de ce montage réside :

1°) dans la conception de l'oscillateur variable, commandé par une diode Varicap et où par conséquent le condensateur variable habituel de l'étage oscillateur est remplacé par un potentiomètre.

2°) dans la réalisation des étages HF et mélangeur où les circuits oscillants sont des lignes quarts d'onde, constituées par des brins de fil argenté de forte section.

Reportons-nous au schéma d'ensemble de la figure II-11. Nous y reconnaissons, à la partie supérieure, les étages HF et mélangeur où chaque circuit est soigneusement cloisonné et à la partie inférieure, l'oscillateur local. Cette disposition arbitraire des éléments du schéma pourrait laisser croire que l'appareil terminé se subdivi-

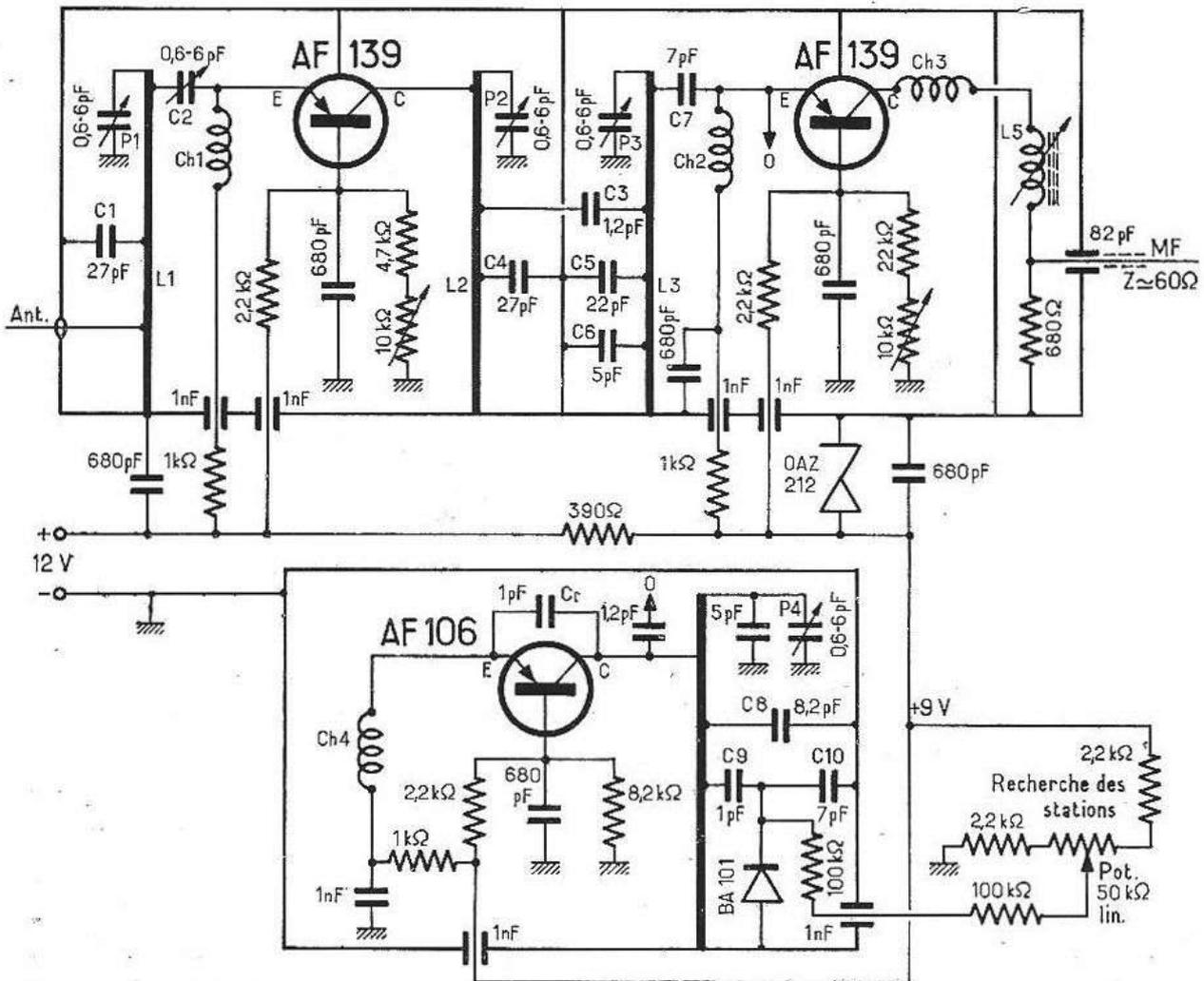


FIG. II-11

visé en deux blocs distincts. En fait, il n'en est rien et c'est pour donner plus de clarté au dessin que nous avons isolé l'un de l'autre. La réalisation pratique est conforme à la figure II-12. Elle occupe un petit châssis métallique fermé de $100 \times 90 \times 30$ mm divisé en 5

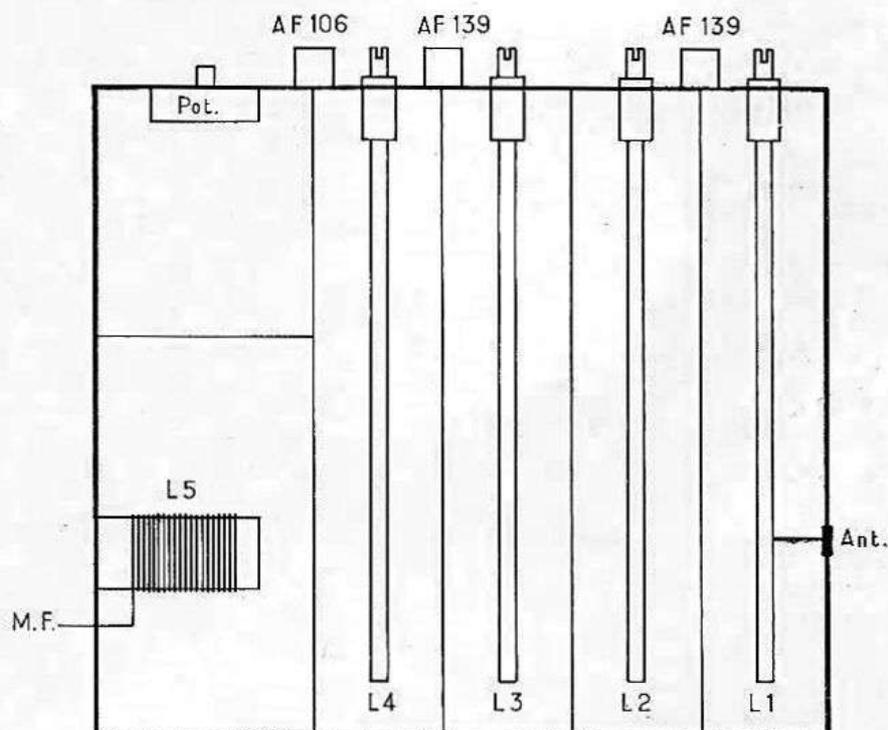


FIG. II-12

compartiments par des cloisons soudées et percées aux endroits requis pour y faire passer des liaisons inter-étages. La face avant ($100\text{mm} \times 30\text{mm}$) porte les transistors, les ajustables à piston et le potentiomètre qui commande l'exploration en fréquence (fig. II-13).

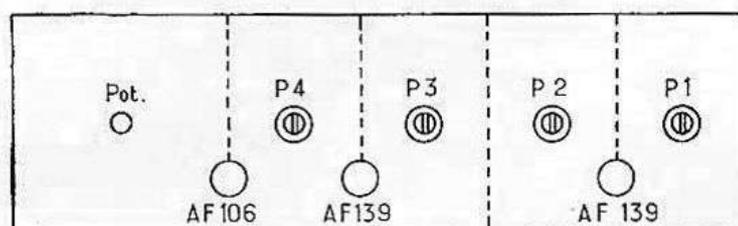


FIG. II-13

L'étage HF est équipé d'un transistor AF139 dont une cloison transversale sépare efficacement le circuit d'entrée, P₁-L₁, du circuit de sortie, P₂-L₂. L'extrémité de la ligne L₁ est soudée à P₁ et C₁-C₂ et l'âme de l'entrée coaxiale sont soudés sur des prises à des endroits précis que montre la figure II-12. Cet étage est donc monté en base

commune et la ligne L_2 charge le collecteur. Le pont de base comportant une résistance réglable ($10\text{ k}\Omega$) permet d'ajuster le point de fonctionnement de l'étage (courant total $3,5\text{ mA}$). L_2 - L_3 couplés par C_3 constituent un filtre de bande qui couvre largement les 2 MHz requis et le signal amplifié est appliqué à l'émetteur de l'étage mélangeur suivant qui est également monté en base commune. La résistance réglable du pont de base permet d'ajuster le courant de cet étage à 1 mA , une fois pour toutes. Le circuit du collecteur se referme, à travers une self de choc Ch_3 sur la bobine MF L_5 qui comporte 15 tours jointifs de fil émaillé $3/10$, collés, sur un mandrin à noyau magnétique de 6 mm . Pour les selfs de choc

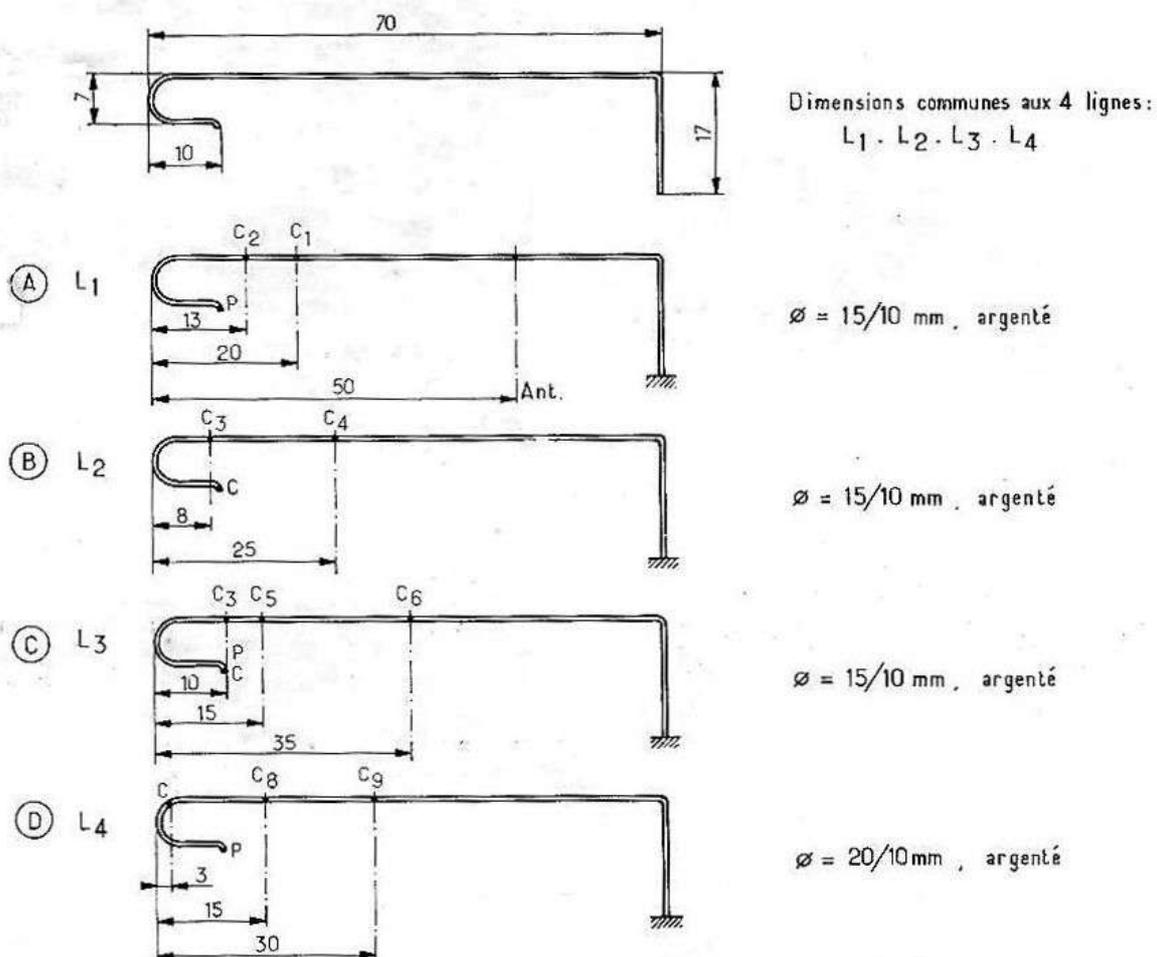


FIG. II-14

Ch_1 , Ch_2 , Ch_3 , Ch_4 , identiques les unes aux autres, on bobine 25 tours de fil émaillé à $15/100\text{ mm}$ sur un petit mandrin de trolitul de 2 mm de diamètre et on les enduit d'une couche de vernis afin de bloquer le fil. La valeur du bypass de sortie MF (82 pF) est à respecter, faute de quoi L_5 ne pourrait pas s'accorder sur 29 MHz .

L'oscillateur local comporte avant tout une ligne L4 et une réaction émetteur-collecteur par une très faible capacité. La ligne est accordée sur la fréquence haute soit entre 172 et 174 MHz par P₄ puis par l'ensemble C8-C9-C10 associés à la diode Varicap BA 101. Ces capacités additionnelles sont indispensables pour obtenir une plage d'excursion de 2 MHz et par conséquent un étalement confortable, permettant une recherche des stations facile et agréable. La liaison à l'émetteur du mélangeur se fait par une très faible capacité (1,2pF) repérée sur le schéma en O.

Pour commencer la mise au point, on réglera l'oscillateur en utilisant comme appareil de contrôle un milliampèremètre (0-3 à 5 mA) intercalé dans la ligne + 9V, entre la diode Zener et le by-pass de 1nF qui alimente ce compartiment. On lira un courant d'environ 2,5 mA. En court-circuitant P₄ à mi-valeur et, le Varicap étant alimenté, lui appliquer en manœuvrant Pot, la tension maximum : si le courant total varie de 2/10 mA et plus, déplacer le branchement de Cr sur L4, vers le bas.

Par une manœuvre inverse, appliquer la tension minima : le courant doit varier au plus de 50 microampères, déplacer de peu la prise de Cr sur L₄ vers l'extrémité. Après quoi on pourra situer la bande par ajustement de P₄ et rétablir la ligne + 9V, en supprimant l'appareil de mesure.

On peut ensuite, par les moyens habituels et le secours d'une station voisine assez puissante, régler P₁-P₂-P₃ et L₅ pour un maximum de sortie MF, mais le secours d'un matériel de mesure approprié (générateur, vobulateur, générateur de bruit, etc...) permettront seuls d'arriver au résultat le meilleur : maximum de gain pour un minimum de souffle. La sensibilité mesurée dans ces conditions est de 0,1 microvolt et le gain de 20 dB.

Convertisseur 145 MHz piloté par quartz

Le convertisseur décrit ci-dessous a été entièrement réalisé avec des transistors Philco à base diffusée. Son principe de fonctionnement ne diffère pas de celui des autres descriptions de cet ouvrage. Il comporte essentiellement un étage d'amplification à haute fréquence, un mélangeur, associé à une chaîne d'oscillation locale partant d'un quartz de fréquence relativement basse et comportant, par deux transistors du même type, une multiplication de fréquence de rang élevé. Tous les étages sont montés en émetteur commun, ce qui implique que l'attaque se fait sur la base et la sortie sur le collecteur.

Le schéma de principe est celui de la figure II-15. Le circuit d'entrée est adapté pour une entrée 75 ohms. La prise sur L_1 est déterminée pour le meilleur rapport signal/bruit et non pour la meilleure amplification. Elle doit être ajustée avec soin et varie d'un échantillon de transistor à l'autre. Le bobinage L_2 , qui pourrait être remplacé par une prise sur L_1 également permet une bonne adaptation de l'impédance d'entrée sur la base et son isolement électrique par rapport à L_1 simplifie le câblage.

Le circuit de sortie, comme le circuit d'entrée, sont accordés sur 145 MHz et du fait du montage en émetteur commun, si l'on n'y prenait garde, une partie de l'énergie de L_3 se trouverait reportée sur L_1 par le canal de la capacité interne collecteur-base. Aussi, pour éviter les auto-oscillations qui ne manqueraient pas de se produire, faut-il compenser par un apport d'énergie, de phase opposée, du collecteur sur la base. C'est ce qui justifie la présence de L_4 couplée à L_3 dans le sens convenable. Il est bien entendu que le circuit L_1 - L_2 doit être absolument masqué par rapport à L_3 - L_4 , faute de quoi le neutrodynage qui est déjà délicat, si l'on vise à obtenir le fin du fin, sera alors tout à fait impossible. On a remarqué que lorsque cet étage est complètement et parfaitement neutrodyné, le bruit de fond augmente considérablement lorsqu'on branche l'antenne et devient au contraire très faible lorsqu'elle est déconnectée. L_3 - L_5 constituent un filtre de bande à couplage critique par capacité en tête. Un écran métallique sépare ces deux bobines l'une de l'autre ce qui minimise les signaux MF qui pourraient rentrer jusqu'au récepteur. L_6 est l'enroulement d'adaptation de base de l'étage mélangeur, dont le pont est établi pour un courant de collecteur de 1 mA environ, en l'absence d'injection locale, ce qui porte cette valeur à 1,5 mA quand la tension HF locale est appliquée.

L'oscillateur local permet de faire osciller le quartz directement sur son harmonique 3, soit 38,666 MHz. Si le sens du bobinage L_{10} sur la base de L_9 est correct, l'oscillation démarre spontanément, stable et généreuse sur la fréquence triple de la fréquence nominale, lorsque L_9 est amené à résonner sur la fréquence de l'harmonique considéré. Il ne faut pas coller L_{10} en place avant d'avoir obtenu une oscillation normale c'est-à-dire sur l'over-tone 3 à l'exclusion de toute trace d'oscillation sur la fréquence fondamentale. Si tel était le cas, il faudrait éloigner L_{10} de L_9 , tout en gardant un couplage suffisant pour que l'oscillation sur partiel 3 démarre à coup sûr. Il en sera de même pour L_{11} qui doit être couplé très serré à la base de L_9 pour obtenir une attaque confortable du second étage qui fonctionne également en tripleur. Le courant collecteur normal est nul en l'absence d'oscil-

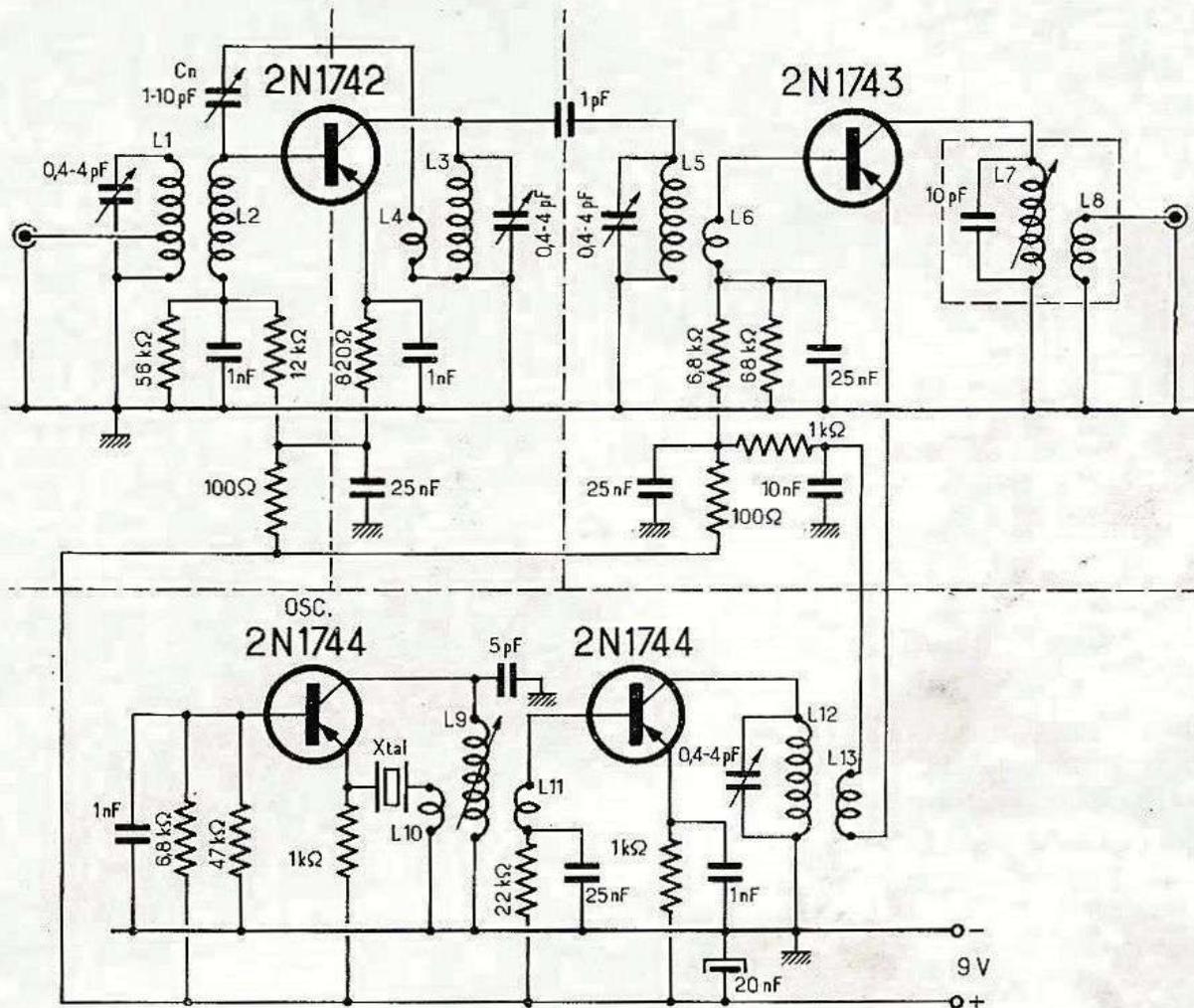


FIG. II-15

Description des bobines :

- $L_1 = 8$ tours, fil argenté 6/10 mm, prise à 2 tours côté longueur 15 mm
- $L_2 = 1$ tour, fil sour gaine autour de la dernière spire de L_1 , masse, longueur 15 mm.
- $L_3 = 9 \frac{1}{2}$ tours, longueur 20 mm, comme L_1
- $L_4 = 1$ tour sous gaine à 1 mm de L_3 côté masse
- $L_5 =$ identique à L_1 , pas de prise
- $L_6 =$ identique à L_2
- $L_7 = 20$ spires jointives fil émaillé 25/100 mm
- $L_8 = 6$ spires sur L_7 , côté masse, fil émaillé
- $L_9 = 16$ spires jointives fil 25/100 mm émaillé
- $L_{10} = 1$ spire
- $L_{11} = 1$ spire
- $L_{12} = 9 \frac{1}{2}$ spires, fil argenté 6/10 mm, longueur 20 mm 25/100 mm
- $L_{13} = 1$ spire sous gaine sur L_{12} côté masse

} sous boîtier

Tous bobinages
sur mandrin
LIPA
∅ 8 mm

lation et monte à 4/5 mA pour une excitation optimum. La tension HF qui apparaît dans L_{12} (116 MHz) est appliquée à l'émetteur de l'étage mélangeur par L_{13} qui est prolongée par une courte ligne, parallèle ou légèrement torsadée, en fil sous gaine thermoplastique. Le couplage de L_{13} à L_{12} permet de doser l'injection de la tension locale dans le mélangeur pour obtenir la meilleure conversion et le rapport signal/bruit le plus favorable. Il ne restera plus qu'à accorder L_7 sur 29 MHz.

En l'absence de générateur, on pourra procéder au réglage fin de tous les circuits sur une station arrivant avec un bon niveau, de préférence au voisinage de 145 MHz. L_1 - L_3 - L_5 - L_7 - L_{12} sont à régler au maximum de signal de sortie, cependant que l'ajustable Cn est à positionner pour un minimum de bruit en l'absence de signal, ce qui doit correspondre à une courbe de réponse pratiquement plate de l'étage HF entre 144 et 146 MHz.

A l'inverse, si en l'absence de signal, le bruit de fond n'est pas uniforme tout au long de la bande, il faut suspecter un neutrodynage incorrect et retoucher Cn.

Convertisseur 145 MHz, piloté par quartz (transistors Philips)

L'étage d'entrée est monté en base commune et équipé d'un AF 106 (ou AF102). Ce choix n'est pas dicté par le désir d'être à la toute dernière mode mais par le besoin d'utiliser des transistors courants. Naturellement on peut y adapter tout autre transistor approprié. On a adopté le montage à base commune qui, à condition que les circuits d'entrée et de sortie soient bien isolés l'un de l'autre, est parfaitement stable et évite tout neutrodynage. Le couplage au mélangeur s'effectue par un filtre de bande dont les éléments L_2 - L_3 , séparés par un blindage ou, mieux, montés dans des boîtiers distincts, sont couplés en tête par une capacité de très faible valeur.

Le signal amplifié est appliqué à la base qui est réunie, pour une adaptation optimum, à une prise intermédiaire de L_3 . Le signal local est injecté dans l'émetteur et le collecteur est chargé par un circuit oscillant accordé sur la fréquence intermédiaire choisie (29 MHz). Ce circuit MF est d'ailleurs également un filtre de bande dans lequel L_4 et L_5 ne sont couplées que par une très faible capacité en tête.

L_5 est associé à deux condensateurs de valeur judicieusement choisie pour former un filtre en pi qui permet une adaptation correcte au récepteur qui fait suite. Du côté de l'oscillateur local, nous trouvons un premier étage partant d'un quartz miniature oscillant sur son harmonique 3 (38,666 MHz) dans un circuit Hartley. Lorsque L_7

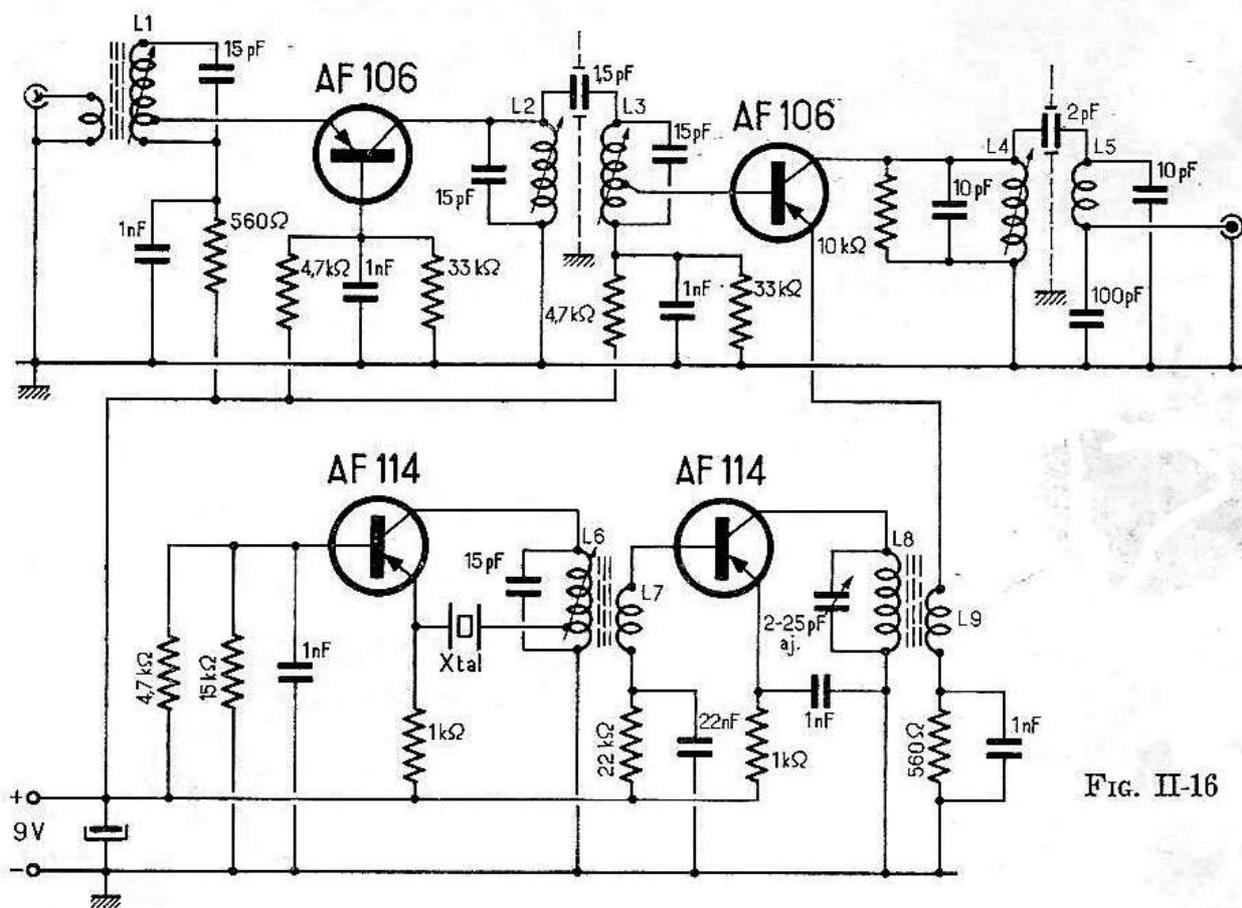


FIG. II-16

Tableau des bobinages :

I. (Sortie 28-30 MHz)

Tous mandrins
LIPA de 6 mm, à
noyau magnétique

L_1 = 4 tours, fil argenté 10/10 mm, longueur 15 mm (primaire antenne : un seul tour, fil sous gaine plastique entre les deux dernières spires de L_1).

L_2 = L_3 = 3 tours, fil argenté 10/mm, longueur 10 mm aucun couplage entre ces deux enroulements, prise à 1 tour

L_4 = L_5 = 20 tours jointifs, fil émaillé 25/100 mm

L_6 = 16 tours, fil émaillé 25/100 mm, prise à 1 1/2 spire, côté masse.

L_7 = 3 tours, main, fil autour de L_6

L_8 = 6 tours, fil argenté 10/10 mm, longueur 20 mm.
 L_9 = 1 tour sous gaine, côté masse

II.

(Sortie 12-14 MHz)

Tous bobinages sur
mandrins LIPA
∅ 6 mm

L_1 , L_2 - L_3 , L_7 , L_9 sans changement

Xtal (overtone 3 ou 5) = 44 MHz

L_5 = 12 tours jointifs, prise à 1, côté masse

L_8 = 6 tours, fil argenté 10/10 mm, longueur 20 mm.
 L_9 : côté masse

L_7 = 26 spires, fil émaillé, en l'air : diamètre 30 mm.

résonne sur la fréquence de l'over-tone choisi, le cristal démarre spontanément. Il ne reste plus alors qu'à accorder L_3 par son noyau magnétique pour obtenir le maximum de sortie sur 116 MHz. Il reste, bien entendu, que la modification de la fréquence de sortie est toujours possible, si on désire s'adapter à d'autres conditions et satisfaire à certaines considérations personnelles. D'excellents récepteurs des surplus, tout indiqués pour faire suite aux convertisseurs VHF, sont loin de monter jusqu'à 28 MHz, mais rien n'empêche de faire la sortie MF sur une fréquence intermédiaire compatible avec leur emploi : par exemple 12-14 MHz. L_1 , L_2 - L_3 , restent les mêmes mais en dehors du changement de quartz, il faut reconsidérer les dimensions de L_4 - L_5 , L_6 et L_8 . On trouvera les valeurs pratiques à donner, à la fin de cette description (fig. II-16).

Convertisseur 144 MHz à 3 transistors, piloté par quartz

C'est une version très voisine de la description précédente et qui présente deux qualités intéressantes : Gain élevé (27 dB). Bruit de souffle réduit (2 dB).

Du fait du pilotage de l'oscillateur par un quartz approprié, la stabilité est évidemment parfaite.

L'étage d'entrée est, soit un AF139, soit un GM290 (Texas Instruments). L'un et l'autre sont des préamplificateurs VHF remarquables et le montage en base commune, bien que n'étant pas le meilleur, si on considère l'amplification, évite les complications du neutrodynage qui, lorsqu'il n'est pas parfait, dégrade sensiblement le facteur de bruit de l'étage.

La liaison avec l'étage mélangeur se fait par un filtre de bande, précaution importante, qui assure une excellente réjection des signaux indésirables (image et moyenne fréquence) tout en assurant une transmission optimum d'énergie d'un étage à l'autre. La diode associée à l'étage d'entrée évite, en diminuant l'amplification de l'étage d'entrée, la saturation de l'étage mélangeur sur les signaux forts. Si on ne risque pas cet ennui, il est possible de simplifier le montage en supprimant la diode, les résistances de 1 k Ω et 2,2k Ω , le condensateur de 500 pF et la bobine de couplage.

L'émetteur serait à séparer de la bobine L_1 qui reviendrait à la masse.

L'étage mélangeur est monté en émetteur commun, ce qui lui donne un coefficient d'amplification élevé sans nuire à la stabilité puisque les circuits d'entrée et de sortie sont sur des fréquences très différentes. Le circuit de sortie (28-30 MHz) est constitué à nouveau

par un filtre de bande sur le secondaire duquel on trouve une prise à basse impédance pour le couplage par un câble coaxial à un récepteur 28-30 MHz. L'oscillateur local est réduit à un seul transistor qui fournit une fréquence de 116 MHz à partir d'un quartz spécial oscillant sur son partiel 7. Ces deux étages sont équipés avec des AF106

La bobine L_7 , sert à annuler l'effet de la capacité du quartz. Comme elle se trouve entre émetteur (positif) et circuit collecteur (au potentiel de la masse) une capacité C_{15} isole les deux points au point de vue courant continu.

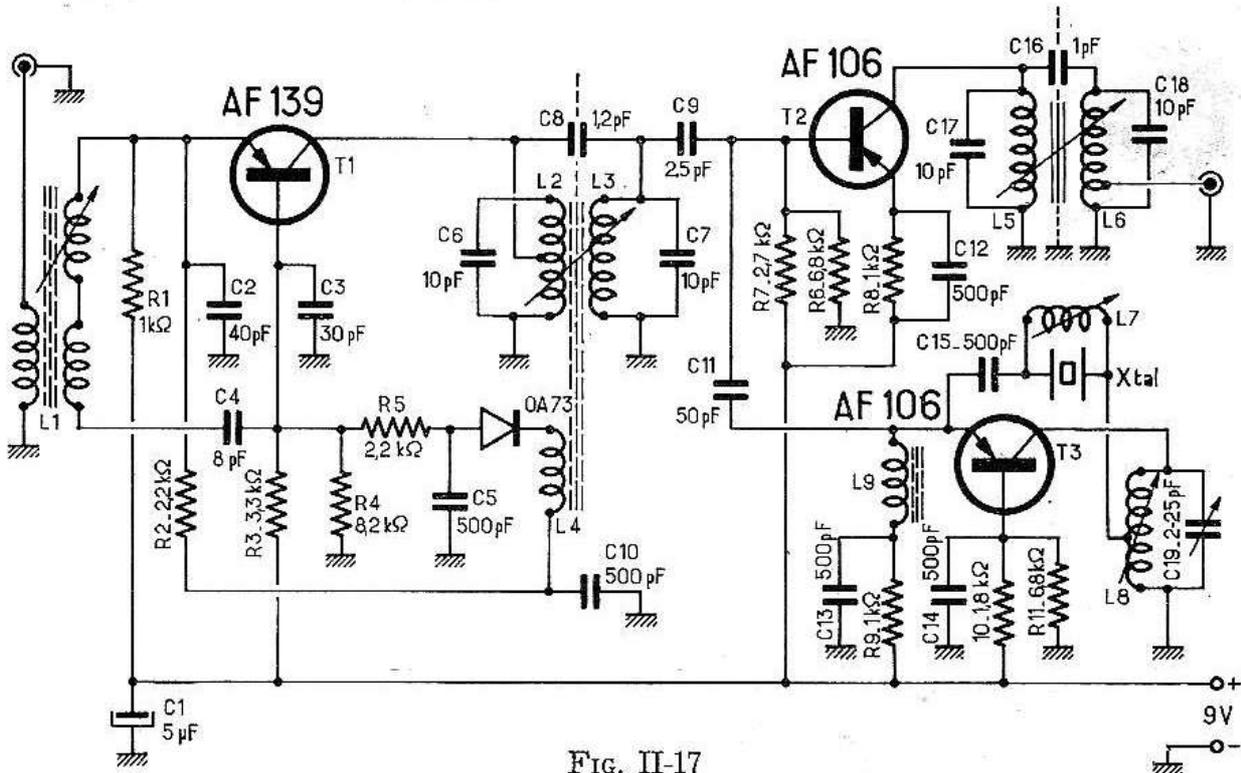


FIG. II-17

- Bobinages :
- Tous mandrins de 6 mm
- $L_1 = 5$ spires, primaire 2 spires, fil 5/10 mm
 - $L_2 = L_3 = 3$ spires, fil 5/10 mm
 - $L_4 = 2,5$ spires à la base de L_2
 - $L_5 = L_6 = 24$ spires. Sortie MF = prise à 6 spires, côté masse (fil émaillé 25/100, jointives).
 - $L_8 = 6$ spires, prise à 1 spire de la masse, fil nu 5/10 mm
 - $L_7 = 26$ spires, fil émaillé, en l'air : diamètre 3 mm

Convertisseur à 3 transistors, simple

Le montage ne saurait prétendre à une très grande nouveauté mais outre qu'il fonctionne admirablement, il est d'une grande simplicité. Ce sont deux AF139 qui équipent l'étage amplificateur HF et le mélangeur avec liaison intermédiaire par deux circuits accordés distincts, blindés l'un par rapport à l'autre et léger couplage en tête.

Le premier étage est monté en base commune avec attaque sur l'émetteur, comme il est de pratique courante. Le pont de base est ajustable, ce qui permet un contrôle de gain HF, utile pour l'écoute des stations rapprochées, très puissantes.

La disposition pratique est celle de la figure II-18, sur laquelle apparaît clairement la capacité de couplage C_x qui est constituée par un morceau de fil isolé sous gaine thermoplastique, soudé sur la partie cylindrique de l'ajustable-piston P_2 (0,4 — 4pF) et se terminant par une boucle ouverte de 3/4 de spire, isolée, autour de l'ajustable P_3 , identique à P_2 . La bobine L_7 , amortie par 5,6 k Ω , résonne

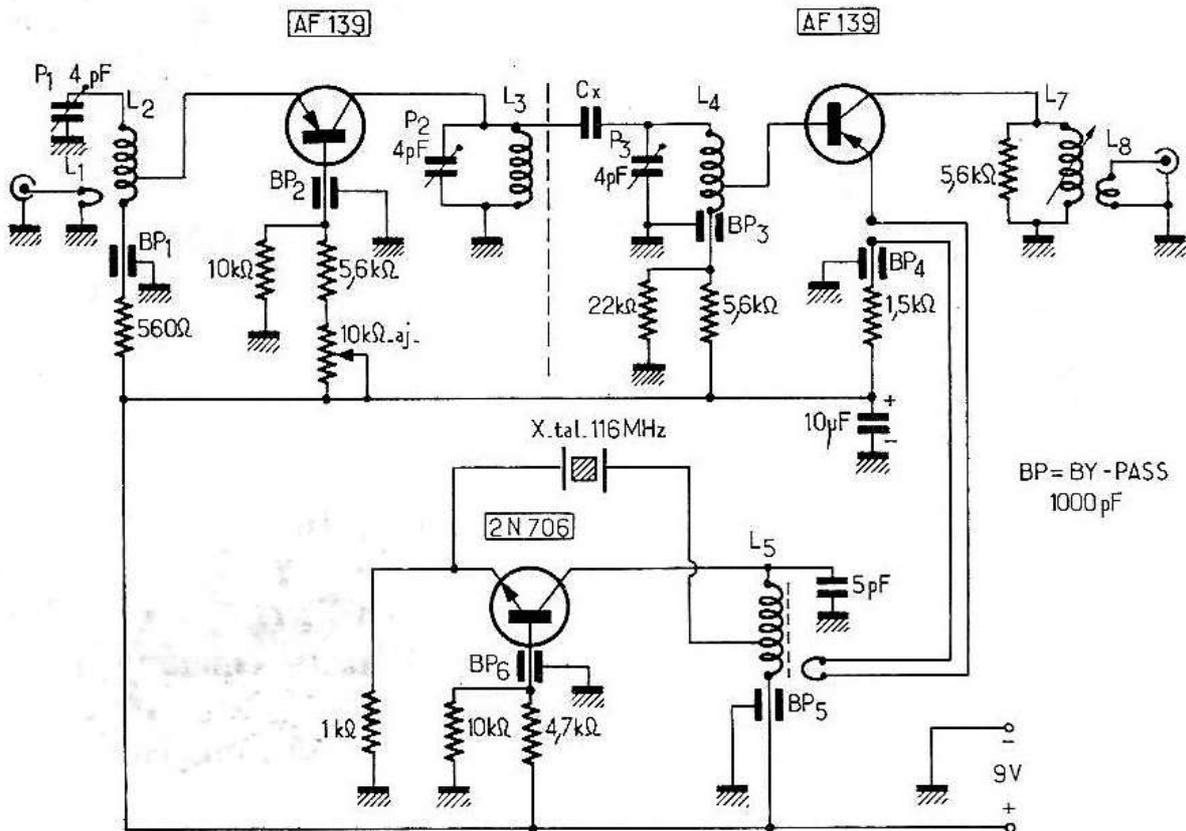


FIG. II-18

sur 29 MHz avec une bande passante suffisamment large pour couvrir convenablement de 28 à 30 MHz. L'oscillateur local se limite à un seul étage car il est piloté par un quartz spécial overtone 116 MHz qui oscille spontanément lorsque L_5 est accordé sur cette fréquence. L'injection du signal hétérodyne s'effectue par une ligne parallèle terminée par une boucle et aboutit à l'émetteur du transistor mélangeur.

C'est un montage simple, par conséquent, qui a été réalisé de façon conventionnelle sur une platine de laiton comme le montre la figure II-19.

Tous les éléments marqués BP sont des by-pass ou traversées découplantes de 1 nF qui servent souvent ici en même temps de relais.

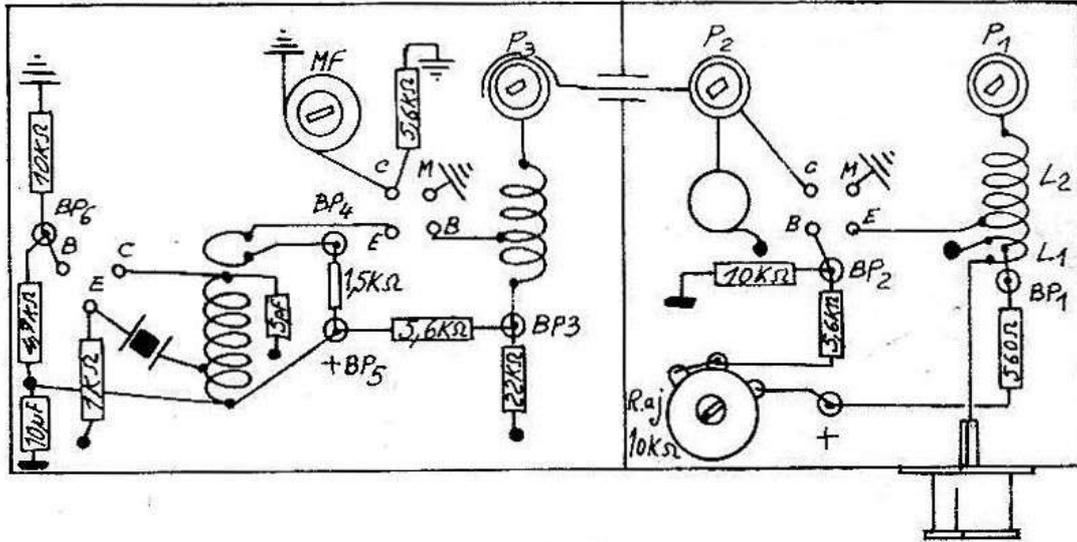


FIG. II-19

Les bobines sont ainsi constituées : (diamètre uniforme = 8 mm).

L_1 = 1 spire, fil 8/10 mm isolé.

L_2 = 7 spires, prise à 3/4 de spire BP₁, fil nu, argenté 10/10 mm, en l'air.

L_3 = 5 spires, fil un 10/10 mm argenté, en l'air.

L_4 = 5 spires, fil un 10/10 mm argenté, prise émetteur à 1 1/2 spire de BP₃, en l'air.

L_5 = 5 spires, prise médiane, fil argenté 10/10 mm, en l'air.

L_6 = 2 spires, fil isolé, à la base de L_7 .

L_7 = 20 spires jointives sur mandrin Lipa, fil 25/100 mm, noyau magnétique.

L_8 = 2 spires fil isolé, à la base de L_7 .

Convertisseur à 4 transistors

Il s'agit ici d'une réalisation commerciale française (fig. II-20) dont les ressemblances avec d'autres schémas sont assez évidentes, tout au moins en ce qui concerne la partie HF où l'on trouve un étage d'entrée en montage à base commune couplé par filtre de

bande à un mélangeur sortant sur 28-30 MHz, sans précaution particulière. L'oscillation locale, généreuse, est produite par un quartz de fréquence élevée et deux étages multiplicateurs, ce qui est assez rare dans les convertisseurs où la miniaturisation a été poussée à l'extrême. La tension locale est appliquée à l'émetteur du mélangeur alors que le signal incident est appliqué à la base. L'ensemble tient sur un circuit imprimé de 93×62 mm. Le gain affiché est de 30 dB pour un facteur de bruit de 5 dB.

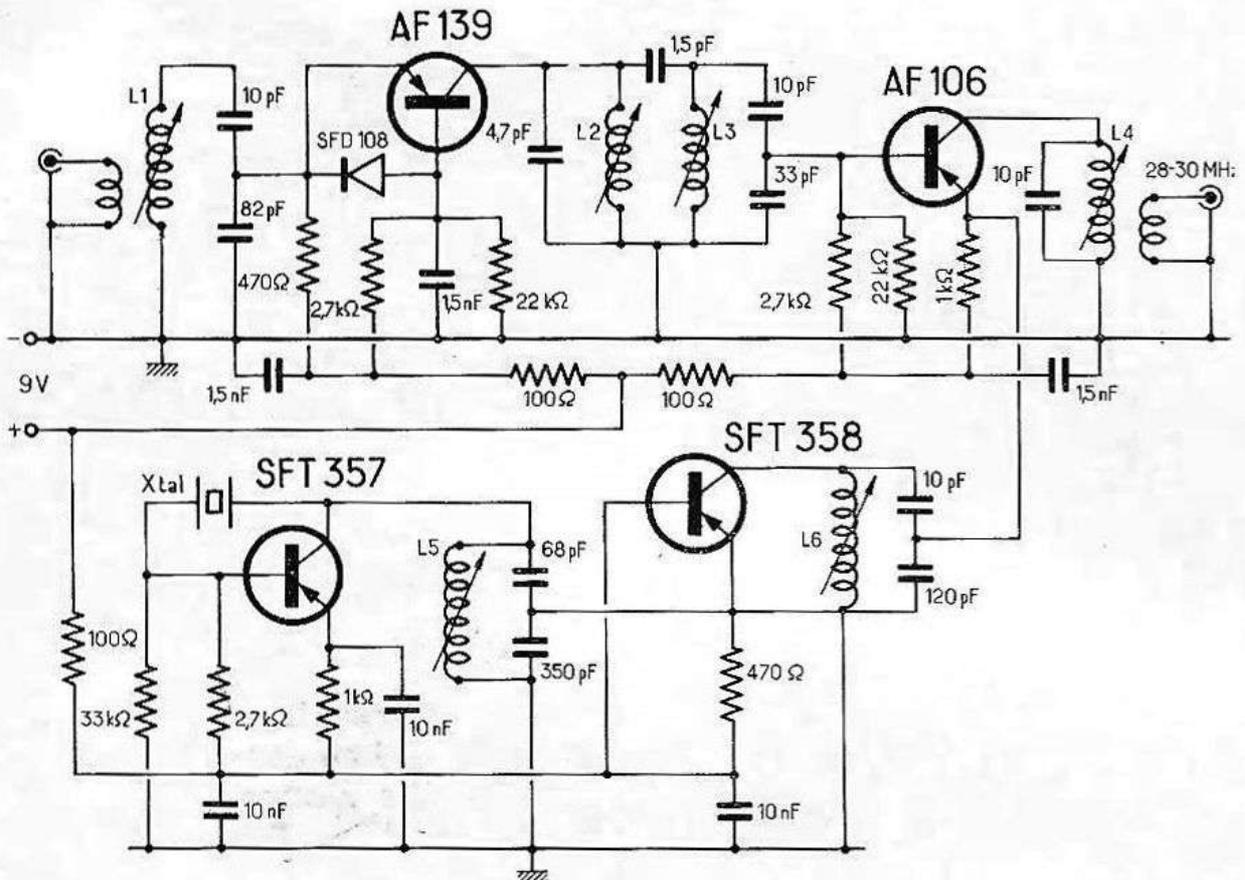


FIG. II-20

Nous ne sommes toutefois pas en mesure de fournir les caractéristiques des bobinages, éléments essentiels, ces précisions ne nous ont pas été communiquées. Néanmoins, le schéma est intéressant et pourra servir de base à un éventuel projet. On remarquera que l'étage d'entrée est protégé contre les tensions HF accidentelles élevées, par une diode au germanium disposée entre émetteur et base, cette précaution ne valant que dans la mesure où le convertisseur travaille en alternance avec un émetteur.

Convertisseur 145 MHz à transistors (F8CV)

Il s'agit là d'un des tout premiers convertisseurs destinés à la réception de la bande 2 mètres. Nous ne nous dissimulons pas qu'il ait quelque peu vieilli mais nous pensons qu'il a sa place ici car il est, comme on le verra par ailleurs, le chef de file de plusieurs autres appareils (144 et 432 MHz) qui n'en sont que des adaptations ou des perfectionnements.

Description

(fig II-21)

Le transistor HF (T_1) est un AF102, monté en base commune. Le signal HF, issu de l'antenne, est appliqué à l'émetteur de ce transistor, après avoir excité au passage, le circuit L_1 .

Dans le collecteur nous trouvons un circuit accordé L_2 qui, légèrement couplé à L_3 , constitue un transformateur HF. Le couplage est tel que la bande transmise couvre de 144 à 146 MHz.

Le transistor mélangeur est également un AF102 (T_2). Le signal HF est appliqué à L_3 . La HF en provenance de l'oscillateur local est appliquée, à basse impédance, à la base de T_2 . Dans le collecteur de T_2 nous trouvons le circuit de sortie L_6/L_7 accordé.

L'oscillateur à quartz est monté en overtone. Le quartz étant un 7 733 kHz (ou proche) l'oscillation se fait sur 23,2 MHz.

T_3 est un OC171. L_8 est accordé sur 23,2 MHz.

Il n'y a aucune difficulté à obtenir le fonctionnement en overtone 3 avec ce montage.

T_4 enfin, quintuple la fréquence de l'oscillateur. L_5 est accordé sur 116 MHz. T_4 peut être un OC170, OC171, AF114 ou équivalent. Son circuit de base est ramené au positif de l'alimentation à travers une résistance de 22 k Ω . En l'absence d'oscillation, T_4 est au cut-off.

Réalisation pratique

Nous pensons devoir nous étendre plus longuement sur cette partie. Nous avons fabriqué le châssis, les lignes, et leurs blindages, en cuivre rouge, qui, soigneusement poli et verni, ont un aspect très présentable.

Les transistors sont montés sur des supports et non soudés directement dans le câblage. Leurs fils de connexion sont coupés à 8 mm. De cette façon, les boîtiers des transistors touchent les supports lorsqu'ils sont enfoncés.

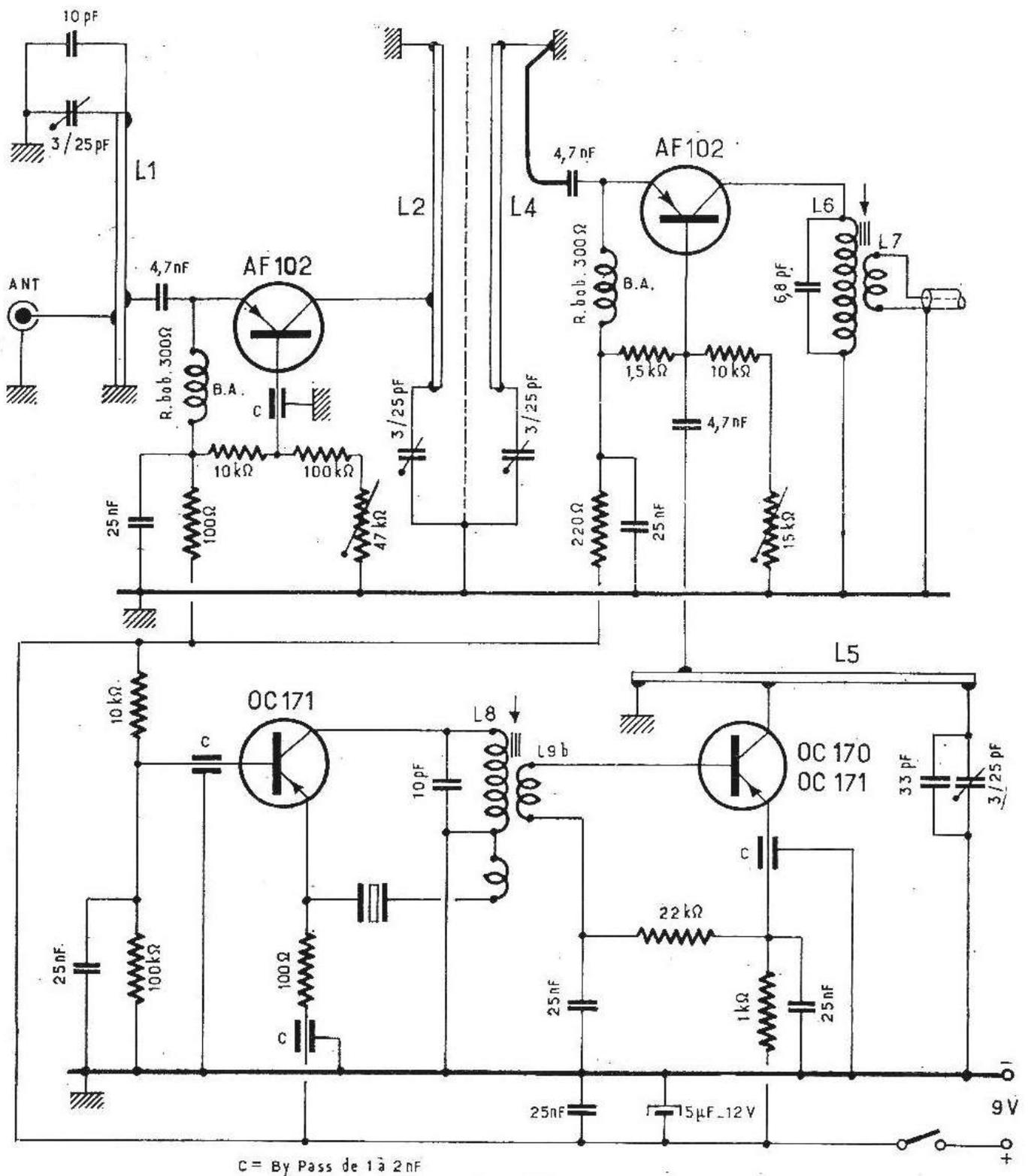


FIG. II-21

La presque totalité des résistances et condensateurs est disposée « sur le châssis » (fig. II-23) laissant la face intérieure libre pour y disposer les lignes accordées (fig. II-24).

Les condensateurs d'accord des lignes sont des ajustables Transco, type professionnel de 3-25 pF, fixation par écrous.

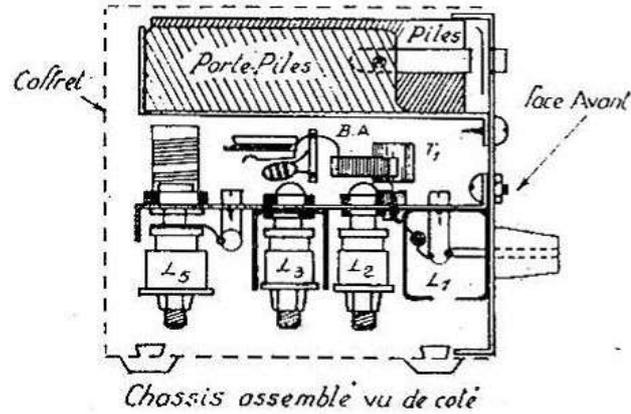


FIG. II-22

Dans le circuit d'émetteur de T_1 et de T_2 se trouvent des résistances bobinées miniatures de 300 ohms tenant lieu de bobines d'arrêt HF (B.A.) et assurant la stabilité thermique des transistors.

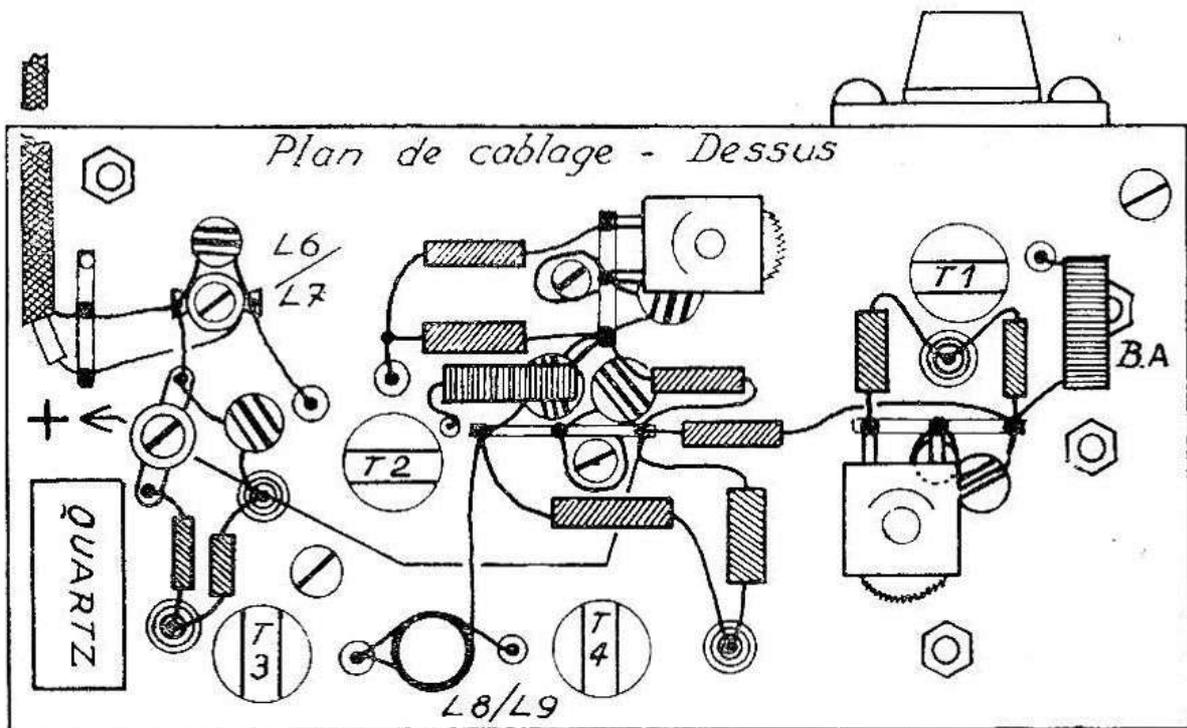


FIG. II-23

Les résistances ajustables partie des ponts de base de T_1 et T_2 sont des « Justhom » de Matera. On évitera de les manipuler inutilement, et, en cours de réglage, si l'on constate une instabilité de ce côté, il serait prudent de les remplacer sans délai.

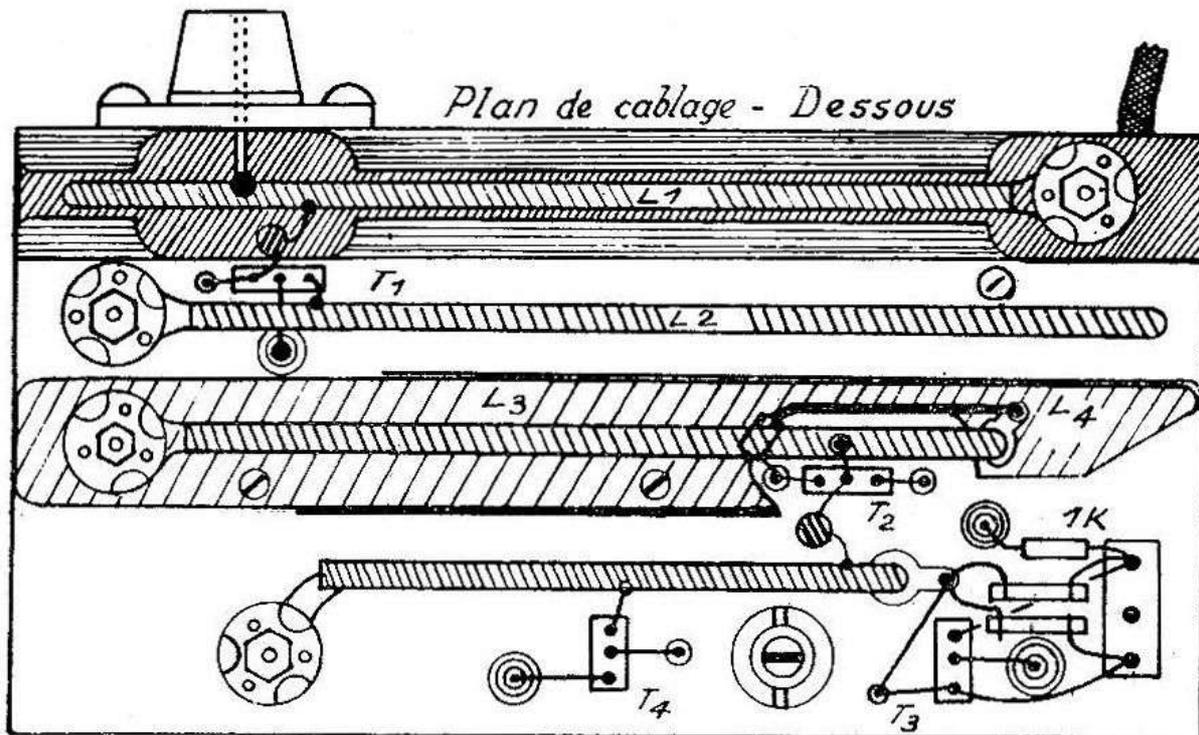


FIG. II-24

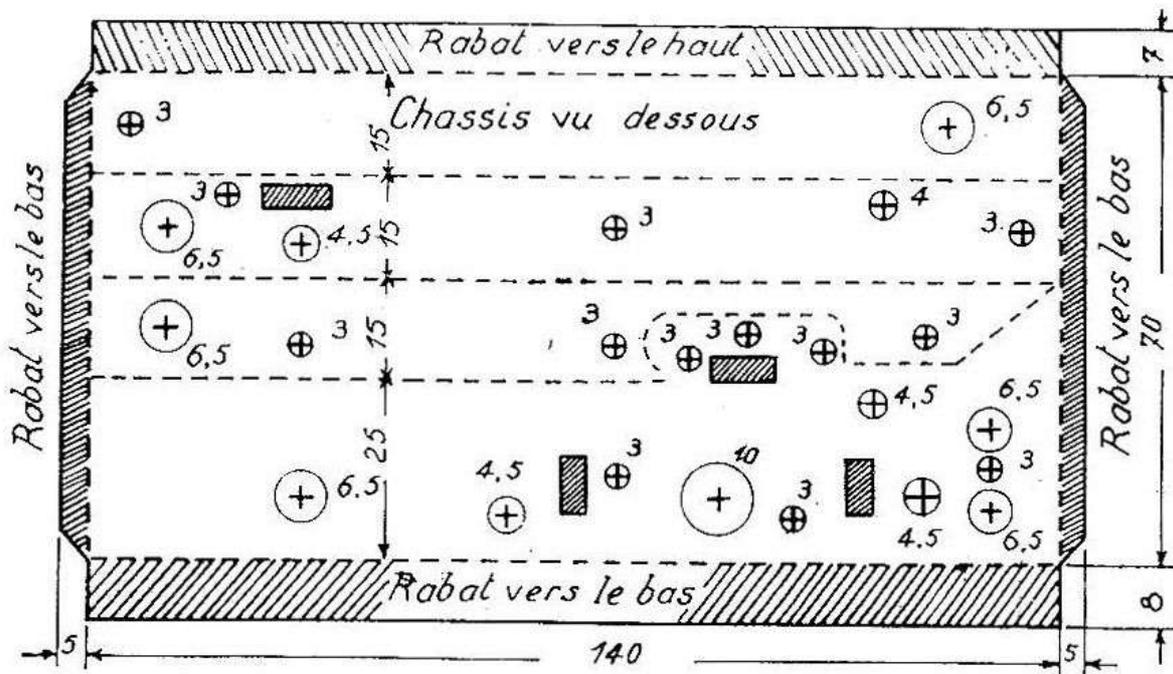


FIG. II-25

Les lignes sont en tube de cuivre de 4 mm. Nous avons cintré, puis taraudé à 3 mm, l'extrémité, pour la fixation par une vis de 3 mm à travers le châssis (fig. II-26). Il est évident que chacun

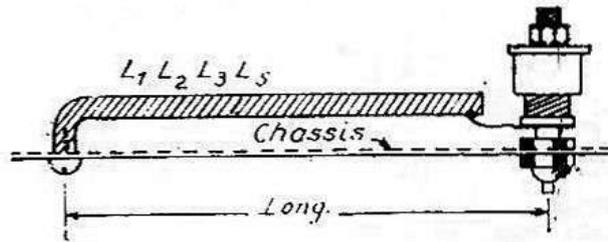


FIG. II-26

pourra opérer différemment, sans que le résultat final en soit altéré. De même, la longueur des lignes n'est pas critique. Un prototype, sur un châssis de 120 mm de longueur seulement était équiva-

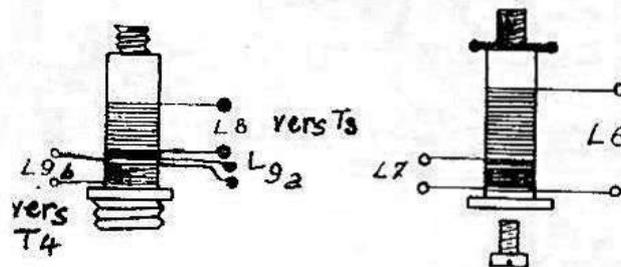


FIG. II-27

lent, mais dans ce cas il n'était plus possible de loger deux piles « de poche » dans le coffret et nous tenions à ce type de pile écono-

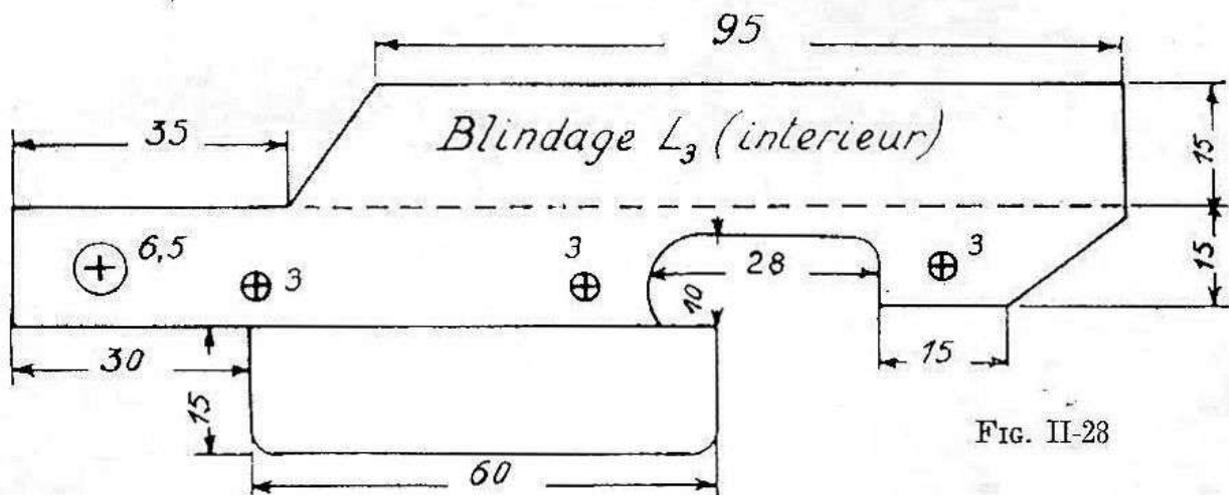


FIG. II-28

mique. Nous avons fait les lignes de longueurs différentes pour des raisons de commodité et d'emplacement. L_5 toutefois, sera très courte, et accordée par beaucoup de capacité.

L_1 est logé dans un blindage presque fermé. L_3 se trouve dans un blindage en « U ». L_2 se trouvant entre les deux blindages n'a pas besoin d'être autrement blindé.

Le câblage terminé, la prise coaxiale d'antenne en place, on assemblera la face avant au châssis. Le câble coaxial de sortie sera mis en place, puis l'interrupteur et le condensateur de $5 \mu\text{F}$ (non représenté sur le plan de câblage). Ce condensateur est soudé directement entre l'interrupteur et un quelconque point de masse.

Réglages

L'alimentation sera provisoirement raccordée par deux fils assez longs, en intercalant si possible un milliampèremètre peu résistant. Nous utilisons un 50 mA, dont la résistance interne est de 7 ohms.

Pour commencer, placer sur leurs supports T_3 et T_4 , ainsi que le quartz. Par le noyau de L_8 , chercher l'oscillation sur 23,2 MHz, puis accorder L_5 sur 116 MHz (maximum de HF).

En l'absence d'oscillation, T_3 débite moins de 1 mA et T_4 ne débite pas. En fonctionnement normal T_3 débite 1,5 à 2 mA et T_4 de 2 à 4 mA. Si le débit de T_4 est trop faible, augmenter légèrement le couplage entre L_8 et L_9 . Par contre, si le débit de T_4 dépasse 5 mA, écarter un peu L_8 de L_9 .

Mettre en place successivement T_1 puis T_2 , en ajustant leur régime aux environs de 1 mA.

C'est ici que commence l'alignement. L'idéal pour cette opération est de posséder un générateur modulé en fréquence (Wobulateur), et un oscilloscope que l'on relie à la sortie par l'intermédiaire d'une sonde HF.

Pour commencer, régler L_6 sur 29 MHz. Pour ce réglage, relier le générateur à L_4 . Ceci étant, régler le générateur pour balayer la gamme 144-146 MHz. L_1 sera réglé au maximum de gain. Par L_2 , centrer la courbe sur la gamme à recevoir et égaliser cette courbe par L_3 . Il faut agir par retouches successives de L_2 et L_3 .

Il est probable que la courbe obtenue n'aura pas la largeur convenable. C'est en écartant ou en approchant L_4 de L_3 que l'on modifie la largeur de la courbe. En éloignant L_4 de L_3 , la courbe s'élargit, puis forme deux bosses aux extrémités (avec un creux dans le milieu). Retoucher L_5 pour s'assurer que l'on est bien au réglage optimum.

Si, en cours de réglage, on constatait une tendance aux accrochages, diminuer légèrement le régime de T_1 .

On notera également qu'en modifiant le régime de T_2 , on modifie la largeur de la courbe.

Lorsque tout est bien aligné, le fonctionnement est très stable.

Il ne reste plus qu'à mettre en place le porte-piles et les piles.
Un petit coffret de 80 mm de profondeur terminera le montage.

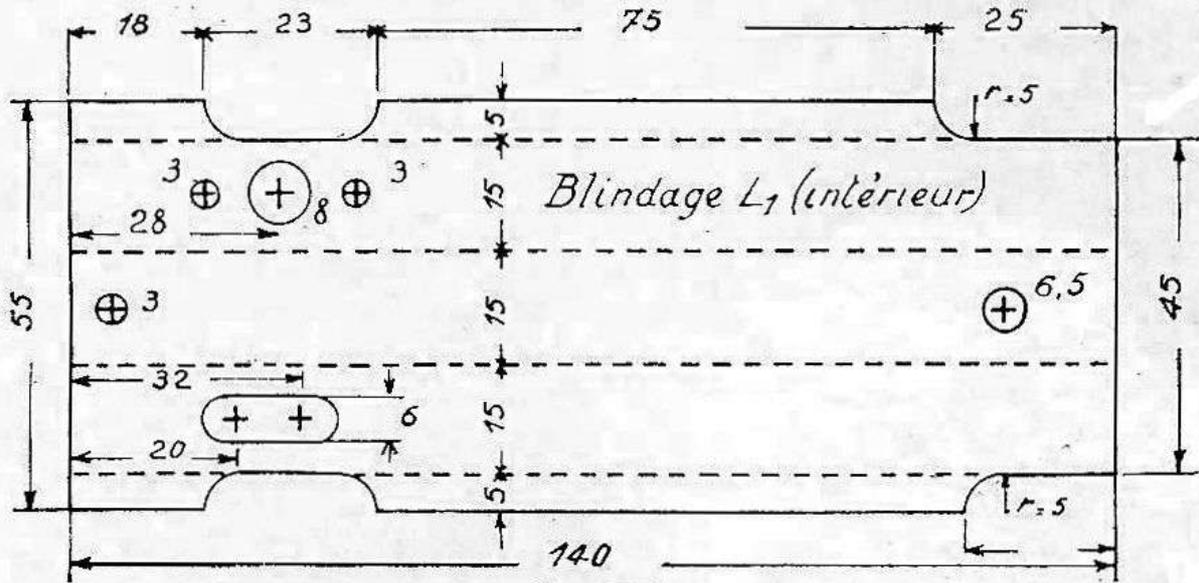


FIG. II-29

Pour assurer le contact avec le pôle positif de la pile, une lamelle de laiton est soudée directement sur l'interrupteur. Celui-ci est du type à glissière, miniature, de Jean-Renaud.

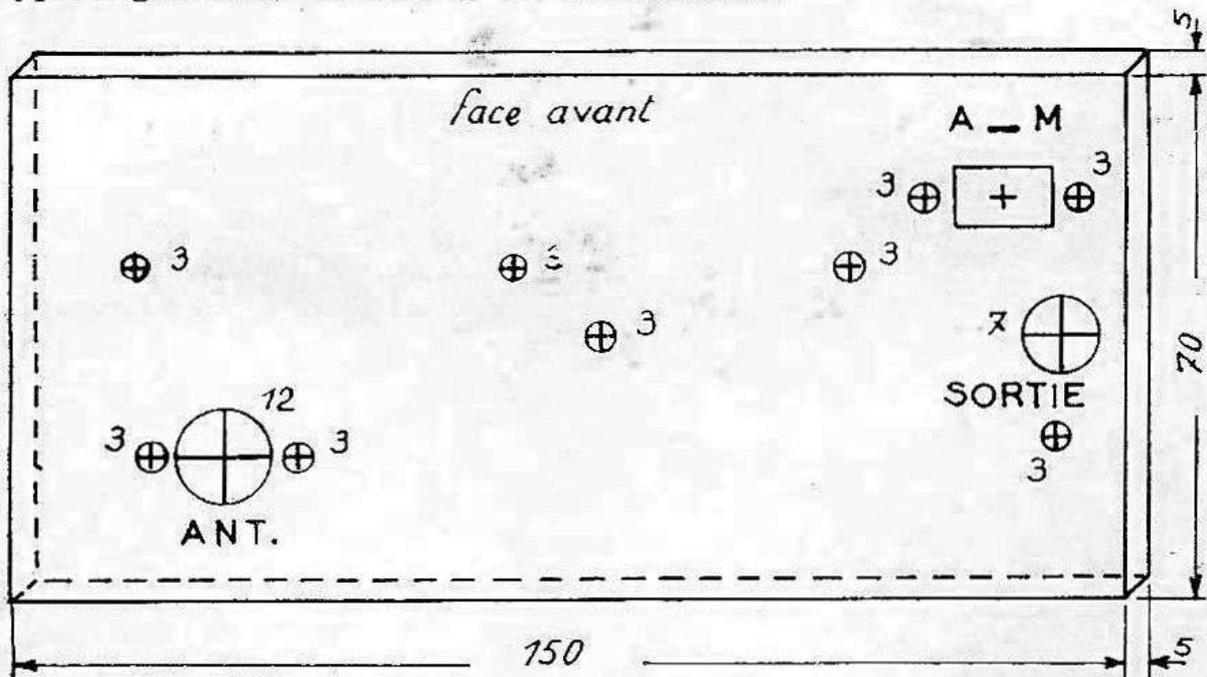


FIG. II-30

Le montage de T_2 , qui s'apparente au montage « Base commune » a été choisi en raison de sa plus grande stabilité, en cas de surcharge

HF appliquée à l'entrée. En effet, avec un montage précédemment expérimenté, nous appliquons le signal HF à la base de T_2 , et l'oscillation locale à l'émetteur ; nous avons constaté que la moindre surcharge HF à l'entrée provoquait une augmentation de débit de T_2 , débit qui atteignait très vite une valeur dangereuse pour T_2 .

Avec le montage actuel, il faut un niveau, à l'entrée, bien plus élevé pour que le débit de T_2 commence à augmenter.

Notons bien que T_2 risque plus que T_1 des surcharges HF. En effet, T_2 bénéficie de l'amplification de T_1 . On s'assurera donc que, pendant les périodes d'émission, la consommation totale du convertisseur n'augmente pas. Pour cela, intercaler un milliampèremètre entre le pôle négatif de la pile et la masse.

Une augmentation de la consommation de 1 ou 2 mA n'est pas préjudiciable, mais c'est l'indice que la HF issue de l'émetteur revient en partie vers le convertisseur.

Agir éventuellement sur la longueur du câble coaxial allant du convertisseur au relais d'antenne. Si possible, court-circuiter ce coaxial pendant les périodes d'émission.

Les figures II-25, 28, 29, 30 représentent respectivement : le perçage du châssis et des blindages des lignes L_3 et L_1 .

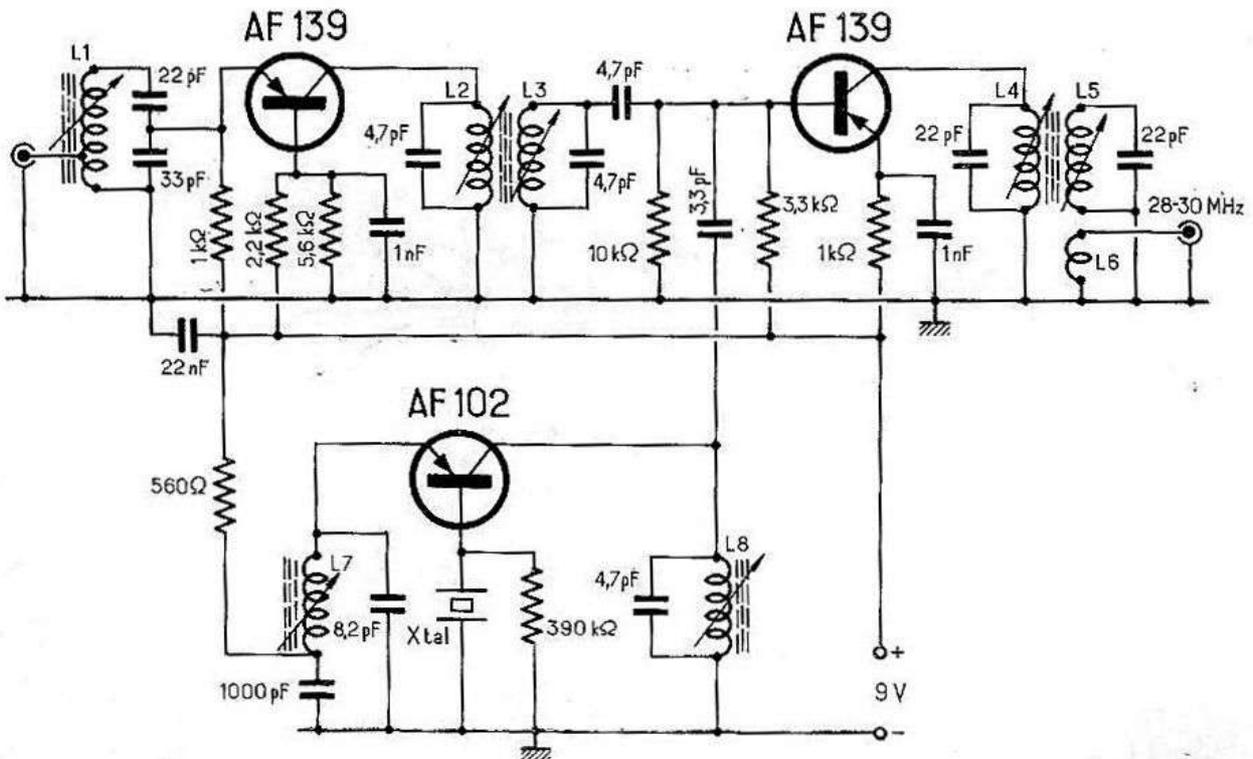


FIG. II-31

La figure II-30 donne le gabarit de la face avant.
Enfin la figure II-22 représente l'ensemble vu de côté.

Résultats

Les quelques mesures effectuées sur ce montage ont donné les résultats suivants :

Placé derrière un générateur VHF modulé à 30 %, on entend la modulation sortir du souffle vers $0,12 \mu\text{V}$. On peut hétérodyner une porteuse pure (CW) de l'ordre de $0,03 \mu\text{V}$.

Le gain mesuré entre l'entrée et la sortie varie de 32 à 34 dB selon les exemplaires.

La réjection de la fréquence-image est excellente : 60 dB.

| | |
|---------------|---|
| accord | $\left\{ \begin{array}{l} L_1 = \text{longueur entre axes } 120 \text{ mm} \\ L_2 = \quad \quad \quad \gg \quad \quad \quad 125 \text{ mm} \\ L_3 = \quad \quad \quad \gg \quad \quad \quad 110 \text{ mm} \\ L_5 = \quad \quad \quad \gg \quad \quad \quad 75 \text{ mm} \\ L_4 = \text{longueur } 30 \text{ mm environ, constitué par l'un des fils} \\ \text{de sortie du condensateur } 4\,700 \text{ pF, parallèle à } L_3, \\ \text{distance } 11 \text{ mm environ} \end{array} \right.$ |
| 144 - 146 MHz | |
| 116 MHz | |
| | |
| | |
| 29 MHz | $\left\{ \begin{array}{l} L_6 = 24 \text{ spires, fil } 25/100 \text{ sur mandrin, diamètre } 6 \text{ mm} \\ L_7 = 6 \text{ spires, fil } 25/100 \text{ par-dessus } L_6, \text{ côté masse} \\ L_8 = 11 \text{ spires, fil } 25/100 \text{ sur mandrin, diamètre } 8 \text{ mm,} \\ \quad + 1 \text{ spire à la base (sens à déterminer)} \\ L_9 = 3 \text{ spires, fil } 25/100 \text{ contre } L_8, \text{ côté masse (sens indiférent)} \end{array} \right.$ |
| 23,2 MHz | |
| | |
| | $Q = \text{quartz } 7\,733 \text{ kHz (FT243) (7\,725 kHz, légèrement retaillé ou non)}$ |

Convertisseur 145 MHz, simplifié, à 3 transistors

Ce montage réalisé à de nombreux exemplaires simultanément par un groupe de pratiquants assidus de la bande deux mètres s'est montré particulièrement attrayant par sa simplicité de réalisation et par l'identité de la constance des résultats obtenus. La version que nous en donnons est notre réalisation personnelle. D'autres ont employé des transistors différents en modifiant quelques détails mineurs ce qui montre bien la grande reproductibilité de ce montage. Le schéma est donné par la figure II-31 (ci-contre). Nous y trouvons d'abord un étage d'amplification HF équipé d'un AF 139 monté en base commune dans lequel la prise intermédiaire d'émetteur se fait par un pont capacitif sur le bobinage d'entrée. La capacité en parallèle sur la bobine est d'environ 15 pF et l'accord est complété par un noyau plongeur.

La base est polarisée par un pont de résistances convenablement choisies pour un point de fonctionnement correct. La charge du collecteur est un circuit oscillant accordé sur 145 MHz, composé d'une capacité fixe et d'une bobine, L_2 couplée à une bobine, L_3 , accordée de la même manière et attaquant la base de l'étage mélangeur monté en collecteur commun. Le circuit de sortie est également un filtre de bande, L_4 - L_5 , accordé sur 29 MHz, avec une boucle de couplage à base impédance L_6 pour la liaison avec un récepteur ou un module couvrant la bande 28/30 MHz.

L'oscillateur local ne comporte qu'un seul transistor (AF102). Le quartz (11,6 MHz) en overtone 5, oscille spontanément sur son harmonique 5, lorsque L_7 est accordé sur 58 MHz et le second harmonique (116 MHz) est mis en évidence dans L_8 qui est couplé par une faible capacité (3,3 pF) à la base de l'étage mélangeur. C'est évidemment par là qu'il faut commencer la mise au point. Lorsqu'on a une injection normale du signal local, il reste à aligner tous les autres circuits soit au générateur, soit au wobulateur ou à défaut sur un signal, puissant d'abord, faible ensuite pour le maximum de niveau de sortie.

La réalisation proprement dite a été faite, comme nous l'avons dit, en collaboration, par équipe, ce qui a permis d'utiliser un circuit imprimé de 95×75 mm dont la figure II-33 donne une idée quant à l'implantation des éléments essentiels dont le positionnement est critique. La réalisation des bobinages ne présente aucune difficulté : nous avons utilisé des mandrins LIPA de 8 mm, dont L_1 - L_2 - L_3 et L_8 pourraient fort bien se passer n'était la nécessité de supporter le noyau.

Nous donnons ci-dessous les détails numériques de réalisation en rappelant, en regard, les fréquences d'accord.

| | Nombre de tours | Fil utilisé | Fréquence (MHz) |
|-------|-----------------|---|-----------------|
| L_1 | 3 | 10/10 mm nu espacement 2 mm | 145 |
| L_2 | 3 1/2 | 10/10 mm, nu espacement 2 mm | 145 |
| L_3 | 3 1/2 | 10/10 mm, nu espacement 2 mm | 145 |
| L_4 | 13 | 4/10 mm, émail jointives | 29 |
| L_5 | 16 | 4/10 mm, émail jointives | 29 |
| L_6 | 2 1/2 | 4/10 mm, émail base de L_5 , côté masse | — |
| L_7 | 12 | 5/10 mm émail espacement 1 mm | 58 |
| L_8 | 4 | 8/10 mm, nu espacement 1 mm | 116 |

En pilotant l'oscillateur par un quartz 12,888MHz vibrant sur l'overitone 3, la fréquence locale demeure la même, seule L₇ doit être allongée (13 spires) et la capacité fixe en parallèle portée à 12 pF.

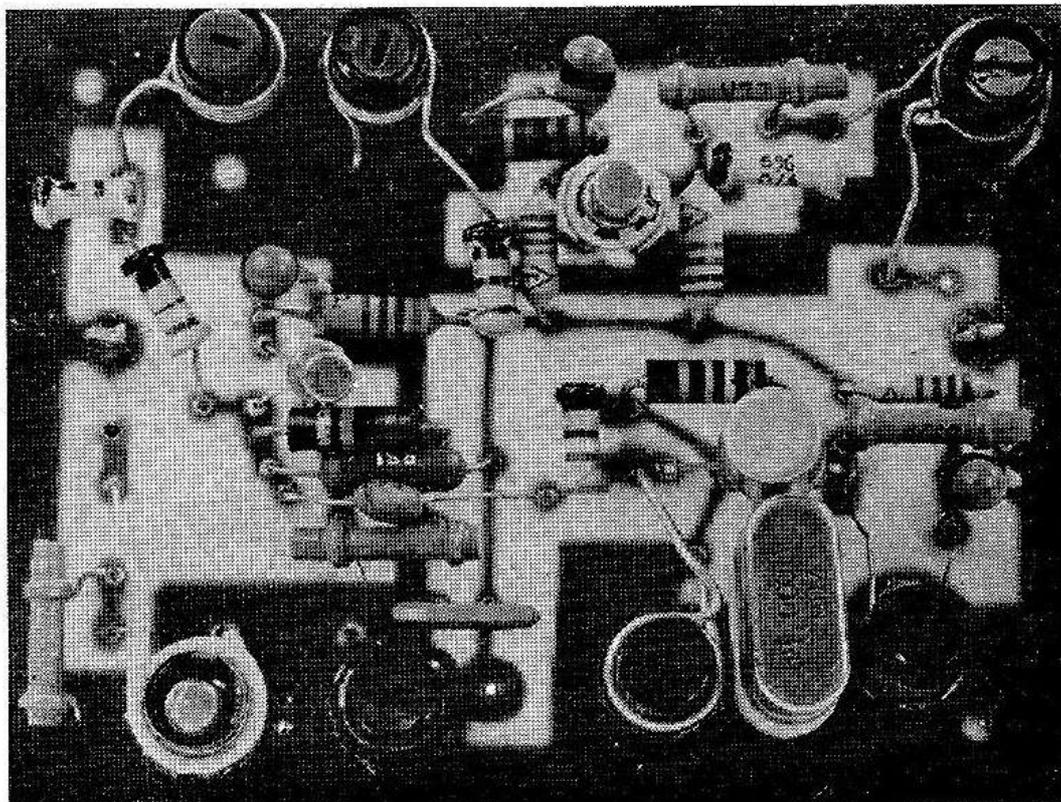


FIG. II-32

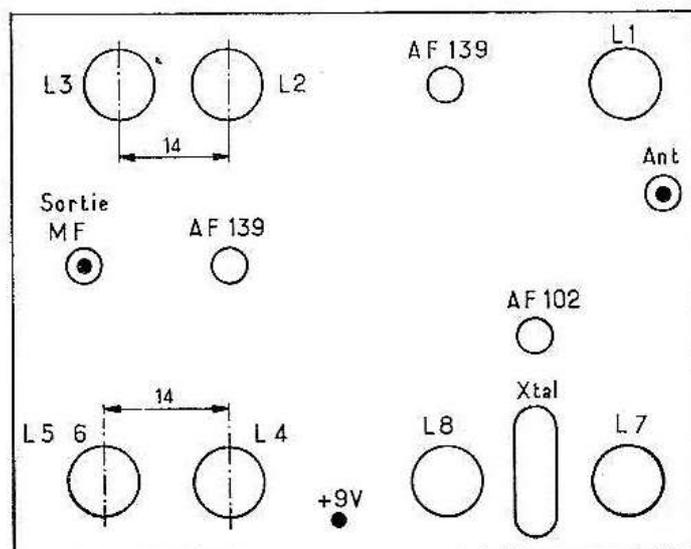


FIG. II-33

La consommation totale de l'ensemble avec des piles fraîches est voisine de 9 mA, le gain mesuré dépasse 25 dB, pour un bruit de fond très réduit, résultat dû en grande partie aux qualités des transistors employés.

Convertisseur à 3 transistors NPN

C'est une version assez voisine de la réalisation précédente, mais toutefois plus moderne puisque nous y trouvons des transistors VHF au silicium du type « Planar-Epitaxial » de la SGS-Fairchild qui ont le défaut d'être plus coûteux mais donnent encore de meilleurs résultats que ceux jusqu'ici obtenus (fig II-34).

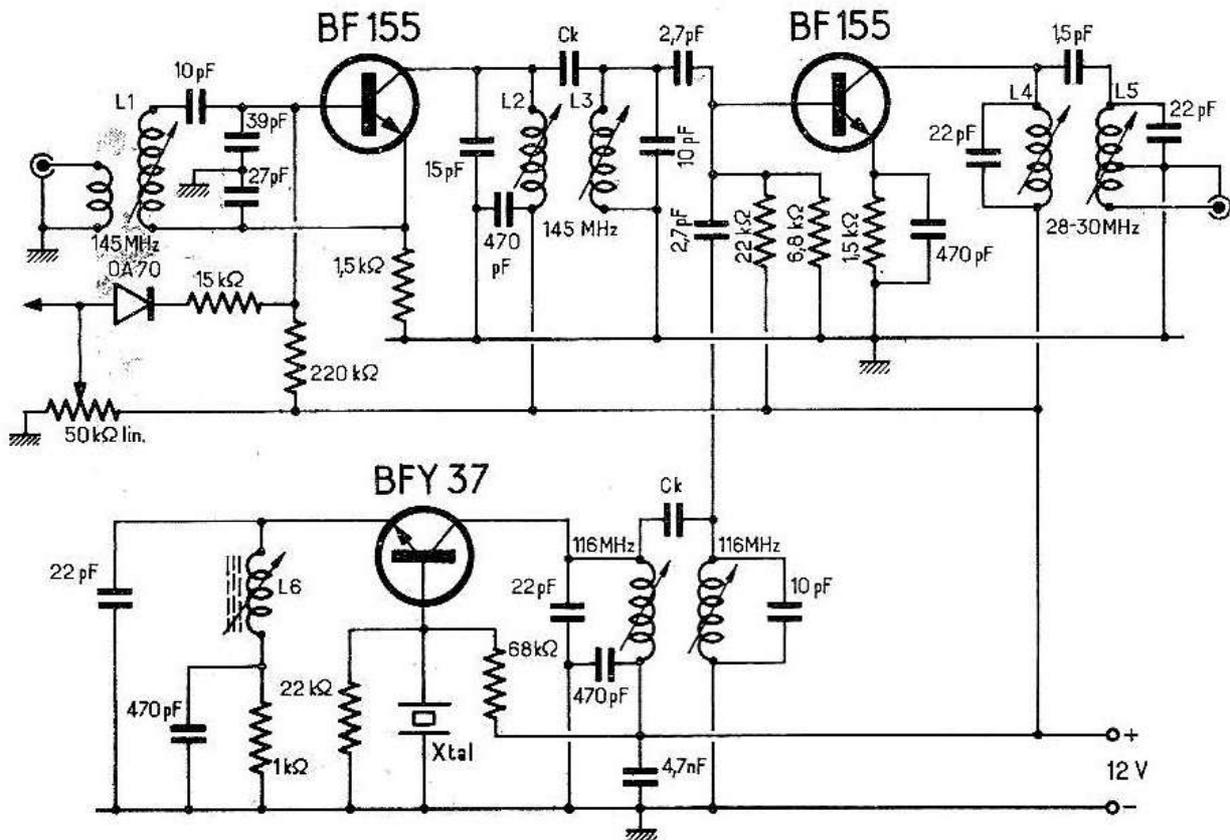


FIG. II-34

Bobinages :

mandrins LIPA
(\varnothing 6 mm)

- L_1 = 3 spires - couplage antenne par 2 spires - fil argenté 8/10 mm.
- L_2 = L_3 = 2,5 spires - fil argenté - 8/10 mm.
- L_4 = 14 spires, fil émaillé 25/100 mm, jointives.
- L_5 = 20 spires, fil émaillé 25/100 mm, jointives, prise à 3 spires de la masse.
- L_6 = (38 MHz) 10 spires, fil émaillé 5/10 mm jointives
(58 MHz) 8 spires, fil émaillé 5/10 mm jointives.
- L_7 = 4 spires, fil nu, 8/10 mm.
- L_8 = 3 spires, fil nu, 8/10 mm.

Le signal d'entrée est appliqué entre base et émetteur de l'étage HF ce qui est particulièrement favorable du point de vue rapport signal/bruit. L'amplification, réglable par commande de la tension base, évite sur les signaux forts la saturation de l'étage mélangeur. Le couplage de L_2-L_3 est réduit à la proximité des deux bobinages, couplage représenté par Ck. Il n'en est pas de même pour le filtre MF (28-30 MHz) qui comporte une faible capacité en tête pour obtenir la bande passante voulue.

L'oscillateur local est tout à fait comparable à celui de la description précédente ou un quartz de fréquence nominale voisine de 12 MHz inséré entre base et masse oscille directement sur son harmonique 3 ou 5. Le circuit oscillant d'émetteur est accordé sur la fréquence de l'over-tone et on met en évidence dans le collecteur, accordé sur 116 MHz, l'harmonique qui convient. Un circuit oscillant identique, accordé sur cette même fréquence, élimine toute trace d'harmoniques indésirables risquant de faire apparaître par battement, des signaux étrangers à la bande 144 MHz et la tension d'oscillation locale est appliquée par une très faible capacité à la base du transistor de l'étage mélangeur. L'alimentation (12 volts) peut être fournie par une batterie ou par un pont de résistances à partir de la haute tension d'un récepteur à lampes, en stabilisant par une diode Zener (consommation : 8mA environ).

Convertisseur 145 MHz à filtres de bande et 2 étages HF, piloté par cristal

C'est une très belle réalisation que nous proposons dans les lignes qui suivent.

Elle est extraite de « UKW-Berichte » qui publie les descriptions très intéressantes que lui communiquent les amateurs allemands. Celle-ci est due à DL3GD. On remarquera que, dans le domaine des semi-conducteurs, les nouveautés vieillissant très vite, les transistors qui y sont employés sont déjà dépassés. Mais rien ne nous empêchera de nous en inspirer de très près pour en faire quelque chose de plus moderne, encore que les résultats affichés soient de la nature à satisfaire les expérimentateurs exigeants, même si les transistors proposés ne sont plus de la toute dernière promotion. On trouvera donc, fig. II-35), le schéma détaillé, dans lequel nous reconnaissons tout de suite des liaisons inter-étage par filtres de bande F_1 à F_4 dont nous verrons plus loin les détails de réalisation.

Le premier étage comporte un transistor AF102 (AF106) dans un montage en base commune qui isole particulièrement bien les circuits d'entrée et de sortie l'un de l'autre et évite, entre autres soucis, celui

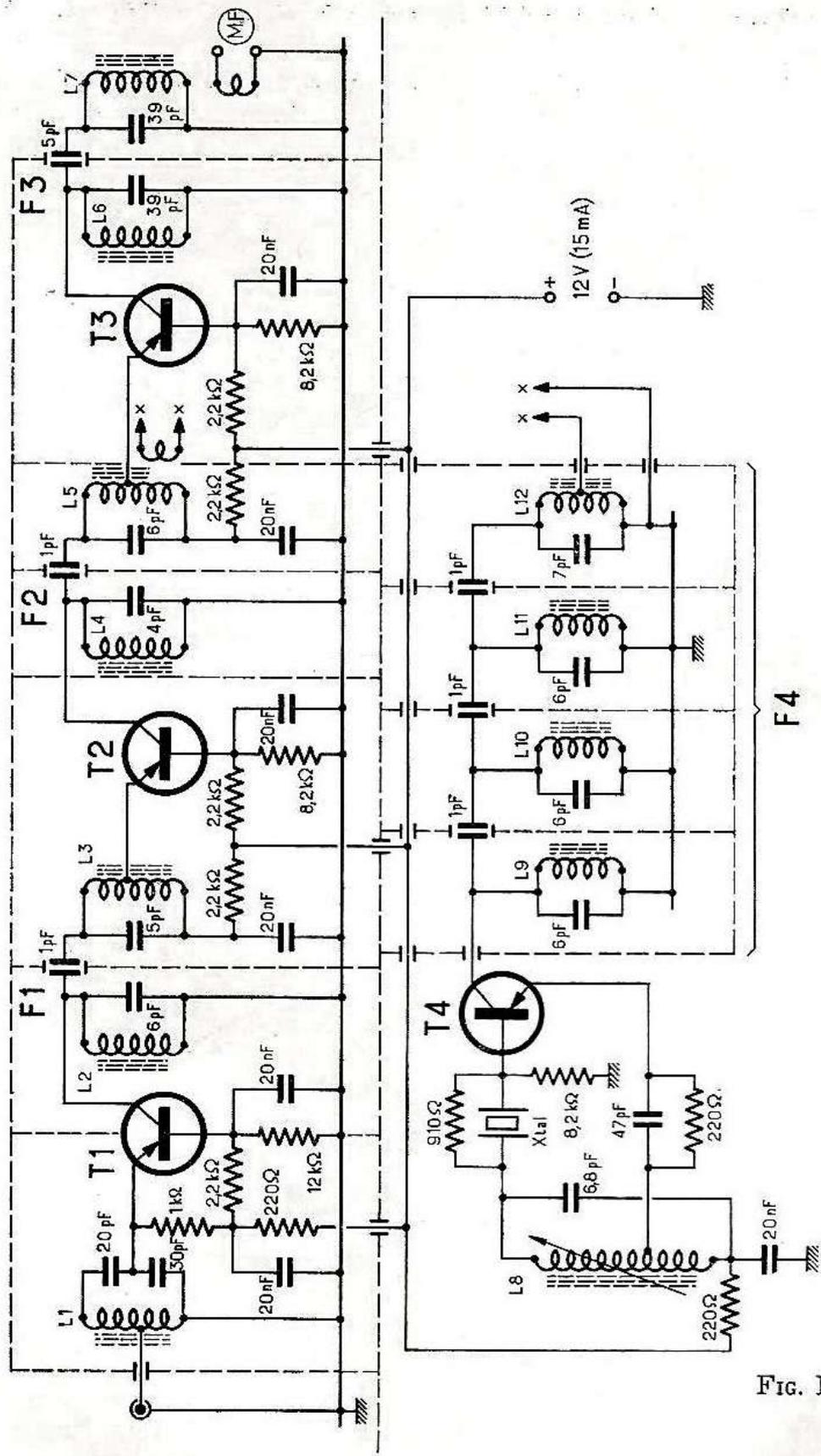


FIG. II-35

de neutrodynage. Après de nombreux essais, la liaison du circuit d'entrée sur l'émetteur a été faite par un pont capacitif. C'est la disposition qui a donné le plus de satisfaction car elle constitue le meilleur compromis entre une adaptation correcte et une protection contre la cross-modulation, phénomène particulièrement courant dans les étages d'entrée à transistors qui reçoivent des signaux de grande amplitude. L_2 - L_3 constituent le filtre F_1 et assurent la liaison entre le premier et le deuxième étage HF qui utilise également un AF102 sur lequel aucune remarque particulière ne s'impose. Le filtre F_2 entre le deuxième étage HF et le mélangeur qui suit est tout à fait semblable à F_1 . On notera cependant une petite boucle supplémentaire qui reçoit la ligne venant de l'oscillateur local. La tension HF locale se trouve donc appliquée à l'émetteur, comme la tension incidente et le mélangeur est également monté en base commune. La moyenne fréquence qui résulte du battement des deux signaux (28-30 MHz) apparaît dans L_6 qui constitue avec L_7 , le filtre F_3 accordé sur 28-30 MHz.

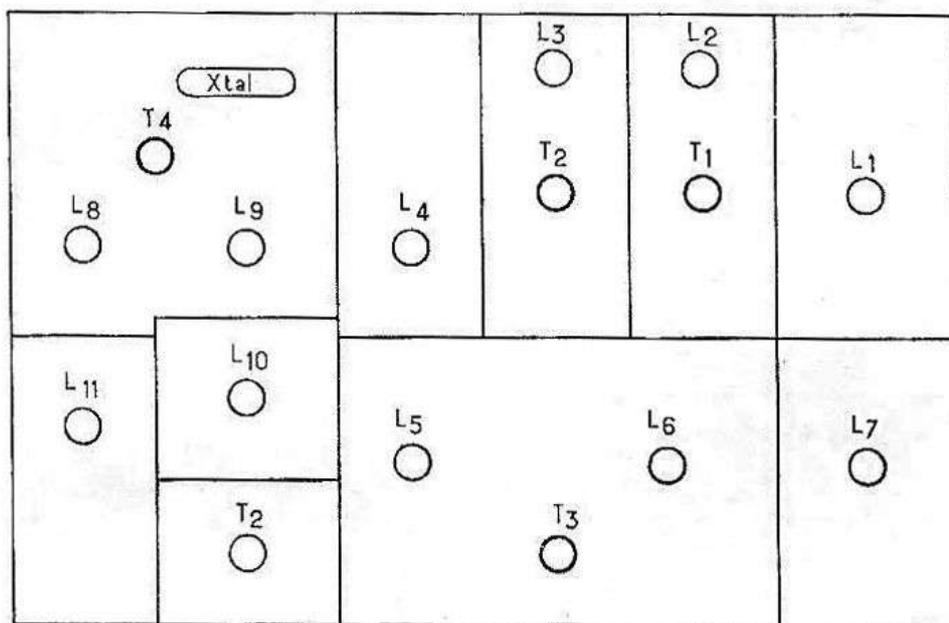


FIG. II-36

L'oscillateur local fait appel à un transistor AF114 dans un montage assez particulier qui rappelle l'oscillateur E.C.O. Le quartz est un composant facile à trouver en France. Nous avons déjà mentionné la firme L.A.S. C'est un quartz spécial overtone dont la fréquence de l'armonique 3 : 38,666 MHz est gravé sur le boîtier. Il oscille spontanément sur cette fréquence lorsque la bobine L_3 résonne sur 38 MHz. Mais la bobine L_9 qui est dimensionnée pour une fréquence triple constitue un court-circuit presque parfait pour

la tension HF produite par l'oscillateur. Par contre, elle met en évidence l'harmonique 3 (116 MHz) qui, à travers le filtre à quatre circuits F_4 , est acheminé vers l'étage mélangeur.

Toutes les résistances utilisées sont des composants miniatures (1/4 W) et les bobines sont établies comme suit :

| | Tours | Prise (côté masse) | Fil (argenté) | Longueur (mm) | | Mandrins |
|-----------------|-------|--------------------------|------------------|------------------|-----------------------------------|----------------------|
| L ₁ | 5 | 4 | 8/10 | 9 | Boucle de 1 spire à la base | ∅ 7 mm à noyau |
| L ₂ | 3,5 | -- | 8/10 | 6 | | |
| L ₃ | 5 | 2 | 8/10 | 9 | | |
| L ₄ | 4,5 | — | 8/10 | 7 | | |
| L ₅ | 4,5 | 2 | 8/10 | 8 | | |
| L ₆ | 9 | -- | 4/10 émaillé | 5 | | |
| L ₇ | 9 | — | 4/10 émaillé | 6 | | |
| L ₈ | 13 | 7 | 4/10 | jointives | | |
| L ₉ | 5 | — | 8/10 | 9 | | |
| L ₁₀ | | | | | | |
| L ₁₁ | | | | | | |
| L ₁₂ | 5,5 | 1,5 | 8/10 | 9 | | |

Mise au point. On commencera par l'oscillateur. Il est donc recommandé de ne pas alimenter, provisoirement, T₁, T₂, T₃, et on insérera un milliampèremètre de 10 mA dans l'un des fils allant à la batterie. En enfonçant le noyau de L₈, on verra brusquement le courant prendre une valeur de 3 à 5 mA, ce qui est l'indication que le quartz oscille. On s'assurera qu'il oscille bien sur l'over-tone 3 et non sur la fondamentale ce qui pourrait se produire si, le noyau étant très engagé, le circuit résonnait sur fréquence beaucoup trop basse. Pour régler le filtre F₄, le plus simple est de réunir par une capacité de l'ordre de 1 pF la prise de la bobine L₁₂ à une diode OA81 ou 85 associée à un microampèremètre sensible. L₉-L₁₀-L₁₁-L₁₂ seront réglées pour une lecture maxima de l'appareil de mesure. Lorsque ce résultat sera acquis on pourra poser la ligne de couplage L₁₂-L₅. Pour les circuits HF, on commencera par rétablir la ligne d'alimentation et par régler L₆-L₇ pour un maximum de signal si l'on dispose d'un

générateur 30 MHz, ou pour un maximum de bruit. Après quoi, le plus simple est de s'assurer le concours d'une station puissante sur laquelle on règlera L_1-F_1 et F_2 pour un niveau de sortie maximum.

L'ensemble est monté sur une platine de cuivre de 125 mm × 75 mm et la disposition pratique des pièces et des cloisonnements, absolument indispensables, est donnée figure II-36.

Convertisseur à lignes (145 MHz) à 2 étages HF (F8CV)

Ce montage présente un certain nombre de points communs avec le montage précédent dont il est une version récente et améliorée sous le rapport du gain (30 dB) et du facteur de bruit très bas par suite de l'adjonction d'un étage HF supplémentaire équipé d'un transistor de grande classe AF 139 (Siemens). Le schéma d'ensemble est celui de la figure II-37. L_1 est la ligne d'entrée qui constitue un

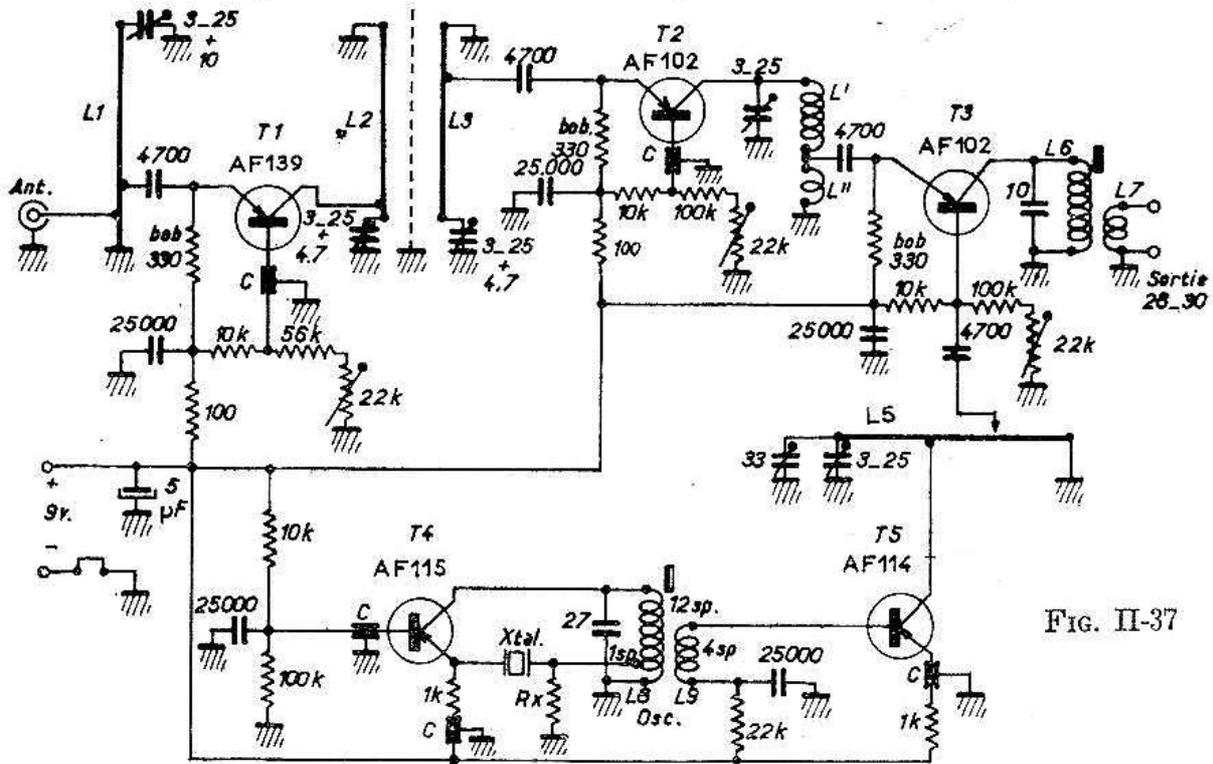


FIG. II-37

$L_1 - L_2 - L_3$ = Tube cuivre \varnothing 4 mm, long. 117 mm avant pliage.

L_5 = Tube cuivre \varnothing 4 mm, long. 95 mm avant pliage.

L_6 = 24 sp. fil 25/100, mandrin 6 mm, noyau magnétique.

L_7 = 6 sp. par-dessus L_6 , côté froid.

L_8 = 12 sp. fil 25/100, mandrin 8 mm, noyau magnétique, prise à 1 spire à partir de la masse.

L_9 = 4 sp. fil 25/100, contre L_8 , côté masse.

L' = 3 1/2 à 4 spires, fil 40/100, nu ou émail, \varnothing int. 5 mm, spires légèrement écartées.

L'' = 1 3/4 à 2 spires fil 40/100, nu ou émail, \varnothing int. 5 mm, spires légèrement écartées.

auto-transformateur HF, cependant que la liaison inter-étages s'effectue par les deux lignes L_2-L_3 qui forment un circuit surcouplé pour assurer la bande passante nécessaire de 2 MHz. Les lignes sont identiques à la figure II-42.

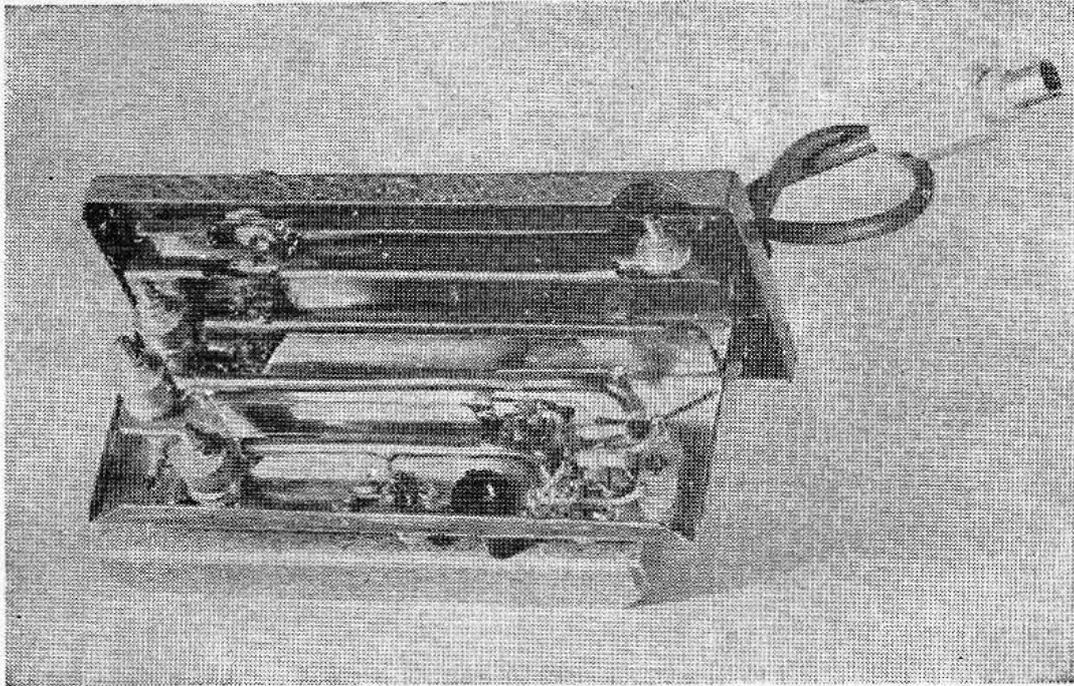


FIG. II-38

Pour clarifier le schéma, les cloisons masquant ces lignes entre elles n'ont pas été représentées dans le schéma de principe, non plus que dans les figures suivantes mais apparaissent clairement dans la vue de profil. Les trois étages en cascade $T_1-T_2-T_3$, sont montés en base commune et le plan de câblage de la figure II-39 indique

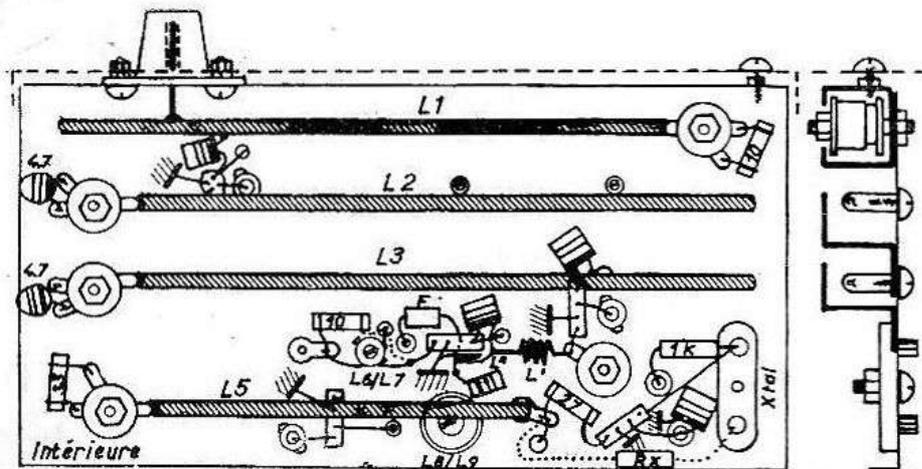


FIG. II-39

d'une façon claire les points de soudure de l'entrée d'antenne et de la connection allant à l'émetteur. La liaison T₂-T₃ s'effectue ici par un auto-transformateur L'-L'', non couplées entre elles, selon les détails de la figure II-40 qui se limite au circuit mélangeur. La sortie, dont le circuit est inséré dans le collecteur, s'effectue sur 28-30 MHz et un enroulement secondaire à basse impédance permet la liaison avec le récepteur qui fait suite.

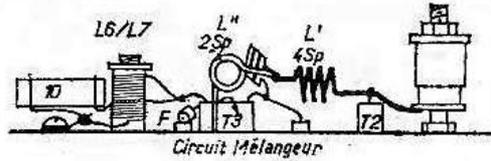


FIG. II-40

L'oscillateur local est très semblable à celui que nous connaissons déjà : un quartz FT 243 des surplus oscille directement sur son harmonique 3, grâce à une spire de réaction ménagée sur la bobine du

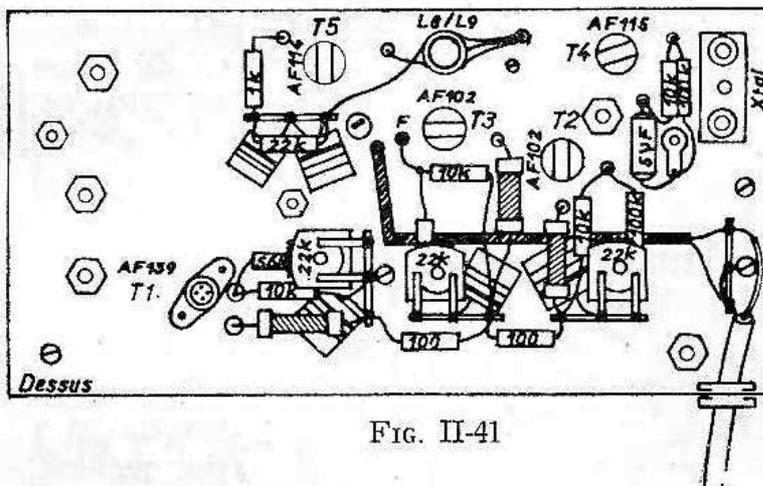


FIG. II-41

circuit collecteur L₈. Nous ne considérerons le fonctionnement comme correct que si le quartz ne démarre pas spontanément sur sa fondamentale (7725 kHz). Or, c'est presque toujours le cas, si on ne prévoit

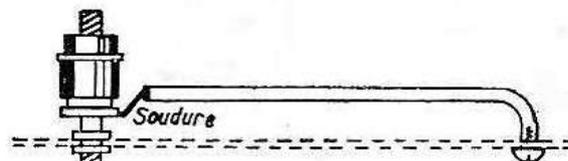


FIG. II-42

pas la résistance Rx d'amortissement entre quartz et masse. Un récepteur de trafic permettra de le contrôler. On donnera à Rx une valeur de 470 Ω pour commencer et on diminuera graduellement jus-

qu'à ce que le fonctionnement cesse sur la fréquence nominale. Lorsque ce résultat sera atteint on réglera L_8 pour obtenir l'oscillation franche en overtone. Bien entendu, en dehors des surplus, il existe des quartz spécialement taillés pour le fonctionnement sur partiels 3 ou 5 et dont la mise en œuvre est plus simple. C'est ainsi que nous avons essayé dans ce même montage des quartz 38,666 MHz (partiel 3) et 58 MHz (partiel 5) en boîtier miniature qui donnent d'ailleurs une excitation beaucoup plus copieuse de l'étage suivant (T_5), qui ne fonctionne plus alors qu'en doubleur ou tripleur. Reconnaissons que le prix de ces quartz spécialisés et incomparablement plus élevé que celui d'un brave FT 243 !... Pour une excitation normale, T_5 doit débiter 3 à 5 mA. On réglera L_5 au maximum de HF sur 116 MHz, puis L_6 sur le milieu de la bande MF, soit 29 MHz. C'est alors qu'on peut injecter à l'entrée un signal VHF sur une fréquence aussi voisine que possible du milieu de la bande (145 MHz), après avoir ouvert, provisoirement, complètement l'ajustable accordant L_2 . On réglera dans l'ordre L' puis L_3 et enfin L^1 pour le maximum de sortie, ce qui n'excluera pas, en passant d'en faire autant pour L_5 et L_6 . On terminera en amenant L^2 de part et d'autre de la fréquence centrale afin de couvrir la totalité de la bande. On peut en modifier la largeur, si nécessaire, en modifiant le régime de T^2 (R. ajustable du pont de base). A noter qu'on diminue la bande passante en reliant la cloison de L_2 à celle de L^1 et qu'inversement on l'augmente en reliant le blindage de L_2 à celui de L_3 .

L'appareil une fois terminé sera avantageusement mis en coffret avec ses piles, mais on ménagera en regard de chaque ajustable ou noyau un trou d'un diamètre suffisant pour y passer un outil permettant de retoucher les réglages et ceci est particulièrement indispensable pour L_5 (maximum de signal).

Convertisseur 145 MHz, avec ou sans étage HF (fig. II-43)

Le schéma comprend un mélangeur AF102 associé à un oscillateur à quartz à fréquence fixe équipé d'un transistor NPN 2N706 A. Accessoirement on peut lui adjoindre un étage HF séparé, représenté séparément (fig. II-44).

La première platine a été réalisée sur une plaquette pour circuit imprimé de 80 × 50 mm et la seconde sur le même matériau de 50 × 50 seulement.

On peut évidemment partir de quartz très divers selon la fréquence moyenne choisie qui est imposée par la gamme la plus appropriée du récepteur principal. Nous avons donné par ailleurs des

références relatives à l'approvisionnement en quartz taillés à la demande. Ici on a fait avec les moyens du bord et en particulier le quartz est un échantillon des surplus dont la fréquence en overtone

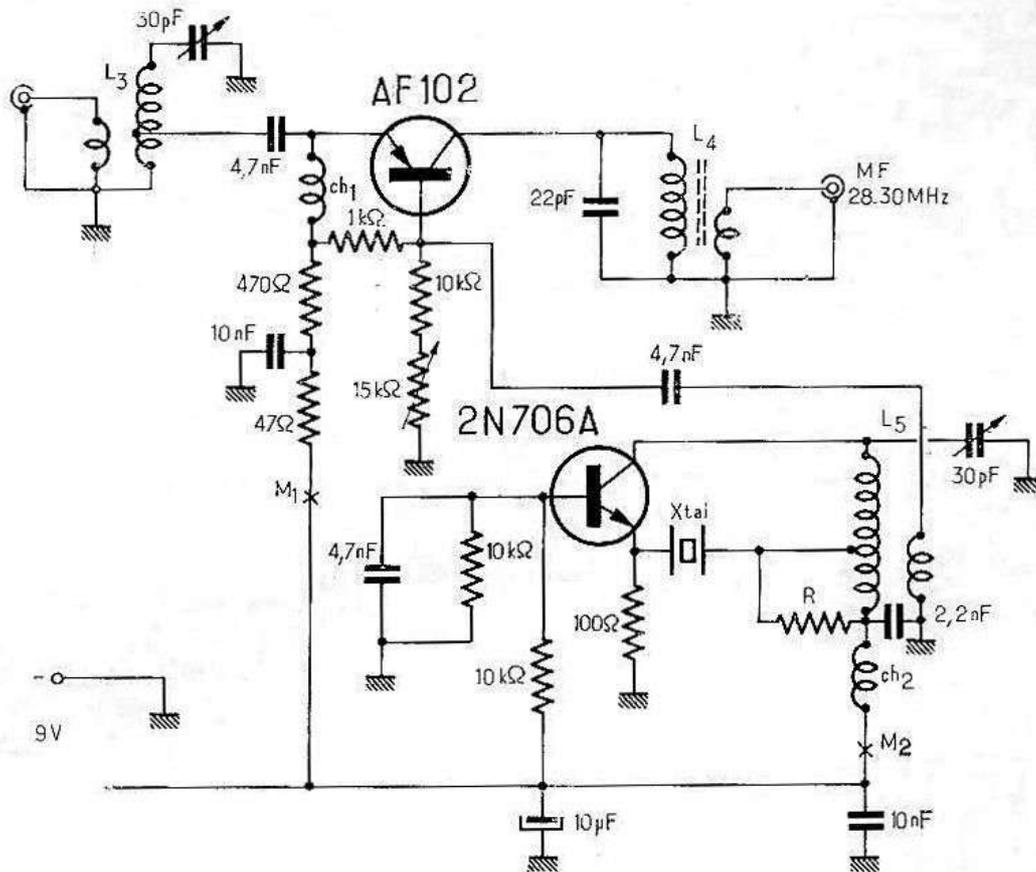


FIG. II-43

3 est 49,7 MHz. Comme ces quartz sont réputés, à juste titre, très actif, on a réussi, sans acrobatie, à le faire osciller directement sur partiel 7 ce qui donne une fréquence locale directe de $\frac{49,7 \times 7}{3}$

= 115,966 MHz, théoriquement, mais en fait, beaucoup plus près de 116 MHz. La stabilité reste parfaite et l'injection est beaucoup plus importante qu'avec un quartz sur partiel 3 suivi d'un quintupleur, disposition très couramment adoptée.

L'étage mélangeur est tout à fait classique. Son point de fonctionnement est ajustable par variation de la valeur du pont de base.

Avec un bon récepteur (28-30 MHz dans l'exemple choisi), les résultats sont tout à fait surprenants : les signaux sortent du souffle à partir de 2/10 de microvolt et des liaisons confortables ont été effectuées jusqu'à 250 km.

L'étage HF séparé est monté en base commune et apporte un gain appréciable. Le circuit d'entrée en π permet une adaptation rigoureuse à l'antenne, détail très important en général et particulièrement pour les stations mobiles.

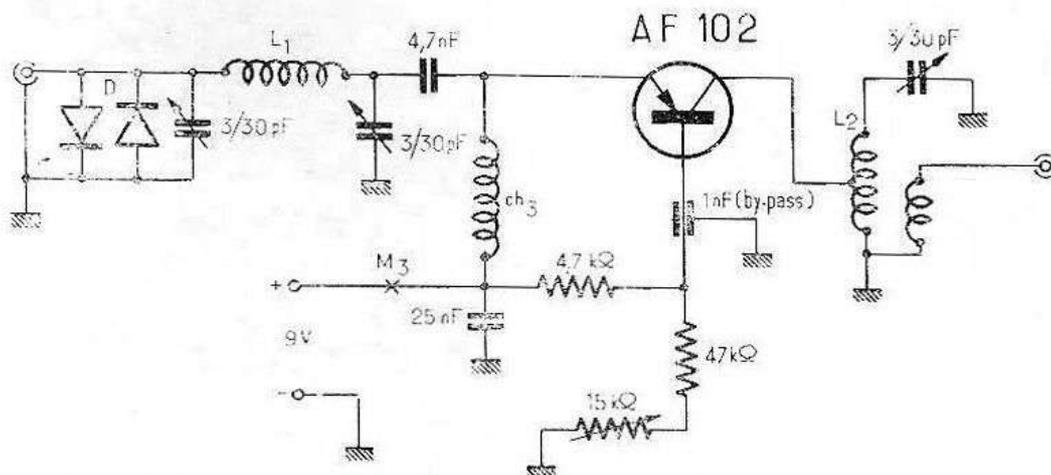


FIG. II-44

Les signaux sont audibles au-dessus d'un niveau d'entrée de 0,05 microvolt, performance qui le rend comparable aux meilleures réalisations. Nous pensons que ce montage progressif présente un réel intérêt bien qu'il utilise des transistors quelque peu dépassés mais qui ont le très grand mérite de foisonner un peu partout. Les croix en M_1 , M_2 et M_3 du schéma indiquent les points de mesure de chaque étage. On insérera à ces endroits un milliampèremètre (0 - 10 mA) pour fixer le point de fonctionnement du mélangeur et décaler, concurremment avec une boucle de mesure, l'entrée en oscillation du quartz sur l'over-tone 7. CH3 est une résistance de mesure bobinée de 270 Ω (type PE1).

Courants mesurés dans chaque étage :

$$\left. \begin{array}{l} M_1 = 2 \text{ mA} \\ M_2 = 6,5 \text{ mA} \\ M_3 = 1,4 \text{ mA} \end{array} \right\} \text{tension d'alimentation} = 9 \text{ V.}$$

Réglages : Lorsque l'oscillation a été identifiée comme étant bien sur 116 MHz, il suffit de retoucher les ponts de base pour obtenir les courants indiqués ci-dessus. La valeur de R se situe entre 100 et 500 Ω . Trop faible pour un quartz donné, l'oscillateur ne démarre pas et est trop élevé, au contraire le transistor auto-oscille. La valeur optima est à déterminer dans chaque cas particulier de telle manière que l'oscillateur ne décroche, ni ne glisse même quand on

approche la main de L_5 . Les bobines L_1 - L_2 - L_3 sont, bien entendu, accordées sur 145 MHz. L_4 résonne sur 29 MHz et la bobine de découplage à L_5 est ajustée de manière à obtenir le meilleur rapport signal/bruit.

Valeur des éléments (fig. II-43 et 44) :

Ch_1 - Ch_2 = 40 spires fil émaillé 2/10 mm sur un petit mandrin en plastique de 3 mm de diamètre.

L_1 = 6 spires fil argenté 12/10 mm, diamètre 6 mm.

L_2 = 5 1/2 spires, prise collecteur à 1 1/4 spire du sommet ; secondaire 2 spires côté masse.

L_3 = 5 spires - 12/10 mm - diamètre 6 mm - Primaire 2 spires ;

L_4 = 11 spires 2/10 mm sur mandrin Lipa diamètre 8 mm ; secondaire 2 tours, côté masse.

L_5 = 4 spires 12/10 mm, diamètre 9 mm. Longueur 15 mm. Prise cristal à 2 spires, côté masse. Une spire de couplage de 6/10 mm sous plastique au centre.

D = OA85 ou 1N69.

Préamplificateur à transistor FET

Le transistor utilisé est un FET du type N de la Texas Instruments dans un montage à source commune qui donne le meilleur rapport signal/bruit. Mis à part le transistor lui-même qui constitue l'élément le plus coûteux, le matériel utilisé est de valeur négligeable. C_1 - C_2 sont des ajustables-piston céramique (RTC) — fig. II-45.

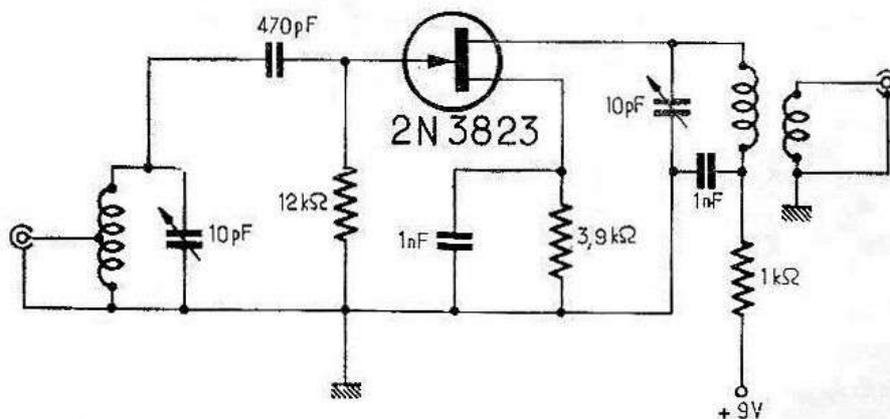


FIG. II-45

$L_1 = 5 \frac{1}{2}$ spires $\cdot 10/10$ mm argenté, diamètre 6 mm, longueur 20 mm - Prise à 1,1/2 spire côté masse.

$L_2 = 5$ spires, comme L_1 .

$L_3 = 2$ spires identiques, sous plastique, entre les spires et à la base de L_2 .

La polarisation de la source est obtenue avec une résistance-série de 3,9 k Ω et la tension de porte est de 2,5 V.

La seule précaution à prendre est de souder transversalement un blindage efficace qui isole parfaitement L_2 et L_1 . Bien réalisé, ce montage ne demande aucune précaution de neutrodynage. Le gain mesuré est légèrement supérieur à 10 dB.

Préamplificateur à transistor FET neutrodyné

(fig. II-46)

Ce montage fait également intervenir un transistor à effet de champ. La seule différence avec le précédent est qu'il est neutrodyné, ce qui lui assure une stabilité supérieure et un meilleur

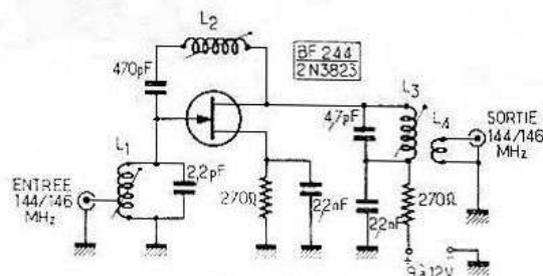


FIG. II-46

facteur signal/bruit. Dans la pratique, l'ensemble est réalisé sur une platine imprimée de 40 \times 60 mm (fig. II-47) et les bobines $L_1 - L_2 - L_3$ sont respectivement perpendiculaires l'une à l'autre : tout couplage rendrait le neutrodynage impossible.

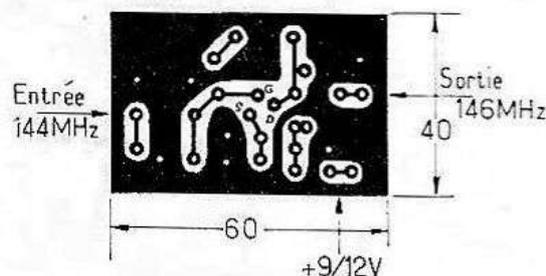


FIG. II-47

Ce gain dépend directement de la tension d'alimentation. Avec seulement 9 V, le gain maximum est de 10 à 12 dB. Il passe à 18 dB, soit un point de plus, avec 12 V.

$L_1 = 5 \frac{1}{2}$ spires, fil argenté, 5/10 mm, prise à 1 1/2 spire de la masse, mandrin Lipa 6 mm à noyau.

$L_2 =$ neutrodyne - 10 spires, fil 3/10 mm émaillé, jointives, mandrin 5 mm à noyau magnétique.

$L_3 = 5$ spires comme L_1 .

$L_4 = 1 \frac{1}{2}$ spires, fil sous gaine thermoplastique mince, autour et à la base de L_3 .

La mise au point se résume à deux opérations distinctes :

1 - La bobine L_2 avec un condensateur de 1,5 pF au parallèle est amenée à la résonance sur 144 MHz au grid-dip, puis soudée en place.

2 - Les bobines L_1 et L_3 sont amenées à la résonance au maximum de signal. Après quoi L_2 pourra être légèrement retouchée.

Nous avons pu apprécier en trafic l'amélioration apportée par ce montage qui nous a permis d'entendre confortablement des stations très éloignées.

Convertisseur 144 MHz, à filtres de bande

Ce montage a été tout particulièrement étudié pour éliminer les images et autres signaux indésirables qu'on rencontre fréquemment dans les convertisseurs VHF à transistors les moins élaborés et qui sont pratiquement impossibles à circonvier même au prix d'une mise au point sérieuse et soignée.

Les circuits HF sont réalisés « en l'air », en fil argenté, ce qui permet d'obtenir un Q de 150 (contre 100 pour des bobines conventionnelles sur mandrin à noyau magnétique). Bien que le gain du montage soit élevé, on a surtout recherché la rejection des signaux indésirables tant apportés par l'antenne que produits par la chaîne d'oscillation locale. C'est dans ce but que tous les circuits ont été établis en filtres de bande et c'est aussi pourquoi on a rejeté l'oscillateur local à un seul transistor qui fournit certes une tension d'injection suffisante mais beaucoup trop riche en harmoniques. Le schéma d'ensemble est celui de la figure II-48. L'antenne attaque le primaire L_1 du premier filtre de bande et le secondaire est accordé par un pont capacitif sur lequel revient l'émetteur du transistor d'entrée, monté en base commune. On retrouve une disposition assez similaire pour l'étage mélangeur dont le circuit de sortie est constitué par un filtre de bande à couplage critique, centré sur 29 MHz avec accord par noyaux magnétiques. La tension MF est prélevée

sur un pont capacitif établi de manière à trouver entre point commun et masse une impédance de 60 Ω. Le primaire est amorti par une résistance parallèle de 10 kΩ, de manière à obtenir une courbe de réponse convenable.

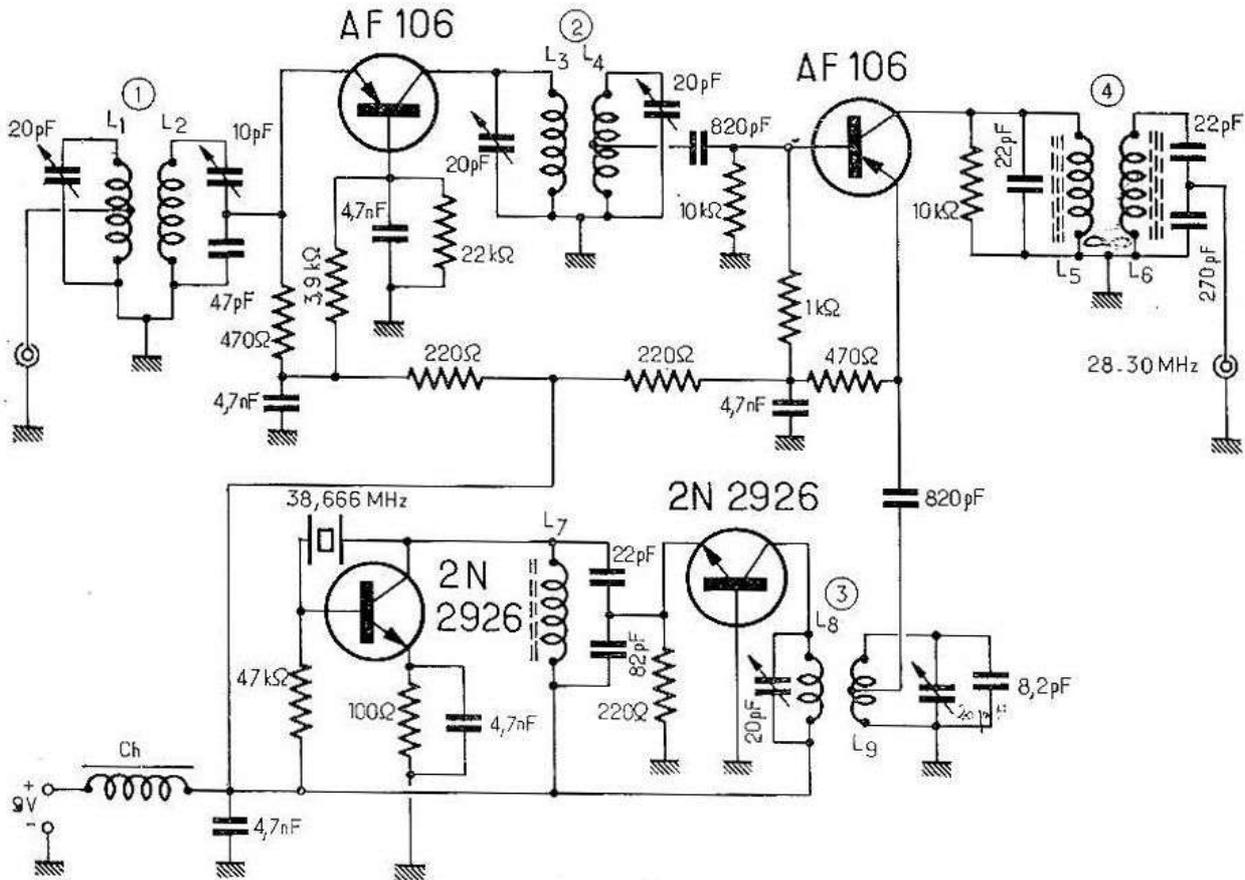


FIG. II-48

La section oscillation locale utilise deux transistors NPN au silicium dont le premier, associé à un quartz overtone entre collecteur et base, fournit un signal sur 38,666 MHz. Le second opère en tripleur de fréquence dans un montage à base à la masse, en classe C, et est chargé par un filtre de bande sélectif qui élimine tout signal autre que le 116 MHz qui est injecté sur l'émetteur du mélangeur par liaison capacitive.

La mise au point est classique. On commencera par l'oscillateur qui doit démarrer spontanément lorsque le circuit du collecteur résonne au voisinage de 38 MHz. Pour le vérifier, il suffit de mesurer le courant total pris par les quatre étages non réglés. En l'absence d'oscillation, on trouve une valeur globale de 25 mA qui diminuera de moitié lorsque L₇ sera réglé sur la fréquence de l'overtone.

Il n'y aura plus à revenir sur ce réglage. On accordera ensuite L_8 et L_9 de manière à obtenir le maximum de haute fréquence en s'assurant que la fréquence d'accord est bien 116 MHz. Ces deux réglages sont très pointus et réagissent l'un sur l'autre. Il y aura lieu de les reprendre plusieurs fois, alternativement. Le réglage optimum d'injection est celui pour lequel la chute de tension aux bornes de la résistance de découplage du mélangeur (220Ω) est de 0,4 à 0,5 V.

Accorder ensuite le filtre de bande MF (L_5 - L_6) sur 29 MHz et enfin L_1 - L_2 et L_3 - L_4 au générateur HF ou sur un signal stable pour un maximum de sortie.

Réalisation des bobinages : Utiliser du fil argenté de 6/10 mm.
 $L_1 = 5$ spires, prise d'antenne à 10 spires, côté masse.

| | | |
|------------------|---|-------------------------|
| $L_2 = 7$ spires | } | diamètre 5 mm en l'air. |
| $L_3 = 7$ spires | | |
| $L_4 = 4$ spires | | |
| $L_8 = 5$ spires | | |
| $L_9 = 5$ spires | | |

Espacement : L_1 - L_2 , L_3 - L_4 , L_8 - $L_9 = 10$ mm d'axe en axe.

| | | |
|---|---|--|
| $L_5 = 16$ spires, fil émaillé, 4/10 mm | } | mandrin Lipa 6 mm à noyau magnétique. |
| $L_6 = 16$ spires, fil émaillé, 4/10 mm | | |
| $L_7 = 11$ spires, fil émaillé, 4/10 mm | | |

Ch = VK 200 10/4 B.

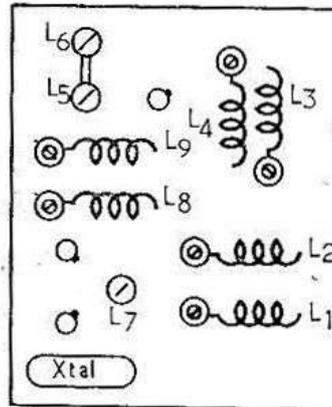


FIG. II-49

Les ajustables sont des céramiques miniatures Triko (importation allemande).

L'ensemble a été réalisé sur un circuit imprimé de 80 mm × 80 mm et la figure II-49 donne une idée de l'implantation des éléments.

Un préamplificateur à cavité

L'originalité de ce montage est qu'il n'utilise comme circuit d'entrée ni une bobine, ni une ligne, mais une cavité résonnante.

Comme élément amplificateur nous avons adopté un transistor AF139, dont la réputation est de n'engendrer que peu de souffle. Le tout, assemblé suivant le schéma de la figure II-50 et disposé selon la figure II-51. Le transistor est excité par l'émetteur (montage base commune). Dans le collecteur nous voyons un circuit accordé sur 145 MHz : L_2/C_2 , couplé à un autre circuit en pi, celui-là : $L_3/C_3/C_4$. Le condensateur C_4 permet d'adapter la sortie à un câble coaxial. Le couplage entre L_2 et L_3 détermine, dans une certaine mesure, la largeur de bande.

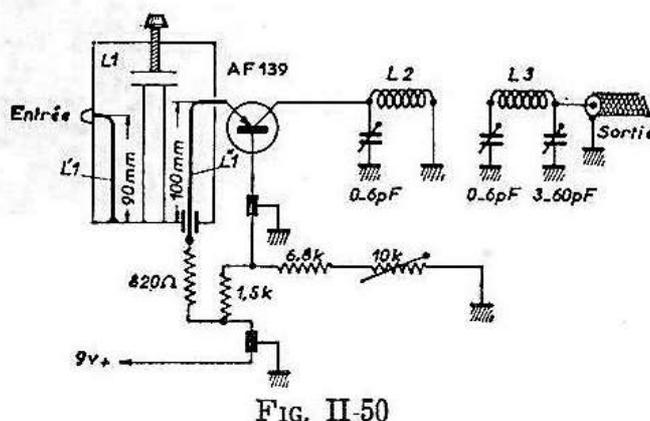


FIG. II-50

L_1 = cavité.

$L_2 = L_3 = 7$ spires fil émaillé 5/10 en l'air $\varnothing 6$ mm, distance entre L_2 et L_3 : 3 mm à ajuster.

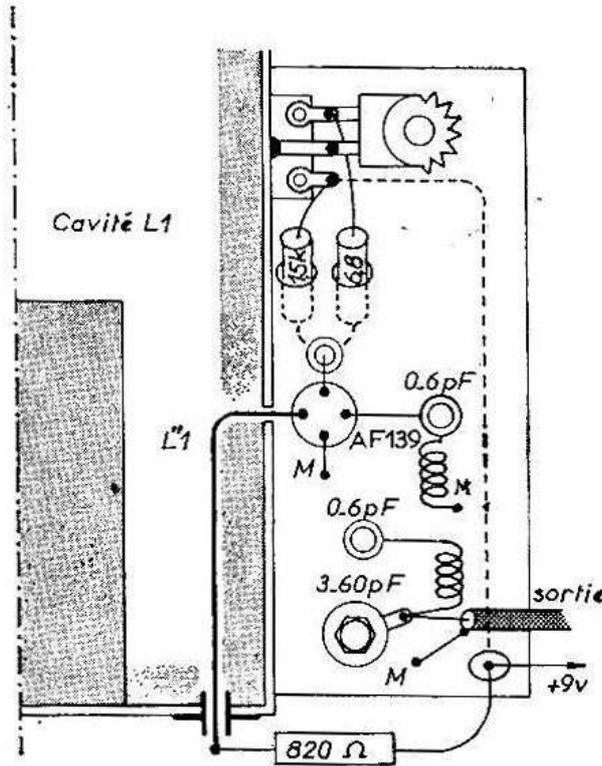
Le régime du transistor est commandé par la résistance ajustable de 10 000 ohms. On recherchera le meilleur rapport signal/bruit pour un régime compris entre 1 et 2 mA.

L'_1 a été monté isolé de la cavité par des perles de verre et un condensateur by-pass dans le fond de la cavité. Ainsi réalisé, le couplage direct avec le transistor est possible et l'alimentation de l'émetteur du transistor se fait par le by-pass.

Le réglage est simple, puisqu'il s'agit d'aligner tous les circuits sur 145 MHz. En première approximation, l'ajustable 3-60 sera réglé à mi-course.

Les résultats sont excellents. Placé devant un convertisseur, ce préamplificateur apporte une amélioration incontestable du rapport signal/bruit.

Evidemment, il apporte également un gain de quelque 15 dB dont l'intérêt est généralement secondaire. Le grand intérêt de l'opération étant l'amélioration du rapport signal/bruit, dû aux qualités de ce circuit d'entrée à forte surtension.



Disposition des éléments sur une plaquette de cuivre de 35 mm de largeur fixée sur la paroi de la cavité.

FIG. II-51

Convertisseur 145 MHz à transistors FET

Ce montage utilise dans les circuits HF deux transistors à effet de champ qui sont maintenant disponibles à très bas prix, cependant que la partie « oscillation locale » fait appel à deux PNP, bien classiques.

Si la sortie s'effectue sur 3-5 MHz, c'est pour satisfaire à des impératifs personnels, mais on pourrait imaginer sans effort, la

transposition sur 28-30 MHz au prix de modifications mineures. Le schéma restera toujours le même (fig. II-52). Il n'appelle d'ailleurs aucun commentaire particulier.

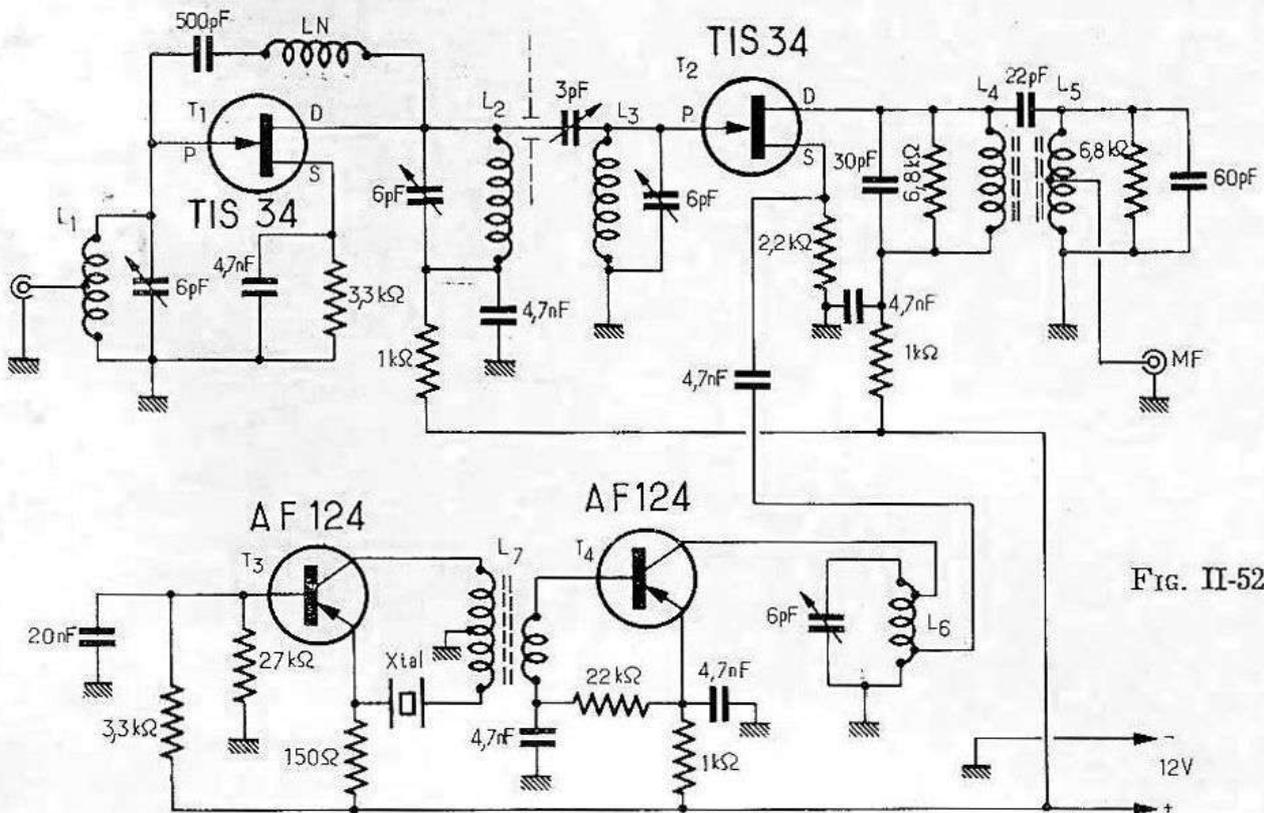


FIG. II-52

L'étage d'entrée est monté en « source commune ». Le signal est appliqué à la « porte » et le circuit de sortie est inséré dans l'électrode appelée « drain ». Le neutrodynage est absolument indispensable et réalisé au moyen de la bobine LN, exactement comme on le ferait avec un nuvistor. La présence d'une capacité en série n'a pour but que de séparer la « porte » du « drain » au point de vue courant continu. La liaison avec l'étage mélangeur s'effectue par deux circuits identiques couplés en tête par une très faible capacité. De ce qui a été dit plus haut, il résulte que drains et portes sont reliés en tête des circuits et non sur une prise intermédiaire. Le signal incident (145 MHz) est appliqué à la « porte » du mélangeur et l'oscillation locale (dans notre cas, 141 MHz) est injectée dans la « source ». Le battement constitue le signal MF (3-5 MHz) qui apparaît dans le « drain » où il est mis en évidence dans un circuit accordé résonnant sur cette fréquence et convenablement amorti pour obtenir, ce qui est assez difficile, une bande passante voisine de 2 MHz. Le problème se simplifierait notablement si on adoptait une fréquence égale ou supérieure à 10 MHz.

Un seul circuit accordé par les capacités internes ou parasites avec quelques spires pour une sortie secondaire à basse impédance conviendrait alors parfaitement.

Le circuit oscillateur travaille à partir d'un quartz de 47 MHz. Une partie de la bobine L_7 constitue l'enroulement de réaction et le secondaire attaque un tripleur classique polarisé au cut-off. On a utilisé ici des transistors PNP AF124, mais il est bien évident qu'il existe une infinité de substitutions possibles. On ne perdra néanmoins pas de vue que l'injection sur la source de T_2 doit être suffisante. Nous avons relevé pour les conditions normales de fonctionnement 0,1 à 0,2 V HF au voltmètre à lampes. Une injection insuffisante se traduit par un manque de sensibilité. Par contre, une tension HF trop élevée aux bornes de la résistance de source produit un bruit de fond excessif.

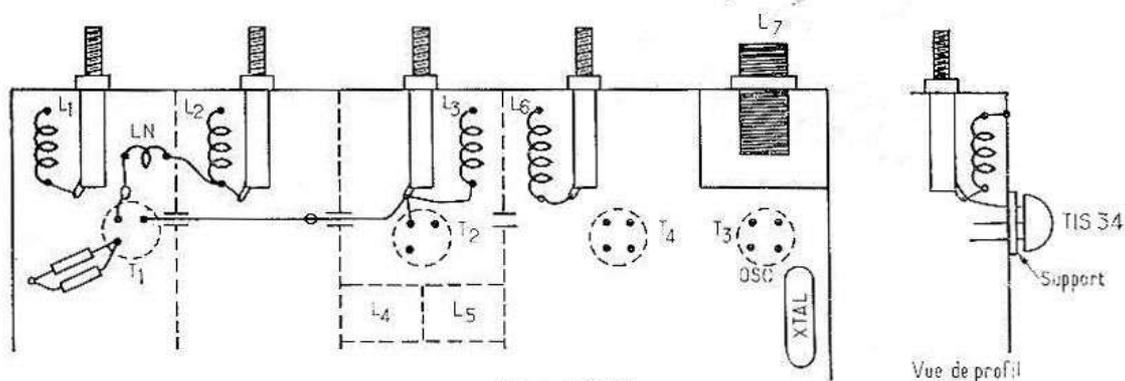


FIG. II-53

La mise au point de l'oscillateur est une opération de routine lorsqu'on a une certaine pratique de ce genre de montage. Le noyau de L_7 permet de faire entrer T_3 en oscillation sur l'over-tone 3 du quartz (47 MHz). Dès lors, en injectant un signal local puissant à l'entrée, on doit le recevoir, même très faiblement entre 3 et 5 MHz. L_1 - L_2 - L_3 - L_4 - L_5 et L_6 sont alors réglés pour une réception maximum.

Le réglage de LN, bien que peu critique, est indispensable. Pour y parvenir une fois pour toutes, on procédera comme suit :

- 1° Couper l'alimentation de T_1 , au niveau de la résistance de découplage de 1 k Ω .
- 2° Brancher un voltmètre électronique à la sortie MF.
- 3° Envoyer un signal puissant sur l'antenne.
- 4° Ajuster L_4 pour obtenir un signal *minimum* à la sortie.

Il est bien entendu que, comme dit plus haut, tous les circuits étaient très près de leur réglage optima.

Il y aura lieu de régler L^1 et L^2 au *maximum* de signal, puis de reprendre le réglage de L^4 pour un *minimum*. Et ainsi de suite plusieurs fois.

Après quoi, on rétablira la liaison à la source de tension positive. La mise au point est alors terminée. Les résultats sont excellents et les performances comparables à celles d'un convertisseur à lampes des mieux étudiés. On pourra augmenter le gain d'entrée en diminuant la résistance de source jusqu'à $1\text{ k}\Omega$ et même $330\ \Omega$.

Réalisation des bobinages

$L^1 = 6$ spires, prise à 1 spire de la masse, fil argenté 8/10 mm.
Longueur : 13 mm.

$L^2 = - d^\circ$ — longueur 9 mm.

$L^3 = - d^\circ$ — longueur 13 mm.

$L^6 = - d^\circ$ — longueur 11 mm, prises à 1 et 5,5 spires de la masse.

$L^N = 8$ spires, fil 5/10 mm émaillé, jointives.

Toutes bobines sur mandrin LIPA à noyau de 6 mm.

$L^7 = 12,5$ spires, fil 5/10 mm émaillé, sur mandrin LIPA 8 mm à noyau. Prise à + 2,5 spires, côté quartz. Secondaire : 3 spires autour de L^7 , au niveau de la prise, côté collecteur.

$L^4 = 100$ spires, fil 10/100 mm, émaillé, jointives, sur mandrin LIPA 10 mm et noyau.

$L^5 = 85$ spires, fil 10/100 mm, émaillé jointives, — d° — prise à 8 spires, côté masse. Distance L^4 - $L^5 = 22$ mm de centre à centre.

Note : à la complication d'un filtre de bande L^4 - L^5 en sortie, on peut substituer, — l'essai a été fait — une bobine unique L^4 , accordée par 15 pF en parallèle, constituée comme plus haut par 125 spires et amortie par $22\text{ k}\Omega$. La boucle de couplage à basse impédance sera constituée par 13 spires à la base de L^4 . Malgré la fréquence basse utilisée, le circuit simplifié « passe » convenablement les 2 MHz de la bande 144 MHz.

Convertisseur 144 MHz à transistors à effet de champ à double-porte

Equipée des nouveaux transistors à effet de champ à double porte cette réalisation présente, outre l'attrait de la nouveauté, un certain nombre de particularités intéressantes. Réalisé par F8CV, l'appareil comme tous ses devanciers comporte des circuits accor-

dés en ligne quart d'onde. Le gain de l'ensemble est de 30 dB malgré un seul étage d'amplification à haute fréquence. Les transistors utilisés ayant leurs électrodes de commande isolées sont commandés par des tensions, comme les tubes à vide. Les capacités internes étant très réduites, aucun neutrodynage n'est nécessaire, d'où une simplification notable.

Nous nous reporterons, figure II-54 au schéma de principe. La ligne L_1 est couplée à l'antenne par une prise à basse impédance et reliée en son extrémité à la porte n° 1 de l'étage d'entrée de T_1

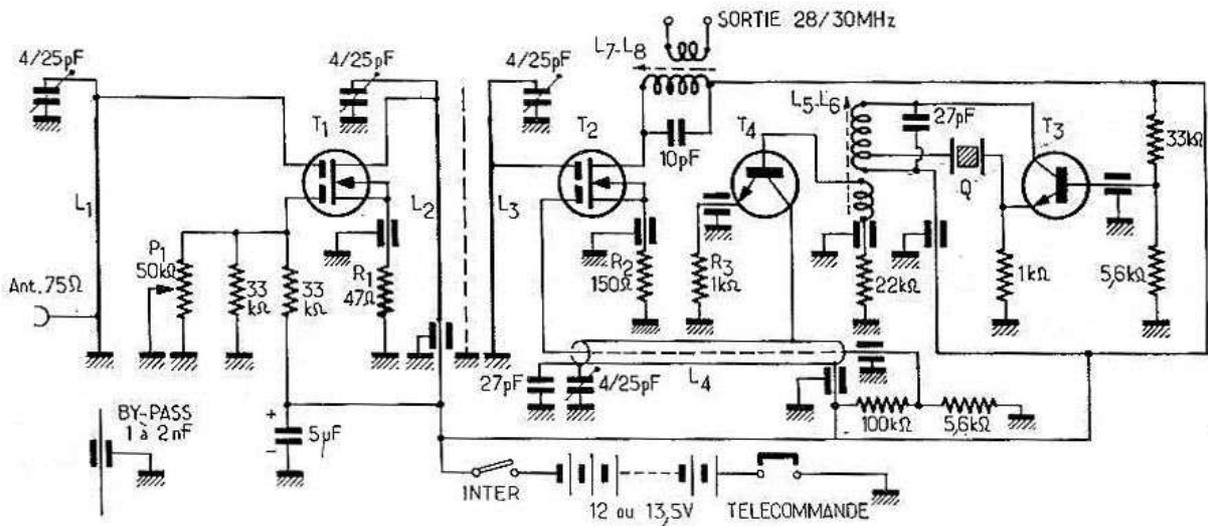


Fig. II-54

(3N140). La porte n° 2 sert à la commande de gain. Le potentiomètre P_1 shunté par une résistance parallèle de protection fait varier la polarisation positive de cette électrode. La source est reliée à la masse par une résistance d'autopolarisation de 47Ω et le « drain »

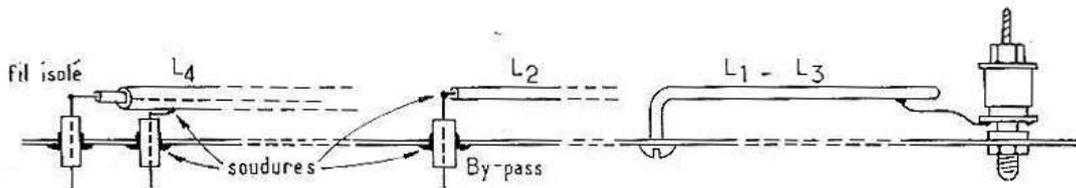


Fig. II-55

est chargé par une seconde ligne L_2 , accordée par un ajustable. Cette ligne étant positive par rapport à la masse est « en fait », supportée par l'ajustable à une extrémité et par une traversée autodécouplante à l'autre, comme le montre la figure II-55.

L_2 est couplé à L_3 par une découpe dans le blindage qui les sépare. La figure II-58 donne la forme et la dimension de cette découpe, disposition adoptée après divers essais, et préférable au couplage par un condensateur de faible valeur.

T^2 est un 3N141 monté en mélangeur. La porte n° 1 est reliée, non pas au point chaud de L_3 mais à une prise à environ $3/4$ de la longueur, ceci pour moins amortir L_3 et obtenir une courbe de réponse aux flancs plus abrupts. La porte n° 2 reçoit le signal d'oscillation locale en plus de la tension fixe de polarisation. Nous reviendrons sur le circuit L_4 un peu plus loin. Le drain reçoit le courant d'alimentation à travers le circuit de sortie L_7/L_8 , accordé sur 29 MHz. La sortie est à basse impédance.

Les transistors T_3 et T_4 sont des silicium NPN, (BF153 de Fairchild). T_3 est l'oscillateur quartz fonctionnant en overtone 3, sur 23, 200 MHz, à partir d'un quartz 7733, 333. Les quartz des surplus FT243 fonctionnent très bien sur ce montage. On pourra utiliser les fréquences 7725 ou 7740, qui sont les plus approchantes. Les quartz spéciaux pour overtone délivrent un peu plus de HF, mais coûtent plus cher, T_4 fonctionne en quintupleur de fréquence et délivre, dans le circuit L_4 , la fréquence 116 MHz nécessaire au changement de fréquence :

$$144 \text{ à } 146 - 116 = 28 \text{ à } 30 \text{ MHz.}$$

L_4 est semblable aux circuits 145 MHz, mais sa fréquence est abaissée à 116 MHz par l'adjonction d'un condensateur de 27 pF en parallèle sur l'ajustable. La ligne L_4 étant tubulaire, l'alimentation de la porte n° 2 de T^2 se fait par un fil isolé passant à l'intérieur de L_4 , suivant un procédé classique.

L'alimentation se fait sous 12 ou 13,5 V. Le montage fonctionne encore avec 6 V, mais le rendement diminue avec la tension d'alimentation.

Pratique : Le montage est réalisé sur un petit châssis en cuivre rouge (fig. II-56). Les circuits accordés et leurs blindages sont montés sur une face du châssis et tout le reste du montage est sur l'autre face (fig. II-61-62). T^1 et T^2 sont montés sur des supports. Le boîtier en étant relié à la source, il ne faut aucun contact avec le boîtier. En particulier, les griffes du support, s'il en existe, seront supprimées. On pourra, par sécurité, intercaler une mince rondelle isolante entre le transistor et le support. La figure II-61 montre le châssis, côté circuits accordés, en supposant les blindages retirés.

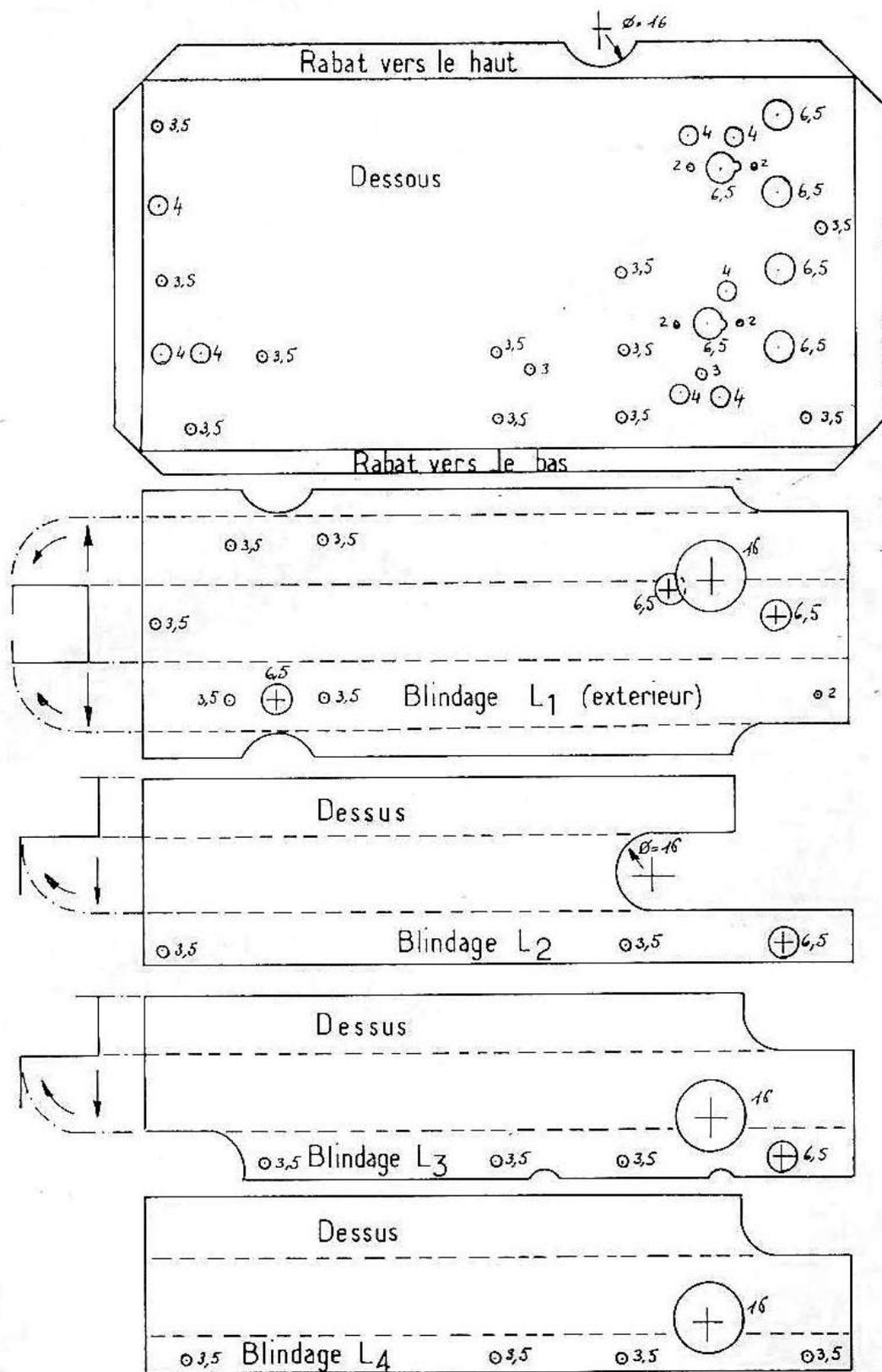


FIG. II-56

FIG. II-57

FIG. II-58

FIG. II-59

FIG. II-60

T₃ et T₄ sont câblés directement, sans support. Le montage de ces deux étages est réalisé sur une petite équerre en cuivre comme indiqué figure II-63.

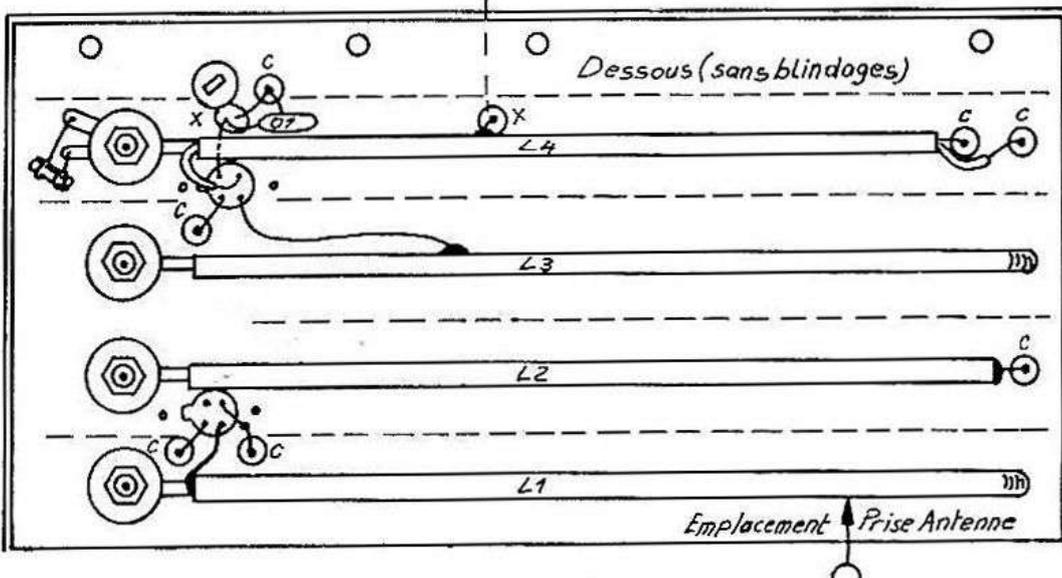
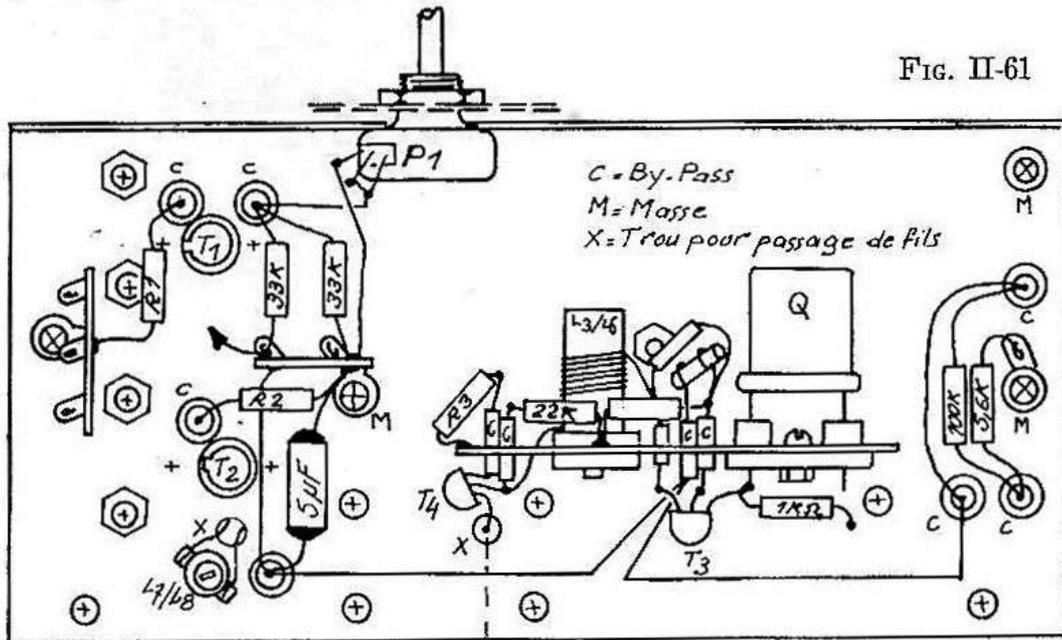


FIG. II-62

Les lignes accordées sont réalisées en tube de cuivre de 4 mm de diamètre extérieur. Les condensateurs ajustables sont des 4-25 pF, modèle professionnel de COPRIM. Chaque ligne est blindée comme indiqué figure II-64.

Pour améliorer le rendement et surtout pour éviter l'oxydation future, les lignes et leurs blindages sont passés au bain de dorure. On pourra se contenter de cuivre rouge soigneusement verni, mais pas de laiton.

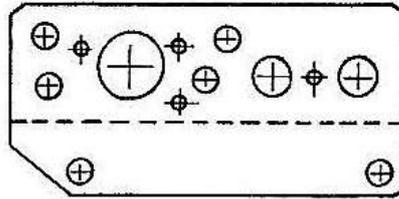


FIG. II-63

Les figures II-56 à 60 donnent toutes les indications pour mener à bien la préparation des éléments. Le montage ne soulève aucune difficulté particulière. Les vis de montage des lignes, et surtout les écrous de fixation des condensateurs ajustables seront serrés très fort.

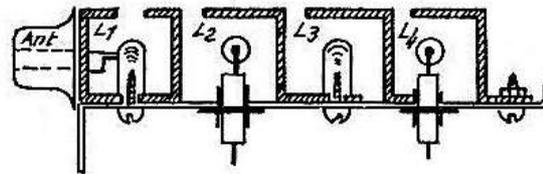


FIG. II-64

L'alimentation est prévue par trois piles pour lampe de poche du type « Gnome » (petit modèle), logées dans un casier prévu à cet effet. Un interrupteur est placé sur la face avant du coffret. Le potentiomètre P^1 est également fixé sur la face avant.

Réglages : Ils sont assez simples. Le noyau de L_5/L_6 étant réglé pour obtenir l'oscillation, régler L_4 pour le maximum de sortie 116 MHz. Le circuit de sortie est à caler sur 29 MHz, et les circuits HF, L_1 à L_3 sont tous à régler sur 145 MHz. Pour L_1 , pas de difficultés, mais pour L_2/L_3 , du fait du surcouplage, on constatera que

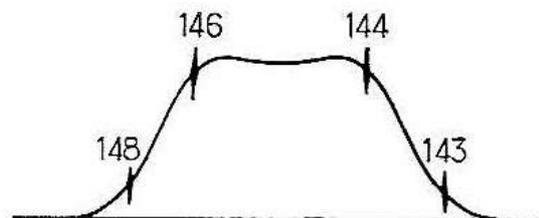


FIG. II-65

L_2 détermine la fréquence alors que L_3 fait basculer la courbe en « sens inverse ». Autrement dit, lorsque tout est bien réglé (courbe figure II-65), si on augmente la capacité terminale de L_3 , la courbe

fait apparaître une pointe du côté des fréquences élevées (fig. II-66-A) et inversement (fig. II-66-B). L'usage d'un wobulateur et d'un oscilloscope permet un alignement parfait. La sortie du convertis-

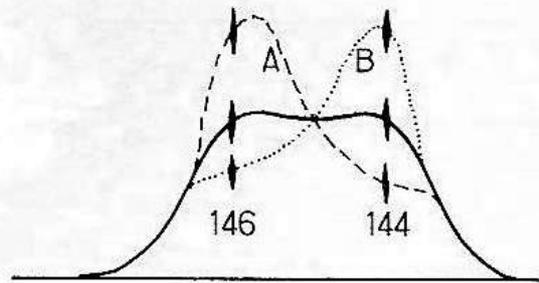


FIG. II-66

seur est alors reliée à l'entrée de l'oscilloscope par une sonde représentée (fig. II-67). On peut considérer que le réglage est correct lorsqu'en dérégulant L^1 , en plus ou en moins, la pointe qui apparaît à droite ou à gauche de la courbe a dans les deux cas la même amplitude. A l'inverse, ici, en augmentant la capacité terminale, on obtient la courbe (fig. II-66-B) et, en diminuant la courbe de la figure II-66-A.

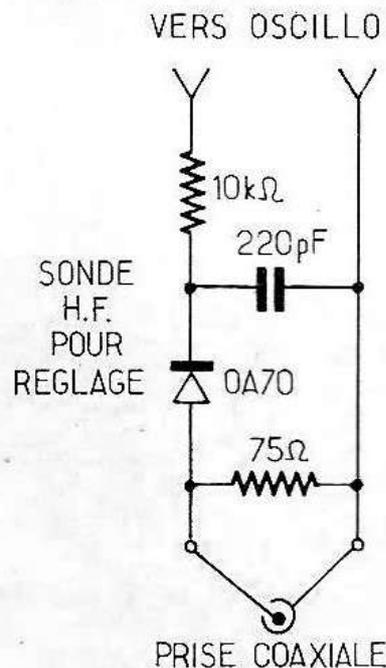


FIG. II-67

On pourra chercher à améliorer le rendement en rendant variables successivement R^1 , R^2 puis R^3 et après cette opération, on soudera définitivement, chaque fois, une résistance fixe de valeur convenable.

Nous avons noté que la tension HF mesurée au point chaud de L_4 doit être comprise entre 1,5 et 2 V pour le meilleur rendement du changement de fréquence. Cette tension est obtenue sans difficulté avec le montage proposé.

Le potentiomètre P_1 a, sur l'amplification, une action d'environ 20 dB, ce qui suffit à éliminer un gêneur, dans les cas extrêmes.

Si la largeur de la courbe obtenue n'est pas exactement celle de la figure II-65 on peut modifier un peu en reliant ensemble, extérieurement, les blindages de L_2 et de L_3 , par un petit morceau de fil de cuivre. Si on fait cette connexion du côté des condensateurs ajustables, on diminue la largeur de bande. Si la connexion est à l'extrémité opposée, on l'élargit.

Résultats : Le gain global du montage est de 30 à 32 dB suivant les exemplaires. Le facteur de bruit est excellent puisque la limite d'audibilité, pour une porteuse hétérodynée (BFO) est de l'ordre de 1/100 de microvolt.

La transmodulation, pour le gain maximum, apparaît pour une tension perturbatrice de 10 millivolts environ, appliquée à l'entrée. Nous ne parlerons pas des mesures effectuées avec générateur de bruit, les chiffres diffèrent quelque peu en changeant de générateur. De toute façon, ce montage est supérieur à ce qui a été réalisé précédemment avec des transistors germanium ou silicium.

Précautions : Ces FET à portes isolées imposent quelques précautions. Signalons qu'ils sont livrés par le fabricant avec les quatre fils de connexion court-circuités par un œillet métallique. On se souviendra que les connexions correspondant aux portes ne doivent jamais rester « en l'air ». Pour chaque intervention sur le châssis, les FET seront retirés de leur support. La simple induction du secteur sur le fer à souder ou sur le corps de l'opérateur suffit, dans certaines conditions, à claquer l'isolement des portes. Par contre, sur le montage terminé, les FET semblent très solides. Il est évident que près d'un émetteur, sont les mêmes précautions à prendre contre les « retours HF » que lorsqu'on utilise des transistors classiques.

Convertisseur 144 MHz à transistors FET

Le schéma de ce convertisseur est donné par la figure II-68. La partie supérieure représente la section HF et le mélangeur ; la partie inférieure reproduit le schéma adopté pour l'oscillateur local et l'étage multiplicateur de fréquence. On a utilisé ici deux tran-

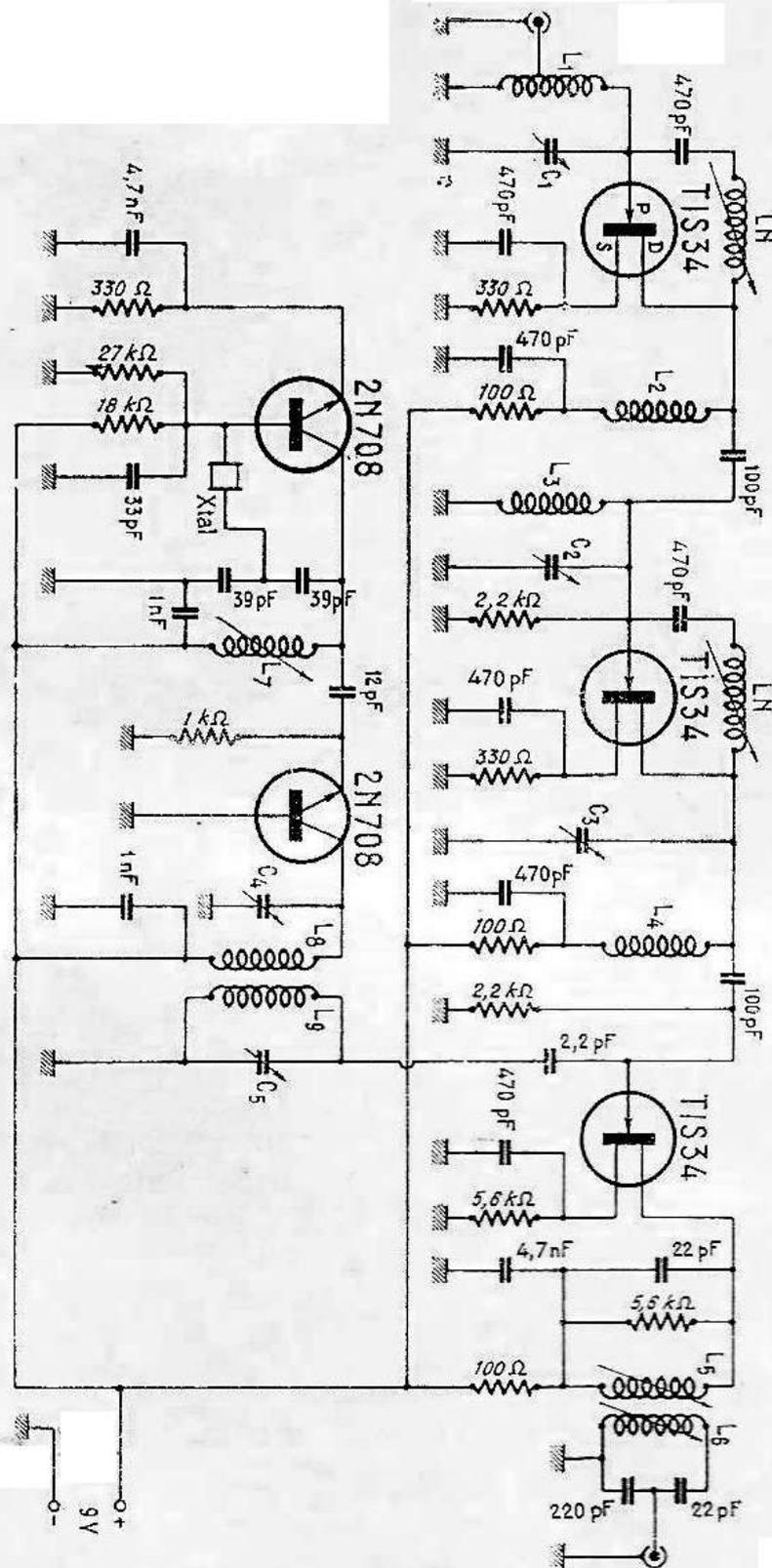


FIG. II-68

sistors très répandus et pour notre part nous avons employé deux 2N708, NPN au silicium bien connus pour leur excellente tenue aux fréquences élevées. Le quartz est un modèle miniature 38,666 MHz, overtone 3, inséré entre collecteur et base. La réaction est prélevée sur le pont capacitif qui accorde la bobine L7 et un faible découplage entre base et masse assure un fonctionnement stable sans autre réglage que celui du noyau de la bobine. Le second étage, tripleur, est monté en base commune avec polarisation nulle, ce qui simplifie d'autant le câblage et la tension HF (116 MHz) est mise en évidence dans le circuit oscillant C₄-L₈, qui constitue le primaire d'un filtre de bande avec C₅-L₉, sur lequel est prélevée la tension HF qui sera transférée au mélangeur par une très faible capacité. Cette partie du montage n'appelle aucun commentaire et ne demande que quelques minutes d'une mise au point sur laquelle il n'y aura plus à revenir.

La section HF comprend deux étages amplificateurs en cascade avant mélange.

Le gain est alors si important que l'on a dû amortir les circuits d'entrée du deuxième étage et du mélangeur par une résistance de 2,2 k Ω , ce qui a grandement contribué à stabiliser l'ensemble et à obtenir une bande passante compatible avec l'étendue (2 MHz) de la bande 144 MHz.

Les transistors utilisés sont des TIS-34 (Texas Instruments), dont le prix est inférieur à celui d'une lampe.

A l'inverse des « MOS FET », ce type de FET, dits à couche neutre, a la particularité de présenter un courant de drain même quand la tension porte-source est nulle. C'est ce qui explique qu'aucun pont diviseur de tension ne figure sur le schéma et que les sources sont polarisées par des cellules RC comme la cathode d'un tube en polarisation automatique.

Par ailleurs la capacité drain-porte, très faible, est en VHF un avantage non négligeable.

Les deux étages amplificateurs sont pratiquement identiques et comportent chacun un circuit de neutrodynage parallèle, ajustable LN, en série avec une capacité fixe qui a pour rôle d'isoler la porte en continu.

Le circuit d'entrée L¹-C¹ étant à impédance relativement élevée, la prise intermédiaire d'antenne se trouve près de la masse. C'est un avantage à noter, car l'ensemble constitue vers la porte un transformateur, élévateur de tension qui n'engendre aucun souffle.

Le drain est chargé par une bobine d'arrêt, L_2 , et la tension HF préamplifiée est appliquée à la porte du deuxième étage par une liaison capacitive à l'extrémité de laquelle nous trouvons un nouveau circuit accordé sur 144 MHz, L_3-C_2 .

Par contre, le circuit de porte du mélangeur étant apériodique, le drain du second étage amplificateur HF est chargé par un circuit résonnant, L_4-C_3 .

C'est en ce point que vient aboutir la liaison avec l'étage tripleur 116 MHz. Il en résulte que la fréquence du signal de sortie est, dans notre cas, de 28-30 MHz et que le filtre MF L_5-L_6 est accordé sur cette fréquence. Les deux bobines du filtre MF sont couplées à la base par une simple boucle en forme de O allongé, non torsadée, mais simplement légèrement pincée dans l'intervalle des deux bobines. Elle est réalisée en fil fin recouvert d'une gaine mince. (Un fil trop gros introduit un couplage excessif.) Le secondaire du filtre se referme sur un pont capacitif qui permet de trouver un point d'impédance 70Ω et de le coupler, par un morceau de câble coaxial de faible diamètre et aussi court que possible, à l'entrée du récepteur principal.

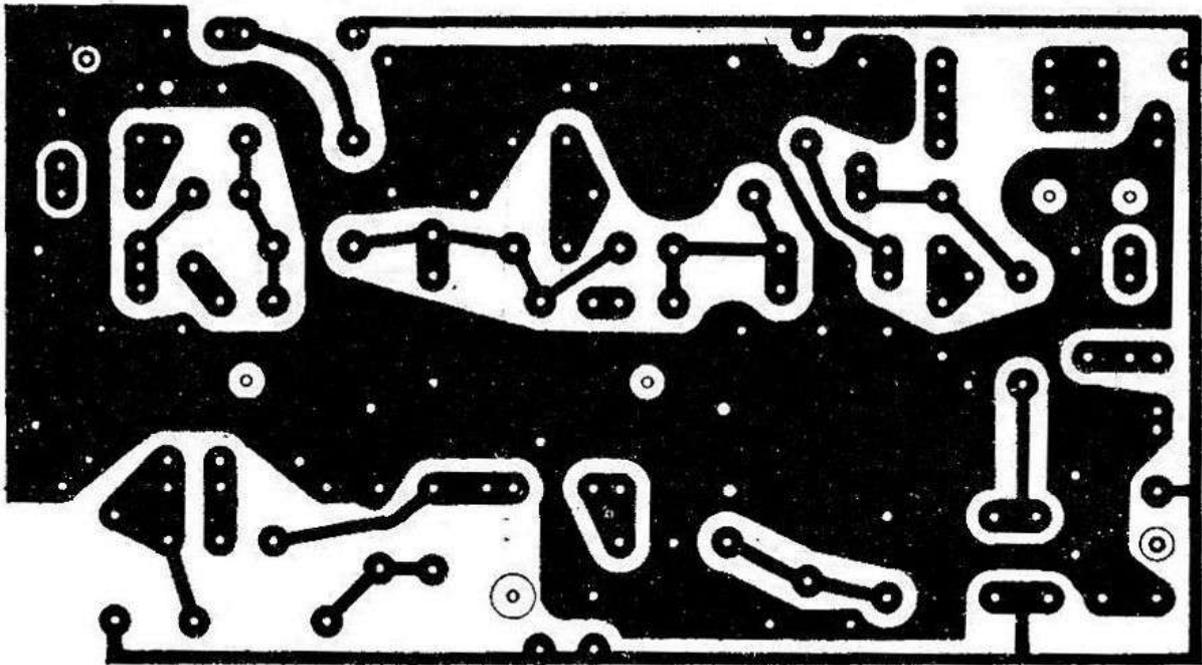


FIG. II-69

Dans la pratique, on a utilisé un circuit imprimé conforme à celui de la figure II-69 — de 113 mm \times 62 mm — vu côté cuivre. L'implantation des éléments, vue sur le dessus, côté verre, est à réaliser, après perçage, rigoureusement, comme le montre la

figure II-70. Après câblage, il est indispensable de cloisonner, côté verre, comme le montre la figure II-71 sur laquelle apparaît la

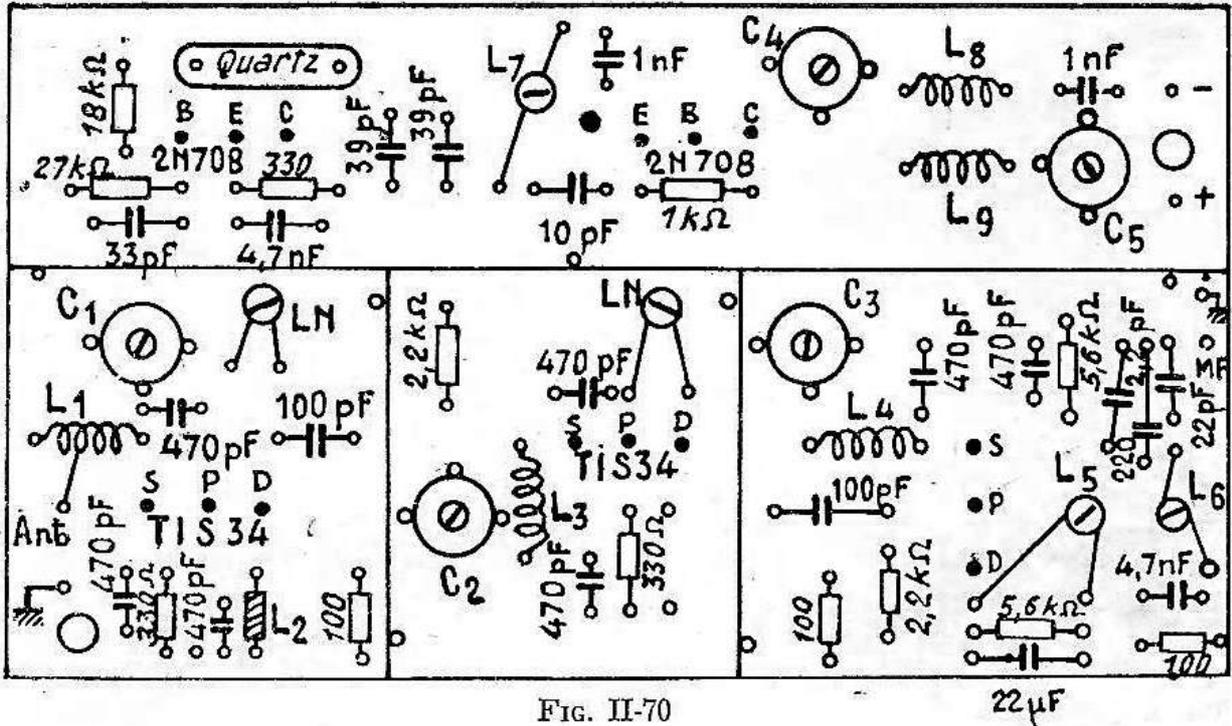


FIG. II-70

distribution des différents étages. A l'inverse des montages sur châssis qui demandent une étude de disposition des éléments, l'emploi

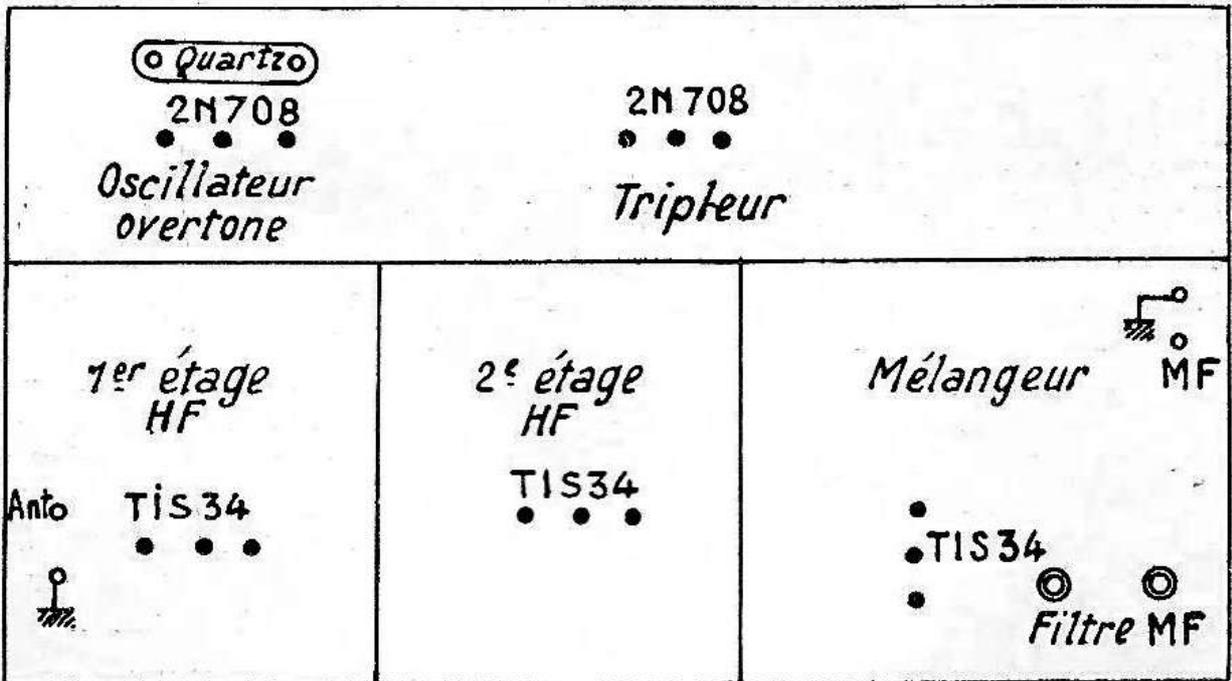


FIG. II-71

d'un circuit imprimé dispense de longs commentaires. Le perçage est impératif et ne laisse place à aucune interprétation. Il est prévu pour l'utilisation d'éléments miniatures et subminiatures et l'ensemble terminé est net, propre et d'une rigidité mécanique absolue. Les trous libres étant un rappel à l'ordre permanent, nous dirons même qu'il est impossible de commettre la moindre erreur et c'est pourquoi nous nous dispenserons de donner les habituels conseils de l'ultime modification !

Mise au point

Elle s'effectuera en deux temps et nous conseillons même de ne pas souder en place les deux transistors des étages HF et de ne travailler dans un premier temps que sur l'oscillateur, le tripleur et le TIS 34 mélangeur. On connectera donc une source de 9 volts, constituée par deux piles de lampe de poche en série ou mieux deux piles « ménage » dont la durée est plus longue et la stabilité supérieure. Après quoi on couplera à L_7 un détecteur HF que l'on aura réalisé comme figure II-72 avec une diode miniature, 20 cm de

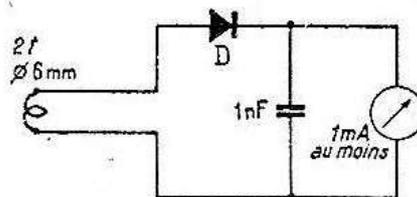


FIG. II-72

fil de câblage pliés en une ligne à fils parallèles et terminée par deux spires jointives de 6 mm de diamètre, l'ensemble se refermant sur un milliampèremètre (0-1 mA) ou mieux sur un microampèremètre. Cette sonde HF étant couplée à L_7 , en enfouissant lentement le noyau magnétique on verra, pour une certaine position, l'appareil de mesure dévier franchement et brusquement et indiquer — c'est une question de couplage — plusieurs centaines de microampères, puis si l'on continue à enfoncer le noyau lentement, l'appareil de mesure reviendra tout aussi brutalement à zéro, indiquant que le quartz a cessé d'osciller. On reviendra légèrement en arrière, de manière à obtenir une oscillation franche qui démarre imperceptiblement lorsque l'on coupe et referme le circuit d'alimentation.

Ce résultat étant atteint, on peut considérer l'oscillateur comme réglé. On couplera ensuite le détecteur HF à la base de L_3 , du

côté du découplage de 1 nF et on agira sur C_4 , de manière à obtenir une lecture maximum sur l'appareil de mesure. Après quoi, on couplera la boucle du détecteur HF à L_9 à l'opposé de l'ajustable et on réglera C_5 , puis C_4 à nouveau pour obtenir une lecture maximum du micro-ampèremètre. Si nécessaire, on découplera jusqu'à une déviation très faible pour arriver, toujours en jouant alternativement sur C_4 et C_5 à une lecture précise. Le réglage de cette partie peut être considéré comme pratiquement terminé et le fonctionnement normal si on peut mesurer sur la source du mélangeur une tension positive de 2 à 3 V (350 à 500 μ A) pour 1,2 V (200 μ A) sans oscillation locale.

On pourra vérifier que les fréquences trouvées sont bien, pour L_7 38,666 MHz et pour L_8 - L_9 , 116 MHz, mais il est pratiquement impossible avec les éléments employés de faire osciller le quartz sur une fréquence autre que celle de l'over-tone 3 et d'accorder C_4 - L_9 sur une fréquence autre que le triple de la précédente. Ou alors le quartz n'oscillerait pas sur over-tone, mais sur sa fondamentale, ce qui serait évidemment anormal !...

Ce doute levé, nous passerons à l'écoute... d'un générateur ou d'un grid-dip couplé assez fortement à L_4 .

Pour ce faire, nous réunirons la sortie HF coaxiale du convertisseur à un récepteur de trafic réglé sur 29 MHz. On doit entendre, fût-ce faiblement, un signal 145 MHz ou même 72.5 MHz (harmonique 2). Ce signal sera alors maximum lorsque L_5 ou L_6 seront accordés sur 29 MHz — on aurait pu les accorder préalablement au grid-dip — et lorsque L_4 avec C_3 résonnera sur 145 MHz. C'est alors que nous pouvons conclure à un fonctionnement normal du mélangeur et que nous pourrons passer à la phase finale. L'alimentation sera coupée et les deux transistors HF soudés en place en veillant à respecter le sens du branchement et à chauffer modérément le circuit imprimé et les fils. Puis on réglera au grid-dip les deux bobines LN afin qu'elles résonnent sur 145 MHz. Il n'y aura plus qu'à alimenter l'ensemble à nouveau puis régler C_1 - C_2 - C_3 pour un maximum du signal. Lorsque tous les circuits sont alignés sur la même fréquence et même sans qu'aucune résistance ou antenne vienne amortir l'entrée, le montage est d'une stabilité exemplaire, ce qui est déjà une très grande qualité.

On pourra alors passer à un réglage plus fin : Pour ceux qui disposent d'un wobulateur ce sera très vite fait et nos conseils sont superflus. Pour les autres voici comment figurer les résultats obtenus :

1° Régler L_5 au maximum de signal sur 28,4 MHz et L_6 pour le même résultat sur 29,6 MHz. L'accord de l'une réagissant sur l'accord de l'autre, il faut reprendre ce point plusieurs fois.

2° C_1-L_1 est accordé sur 145 MHz, L_3-C_2 sur 145,5 MHz, L_4-C_3 sur 144,5 MHz. De la même manière que précédemment, ces réglages sont à reprendre dans le même sens, un certain nombre de fois pour obtenir une bande passante globale correcte (2 MHz) avec une sensibilité identique sur toute la bande.

Après quoi, il n'y aura plus qu'à écouter la bande pour constater qu'on a en main un excellent appareil, sensible, stable, de souffle très réduit sur lequel les mesures effectuées donnent les résultats suivants :

Facteur de bruit : 2 dB.

Gain : 22 dB.

Réjection de la fréquence - image : - 65 dB.

Niveau de cross-modulation : 35 mV (4 mV pour les convertisseurs à transistors conventionnels).

La consommation totale sous 9 V est de 18 mA.

Valeur des éléments

En dehors des éléments dont la valeur figure sur le schéma de principe ou sur le plan d'implantation, nous donnons le détail de construction des bobinages :

1° *Bobinages en l'air* : diamètre intérieur 5 mm - fil argenté 1 mm.

L_1 : 6 spires - prise antenne à 1 spire côté masse - longueur 10 mm.

L_3, L_4 : 6 spires - longueur 10 mm.

L_8, L_9 : 7 spires - longueur 10 mm.

2° *Bobinages sur mandrins* : diamètre : 3,5 mm, matériau polystyrène, type B - 3,5/14 - Vogt (importation) - fil émaillé 3/10 mm - spires jointives (première spire au ras de la collerette), noyau magnétique de 10 mm.

L_N : 10 spires (0,8 μ H).

L_5, L_6 : 20 spires (1,5 μ H), couplage à la base par 1 spire (voir texte).

L_7 : 15 spires.

L_2 : bobine de choc (4,7 μ H), sur mandrin à air de \varnothing 4 mm ou sur une résistance de 1,2 W (\pm 10 k Ω) - 60 spires, jointives, de fil émaillé 0,2 mm.

3° *Capacités ajustables* : C1, C2, C3, C4, C5 : céramique 3,5/13 pF Triko-Stettner C° (importation).

4° *Quartz* : 38,666 MHz - overtone 3 - sorties à fils ou à broches soudées sur le circuit imprimé.

La bobine L2 est soudée par ses fils, c'est pourquoi on a intérêt à la réaliser sur une résistance.

Les bobines L1, L3, L4, L8, L9 sont soudées en place à 4 mm du circuit, côté verre. L_N, L5, L6, L7, L9 sont fixées dans les trous de 4 mm prévus à cet effet et collées sur le verre par une goutte d'araldite. Le fil est maintenu en place à l'araldite et les bobines sont mises en place lorsque la colle est parfaitement dure. On verra pour L_N, en particulier à ce que les fils soient réduits à la stricte longueur nécessaire.

Modifications possibles : Il nous a été possible, sans dégrader le rapport signal/bruit de notre réalisation personnelle d'en augmenter le gain au prix des quelques modifications suivantes :

1° Suppression pure et simple de la résistance d'amortissement (2,2 k Ω) entre « gate » du 2^e étage HF et masse.

2° Fuite de « gate » de l'étage mélangeur (2,2 k Ω) vers la masse portée à 47 k Ω .

3° Amortissement du primaire du filtre de bande HF (5,6 k Ω) porté à 22 k Ω .

Il est possible, du fait de la première, que le neutrodynage soit à retoucher légèrement. Nous conseillons dans ce domaine d'enfermer les deux bobines LN dans un compartiment de feuillard de laiton coudé au blindage existant pour éviter tout couplage avec les éléments « chauds » voisins.

Enfin, nous signalons comme d'une très grande importance la qualité de la bobine de choc L2. Il est intéressant, lorsque tout est au point par ailleurs, et surtout parfaitement stable, de faire l'essai de bobines différentes, ajustables par noyau magnétique.

Convertisseur 144 MHz à transistors FET (montage Cascode)

Le convertisseur 144 MHz que nous proposons ici concrétise les plus récents perfectionnements techniques. C'est pourquoi nous sommes persuadés que sa description détaillée intéressera au plus haut point les adeptes nombreux des écoutes lointaines sur la bande des deux mètres.

Schéma de principe

Ainsi que le montre la figure II-73, nous sommes en présence d'un convertisseur piloté par quartz et comportant une partie amplificatrice haute-fréquence constituée par deux transistors à

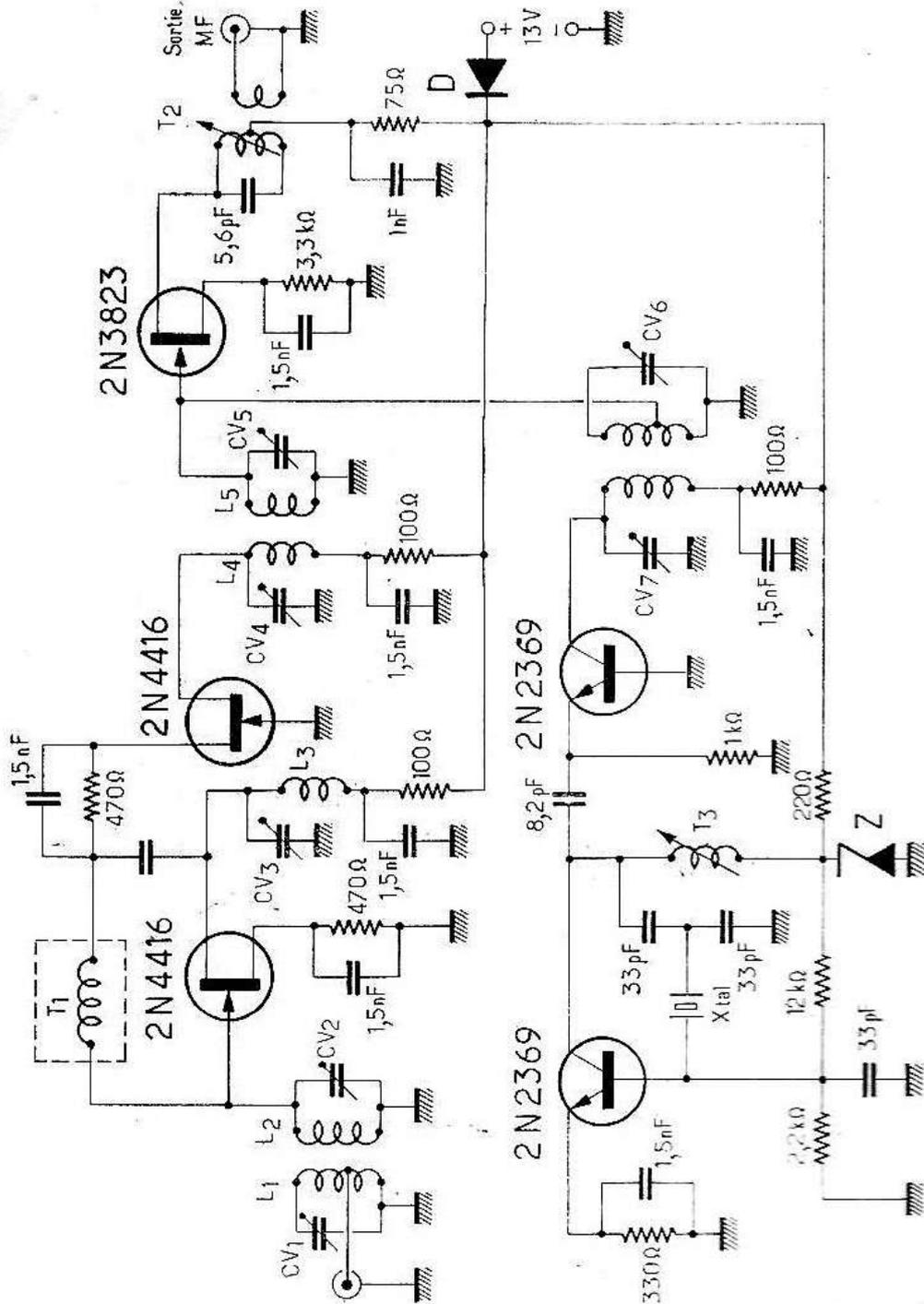


FIG. II-73

effet de champ dans un montage en cascade parallèle neutrodyné, devant un étage mélangeur pareillement à effet de champ. Un examen plus poussé des circuits va nous permettre d'apprécier le

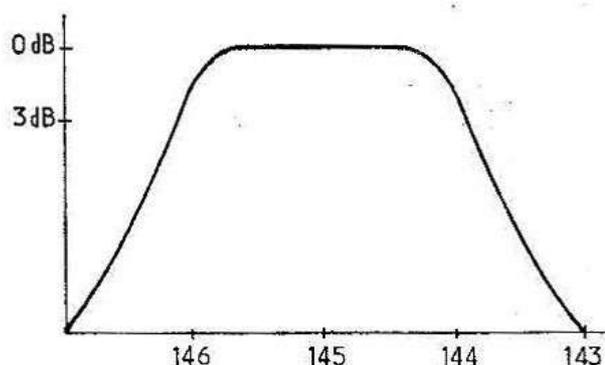


FIG. II-74

choix qui a été fait de certaines solutions classiques associées à des innovations heureuses. On remarquera, au passage, que le promoteur s'est éloigné — volontairement — de la formule économique,

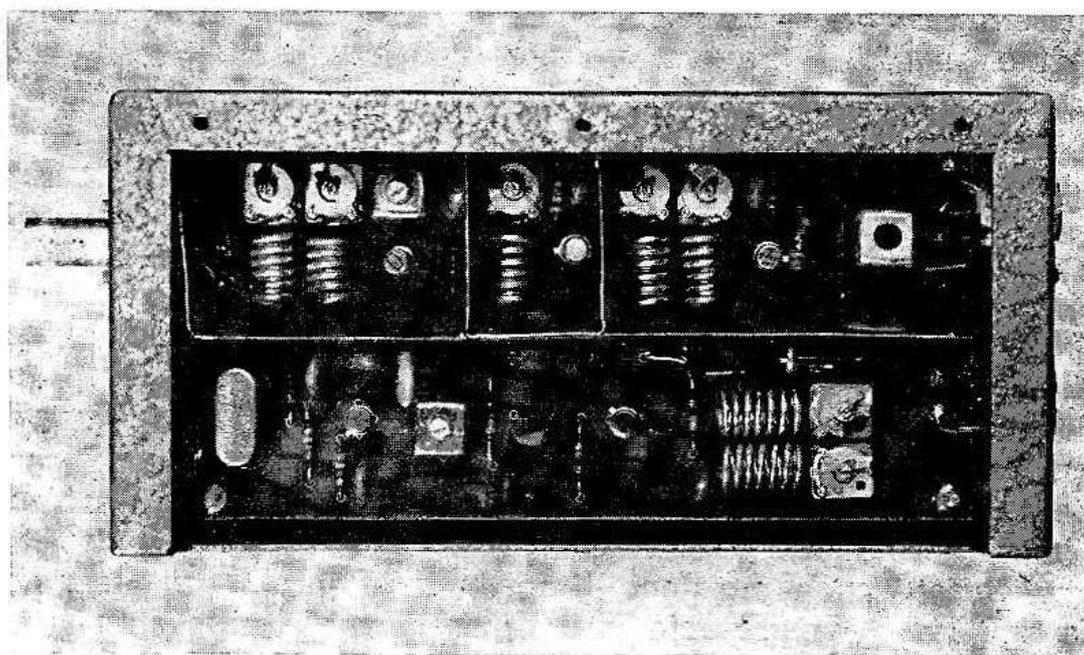


FIG. II-74 bis

pour se tourner vers la qualité la meilleure par l'utilisation de matériel professionnel. Le gain est de 27 dB pour un facteur de bruit mesuré de 2,6 dB et la bande passante, vérifiée au wobulateur Rhode-Swartz, est conforme à la figure II-74, soit 2 MHz à 3 dB, c'est-à-dire sur l'ensemble de la bande 144-146 MHz. Ces chiffres précis montrent que l'appareil est vraiment d'une qualité et d'un rendement exceptionnels.

Ainsi que nous l'avons dit et conformément au schéma de principe, l'amplification HF s'effectue par un étage cascode à deux transistors en montage parallèle, neutrodyné. Si cette solution n'est pas la meilleure du point de vue gain, elle est incomparable vue sous l'angle du bruit de fond et c'est la raison pour laquelle elle a été finalement retenue. Mais, nous remarquons dès l'entrée un filtre de bande dont le primaire CV_1-L_1 reçoit sur une prise intermédiaire, les signaux venant de l'antenne par un câble coaxial 75Ω . Le secondaire CV_2-L_2 est disposé entre gate et masse. Les tensions HF amplifiées sont mises en évidence dans le circuit accordé (CV_3-L_3) du drain et appliquées à la source du deuxième étage, monté en gate à la masse, à la base de la cellule d'autopolarisation dont le circuit se referme à la masse à travers la bobine de neutrodynage (T_1) et L_2 . L'analogie avec le montage cascode à lampes est frappante. Nouveau filtre de bande dont le primaire L_4-CV_4 est inséré dans le drain et le secondaire L_5-CV_5 attaque la gate du mélangeur — également un transistor à effet de champ 2N3823 — concurremment avec la tension HF d'oscillation locale, appliquée au même endroit à travers une très faible capacité (1 pF, maximum). La polarisation de cet étage est élevée (3,3 k Ω) et le gain de conversion est notable. T_2 est accordé sur la fréquence intermédiaire désirée, laquelle est déterminée par la fréquence de la chaîne d'oscillation locale (116 ou 130 MHz). Dans le premier cas, la fréquence MF est de 28-30 MHz, ce qui convient pour les récepteurs de trafic couvrant la bande 10 mètres. Dans le second, on a voulu satisfaire les amateurs possédant un récepteur des surplus, genre BC342, ne montant pas au-delà de 20 MHz.

Plus la fréquence intermédiaire est élevée, meilleure est la réfection des fréquences-images provenant de signaux de fréquence inférieure à celle de la chaîne d'oscillation locale, mais la présence de filtres de bandes judicieusement conçus associés à des transistors à effet de champ dont l'impédance d'entrée est respectable même sur 144 MHz présente une garantie totale sous ce rapport.

L'oscillateur est classique et comporte un 2N2369 associé à un quartz de 38,666 MHz, overtone 3 — ou 43,333 MHz. La bobine T_3 est préaccordée sur la fréquence de l'overtone 3 du quartz par deux capacités en série, constituant un pont capacitif au point milieu duquel est prélevée la réaction indispensable au démarrage des oscillations du cristal. Le réglage fin de l'accord s'effectue par le noyau magnétique de T_3 .

Cet oscillateur est d'une mise en route et d'une stabilité très sûres. La valeur de la capacité de découplage de la base 33 pF,

est critique et conditionne l'une et l'autre. Le deuxième étage est un tripleur, monté en base commune réunie directement à la masse.

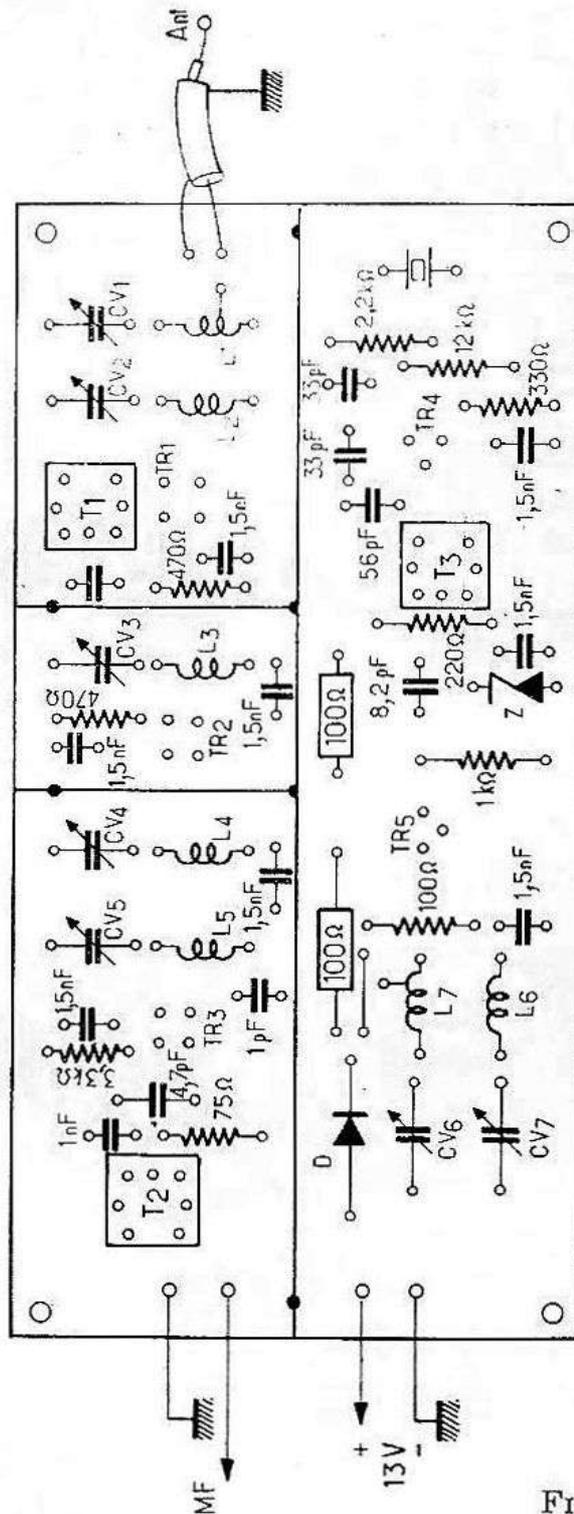


Fig. II-75

La tension HF de l'oscillateur est donc appliquée directement à l'émetteur d'une autre 2N2369 dans le collecteur duquel se trouve

un circuit accordé, CV_7-L_6 , résonnant sur 116 MHz — ou 130 MHz — formant avec un circuit identique, CV_6-L_7 , un filtre de bande sur lequel est prélevée la tension HF, appliquée à l'étage mélangeur. On notera que la tension d'alimentation de l'oscillateur, est stabilisée par diode Zener. Il est bon d'ajouter que toutes les capacités ajustables (CV_1 à CV_7) sont des petits variables à lames argentées, de type professionnel.

On remarquera également que les résistances de source diminuées à 330 et même 270 k Ω , ce qui augmenterait encore le gain. Les valeurs données constituent un compromis en regard de la transmodulation à la suppression de laquelle les transistors à effet de champ apportent d'ailleurs une solution efficace. La tension d'alimentation optima est 13 V et peut être fournie par trois piles de poche en série. On notera enfin qu'une diode, de protection, est insérée dans la ligne + 13 V, de manière à éviter toute conséquence d'une erreur de branchement qui pourrait être funeste, particulièrement aux transistors bipolaires de l'oscillateur local. La diode n'étant, par définition, conductrice que dans un sens, une étourderie ou une maladresse même prolongée n'entraîne aucune conséquence autre que le non fonctionnement tant que le branchement correct n'a pas été rétabli.

La figure II-75 suggère un plan d'implantation des éléments de l'ensemble qui est réalisé sur circuit imprimé

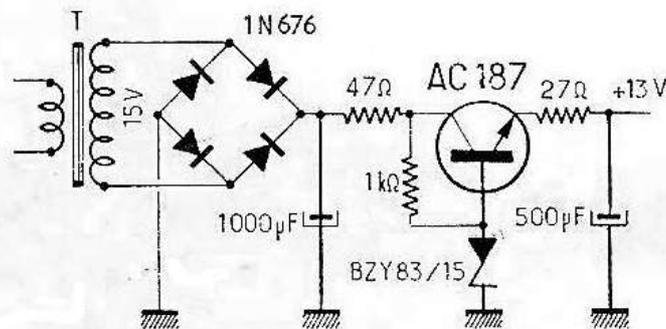


FIG. II-76

On peut naturellement alimenter le convertisseur par une alimentation — stabilisée ou non — existante et enfin, nous donnons pour terminer le schéma très simple (fig. II-76) d'une alimentation secteur appropriée qui permet de se libérer de la sujétion des piles.

Transformation d'un tuner U.H.F. (bandes IV et V) en convertisseur pour la bande 432 MHz

La plupart, pour ne pas dire la totalité, des tuners 2^e chaîne courants ressemblent, à quelques détails mineurs près, à celui que

montre la figure II-77. Des amateurs avisés se sont tenu le raisonnement simple selon lequel, puisque ces appareils éminemment répandus sur le marché de la télévision donnaient, en sensibilité, des résultats remarquables entre 500 et 900 MHz, il n'y aurait pas grand-chose à modifier pour les amener à couvrir la bande 432 MHz. Et leur entreprise a été couronnée de succès : le tuner UHF est devenu un excellent convertisseur. Nous allons voir comment procéder pour arriver au même résultat. Comme on l'imagine aisément, tous les circuits oscillants seront à modifier peu ou prou mais on se gardera bien de toucher aux ponts de base et résistances d'émetteurs qui restent sans aucune retouche et cela se conçoit. Nous procéderons par ordre. (Le signe ● indique les éléments modifiés.)

1° *Oscillateur (L₃)*. Mutiler le condensateur variable en supprimant toutes les lames mobiles, sauf une, et mettre en parallèle une capacité fixe de 15 pF.

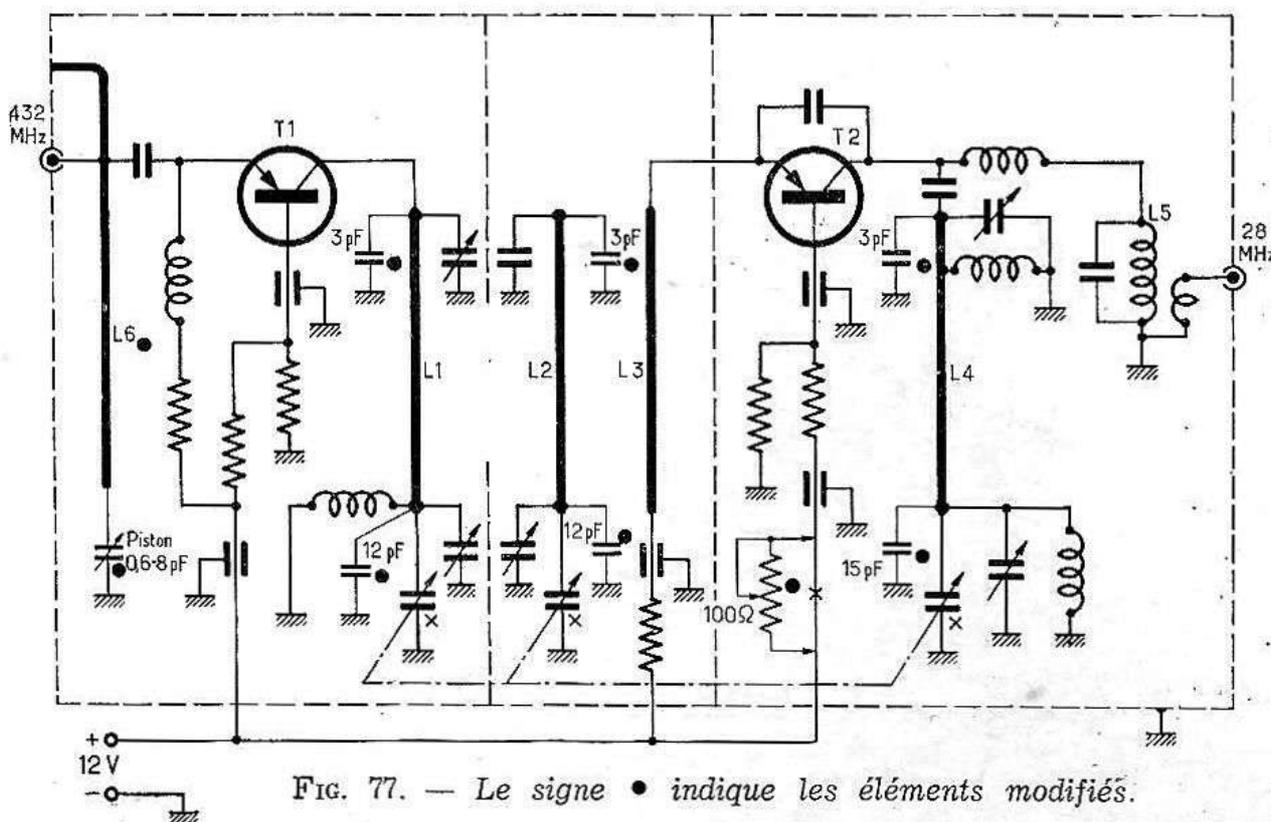


FIG. 77. — Le signe ● indique les éléments modifiés.

Ainsi modifié, l'oscillateur couvre, aux environs de 400 MHz, une gamme de 3 MHz pour une rotation complète de l'unique lame mobile restante. Ajouter une petite capacité de 3 pF à l'extrémité opposée de L₄, côté collecteur.

2°/ *Filtre de bande* (L_1 - L_2). Supprimer toutes les lames mobiles des deux CV qui deviennent ainsi absolument inopérants, si ce n'est par les capacités parasites résiduelles, et prolonger L_1 et L_2 , côté CV par un petit condensateur céramique de 12 pF. Ajouter à l'autre extrémité de L_1 et L_2 , respectivement deux petits condensateurs de 3 pF.

Insérer, une résistance ajustable de 100 Ω dans la ligne (+) qui alimente le pont de base de T_2 .

La transformation est terminée et l'appareil marche déjà fort correctement après un inévitable réaligement. Mais il est possible de l'améliorer encore considérablement en accordant le circuit d'entrée, apériodique d'origine. Pour ce faire, on ajoute une petite ligne L_6 , accordée en bout par un ajustable piston (0,6/8 pF).

Caractéristiques de la ligne L_6 : 62 mm de fil de cuivre nu, poli de 20/10m replié à 12 mm de la masse. Prise antenne à 27 mm de la masse. Prise émetteur à 31 mm de la masse.

Il ne reste plus qu'à aligner les circuits. L'idéal est évidemment de disposer d'un wobulateur. Tout le monde n'a pas cette chance... aussi devons-nous essayer de nous en passer. Mais il faut tout de même une source HF et ce sera un émetteur 432 ou 144 MHz. On enlèvera les deux transistors du tuner qui ne résisteraient pas au régime tout provisoire qui leur serait imposé... En effet, il faut coupler la sortie de l'émetteur à l'entrée du tuner ! En disposant soit d'une boucle de Hertz sensible, soit une sonde HF, de préférence formée par une boucle, une diode et un milli ou microampèremètre, régler le piston de L_6 à la résonance. Plus le détecteur sera sensible et faiblement couplé, plus le réglage sera précis. (En cas d'utilisation de l'émetteur 144 MHz, il y a toujours assez d'amplitude de l'harmonique 3 pour faire la mise au point). Procéder de la même manière pour L_1 et L_2 en y couplant cette fois la sortie de l'émetteur par une boucle refermée sur un câble coaxial. Mêmes recommandations que pour le réglage de L_6 : couplage aussi réduit que possible.

L_5 , s'accorde très facilement sur 28 MHz avec un générateur quelconque (quartz- grid-dip, émetteur...). Sa boucle de sortie comporte deux spires autour et à la base du circuit d'origine.

Enfin caler la bande couverte par l'oscillateur local en cherchant à recevoir l'émetteur sur charge fictive, de manière que 432 MHz (ou 144 MHz \times 3) corresponde à 28 MHz sur le récepteur, 433 MHz à 29 MHz 434 à 30 MHz, etc... Si le signal reçu n'est pas trop fort, tenter de figurer les réglages de L_1 - L_2 et L_6 et éventuellement passer sur un générateur moins généreux, même en utilisant un de ses harmoniques de rang élevé, pour arriver à un alignement parfait.

La parfaite réalisation mécanique et la disposition rationnelle adoptée font que les résultats sont positivement surprenants. La stabilité obtenue est telle qu'on peut explorer la bande soit par variation du CV modifié, soit, comme on le fait avec un convertisseur à cristal, en faisant varier la MF par la commande du récepteur principal.

Il est bon de signaler que ces tuners bon marché se prêtent à des modifications aisées pour toutes sortes d'utilisations annexes :

Mesureur de champ (480-900 MHz).

Générateur HF, modulé.

Tripleur de fréquence pour wobulateur etc...

Un convertisseur 432 MHz, simple

Le montage proposé n'a pas l'ambition d'être le nec plus ultra en matière de réception de la bande 432 MHz mais il est difficile de leur opposer quelque chose de plus simple. Nous le considérons comme un montage de début destiné à familiariser des nouveaux venus avec des fréquences élevées.

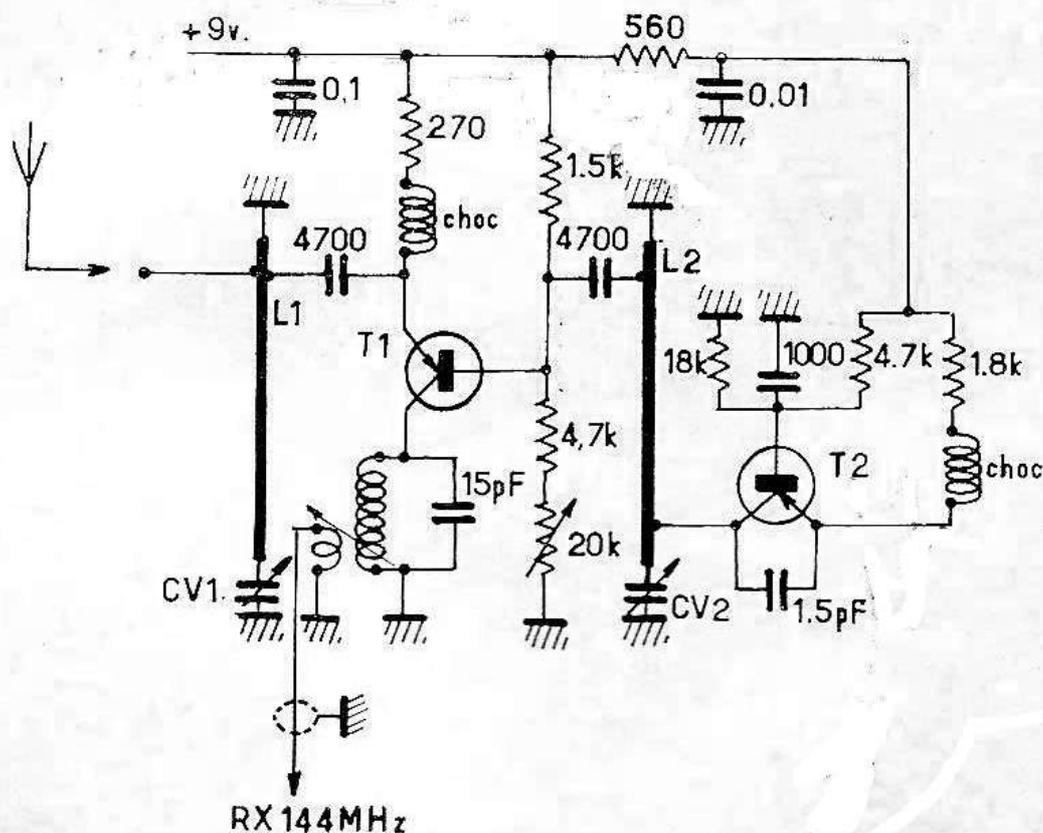


FIG. II-78

Les signaux 432 sont convertis en 144 MHz et peuvent donc être appliqués directement à la bonne antenne du récepteur 144 que l'on utilise comme MF variable. Il se compose de deux transistors UHF AF239, un oscillateur à ligne 288 MHz et un transistor mélangeur puisque $432 - 288 = 144$ MHz; son collecteur ayant un circuit accordé sur cette dernière fréquence (fig. II-78).

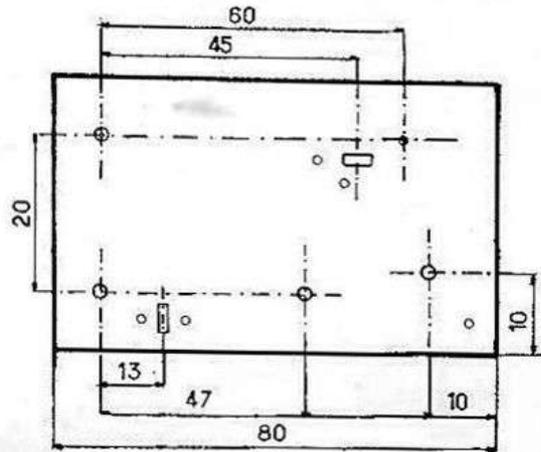


FIG. II-79

Malgré l'auto-oscillateur la stabilité est bonne. Ainsi réglé sur une station 432, en coupant une dizaine de fois l'alimentation du convertisseur, elle est toujours reçue sans aucune retouche du récepteur 144, dont la bande passante est d'environ 6 kHz. Sa sensibilité est bonne car on bénéficie de l'amplification des étages 144. Le rapport signal sur bruit est également satisfaisant.

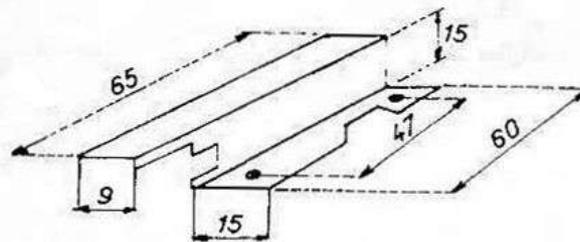


FIG. II-80

Le câblage sera fait de préférence sur une plaque d'époxy conforme à la figure II-79 dans ses dimensions et son perçage et les lignes sont blindées par une plaque de laiton mince mise en forme comme le montre la fig. II-80.

Les réglages se feront à partir d'un petit générateur, même en harmonique ou d'une station locale.

On commencera par la bobine 144 au maximum de souffle du récepteur 144, puis l'oscillateur. Régler l'accord antenne et la polarisation du transistor mélangeur pour le maximum de sensibilité (I_c : environ 1 mA).

L'ensemble consomme 4 mA sous 9 V. Deux piles plates de 4,5 V donnent une très grande autonomie à l'appareil.

Valeur des éléments (fig. II-78)

CV1-CV2 : Transco C004EB/12E.

Choc : VK200-204B Transco.

T1 T2 : AF239.

L1 (entraxe 60 mm) L2 (entraxe 47 mm) en tube de cuivre diamètre 4 mm.

L3 : 4 spires de 1 mm sur Lipa \varnothing 6 mm. Couplage 1 spire côté froid.

Le découplage T2 est un by-pass de 1 000 pF. La hauteur des lignes par rapport à la masse est de 8 mm (milieu du tube).

Convertisseur 432 MHz

Cette réalisation comporte deux amplificateurs HF AF239, un mélangeur AF139, un oscillateur overtone 2N706A suivi d'un étage quintupleur AF139 (fig. II-81).

D'une construction pratiquement sans tôlerie, il est d'un très bon rendement et donne peu de souffle. Tous les circuits sont à bobines sauf le quintupleur qui est à ligne.

L'ensemble a été réalisé sur deux plaquettes de circuit imprimé dos à dos (124 x 60) d'un côté des bobinages, les transistors et les CV ; de l'autre le câblage.

Ce petit convertisseur n'utilise que deux transistors pour la chaîne multiplicatrice :

Un 2N706A monté en overtone donne une oscillation très énergique sur 80,800 MHz transmise ensuite à L_7 (circuit en pi) qui favorise la fréquence 404 MHz avant de l'amplifier.

Il serait préférable d'utiliser un cristal de 80,800 MHz (OV5), mais un 48.470 à 48.500 (OV3) donne entière satisfaction. (Réception de 28 à 31 MHz).

Il est possible d'utiliser un 48 700 MHz mais, la réception s'effectue de 26,167 à 29,167 MHz. L_5 devrait donc être alignée sur 27,167 MHz (augmenter C_9 à 18 pF).

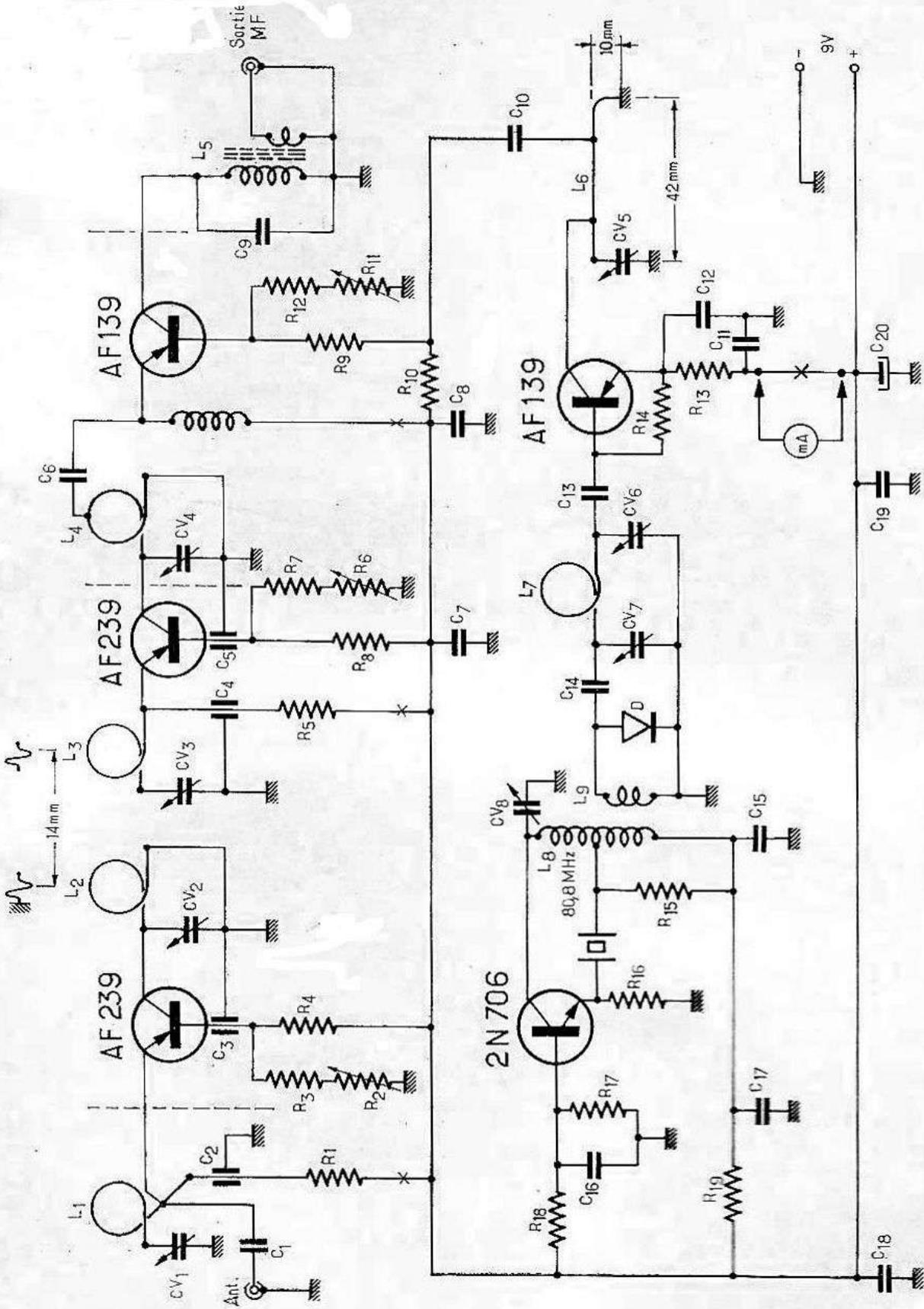


FIG. II-81

L'étage mélangeur et les deux étages HF ne présentent aucune difficulté.

Ceux qui veulent agir progressivement, peuvent d'abord construire la chaîne oscillatrice et le mélangeur ; avec ces trois transistors, on reçoit déjà un petit générateur placé à quelques mètres.

Les deux étages HF seraient construits ensuite.

Convenablement réglé, ce convertisseur doit donner entière satisfaction.

Consommation des étages :

Premier étage HF AF239 : 1 mA.

Second étage HF AF239 : 1 mA.

Mélangeur AF139 : 1 mA.

Quintupleur AF139 : 4 mA.

Oscillateur 2N706A : 5,6 mA.

Réglages :

Débrancher provisoirement R_1 et R_5 aux points X et démarrer l'oscillateur sur 80,800 MHz.

Le plus délicat est de déterminer la valeur de R_{15} qui, ici, était de 220 Ω . En cas d'auto-oscillation, réduire jusqu'à 100 Ω (valeur à ajuster entre 100 et 500 Ω).

L'overtone doit décrocher de part et d'autre de l'accord et être parfaitement stable en approchant les mains de L_8 .

L_9 est très peu couplée à L_8 et au centre.

Ensuite intercaler un milli (0 à 10 mA) au point X dans l'émetteur du quintupleur.

Régler le circuit en pi au mieux avec CV_6 et CV_7 pour obtenir un débit de 3,5 à 4 mA, agir si besoin est sur le couplage L_9 .

Accorder ensuite L_6 à l'aide de CV_5 (accord vers le centre de sa course) on doit apercevoir un léger dip (404 MHz).

Accorder L_5 sur 29 MHz.

Régler CV_4 à 433,5 MHz.

Régler les débits des deux HF à 1 mA et rebrancher R_1 et R_5 . Accorder ensuite L_1 - L_2 - L_3 dans la bande 432-435 MHz. Si au cours des réglages un étage HF oscille, il y aura lieu de réduire R_2 ou R_6 .

Les réglages terminés, essayer de remonter un peu les débits des deux étages HF.

Valeurs des éléments :

- CV₁ - CV₂ - CV₃ - CV₄ - CV₅. Ajustables piston 10 pF.
CV₆ - CV₇ - CV₈. Ajustables 3/30 pF.
Xtal : 80,8 MHz (overtone 5) ou 48,470 à 48,500 en overtone 3:
D : Diode 1N69 ou OA85.
C₁ : 4 700 pF céramique.
C₂-C₃-C₄-C₅ : by-pass de 1 500 à 2 000 pF.
C₆-C₁₀-C₁₃-C₂₄-C₅₆ : 4 700 pF plaquette.
C₆-C₉₀-C₂₃-C₁₄-C₁₆ : 4 700 pF plaquette.
C₇-C₁₅ : 2 200 pF céramique.
C₁₇-C₈-C₁₈-C₇₉ : 22 000 pF plaquette.
C₅₇-C₈-C₁₈-C₁₉ : 22 000 pF plaquette.
C₉ : 10 pF céramique.
C₁₁-C₀₂ : 2 200 pF céramique.
C₉₁-C₁₂ : 2 200 pF céramique.
C₂₀ : 10µF Polar miniature 12 V.
R₁-R₅ : 470 Ω.
R₂-R₆ : Résistance Matéra ajustable de 38 kΩ.
R₃-R₇ : 47 kΩ.
R₄-R₈ : 10 kΩ.
R₉ : Résistance bobinée de 270 kΩ 1 W.
R₁₀ : 1 500 Ω.
R₁₁ : Résistance Matéra ajustable de 15 kΩ.
R₁₂ : 10 kΩ.
R₁₃ : 920 Ω.
R₁₄ : 22 kΩ.
R₁₅ : 220 Ω (valeur à ajuster).
R₁₆ : 100 Ω.
R₁₇ : 8 kΩ.
R₁₈ : 10 kΩ.
R₁₉ : 10 Ω si possible bobinée miniature ou une petite self de choc.

Description des bobinages :

L₁-L₂-L₃-L₄ et L₇ sont constituées par :

55 mm de fil de cuivre nu de 18/10, chaque morceau est tourné en une seule spire de diamètre intérieur 12 mm ; la spire terminée, les pattes doivent mesurer 6 mm chacune:

L₁ : Prise d'antenne à 7 mm du by-pass - Prise émetteur à 15 mm du by-pass.

- L₂ : Prise collecteur à 9 mm du CV.
 L₃ : Prise émetteur à 13 mm du by-pass.
 L₂ et L₃ sont parallèles et distantes de 14 mm.
 L₄ : Prise de C₆ à 24 mm de la masse - Prise collecteur à 8 mm du CV.
 L₅ : 12 tours de fil sous coton 2/10 sur mandrin lipa 8 mm à noyau.
 L₅' : Couplage : 3 tours de même fil placés contre L₅ du côté masse.
 L₆ : Ligne en cuivre ou laiton de 4 mm de diamètre. Longueur 42 mm, distance de l'axe par rapport à la masse 10 mm.
 Prise de C₁₀ à 34 mm de CV - Prise du collecteur à 19 mm du CV.
 L₈ : 6 tours de 12/10 de fil cuivre nu, diamètre intérieur 7 mm.
 Prise cristal à 2 spires du côté +.
 L₉ : 2 tours de fil 6/10 plastique peu couplé dans L₈ aux environs du centre.

Convertisseur 435 MHz transistorisé (F8CV)

Nous retrouvons, dans ce montage, le principe des convertisseurs de cette série.

Le schéma des étages haute fréquence et mélangeur est inchangé (fig. II-82). Seuls, les transistors sont d'un modèle adapté aux fréquences à recevoir. Bien entendu, nous avons conservé les lignes quart d'onde dans tous les circuits accordés sur des fréquences supérieures à 100 MHz. La partie oscillateur local, par contre, a nécessité cinq transistors : un étage oscillateur à quartz 8 416 kHz, travaillant en overtone trois, suivi de quatre étages doubleurs de fréquence. Nous n'avons pas utilisé d'étages tripleurs (ou quadrupleurs), ce qui eut simplifié le montage, en raison du rendement moins bon de ces étages, et surtout parce que, dans un étage tripleur, l'harmonique 2 reste présent, ce qui est très gênant.

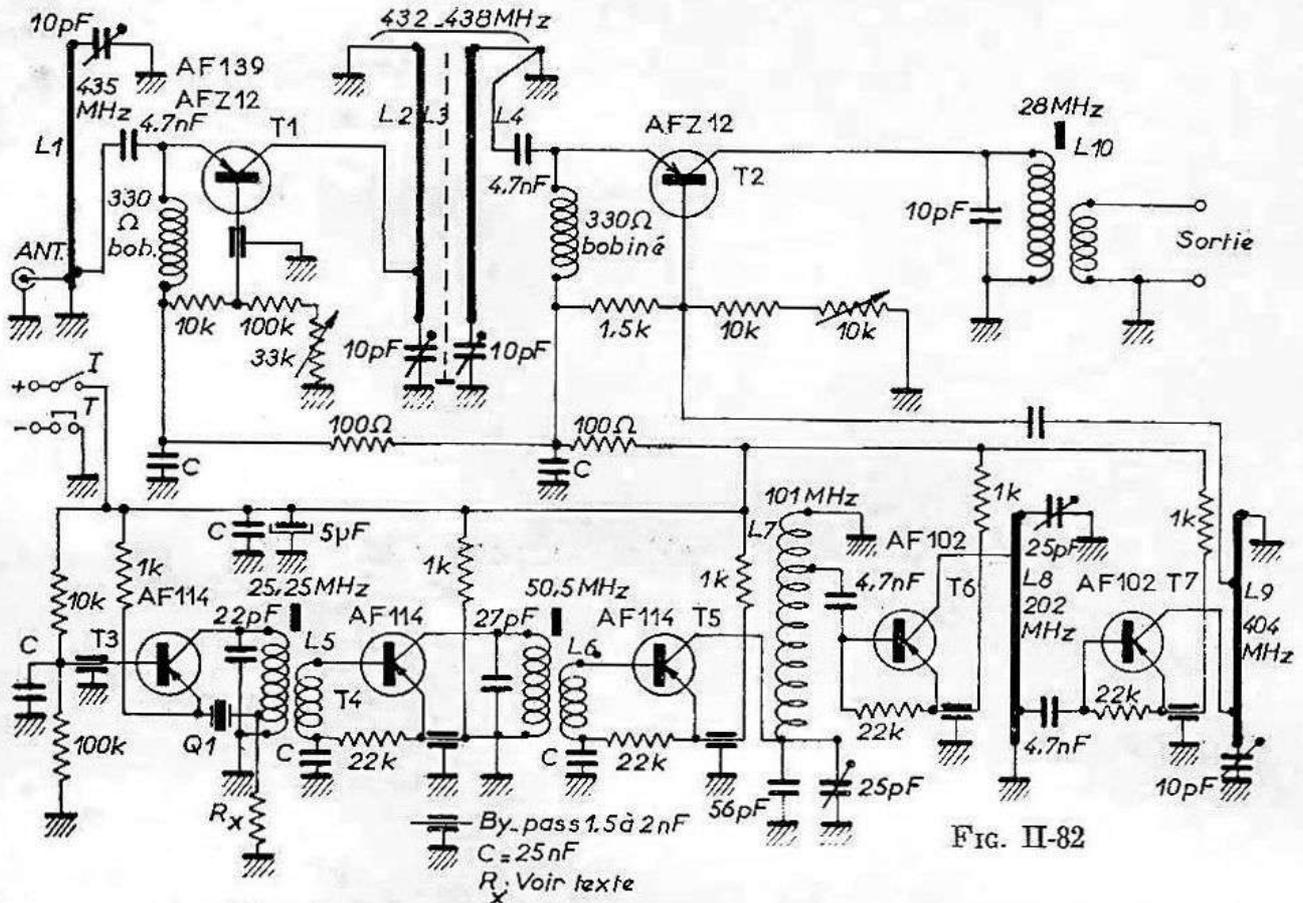
Par contre, l'utilisation d'un quartz 50,5 MHz permettrait avantageusement la suppression d'un étage doubleur.

L'étage haute fréquence est équipé d'un transistor (AF139 ou équivalent), de même que le mélangeur.

L'oscillateur, ainsi que les doubleurs 25,25/50,5 MHz et 50,5/101 MHz, fonctionnent parfaitement avec des AF114.

Pour l'étage 101/202 MHz, nous avons utilisé un AF102 comme sur le dernier doubleur 202/404 MHz. Certes, le rendement de cet étage n'est pas merveilleux, mais suffit pour exciter le mélangeur. Une diode varactor miniature conviendrait certainement mieux.

Un quartz 8 416,6 kHz donne la fréquence finale 404 MHz, et la sortie, après changement de fréquence, est de 26 à 36 MHz pour la réception de 430 à 440 MHz.



Caractéristiques des circuits accordés Lignes en tube de cuivre \varnothing 4 mm :

- L_1 = Longueur entre axes 61 mm.
- L_2 = Longueur entre axes 58 mm.
- L_3 = Comme L_2 .
- L_4 = Constitué par le fil de connexion du condensateur 4 700 pF. Longueur : 15 mm - parallèle à L_3 . Distance : env. 0,7 mm.
- L_6 = Longueur entre axes 58 mm (comme L_2).
- L_9 = Longueur entre axes 46 mm.

Bobinages :

- L_5 = 12 spires fil 0,25 mm - prise à 1 spire côté masse - sur mandrin Lipa \varnothing 8 mm - noyau magnétique.
- L_6 = 9 spires fil 0,8 mm émail sur mandrin Lipa \varnothing 6 mm - noyau magnétique enroulement de couplage : 2 spires contre L_6 , côté masse.
- L_7 = 9 spires fil 12/10 mm - spires écartées, en l'air, \varnothing intérieur 4 mm longueur de la partie bobinée : 28 mm - prise à 1 spire, côté masse.
- L_{10} = 24 spires fil 0,25 mm sur mandrin Lipa \varnothing 6 mm - noyau magnétique - enroulement de sortie : 6 spires, par-dessus L_9 , côté masse

Remarques. — Le montage de l'oscillateur : est d'une remarquable souplesse. Tous les quartz FT243, même retailés, fonctionnent sans difficulté sur cet étage.

REALISATION

Nous avons effectué ce montage sur un châssis en cuivre rouge, poli et verni, de 130×77 mm, muni de rebords, et qui se loge dans un coffret en tôle laquée de 70×150 mm, profondeur : 80 mm.

Le châssis est percé suivant la figure II-83. Sur le châssis, nous trouvons la presque totalité des résistances et condensateurs de découplage (fig. II-84). En dessous, les lignes et leurs blindages (fig. II-85), faites de cuivre rouge.

Plan de découpage et pliage du châssis.

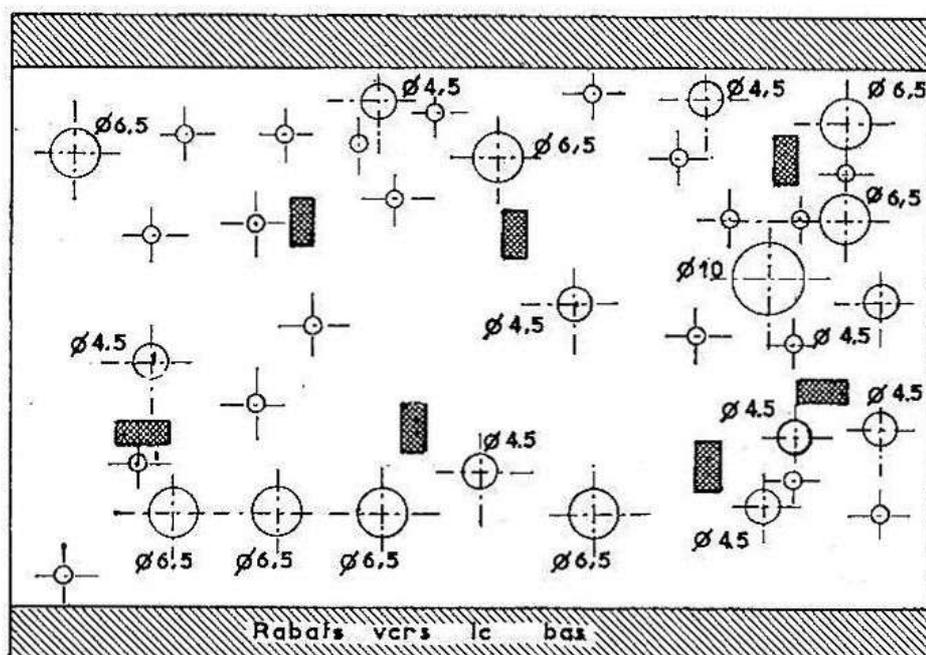


FIG. II-83

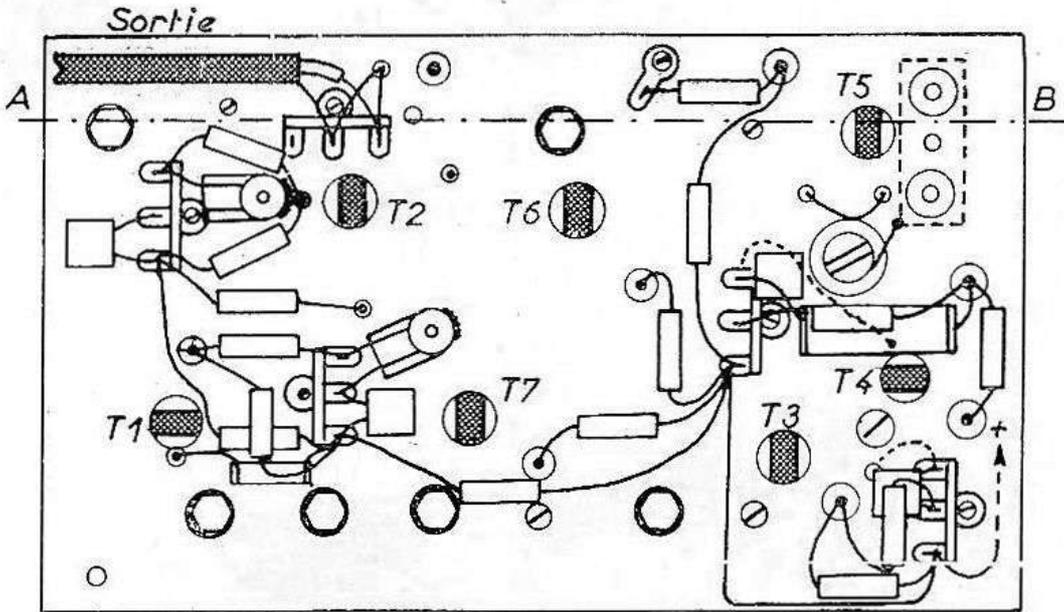
Les trous non cotés sont de $\varnothing 3.5$

PERCAGE DU CHASSIS (Dessus)

Nous avons fait dorer les lignes et les blindages, bien que cela ne semble pas absolument indispensable.

La figure II-86 donne le plan de découpage des blindages. Pour L_1 , le blindage sera plié comme indiqué en A'. Utiliser, pour le pliage, une forme carrée, en bois dur ou en métal, de 15 mm de côté. Les autres blindages seront pliés en double équerre renversée B', ce qui procure le grand avantage du blindage presque complet des lignes, et un dérèglement négligeable lors de la mise en coffret. Le blindage L_{12} comporte une lumière servant au couplage entre L_2 et L_3 , respecter les cotes de cette ouverture.

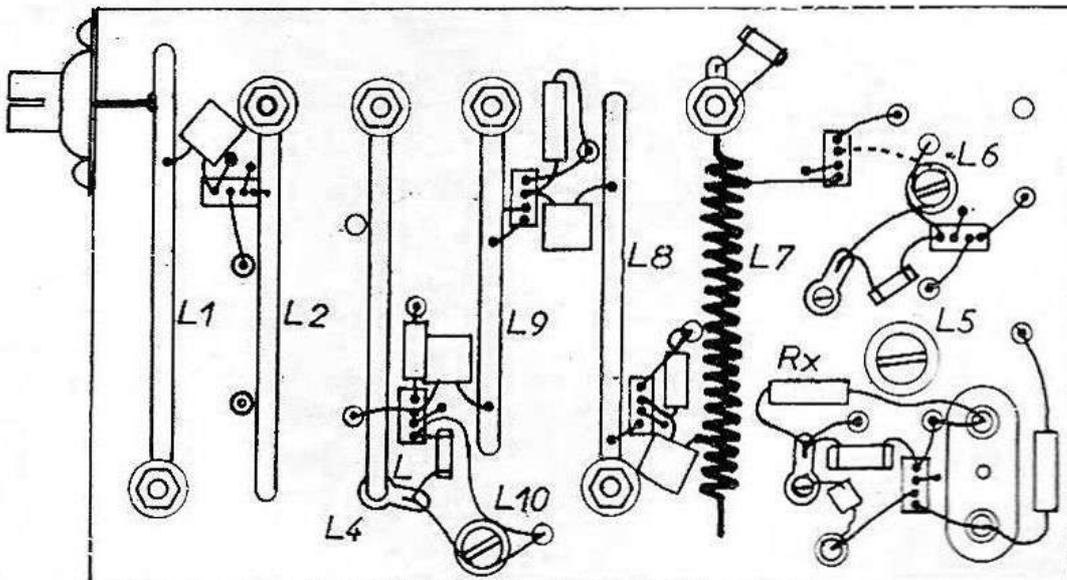
Une méthode de câblage est indispensable, car on ne peut plus guère atteindre les éléments d'un étage lorsque le blindage correspondant est en place. Il conviendra donc de faire très attention aux erreurs et omissions !



Disposition des éléments sur le châssis.

FIG. II-84

On commencera par L_1 et son blindage, puis on câblera le support de T_1 , puis L_2 , L_3 , T_2 , L_4 , et ainsi de suite, pour terminer par l'étage



Disposition des éléments sur le châssis (blindages non représentés).

FIG. II-85

oscillateur. Les condensateurs de liaison de 4700 pF sont soudés « très court » sur les lignes. Eviter de les surchauffer. Il faut opérer avec un fer très chaud, étamer la ligne et, ensuite, introduire dans la goutte de soudure maintenue en fusion, la connexion du condensateur préalablement étamé. Retirer le fer aussitôt.

Les transistors sont montés sur des supports de bonne qualité HF.

Plan de découpage et pliage des blindages.
(Echelle 2/3)

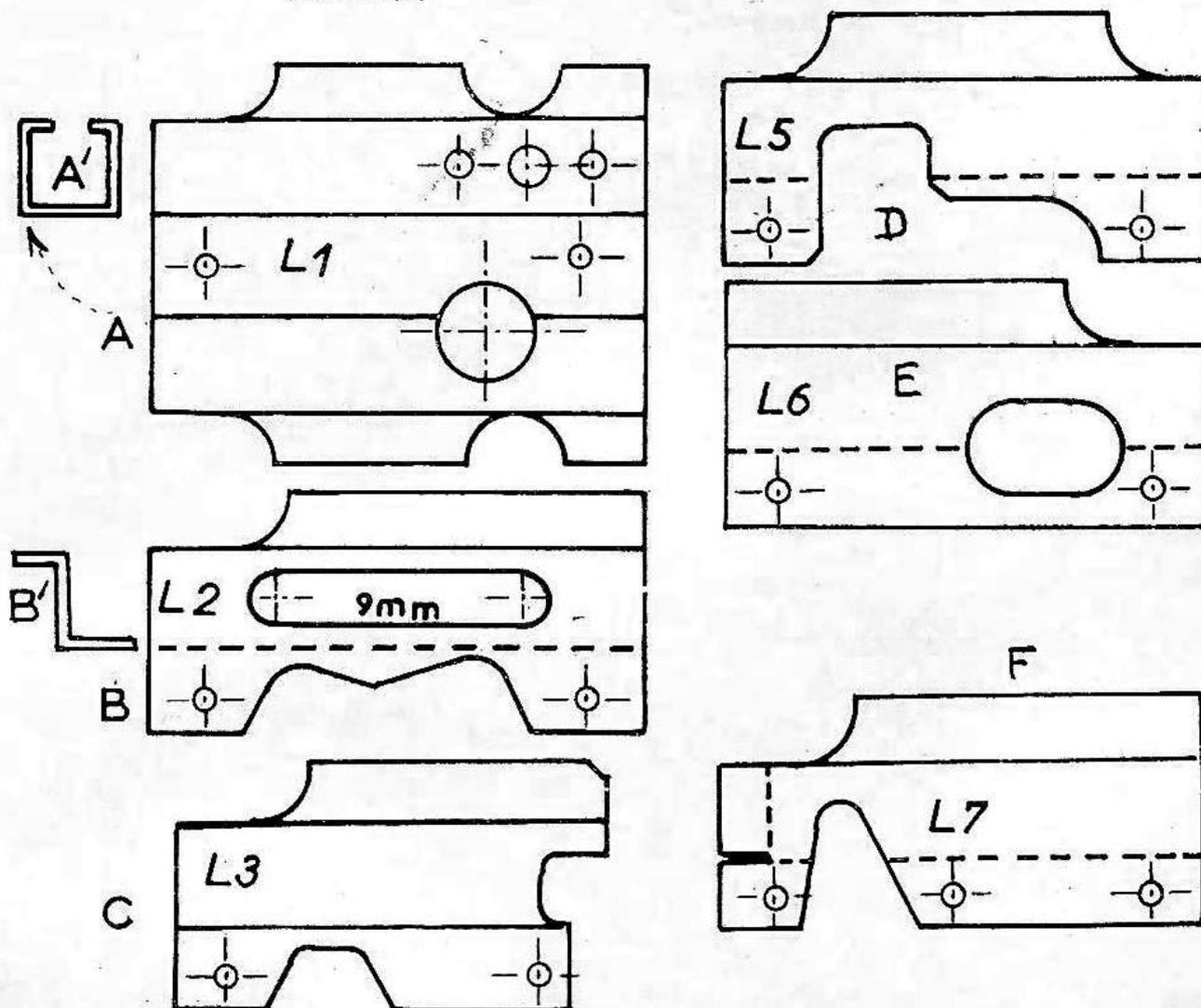
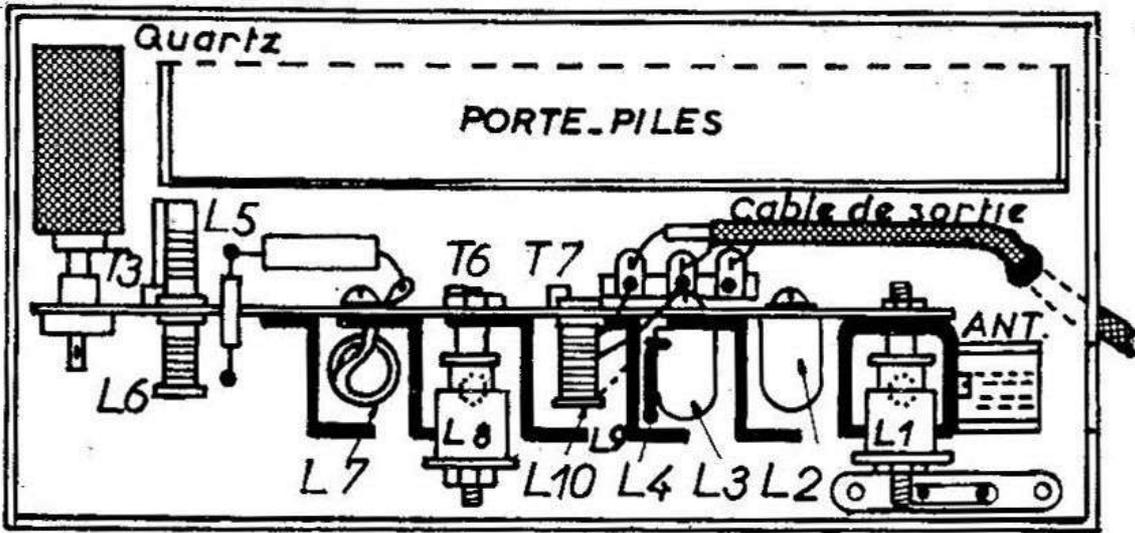


FIG. II-86

La prise coaxiale d'antenne, montée sur le blindage L₁, débouche sur le côté. Il faut prévoir un trou dans le coffret pour le passage de la fiche d'antenne. La figure II-89 donne les indications pour le découpage du coffret.

La figure II-88 montre le panneau avant avec, en haut, à droite, l'emplacement de l'interrupteur et, en bas, à gauche, la prise pour la commande à distance. La sortie 28 MHz se fait par un câble



Vue en coupe suivant A-B

FIG. II-87

coaxial traversant le panneau avant, sur le côté gauche. Il sera bon également de ménager un trou dans le coffret, en face le noyau de L_5 , en cas de décrochage de l'oscillation (usure des piles, chaleur, etc.).

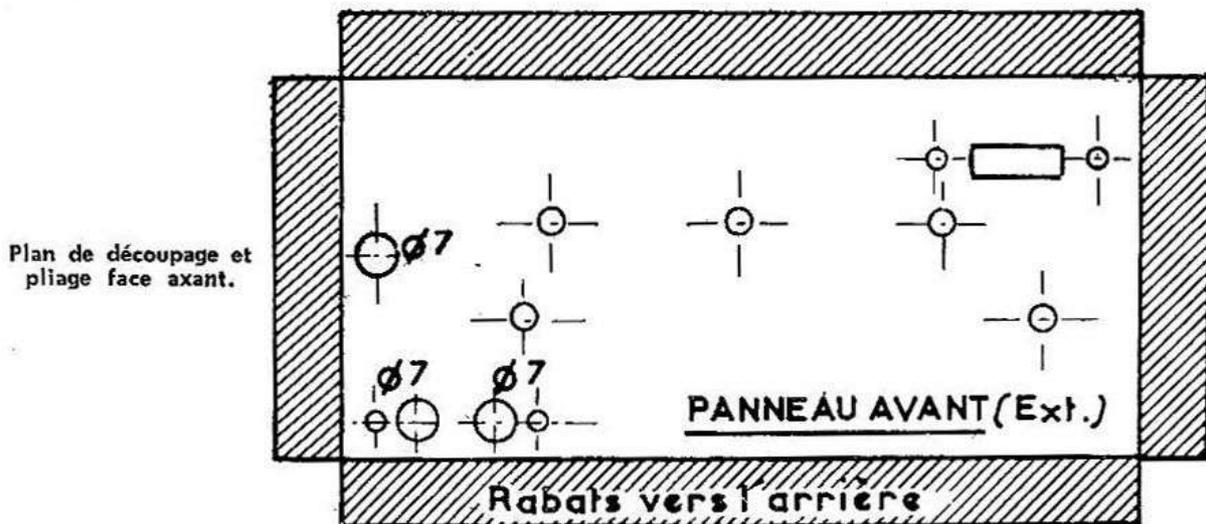


FIG. II-88

Les blindages sont fixés sous la ligne voisine, par exemple le blindage L_2 est monté en même temps que L_3 . Si on veut pouvoir démonter les blindages après coup, on pourra ouvrir les trous de fixa-

tion comme indiqué en pointillé sur le dessin de L_6 de la figure II-86-E. Le blindage pourra être retiré en desserrant un peu les vis et écrous de fixation.

Les condensateurs ajustables 10 et 25 pF sont des « Philips-Transco » modèle professionnel, réf. 82 753, et le quartz provient des surplus.

REGLAGES

Nous commencerons par l'oscillateur et la chaîne de doubleurs. Après les vérifications d'usage, mettre en place T_3 et T_4 , puis appliquer la tension d'alimentation en ayant soin toutefois d'intercaler un milliampèremètre peu résistant en série avec l'alimentation. Nous utilisons un appareil de grand diamètre, échelle 50 mA, dont la résistance interne est de 7 ohms.

Le débit, au début, est de l'ordre de 1,5 à 2 mA. Mettre en place le quartz et chercher l'oscillation en manœuvrant le noyau de L_5 . L'intensité monte de 4 à 5 mA, car T_4 , qui était au cut-off, se trouve excité et se met à débiter. (Il en sera de même pour tous les étages suivants.)

Aspect du coffret et perçage du trou pour le passage de la fiche d'antenne.

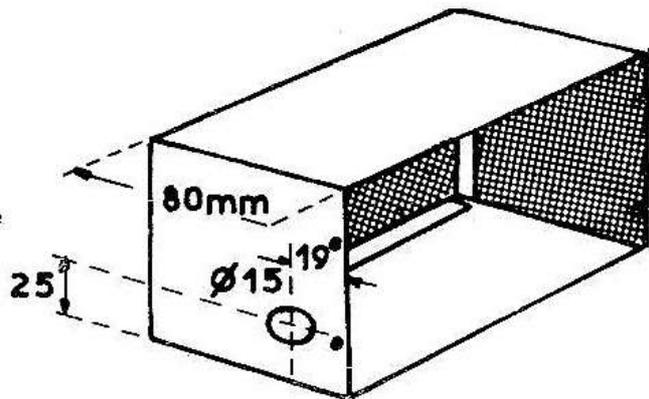


FIG. II-89

Si, en tournant le noyau de L_5 , l'oscillation continue sur des fréquences différentes, correspondant à l'accord de L_5 , il convient de réduire le taux de réaction de l'oscillateur en plaçant R_x (fig. II-82) une résistance de valeur à déterminer, comprise entre 50 et 500 ohms. Pour une valeur convenable de R_x , l'oscillation n'apparaît que lorsque L_5 est accordé sur 25,25 MHz, et décroche de part et d'autre. Placer T_5 sur son support et régler L_6 pour obtenir 3 à 4 mA de débit dans T_5 , et ainsi de suite pour les étages suivants. Il sera bon de s'assurer, en cours de réglages, que chaque circuit est bien accordé sur la fréquence prévue. Le plus simple est d'utiliser un ondemètre

à absorption, ou un grid-dip en position « réception », qu'il est, du reste, inutile de mettre sous tension. En couplant légèrement l'ondemètre à un circuit accordé, L_6 par exemple, le débit du transistor suivant, T_5 dans ce cas, diminue lorsque l'ondemètre est accordé sur la fréquence de L_6 .

Cette méthode est applicable sans difficulté aux circuits à lignes, l'absorption de l'ondemètre se manifeste pour un couplage très faible. Reste la question de L_9 accordé sur 404 MHz. En première approximation, nous mettrons le condensateur ajustable à mi-course et nous laisserons ce réglage pour plus tard.

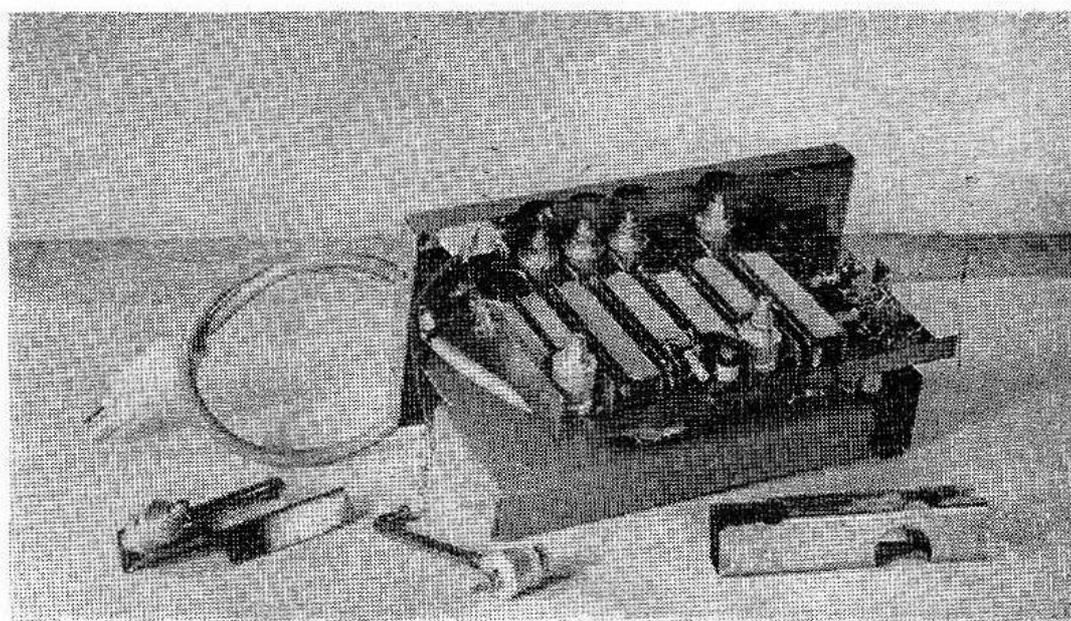


FIG. II-90

Mettre en place successivement T_2 et T_1 . Ajuster leur débit aux environs de 1 mA. Pour le réglage du débit de T_1 , dévisser le condensateur de L_1 et visser celui de L_2 ou vice-versa, pour éviter l'entrée en oscillation de T_1 , ce qui rendrait le réglage du débit illusoire. Par précaution supplémentaire, placer dans la prise d'antenne un atténuateur du type TV, de 6 dB. Laisser cet atténuateur en place pour la suite des réglages.

Pour terminer l'alignement, il est préférable d'utiliser un oscilloscope muni d'une sonde HF chargée par une résistance de 75 ohms, que l'on connectera à la sortie 28 MHz du convertisseur. En faisant fonctionner un grid-dip modulé à proximité, réglé sur la fréquence centrale de sortie, 31 MHz dans notre cas, on verra apparaître la modulation sur l'écran de l'oscilloscope. Régler L_{10} au maximum ; ce réglage est assez flou.

Pour l'alignement des circuits 435 MHz, peu d'entre nous possèdent un générateur modulé en fréquence (wobulateur) travaillant sur cette fréquence. Nous nous sommes servi d'un wobulateur travaillant sur 215/220 MHz et nous avons profité de l'harmonique 2 pour faire nos réglages.

Le plus difficile est de faire apparaître une courbe sur l'oscilloscope ! Il faut que L_1 , L_2 et L_3 soient assez proches de 435 MHz. Mais dès que cette courbe apparaît, passer au réglage de L_9 . Le bon réglage donne le maximum de hauteur à la courbe. Attention ! Lorsque L_9 est accordé sur 435 MHz, on observe également un maximum, mais de moindre amplitude. C'est le maximum correspondant au condensateur de L_9 le plus vissé qui est le bon réglage. L_9 est alors accordé sur 404 MHz. Ensuite, par retouches successives de L_1 , L_2 et L_3 on améliorera la courbe, en se souvenant que lorsque L_1 et L_2 sont bien réglés, l'étage T_1 peut se mettre à osciller pour un dérèglement de L_3 (dérèglement en plus ou en moins de la fréquence requise).

Bien noter qu'en approchant L_4 de L_3 , on diminue la largeur de la courbe et, inversement, en écartant L_4 , la courbe s'élargit. Nous avons ajusté cette largeur pour couvrir tout juste 430 à 440 MHz. Le marqueur de fréquence du wobulateur est très utile pour cette opération.

On remarque aussi que le réglage de L_3 fait basculer la courbe « à l'envers » comme dans tout transformateur surcouplé. Cela peut paraître troublant à qui n'a pas la pratique de ces circuits.

Nous insistons bien sur le fait que les circuits L_1 , L_2 et L_3 ne sont pas des circuits décalés, mais concordants, et c'est le surcouplage entre L_2 et L_3 qui fait élargir la courbe. Ce couplage est déterminé par la fente dans le blindage de L_2 et on le modifie apparemment par L_4 (question d'amortissement de L_3).

On pourra avantageusement ramener toutes les résistances de base (22 k Ω) des étages doubleurs au + 9 volts au lieu de les connecter à l'émetteur du transistor correspondant. Le fonctionnement des doubleurs se trouve amélioré.

Nous avons eu quelques ennuis, à l'usage, avec l'étage T_5 — doubleur 50,5/101 MHz. Pour cette raison, la ligne L_7 a été remplacée par une bobine accordée seulement par le condensateur ajustable 3-25. Par ailleurs, le couplage de 2 spires à L_6 demande à être ajusté. En effet, si T_5 est excité trop fort, le débit en courant continu augmente, mais la HF, dans L_7 , disparaît. Dans certains cas, une seule spire de couplage peut suffire.

Convertisseur 432 MHz (2 étages HF)

Cette maquette est extraite de la collection Philco et s'est avérée comme tous les montages à transistors particulièrement attractive à différents égards et en particulier présente un gain global de 34 dB avec un bande passante de 5 MHz et un niveau maximum de bruit de 5 à 6 dB. Nous y trouvons très sensiblement la même disposition que dans les convertisseurs décrits dans les pages précédentes, à savoir :

1° Non pas un, mais deux étages amplificateurs HF montés en base commune et sortie sur le collecteur, précédant un étage mélangeur attaqué par la base.

2° Une chaîne d'oscillation locale, partant d'un cristal 50 MHz et constituée par trois doubleurs successifs avec sortie sur 404 MHz. Le signal local est prélevé sur la ligne L_{10} et injecté à l'émetteur du circuit mélangeur. La fréquence moyenne résultante (28-30 MHz) est mise en évidence dans le circuit accordé L_5 du collecteur et appliquée au récepteur de trafic qui fait suite et couvre la bande 10 mètres.

LA PARTIE HF.

La figure II-91 représente le schéma complet du convertisseur. Les 2 étages HF fonctionnant en amplificateurs à base commune et le mélangeur en émetteur commun. Une capacité série, C_2 , transmet le signal de l'antenne à l'émetteur du premier amplificateur HF. Dans l'emploi d'un amplificateur en base commune, il existe un peu de réaction entre le circuit de sortie et le circuit

$C_1, 3,5, 11 = 0,5 - 5$ pF piston .

$C_4, 6 = 1 - 9$ pF piston.

$C_7 = 4 - 45$ pF trimmer.

$C_8 = 1 - 18$ pF piston.

$C_{10} = 0,5 - 8$ pF piston.

$L_3 = 14$ tours fil émaillé $\varnothing 3/10$ jointifs sur mandrin $\varnothing 6$ muni d'un noyau magnétique.

$L_4 = 1$ tour fil $\varnothing 0,6$, \varnothing intérieur du bobinage : 5 mm.

$L_5 = 18$ tours fil $\varnothing 0,3$ émaillé jointifs sur mandrin de 10 mm à noyau magnétique.

$L_6 = 3$ tours fil $\varnothing 0,3$ émaillé, jointifs, côté froid de L_5 .

$L_7 = 10$ tours fil $\varnothing 0,8$ \varnothing intérieur 12 mm longueur du bobinage : 16 mm.

$L_8 = 3$ tours fil $\varnothing 0,8$ \varnothing intérieur 12 mm, longueur du bobinage : 5 mm.

$L_9 = 5$ tours fil $\varnothing 1$ mm, \varnothing intérieur 6 mm, longueur du bobinage 12 mm, prise à 1 tour 1/4 côté masse.

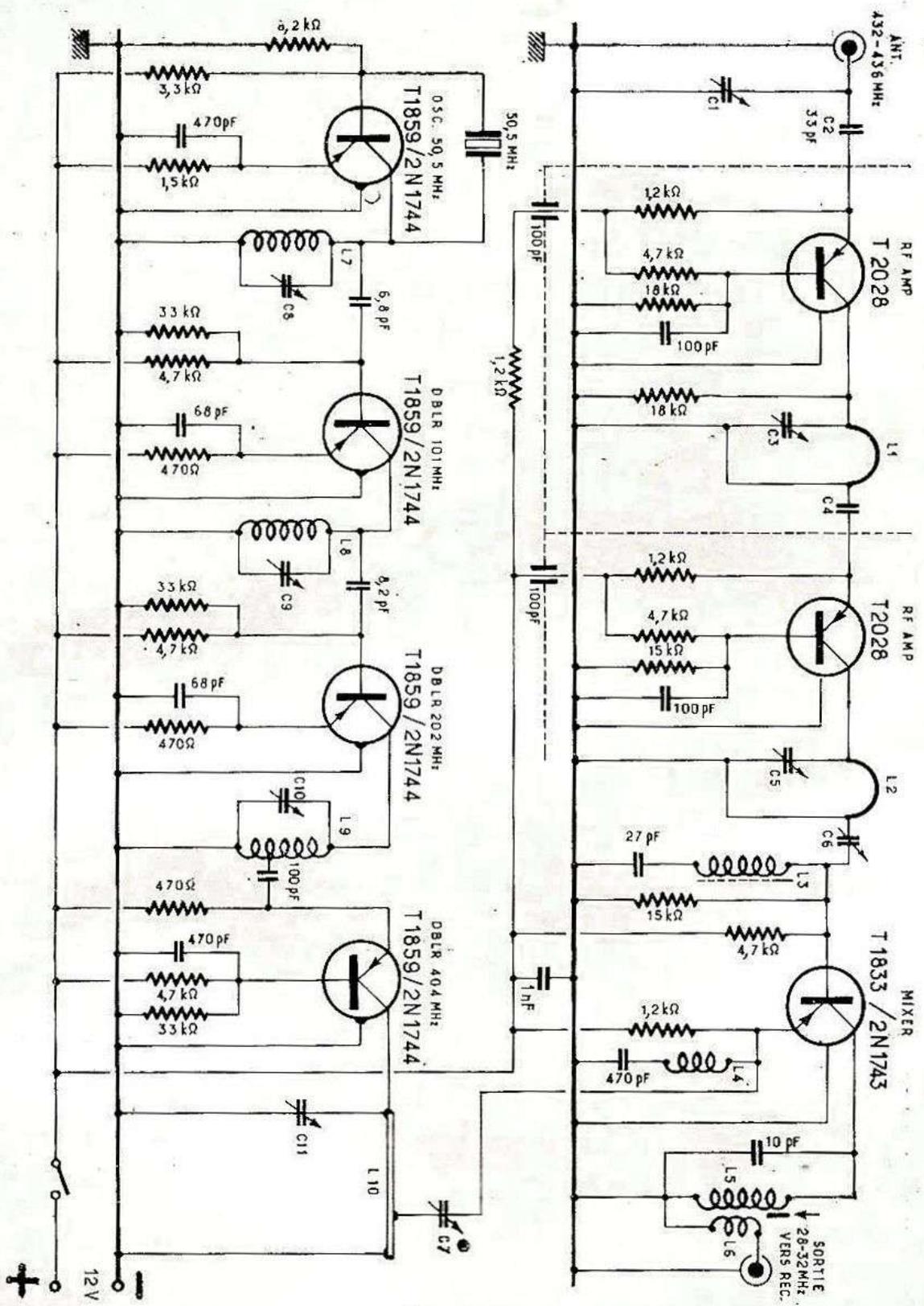


FIG. II-91

d'entrée à travers le transistor. C_1 est réglé pour minimiser quelque instabilité résultant de cette réaction. Le circuit de sortie est accordé par la capacité C_3 et la ligne L_1 . La capacité C_4 couple le circuit de sortie à l'émetteur du second étage amplificateur HF. La sortie de cet étage est accordée par la capacité C_5 et la ligne L_2 . La capacité C_6 couple le signal à la base du mélangeur. Une trappe 30 MHz est insérée entre la base du mélangeur et la masse. Elle court-circuite l'admittance d'entrée du mélangeur à la fréquence de 30 MHz et provoque ainsi un plus grand gain de conversion.

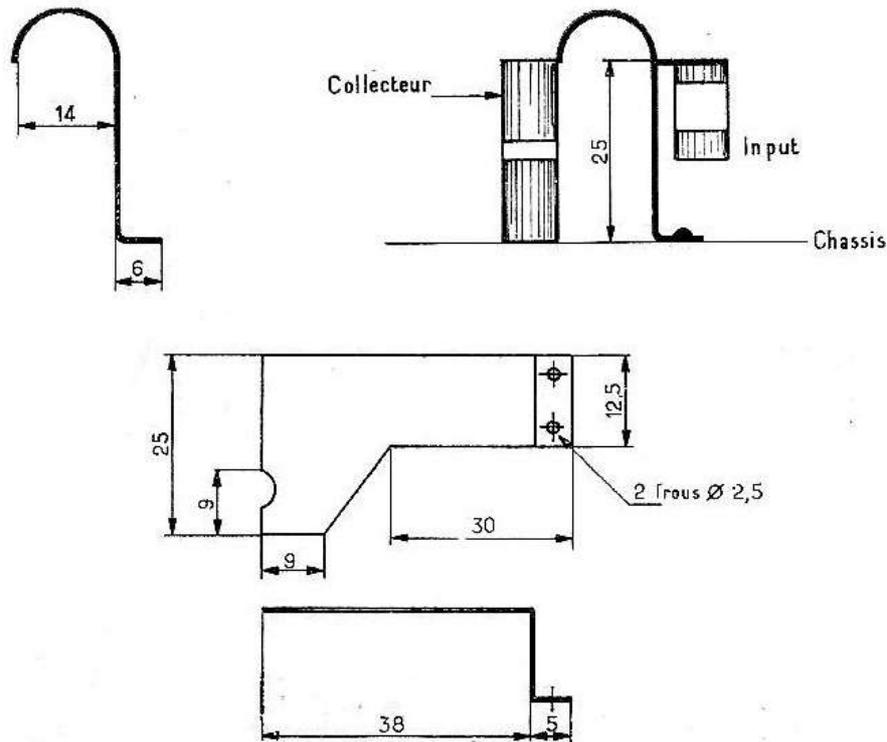


FIG. II-92

La sortie est couplée à la charge à travers un transformateur constitué par les bobines L_5 et L_6 . Le signal issu de l'oscillateur local est injecté à l'émetteur du mélangeur à travers la capacité C_7 . La boucle L_4 procure une haute impédance à la fréquence de l'oscillateur local et fait partie du système intermédiaire. La figure II-92 donne les caractéristiques des lignes L_1 , L_2 , L_{10} .

LA CHAÎNE D'OSCILLATION LOCALE

Les trois premiers étages travaillent en émetteur commun. Le dernier étage est utilisé en doubleur à base commune.

Un oscillateur piloté par cristal fournit les oscillations. La capacité C_8 et la bobine L_7 accordent le circuit sur 50,5 MHz. Une capacité de 6,8 pF adapte la sortie à la base du premier étage doubleur. La sortie de cet étage est accordée sur 101 MHz. Une capacité de 8,2 pF adapte la sortie à la base du second étage doubleur. La sortie de cet étage est accordée sur 202 MHz par la capacité C_{10} et la bobine L_9 . Le signal est appliqué à l'émetteur du troisième étage doubleur à partir d'une prise sur L_9 et par une capacité de blocage de 100 pF. La sortie du dernier étage est accordée sur 404 MHz par la capacité C_{11} et la ligne L_{10} . La capacité C_7 transmet le signal à l'émetteur du mélangeur. C_7 est réglé pour obtenir un maximum de puissance sur le mélangeur. Les résistances dans l'émetteur et la base de ce transistor assurent la stabilisation en courant nécessaire.

CONSTRUCTION

Une plaque (175 × 125) en laiton de 10/10 sert de support aux différents éléments. Un châssis en aluminium (175 × 125 × 50) est utilisé comme enceinte du blindage. Il est recommandé d'argenter le laiton, bien que cela ne soit pas une nécessité absolue. De bonnes connexions de masse sont essentielles pour un bon fonctionnement.

REGLAGES

En premier lieu, il est nécessaire d'aligner les étages du générateur d'harmoniques à leurs fréquences de travail. Un grid-dip est très utile pour faire ces réglages. Pour aligner les circuits, il est recommandé de retirer les transistors de leurs supports. La capacité C_7 est placée à une valeur moyenne, elle sera ajustée plus tard.

Ensuite la bobine de sortie du mélangeur est réglée sur 30 MHz. Pendant ce réglage la trappe 30 MHz doit être déconnectée. Après le réglage, ressouder la trappe, l'accorder sur 30 MHz au moyen du noyau en ayant au préalable retiré le transistor mélangeur et placé un court-circuit entre les deux sorties de base et l'émetteur. Le court-circuit est ensuite retiré et le transistor replacé sur son support.

Un générateur UHF est très utile pour aligner les étapes HF. Avec C_4 réglé au maximum et C_6 à peu près à mi-capacité, C_3 et C_5 sont ajustés pour avoir le gain maximum. C_1 n'a pas un réglage critique et peut être laissé à part si les premiers étages amplificateurs HF ne montrent pas de signes d'instabilité.

Lorsque la mise au point est terminée, on doit relever les mesures suivantes :

HF : 1^{er} étage : 1,5 mA.

2^e étage : 2 mA.

Mélangeur : 2 mA.

Oscillation locale :

Oscillateur : 2 mA.

Doubleurs 1 : 2,5 mA.

2 : 3 mA.

3 : 3 mA.

Convertisseur 432 MHz à mélangeur FET

C'est un des montages les plus simples que l'on puisse trouver puisqu'il ne comprend que quatre transistors et tous les circuits oscillants, sur 400 MHz et au-dessus, sont des lignes filaires.

L'étage d'entrée est un amplificateur HF muni d'un, déjà « ancien » mais irremplaçable, AF239, qui concilie gain élevé, souffle raisonnable et prix plus qu'abordable. Le gain de cet étage est de 15 dB (pour 3,5 dB de bruit). Fonctionnant en base commune, il est très stable. Disposition commode, étant PNP, la charge de collecteur L_2 à son extrémité froide directement au châssis et l'autre au niveau du transistor est fixée à l'armature isolée de C_2 . Le mélangeur de son côté étant de type NPN, sa « gate » en continu revient à la masse, c'est pourquoi L_3 , comme L_2 , est soudée au châssis et à l'armature de C_3 , L_1 - L_2 constitue un filtre de bande centré sur 433 MHz de manière à passer toute la bande 70 cm.

Au côté de l'oscillation locale, nous trouvons un premier étage BF115 piloté par cristal et fonctionnant en oscillateur overtone à partir d'un quartz de 44,888 MHz puis en tripleur, c'est pourquoi le circuit de L_6 résonne sur 134,666 MHz. Le second étage équipé d'un BF180 triple cette fréquence et délivre un signal stable, de fréquence 404 MHz qui est appliqué dans le retour de la source du mélangeur TIS34 déjà mentionné.

Le circuit de sortie qui doit couvrir 28-30 MHz, sans atténuation excessive aux extrémités, est constitué par deux éléments à accord

fixe formant filtre de bande. La sortie s'effectue à basse impédance par un morceau de câble coaxial vers un récepteur de trafic ou un tuner couvrant la bande 28-30 MHz (fig. II-93).

La mise au point est classique : ce sont toujours les mêmes opérations.

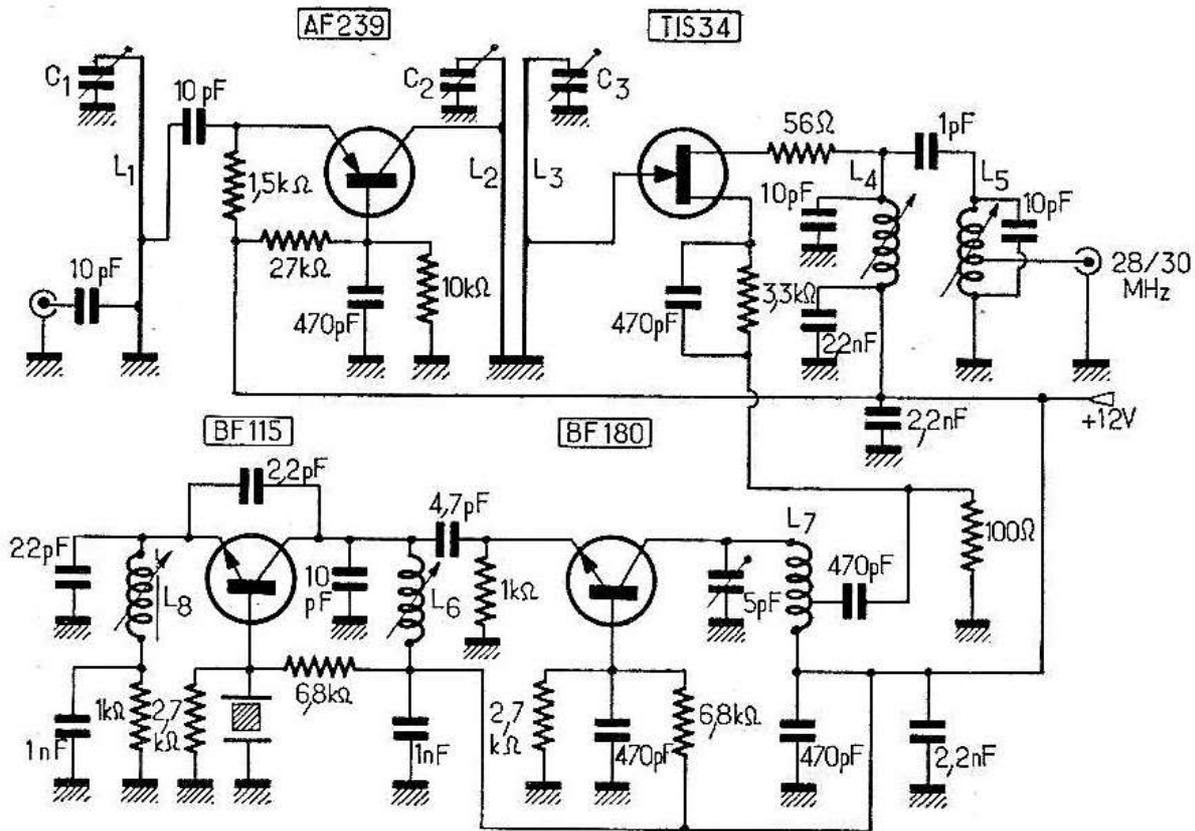


FIG. II-93

1) Mise en évidence de l'oscillation du quartz et contrôle de la fréquence du signal produit, le noyau de L_6 étant ajusté une fois pour toutes pour une tension HF maximum sur l'émetteur du tripleur.

2) Ajustement au maximum de HF sur la fréquence de 404 MHz du circuit collecteur du tripleur en jouant sur le piston de 5 pF.

3) Accord de L_4 - L_5 au maximum de bruit.

4) Accord de C_1 - C_2 - C_3 pour le maximum de gain sur un signal extérieur qui peut être une émission, la fondamentale ou l'harmonique d'une petite balise du type de celles décrites plus loin.

L'ensemble a été réalisé sur une plaquette de copper-clad, autrement dit de matériau destiné à faire les circuits imprimés, simple face.

Les lignes filaires résonnant en quart d'onde sont à réaliser comme figure II-94, y compris L_7 qui est figurée sur le schéma comme une bobine mais n'en est pas moins un fil argenté linéaire.

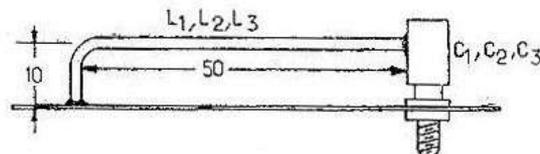


FIG. II-94

La distance d'axe en axe L_2 - L_3 est de 12 mm et une cloison métallique les sépare sur une longueur de 40 mm, laissant seulement la partie « chaude », soudée à C_2 et C_3 , en regard, ainsi que les deux ajustables dont la proximité contribue au couplage.

$C_1 = C_2 = C_3 = 8$ pF piston.

L_1 = fil argenté 20/10 mm. Distance de la platine 10 mm. Longueur de la partie rectiligne 50 mm. Prises à 30 et à 15 mm de C_1 .

L_2 = fil argenté 20/10 mm. Distance de la platine 10 mm. Longueur de la partie rectiligne 50 mm. Prise à 30 mm de C_2 .

L_3 — fil argenté 20/10 mm. Distance de la platine 10 mm. Longueur de la partie rectiligne 78,50 mm. Prise 30 mm de C_3 .

$L_4 = L_5 = 16$ spires jointives, fil 4/10 mm émaillé, sur mandrin à noyau Lipa 8 mm, distance 18 mm d'axe en axe. Prise sur L_5 à 2 spires de la masse.

$L_6 = 8$ spires, fil 4/10 mm, jointives, sur mandrin Lipa \varnothing 6 mm (résonne sur 135 MHz).

L_7 = fil argenté 20/10 mm. Distance de la platine 10 mm. Longueur de la partie rectiligne 55 mm. Prise à 15 mm, côté froid.

$L_8 = 10$ spires, fil 4/10 jointives, sur mandrin Lipa \varnothing 8 mm (résonne sur 45 MHz).

Préamplificateur 432 MHz à faible bruit

Les transistors en UHF peuvent avantageusement soutenir la comparaison avec les meilleurs tubes spécialisés. C'est pourquoi, parmi les applications pratiques que nous avons réunies, nous proposons ici, figure II-95, un préamplificateur à transistor planar épitaxial RCA p-n-p 2N3478 en montage base à la masse, correspondant au montage grille à la masse avec un tube.

Un très petit châssis est utilisé, qu'une cloison partage en deux pour empêcher son couplage entre circuit d'entrée et circuit de sortie. Cette cloison est échancrée de telle manière que le transistor puisse juste passer par l'ouverture.

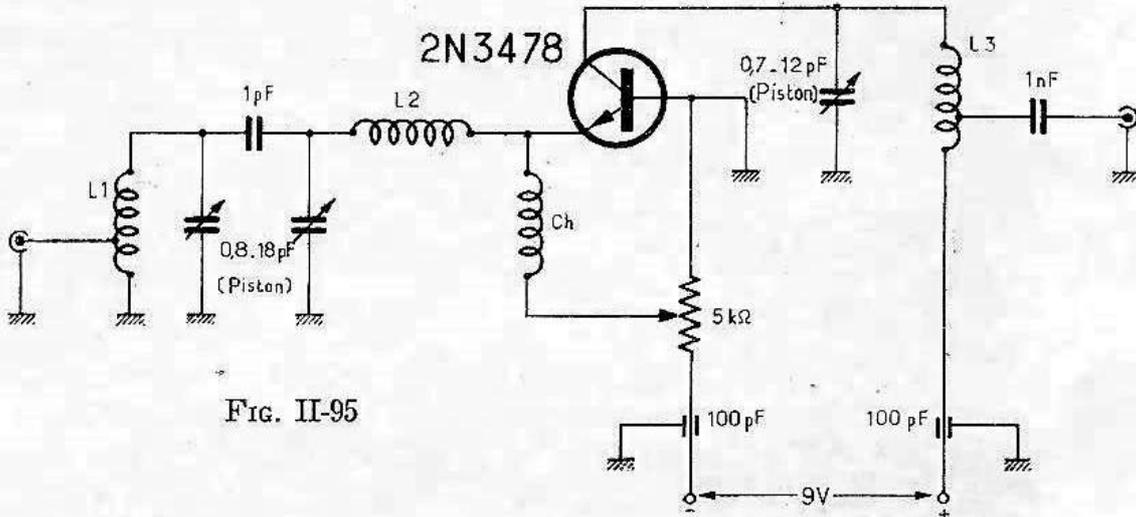


FIG. II-95

Les fils de base et de masse du boîtier y sont soudés au même point et directement comme le montre la figure II-96. Une connexion de 2 mm doit être considérée comme longue ! Le circuit d'entrée peut être considéré comme un filtre de bande dont la largeur dépend de la

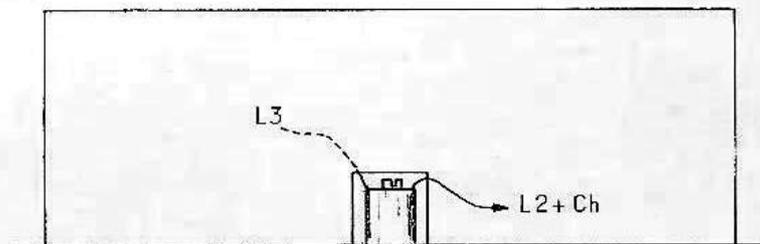


FIG. II-96

Détail des bobinages :

- $L_1 = 2$ tours, fil argenté de 8/10 mm. Diamètre 6 mm. Longueur 6 mm. prise à $3/4$ de sous la masse.
- $L_2 = 1,1/4$ tour, même fil, même diamètre.
- $L_3 =$ comme L_1 .
- Ch = 1,8 μ H soit 24 spires, fil 20/100 mm émaillé, jointives, en l'air, diamètre : 5 mm.

capacité réunissant L_1 à L_2 . L_1 résonne sur 432 MHz et la bobine L_2 sert à adapter l'impédance élevée du circuit d'antenne à celle très basse de l'émetteur dont la tension est fixée par une résistance ajustable (Matera = 5 k Ω). Le courant de repos doit être de 1 mA. On

ajustera alors les trois circuits sur un signal faible et non sur le bruit de fond. Lorsque ce préamplificateur est correctement mis au point son gain est de 10 à 12 dB pour un facteur de bruit de 4 à 5 dB. On pourrait d'ailleurs extrapoler, en modifiant L_1 - L_2 - L_3 , pour l'utiliser sur 144 MHz ou le facteur de bruit est à peine supérieur à 3 dB.

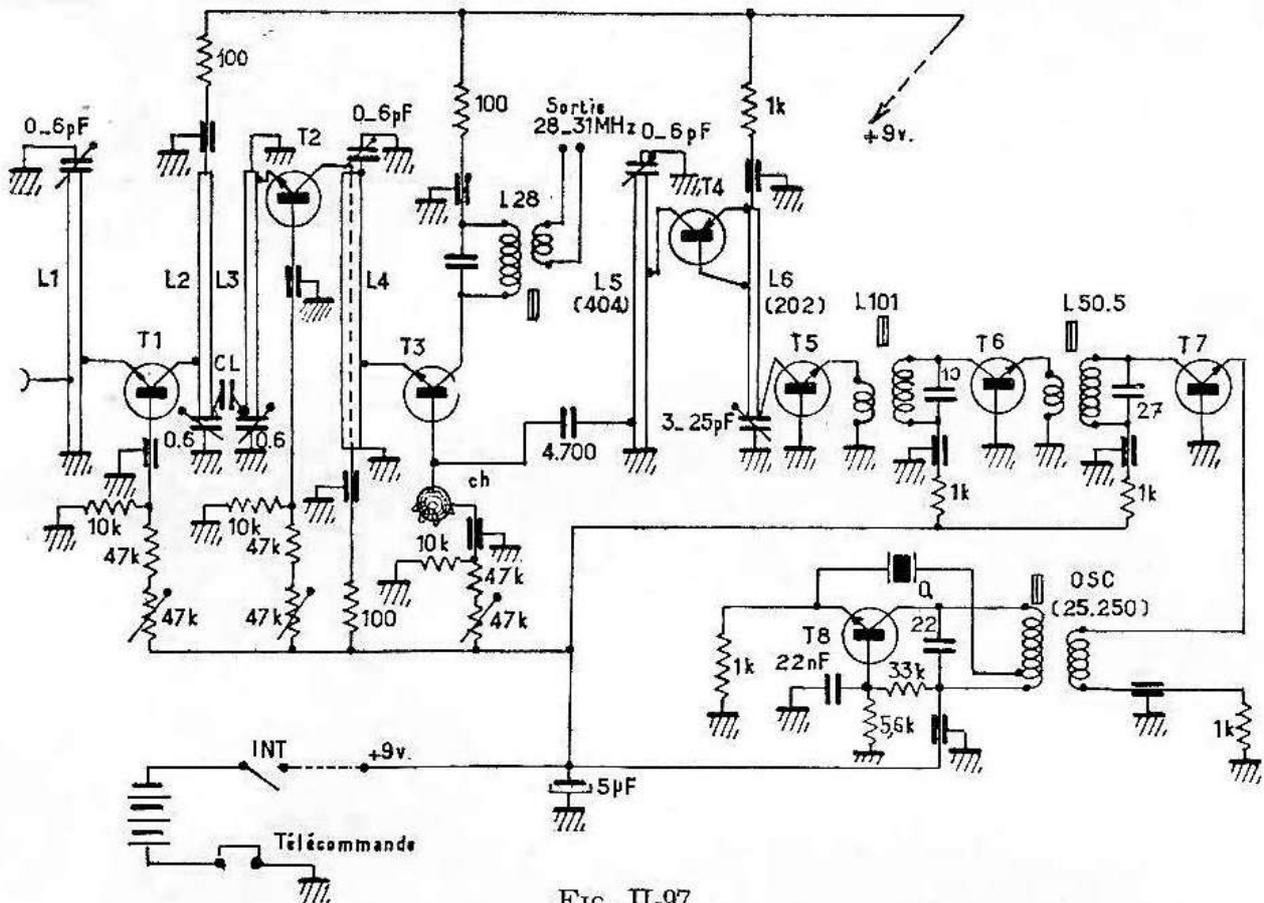


FIG. II-97

Bobine osc = 12 spires, fil émaillé, 15/100 mm, jointives sur mandrin Lipa \varnothing 8 mm. Prise à 1 spire, côté froid.

Secondaire = 4 spires 30/100 mm sur le primaire, côté froid.

L_{28} = 23 spires, fil émaillé, 25/100 mm, jointives, sur mandrin Lipa = \varnothing 6 mm.

Secondaire = 6 spires, par dessus L_{28} , côté froid.

L_{50} = 9 spires = 8/10 mm émaillé jointives sur mandrin Lipa = \varnothing = 6 mm.

Secondaire = 2 spires par-dessus L_{50} .

L_{101} = 6 spires 8/10 comme L_{50} .

Secondaire 2 spires.

T_1, T_2, T_3 = BF 161 (Fairchild).

T_4 = AF 139.

T_5, T_6, T_7, T_8 = BF 153.

Convertisseur 435 MHz type Perfo

Ce convertisseur de haute sensibilité est très semblable à celui qui a connu sur 145 MHz un succès plus qu'honorable. La difficulté

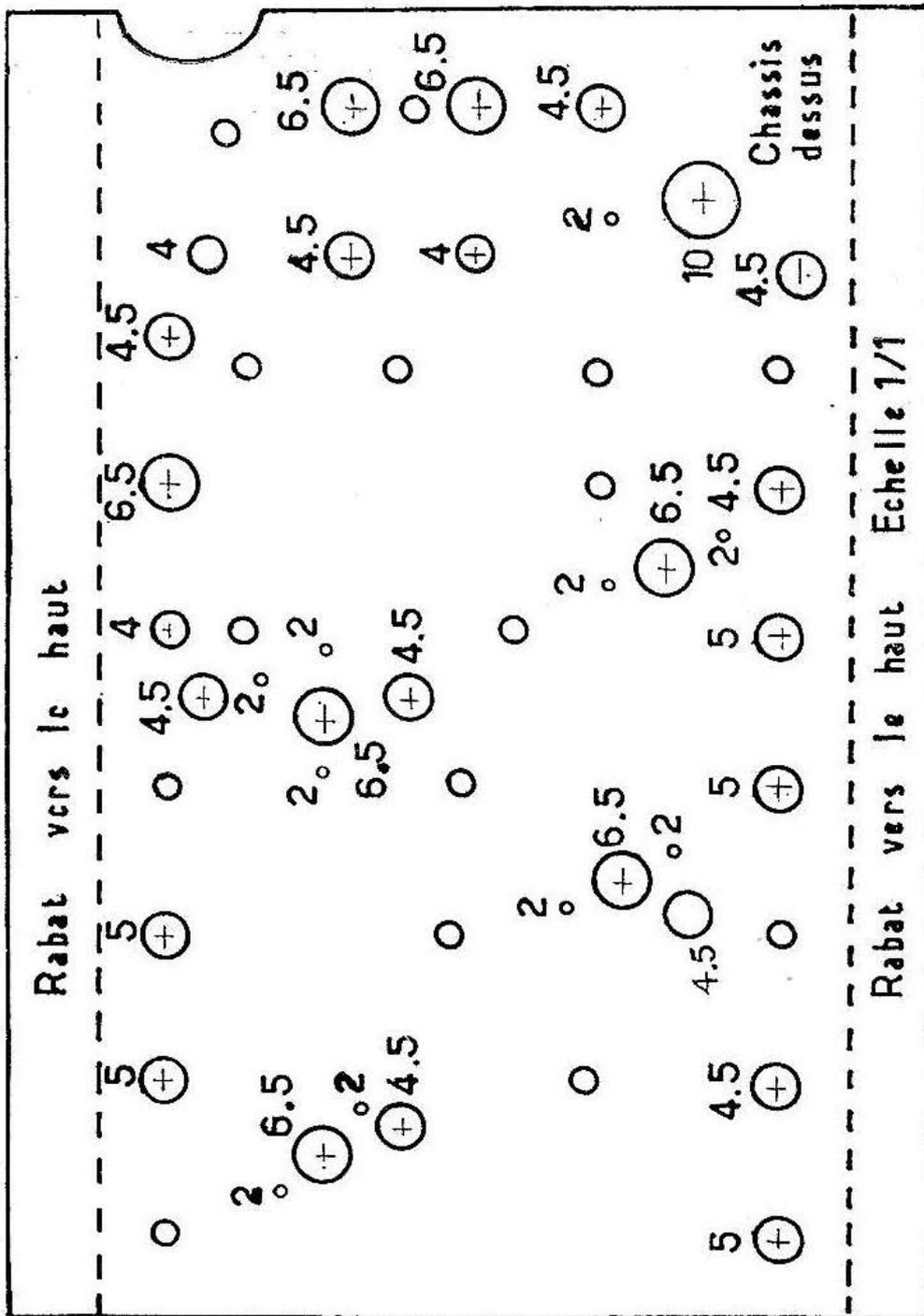


Fig. II-98

a été de faire fonctionner la partie HF d'une façon stable. Les transistors utilisés sont des BF161 (Fairchild) utilisables jusqu'à 900 MHz. Le schéma n'appelle que peu de commentaires mais la réalisation

demande tout de même quelques éclaircissements que les figures qui suivent aideront à faire le plus court possible. Selon une habitude bien connue, le réalisateur (F8CV) utilise, dans la chaîne d'oscillation locale, un quartz des surplus (8 416 kHz) qui donne, en overtone 3, un signal de 25,250 MHz. L'oscillateur est suivi de trois doubleurs successifs équipés de BF153 et d'un quatrième doublant de 202 en 404 MHz utilisant un AF139. Tous les circuits accordés à lignes sont taillés en quart d'onde. La moyenne fréquence est 28-31 MHz (figure II-97).

Réalisation. — Le châssis utilisé est en cuivre rouge de 6/10 mm d'épaisseur, il est dimensionné et percé comme le montre la figure II-98. On commencera par fixer les supports des transistors T_1 , T_2 , T_3 , T_4 ; les autres transistors sont soudés directement dans le câblage. Les deux étages HF fonctionnent en amplificateurs à base commune. Tous les by-pass sont d'un modèle couramment répandu (1 nF) et les lignes sont en tube de cuivre poli de 4 mm. Dans le circuit de base du mélangeur T_3 se trouve une bobine d'arrêt HF (ch). Elle est constituée par 5 à 6 spires de fil 15/100 mm, bobinées en tore sur une perle de ferrite de $3 \times 4 \times 2$ mm et collée sur la platine par l'entremise d'un petit morceau d'isolant. La figure II-99

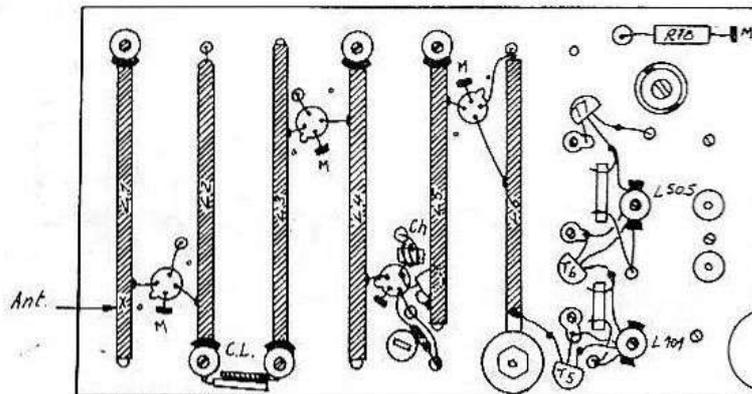


FIG. II-99

donne une idée précise du branchement de T_4 sur L_6 . On en respectera la disposition. Les ajustables d'accord de L_1 à L_5 sont des 6 pF, modèle piston et l'accord de L_6 s'effectue par un ajustable cloche de 3-25 pF. Tous les condensateurs de traversée ou « by-pass » sont des 1.000 pF.

On commencera par mettre en place la ligne L_1 en respectant bien l'endroit de l'arrivée de l'antenne (fig. II-100), puis on continuera par L_2 , L_3 , etc. Certains composants comme le bobinage

oscillateur, la bobine 28 MHz et T8 sont du côté opposé aux lignes. Enfin, le condensateur C¹ est constitué par deux morceaux de fil de câblage isolé de 15 mm de long et dont on peut modifier l'écartement pour faire varier la largeur de bande couverte par le filtre de bande L₂-L₃.

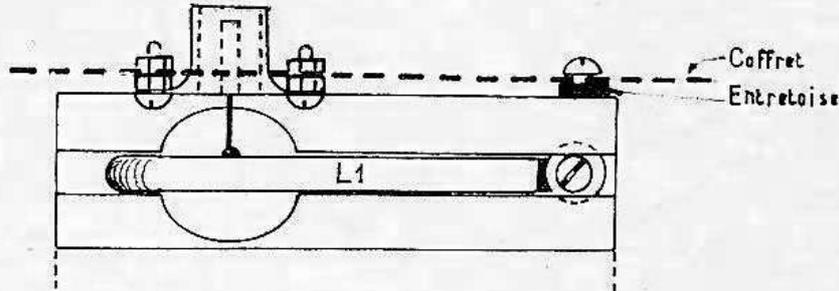


FIG. II-100

Les figures II-101-102-103-104 donnent une idée claire de la forme des blindages et des lignes, de la disposition des composants et de l'aspect de l'appareil terminé.

L'alignement est naturellement une affaire tout aussi délicate. On commencera par l'oscillateur et les doubleurs. T₇ doit débiter de 2 à 4 mA. On passera au réglage sur 50 MHz qui fera débiter

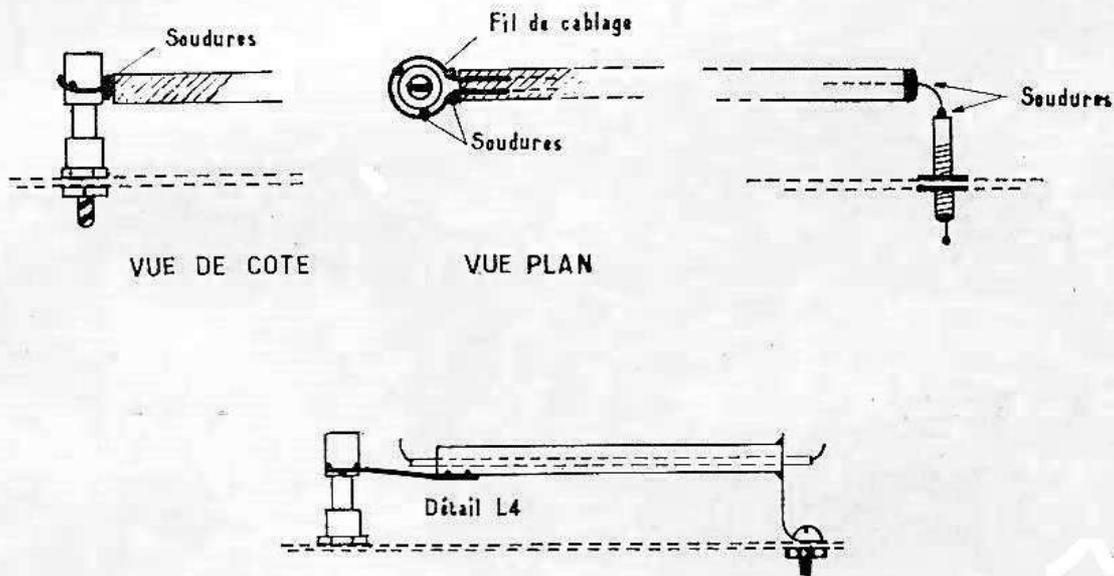


FIG. II-101. — Fixation des lignes sur les condensateurs, les « by-pass »

T₆ et ainsi de suite. Dans le cas où un des transistors débiterait plus de 5 mA parce que saturé on porterait à 1 kΩ la résistance de base, ce qui augmenterait aussitôt l'excitation sur l'étage sui-

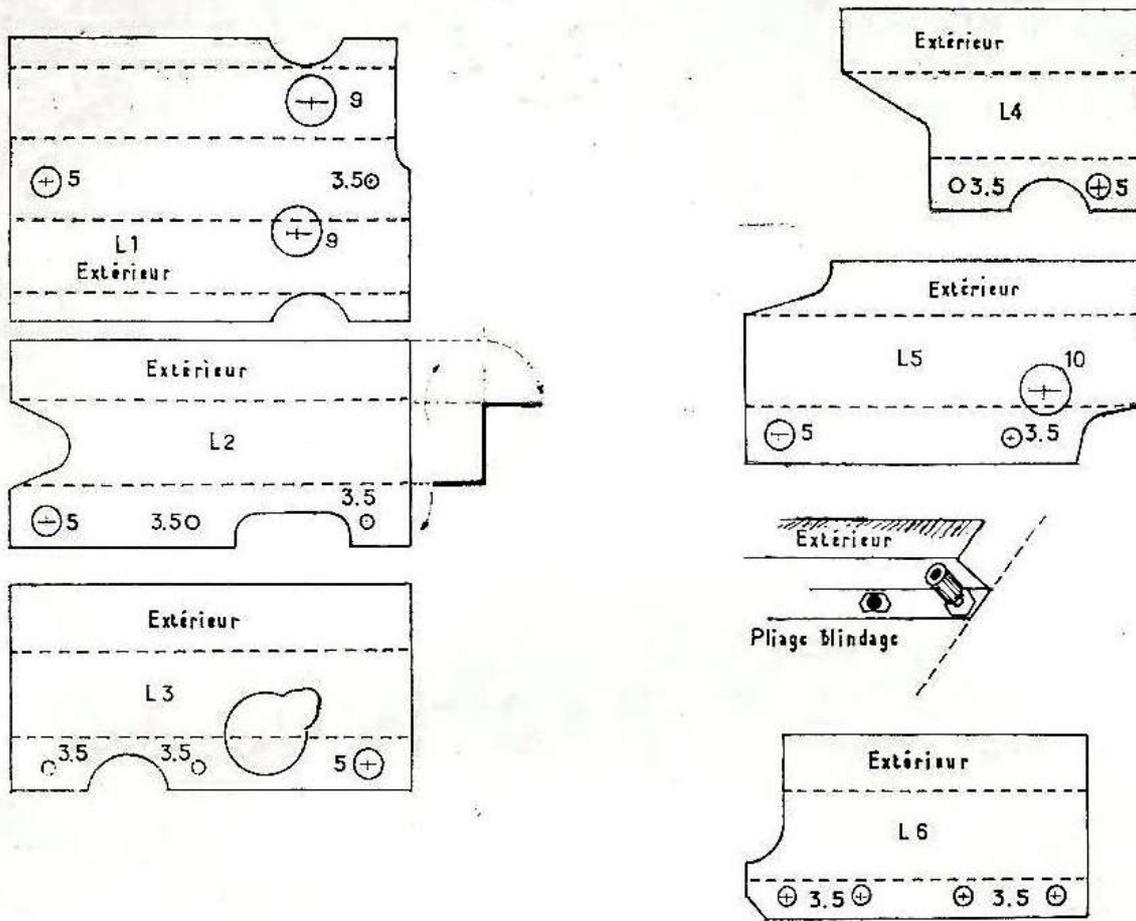


FIG. II-102. — Blindages (échelle 1/2)

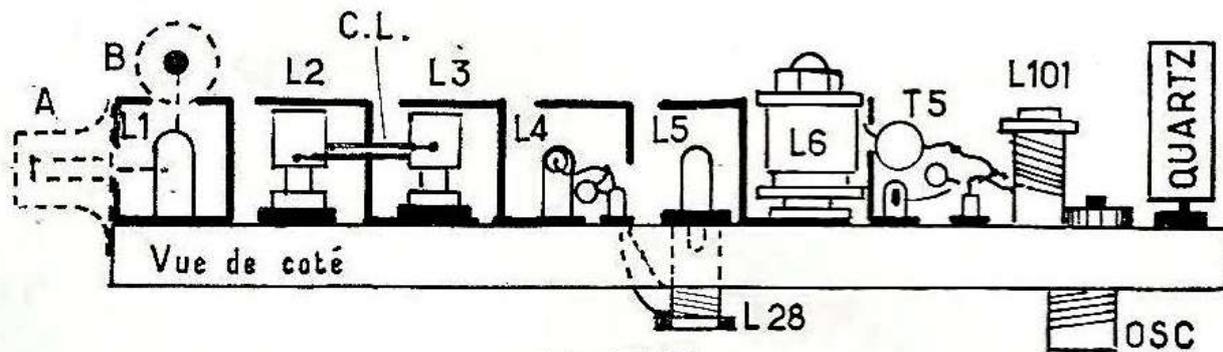


FIG. II-103

vant. Et on arrivera ainsi de proche en proche au dernier circuit 404 MHz. Si l'on trouve deux points d'accord de L_5 , c'est celui qui correspond à la plus grande capacité qui est à retenir. Le circuit de sortie sera alors réglé sur 29 MHz et L_1 , L_2 , L_3 , L_4 au maximum du signal fourni par une station ou par une balise sur fondamentale ou en harmonique.

La sensibilité, grâce à la qualité des transistors employés, et aux deux étages HF en cascade est excellente et l'ensemble est capable des meilleures performances.

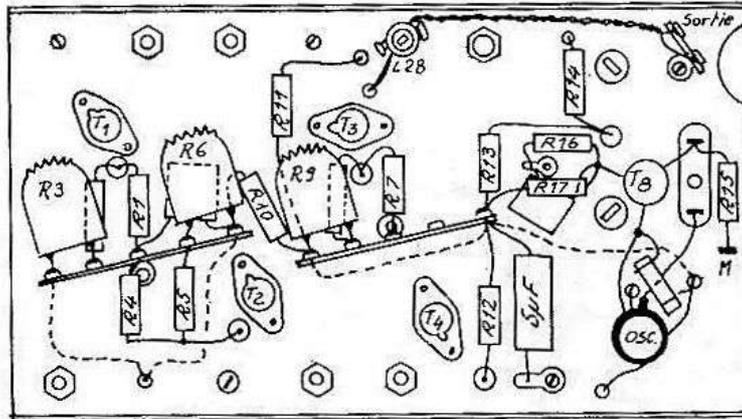


FIG. II-104

Convertisseur 432 MHz à mélangeur à transistor FET

Ainsi que le montre la figure II-105 qui en reproduit le schéma, nous retrouvons comme dans tous les convertisseurs prévus pour quelque bande que ce soit :

- Une chaîne d'amplification HF.
- Une chaîne d'oscillation locale avec amplificateurs de fréquence en cascade.
- Un étage, mélangeur avec circuit MF dans lequel sont mises en évidence les tensions issues du mélange. Nous allons étudier successivement le principe et la réalisation pratique de ces trois éléments.

1° *La chaîne d'oscillation locale.* Comme nous nous sommes fixé une moyenne fréquence de 28 MHz, la fréquence fournie par le dernier étage sera de l'ordre de $432 \text{ MHz} - 28 \text{ MHz} = 404 \text{ MHz}$. Il n'est pas question d'obtenir directement une telle fréquence à partir d'un quartz, même overtone ! Force nous est donc de rechercher un échantillon de fréquence plus basse dont nous multiplierons la fréquence dans des étages successifs, que nous avons fixés au nombre de quatre. Disons tout de suite que ce nombre pourrait être réduit à trois avec un quartz fonctionnant en overtone 5 ou 7, mais la complication d'un étage supplémentaire est négligeable, comparée aux ennuis que peuvent présenter les oscillateurs overtone de

rang élevé. On pourrait également quadrupler, voire quintupler dans les étages intermédiaires, mais le rendement est faible et on n'obtient plus une tension d'injection suffisante. Une autre solution

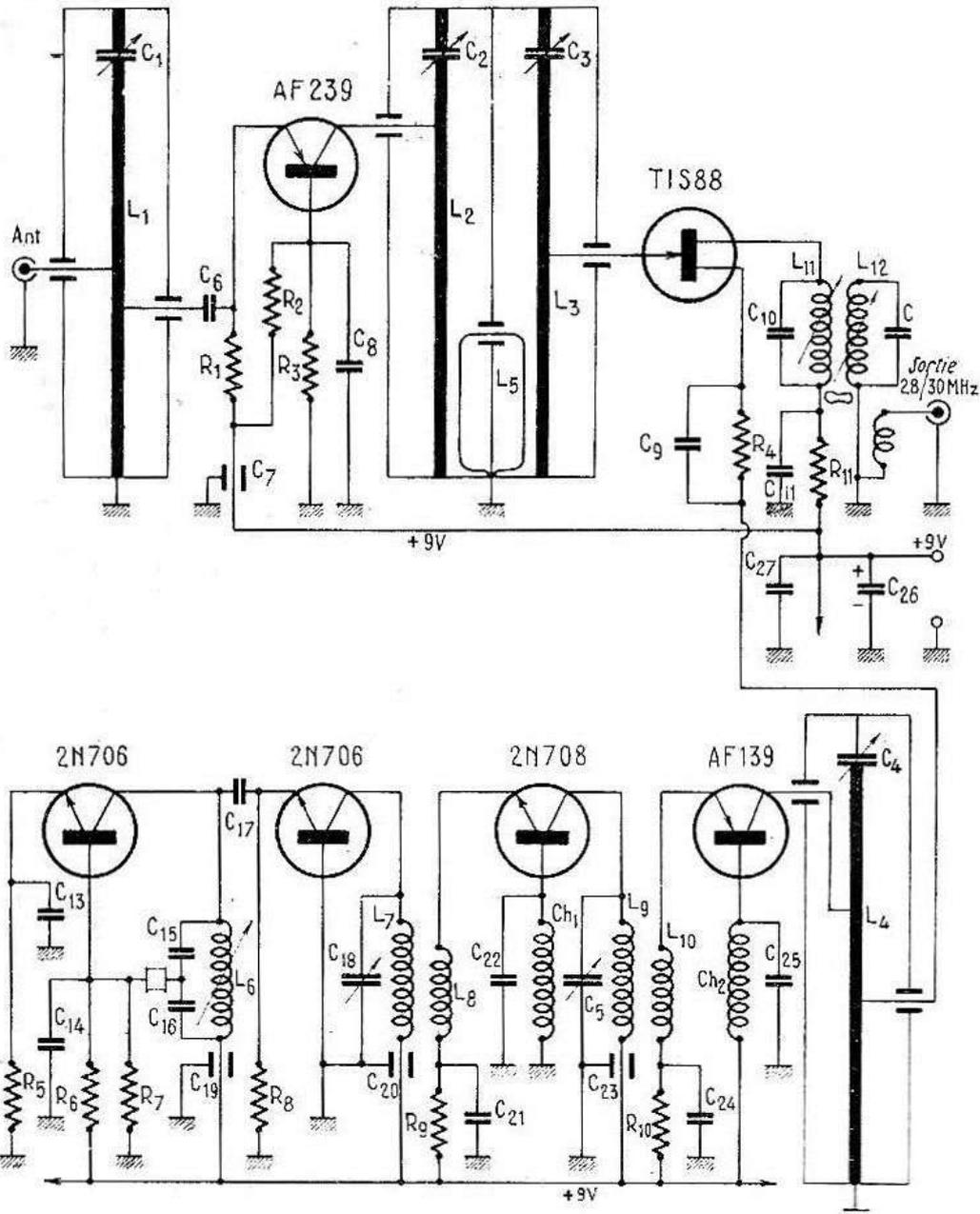


FIG. II-105

très élégante consisterait à employer une ou deux varactors de faible puissance. Nous ne l'avons pas essayée. La chance nous ayant favorisé, nous avons trouvé un quartz miniature de 11,220 MHz, ce qui nous a permis d'adopter la formule suivante :

$$(11,22 \text{ MHz} \times 3) \times 3 \times 2 \times 2 = 404 \text{ MHz}$$

Faute de faire tailler un quartz spécial, ce qui n'est pas impossible, on trouvera, au surplus des fréquences très voisines, de préférence, très légèrement supérieures en boîtier HC6/U et HC18/U. (Quel que soit l'over-tone utilisé, le problème consiste à tirer de l'oscillateur une fréquence comprise entre 33,666 et 34 MHz), ce qui se traduira par une MF de 24 à 28 MHz, suivant les fréquences extrêmes. Ce qui n'exclut nullement d'autres formules de multiplication telles que deux triplages consécutifs à partir d'un over-tone 45 MHz, avec économie d'un étage. Mais revenons à notre cas personnel, à partir duquel on pourra toujours extrapoler (seule, L_6 est en cause). L'oscillateur a la particularité de fonctionner sans surprise. Le quartz est inséré entre le circuit de sortie et la base d'un transistor NPN, 2N706.

L'accord de L_6 s'effectue par deux capacités en série ce qui, pour le quartz, constitue un diviseur de tension HF. En outre, la base comporte, si nécessaire, un découplage de faible valeur à ajuster pour une oscillation franche (ici $C_{14} = 27$ pF). Augmenter cette valeur correspond à diminuer la réaction et inversement. Ces valeurs adoptées se sont avérées convenables pour une bonne collection de cristaux oscillant (sur partiels 3 ou 5) entre 30 et 40 MHz. L'étage suivant est également tripleur. Il comporte pareillement un 2N706 et la base est tout simplement ramenée à la masse, ce qui simplifie d'autant le montage qui comporte uniquement le circuit collecteur $C_{18} - L_7$ (102 MHz).

Pour obtenir un meilleur fonctionnement de l'étage suivant, nous avons utilisé un 2N708, attaqué par un enroulement à basse impédance $L_9 - C_5$ s'accorde sur 202 MHz. Enfin, dans le dernier étage, nous utilisons un transistor AF139 — PNP — car le circuit de collecteur est une ligne quart d'onde dont la construction mécanique exige qu'elle soit à la masse à une extrémité. Plutôt que charger le collecteur par une self de choc, jointe à une capacité d'isolement au point de vue continu, ce qui nous aurait permis d'utiliser un NPN, nous avons trouvé que le passage en PNP simplifiait bigrement le problème. Nous avons pour habitude, lorsque nous réalisons une maquette, de faire la mise au point de chaque partie séparément. C'est pourquoi nous allons, dès la dernière soudure effectuée, et après vérification que le montage ne présente aucun court-circuit intempestif, mettre cette partie du montage sous tension avec, en place, seul, le transistor oscillateur. Il ne sera pas superflu de faire remarquer à ceux qui l'auraient perdu de vue que le boîtier des transistors 2N706 et 2N708 est intérieurement réuni au collecteur et que, de ce fait, l'utilisation des supports à encliquetage est

absolument proscrit, à moins que l'on adapte les contacts à ressort latéraux, qui ne demandent d'ailleurs qu'à se casser ! Quartz, transistor en place, il reste à jouer sur le noyau de L_6 pour obtenir l'oscillation sur harmonique. On la décèlera en insérant dans la ligne +, à la sortie de la batterie, un milli-ampèremètre de 0 à 5 mA dont la lecture « plonge » brusquement à 2 mA lorsqu'elle se produit, pour remonter à 5 mA lorsque le noyau, trop enfoncé ou trop tiré, écarte par trop L_6 de la fréquence de l'harmonique désiré. La bonne position du noyau de L_6 est celle pour laquelle l'oscillation démarre franchement lorsqu'on applique l'alimentation. Les valeurs données, par ailleurs, pour L_6 conviennent pour toutes fréquences comprises entre 30 et 40 MHz. Il s'ensuit que cette bobine doit être réduite (d'environ 2 spires) pour des quartz dont l'overtonne désiré (3 ou 5) tombe au voisinage de 50 MHz, comme nous l'avons envisagé précédemment.

Nous pourrions mettre en évidence la présence de tensions HF dans la bobine L_6 au moyen du détecteur de la figure II-106. C'est une sonde élémentaire constituée par une ligne courte (10 cm) terminée par une boucle de 6 mm de diamètre intérieur. Le fil utilisé sera un fil de câblage qui, sous gaine plastique. La diode D est

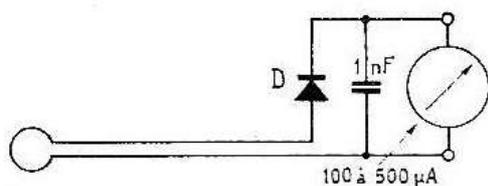


FIG. II-106

un 1N21 ou 1N23 et l'appareil de mesure, un micro ampèremètre qui ne dépassera pas 500 μ A si l'on veut disposer d'un auxiliaire sensible. Couplée à fond à L_6 , la lecture est supérieure à 200 μ A. On notera que le meilleur réglage du noyau de L_6 est celui qui se situe entre la pointe de tension HF qui précède le décrochage et l'entrée en oscillation par enfoncement du noyau. On pourra alors mettre tous les autres transistors en place. La présence du deuxième aura peut-être, par sa capacité d'entrée, perturbé le fonctionnement du premier. Il suffira de sortir légèrement le noyau de L_6 . L_7 par C_{18} se réglera au maximum de HF, de même que L_9 par C_5 après qu'on aura successivement enfoncé la boucle entre les deux dernières spires de celles-ci. Cela fait, on déformera la boucle de mesure pour en faire un triangle dont la base sera couplée parallèlement à la ligne L_4 . (A la résonance, l'appareil de mesure dévie

à 150 μ A). Les bobines sont dimensionnées de telle manière qu'il n'y ait pas de possibilité de faux réglage par résonance sur une fréquence erronée, sauf comme dit plus haut, pour L_6 . Nous avons donc aux bornes de C_4 - L_4 un signal à 404 MHz puissant et stable. Il reste à le confronter dans un étage mélangeur avec le signal incident amplifié par un étage d'entrée.

2° *La partie HF mélangeur.* — Elle comporte un étage d'amplification UHF (AF239), suivi d'un mélangeur à effet de champ (TIS88). Le tout n'utilise que 4 résistances, 3 condensateurs et 3 ajustables, c'est-à-dire un minimum de matériel mais demande quelque effort de tôlerie et de mécanique sur lequel nous reviendrons. Un filtre de bande, centré sur 29 MHz, charge le drain du mélangeur monté en source commune avec injection dans le retour de la cellule de polarisation.

L'entrée UHF est constituée par une ligne quart d'onde accordée par un ajustable à piston. L'antenne y aboutit directement et l'émetteur y est également relié à travers une capacité qui n'est là que pour couper la composante continue, faute de quoi, l'étage ne serait pas polarisé.

Le pont de base a été établi pour un courant collecteur de 1,5 mA. Le collecteur étant au potentiel continu de la masse est soudé directement sur la ligne L_2 qui constitue avec L_3 , un filtre de bande à couplage par la boucle L_5 . La « gate » du mélangeur est soudée directement à L_3 .

La première chose à faire, après le réglage de la partie « oscillateur » est de régler L_{11} , L_{12} sur 29 MHz puis aussitôt après d'ajuster C_3 pour entendre le plus fort possible soit un générateur 432 MHz (l'idéal) ou à défaut l'harmonique 3 d'un grid-dip 144 MHz. On ne manquera pas d'agir également sur C_4 pour le maximum d'injection locale, donc le meilleur signal. Il ne restera plus alors qu'à ajuster C_1 et C_2 à la résonance en revenant alternativement sur l'un et sur l'autre plusieurs fois, pour le meilleur signal également. Le générateur (ou le grid-dip), même sans antenne, est reçu très puissamment. Le mieux est de le passer dans la pièce voisine et de charger l'entrée du convertisseur par une résistance de 50 à 100 Ω , en guise d'antenne. Il y a gros à parier d'ailleurs que, sans cette précaution, l'étage d'entrée oscillera joyeusement. C'est dans ces conditions que se fera l'ultime accord des circuits et c'est à la suite de cela que l'appareil peut passer au stade de l'utilisation pratique après avoir remplacé la résistance d'entrée par une antenne spécialisée. En somme, le processus reste tou-

jours le même bien que la fréquence soit plus élevée. La consommation globale de l'ensemble est de 20 mA, ce qui autorise l'alimentation par deux piles de poches à défaut de source stabilisée.

REALISATION MECANIQUE

(figure II-107)

L'ensemble a été réalisé sur une plaquette de « clad » pour circuits imprimés de 135 × 55. Les lignes L₁, L₂, L₃, L₄ sont logées dans des compartiments formés par des cloisons (clad ou laiton)

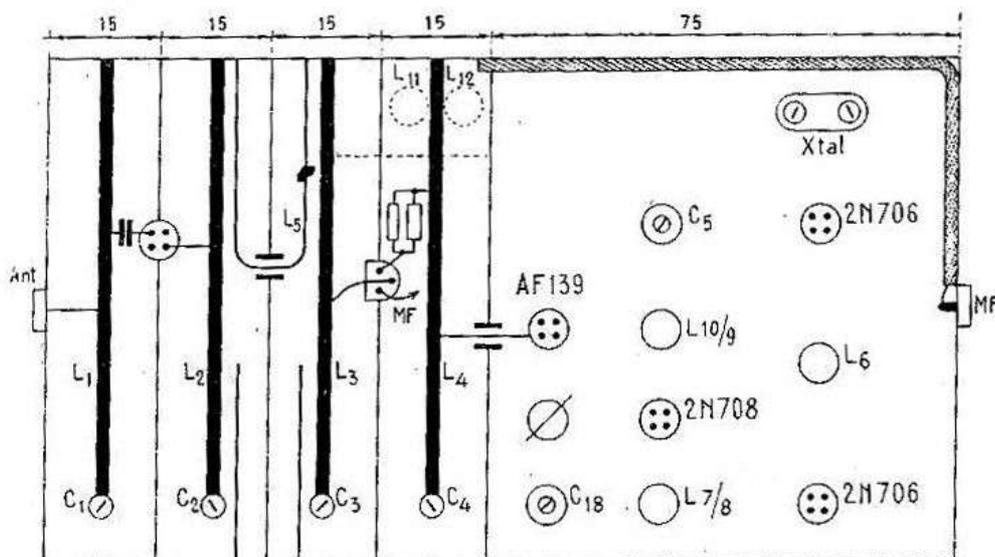


FIG. II-107

VALEUR DES ELEMENTS

I. — Inductances.

- L₁ : 45 mm, fil argenté Ø 15/10 mm. Prise antenne à 20 mm, émetteur à 15 mm côté masse.
- L₂ : 45 mm, fil argenté Ø 15/10 mm. Prise collecteur à 30 mm de la masse.
- L₃ : 45 mm, fil argenté Ø 15/10 mm. Prise « gate » à 30 mm de la masse.
- L₄ : 45 mm, fil argenté Ø 15/10 mm. Prise collecteur à 30 mm de la masse, « source » à 20 mm de la masse.
- L₅ : Fil argenté Ø 15/10 mm, boucle de 10 mm de large, 15 mm de haut.
- L₆ : 12 spires, fil émaillé 3/10 mm, jointives, mandrin Lipa 6 mm à noyau magnétique.
- L₇ : 8 spires, fil nu 7/10 mm, en l'air, longueur 10 mm.
- L₈ : 2 spires, fil fin sans gaine plastique, dans L₇ côté froid.
- L₉ : 4 spires, fil nu, 7/10 mm, en l'air, longueur 8 mm.
- L₁₀ : 2 spires, fil fin sous gaine plastique, dans L₉ côté froid.
- L₁₁ : 20 spires, fil 30/100 émaillé, jointives, sur mandrin 4 mm à noyau magnétique.
- L₁₂ : 20 spires, fil émaillé, 30/100 mm, jointives. Couplage de sortie, par 3 spires sur la base de L₂.
- Ch₁, Ch₂ : 20 spires, fil 3/10 mm émaillé, jointives sur résistance 10 kΩ 1/2 W.

II. — Résistances et capacités.

| | |
|---|---|
| C ₁ : Ajustable à piston Coprim. | C ₂₀ : Traversée découplante 1 nF. |
| C ₂ : Ajustable à piston Coprim. | C ₂₁ : 1 nF. |
| C ₃ : Ajustable à piston Coprim. | C ₂₂ : 470 pF. |
| C ₄ : Ajustable à piston Coprim. | C ₂₃ : Traversée découplante 1 nF. |
| C ₅ : Ajustable à piston Coprim. | C ₂₄ : 1 nF. |
| C ₆ : 100 pF. | C ₂₅ : 470 pF. |
| C ₇ : Traversée découplante 1 nF. | C ₂₆ : 10 μ F 12/15 V. |
| C ₈ : 220 pF. | C ₂₇ : 4,7 nF. |
| C ₉ : 470 pF. | R ₁ : 1,5 k Ω . |
| C ₁₀ : 10 pF. | R ₂ : 2,7 k Ω . |
| C ₁₁ : Traversée découplante 1 nF. | R ₃ : 10 k Ω . |
| C ₁₂ : 10 pF. | R ₄ : 3,3 k Ω . |
| C ₁₃ : 2,2 nF. | R ₅ : 330 k Ω . |
| C ₁₄ : 27 pF. | R ₆ : 18 k Ω . |
| C ₁₅ : 39 pF. | R ₇ : 27 k Ω . |
| C ₁₆ : 39 pF. | R ₈ : 1 k Ω . |
| C ₁₇ : 15 pF. | R ₉ : 270 Ω . |
| C ₁₈ : Ajustable à piston Coprim. | R ₁₀ : 100 Ω . |
| C ₁₉ : Traversée découplante 1 nF. | R ₁₁ : 270 Ω . |

soudées sur la platine et distantes les unes des autres de 15 mm. Ces cloisons ont 25 mm de large. Elles sont entaillées pour y loger, à cheval, tête côté métal, les deux transistors HF et percées pour laisser passer les liaisons, les couplages et les fils d'alimentation. Le châssis ainsi formé est fermé tout autour par une réglette de « clad » de 25 mm de large soudée aux cloisons et à la platine. La disposition tant mécanique qu'électrique a été étudiée soigneusement pour obtenir un fonctionnement sûr et quasi-immédiat. Le circuit de sortie MF, L¹, L², constitué par deux bobines couplées se trouve sur le dessus de la platine, enfermé dans un blindage miniature, à base rectangulaire. L'alimentation de l'étage HF se fait par le dessus du châssis à travers un condensateur de traversée (C₇). Il en est de même pour l'alimentation du mélangeur, pour lequel la résistance R₄ est sur le châssis et la connection (+ 9 V) entre dans la cavité au niveau de L¹ par un condensateur de traversée (C₁₁). Dès lors que l'on arrive au niveau de l'émetteur du doubleur (AF139), il n'y a plus de problèmes de disposition. Il faut évidemment réduire les connexions au minimum mais la miniaturisation s'y prête. Le matériau utilisé comme support se prête merveilleusement aux soudures de masses sérieuses et c'est important. Le gain de l'ensemble est de 25 dB à 2 MHz (\pm 3 dB).

Convertisseur 1296 MHz à cavité mélangeuse à diode

Le convertisseur comprend :

5 transistors et 1 diode pour la chaîne multiplicatrice,

2 transistors pour l'amplification MF 29 MHz,
1 cavité mélangeuse avec une diode (fig. II-108).

L'ensemble est réalisé en deux plaquettes de circuit imprimé, l'une pour la chaîne multiplicatrice, l'autre pour l'amplification MF.

L'emploi de doubleurs facilite la mise au point, il n'y a donc aucune difficulté, l'excitation des étages étant abondante.

Le quartz est un modèle overtone trois, sur 26,417 MHz.

L'utilisation d'un modèle overtone cinq (52,834 MHz) permettrait de supprimer un étage. Les transistors utilisés sont d'un type courant et bon marché.

La platine doit être réglée séparément à l'aide d'un récepteur 10 mètres (L6-L7-L8).

L'ajustable 3/30 pF AJ est réglé définitivement au maximum avec la longueur du câble de liaison.

La platine multiplicatrice (fig. II-109).

Régler l'overtone et contrôler la fréquence au grid-dip (26.417). Régler chaque étage doubleur en effectuant le contrôle sur l'étage suivant en M1-M2-M3-M4 (max. de consommation).

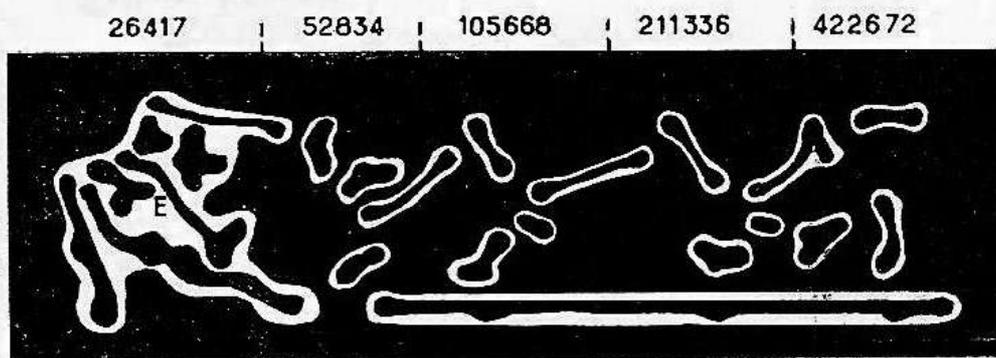
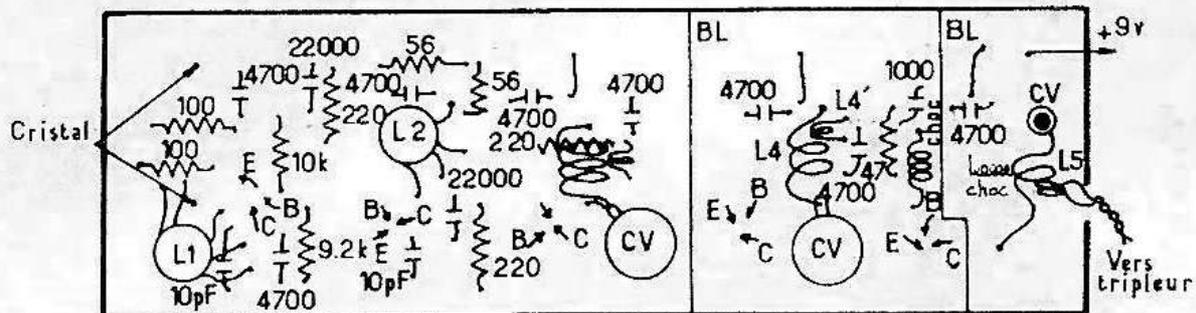


FIG. II-109

Chaque étage doit avoir une consommation de 4. à 6 mA. Contrôler la chaîne au grid-dip jusqu'à 211, 336 MHz. Pour le dernier doubleur, contrôler la fréquence en L5 aux fils de Lecher (422.672).

Après avoir placé L_5 il faut retoucher un peu le réglage de L_5 .

Réglage du mélangeur.

1° dévisser CV5 presque complètement afin d'éviter une absorption.

2° Placer au point M5 un milli (attention : avec un contrôleur Métrix 462 la lecture n'est valable que sur la position 10 mA).

3° En regardant l'appareil, ajuster CV4. On doit trouver 3 accords sur la course du piston, celui du milieu est le bon réglage ; les autres correspondant aux doubleur et quadrupleur.

Lorsque tout est bien réglé et après avoir retouché L_5 pour obtenir le maximum de HF, l'appareil doit indiquer entre 0,4 à 0,5 mA.

4° Régler CV5 à 1296 à l'aide d'un signal provenant d'un émetteur de faible puissance 144 ou 432.

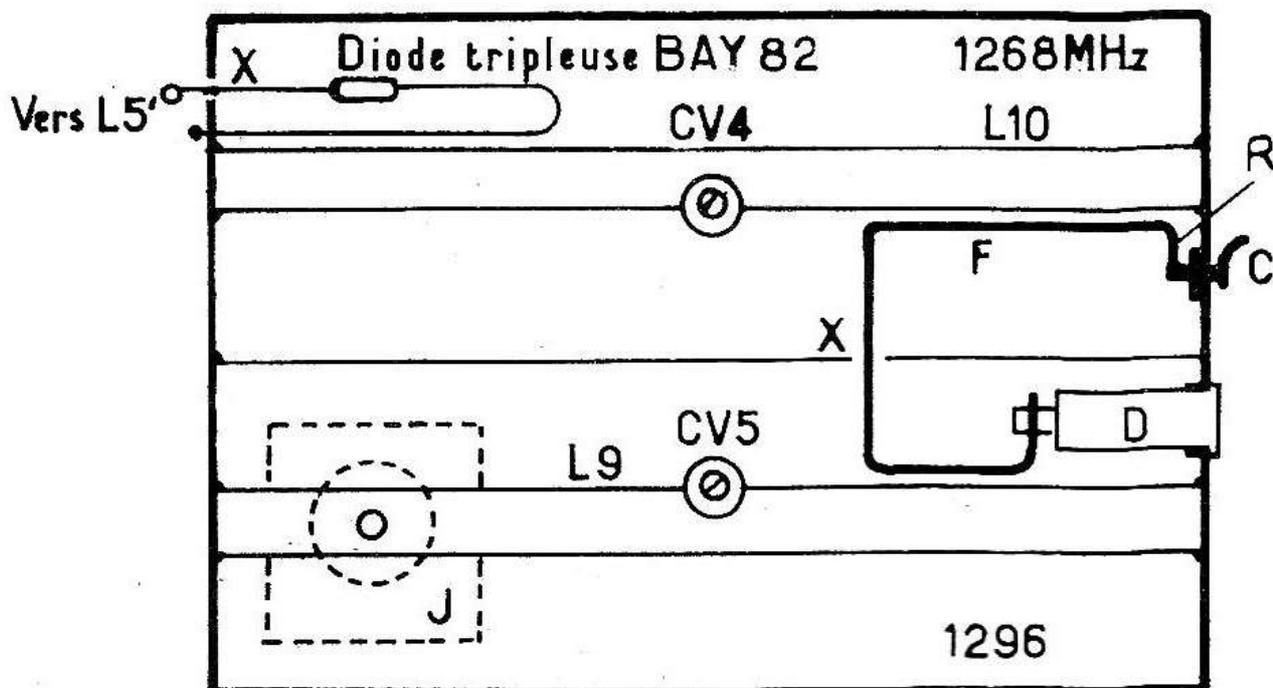


FIG. II-110

Détails de réalisation pratique du boîtier mélangeur de la figure II-110. Les dimensions sont :

93 x 63 x 25 en laiton de 1 mm d'épaisseur

J : prise antenne à 16 mm à partir du côté masse.

F : couplage en fil de cuivre nu de 7/10.

X : trou de passage \varnothing 4 mm avec perle verre.

D : diode mélangeuse 1N21B, etc.

R : rondelle isolante.

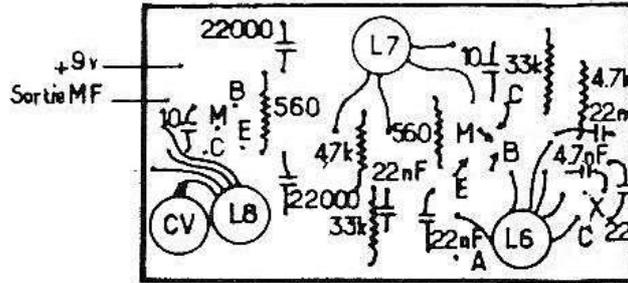
C : disque laiton \varnothing 13 mm isolé par une rondelle en teflon 2 à 3/10 d'épaisseur.

CV4 et CV5 : 0,9/9 pF piston.

L9 = L10 = 93 mm de tube de cuivre \varnothing 6 mm ; ces lignes sont soudées à chaque bout du boîtier.

F : fixation des éléments par soudure à la lampe. A chaque élément, faire une saignée dans le tube à l'aide d'une lime plate.

Deux étages AF115 constituent un amplificateur MF 28-32 MHz (figure II-111).



Platine MF coté cuivre -

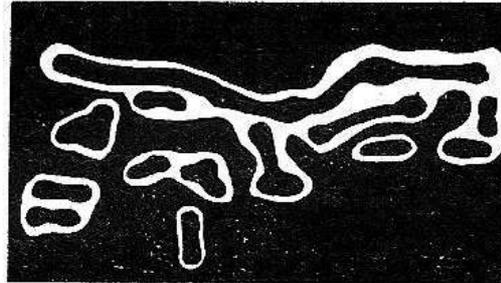


FIG. II-111

- L₁ 12 tours de fil 2/10 s-coton sur Lipa 8 mm à noyau, prise à 2 tours à partir du côté froid.
- L₁'' 4 tours, même fil, fortement couplés du côté froid.
- L₂ 9 tours de fil s-plastique 5/10 sur Lipa 8 mm avec noyau.
- L₂'' 3 tours de fil s-plastique 5/10 couplés côté froid sur L₂.
- L₃ 6 tours de 12/10 nu bobinés sur air, diamètre intérieur 8 mm.
- L₃'' 2 tours de fil s-plastique 5/10, même diamètre, couplés côté froid dans L₃.
- L₄ 3 tours de fil 12/10, nu, diamètre intérieur 6 mm, prise à 1/2 tour du sommet.
- L₄'' 2 tours de fil sous plastique 5/10, même diamètre couplés dans L₄ côté froid.
- L₅ 2 tours de fil nu 12/10, diamètre intérieur 8 mm, prise au centre pour la self de choc.
- L₅'' 2 tours de fil s-plastique 5/10, même diamètre couplés au centre de L₅ (aux 2/3 engagés).
- Choc 1 30 tours de fil s-coton 2/10 sur mandrin plastique de 4 mm.
- Choc 2 14 tours de fil émaillé 4/10 bobinés sur air.
- L₈₀ 12 tours de fil s-coton 2/10 sur mandrin Lipa 8 mm avec noyau.

L_{6a} 3 tours même fil fortement couplés côté froid.
 L_{6b} 3 tours même fil fortement couplés côté froid.
 Ces deux couplages A et B sont bobinés l'un sur l'autre sur le bas de L_{6c}.
 L₇ et L₈ 14 tours de fil 2/10 s-coton sur mandrin Lipa 8 mm avec noyau.
 L_{7'} et L_{8'} 3 tours de même fil couplés côté froid en bout.
 CV₁ CV₂ et A_j sont des 3/30 pF.
 CV₃ CV₄ CV₅ sont des ajustables piston 0,9/9 pF.
 Les condensateurs de 4 700 et 22 000 sont du type plaquette.
 Les condensateurs sur les bobinages sont des « Céramique ».
 Les résistances sont du modèle ordinaire 1/4 de watt.
 Diode 1 : 1N21B, 22 ou 23, etc.
 Diode 2 : BAY82.

Protection des transistors dans les récepteurs VHF

C'est un problème essentiel. Lorsqu'une tension haute fréquence élevée est appliquée à la jonction d'un transistor, celle-ci est rapidement détruite et le récepteur est hors d'usage. Chaque fois qu'un récepteur à transistors doit fonctionner conjointement avec un émetteur, même de puissance modeste, il faut se prémunir contre le risque très réel de détérioration des transistors HF et mélangeur.

Une première solution vient à l'esprit qui consiste à débrancher l'antenne pendant les périodes de transmission : la méthode est infaillible mais n'est ni pratique, ni élégante et l'automatisme de la manœuvre sera tôt ou tard en défaut !... On nous rétorque qu'un relais d'antenne constitue une solution élégante mais est-on bien sûr qu'une fraction de la tension HF de l'émetteur n'empruntera pas le chemin tout naturel que lui offre la capacité interne du relais. Si celui-ci comporte une sécurité sous forme de mise à la masse (il existe de tels relais), la protection est totale. Si ce n'est pas le cas, il faut chercher une autre solution. Dans les récepteurs fonctionnant sur ondes décamétriques, on emploie communément des diodes qui court-circuitent l'étage d'entrée. En VHF, la protection est illusoire car l'impédance des circuits d'entrée est très basse et les diodes ont une résistance inverse qui est loin d'être nulle ce qui fait que le court-circuit est loin d'être parfait. Reste alors le système élégant et efficace qui consiste à utiliser entre le relais et l'entrée du récepteur, une ligne coaxiale de longueur critique, à savoir une demi-onde électrique.

Sa longueur se calcule en multipliant la demi-onde de la fréquence de travail par le coefficient de vitesse K, du câble utilisé. Si pour des raisons de disposition, cette longueur est insuffisante, on peut la doubler, tripler... etc..., l'essentiel étant que le nombre de quarts-

d'onde de ligne soit pair. Faute de connaître avec une précision suffisante les caractéristiques du câble utilisé, on peut déterminer facilement son coefficient de vélocité.

Pour cela, il suffit de disposer d'un convertisseur suivi d'un récepteur, muni autant que possible d'un S-mètre. Au moyen d'un T, on branche conjointement l'antenne habituelle et une section du câble à mesurer, de 40 cm environ, à l'entrée du convertisseur. Si l'on dispose de l'émission puissante d'une station voisine, c'est parfait. Il suffit de se régler sur cette station et avec la pince coupante, tout en conservant un œil sur le S-mètre, de couper le câble, centimètre par centimètre. On s'aperçoit alors que l'appareil de mesure indique une lecture de plus en plus faible. Il faut alors procéder avec prudence et couper des morceaux successifs le plus court possible de manière à ne pas tomber en dessous de la bonne longueur. Si le signal qui sert de générateur est très puissant, on arrivera à une atténuation considérable ; pour un signal simplement fort on arrive à une absorption complète. La longueur de la demi-onde sera évidemment double de la longueur trouvée et le coefficient de vélocité :

$$K = \frac{4L}{\lambda}$$

Dans les câbles courants K est généralement compris entre 0,6 et 0,7.

On établira donc une ligne de longueur critique, comme il a été dit plus haut, et on l'interposera entre le relais et l'entrée du convertisseur.

Une simple mesure nous montrera que le courant consommé par le convertisseur en position « Emission » n'augmente pratiquement pas.

C'est la preuve que la ligne joue bien son rôle de court-circuit de protection et on peut être sûr que les étages HF ne souffriront pas. Nous apportons ici le fruit de notre expérience personnelle portant sur plusieurs années de trafic en mobile ou en portable avec un émetteur de 40 W input et un ensemble de réception transistorisé à 100 %, sur lequel nous n'avons jamais eu à faire le moindre remplacement.

CHAPITRE III

LES MODULES MOYENNE FREQUENCE A ACCORD VARIABLE

Ils sont le complément indispensable des convertisseurs VHF, pilotés soit par quartz, soit par auto-oscillateurs à fréquence fixe. Très souvent on utilise un récepteur de trafic sur ses gammes les plus élevées entre 10 et 30 MHz, ce qui résout le problème d'un seul coup. Mais si le récepteur utilisé ne couvre pas une gamme de fréquence assez élevée, si son étalement est insuffisant, il est simple de réaliser un second convertisseur, à oscillateur variable, dont la fréquence de sortie, généralement comprise entre 1 et 3 MHz, permettra une excellente réjection de la fréquence-image et une réception stable avec un étalement confortable de la bande à recevoir. Variable en fréquence, il est tout indiqué pour faire suite à un convertisseur VHF « passif » dont l'oscillateur à fréquence fixe est piloté par quartz.

Récepteur module à super réaction

Ce petit module a le mérite de permettre la réception VHF directement derrière un convertisseur, puisqu'il comporte un détecteur à superréaction suivi d'un petit amplificateur BF figure III-1.

Les essais ont été conduits sur la fréquence (12-14 MHz) mais il suffit de modifier simplement L_2 pour passer sur toute autre. Une dizaine de spires permettraient de balayer la bande 28-30 MHz qui semble être la plus fréquemment adoptée prenant ainsi figure de « standard ». Il s'agit vraiment là d'un montage qui n'appelle aucun commentaire.

Les éléments, transistors, bobinages, CV, self de choc sont groupés pour minimiser la longueur des connexions et la liaison à la platine basse fréquence, qui peut être remplacée par n'importe quelle autre, s'effectue par le transformateur TRS17 dont le primaire sert de bobine de choc BF et arrête les signaux démodulés venant de la détection.

Le contrôle de la réaction est manuel et s'effectue par le potentiomètre qui commande la tension de base. On notera que la détectrice à superréaction est d'autant plus indiquée que la fréquence à recevoir est plus élevée. Sans doute peut-on lui reprocher une sélectivité... « large » mais, en dehors de l'écoute des stations trop rapprochées, la sélectivité est-elle vraiment un argument majeur en VHF ?

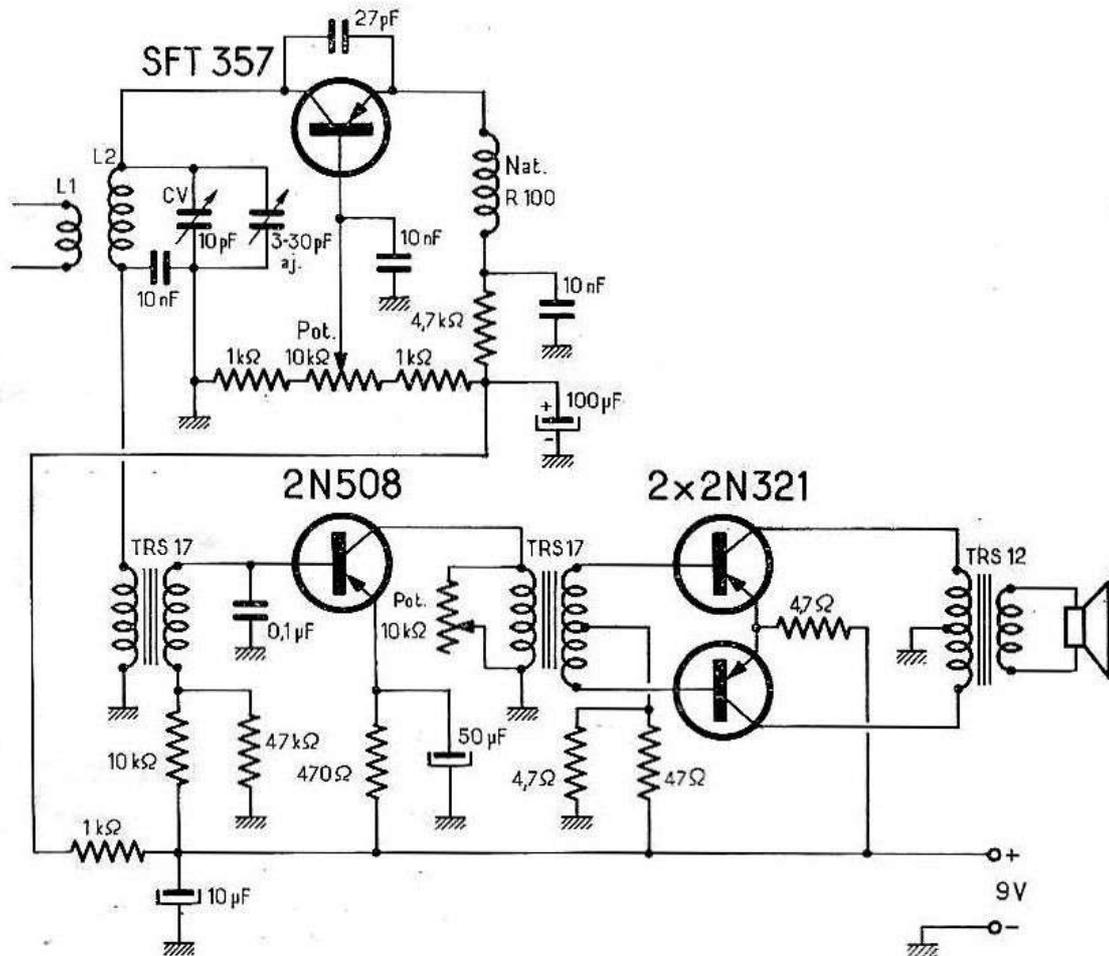


FIG. III-1

Bobinages :

- $L_1 = 4$ spires à la base de L_2 - écartement ajustable pour les réglages.
- $L_2 = 20$ spires jointives, fil émaillé 4/10 mm sur mandrin LIPA $\varnothing 8$ mm.

D'excellentes écoutes ont été faites par des amateurs équipés avec un module identique à celui-ci et s'il n'est pas une fin, il représente un moyen simple et efficace.

Variante : Un amateur a utilisé pendant de longs mois pour son trafic en mobile, en France et en Belgique une détectrice à super-

réaction préfigurée par la description ci-dessus. La fréquence d'entrée est comprise entre 28 et 30 MHz et l'efficacité a été jugée satisfaisante (figure III-2).

Récepteur/Module (28-30 MHz) à accord variable

L'entrée est apériodique et, nous souvenant que tout convertisseur comporte, à la sortie, un circuit accordé, c'est ce circuit que nous utiliserons pour attaquer le premier transistor de notre montage. L'attaque se fait sur l'émetteur, réalisant ainsi un montage « base

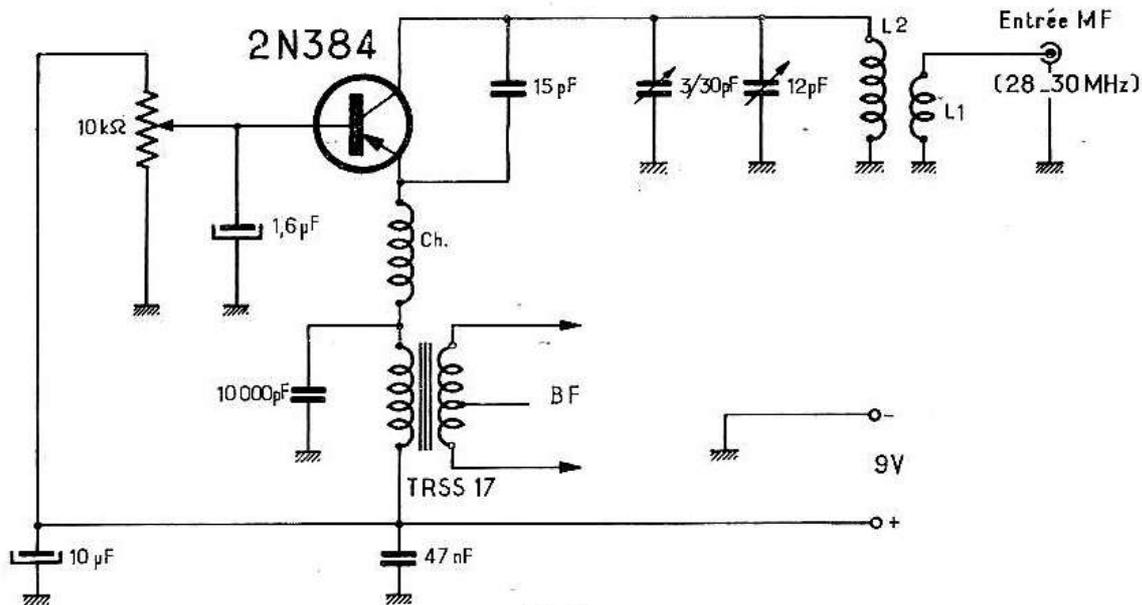


FIG. III-2

Bobinages :

$L_1 = 3$ spires à ajuster par rapport $4 L_2$.

$L_2 = 10$ spires, fil émaillé 4/10 mm, jointives sur mandrin LIPA (10 mm).

commune ». L'impédance d'entrée se trouve assez basse pour ne pas trop « désamortir » le circuit de sortie du convertisseur, et la bande passante reste suffisante. L'étage mélangeur n'offre rien de particulier. Le circuit de sortie, accordé par 1 000 pF sur une fréquence peut aller de 1 500 à 1 600 kHz par le jeu du noyau (fig. III-3).

L'étage oscillateur est également classique, mais la gamme couverte par le CV 2×12 pF, type FM, est trop large. En effet, cette gamme s'étend largement de 28 à 33 MHz. Il est donc nécessaire de placer un condensateur de 22 pF en série avec chacune des armatures pour avoir un étalement convenable.

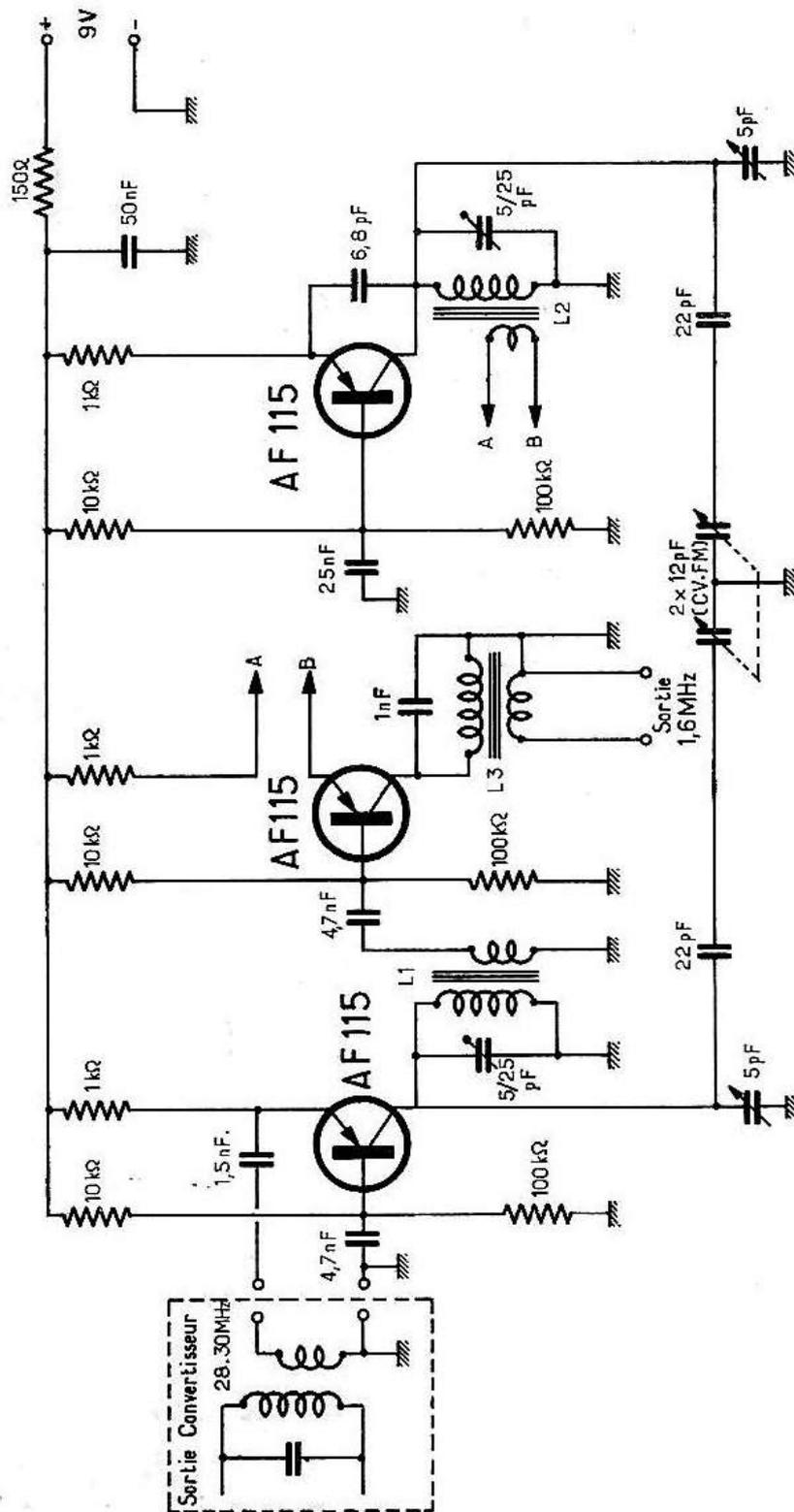


FIG. III-3

Il est souhaitable d'appliquer la tension de CAG au transistor HF, et cela ne présente aucune difficulté. La résistance de 100 kΩ du pont

de base sera remplacée par une résistance ajustable de même valeur, reliée au circuit CAG et non plus à la masse.

MONTAGE

Nous avons pu réunir l'ensemble des pièces sur une plaquette de circuits imprimés de 35 × 55 mm (fig. III-4 et III-5).

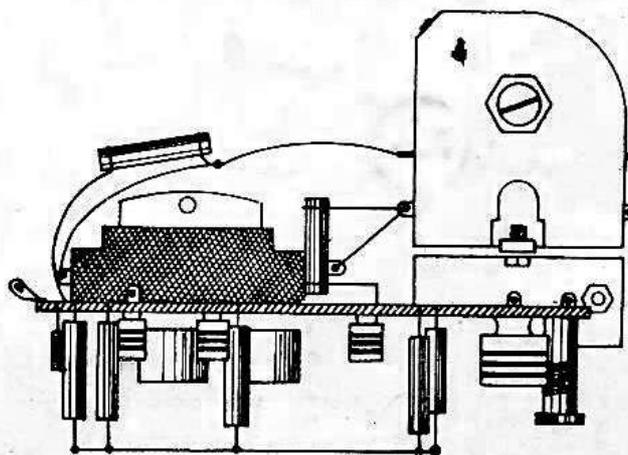


FIG. III-4

Aspect du montage

Le CV sera placé à proximité immédiate des circuits accordés.

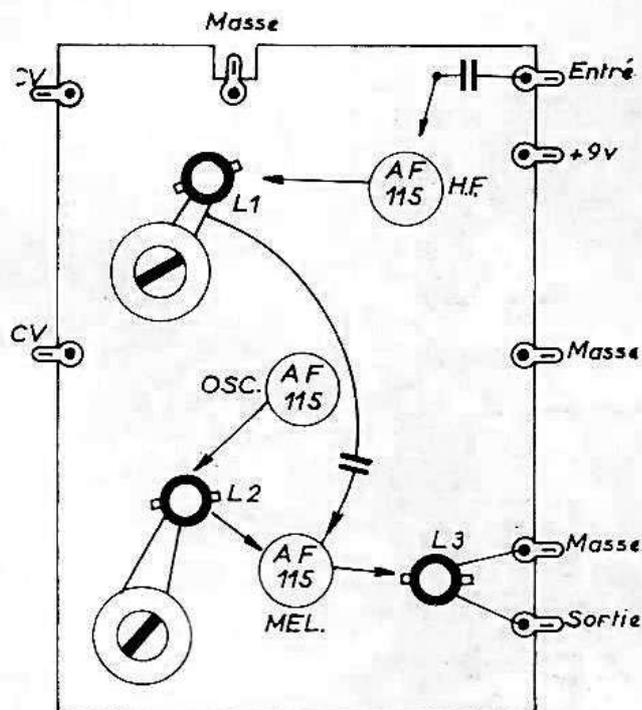


FIG. III-5

Disposition des éléments.

Si l'on n'envisage que la réception du 145 MHz, on pourra supprimer les deux ajustables 0-5 pF. Le tout tient dans un volume de

70 × 60 mm, profondeur 48 mm, dans notre réalisation. On peut évidemment adopter toute autre disposition ne nécessitant pas des connexions trop longues entre le CV et le reste du montage.

En modifiant les bobinages en conséquence, on pourra réaliser ce montage pour des fréquences d'entrée ou de sortie différentes.

Module 28-30 MHz à oscillateur variable (fig. III-6)

Ce montage est un convertisseur à un étage d'amplification à haute fréquence et oscillateur variable. Il est tout indiqué pour attaquer un récepteur de radio classique, calé en bas de la gamme PO (1600 kHz). L'entrée est couplée directement au sommet du circuit oscillant par un pont capacitif et la base du transistor HF est réunie

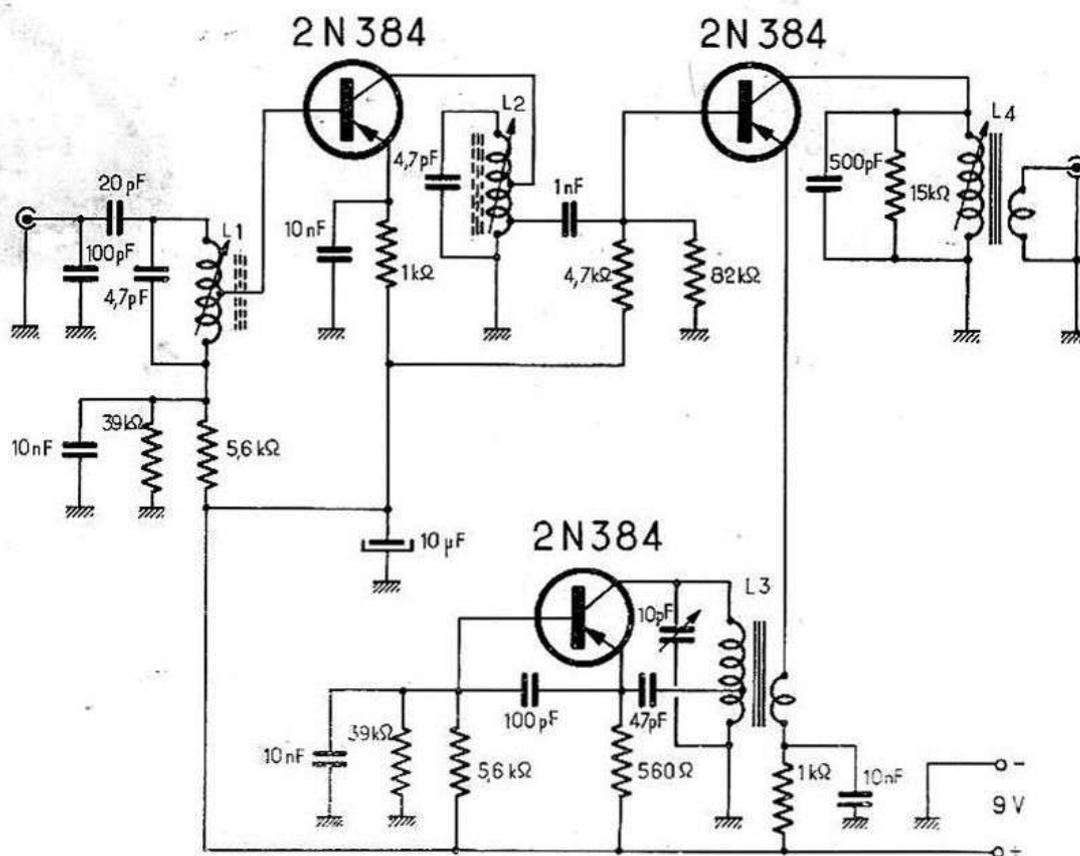


FIG. III-6

Réalisation des bobinages : Tous mandrins LIPA Ø 10 mm à noyau magnétique :

- L_3 = 10 spires jointives, fil émaillé 25/100, prise à 3 spires, côté masse avec
- L_2 = 10 spires jointives, fil émaillé 25/100, prises à 3 et 8 spires, côté masse.
- L_1 = 10 spires jointives, fil émaillé 25/100, prise à 3 spires, côté masse.
secondaire d'une spire pour le couplage au mélangeur.
- L_4 = 50 spires jointives, fil émaillé 25/100, secondaire 6 spires, côté masse.

à une prise intermédiaire afin de ne pas amortir exagérément ce circuit. La charge du collecteur est un circuit identique, sur lequel, pour les mêmes raisons, on a ménagé deux prises judicieusement choisies. Le signal à moyenne fréquence est mis en évidence dans le circuit de L_4 . L'oscillateur local est un montage dérivé du Hartley dans lequel une partie de la tension HF est renvoyée sur l'émetteur pour maintenir l'oscillation à la fréquence du circuit oscillant L_3 . Le couplage par une spire à l'étage mélangeur assure une injection suffisante tout en prévenant toute réaction (pulling) d'un accord sur l'autre. La mise au point suit le même processus que celle des convertisseurs VHF. On s'occupe en premier lieu de vérifier le fonctionnement de l'oscillateur qui doit couvrir, grosso modo, la gamme 26 à 29 MHz. Après quoi on règle L_1 - L_2 - L_4 pour un maximum de signal sur une station (ou un générateur) travaillant aux environs de 29 MHz. L_1 et L_2 pourront éventuellement être légèrement décalés l'un vers 28,6 MHz, l'autre vers 29,4 MHz pour couvrir les deux mégacycles requis. La consommation du module est négligeable (5 mA).

Récepteur-module (28-30 MHz) à accord variable

Ce module qui peut parfaitement servir de récepteur pour la bande des 10 mètres, dont il couvre plus que les deux mégacycles est très sensible et présente une réjection excellente des fréquences-images, obtenue grâce aux liaisons par filtres de bande. Il est tout naturellement désigné pour faire suite à un convertisseur VHF, sortant dans la bande 28-30 MHz et l'adjonction d'un récepteur de radio (à lampes ou à transistors) fait, du tout, un ensemble de réception complet que l'on pourra compléter par un BFO séparé pour l'écoute de la télégraphie. On a utilisé ici des transistors dont la fréquence de coupure est cinq fois supérieure, ce qui explique les performances vraiment étonnantes sur la bande 28-30 MHz. Le premier étage, amplificateur à haute fréquence, en montage à base commune, comporte un réglage manuel de gain par commande de la tension de base (fig. III-7).

Le circuit oscillant d'entrée est préaccordé sur 28 MHz mais un petit CV d'appoint permet de retoucher l'accord en bout de bande. Nous avons préféré ce système à une commande unique dont le CV à cages multiples est encombrant et dont la mise au point est plus laborieuse. Par contre le filtre L_2 - L_3 ayant une bande passante de 3 MHz environ ne nécessite aucun élément variable. L'étage mélangeur n'appelle aucun commentaire particulier si ce n'est que le circuit MF de sortie est également un filtre à bande passante étroite, puisque à fréquence fixe (1 600 kHz). L'oscillateur est du type à ré-

action collecteur-émetteur avec base commune et sa tension d'alimentation est stabilisée, par une diode OAZ 204, à 6,8 V environ. La fréquence de l'oscillateur est commandée par un CV unique en parallèle sur L_6 et le couplage à l'étage mélangeur se fait par une boucle L_7 qui est insérée dans le retour du circuit émetteur. Lorsqu'on a réussi à couvrir, avec l'oscillateur, la bande 26-29 MHz (battement inférieur), il ne reste plus qu'à ajuster $L_1-L_2-L_3-L_4-L_5$, pour un maximum de souffle ou mieux pour un signal maximum en s'aidant d'un générateur calé sur 29 MHz.

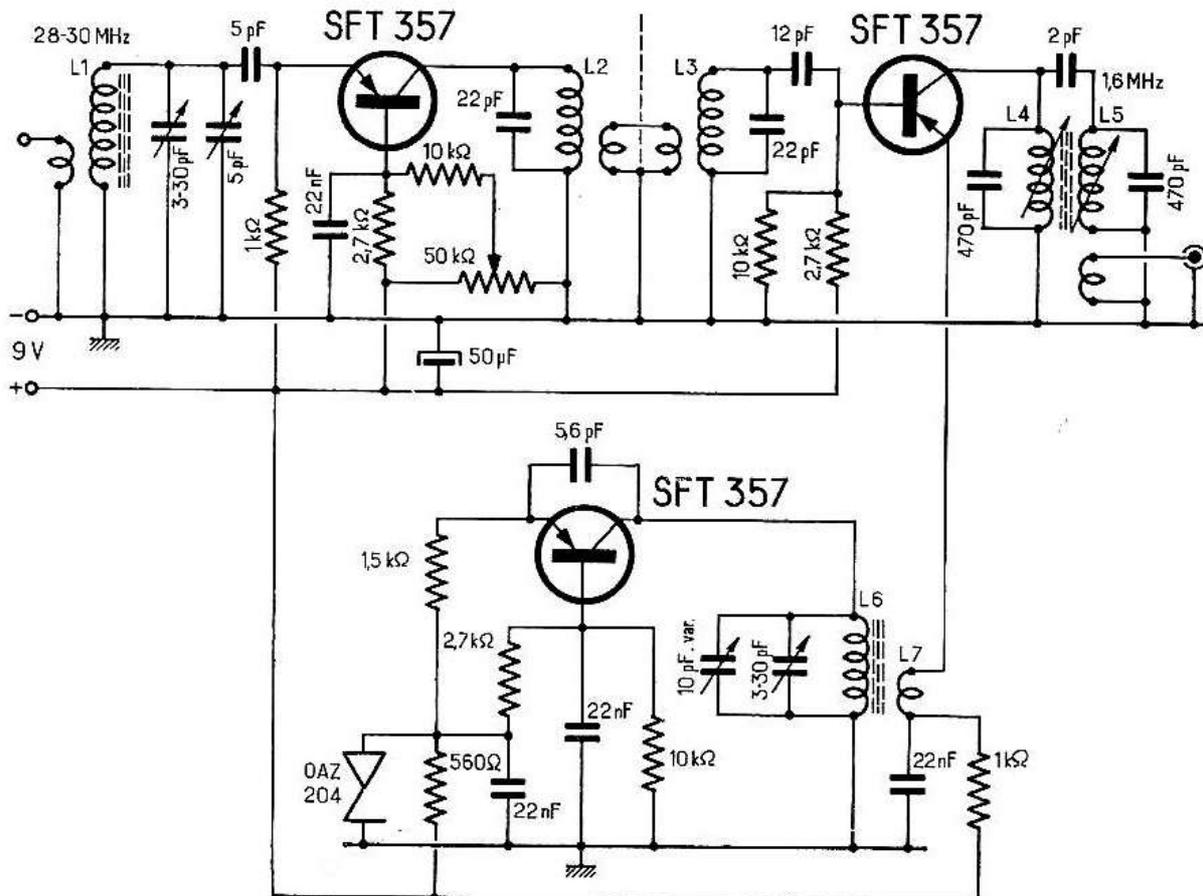


FIG. III-7

Réalisation des bobinages : Tous mandrins LIPA (\varnothing 6 mm) :

- L_1 = 10 spires jointives, fil 5/10 mm. Primaire : 2 spires, même fil, sous gaine, sur la base de L_1 , côté masse.
- $L_2 = L_3$ = 10 spires jointives, même fil - ligne de couplage avec boucle de 2 spires à chaque extrémité, côté masse de L_2 et L_3 .
- $L_4 = L_5$ = 50 spires jointives, fil 20/100 émaillé, noyau magnétique, boucle de sortie : 8 spires autour de L_5 , côté masse.
- L_6 = 10 spires jointives, fil 5/10 mm.
- L_7 = 2 spires sur L_6 , côté masse.

Module 28-30 MHz à transistors à effet de champ (F 8 CV)

Aucun étage HF dans ce module simplifié, qui ne le cède en rien en actualité aux différents montages de ce chapitre (fig. III-8).

L'entrée 28-30 MHz s'effectue sur un filtre de bande à faible couplage en tête et le signal est appliqué à l'une des portes, tandis que l'autre porte reçoit la tension d'oscillation. Selon une pratique courante dans les montages F8 CV, l'oscillateur local est toujours suivi

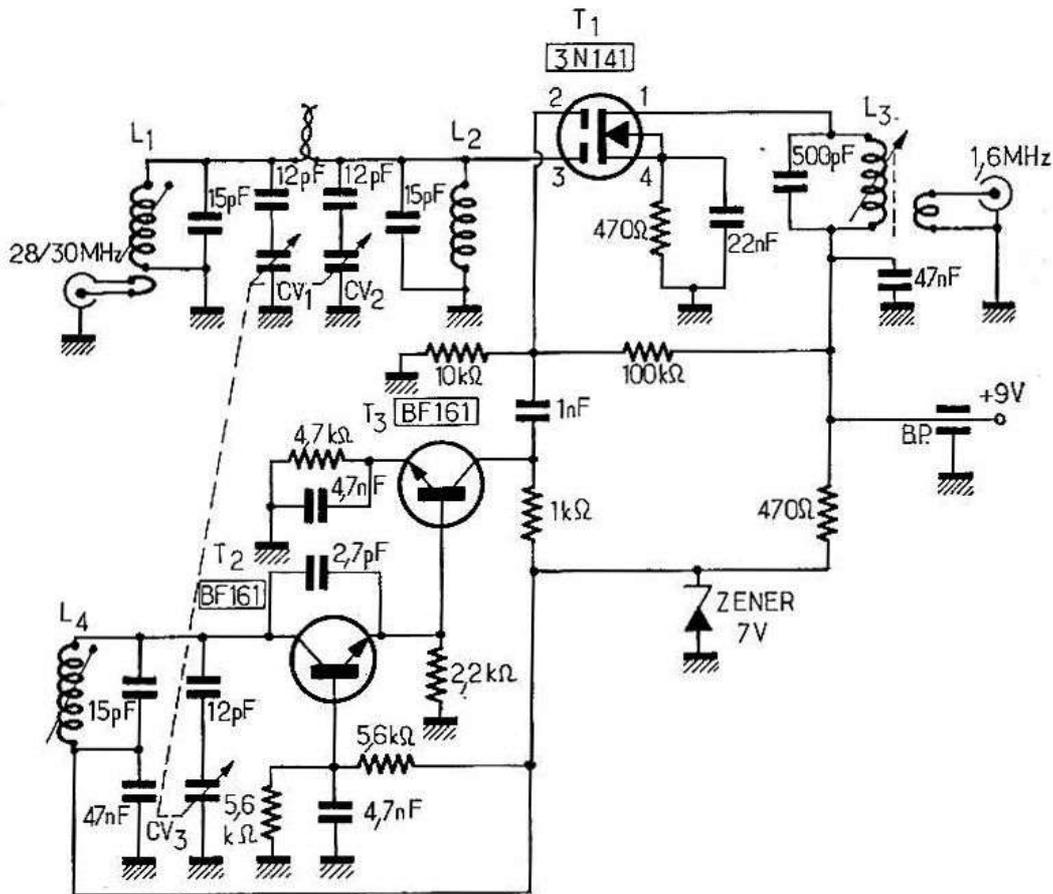


FIG. III-8

L_1 = 16 spires, fil 30/100 émaillé, jointives, sur mandrin Lipa, \varnothing 6 mm.
Valeur des éléments.

Primaire 1 spire, côté masse.

L_2 = 16 spires, fil 30/100 émaillé, jointives, sur mandrin Lipa \varnothing 6 mm.

L_3 = 2 spires, fil divisé, $15 \times 0,05$ ou fil émaillé 25/100 sur mandrin Lipa PFR 26.

Secondaire = 4 spires, côté masse.

L_4 = 16 spires, fil 3/100 émaillé, jointives, sur mandrin Lipa, \varnothing 6 mm.

d'un étage tampon, ce qui assure une excellente stabilité en fréquence. La tension d'alimentation de l'oscillateur est en outre stabilisée par une diode Zener.

L'ensemble est réalisé sur quatre petits circuits imprimés et logé dans le bâti d'un tuner de TV 2^e chaîne dont on utilise le CV 3×12 pF d'origine.

On arrive ainsi à un montage très condensé et très rigide qui peut s'intégrer à un convertisseur 144 MHz ou 432 MHz et précéder une platine 1 600 kHz comme on en trouvera plusieurs dans ce chapitre ou un récepteur portatif calé au PO, en haut de gamme.

Une réalisation commerciale : le TR6AC

Le TR6AC est une tête HF permettant la réception des 5 bandes amateurs en le plaçant devant un récepteur pouvant se régler à 1 600 kHz.

L'appareil se présente monté dans un coffret en tôle peint deux tons, de $180 \times 180 \times 90$ mm. La façade imprimée compose la totalité du panneau avant. Les impressions noires sur fond aluminium satiné lui donnent un aspect professionnel. Les commandes sont les suivantes : à gauche, potentiomètre de sensibilité de l'étage HF ; ensuite, le contacteur de gammes, l'interrupteur de la lampe cadran, le CV d'accord pour la recherche des stations ; enfin, à droite, le potentiomètre du BFO avec interrupteur (AM en position inter coupé) permettant de varier le battement suivant le signal reçu pour sortir la BLU inférieure et la BLU supérieure.

Le cadran linéaire a une visibilité de 14×4 cm et la graduation est faite en MHz.

CARACTERISTIQUES

Gammes couvertes : 3.5/3.8 MHz (80 m) ; 7/7.15 MHz (40 m) ; 14/14.35 MHz (20 m) ; 21/21.6 MHz (15 m) ; 28/30 MHz (10 m).

Sortie : 1 600 kHz.

Réjection de la fréquence image : 40 à 50 dB sur 28 MHz (cas le plus mauvais).

Gain : plus de 30 dB sur toutes les bandes.

Sensibilité : mieux que $1 \mu\text{V}$ (mais elle dépend énormément de celle du récepteur auxiliaire).

Alimentation : 12 V par 8 piles 1,5 V incorporées.

Jack arrière pour alimentation extérieure (batterie, secteur).

Entrée antenne et sortie Rx par prises coaxiales à basse impédance.

Poids : 2,2 kg.

Schéma électrique : figure III-9.

Il est entièrement câblé sur un circuit imprimé unique en verre époxy, fixé au châssis par les quatre coins, assurant ainsi une grande rigidité.

Le contacteur de gammes est fixé sur le dessous du circuit et les galettes de chaque gamme sont cloisonnées blindées pour en assurer une parfaite stabilité.

Le montage se compose d'un amplificateur haute fréquence, d'un mélangeur, d'un oscillateur avec séparateur et d'un BFO. Il comporte 5 transistors, 1 diode Varactor et 1 Zener. Les transistors utilisés sont des NPN très résistants à la chaleur. Chacune des 5 gammes comporte ses 3 bobines propres. L'accord est fait avec un condensateur variable à 3 sections dont la commande apporte une démultiplication de 20.

Les bobines oscillatrices sont imprimées et leur accord est fait avec des capacités très importantes (200 à 300 pF). La stabilité en est excellente.

En accord, l'emploi de bobines à fort coefficient de surtension donne une excellente sensibilité et une réjection image importante, comme indiqué plus haut, dans le tableau des caractéristiques.

L'oscillateur est, de plus, stabilisé par une diode Zener et séparé du mélangeur par un transistor apériodique.

La sortie est faite en basse impédance par une prise sur le transfo MF 1 600 du mélangeur. En série sur l'antenne, un circuit accordé sur 1 600 kHz évite les entrées directes de la MF. Le BFO est réglable de part et d'autre de 1 600 kHz pour permettre la parfaite compréhension des émissions BLU. Pour cette même raison, le transistor HF a son amplification commandée par un potentiomètre.

Les points de réglage des différentes bobines, ainsi que des trimmers sont indiqués en figure III-10.

En conclusion, ce convertisseur semble pouvoir satisfaire, par ses qualités de sensibilité, stabilité, facilité de lecture, l'utilisateur le plus difficile, tant en station fixe qu'en mobile où il peut être facilement posé dans le vide-poche ou la boîte à gants.

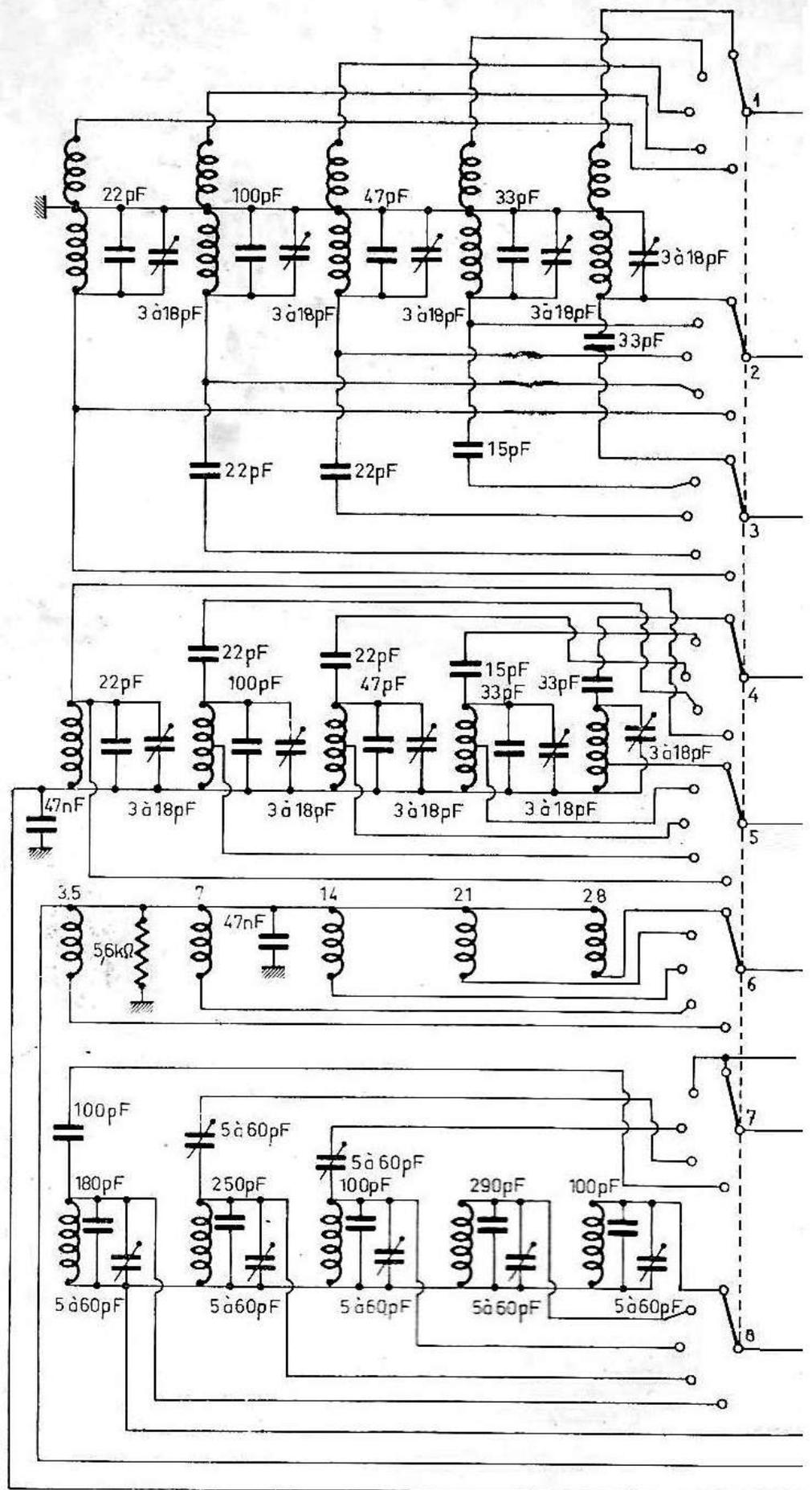
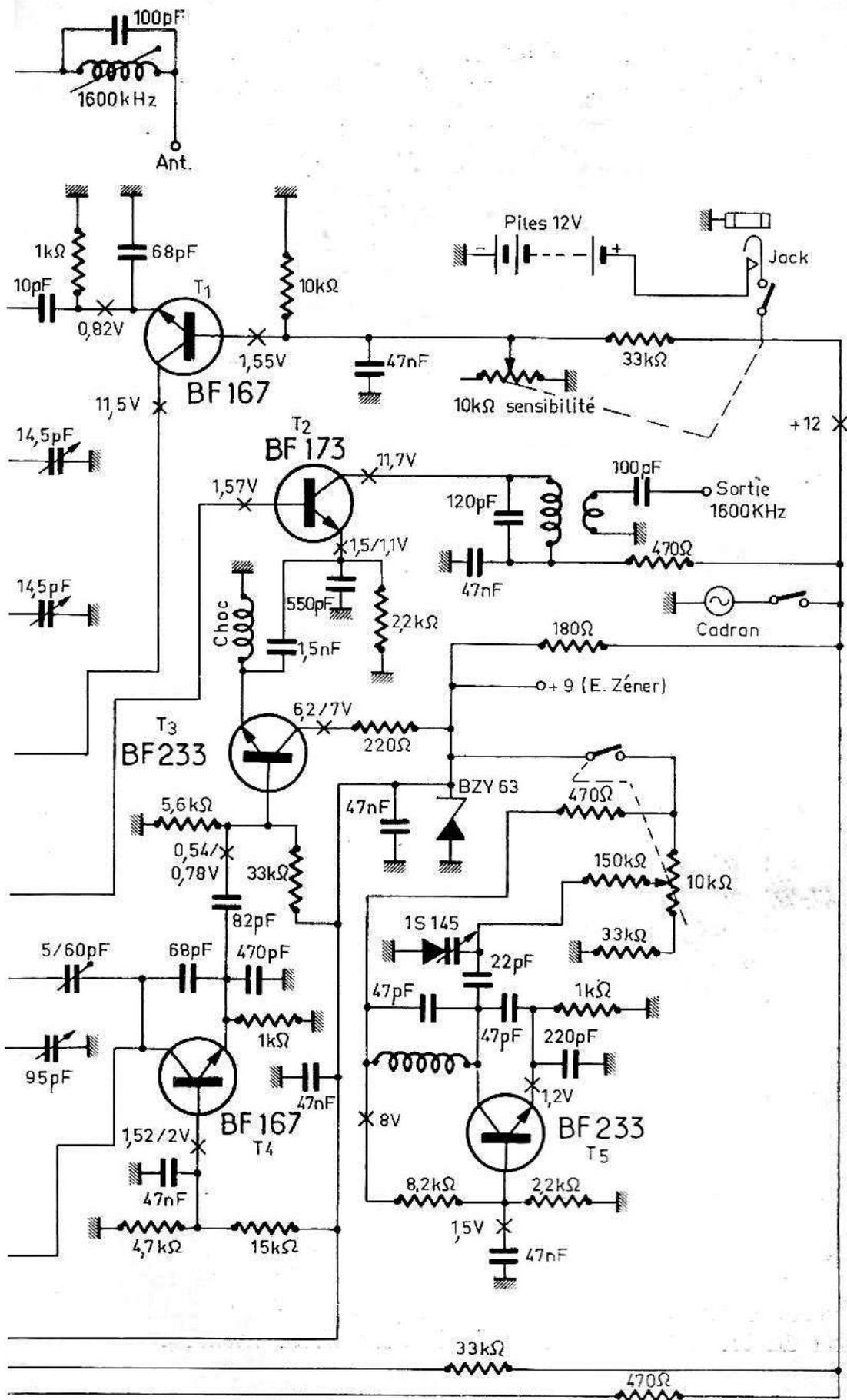


FIG. III-9



D'un prix abordable, il permet d'écouter confortablement les amateurs avec la même facilité qu'un bon récepteur de trafic.

Bien entendu, il est tout indiqué, pour s'intercaler, en position 28-30 MHz entre un bon convertisseur (144-146 MHz) et un récep-

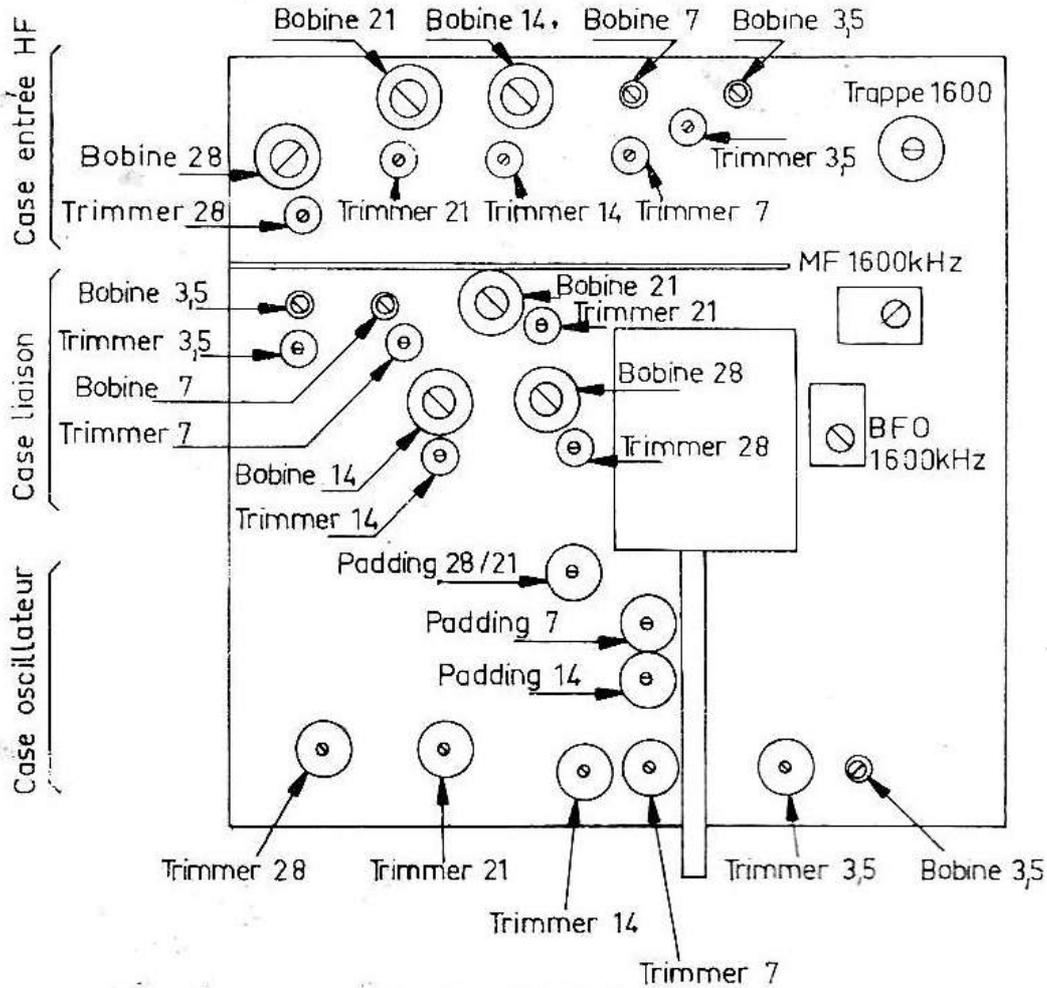


FIG. III-10

teur voiture (1 600 kHz), si l'on veut travailler en « mobile » ou en « autonome ». C'est pourquoi nous l'avons fait figurer dans cet ouvrage.

Platine 1 600 kHz/480 kHz à partir d'un module OREGA.

C'est une autre solution au problème du bloc MF-Détection, destiné à compléter un convertisseur intermédiaire à fréquence variable 28-30 MHz avec sortie sur 1 600 kHz. Elle présente l'avantage de la simplification du travail d'une part, de la selectivité meilleure

apportée par deux étages MF travaillant sur une fréquence basse, tout en conservant une réjection importante de la fréquence-image grâce aux valeurs intermédiaires élevées (28 MHz et 1,6 MHz).

En fait la réalisation est simple et se divise en deux temps :

1° Etablissement du changement de fréquence 1 600 kHz/480 kHz figure III-11.

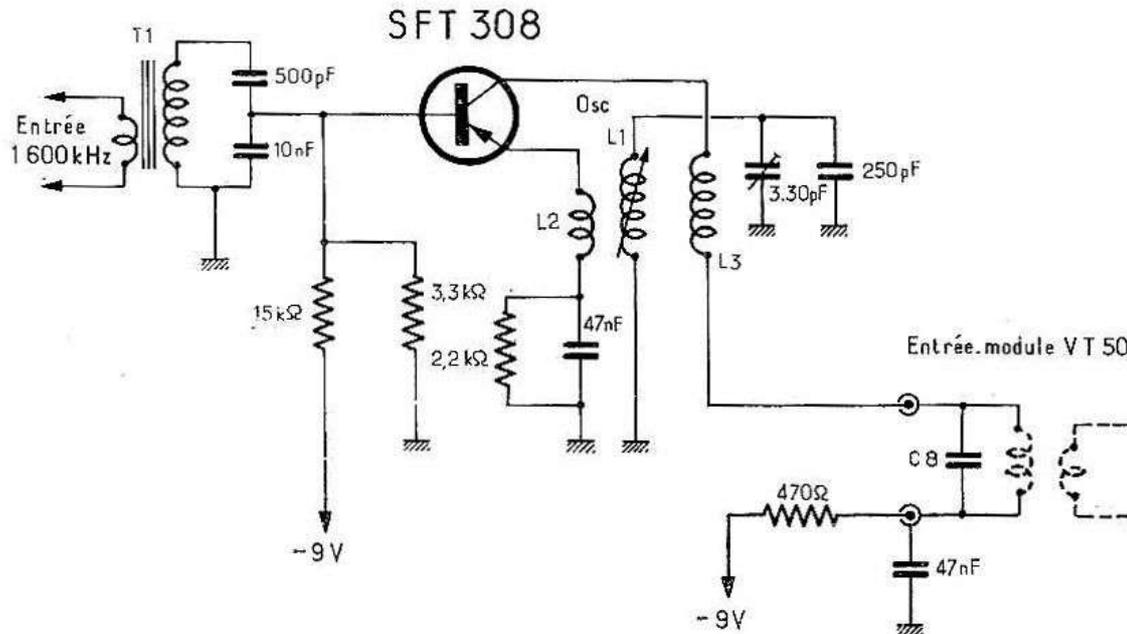


FIG. III-11

2° Adjonction d'un module commercial avec détection (A.M. seule figures III-12 et III-13.

L'étage oscillateur-mélangeur sera monté sur une plaquette de bakélite ou de « clad » pour circuit imprimé, très commode pour des petites unités de ce genre. La disposition des pièces n'est pas critique et le travail le plus important réside dans la fabrication des bobinages qui sont ainsi conçus :

T_1 : 31 spires sur noyau à pot fermé LIPA (PRF25).

Primaire 4 spires.

OSC : L_1 : 50 spires jointives, sur mandrin Lipa (8 mm) avec noyau fil émaillé de 25/100 mm.

L_3 : 15 spires jointives, même fil }
 L_2 : 3 spires jointives, même fil } sur L_1

L'oscillation sur 2 080 kHz s'obtient très facilement avec un bobinage conçu de cette manière à condition que L_2 soit branché dans le bon sens. Il y a donc une chance sur deux pour que l'on soit obligé d'inverser ses extrémités !

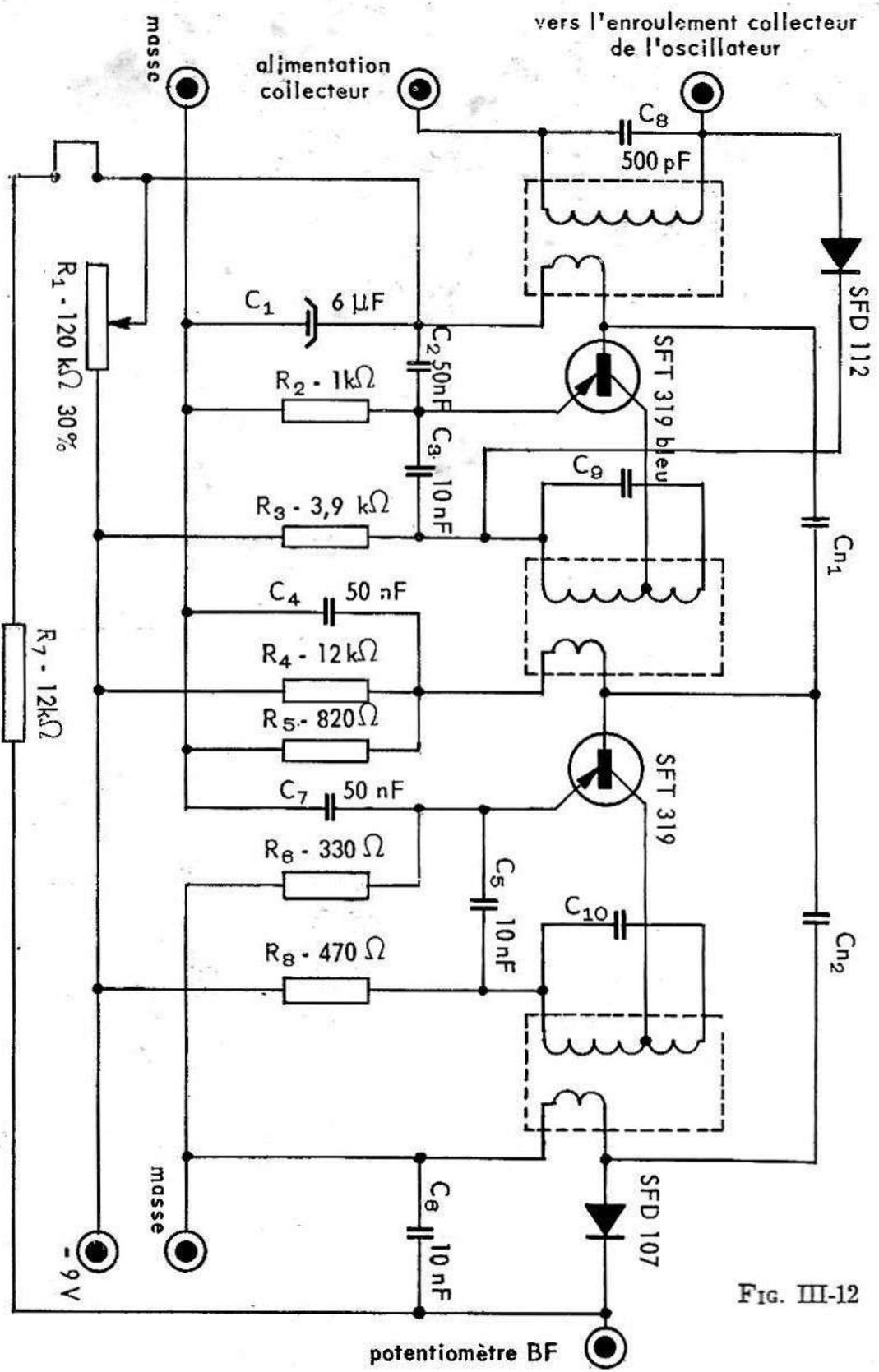


FIG. III-12

Branchement

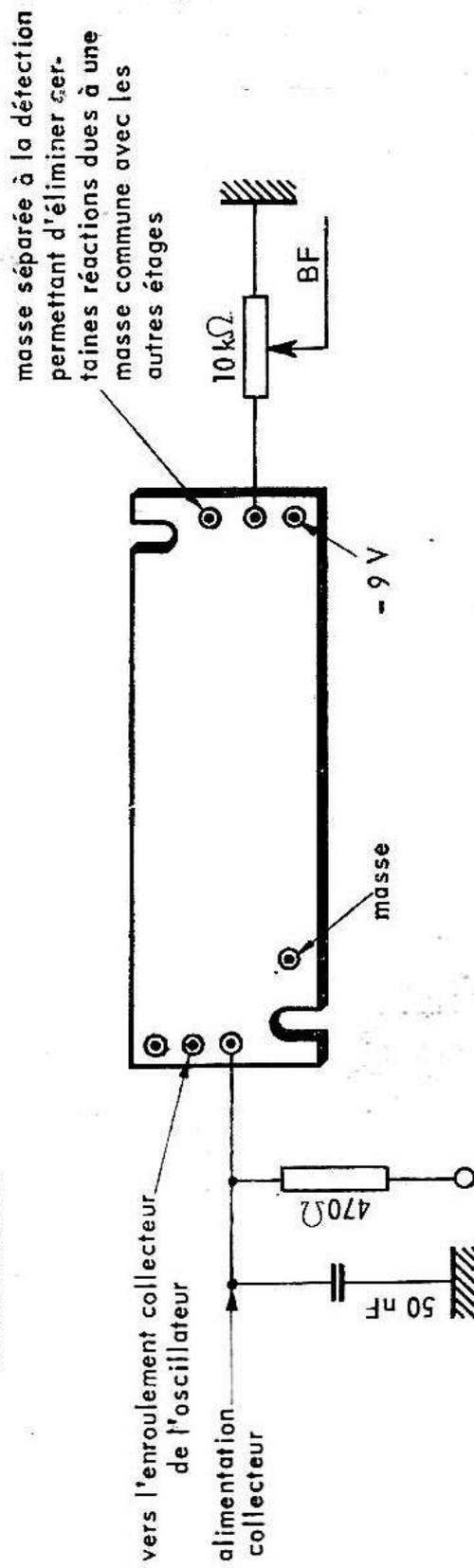


FIG. III-13

Quant à la platine OREGA que nous ajoutons ensuite, elle comporte un amplificateur MF complet avec deux transistors, une diode de détection, une diode d'amortissement et, bien entendu 3 transformateurs MF (480 kHz).

Il suffit donc de réunir les deux pôles d'entrée au circuit collecteur de l'étage changeur de fréquence d'une part, au potentiomètre d'entrée d'un amplificateur BF qui, soit dit en passant, pourrait être également un module de même production, et à la pile de 9 V en remarquant que la masse correspond au +, ce qui impose d'isoler le tout si on alimente à partir d'une tension commune à d'autres sous-ensembles câblés en — à la masse.

La mise au point peut demander une très légère retouche au transformateur d'entrée, mais le module est livré préaligné et prêt à l'emploi.

Après s'être assuré que l'oscillateur fonctionne, on amènera, par le noyau d'abord, par l'ajustable ensuite, sa fréquence à 2 080 kHz et on règlera T_1 au maximum de souffle. Un BFO sur 1 600 kHz ou sur 480 kHz complète utilement cet ensemble qui donne toute satisfaction dans la station mobile/portable que nous utilisons personnellement. La sélectivité est de l'ordre de ± 5 kHz à 20 dB ce qui est tout à satisfaisant au moins au VHF.

Platine M.F. (1 600 kHz) et B.F.

Ce petit montage s'adresse à tous ceux qui possèdent déjà une platine 455 kHz (ou 480), particulièrement si cette platine ne comporte pas de BFO.

Nous voyons sur le schéma de la figure III-14, un étage HF suivi d'un mélangeur et *deux* oscillateurs pour le changement de fréquence : l'un sur $1\,600 + 455$, soit 2 055 kHz, et l'autre sur $1\,600 - 455 = 1\,145$ kHz.

Pour l'écoute de la téléphonie en AM, un seul des deux oscillateurs sera utilisé. On verra, à l'usage, lequel des deux est préférable. Mais pour la CW ou la BLU, les deux oscillateurs seront alimentés.

Ce BFO, assez peu répandu, fonctionne dans de très bonnes conditions pour la CW et démodule très bien la BLU, selon un principe moins évident... ! Il faut que les oscillateurs soient stables et c'est dans ce but que des transistors silicium ont été utilisés (NPN). Il est souhaitable de réguler la tension alimentant

les oscillateurs. Etant donné la différence de fréquence entre les oscillateurs et la fréquence reçue — plus de 25 % — aucun « pulling » n'est à craindre.

La plage de réglage des bobinages est suffisante pour permettre une fréquence d'entrée de 1 600 à 1 650 kHz, pour une sortie à 455 ou à 480 kHz.

Tous les bobinages sont effectués sur des circuits fermés PFR26 (l'Isostat).

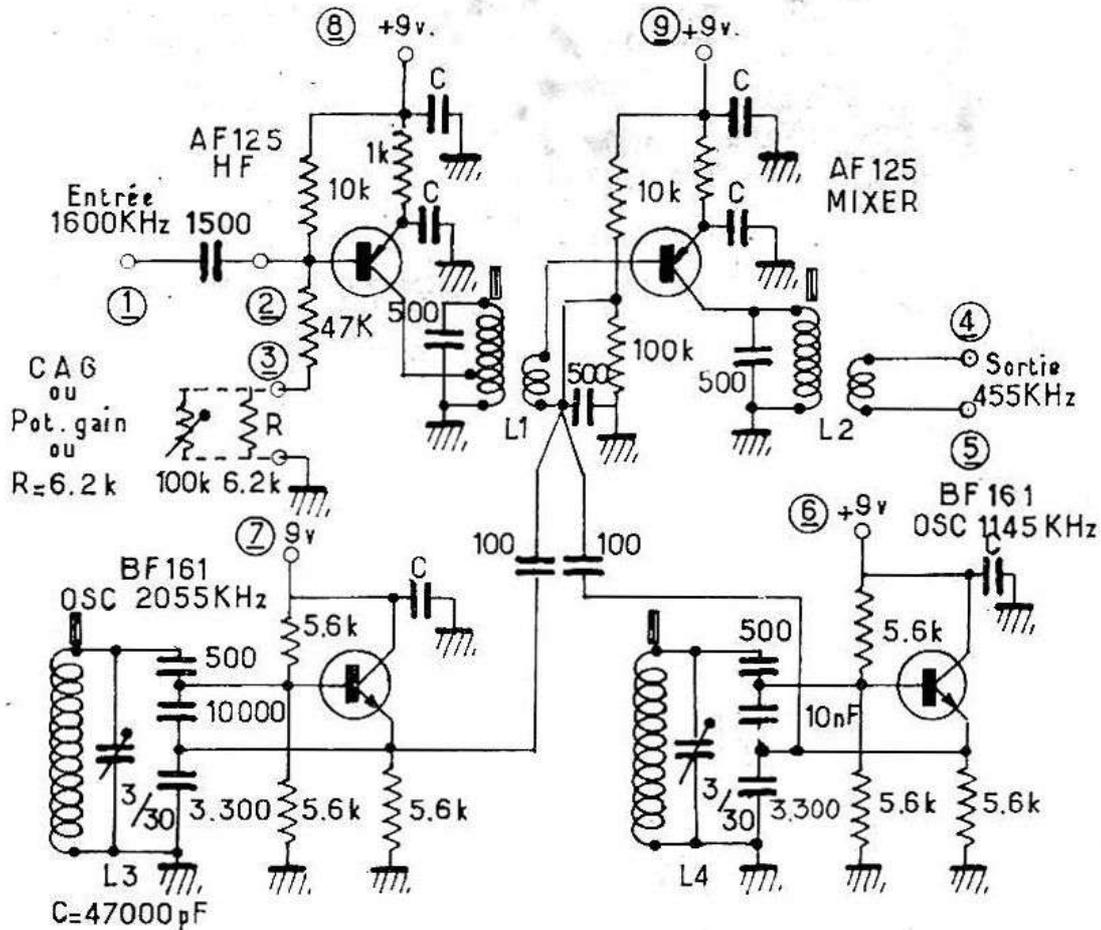


FIG. III-14

Nous avons réalisé ce montage sur une plaquette de bakélite de 45 × 90 mm. Une réalisation en circuits imprimés est possible. L'ensemble du montage est recouvert de deux blindages 44 × 44 mm englobant, le premier : l'étage HF et un oscillateur, et l'autre, le mélangeur et le second oscillateur.

Il est possible de brancher, dans le pont de base du transistor HF, soit un potentiomètre pour commande manuelle de gain, soit une arrivée de circuit CAG.

Les condensateurs 3-30 doivent être réglables à travers les blindages, car, pour un réglage précis de la fréquence, c'est infiniment plus facile que par les noyaux des bobinages, dont l'action est brutale.

FONCTIONNEMENT DU BFO

Supposons recevoir une fréquence de 1 600 kHz, pour une sortie 455 kHz : deux possibilités nous sont offertes : un oscillateur local dont la fréquence sera

$$1\ 600 + 455 = 2\ 055$$

ou $1\ 600 - 455 = 1\ 145$

A priori, les deux solutions sont équivalentes. Et si l'on met en service simultanément les deux oscillateurs ? *Théoriquement*, une fréquence 1 600 kHz donnera :

$$1\ 600 - 1\ 145 = 455, \text{ et simultanément}$$

$$2\ 055 - 1\ 600 = 455$$

les deux fréquences de sortie étant 455, se confondent, c'est un « battement zéro ».

Mais, si la fréquence reçue est 1 601 kHz, nous obtenons

$$1\ 601 - 1\ 145 = 456$$

$$2\ 055 - 1\ 601 = 454$$

soit deux fréquences distantes de deux kHz (pour une différence, à l'entrée, de seulement un kHz). Après amplification et détection, nous entendrons une note audible à 2 000 Hz.

Si la fréquence reçue était 1 599 kHz, nous constaterions un résultat exactement semblable.

Dans les mêmes conditions de réception, si nous utilisons un BFO classique sur 455 kHz, la différence entre la fréquence du BFO (455 kHz) et la fréquence reçue, qu'elle soit, après changement de fréquence, de 454 ou 456 kHz, ne serait que de un kHz et la note audible à 1 000 Hz.

On pourra refaire le même calcul pour des fréquences différentes, 1 602 kHz par exemple et l'on constatera que tout se passe comme si les stations reçues étaient deux fois plus écartées les unes des autres. Cela est très efficace dans le QRM.

Autres avantages, en l'absence de porteuse reçue, le système est passif, le S-mètre reste à zéro, pas de réduction de la sensibilité du récepteur.

La puissance de l'hétérodynage est proportionnelle à la puissance de l'onde reçue. Pas d'écrasement des porteuses faibles, et les porteuses puissantes sont hétérodynées correctement... jusqu'au niveau de saturation du récepteur, évidemment !

Seul inconvénient (ce serait trop beau !) il faut un bon démultiplicateur car les stations « défilent » deux fois plus vite.

L1 - 1 600/1 650 kHz, 28 spires fil 15 × 0,05, secondaire 3 spires 15/100 ou 20/100.

L2 - 455/480 kHz, 100 spires fil 15/100, émail-soie, secondaire 10 spires, même fil.

L3 — oscillateur 2 055/2 130 kHz, 23 spires fil 15 × 0,05.

L4 - oscillateur 1 120/1 150 kHz, 42 spires fil 15 × 0,05.

Module MF (1,6 MHz), et détection pour AM-FM-SSB/CW, destiné à compléter une platine à accord variable

La plupart des convertisseurs utilisés en deuxième conversion derrière un changement de fréquence VHF ont une fréquence de sortie de 1,6 MHz. Le principal intérêt qu'on y peut voir est que cette fréquence est située à la partie supérieure de la gamme des ondes moyennes de tous les récepteurs du commerce. Il en résulte qu'on peut faire suivre un convertisseur décimétrique d'un poste portatif quelconque qui peut être aussi bien un auto-radio qu'un appareil d'appartement, et qu'il suffit de régler une fois pour toutes au maximum de souffle. C'est une solution attrayante car elle supprime pas mal de travail et économique car elle évite l'achat d'un matériel « très grand public » mais qu'il faut néanmoins payer. C'est généralement celle que l'on adopte pour débiter mais que l'on abandonne ensuite, soit pour un récepteur de trafic descendant jusqu'à 1,6 MHz, soit pour un module MF (1,6MHz) agrémenté de circuits auxiliaires bien utiles : BFO, détecteur de produit (SSB), discriminateur (FM), S-mètre etc... qui en font un ensemble complet et agréable à exploiter.

C'est précisément un de ces modules que nous présentons ci-dessous (fig. III-15) et qui offre l'avantage de pouvoir être réalisé entièrement (bobinages compris), par un amateur. Il ne comporte aucun changement de fréquence mais comprend un amplificateur MF à trois étages (1 600 kHz) qui procure un gain confortable, contrôlé par un antifading efficace et une sélectivité acceptable. Les trois étages sont couplés par des transformateurs que l'on peut réaliser soi-même à partir de pots fermés (PFR 25) dont les circuits accordés sont tous identiques et constitués par 31 spires à prise collecteur intermédiaire pour les primaires de T₂ et T₃ seulement. T₄ comporte un secondaire multiple pour AM-FM-SSB/CW.

Les particularités de chaque élément sont consignées ci-dessous :

$T_1 = \text{Primaire} = 4 \text{ spires}$

$T_2 = 2 \text{ pots identiques- primaire à prise au tiers-Espacement } 10 \text{ mm (fig. III-16).}$

$T_3 = \text{identique à } T_2$

$T_4 = \text{Secondaires} = L_1 = 3 \text{ sp (FM)} \ L_2 = 3 \text{ sp (SSB)} \ L_3 = 12 \text{ sp (AM) (fig. III-17).}$

Discriminateur = Primaire = prise médiane = secondaire bifilaire symétrique = 31 sp. $L_1 = 4 \text{ sp. Espacement P/S} = 7 \text{ mm (fig. III-18).}$

BFO = 31 sp. sans prises (fig. III-19).

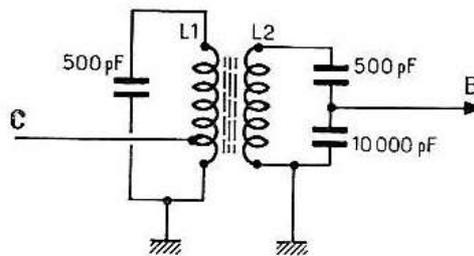


FIG. III-16

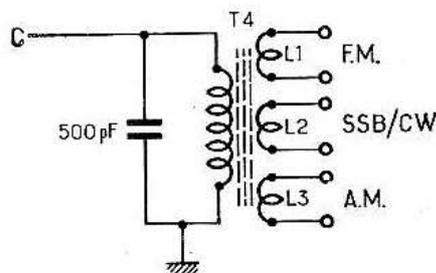


FIG. III-17

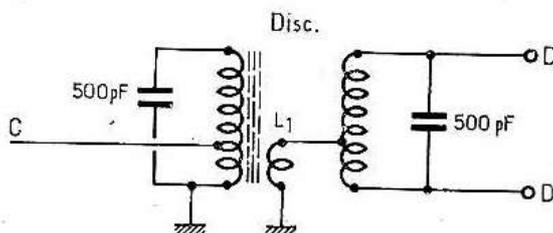


FIG. III-18

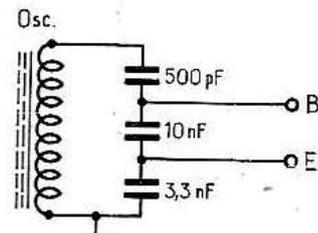


FIG. III-19

Une commutation multiple met en service soit le discriminateur; soit le détecteur de produit, concurremment avec le BFO, soit le détecteur de modulation d'amplitude et les signaux BF sont appliqués

à un amplificateur du type décrit figure 10 B et que nous n'avons pas jugé utile de reproduire ici. Si les valeurs données ci-dessus sont respectées, la mise au point se résume à l'alignement sur 1 600 kHz de la chaîne T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , qui demande un blindage sérieux entre étages. La stabilité du BFO, dont la fréquence est commandée par un Varicap est remarquable, condition nécessaire pour une écoute confortable des émissions en SSB et en télégraphie. On terminera le travail en fixant les divers points de fonctionnement par ajustement des résistances variables prévues dans les détecteurs de rapport et de produit.

Platine MF (1,6 MHz) et détection AM-FM-CW/SSB

Cette troisième version de platine MF comporte 3 systèmes de détection permettant de recevoir aussi bien les émissions modulées en fréquence ou en amplitude et de décoder la BLU ou de lire les signaux télégraphiques (CW). Elle est aussi la plus perfectionnée, la plus complète et la plus moderne.

A l'entrée de cette platine un « Q-multiplier » augmente encore la très bonne sélectivité obtenue grâce à 6 circuits alignés sur la fréquence.

Un amplificateur BF terminé par une paire de transistors en push-pull permet l'écoute très confortable sur un haut-parleur à bobine mobile de 20 à 25 ohms, donc sans transformateur.

Destinée aux radio-amateurs, cette réalisation de F8CV peut être utilisée derrière n'importe quel convertisseur sortant sur 1,6 MHz.

Le « Q-multiplier » est un étage amplificateur, à réaction contrôlée, que l'on peut amener progressivement à la limite d'oscillation. Ce phénomène bien connu a pour effet de désamortir le circuit d'entrée.

La sélectivité devient alors très importante, comparable à celle d'un filtre à quartz.

Le fait de désamortir un circuit accordé correspond à en augmenter le « Q ». Seule condition pour un bon résultat : l'entrée en oscillation doit être douce et progressive.

Ensuite, nous voyons sur le schéma d'ensemble de la figure III-20, deux étages amplificateurs dont les transformateurs ont un couplage réglable, par un condensateur ajustable de faible valeur. Cela permet de se régler au maximum de sélectivité.

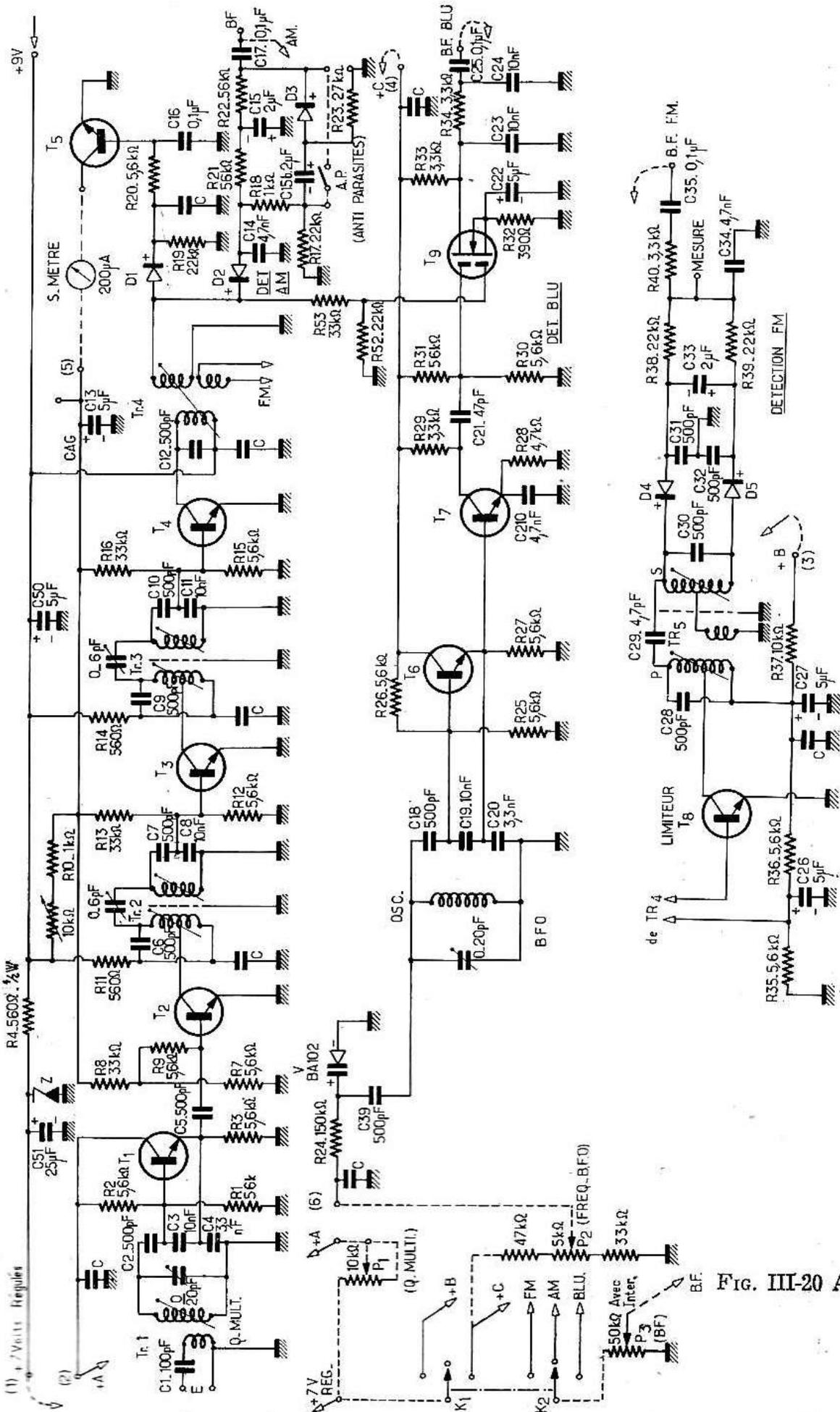


FIG. III-20 A

Et nous arrivons au transformateur de détection TR₄. Nous avons prévu une détection séparée pour la commande automatique de gain (CAG) afin d'éviter une répercussion sur la CAG lors de la manœuvre du potentiomètre BF. Le dispositif de CAG amplifiée est classique et donne de très bons résultats. Par sa conception même, le système ne déclenche que lorsque la tension détectée est de 0,5 ou 0,6 volt, ce qui constitue une CAG retardée tout-à-fait correcte. Le signal BF, de son côté, traverse un circuit comportant diode et condensateurs constituant un écrêteur de parasites efficace. Le circuit anti-parasites peut être court-circuité par un interrupteur. En parallèle sur la détection se trouve branché en permanence G₁ d'un transistor à effet de champ, dont G₂ reçoit le

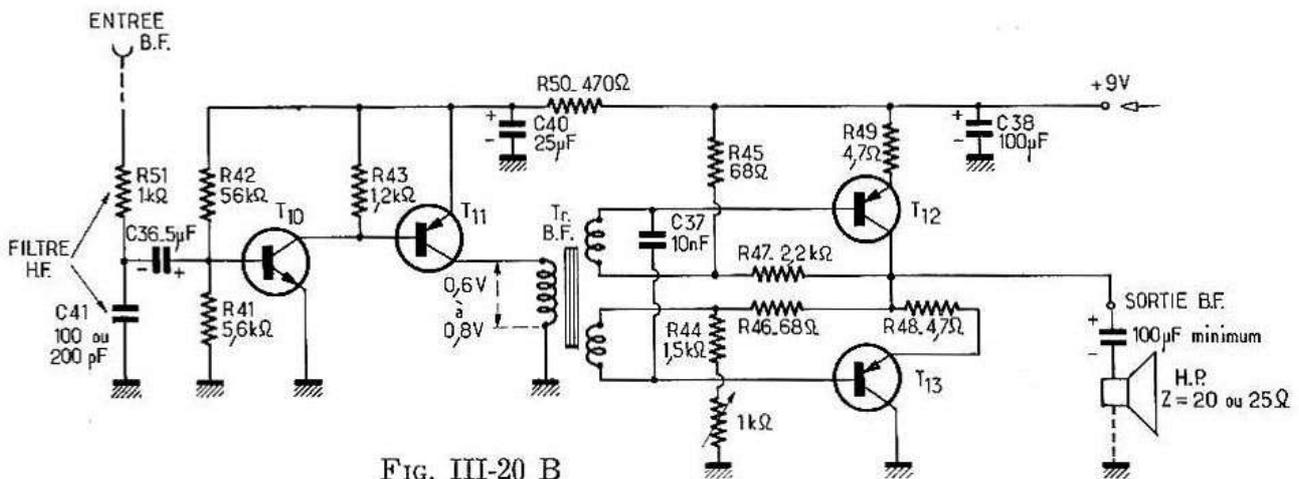


FIG. III-20 B

signal de l'oscillateur de battement (BFO). Cela constitue la détection pour les émissions BLU et télégraphiques. Le signal BF est recueilli sur le drain de ce transistor.

Le BFO comporte deux transistors : l'un T₆ est oscillateur, et l'autre, T₇ sert de séparateur entre l'oscillateur et l'utilisation, dans le but d'éviter les actions en retour du signal reçu sur la fréquence de l'oscillateur, réactions absolument intolérables en BLU. Nous avons pris l'habitude de monter les oscillateurs de cette façon, même dans le cas de changement de fréquence HF et nous avons toujours eu de bons résultats.

Il est bon de pouvoir faire varier légèrement la fréquence du BFO (± 2 kHz). Une diode varicap dont on modifie la polarisation par un potentiomètre remplit parfaitement ce rôle. Il faut, autant que possible, un potentiomètre linéaire.

La tension d'alimentation du Q-multiplier et du BFO est réglée par une diode Zener 7 volts. Accessoirement, cette tension est utilisée pour l'étage FM.

Le transfo TR₄ comporte un enroulement basse impédance qui attaque un transistor monté en écrêteur, mis sous tension en position FM et suivi d'un détecteur de rapport (appelé souvent discriminateur). Cet étage est, par sa conception même, antiparasite. La bande passante de Di est étroite (10 kHz) et ne permet pas de recevoir la radiodiffusion de la bande 90 MHz. Par contre les émissions « modulées en fréquence » des amateurs, sont parfaitement reçues.

Nous ne nous étendrons pas sur la partie BF. Pourquoi ce montage ? Tout simplement parce que nous avons ce genre de transfo et haut-parleur sous la main. Sa puissance est bien suffisante et la qualité excellente.

Pratique : Il est possible de réaliser ce montage de façon classique, sur châssis métal. C'est la méthode économique, à la portée de tous. Nous préconisons cependant le châssis métal, découpé d'un trou de 30 mm pour chaque étage. Les divers étages étant montés chacun sur une plaquette isolante, bakélite ou formica. Il n'est pas indispensable de blinder les bobinages ni de cloisonner entre les étages.

La présente réalisation a été faite en circuit imprimé, ce qui a permis de réduire les dimensions dans des proportions appréciables : 65 × 170 mm. La figure III-21 reproduit la disposition des éléments.

Les composants sont, en partie, placés « debout ». Pour les divers raccordements à la platine, nous avons prévu des cosses rapides AMP. Tous les transistors utilisés sur ce montage sont des Silicium NPN. Etant donné leur grande stabilité thermique, il a été possible de supprimer les résistances que l'on place d'habitude dans le circuit d'émetteur. Le montage se trouve simplifié d'autant. Nous avons utilisé des BF153 de SGS, mais des BF160, ou des 2N706 donnent des résultats équivalents, sans aucune modification au montage.

Pour la détection BLU on peut utiliser des 3N140 ou 3N141 au lieu et place du 40 602 (RCA). Seul le prix de revient sera modifié ! Quel que soit le mode de réalisation adopté, il est préférable de monter ce transistor sur un support.

Tous les condensateurs d'accord des bobinages sont des styroflex, y compris les 3 300 et les 10 000 pF. Bien que tentants, on évitera l'emploi des condensateurs céramique du type plaquette. Le résultat serait minable...

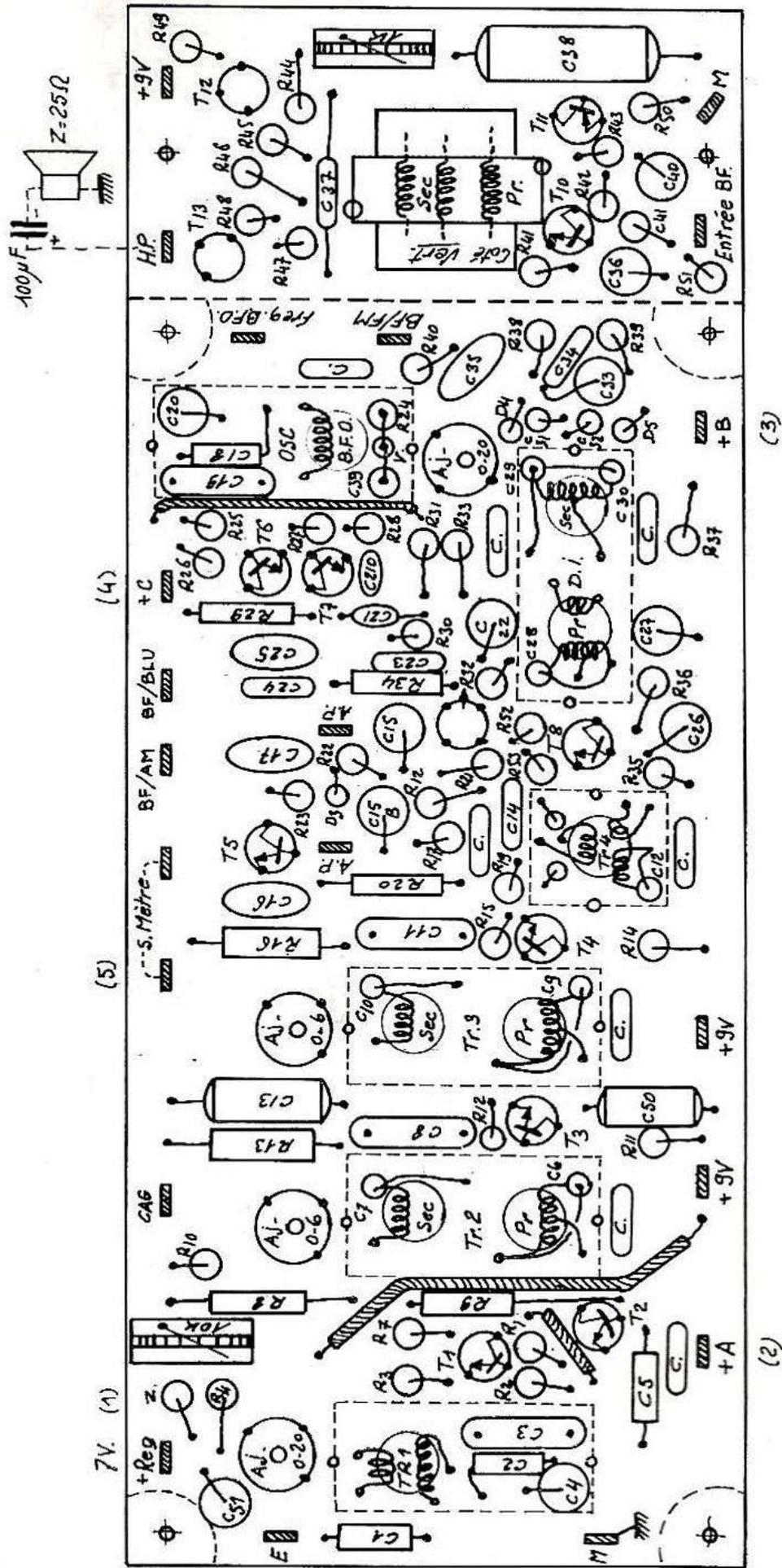


FIG. III-21

Les bobinages sont montés directement sur la platine. La fixation des PFR26 se fait dans un trou de 3,8 mm après avoir diminué un peu la nervure qui se trouve sur le côté du téton de fixation. Enduire le téton d'un peu — très peu — de colle cellulosique, colle Scotch par exemple, et river légèrement avec le fer à souder. Ne plus toucher pendant une heure ou deux. Si on est bien sûr du branchement, on pourra mettre en place les condensateurs d'accord, puis les blindages. Cela protégera les bobinages.

Nous suggérons de commencer le montage par la mise en place de Tr_1 , et poser les éléments de l'étage d'entrée, puis Tr_2 , et ainsi de suite, en s'aidant du plan d'implantation, et surtout en suivant sur le schéma. Poser les transistors à mesure. Il est pratique d'enfiler sur l'un des fils, celui de base par exemple, un morceau de petit souplisso de 3 ou 4 mm de longueur.

Cela tiendra les transistors à distance de la platine, et permettra ultérieurement, une vérification de leur orientation.

Vérification : Avant toute chose, examiner le montage à la loupe, côté soudures. Une mauvaise soudure, et surtout un court-circuit se remarque très facilement. Dès la mise sous tension, le montage est apte à fonctionner. La consommation de la partie HF doit varier sensiblement de 6 à 12 ou 15 mA par le jeu de la résistance ajustable de 10 k Ω . La partie BF doit consommer 7 à 8 mA. On vérifiera encore la tension appliquée à G_2 du 3N141, et qui doit être d'environ 0,6 volt. Le 40 602 ne sera mis sur son support que plus tard, lorsque toute la partie 1 600 kHz sera alignée.

Pour aligner cette platine FI, il convient d'effectuer les raccordements. Le contacteur est du type 2 circuits/3 positions. L'un des circuits sélectionne le mode de détection, l'autre alimente la partie du montage correspondante.

L'indicateur d'accord sera un 200 μ A. Le haut-parleur présentera une impédance de 20 ou 25 Ω .

La partie BF est simple à mettre au point. Par la résistance ajustable de 1 k Ω , on amènera la tension continue mesurée sur la cosse « Sortie BF » à exactement 50 % de la tension d'alimentation. Ensuite on s'assurera que T_{11} débite entre 2 et 3 mA. Nous avons utilisé un transfo driver dont la résistance de l'enroulement primaire est sensiblement 300 Ω , et cela correspond à une tension continue de 0,6 à 0,9 volt à ses bornes. Si besoin, agir sur R41 ou R42, en sachant que diminuer R41, ou augmenter R42 correspond à une diminution du courant de T_{11} .

Alignement : Par la résistance ajustable de $10\text{ k}\Omega$, amener le débit de la partie $1\,600\text{ kHz}$ à 8 mA .

L'alignement se fera sur $1\,610\text{ kHz}$. La fréquence $1\,600$ est à éviter en raison d'une station allemande de diffusion sur cette fréquence et qui, le soir, risque d'être reçue fortuitement, provoquant une interférence sur toutes les stations écoutées. La méthode d'alignement dépend du matériel dont on dispose. Supposons le matériel le plus réduit possible : un Grid-Dip et un voltmètre ($20\text{ k}\Omega$ par volt au moins).

Pour commencer, on cherchera à entendre la modulation du Grid-Dip. Au besoin, l'approcher du circuit imprimé, du côté de Tr_3 ou Tr_4 . Approcher tous les réglages « à l'oreille » en commençant par Tr_4 pour terminer par Tr_1 . Les condensateurs ajustables de Tr_2 et Tr_3 seront, pendant ce temps, à mi-course, et, P_1 au maximum de résistance (tension minimale sur le Q-multiplier). Passer ensuite en position FM, et approcher de la même façon le primaire de Di.

Cette première opération terminée, couper la modulation du Grid-Dip, et, cette fois, on s'aidera de l'indication de l'indicateur d'accord/S-Mètre. Placer le Grid-Dip à distance convenable pour que l'indicateur soit à mi-course, ou même un peu moins. Éventuellement, placer une petite antenne, quelques cm, à l'entrée de la platine, et reprendre tous les réglages comme précédemment, sauf Di. Le réglage des ajustables de Tr_2 et Tr_3 se trouve près du minimum de capacité. À mesure que l'on diminue la capacité, il faut retoucher l'accord du Tr correspondant. Le réglage est satisfaisant lorsque le gain de chacun de ces étages a diminué de $1/5$ environ. Maintenant, augmenter le gain du Q-multiplier par P_1 . S'assurer que l'entrée en oscillation se produit un peu avant le maximum, puis revenir en arrière juste de ce qu'il faut pour que l'oscillation cesse. Régler avec beaucoup de soin la fréquence de Tr_1 .

L'entrée en oscillation provoque la déviation maximale de l'indicateur.

S'il y a lieu, agir sur la résistance ajustable de $10\text{ k}\Omega$ pour que l'aiguille de l'indicateur soit juste à fond, mais rien de plus, au moment de l'entrée en oscillation. La sensibilité de l'ensemble sera convenable.

Passons en position FM. C'est maintenant que nous allons utiliser le voltmètre pour mesurer la tension aux bornes de C34. En réglant le secondaire de Di, la tension mesurée sera positive ou

négative selon le sens du désaccord. A l'accord exact, la tension est nulle. Laisser un léger désaccord, pour avoir une petite déviation du voltmètre. Régler le primaire définitivement, en cherchant à augmenter la déviation de voltmètre. Par le secondaire, ramener le secondaire à zéro... c'est tout, le détecteur FM est prêt. Nous allons maintenant régler l'oscillateur « BFO » sur la fréquence. Pour cela, passer en position BLU, et intervertir provisoirement les connexions aboutissant aux cosses BF-AM et BF-BLU de la platine. de manière à continuer d'écouter la détection AM. Placer P₂, ainsi que le condensateur ajustable de 20 pF à demi-course. Tourner le noyau de l'oscillateur jusqu'à entendre le battement de l'oscillateur. (On l'entend faiblement dans ces conditions). Le condensateur ajustable permet un réglage plus « fin » de la fréquence. Il ne reste plus qu'à rétablir l'ordre normal des connexions, et mettre en place le transistor à effet de champ : ne pas oublier de retirer le petit ressort qui court-circuite les électrodes... ! Et maintenant, en position BLU, nous devons entendre très puissamment le battement. En opérant de cette façon, si en cours de réglage, une anomalie était décelée, il serait possible d'y remédier sans avoir le souci du FET qui, une fois sur son support, n'en sera retiré qu'en cas de force majeure, et avec les précautions requises.

| | | |
|------------------------------------|------------------------|--|
| Tr ₁ | Secondaire Primaire | 29 spires. 4 spires fil 20/100 par-dessus Sec. |
| Tr ₂ et Tr ₃ | Primaire | 29 spires, prise à la 19 ^e . |
| Tr ₂ et Tr ₃ | Secondaire | 29 spires. |
| Tr ₄ | Primaire Sec. FM | 29 spires, pas de prise 15/100 par-dessus Prim. 3 sp 20/100 par-dessus ou à côté des 12 sp. |
| osc | Comme secondaire | Tr ₂ / Tr ₃ . |
| Di | Primaire Tertiaire | 29 spires. 4 spires 20/100 par-dessus Prim. |
| Di | Secondaire | 29 spires, prise médiane. (enroulement bifilaire symétrique (fig. III-21). 2 fois 14 1/2 sp.). |

Tous les bobinages sont exécutés sur circuits magnétiques fermés type PFR 26 de l'Isostat.

Les bobinages accordés sont en fil divisé 15 × 5/100. Teinter l'extrémité du fil, début du bobinage : ce sera le point chaud. Après bobinage, les bagues extérieures des pots seront légèrement enduites de colle pour être ultérieurement immobilisées sur les « poulies ». A défaut de fil fivisé, on peut utiliser du fil 20/100 émail/soie.

Pour le secondaire de Di, afin que l'enroulement soit aussi symétrique que possible, on fera un enroulement bifilaire : prendre en main deux fils de couleurs différentes, légèrement torsadés, et bobiner 14 1/2 spires. Prendre l'entrée de l'un des fils avec la sortie de l'autre pour constituer la prise médiane. Sortir la prise médiane à l'opposé des entrée et sortie, de manière à avoir exactement deux fois 14 1/2 spires (fig. III-22).

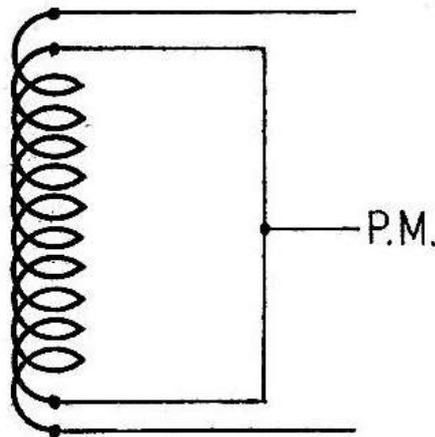


FIG. III-22

La figure III-23 donne l'aspect du panneau avant de l'appareil terminé.

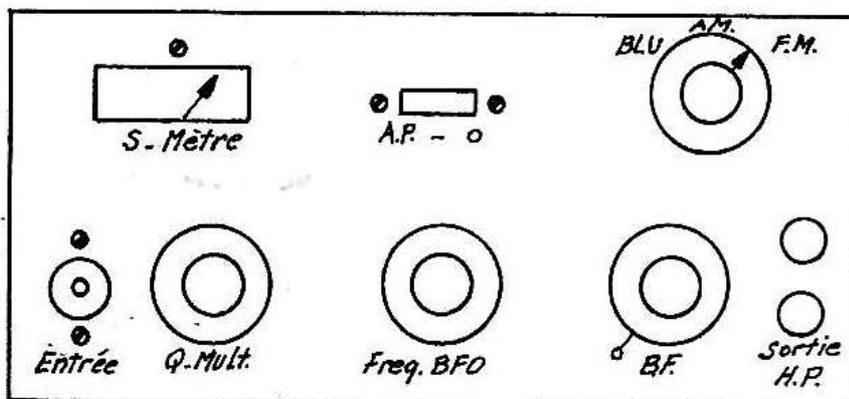


FIG. III-23

Certains transistors à effet de champ sont livrés avec les broches court-circuitées par un œillet... force est bien de le retirer avant de placer le transistor sur son support... On débranchera la platine de toute connexion extérieure, et on la prendra à pleine main, si possible un doigt posé sur les soudures du support, et, de l'autre main, on placera le FET sur son support. De cette façon, le risque de tensions statiques est nul.

Les réalisateurs qui possèdent générateur ou wobulateur feront comme ils ont l'habitude. Noter toutefois que si l'alignement est prévu au wobulateur, il ne faut pas mettre en place C33. Sa présence apporte une constante de temps qui empêche toute interprétation utile de la courbe obtenue. Dans ce cas, C33 ne sera mis en place qu'en dernier lieu.

Pour toutes les opérations de réglages, l'écrêteur de parasites « A.P. » doit être en position « court-circuité ».

L'indicateur S-Mètre n'a pas besoin d'être étalonné. Un repère ou deux suffisent car son indication varie avec la position de P1. C'est bien utile pour faire des comparaisons. Si on désire l'étalonner, il faudra le faire pour une position déterminée de P1.

A l'intention des débutants, disons que ce montage sur circuit imprimé est assez délicat à mener à bien, et que l'on risque moins les déboires en construisant de façon classique. C'est infiniment plus facile, le résultat est équivalent, et on y apprendra bien davantage.

Note. — Toutes les capacités repérées C sont des 47 000 pF.

T₁ à T₈, T₁₀ = BF153 ou 2N706A.

T₉ = 3N141.

T₁₁ = AC126.

T₁₂ - T₁₃ = AC128 ou 132.

D₁ à D₅ = AA119.

Z = Diode Zener 7 V.

S-mètre pour récepteur de trafic à transistors

Le S-mètre est un circuit auxiliaire bien utile et qui complète heureusement un récepteur de trafic.

Le montage donne une excellente linéarité. Sa stabilité en température dépend essentiellement des transistors qui sont des AC126. Pour une stabilité maximum, les transistors doivent être appairés tant au point de vue Béta qu'au point de vue du courant de repos.

L'appareil de mesure est un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale, de résistance interne 53 ohms. Si un appareil de mesure plus sensible est utilisé, on peut, soit augmenter la valeur des résistances de collecteur en veillant à ce qu'elles restent égales entre elles, soit shunter l'appareil de mesure par une résistance variable, mais la solution de choix consiste à augmenter la valeur de la résistance série de 33 000 ohms, ce qui améliore encore la linéarité.

Dans le montage tel qu'il est indiqué figure III-24, la déviation totale de l'appareil de mesure est obtenue pour 0,5 V à l'entrée de la résistance de 33 000 ohms. Les deux transistors sont montés dos à dos dans un clip de refroidissement pour transistors de puissance ce qui égalise au maximum la température des deux semi-conducteurs.

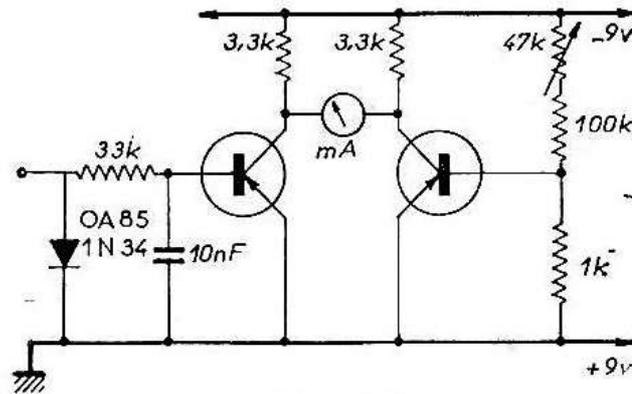


FIG. III-24

Le fonctionnement du montage est d'une simplicité enfantine. Il s'agit d'un pseudo-pont où le transistor de droite sert en quelque sorte de référence de température. Les transistors étant appairés, les deux dérives dues à la température sur les deux transistors se compensent et seul le signal fait dévier le milliampèremètre.

Le zéro se règle à l'aide de la résistance ajustable de 47 k Ω placée en série dans le pont de base du transistor de référence.

S mètre à transistors à effet de champ

Ce schéma représente tout simplement un voltmètre électronique qui mesure la tension d'AVC.

Le milliampèremètre M (la sensibilité est choisie entre 200 μ A et 1 mA) est monté dans un pont dont les branches sont T₁, R₅, T₂, R₄. Tous ces éléments ont une résistance fixe sauf T₁' qui varie selon la tension AVC prélevée à travers R₆ sur le diviseur de tension P₁.

Le potentiomètre P₁ est le potentiomètre de tarage. Sa valeur varie entre 20 k Ω et 2 M Ω selon l'impédance du circuit d'AVC. (En général 50 k Ω avec les transistors et 2 M Ω avec les tubes.

R₂ agit sur la courbe de réponse en tension du montage et permet de tasser la courbe en haut d'échelle. R₁ est réglée pour que l'intensité traversant M ne puisse pas le détériorer. Avec R₃, nous réglons le zéro du pont : équilibrage. R₆ est à déterminer expéri-

mentalement selon la tension d'AVC entre 10 kΩ (circuits transistorisés) et 3 MΩ (MF à lampes).

C₁ détermine l'inertie électrique du montage et dépend de R₆ :

$$C = \frac{10^5}{R_6}$$

C en microfarads et R en Ω.

La tension d'alimentation doit être stable. Elle sera éventuellement stabilisée par diode zener (fig. III-25).

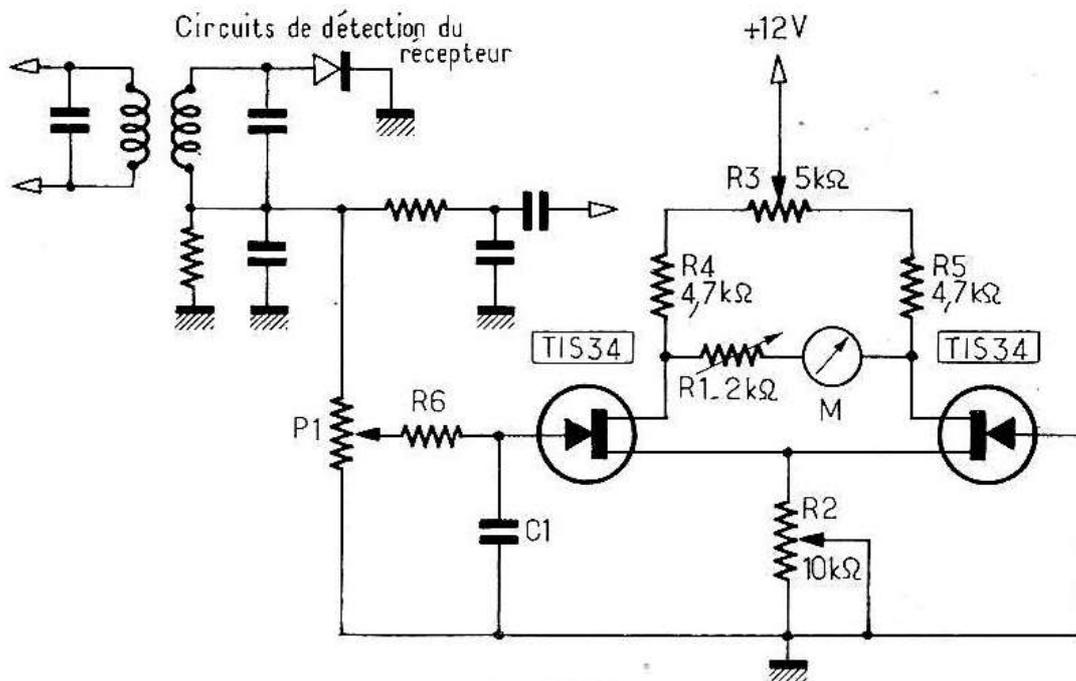


FIG. III-25

La grande souplesse de cet indicateur d'accord permet d'en faire, après calibrage, un S-mètre correct.

C'est un bon appareil de comparaison. Malheureusement son calibrage est délicat et nous devons souvent nous contenter d'un indicateur d'accord non calibré permettant uniquement de dire si un signal est plus puissant ou plus faible qu'un autre sur la même fréquence.

En pratique, ces indications sont suffisantes car dans les réglages d'une antenne par exemple, nous cherchons un maximum ou un minimum et le vrai report S-mètre importe moins.

Rappelons néanmoins qu'un signal HF de $100 \mu\text{V}$ définit la position S9 et que chaque point S correspond à 6 dB en plus ou en moins, c'est-à-dire à une tension HF deux fois plus grande ou plus petite que la précédente ou la suivante.

Un amplificateur BF : le circuit intégré TAA300

Pour faire suite à la liste des divers modules, nous présentons un circuit intégré, dernier-né de la technique moderne qui, de la grosseur d'un transistor, constitue un amplificateur BF de puissance.

Le circuit intégré monolithique TAA300 est un amplificateur audiofréquence de puissance conçu pour équiper des appareils alimentaires sur piles. Le cas typique étant, par exemple, celui de la partie BF d'un récepteur portable.

L'étage de sortie du TAA300 est constitué par 4 transistors NPN, dont deux de puissance. Ces transistors NPN sont connectés deux à deux pour former un couple de Darlington. Devant

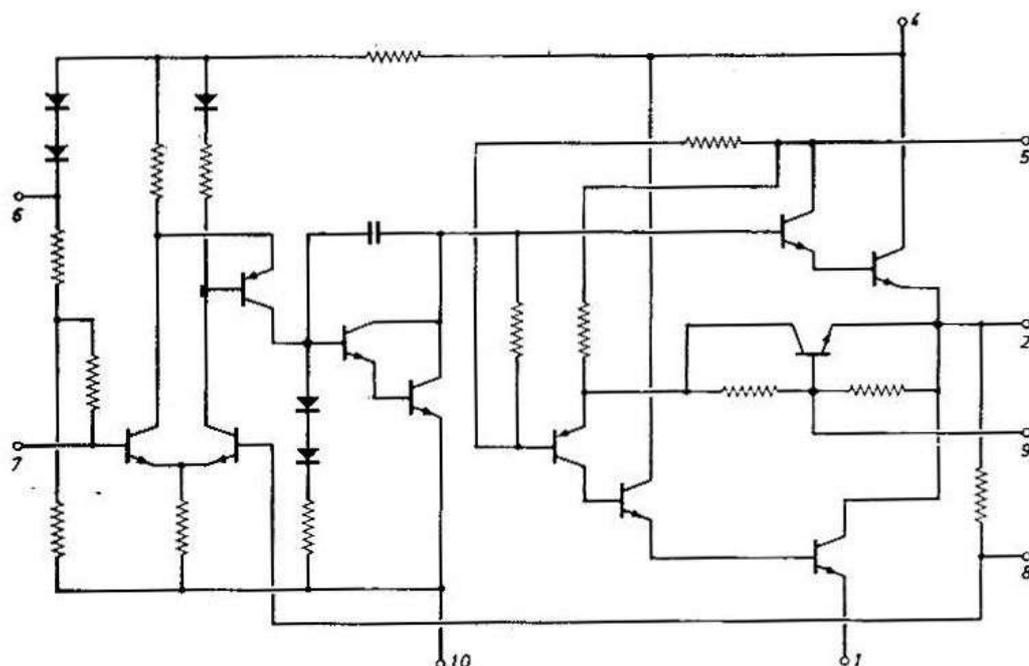


FIG. III-26

l'un de ces Darlington, est monté un transistor PNP dont le gain en courant est voisin de l'unité. L'ensemble PNP et Darlington NPN se comporte alors comme un transistor PNP de puissance, de sorte que l'étage de sortie du TAA300 est équivalent à un (fig. III-26).

Etant donné que les Darlington permettent d'obtenir un gain en courant très élevé, le courant collecteur du transistor de commande est à bas niveau, ce qui contribue à l'obtention d'une faible valeur pour le courant total de repos, en fonction des variations de la tension de batterie, est obtenue par le moyen d'une tension proportionnelle à V_{CC} et qui est appliquée en série avec les V_{be} des transistors de sortie. Cette stabilisation évite également une augmentation trop importante du courant de repos (I_{tot}) aux températures élevées.

L'étage de commande est constitué également par deux transistors NPN montés en Darlington. Dans le but de limiter la réponse aux fréquences élevées, une capacité d'environ 10 pF a été intégrée entre la base et le collecteur du transistor de commande (effet Miller).

Ce circuit intégré, utilisé à une tension nominale de 9 V et avec une impédance de charge normalisée de 8 Ω , délivre une puissance de 1 W avec une distorsion totale inférieure à 10 %. Il est monté dans un boîtier du type TO74 à 10 conducteurs (fig. III-27).

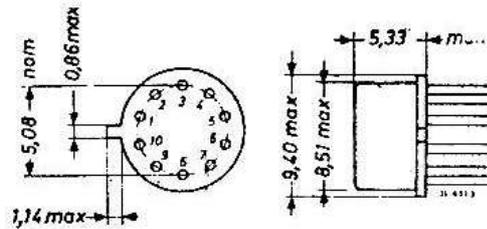


FIG. III-27

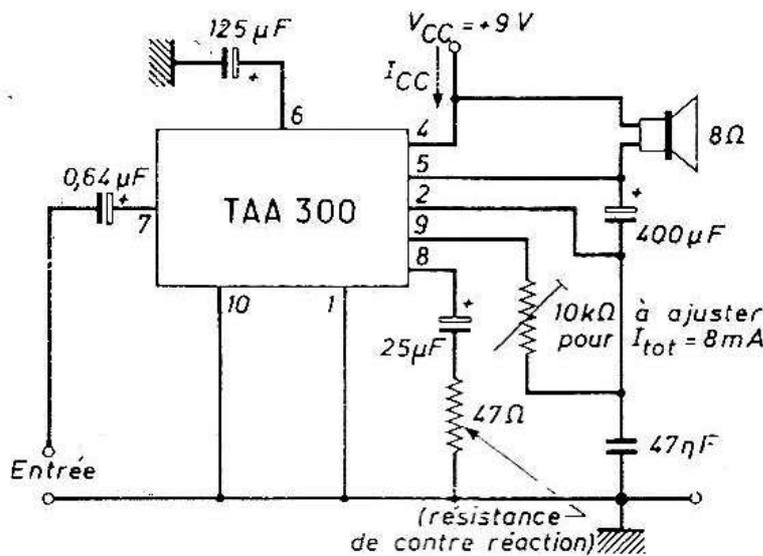


FIG. III-28

Le TAA300 est, à l'heure actuelle, le meilleur amplificateur intégré monolithique grâce aux caractéristiques suivantes :

- Gain en puissance élevé (10 mV sur 15 k Ω en entrée pour 1 W sur 8 Ω en sortie).
- Faible courant de repos (8 mA sous 9 V).
- Haute impédance d'entrée (10 k Ω min.).
- Excellent rendement (58 % pour 1 W en sortie).

La figure III-28 reproduit en grandeur naturelle le circuit imprimé destiné au montage du C.I. et des quelques éléments associés dans la réalisation définitive de la figure III-29.



FIG. III-29

Bien entendu, le TAA300 peut également servir de modulateur à nombre de petits émetteurs de faible puissance décrits plus loin, en chargeant la sortie par un transformateur de 8 Ω au primaire et d'impédance appropriée au secondaire (100 à 200 Ω , en général).

Les relais « Reed » et leur utilisation pratique

On désigne sous cette appellation de « Reed » (en français : I.L.S. interrupteurs à lame souple) des relais, à un seul contact, pour la plupart, constitués par une languette métallique fixe et une languette magnétique souple, toutes deux contenues dans un tube de verre de très faible diamètre renfermant généralement une atmosphère gazeuse neutre (azote) et se présentant comme le montre la figure III-30.

Les caractéristiques particulières et leur faible encombrement sont très intéressants pour l'amateur. On en trouve de très nombreux modèles mesurant de 30 à 80 mm de long seulement et la variété en est si grande qu'il n'est pas possible d'en donner les caractéristiques détaillées. Ils sont utilisés en association avec

une bobine concentrique appropriée (40 à 100 A/tr) dont le champ, quand elle est excitée, attire l'armature flexible et ferme le circuit en réalisant le contact. Le temps de fermeture est extrêmement rapide (0,5 ms minimum) et l'ouverture ne prend, au plus, que 0,3 ms. La capacité interne entre contacts ouverts est au maximum de 0,2 pF, ce qui les rend parfaitement adaptés à l'utilisation en courant continu aussi bien qu'aux fréquences très élevées. La tension d'isolement entre armatures pour les modèles les plus petits est supérieure à 100 V et atteint pour certains 4 000 V, pour une résistance d'isolement de 70 à 80 MΩ en moyenne.

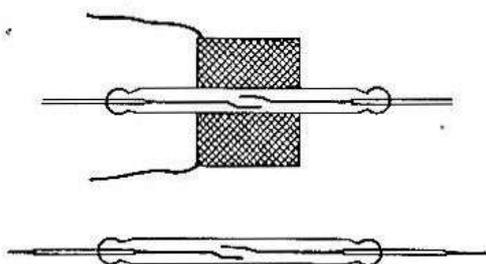


FIG. III-30

On voit tout le parti que l'amateur peut tirer de tels composants que l'on trouve et trouvera de plus en plus dans le commerce des surplus, en provenance de matériels de dépose tirés d'ordinateur.

Relais de manipulation (jusqu'à 300 lettres-minute !), commandes à distance de rotateurs d'antennes, courts-circuits de bobines dans les antennes à trappes, commande de circuit VOX, dont les utilisations sont indiquées pour ce matériel essentiellement miniaturisé.

Nous avons gardé pour la fin la plus intéressante : la réalisation d'un relais-coaxial.

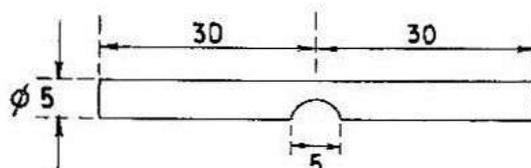


FIG. III-31

L'armature externe est constituée par un tube de laiton mince de 5 mm de diamètre extérieur de 60 mm de long, encoché au centre, en demi-rond, comme le montre la figure III-31. Deux contacts « Reed » de 30 mm y sont introduits et leurs connexions,

en regard, soudées comme le montre la figure III-32. Ce point commun va à la flèche d'antenne. Une des extrémités est réunie à l'émetteur, l'autre est réunie à l'entrée du récepteur par un câble coaxial dont la gaine sera également soudée au tube de laiton, bon conducteur mais non magnétique. Sur chaque moitié de tube est

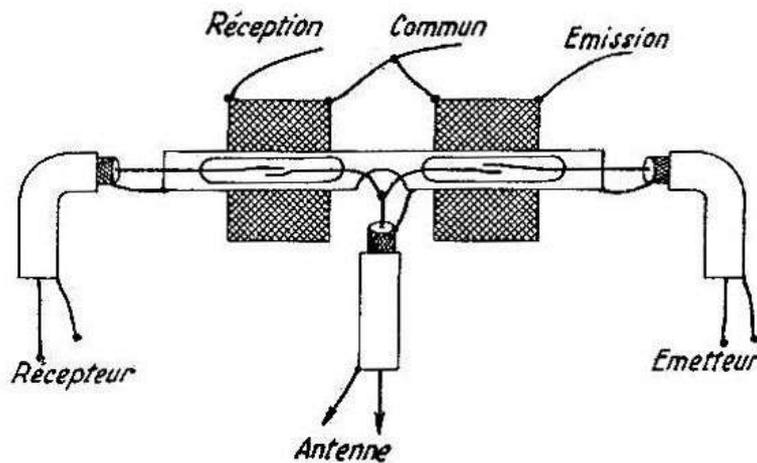


FIG. III-32

enfilée, au niveau du contact une bobine d'excitation réalisée sur un mandrin de 5 mm, glissant à frottement dur, et comportant 6 000 tours de fil fin (moins de 1/10 mm). Le courant, par bobine, est de 12 mA sous 12 V ce qui est très intéressant dans les appareils portables alimentés sur batteries, voire sur piles. Selon que l'une ou l'autre des deux bobines est excitée, l'antenne se trouve réunie, soit à l'émetteur, soit au récepteur. L'adaptation de ce système très simple aux câbles couramment utilisés (75 Ω) est très convenable avec les dimensions indiquées ci-dessus. On pourra, selon les modèles, couper depuis quelques milliwatts jusqu'à plusieurs dizaines de watts, sans perdre de vue, qu'avec un émetteur de puissance notable, en raison de la coupure rapide, il faudra différer la rupture de manière à ce que le contact ne s'ouvre que lorsque l'émetteur a cessé complètement de produire de la HF, faute de quoi il se produirait un arc qui détruirait rapidement les contacts.

Alimentation stabilisée 9 à 14 V (250 mA)

Voici un montage simple qui, fournissant une tension ajustable, stabilisée, sous un débit respectable, est naturellement recommandable pour remplacer les piles, toutes les fois que l'on dispose du secteur alternatif (fig. III-33).

Toutes les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma. On utilise les diodes redresseuses $D_1 = D_2 = \text{BY114}$, la diode zener $D_3 = \text{OAZ202}$ et les transistors Q_1 à Q_4 tous les NPN du type BFY52. Le transformateur doit fournir au secondaire $18 + 18 \text{ V}$ sous $0,5 \text{ A}$ environ. La tension continue d'entrée apparaît aux bornes du deuxième condensateur de $500 \mu\text{F}$ et est utilisée comme ligne + pour les collecteurs des transistors Q_1 , Q_2 et Q_4 .

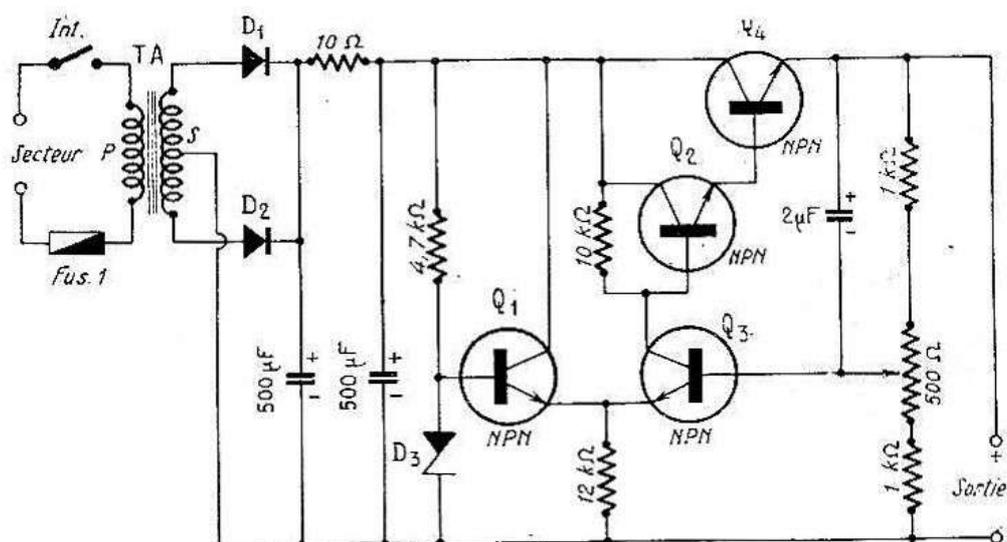


FIG. III-33

La tension de référence, polarisant la base de Q_1 est prise aux bornes de la diode zener. Le potentiomètre de 500Ω permet d'ajuster la tension de sortie lorsque la charge d'utilisation est branchée.

Avec ce montage, le filtrage est excellent, la tension d'ondulation étant de 2 mV d'où un rapport de :

$$\frac{2}{14\,000} = \frac{0,015}{100}$$

c'est-à-dire $0,015 \%$ de ronflement.

Le montage fonctionne à la température de $50 \text{ }^\circ\text{C}$. Seul le transistor Q_4 doit être muni d'un radiateur, dont la résistance thermique sera de $10 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

Alimentation régulée 7 à 22 V (300 mA)

Voici une réalisation bien commode pour remplacer piles et batteries lorsqu'on se livre à l'expérimentation de petits appareils à transistors. Régulée, elle présente l'avantage d'une grande sta-

bilité ; ajustable, elle permet de choisir la tension de sortie nécessaire au fonctionnement d'un montage donné. Le principe de son fonctionnement a déjà été exposé, aussi nous croyons superflu d'y revenir dans le détail.

Le diagramme figurant le principe du fonctionnement de toute alimentation stabilisée est celui de la figure III-34 dans lequel l'élément régulateur (T1) est commandé par un étage comparateur (T2) dont une électrode est au potentiel de référence et une autre à une partie de la tension d'utilisation. Comme la tension de commande appliquée à T1 serait de trop faible amplitude, on intercale un

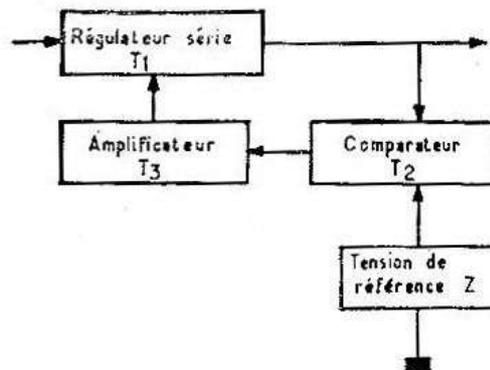


FIG. III-34

amplificateur (T3). Plus le gain de celui-ci est important, plus la régulation est efficace et cette partie pourrait, dans ce but, comporter plusieurs étages amplificateurs en cascade.

La figure III-35 nous permettra de mieux comprendre le fonctionnement électrique.

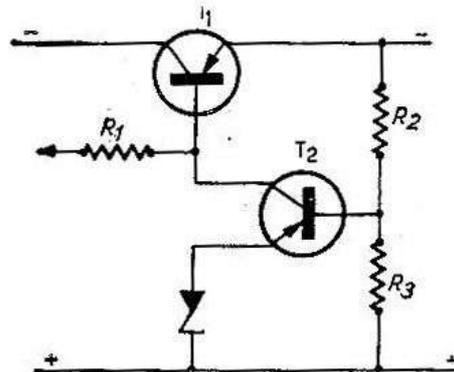


FIG. III-35

La tension de référence est fournie par une diode Zener qui fait apparaître à ses bornes une différence de potentiel relativement indépendante du courant qui la traverse. Le pont diviseur R_2 - R_3

fixe la tension de base du comparateur (T2), ce qui, pour une valeur donnée, produit un courant collecteur donné. Si la tension de sortie aux bornes du pont augmente la tension à la jonction de R_2 - R_3 , donc à la base augmente, entraînant une augmentation du courant collecteur de T2 donc une chute de tension plus grande dans R_1 , une diminution de la tension de base de T1 et un accroissement de la résistance collecteur-émetteur, ce qui réduit la tension utile disponible et conduit au résultat cherché.

SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ALIMENTATION

La figure III-36 représente le schéma complet d'une alimentation stabilisée qui utilise ce principe. T1 est le régulateur série, T2 est le comparateur. La tension de référence est produite par la diode Zéner Z, dont la résistance-série ($5,6 \text{ k}\Omega$) fixe la valeur. T3 est l'amplificateur de la tension contrôle. La cellule RC ($100 \Omega - 22 \text{ nF}$) entre

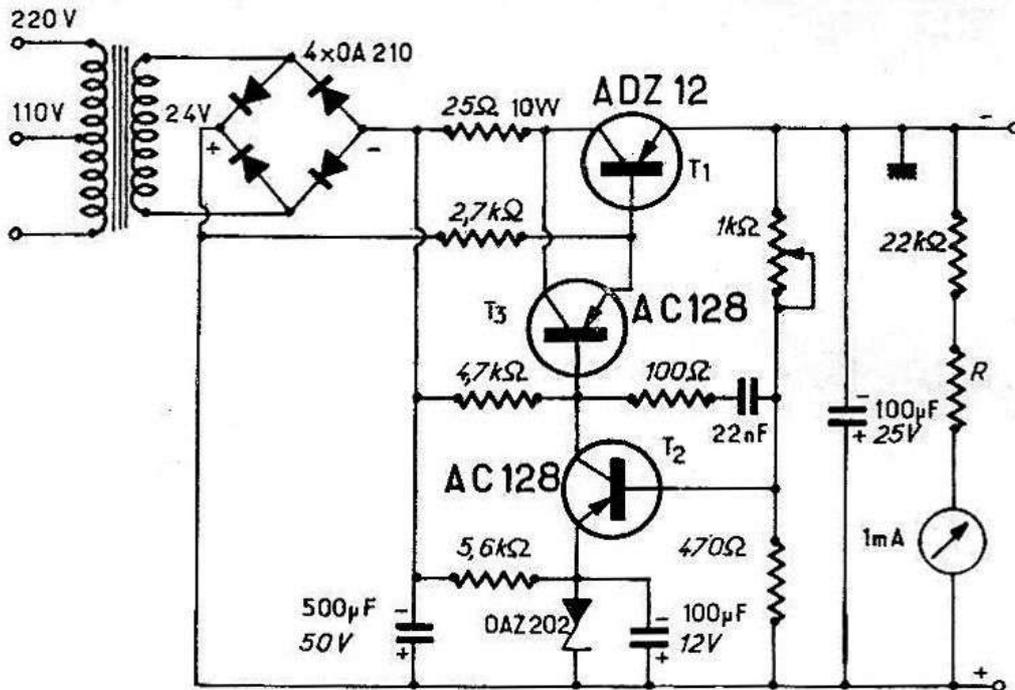


FIG. III-36

base et collecteur du comparateur a pour but de stabiliser le fonctionnement et d'amortir des oscillations parasites possibles du fait du taux élevé de contre-réaction globale. Un des éléments du pont est variable (P) de manière à ajuster à volonté, entre 7 et 22 V, la tension utile régulée. La protection contre un éventuel court-circuit est assurée par la résistance de base de T1 ($2,7 \text{ k}\Omega$) vers le +,

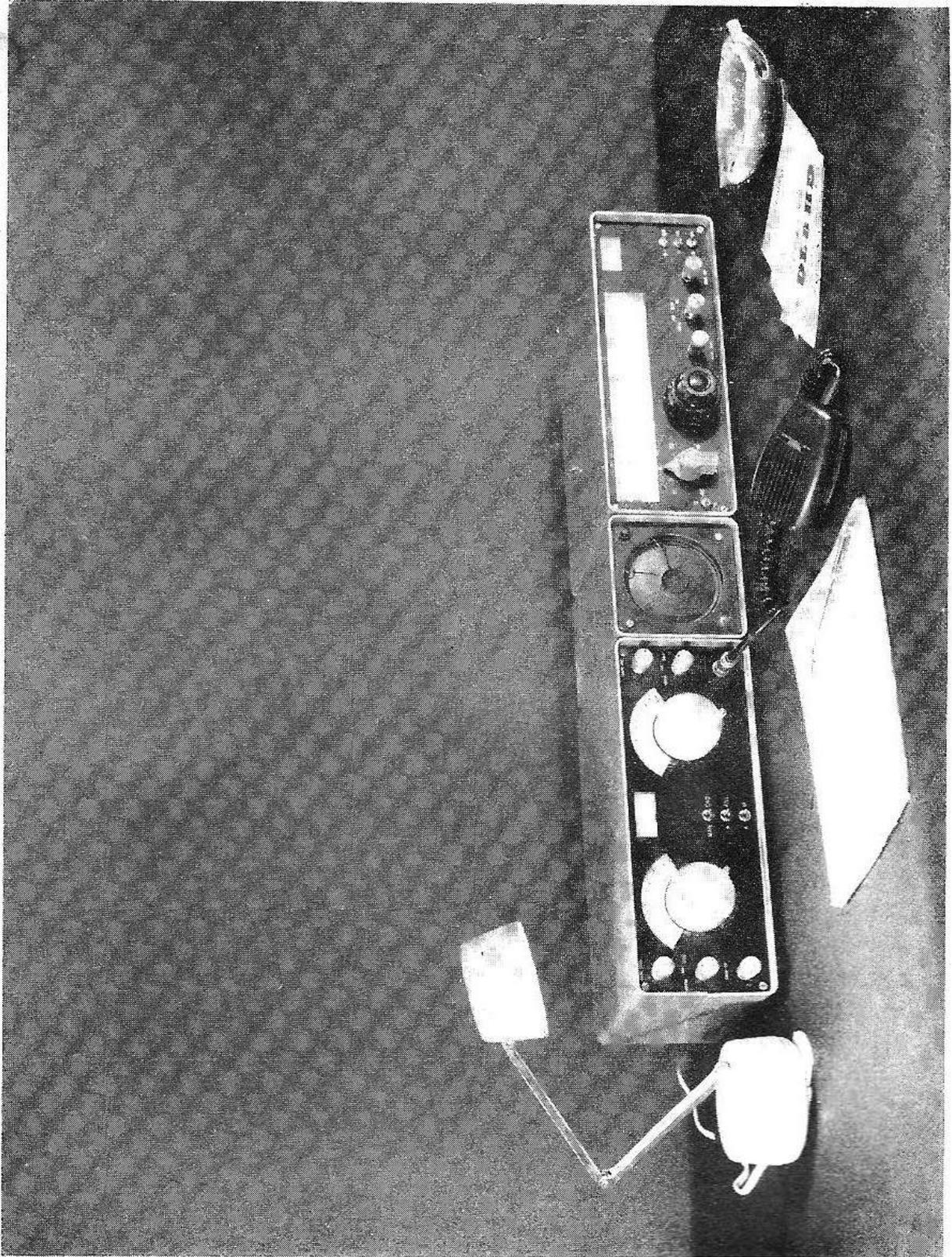


FIG. III-37 — Récepteur de trafic OC et transceiver 144 MHz (FM-BLU) (L.A.S.)

la résistance série de $25 \Omega - 10 \text{ W}$ dans le circuit collecteur et enfin T1, qui est un transistor de puissance, sera choisi de telle manière qu'il puisse supporter plus que largement la tension fournie par le redresseur. T1 sera monté sur une ailette refroidisseuse de 40 cm^2 au moins et la résistance-série ainsi que la diode Z, éloignées de T2 et T3, en raison de leur température de fonctionnement élevée.

Un voltmètre de sortie nous a paru indispensable. Nous l'avons réalisé à partir d'un appareil de 0 à 1 mA, ce qui implique, pour lire 25 V, une résistance de $25 \text{ k}\Omega$, qui est fournie par une résistance de $22 \text{ k}\Omega$ (valeur normalisée) sérieusement sélectionnée au pont de mesure, complétée par une résistance R dont la valeur, ajoutée à celle de la résistance du cadre de l'appareil de mesure, fasse $3 \text{ k}\Omega$.

Le choix des transistors ne se limite pas à ceux que nous proposons et on pourra facilement trouver des équivalences. La tension d'utilisation minimum dépend pratiquement du choix de la diode Zener (ici, 6,8 V) et si l'on doit, de ce fait, en adopter un autre type, la résistance-série sera ajustée pour un courant de 5 mA. La stabilité de la tension fournie est de 1 % à 7,5 V quand on passe du régime sans charge à un débit de 300 mA il est de 0,5 % à 22,5 V, de 0 à 90 mA.

CHAPITRE IV

L'ÉMISSION VHF A TRANSISTORS

Nous avons vu dans les chapitres précédents que les récepteurs transistorisés présentent, sur les équipements à lampes, particulièrement lorsqu'il s'agit d'un fonctionnement autonome en station portable ou mobile sous le triple point de vue du poids, de l'encombrement et de la dépense d'énergie, un avantage définitif. Si l'on ajoute à ces arguments de poids, le fait que les performances, quant à la sensibilité utile, sont plutôt en faveur du transistor, on pourrait envisager la fin du règne de la lampe, si perfectionnée soit-elle... En réception, c'est une éventualité prochaine. En émission, il reste sans doute encore pour longtemps une large place pour les tubes, pour autant du moins qu'on désire produire des puissances élevées sur des fréquences supérieures à 100MHz. En effet, si certains transistors fonctionnent encore bien à 500 et 1000 MHz, en revanche on ne sait pas produire (au moins couramment !) des puissances élevées, sur ces fréquences, avec des moyens simples et à partir des tensions faibles qui font tout le charme des équipements de réception. C'est pourquoi les émetteurs actuellement proposés à l'amateur limitent leur puissance tout juste à la dizaine de watts. Il faut donc momentanément savoir se restreindre. D'ailleurs, si le prix des transistors VHF de puissance moyenne est devenu abordable, celui des transistors de puissance, que nous appellerons — toutes proportions gardées — élevée, n'est pas à la portée de toutes les bourses et leur mise en œuvre demande de solides connaissances que ne possède pas toujours l'amateur moyen.

C'est pourquoi, plutôt que de reproduire dans les pages qui suivent des schémas d'émetteurs de laboratoires, nous nous sommes limité à des descriptions de réalisations d'amateurs, accessibles à la plupart et susceptibles d'être reproduites puisque d'un fonctionnement éprouvé.

Et c'est ainsi, dans cet esprit et en respectant les limites qui s'imposent encore, que nous présentons un éventail assez complet d'émetteurs délivrant entre 5 mW et 20 watts. Certains comportent uniquement des transistors au germanium, alors que le silicium est en pleine venue. Ce n'est pas un anachronisme car nous savons, par expérience, que l'amateur aime utiliser dans la mesure du possible ce qu'il a sous la main. Si par contre on doit acheter du matériel, il faut sans hésiter choisir des transistors au silicium, plus récents, plus modernes, meilleur marché, d'un rendement supérieur et infiniment moins sensibles à l'effet de température.

Certains montages ont été entièrement réalisés avec des transistors au silicium, ou partiellement avec des transistors à effet de champ.

Enfin, comme le veut la technique moderne, nous avons reproduit un certain nombre de montages établis sur platines imprimées. Il est facile avec un peu d'expérience et de soin de réaliser soi-même ses propres circuits. C'est un travail intéressant, aisé lorsqu'on dispose d'un dessin, et dont le résultat avec un peu d'expérience conduit à une présentation impeccable, digne de satisfaire les plus exigeants.

Dans la plupart des schémas proposés, la modulation n'est que suggérée : nous pensons que ce n'est pas un obstacle, encore que souvent on rencontre des difficultés pour moduler en amplitude un émetteur à transistors à la fois profondément et à l'endroit. Les causes de cet échec sont multiples et il n'y a aucun remède type, mais on a le plus grand intérêt à appliquer la modulation, non seulement à l'étage final, mais simultanément à l'étage driver.

La modulation de fréquence (NBFM) est une solution simple et s'obtient très facilement à l'aide d'un Varicap, mais le procédé ne vaut vraiment que dans la mesure où l'émission est reçue par un récepteur muni d'un démodulateur approprié (discriminateur), autrement il perd de son intérêt.

Quant à l'utilisation de la télégraphie, elle n'appelle aucun commentaire : il suffit de couper l'alimentation du dernier étage pour découper la porteuse.

Mais, après ces considérations d'ordre général, passons à l'examen des différents montages proposés.

Emetteur 145 MHz transistorisé (5 mW.HF.)

C'est un émetteur permettant de se « faire la main ». Les transistors utilisés sont de types très courants, faciles à remplacer et peu coûteux en cas de destruction au cours des essais.

L'alimentation est du même type que celle des récepteurs commerciaux : 9 V, positif à la masse.

L'EMETTEUR

Il comprend quatre transistors tous du type AF115. On peut utiliser des OC170, OC171 ou AF114 sans modification du schéma (fig. IV-1).

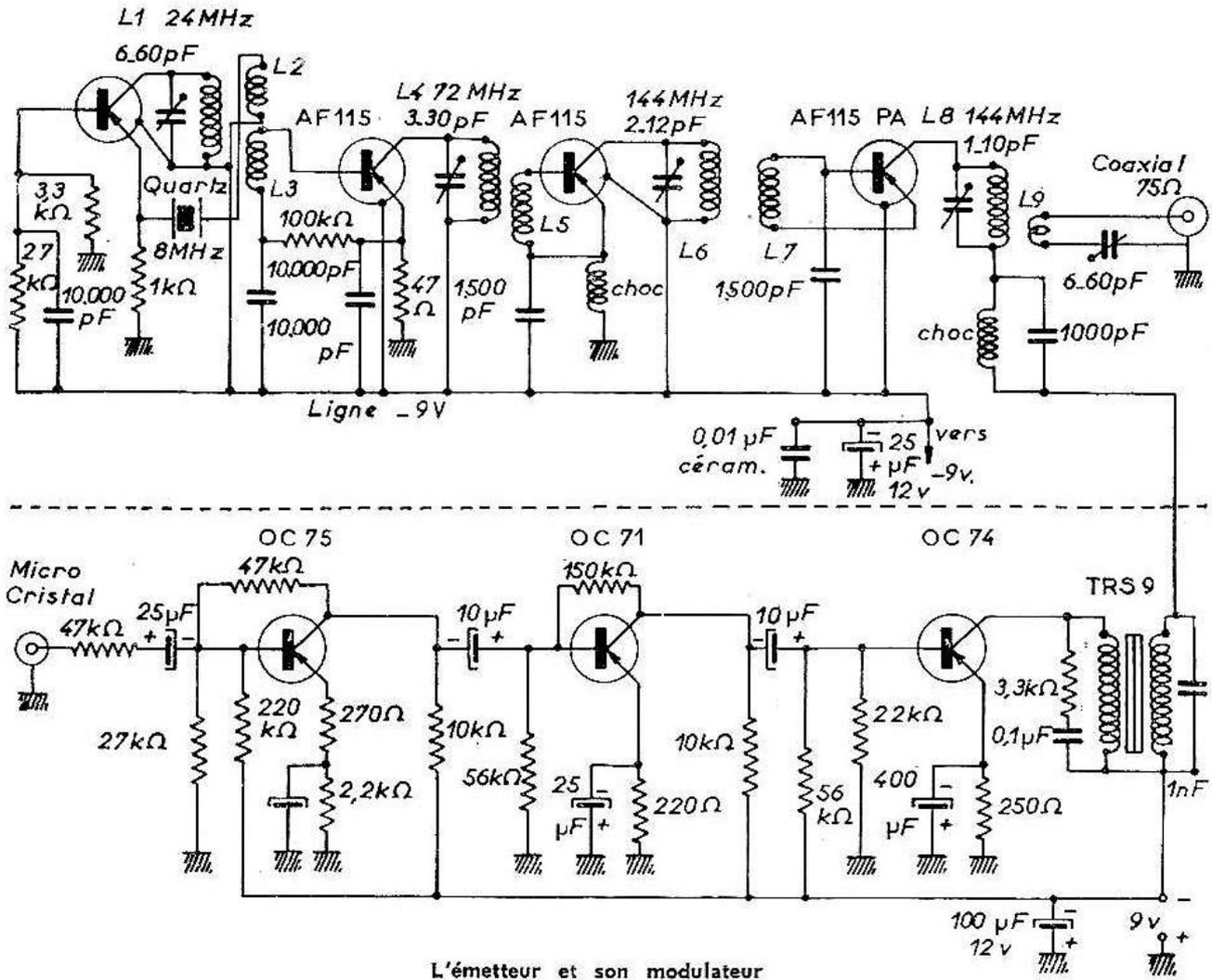


FIG. IV-1

Le premier transistor fonctionne en overtone 3. Le quartz est situé dans la bande 8 000 à 8 100 kHz.

Le collecteur du premier étage comporte un circuit accordé sur 24 MHz. La self L_1 est bobinée sur un mandrin LIPA sans noyau, diamètre 8 mm : 18 spires de 3/10 mm émaillé. L_2 est la self de

réaction de l'over-tone ; elle comporte une spire sous plastique, bobinée côté collecteur. L_3 transmet la HF du circuit 24 MHz au deuxième étage ; elle comporte 3 spires bobinées sur L_1 , au milieu de celle-ci.

Le deuxième étage est monté en tripleur 24/72 MHz. Le circuit collecteur est accordé sur 72 MHz.

L_4 comporte 8 spires fil argenté 15/10, diamètre de l'enroulement 12 mm, longueur 25 mm). La HF est transmise à l'étage suivant par L_5 (2 spires sous thermoplastique au centre de L_4).

Le troisième étage est un doubleur 72/144 MHz. La self de choc d'émetteur comporte 40 tours de 2/10 mm émaillé sur résistance agglomérée 0,5 W (valeur supérieure à 1 M Ω). Le circuit de collecteur est accordé sur 144 MHz : ajustable piston 2-12 pF et self L_6 (5 tours 15/10 argenté. \varnothing 12 mm, longueur 15 mm). L'excitation est transmise à l'étage final par L_7 (2 spires au milieu de L_6).

Le dernier étage fonctionne en amplificateur sur la fréquence de 144 MHz. Il faudra veiller à disposer les selfs L_6 et L_8 dans des plans perpendiculaires pour éviter toute réaction, (partant, toute auto-oscillation).

Le transistor final est attaqué par l'émetteur. La self L_8 du circuit collecteur comporte 5 spires 15/10 argenté (diamètre 12 mm, longueur 18 mm). La self de choc est du même type que dans l'émetteur de l'étage précédent. Elle est shuntée par 1 000 pF céramique. Tous les condensateurs fixes de l'émetteur sont du type céramique (qualité VHF et faible encombrement). La HF est transmise à l'antenne par 2 spires sous thermoplastique, dans la dernière spire de la self du final, côté - 9 V.

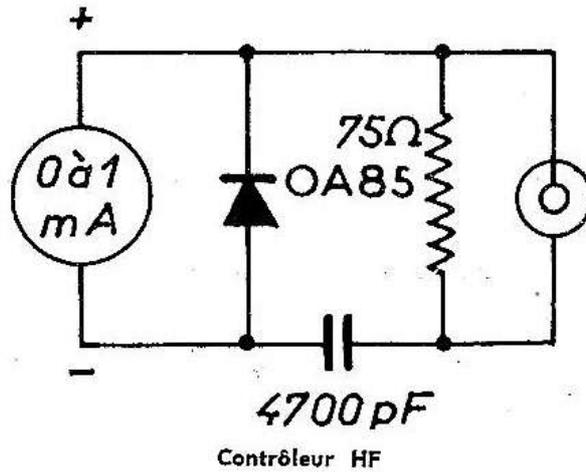
Voici les débits de l'émetteur réglé :

| | |
|-------------------|--------|
| Overtone | 1,5 mA |
| Tripleur | 3 mA |
| Doubleur | 3 mA |
| Etage final | 2 mA |

18 mW alimentation. La puissance HF mesurée à la prise d'antenne est de 5,3 mW avec une pile du type décrit plus haut, au bout d'une cinquantaine d'heures de fonctionnement. Elle descend à 5 mW après 150 heures.

Tous les réglages se font au grid-dip en position émission pour accorder les circuits, puis en position réception après mise en route, pour régler au maximum de HF.

Pour mesurer à la sortie, il suffit de faire débiter sur une résistance non inductive de 75Ω et on mesure la tension alternative aux bornes de cette résistance. Si on dispose d'un milliampèremètre (0-1 mA), on peut réaliser le petit mesureur ci-dessous (HF redressée par diode genre OA85, retour par $4,7 \text{ nF}$ céramique). Cet appareil rendra des services inestimables pour figurer les réglages (fig. IV-2).



Contrôleur HF

FIG. IV-2

LE MODULATEUR

On a, avant tout, cherché à utiliser un microphone piézoélectrique. Cela amène à utiliser trois transistors : un OC75 correcteur, un OC71 préamplificateur et un OC74 amplificateur BF classe A. Le transformateur de modulation est un transformateur Audax driver. Le point milieu est laissé « en l'air ». Le transistor OC74 est réglé pour un débit de $4,5 \text{ mA}$. L'impédance primaire est de $2\,000 \Omega$, l'impédance secondaire de $4\,500 \Omega$. Le modèle le plus adéquat est le TRS9 Audax.

On a évité le TRSS9 qui a l'avantage d'être subminiature, mais son secondaire est beaucoup trop résistant.

On notera qu'il n'y a pas de réglage de volume BF. Il suffit d'ajuster les polarisations d'émetteur. On pourra s'écouter en branchant un écouteur à basse impédance sur un demi-secondaire pour juger de la qualité avant de moduler l'émetteur.

La modulation se fait dans le collecteur de l'étage final et on notera l'intérêt qu'il y a à découpler par $1\,000$ à $1\,500 \text{ pF}$ le secondaire du TRS9 de façon à refermer vers la masse, au point de vue HF, le circuit de sortie.

Émetteur-récepteur (type A)

DESCRIPTION

L'ensemble se compose de trois parties :

- 1° récepteur;
- 2° émetteur piloté cristal;
- 3° amplificateur BF (fig. IV-3).

1° Le récepteur est du type « superréaction », l'oscillation HF est obtenue par couplage émetteur-collecteur, la base étant à la masse au point de vue HF.

Le découplage est obtenu par le choix de la constante de temps du circuit de base.

Le signal BF est prélevé dans le collecteur par un transformateur BF rapport 20/1.

2° L'émetteur comporte trois étages :

Un oscillateur piloté par un quartz de 12 MHz, il oscille sur partiel 3 par couplage base-collecteur.

La tension HF (36 MHz) est prélevée par quelques spires couplées au circuit oscillant qui attaquent l'émetteur du premier transistor doubleur, le circuit collecteur est accordé sur 72 MHz. La tension HF (72 MHz), prélevée par induction, attaque l'émetteur du deuxième doubleur dont le collecteur est accordé sur 144 MHz. Une spire couplée à ce dernier circuit oscillant attaque l'antenne par un ajustable 0,6/6 shunté par un 4,7 pF:

3° L'amplificateur BF comporte en réception un premier transistor attaqué par le transformateur BF, un deuxième transistor attaque le transformateur de sortie qui comporte une prise dont l'impédance est adaptée à la modulation du deuxième étage doubleur.

En position « Emission », un transistor d'entrée, monté en base à la masse, a été utilisé ; ce montage, plus compliqué qu'un enroulement sur le transformateur BF, s'est révélé nécessaire avec le type de haut-parleur utilisé en microphone, il était indispensable de couper les fréquences basses, ce qui a été obtenu en utilisant un condensateur de liaison de faible valeur, compte tenu de l'impédance très faible du capteur.

La polarisation du transistor BF de sortie a été choisie pour permettre une réduction de la consommation en s'écartant légèrement de la classe A sans toutefois apporter trop de distorsion et sans présenter les inconvénients de la classe A₁.

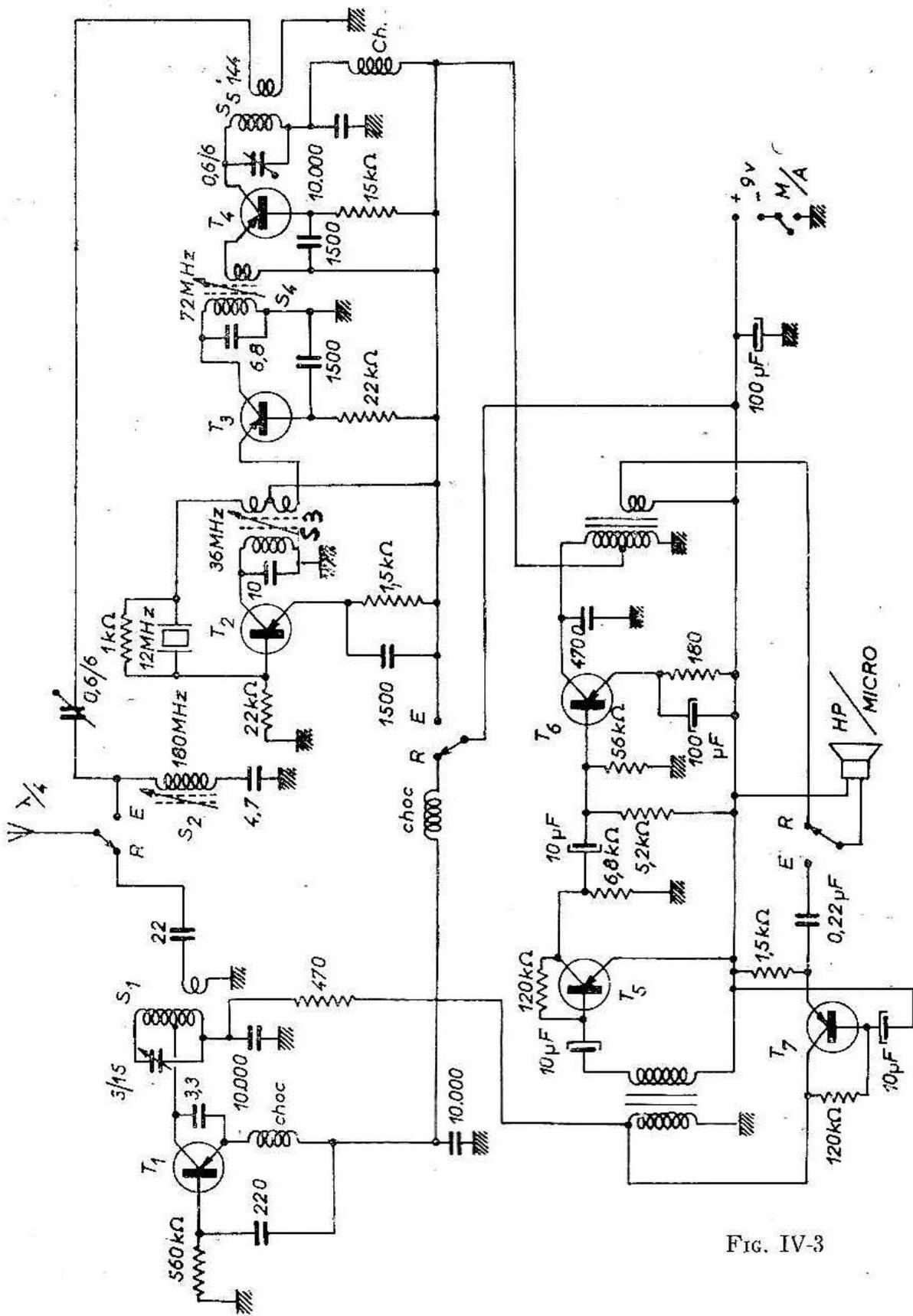


FIG. IV-3

TRANSCEIVER 144 MHz

REMARQUES

Le rendement du deuxième doubleur 72/144 est assez faible, les transistors AF114 et AF115 présentent en effet des différences importantes ; il faut en essayer plusieurs et retenir celui qui donne le maximum de HF pour le minimum de consommation.

Le but de cette réalisation n'étant pas de faire un émetteur puissant mais simplement de rechercher un rendement acceptable avec du matériel d'un prix abordable, il est possible de faire beaucoup mieux. Le modèle actuel délivre environ 8 mW pour 26 mW alimentation.

Un circuit série a été installé entre masse et circuit antenne-émetteur, il est accordé sur 180 MHz et est destiné à réduire l'amplitude de l'harmonique 5 de l'oscillateur qui « passait » dans certains téléviseurs proches.

Avec certains AF115 en deuxième doubleur, il est possible d'augmenter légèrement la sortie HF en s'écartant de la classe C sans toutefois atteindre la classe B, mais à ce régime le rendement décroît très vite (ex. : 12 mW pour 54 mW alimentation) et la dissipation maximum risque d'être dépassée, ce qui provoque une fièvre dangereuse pour la vie du transistor.

Avec ce transceiver, des contacts locaux ont été réalisés très facilement ainsi que des liaisons en mobile.

Sur un point haut les performances doivent être excellentes.

Nomenclature :

T₁ = AF114 (OC171)

T₂ = AF115 (OC170-OC171)

T₃ = AF114 (OC171)

T₄ = AF114-AF115

T₅-T₇ = 2N525 (2N526-OC71)

T₆ = 2N526 (OC72-2N188)

Ch = 30 spires 15/100 sur résist. 470 kΩ

S₁ = 5 sp, prise à 3 sp + 1 sp couplage, ∅ 8 mm fil 12/10 pas = 25/10

S₂ = 8 sp, ∅ 6 mm fil 6/10 pas = 12/10

S₃ = 13 sp, ∅ 8 mm fil 6/10 pas = 12/10, couplage 2 × 3 sp

S₄ = 9 sp, ∅ 8 mm fil 9/10 pas = 20/10, couplage 2 sp

S₅ = 5 sp, ∅ 8 mm fil 12/10 pas = 20/10, couplage 1 sp

Emetteur-récepteur (type B) (fig. IV-4)

L'étage d'entrée oscille sur une fréquence de 8 MHz, puisque telle est la fréquence du quartz Q, si on désire une fréquence finale de 144 MHz. Le circuit oscillant est constitué par les selfs L₁, L₂ et doit

être accordé sur 2 MHz, celui des bobines L_3, L_4 sur 72 MHz et enfin le circuit L_5, L_6 sur 144 MHz. Les selfs L_1, L_2 sont disposées sur un noyau ferrocarré, ce qui permet d'effectuer la mise au point de l'oscillateur. Les caractéristiques sont les suivantes :

$L_1 = 20$ spires de fil 8/10, enroulées sur un support de 6 mm de diamètre avec noyau magnétique ; $L_2 = 3$ spires de fil 8/10, sur l'extrémité froide de L_1 ; $L_3 = 9$ spires de 8/10 pas de 1,4 mm sur un support de 6 mm ; $L_4 = 2$ spires fil 8/10 enroulées sur l'extré-

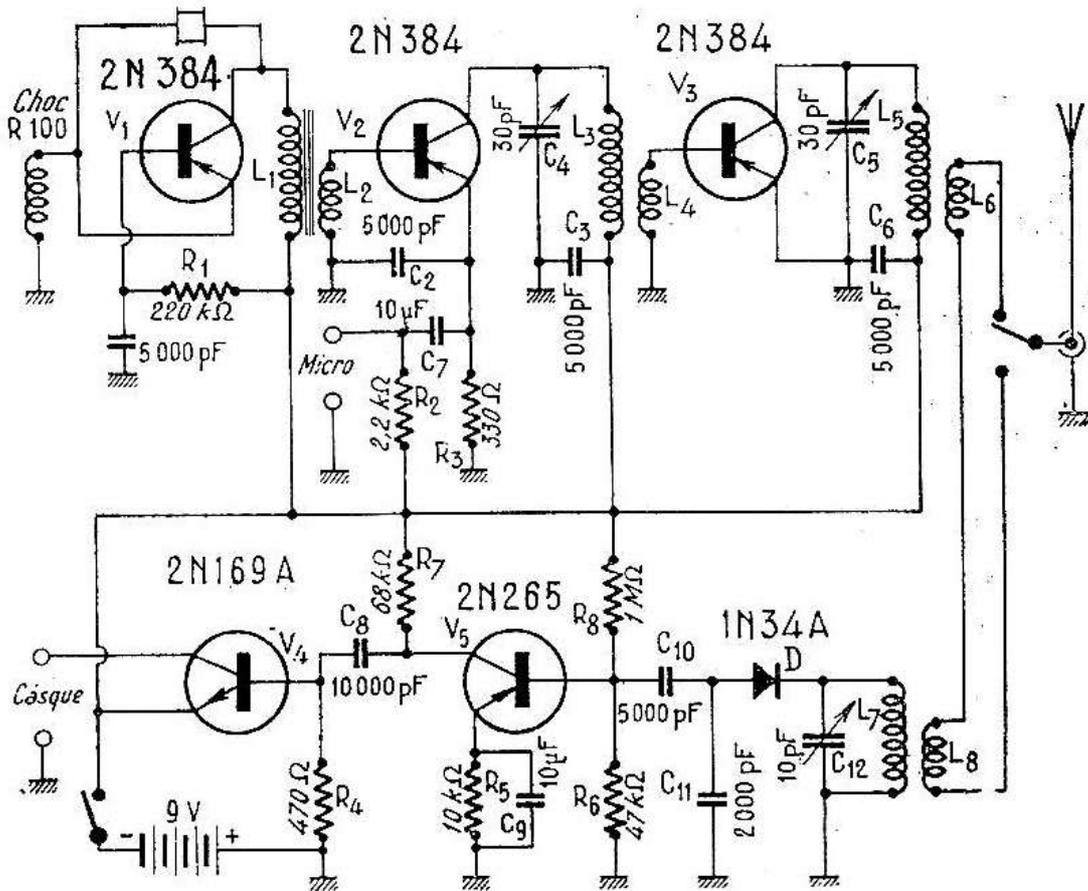


FIG. IV-4

mité froide de L_3 ; $L_5 = 4$ spires fil 8/10 avec pas de 3 mm, sur un support de 6 mm ; $L_6 = 1$ spire fil 8/10 enroulée sur l'extrémité froide de L_5 ; $L_7 = 6$ spires de fil 8/10 sur un support de 6 mm ; $L_8 = 1$ spire de fil 8/10 sur un support de 6 mm ; $L_8 = 1$ spire de fil 8/10 sur l'extrémité froide de L_7 .

Le microphone est du type à charbon et l'alimentation est obtenue par une pile de 9 V. Comme cet appareil est destiné à couvrir des distances très réduites, on a employé la détection à cristal suivie de deux étages d'amplification basse fréquence, ce qui évite les ennuis

de la superréaction. Avec une antenne d'un mètre, et dans les meilleures conditions de visibilité, il est possible de réaliser une portée de l'ordre du kilomètre, ce qui dans certains cas peut être suffisant.

L'emploi d'un quartz 36 ou 72 MHz accroîtrait notablement le rendement des différents étages et la puissance disponible passerait du simple au double (fig. IV-4).

L'adjonction d'un étage HF devant la diode de détection augmenterait considérablement les possibilités de réception.

Un émetteur miniature 144 MHz - 20 mW

Vous avez bien lu, ami lecteur, 20 mW ! et, qui plus est, des performances inespérées, incroyables mais vraies, 100, 150 et même 200 km.

Tels sont les résultats qu'a donnés l'émetteur que nous allons décrire et qui nous a semblé pouvoir figurer en tête du chapitre « Emission VHF », avant les « grosses puissances » de 10 W et plus, qu'on trouvera par ailleurs. Le schéma (fig IV-5) est assez clair pour n'ap-

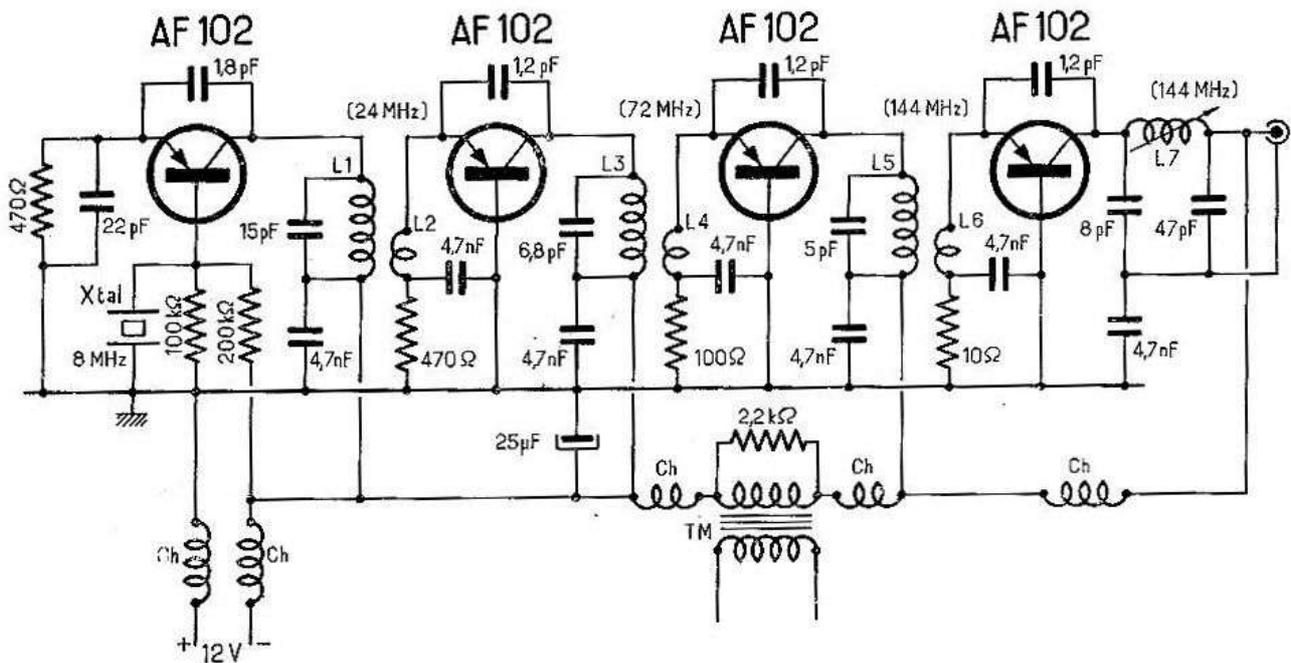


FIG. IV-5

peler qu'une analyse succincte : il part d'un oscillateur qui permet d'utiliser les quartz actifs des surplus (FT243) qui « démarrent » pratiquement sans faire appel à la moindre ruse. Le pont capacitif entre collecteur et masse est établi pour un degré de réaction suffisant pour que l'oscillation se produise spontanément sur l'harmo-

nique 3 du cristal. Le bon réglage du noyau de L_1 est celui pour lequel l'oscillation démarre dès qu'on ferme le circuit d'alimentation. Tous les étages qui suivent sont réglés en classe B, c'est-à-dire qu'en l'absence d'excitation, le courant collecteur est nul, ce qui exclut toute possibilité de fausse manœuvre. A mesure qu'on augmente l'excitation d'un étage, le courant collecteur augmente et avec lui le rendement HF. Les résistances des bases ont été fixées expérimentalement de manière à ce que, pour un rendement maximum de l'étage précédent, l'excitation soit juste suffisante.

Le seul ajustement porte sur la position de L_2 - L_4 - L_6 par rapport à L_1 - L_3 - L_5 , ce qui implique que ces enroulements ne doivent être fixés par une goutte de vernis qu'une fois le réglage effectué. La sortie s'effectue par un filtre en « pi » dont la seule variable est la bobine L_7 . L'impédance de sortie est 75Ω et la tension HF mesurée à cet endroit est légèrement supérieure à 1 V. En téléphonie, la modulation est appliquée à la fois au collecteur de l'avant dernier étage et à l'étage final et la puissance BF requise n'est pas très importante.

Emetteur de télécommande VHF 144 MHz

La presque totalité des modèles télécommandés fonctionne sur la bande 27 MHz, tous les « kits » commerciaux sont prévus et étudiés également pour utiliser exclusivement cette fréquence. Mais d'autres bandes sont dévolues à la télécommande et en particulier la bande 144 MHz et si l'on veut éviter le QRM qui tôt ou tard se produira — il s'est déjà produit, — il faut utiliser largement les bandes autorisées. C'est pourquoi, passant d'un extrême à l'autre, nous avons cru intéressant de donner cette réalisation pratique qui, il faut bien le dire, couplée à une antenne appropriée, ressemble tout simplement à un émetteur téléphonique pour peu que l'on y adapte un modulateur.

Nous partons d'un quartz de 72 MHz au lieu d'un quartz de 8 MHz, nous évitons donc la multiplication $8 \times 3 = 24$ et $24 \times 3 = 72$ et par suite nous consommons moins de courant à puissance HF égale, donc meilleur rendement. D'autre part l'étage de sortie HF est équipé d'un transistor silicium NPN, plus puissant que dans la plupart des réalisations.

CARACTERISTIQUES GENERALES

- Emetteur portatif multicanaux utilisant 5 transistors.
- Fréquence porteuse 144 MHz.

- Piloté par quartz 72 MHz.
- Alimentation 18 volts - 35 mA (12 piles 1,5 V - R6 Leclanché).
- Fréquences de modulation (3 canaux) : 400-630-900 Hz.
- Poids : 600 g (piles comprises).
- Dimensions : 185 × 93 × 42 mm.

CONCEPTION GENERALE

Le schéma de cet émetteur est indiqué figure IV-6. La partie supérieure de ce schéma représente les étages HF, et la partie inférieure le modulateur.

1° *Etages Haute-Fréquence.* Le pilote est constitué par T_1 et ses circuits associés. Nous avons ici un oscillateur piloté quartz qui oscille sur la fondamentale du cristal : 72 MHz, L_1 est accordé sur 72 MHz. T_2 et ses circuits associés constituent un doubleur et L_3 est accordé sur 144 MHz. T_3 constitue le PA (amplificateur HF de puissance) avec ses circuits associés.

Nous avons essayé d'obtenir du 144 MHz directement dans le circuit collecteur de T_1 (avec montage différent), cela est possible et fonctionne bien, mais ne semble guère intéressant, car la puissance HF ainsi obtenue est insuffisante pour exciter correctement le PA et de toutes façons il faut un étage intermédiaire... or on sait qu'il n'est pas souhaitable de multiplier à plaisir les circuits oscillants résonnant sur la même fréquence... surtout dans une réalisation miniaturisée.

Puisqu'il faut un étage intermédiaire pour exciter le PA, la solution qui consiste à faire osciller le pilote sur 72 MHz a été adoptée, ainsi, nous n'avons que deux circuits oscillants sur 144 MHz (L_3 et L_5) et nous verrons plus loin qu'il ne faudra pas les orienter dans le même sens pour éviter les risques d'induction mutuelle.

En ce qui concerne les transistors : T_1 et T_2 sont des AF102. On peut utiliser pratiquement sans modification (sauf retoucher l'accord des C.O.) des AF114, AF115, AF124 et AF125, cependant c'est avec les AF102 que nous obtenons le meilleur résultat. En ce qui concerne T_3 : nous utilisons sur cet appareil un 2N834 (silicium NPN) et on peut aussi se servir des transistors silicium NPN suivants (tout au moins ceux que nous avons essayés) 2SC32, 2N3137, BFY44, 2N2926 époxy point jaune, ceci pratiquement sans autre modification que celle de l'accord des CO.

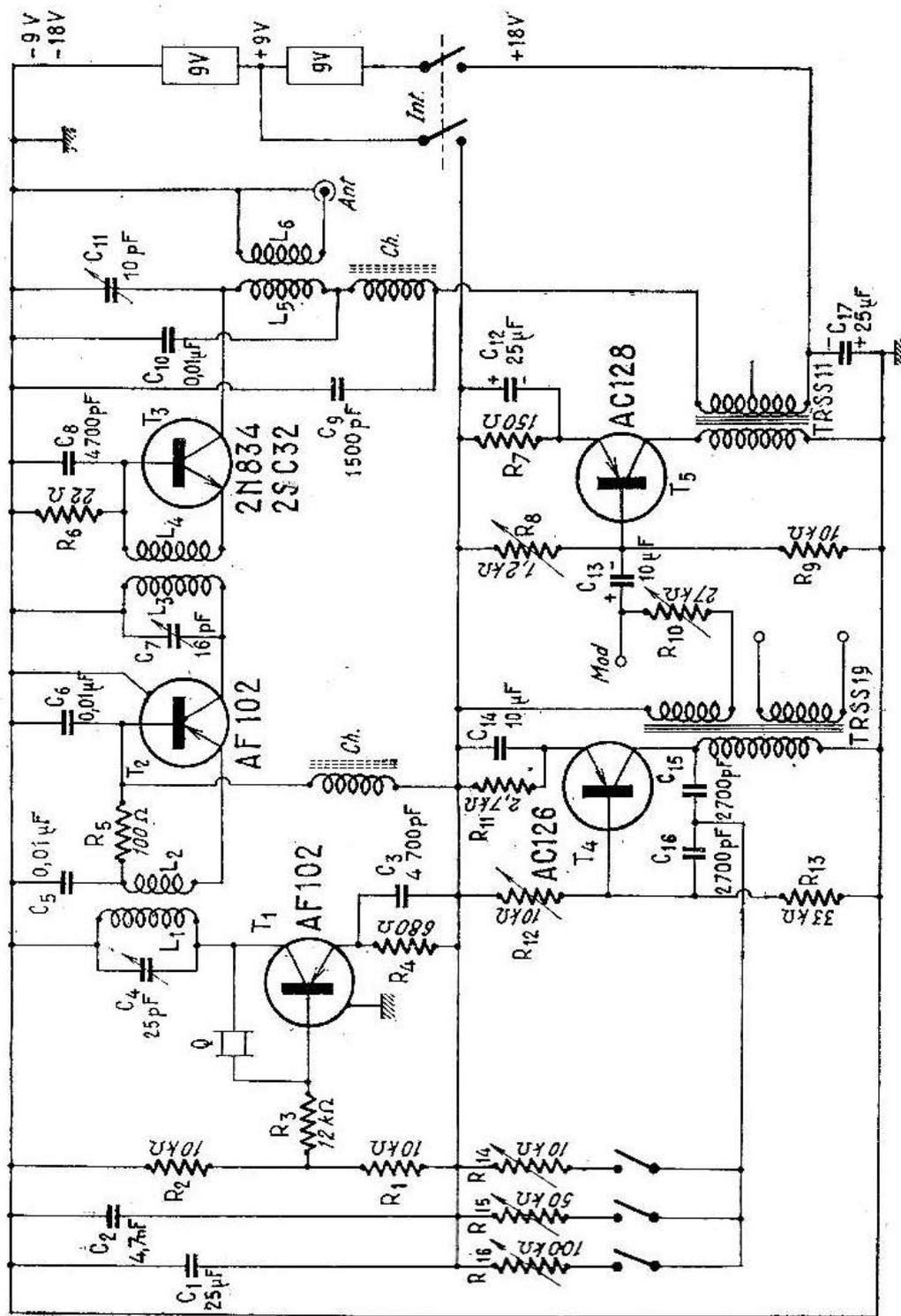


FIG. IV-6

L_1 : 7 spires, fil argenté 10/10 bobinées « en l'air », diamètre intérieur 9 mm ; L_2 : 2 spires, fil isolé 9/10 bobinées sur L_1 ; L_3 3 spires 1/2, fil argenté 10/10 bobinées « en l'air », diamètre intérieur 9 mm ; L_4 : 2 spires fil isolé 9/10 bobinées sur L_3 ; L_5 : 2 spires fil argenté 15/10 bobinées « en l'air », diamètre intérieur 14 mm ; L_6 : 1 spire fil isolé 12/10 bobinée sur L_5 ; Ch . bobine toroïdale sur perle ferrite : 5 spires de fil émaillé isolé soie, diamètre 30/100.

VALEUR DES ELEMENTS. — *Condensateurs* : C_1 : 25 μ F 25 V chimique ; C_2 : 4 700 pF céramique ; C_3 : 4 700 pF céramique ; C_4 : ajustable Transco à vis 25 pF 82753-25E ; C_5 : 10 000 pF céramique ; C_6 : 10 000 pF céramique ; C_{11} : ajustable Transco à vis 10 pF - 82753-16E ; C_8 : 4 700 pF céramique ; C_9 : 1 500 pF céramique ; C_{10} : 10 000 pF céramique ; C_{11} : ajustable Transco à vis 10 pF - C005-BA/10E ; C_{12} : 25 μ F - 25 V chimique ; C_{13} : 10 μ F - 25 V chimique ; C_{14} : 10 μ F 25 V chimique ; C_{15} : 2 700 pF céramique ; C_{16} : 2 700 pF céramique ; C_{17} : 25 μ F - 25 V chimique.

Résistances : R_1 : 10 k Ω ; R_2 : 10 k Ω ; R_3 : 12 k Ω ; R_4 : 680 Ω ; R_5 : 100 Ω ; R_6 : 22 Ω ; R_7 150 Ω ; R_8 : ajustable Matera : 1,2 k Ω ; R_9 : 10 k Ω ; R_{10} : ajustable Matera : 27 k Ω ; R_{11} : 2,7 k Ω ; R_{12} : ajustable Matera : 10 k Ω ; R_{13} : 33 k Ω ; R_{14} : Potentiomètre miniature 10 k Ω ; R_{15} : Potentiomètre miniature 50 k Ω ; R_{16} : Potentiomètre miniature 100 k Ω .

Transformateurs : Oscillateur BF : Audax miniature TRSS19. Sortie : Audax miniature TRSS11.

Transistors : T_1 et T_2 : AF102 ; T_3 : 2N384 ou 2SC32 (avec radiateur) ; T_4 : AC126 ; T_5 : AC128.

Quartz : Miniature 72 MHz.

2° *Modulateur*. Il est constitué par un oscillateur BF et un amplificateur BF. En ce qui concerne l'oscillateur BF, un seul suffit dans notre cas, car 3 canaux sont seulement employés et les fréquences de modulation (400, 630, 900 Hz) sont voisines. Si l'on désire un plus grand nombre de canaux, il faudra prévoir un deuxième modulateur, identique au premier mais avec des valeurs de C_{15} et C_{16} différentes (capacité plus forte = fréquences de modulation plus basses ; et capacité moins forte = fréquences de modulation plus élevées). Ce deuxième modulateur se branchera au point marqué « Mod. » sur le schéma. En ce qui concerne les transistors, T_4 est un AC126 mais on peut utiliser : OC70, OC71, OC75.

T_5 est un AC128 que l'on peut, à défaut, remplacer par un OC74, un OC79 ou un OC80.

CONSTRUCTION

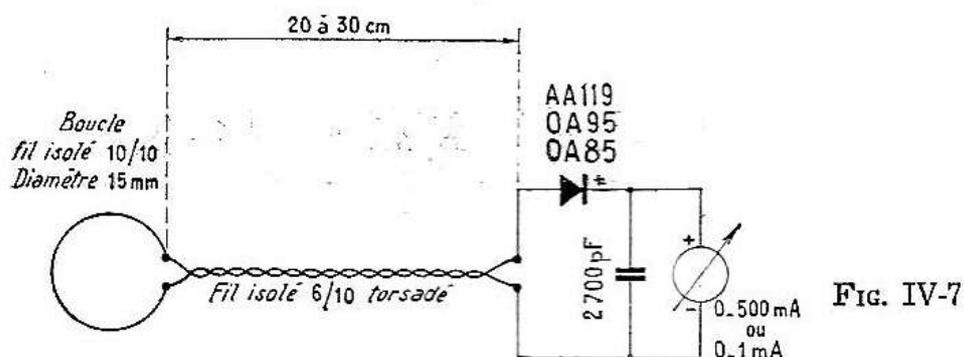
La partie la plus délicate est bien entendu la partie haute fréquence ; nous commencerons donc par elle. Voir la disposition des éléments sur la figure IV-8. Nous utilisons une plaquette de circuit imprimé de dimensions :

85 \times 35 mm, qui est très commode et permet de faire un montage propre, mais on peut aussi bien employer de la bakélite HF en perçant des petits trous de 1,5 mm et en posant des rivets minia-

tures là où c'est nécessaire pour fixer les composants. Si l'on utilise cette dernière solution on disposera deux lignes + et - 9 volts sur toute la longueur de la plaquette; elles seront en fil cuivre nu d'au moins 12/10, ce qui permettra de câbler au plus court tous les découplages, les masses, les retours au + 9 V.

Il est très important, en effet, sur ces fréquences élevées, que les connexions soient très courtes. Il y a donc des précautions à prendre pour souder tous les composants miniatures : pour les résistances et les condensateurs dont les fils de sortie seront coupés très courts, on les maintiendra avec une pince froide qui fera écran thermique pendant le temps de la soudure. Pour ces raisons les transistors sont montés sur des supports, et non pas soudés. Même remarque en ce qui concerne le quartz 72 MHz qui est, lui aussi, monté sur un support.

Il est nécessaire de monter d'abord le pilote seul, c'est-à-dire T₁ et ses circuits associés. Le seul réglage à faire consiste à accorder le circuit L₁-C₄ sur 72 MHz. On utilisera pour cela un grid-dip ou bien, si l'on n'en possède pas, on pourra se rendre chez un ami amateur-émetteur possédant un récepteur de trafic 144 MHz. En effet, sur un tel récepteur on entendra facilement l'harmonique 2 du pilote et on ajustera C₄ pour obtenir le maximum de rayonnement HF lu au S-mètre du récepteur. Tant que l'on n'est pas certain d'obtenir du 72 MHz en L₁, il est inutile d'aller plus loin. En fonctionnement normal, la consommation du pilote est de 6 mA sous 9 volts.



Monter ensuite T₂ et ses circuits associés, se servir là encore d'un grid-dip (ou d'un récepteur 144 MHz) pour accorder le circuit L₃-C₇ sur 144 MHz. Retoucher ensuite l'accord de C₄ de façon à obtenir en L₃ le maximum de HF. A partir de L₃ on dispose déjà d'une puissance HF mesurable et on peut utiliser pour cet accord une boucle de Hertz sensible constituée par un appareil de mesure (0-500 μ A ou 0-1 mA un bout de fil, une diode et un condensateur (fig. IV-7). La consommation de ces deux premiers étages est de 10 mA sous 9 volts.

Détail de construction des bobinages :

- $L_{11} - L_3 - L_7 - L_{10}$ = choc VHF Ferrite - COPRIM VK 200-10/4 B.
 L_2 = 6 spires - diamètre 5 mm - fil 8/10 mm - Longueur 10 mm.
 L_4 = résistance 560 Ω .
 L_5 = 3 spires - diamètre 5 mm - fil 8/10 mm - Longueur 7 mm.
 L_6 = 4 spires » » Longueur 12 mm.
 L_9 = 4 spires » » Longueur 12 mm.
 L_{11} = 6 spires » » Longueur 10 mm.

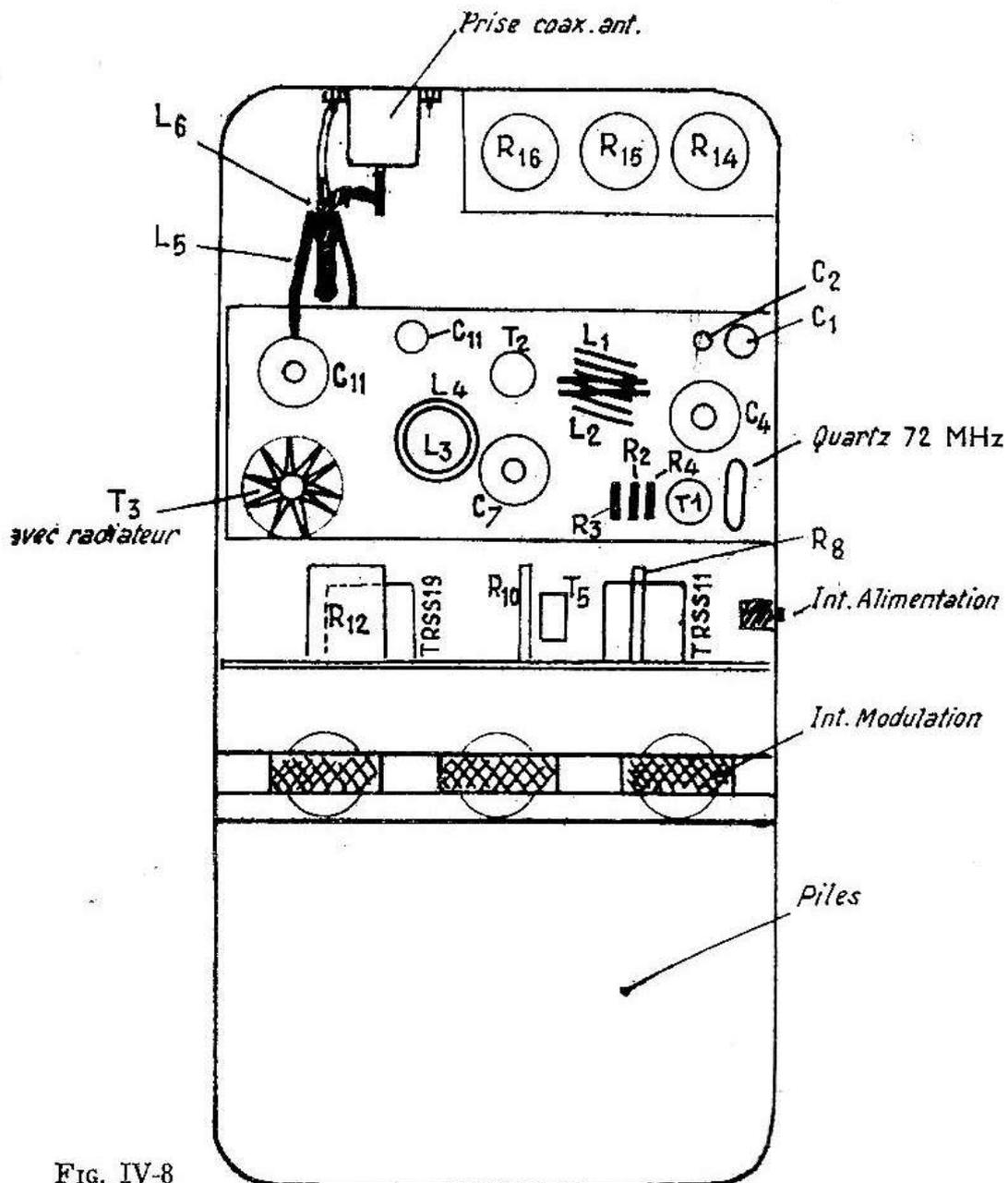


FIG. IV-8

Monter ensuite T_3 et ses circuits associés, accorder le circuit L_5 - C_{11} sur 144 MHz, soit avec le grid-dip soit avec la boucle de Hertz en cherchant le maximum de HF, en alimentant le collecteur de T_3

sous 18 volts à travers le secondaire du transformateur de modulation TRSS11. Retoucher l'accord de L_3 - C_7 , de façon à obtenir le maximum de HF en L_5 .

Remarque : il est important de monter L_5 perpendiculairement à L_3 pour éviter les accrochages, ces deux circuits résonnant sur la même fréquence. La consommation de l'ensemble est maintenant de 30 à 35 mA sous 18 volts.

Bobiner enfin L_6 sur L_5 et disposer l'antenne qui est constituée par un brin de fil cuivre argenté de 20/10 de 48 cm de long, soudé sur une fiche coaxiale. Retoucher l'accord de L_5 - C_{11} pour obtenir le maximum de HF en L_5 (si l'on peut disposer d'un récepteur 144, on retouchera le réglage de C_{11} de façon à lire le maximum de déviation du S-mètre du récepteur).

Vérifier enfin que le pilote ne « décroche » pas si on touche L_1 avec le doigt (le pilote peut décrocher quand on le touche mais il doit réaccrocher) aussitôt que l'on enlève le doigt de L_1 ... si cela n'était pas le cas il y aurait lieu de modifier très légèrement le réglage de C_4 .

La partie oscillateur BF et ampli ne présente aucune difficulté. On peut monter ces circuits à part, ainsi que nous l'avons fait, sur une plaquette de 85 × 35 mm et en branchant un écouteur entre le collecteur de T_5 et le primaire du transformateur de modulation TRSS11, on doit entendre la note de modulation.

R_8 agit sur le gain de l'amplification de T_5 et, par suite, permet de régler le taux de modulation. R_{10} permet de faire varier la tension injectée à l'amplificateur, et dans le cas où l'on utiliserait deux oscillateurs BF, permet d'équilibrer les tensions issues de chacun d'eux.

R_{12} agit sur la fréquence de l'oscillateur BF : on réglerà R_{12} , en écoutant la note de modulation, de façon à se tenir juste à la limite de l'oscillation BF. Une fois ce réglage adopté, on bloquera R_{12} avec une goutte de vernis.

L'ensemble est monté dans un petit boîtier en aluminium de 185 × 93 × 42 mm, comme le montre la figure IV-8.

Emetteur téléphonique - 100 mW

Voici un montage très simple dans lequel l'alimentation est limitée à 9 V, les transistors utilisés ne tenant que 40 V en crête (fig. IV-9).

L'oscillateur est synchronisé par un quartz de 72 MHz et la sortie attaque un étage doubleur par une simple liaison capacitive. Le dernier étage HF (Q7) fonctionne donc en amplificateur. Q6 et Q7 sont

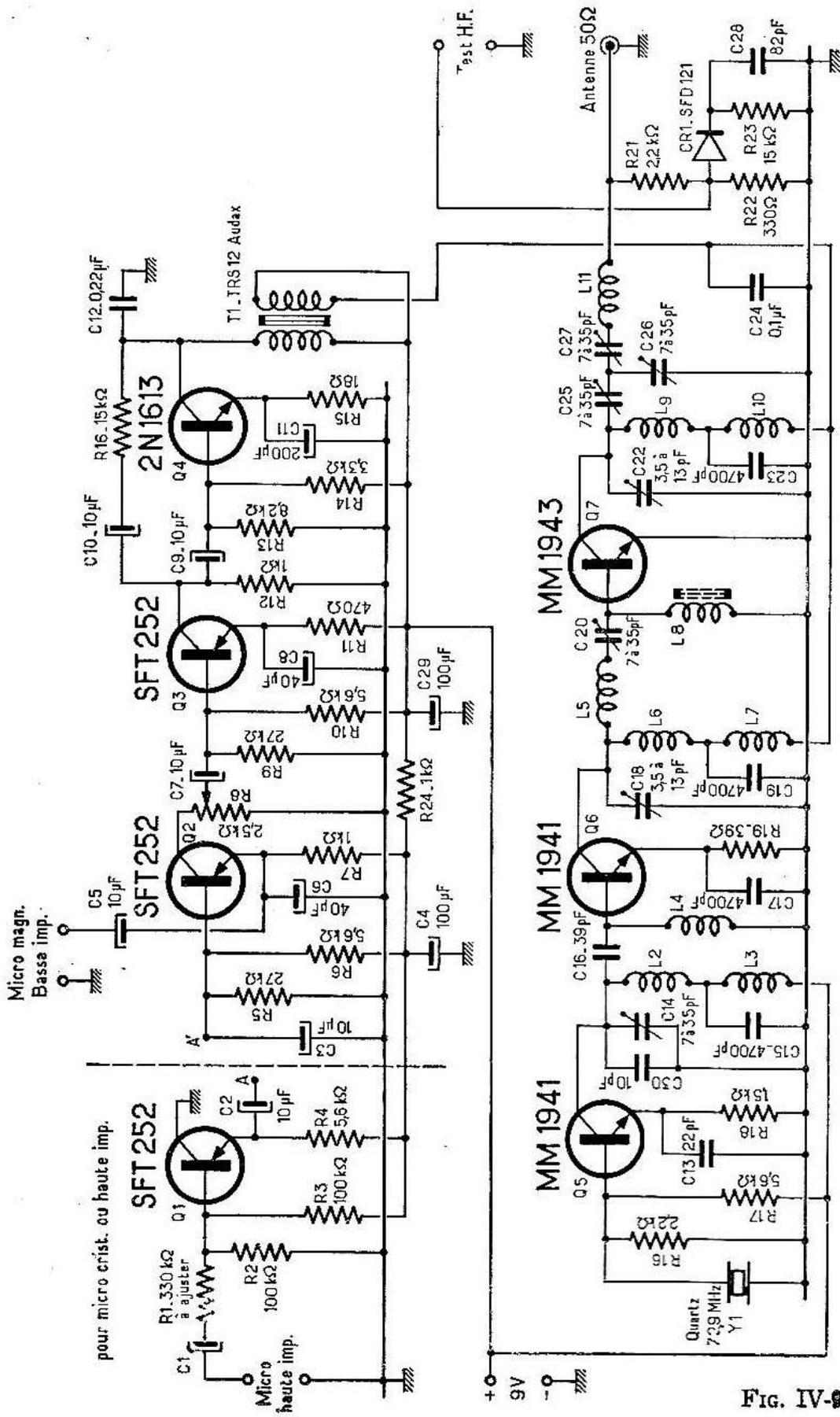


FIG. IV-9

réglés en classe B ; en l'absence d'excitation, ils ne débitent pas, ce qui met à l'abri de toute fausse manœuvre en cours de réglage. Un circuit de mesure a été prévu sur la sortie de manière à contrôler et à apprécier la tension HF produite. La mise au point se limite alors à l'ajustement des circuits pour obtenir une lecture maxima. La figure IV-10 reproduit à l'échelle de 7/10 le circuit imprimé vu, côté métal, qui permettra une réalisation aisée et assurera une solidité à toute épreuve.

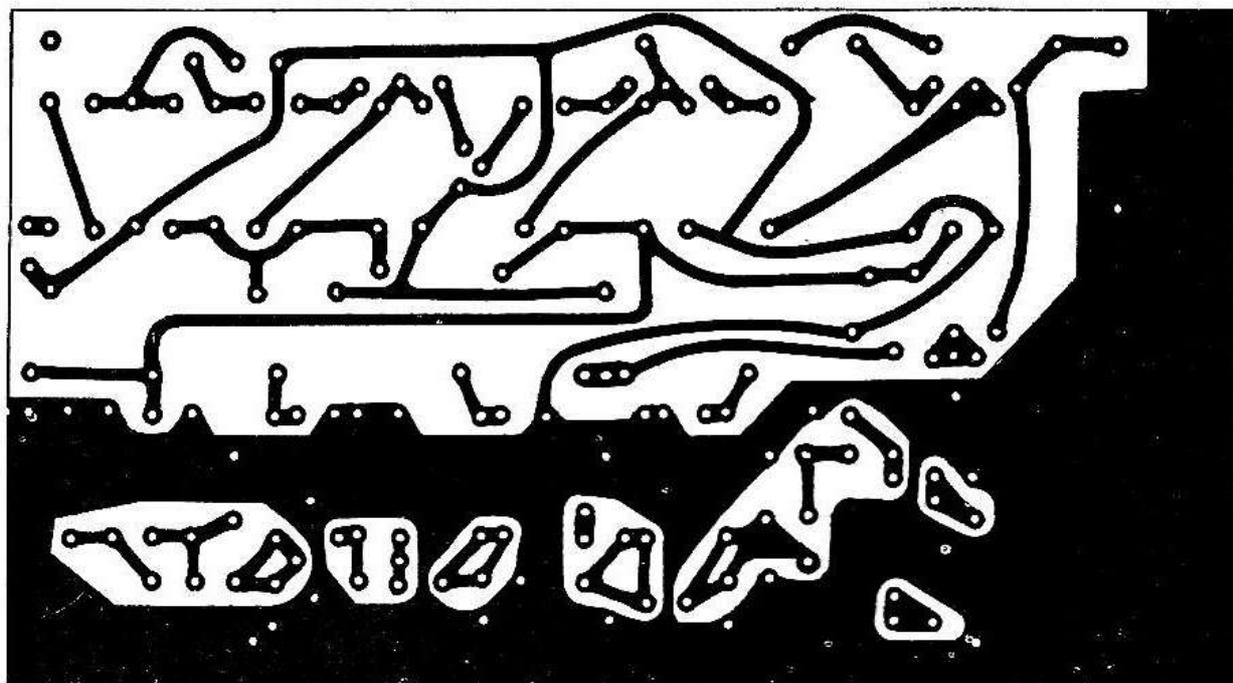


FIG. IV-10

Le modulateur comporte trois ou quatre étages selon que l'on utilise un micro magnétique à basse impédance (attaque par C_5 , supprimer C_6) ou une pastille à cristal. Dans ce dernier cas, il suffit de supprimer C_3 et C_5 et de relier C_2 à la base de Q_2 (liaison A-A'). Le niveau BF est réglé par le potentiomètre R_8 .

Des liaisons intéressantes, supérieures à 100 km, ont été réalisées avec ce petit émetteur compact d'un fonctionnement stable et sûr.

Emetteur 150 mW/500 mW

Le schéma général de l'émetteur est donné par la figure IV-11 qui indique toutes les valeurs des éléments. Le premier transistor est un AF114 monté en oscillateur overtone 3 et équipé d'un quartz FT243 des surplus, de fréquence comprise entre 8 000 et 8 110 kHz

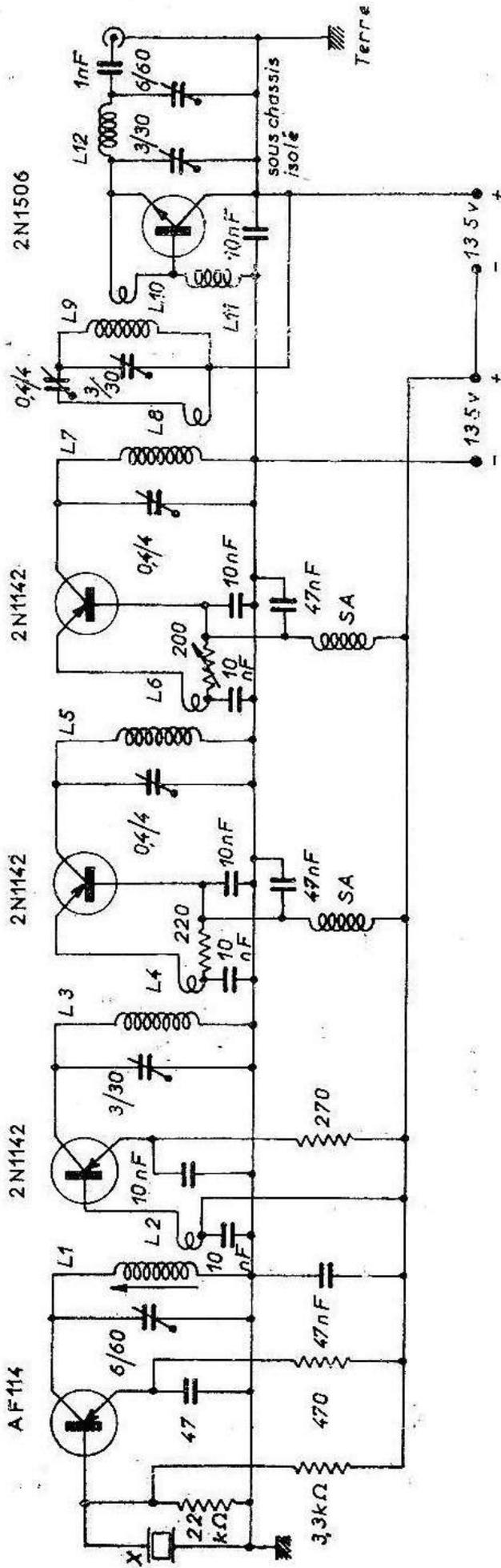


FIG. IV-11

- L₁ = 12 sp 5/10 coton verni s/ Lipa ϕ 8
- L₂ = 2 sp 6/10 coton verni
- L₃ = 7 sp 9/10 argenté ϕ 10 L = 18
- L₄ = 2 sp 6/10 coton verni
- L₅ = 6 sp 9/10 argenté ϕ 9 L = 15
- L₆ = 2 sp 6/10 coton verni
- L₇ = 6 sp 9/10 argenté ϕ 8 L = 18
- L₈ = 2 sp 6/10 coton verni
- L₉ = 5 sp 9/10 argenté ϕ 8 L = 12
- L₁₀ = 1 sp 6/10 coton verni
- L₁₁ = 7 sp 7/10 émaillé ϕ 6
- L₁₂ = 4 sp 9/10 argenté ϕ 10 L = 18
- SA = env. 30 sp 5/10 émaillé s/ R 1 W 500 kΩ

selon la sous-bande dans laquelle on veut se placer. Comme chacun le sait, tous les quartz des surplus de ce type ne consentent pas obligatoirement à osciller en overtone : il faudra donc en choisir un qui soit assez actif et si l'on peut se procurer un modèle taillé pour fonctionner en overtone ce sera naturellement beaucoup mieux et le circuit oscillera du premier coup. Pour faciliter la mise au point, la capacité de 47 pF découplant la résistance d'émetteur pourra être remplacée par une cloche de 6/60 pF qui permettra la recherche du réglage optimum de réaction. Ceci obtenu, cette cloche sera remplacée par une capacité fixe de valeur égale. Le circuit de collecteur sera réglé sur l'overtone 3 du quartz, soit environ 24 MHz et on constatera que, de même que pour les overtones à tube, il ne faut pas se placer à la pointe maximum de puissance si l'on veut obtenir un démarrage certain de l'oscillation à la mise sous tension mais légèrement en deçà. Cette remarque prend une importance toute particulière si l'émetteur est manipulé par coupure de l'oscillateur.

Le second étage, équipé d'un transistor Mesa Germanium 2N1142 (Texas Instruments) fonctionne en tripleur en montage à émetteur commun. Son circuit de collecteur est réglé sur 72 MHz environ. Le couplage de la base avec l'étage précédent est réalisé par 2 spires placées autour de L_1 et il sera bon de rechercher la position la meilleure de cette self de couplage afin d'obtenir le transfert d'énergie le plus efficace en la remontant très doucement le long de la self du circuit 24 MHz en partant du côté « froid » bien entendu.

| |
|---|
| <p>Oscillateur overtone : 8/24 MHz - P.HF = 5 mW - I_c = 3,5 mA Tripleur : 24/72 MHz - P.HF = 12 mW - I_c = 7 mA Doubleur : 72/144 MHz - P.HF = 18 mW - I_c = 7 mA Ampli : 144 MHz - P.HF = 110 mW - I_c = 22 mA</p> |
|---|

Le troisième étage équipé également d'un 2N1142, mais en montage à base commune, fonctionne en doubleur. Son circuit collecteur est réglé sur 145 MHz. La self d'arrêt, dont la valeur n'est d'ailleurs pas critique, a été réalisée sur un bâtonnet de ferrite, mais on n'a noté aucune différence de fonctionnement avec un self de choc ordinaire. Le quatrième étage fonctionne en amplificateur : C'est le PA, en quelque sorte. Il est également équipé d'un 2N1142 muni d'un refroidisseur. La résistance du collecteur (200 Ω ajustable) est à régler une fois pour toutes de manière à obtenir la puissance HF maximum pour le minimum de courant collecteur. Pour qui se contente d'une puissance de 100 à 150 mW, il suffira de prévoir, sur L_7 , deux spires qui permettront d'y coupler l'antenne. Lorsque les enrou-

lements de couplage L_2 - L_4 - L_8 auront été ajustés avec soin, on devra trouver pour une alimentation de 13,5 V (3 piles en série) les courants de collecteur et puissances HF suivants : (tableau ci-dessus).

Il est à noter que tous les étages sauf l'oscillateur fonctionnent en classe B, de sorte que, l'excitation cessant, le courant collecteur est nul.

Cela présente deux avantages : d'abord une manipulation sans précautions des bobinages lors de la mise au point et ensuite une possibilité de fonctionnement très simple en télégraphie par coupure de l'oscillation, ce qui ne serait pas permis avec des lampes.

Mais on peut atteindre le demi-watt HF en complétant l'ensemble par un étage de puissance équipé d'un transistor au silicium Mesa 2N1506. Ce transistor étant du type NPN, quelques précautions pratiques s'imposent : le collecteur mis à la masse étant positif alors que pour les quatre étages précédents c'est le négatif de l'alimentation qui est à la masse (afin de connecter directement à la masse les circuits oscillants de collecteurs), l'amplificateur final a été monté sur un petit sous-châssis isolé du châssis général par des rondelles isolantes, l'assemblage se faisant par des vis en nylon. Ce sous-châssis recoit la prise coaxiale d'antenne et aucune autre mise à la terre n'existe sur le reste de l'émetteur ni sur les alimentations. Ceci permet de profiter de la tension d'alimentation des quatre premiers étages en y ajoutant la tension nécessaire pour obtenir 27 ou 28 volts sur le dernier ampli sans avoir besoin d'une source séparée donnant 28 volts.

L'amélioration du refroidissement du transistor a été obtenue en remplaçant le refroidisseur classique par un modèle massif en bronze qui a été fabriqué spécialement au tour.

Alors qu'avec le refroidisseur classique on avait une sensation de forte chaleur en posant le doigt dessus après 15 minutes de fonctionnement continu, le boîtier du transistor monté dans le refroidisseur massif est tout juste tiède au bout de la même durée de fonctionnement.

La puissance de sortie de 500 mW est obtenue avec une tension d'alimentation comprise entre 27 et 28 volts et un courant de collecteur de 63 à 65 mA. La puissance dissipée est, dans ces conditions comprise entre 1,1 et 1,3 W, donc inférieure au maximum de 2 W donné par le fabricant.

Comme on peut le voir, le circuit de sortie est un circuit en pi permettant une adaptation commode à la charge. La self L_{11} sera ajustée au mieux par compression et étirement, l'usage du bâton

fer/cuivre permettant de voir facilement dans quel sens il faut agir pour obtenir une réduction du courant collecteur sans faire baisser la puissance de sortie.

Notons à titre d'information qu'une ampoule 6,5 V-0,1A placée au bout du coaxial de sortie (à la place du milliwattmètre) éclaire presque à son intensité normale, le réglage du circuit de sortie réagissant parfaitement sur l'éclat du filament.

Emetteur 250 mW - HF (12 V.)

L'intérêt pour les petits émetteurs est très grand et on peut en imaginer un nombre de variétés à peu près infini mais les principes restent toujours les mêmes. Dans ce montage, on a simplifié au maximum et réduit le nombre des composants à sa plus simple expression sans sacrifier aucune des qualités (fig. IV-12).

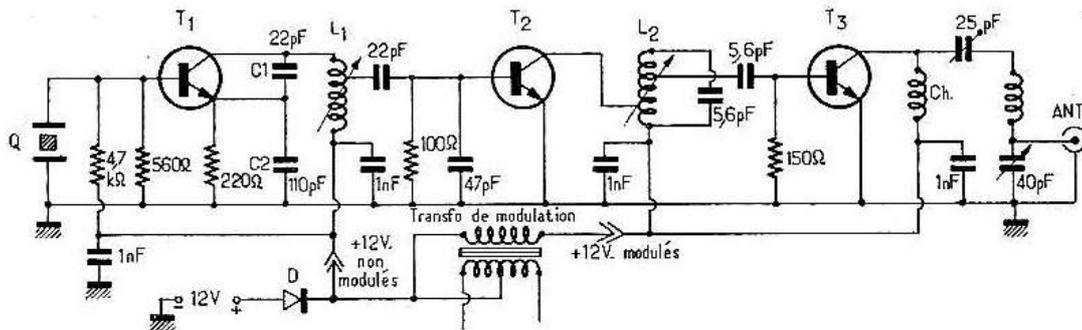


FIG. IV-12

- Bobines = L_1 = 4 tours, film nu 8/10 mm, longueur 8 mm, mandrin Lipa 6 mm, noyau ferrite.
 L_2 = 4 tours, fil 8/10 mm, longueur 12 mm, mandrin Lipa 6 mm, noyau ferrite, court.
 L_3 = 5 tours, film nu, argenté, 10/10 mm, en l'air, longueur 14 mm, soudé chaque extrémité sur les ajustables.
 Ch = 40 spires, jointives, fil sous soie ou émaillé 20/100 sur mandrin 6 mm, sans noyau.
 L'impédance du transformateur de modulation est d'environ 400Ω .
 D = Diode redresseuse de protection (BY100, par exemple).

Pour diminuer le nombre d'étages, on part d'un quartz overtone de rang élevé — ici, 72 MHz, overtone 5 — inséré entre base et masse d'un transistor dont le collecteur est chargé par un circuit résonnant sur 72 MHz et formé par C_1 - C_2 - L_1 . Le pont capacitif C_1 - C_2 a pour résultante environ 18 pF et fait apparaître au point commun un point « chaud » qui est réuni à l'émetteur, et entre-

tient les oscillations sur la fréquence d'accord si celle-ci est harmonique 5 de la fondamentale du quartz. Il est évident que si on diminue C_1 au profit de C_2 , la réaction diminue et inversement. Selon le type de quartz et son activité, on sera amené à le faire pour obtenir une oscillation franche et stable. Le noyau de L_1 sera naturellement à réajuster à chaque modification.

Le deuxième étage joue le rôle de doubleur de fréquence et d'amplificateur car la puissance délivrée par l'oscillateur n'est que de quelques milliwatts. Le couplage s'effectue à partir d'une prise sur L_1 , au moyen d'une capacité qui va rejoindre la base de T_2 . L'émetteur est soudé directement à la masse du châssis. Le circuit de L_2 est accordé sur 144 MHz par noyau magnétique et comporte également une prise intermédiaire à partir de laquelle s'effectue l'attaque de la base du PA qui est chargé par un circuit en « pi » bien classique. Pour permettre une charge plus correcte de l'antenne, on pourra être conduit à ajouter 10 à 20 pF (fixe) en parallèle sur le condensateur de sortie du filtre ou, pour se prémunir, mettre à cet endroit un ajustable 6/60 pF Coprim.

Les transistors utilisés sont :

$T_1 = 2N3564$

$T_2 = 2N3642$

$T_3 = 2N3866$

Emetteur de 300 mW à 3 transistors NPN

Voici encore une réalisation simple et qui a été longuement expérimentée en mobile et portable aux quatre coins de la France avec des performances surprenantes se soldant par des liaisons bi-latérales de 100 à 600 km en portable. L'émetteur est fort simple puisque ne comportant que trois transistors NPN (fig. IV-13). Le nombre des étages a pu être réduit au strict minimum par l'emploi d'un quartz overtone oscillant directement sur 72 MHz. Sans commentaire. Le montage démarre sans astuce dès que le circuit de L_1 est accordé sur la fréquence overtone.

Détail de construction des bobinages :

$L_1 = 6$ tours, fil 10/10 mm, longueur 16 mm, mandrin LIPA de 8 mm de diam.

$L_2 = 4$ tours

$L_3 = 4$ tours

$L_4 = 4$ tours

$L_5 = 8$ tours, même fil, diamètre 5 mm, longueur 12 mm

Ch = choc Ferrite - COPRIM - VK 200 - 10/4 B.

Note : Les deux derniers transistors sont montés sur refroidisseur à oxyde de beryllium type TXP0508B, référence Europelec.

La liaison sur l'étage suivant se fait par capacité, c'est-à-dire le plus simplement possible et le circuit de L_2 est accordé sur 144 MHz par un petit ajustable.

Cet étage, étant réglé en classe B, ne débite que lorsque l'excitation lui est appliquée. Aucune fausse manœuvre ne peut avoir d'effets catastrophiques c'est le cas en particulier si, pour une raison ou une autre, l'oscillateur venait à « décrocher ». Il en est de même pour l'étage final qui fonctionne en amplificateur HF et dont la base et l'émetteur sont à un potentiel nul au point de vue continu. Le cir-

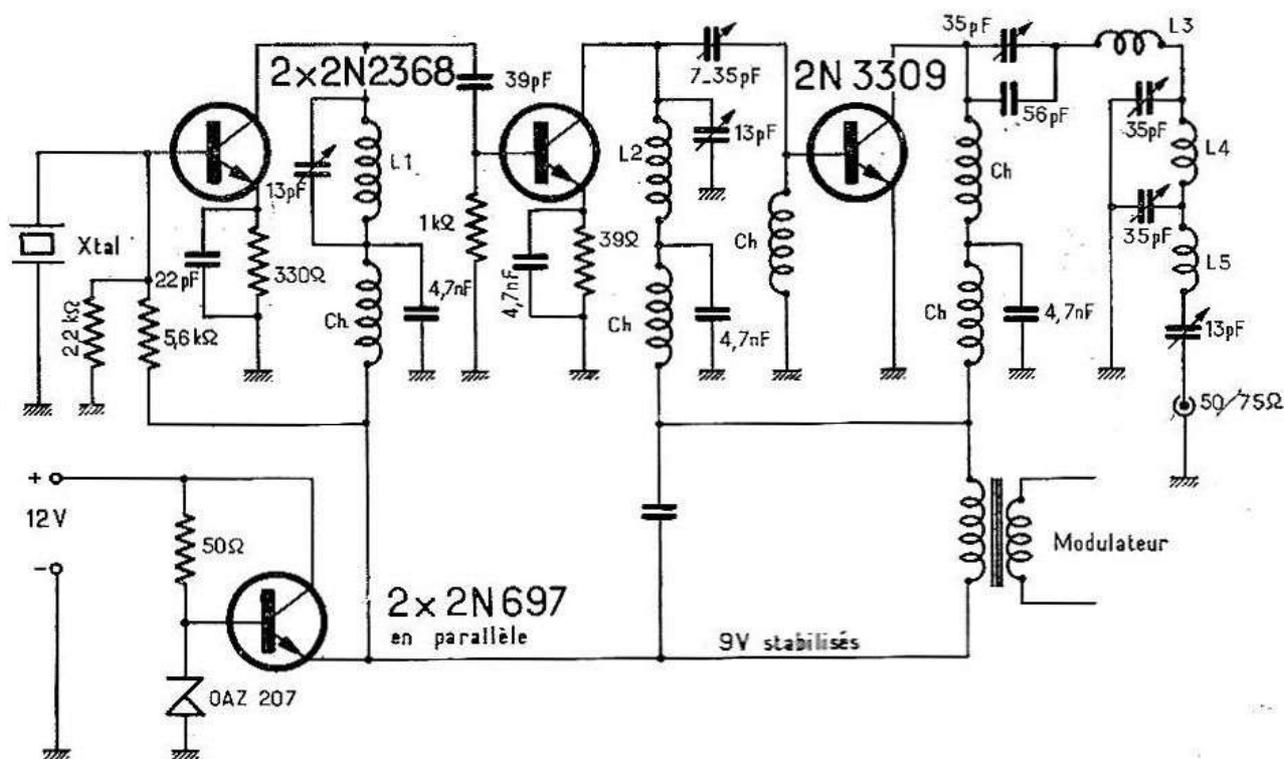


FIG. IV-13

cuit de sortie est constitué par un filtre en « pi » qui sert en même temps d'adaptateur à la charge d'antenne (50 ou 75 Ω). La modulation est appliquée simultanément à l'étage driver et à l'étage final. Cette station ayant été prévue pour fonctionner en modulation d'amplitude, à partir d'un véhicule en marche, c'est-à-dire avec des variations de tension de grande amplitude selon le régime du moteur et de la génératrice, des précautions ont été prises pour stabiliser l'alimentation. Cette régulation pourrait être éventuellement appliquée à tous les autres montages, en utilisant des transistors régulateurs de débit approprié.

Exciteur - SSB - 144/146 MHz

Les transistors se prêtent particulièrement bien à la réalisation de tous les modules et exciteurs VHF. Nous allons, dans les pages qui suivent, donner une description globale d'un exciteur SSB complet dont l'idée nous a été fournie par un correspondant allemand rencontré fréquemment sur la bande deux mètres. La puissance disponible est de 300 mW PEP et l'ensemble est suivi d'une QQE 03/20, dont, étant donné le titre de l'ouvrage, la description du PA à lampes est exclue !

Nous étudierons successivement :

- 1° Le générateur à bande latérale unique (LSB-USB), 9 MHz.
- 2° Le VFO (18,5 — 20,5 MHz).
- 3° Le générateur à fréquence fixe (116,5 MHz) accompagné du premier mélangeur (135-137 MHz).
- 4° Le mélangeur (135/137 MHz + 9 MHz) = 144-146 MHz suivi de deux étages amplificateurs à faible puissance donc d'un prix de revient très abordable.

Ajoutons que tous les transistors utilisés sont du type « grand public » ce qui en garantit l'approvisionnement.

1° *Le générateur à bande latérale unique (LSB-USB) 9 MHz* (figure IV-14). — Le premier étage est l'oscillateur à quartz, alimenté à partir d'une tension de préférence stabilisée de 9 V et utilisant à volonté deux quartz commutables, fournis avec le filtre XF9A et référencés XF901 - XF902. Nous n'en avons fait figurer qu'un puisqu'il est convenu que sur 144 MHz, on n'utilise que la bande latérale supérieure. L'oscillateur est du type à émetteur commun et le quartz est inséré entre base et collecteur. Un système de correction est prévu de manière à ajuster la fréquence d'oscillation à $\pm 1,5$ kHz de la fréquence centrale du filtre. La porteuse est appliquée, à un modulateur équilibré de 4 diodes BAY78 qui, par son principe même, l'élimine, ne laissant subsister que les deux bandes latérales qui apparaissent sous l'effet de la modulation. Le rôle du filtre est d'éliminer la bande latérale indésirée pour ne conserver à volonté que la bande latérale supérieure ou inférieure selon les conventions existantes. L'attaque du filtre s'effectue par l'intermédiaire d'un étage driver et le circuit final comporte également un étage préamplificateur à la sortie duquel le niveau du signal est d'environ 250 mV sur 75 Ω .

L'amplificateur BF comporte un premier étage d'entrée à haute impédance, suivi d'un étage adaptateur d'impédance en émetteur-

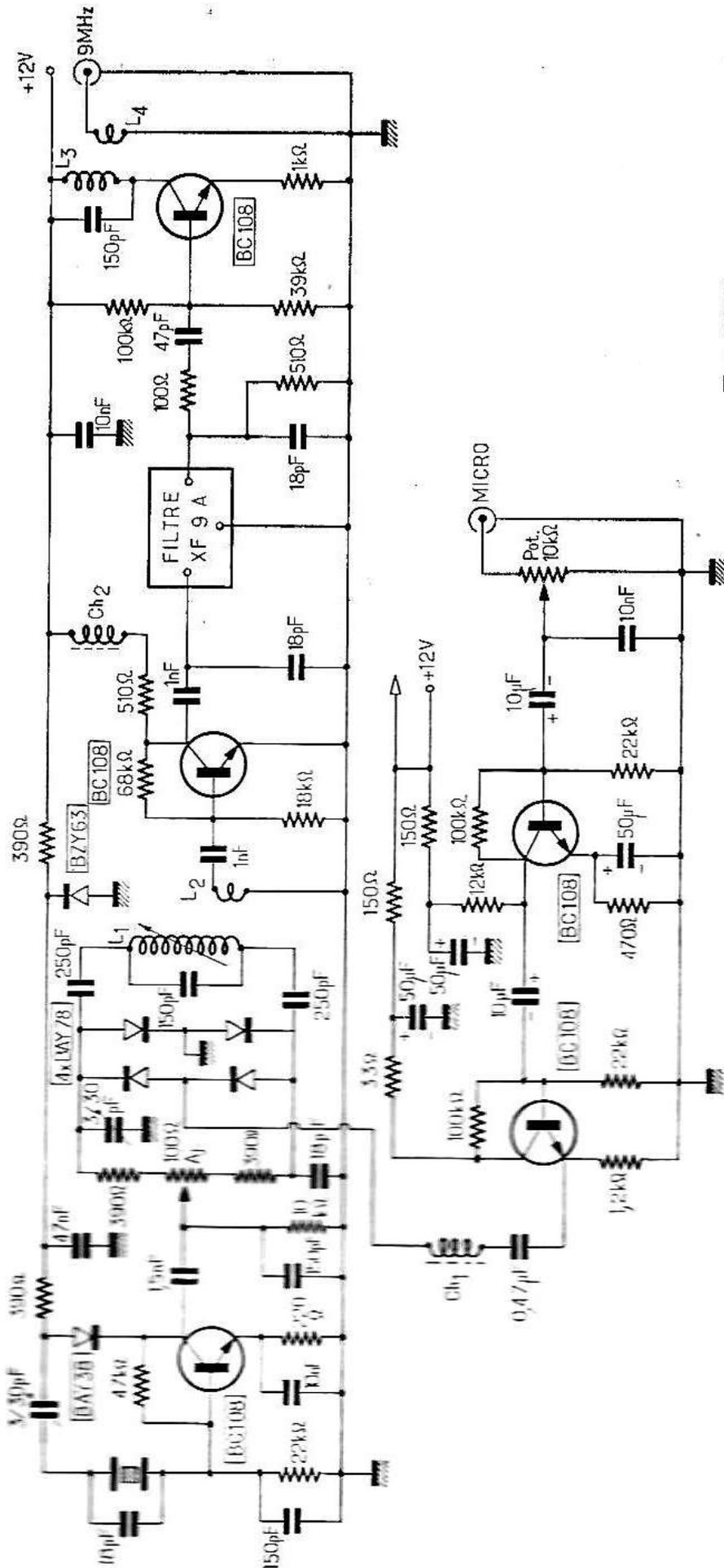


Fig. IV-14

Les bobines L₁-L₂ et L₃-L₄ sont réalisées sur mandrins à noyau de 5 mm. de diamètre (Vogel) en fil de 10/100 mm, émaillé.

- L₁ = 16 spires, jointives.
- L₂ = 4 spires, jointives, au centre de L₁.
- L₃ = 15 spires, jointives.
- L₄ = 5 spires jointives, à la base de L₃ (côté froid).
- Ch₁ = Choc BF. } facultatives.
- Ch₂ = Choc HF (50 μH).

follower. L'alimentation de ces quatre étages est commune (12 V) et les cinq transistors utilisés sont des BC108. Le filtre spécial d'origine allemande, mais largement importé en France, est fourni avec deux quartz générateurs de porteuse :

XF901 (USB) 8 998,5 kHz

XF902 (LSB) 9 001,5 kHz, présentés en boîtier miniature HC25.

Il comporte, lui-même, 5 quartz et présente, à - 6 dB, une bande passante de 2,5 kHz et une atténuation, pour toutes autres fréquences, supérieure à 45 dB.

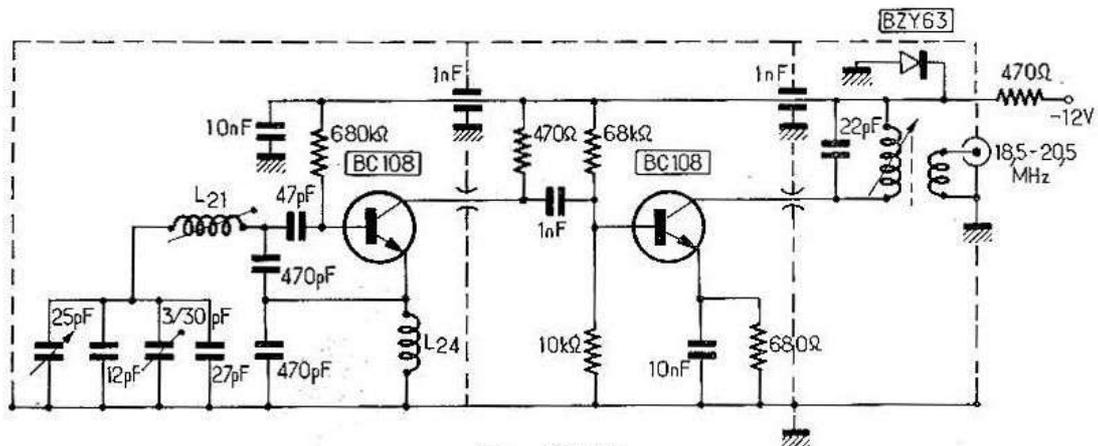


FIG. IV-15

L_{21} = 15 spires, jointives, sur mandrin Lipa, diamètre 10 mm, fil 8/10 mm émaillé.

L_{22} = 18 spires, mandrin Lipa 8 mm, à noyau froide, fil 5/10 mm émaillé.

L_{23} = 5 spires, même fil, à la base de L_{22} .

L_{24} = 100 spires, fil 10/100 émaillé, jointives, sur mandrin 4 mm, sans noyau.

2° Le VFO (18,5 - 20,5 MHz) (fig. IV-15).

C'est la partie de l'ensemble la plus délicate à réaliser en raison de la stabilité en fréquence à atteindre. Il comporte un oscillateur en montage Clapp, complètement isolé dans un blindage métallique en tôle épaisse. Les capacités fixes sont du type mica moulé. L'accord de la bobine, à la base, se fait par 4 capacités en parallèle : deux fixes de 27 à 12 pF dont une à coefficient de température négatif, un ajustable 3/30 pF pour le calage de la bande et une variable (25 pF) pour son étalement. La bobine L_{21} est réalisée à spires jointives noyées dans l'araldite. La réaction nécessaire à l'entrée en oscillation est obtenue par la bobine de choc L_{24} (70 mH). Le signal HF est prélevé sur la charge de collecteur et appliquée à la base de l'étage de sortie, qui fonctionne en amplificateurs à émetteur commun. Le collecteur est chargé

par un circuit oscillant résonnant sur 19,5 MHz, par ajustement du noyau de L_{22} . La tension HF est prélevée à basse impédance aux bornes de la bobine L_{23} .

Les deux transistors utilisés sont également des BC108.

3° Le générateur de fréquence fixe et le premier mélangeur (135-137 MHz) (fig. IV-16).

Tous les transistors utilisés ici sont des BF224, également bon marché et d'un approvisionnement facile. L'oscillateur fixe est piloté par un quartz (overtone 5) de 58,25 MHz, qui double dans le circuit collecteur, dans un montage très utilisé par la firme Semco, remarquable par sa simplicité. L_{31} est accordée sur l'overtone du cristal et L_{32} sur l'harmonique 2, soit 116,5 MHz. Le signal est appliqué à basse impédance sur les émetteurs en parallèle de deux transistors, dont les bases sont montées en push-pull et attaquées par le signal du VFO (18,5-20,5 MHz). Dans les collecteurs, également en push-pull, se trouve un circuit, L_{36} , accordé sur 116,5 MHz + (18,5 - 20,5 MHz), soit 136 MHz. Le signal produit est appliqué à deux étages successifs couplés par filtres de bande avec sortie également sur filtre de bande pour éliminer les fréquences composantes ou les produits indésirables. C'est finalement un signal de fréquence variable (135-137 MHz) qui est disponible à la sortie de ce sous-ensemble.

Les bobines sont réalisées sur mandrins Lipa.

L_{31} = 15 spires - fil émaillé 4/10 mm sur mandrin Lipa 8 mm - noyau ferrite.

L_{32} = 4 spires - fil argenté 8/10 mm sur mandrin Lipa 8 mm - noyau ferrite.

L_{33} = 2 spires - fil sous gaine isolante, 6/10 mm autour et à la base de L_{32} .

L_{34} = 18 spires - fil émaillé 4/10 mm sur mandrin Lipa 8 mm - noyau ferrite prise médiane.

L_{35} = 5 spires - fil sous gaine isolante 6/10 mm autour de L_{34} , de part et d'autre du milieu.

L_{36} = 6 spires, - prise médiane, mandrin Lipa 8 mm, fil argenté 8/10 mm.

L_{37} = 4 1/2 spires, prise à 2 1/2 spires de la masse - fil argenté 8/10 mm.

L_{38} = boucle de 1 spire au milieu de L_{35} et à la base de L_{37} - fil sous gaine plastique.

L_{39} = 4 1/2 spires, fil argenté 8/10 mm, mandrin Lipa 8 mm, noyau magnétique.

L_{40} = 4 1/2 spires, comme L_{39} - prise médiane.

L_{41} = 4 1/2 spires, comme L_{39} .

L_{42} = 4 1/2 spires, prise à 2 spires, côté masse.

4° Le mélangeur 144-146 MHz (fig. IV-17).

Il reçoit le signal à 9 MHz BLU du module n° 1 et celui à fréquence variable 135-137 MHz du module n° 3 décrit ci-dessus, l'un

et l'autre appliqués aux bases de $2 \times$ BFY88, en push-pull pour le premier, en parallèle pour le second. Pour équilibrer le montage, un potentiomètre ajustable est disposé dans les émetteurs et le produit du mélange (144-146 MHz) apparaît dans L_{53} qui charge les collecteurs en push-pull. De la symétrie du mélangeur dépend l'élimination correcte des composants du mélange. Les deux étages suivants sont donc des amplificateurs linéaires et on a choisi dans cette fonction des BSX20 (ou 2N2369) dont la fréquence de coupure très élevée convient bien dans ce cas.

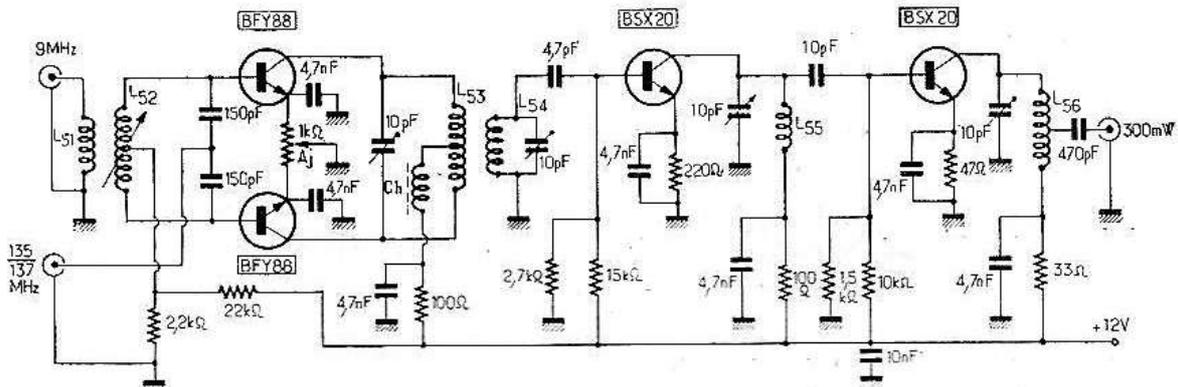


FIG. IV-17

Les éléments du montage sont ainsi dimensionnés :

- L_{51} = 5 spires jointives, fil 3/10 mm sous soie, autour du milieu de L_{52} .
- L_{52} = 20 spires jointives, fil émaillé 10/10 mm sur mandrin Lipa 8 mm à noyau magnétique.
- L_{53} = 6 spires, fil 8/10 mm, argenté, longueur 12 mm, mandrin Lipa, sans noyau, prise médiane.
- L_{54} = 4 spires, comme L_{53} - (Ces deux bobines espacées de centre à centre de 12 mm).
- L_{55} = 4 spires, comme L_{54} , longueur 8 mm.
- L_{56} = 5 spires, fil argenté, 8/10 mm, prise médiane, longueur 12 mm, sans noyau.
- Ch = Vk 200 - Coprim.

La puissance de crête disponible est de 300 mW et le signal peut être traité à volonté pour exciter un étage PA à transistor plus puissant ou attaquer une lampe finale dans un émetteur fixe.

Nous avons réalisé cet exciteur sous la forme de sous-ensembles qui sont ensuite interconnectés et réunis sur une platine commune. Les résultats sont excellents.

Nous donnons pour terminer les caractéristiques du filtre XF9A qui est la pièce maîtresse de tout émetteur ou transceiver SSB.

| | |
|---|--|
| Nombre de quartz | = 5. |
| Sélectivité | = 2,5 kHz à - 6 dB. |
| Pertes d'insertion | = < 3 dB |
| Atténuation pour toutes autres fréquences | = \geq 45 dB |
| Valeur des éléments aux bornes d'entrée et de sortie | = 30 pF et 500 Ω |
| Fréquence des quartz générateurs de porteuse (type HC 25 A) | XF901 (BLS) 8 998,5 kHz XF902 (BLI) 9 001,5 kHz (avec capacité de charge de 30 pF) |

Ce matériel est distribué par L.A.S., 19, rue de la Paroisse, 77 - Fontainebleau.

Emetteur L.A.S. 500 mW

Voici une réalisation simple due au laboratoire d'Applications des Semi-conducteurs (LAS) dans laquelle le matériel se trouve réduit au minimum, puisque, modulation comprise, du microphone à l'antenne, nous trouvons en tout et pour tout 6 transistors et cependant 1/2 watt HF (fig. IV-18).

L'étage oscillateur part d'un quartz de fréquence élevée (72 MHz, en overtone) ce qui simplifie au maximum le problème de la multiplication de fréquence.

La capacité de 10 pF en parallèle sur la résistance de polarisation d'émetteur conditionne la réaction donc l'entrée en oscillation de l'étage. Trop élevée, le découplage de l'émetteur au point de vue HF est trop « efficace » et l'étage n'oscille pas. Si on la supprime, la réaction est exagérée et la fréquence n'est pas stable. Sa valeur est assez critique et se situe à cette fréquence entre 8 et 11 pF. Pour une valeur correcte, l'oscillateur « démarre » spontanément lorsque le circuit du collecteur résonne sur la fréquence du quartz, soit 72 MHz. La liaison à l'étage suivant s'effectue par capacité sur un circuit oscillant parallèle accordé sur 144 MHz qui sert à favoriser sans amplification, l'harmonique 2 du quartz. Le deuxième étage est à la fois driver et doubleur et fonctionne avec un excellent rendement. C'est d'ailleurs cet étage qui est modulé (en courant).

L'étage de sortie n'appelle aucun commentaire : il fonctionne en classe B et se termine par un circuit d'antenne simplifié, convenable pour une adaptation à un câble coaxial de 75 Ω . Précaution importante : les deux transistors 2N2368 sont montés sur disperseurs thermiques à ailettes.

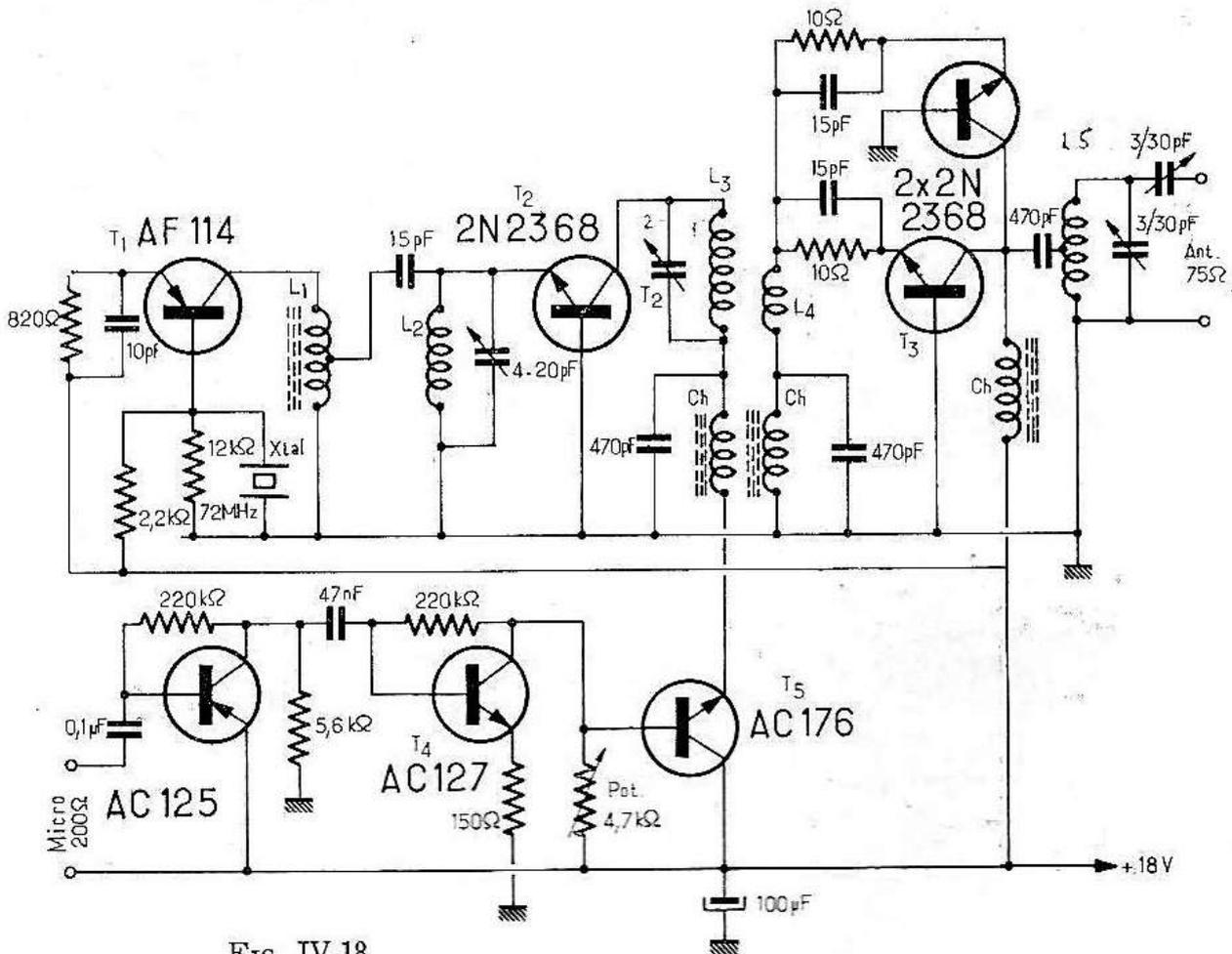


FIG. IV-18

Réalisation des bobinages :

- $L_1 = 13$ spires, fil émaillé de 5/10 mm, prise à 3 sp côté masse, \varnothing 8 mm
- $L_2 = 3$ spires, fil argenté de 8/10 mm, $\varnothing = 6$ mm, longueur 10 mm
- $L_3 = 3$ spires, fil argenté de 8/10 mm, $\varnothing = 10$ mm, longueur 16 mm
- $L_4 = 1$ spire, fil argenté de 8/10 mm isolé entre les spires de L_2
- $L_5 = 3$ spires, fil argenté de 8/10 mm, prise à 2 spires de la masse
- ch = choc ferrite, Coprim par exemple.

REGLAGES ET MISE AU POINT

Une première opération consiste, les transistors étant provisoirement supprimés, à régler L_1 - L_2 - L_3 sur leur fréquence approximative, au moyen d'un grid-dip, afin d'éviter de trop longs tâtonnements ultérieurs, ce qui n'aurait pour seul inconvénient que de passer un temps inutile puisque T_2 étant monté en classe B (base directement à la masse), ne risque rien en absence d'excitation.

Mettre en place T_1 - T_2 et appliquer provisoirement + 18 V à la base de la bobine de choc qui aboutit à L_3 en intercalant un milli-ampèremètre de 100 mA. Régler L_1 pour obtenir l'oscillation franche

et L_2 - L_3 sur 144 MHz, pour un maximum de débit. Ces deux étages consomment environ 30 à 40 mA sous 18 V. Mettre ensuite en place T_3 et charger le circuit d'antenne par 75Ω (charge réelle ou fictive). Appliquer à nouveau la tension (+ 18 V) sur l'ensemble de la partie HF en laissant de côté le modulateur et rechercher la puissance maximum en agissant sur les ajustables (3/30 pF) du circuit de sortie, sans négliger quelque retouche simultanée à L_3 . Noter le niveau de sortie, qui est celui du régime télégraphie.

Ramener le point + 18 V de l'étage final au collecteur T_6 et alimenter l'ensemble. En agissant sur le potentiomètre P, diminuer la porteuse au quart de sa valeur en régime télégraphique, (ce qui, contrôlé par un récepteur de trafic convenablement équipé d'un S-

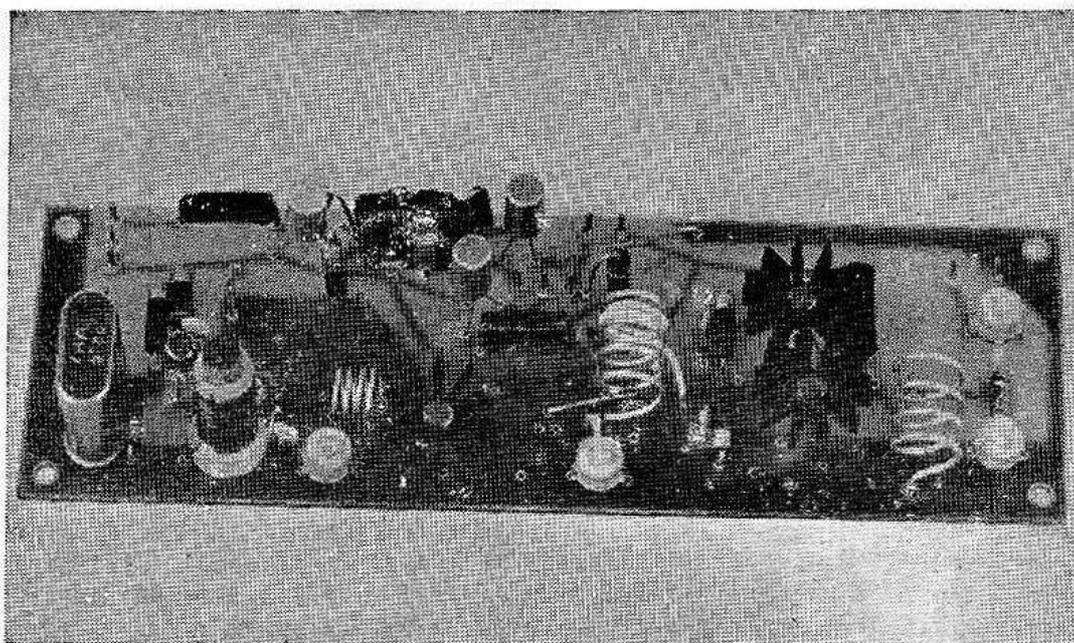


FIG. IV-19

mètre sérieux, correspond à une baisse de 1 point). On est alors en régime téléphonie. Dans les pointes extrêmes de modulation, la porteuse devrait monter idéalement au niveau du régime télégraphie. En fait elle n'y atteint pas tout à fait (80 %, environ) mais le S-mètre indique néanmoins une modulation positive énergique.

Le réglage de P est critique. Au dessous d'une certaine valeur, il y a distorsion et insuffisance de modulation. Au-dessus de la valeur optima, la porteuse augmente mais le pourcentage de modulation baisse très vite en raison inverse.

Emetteur 600 mW tout transistors

C'est un émetteur complet, avec sa modulation qui fait l'objet de la description qui va suivre et nous sommes sûr qu'elle intéressera les amateurs qui se passionnent pour les liaisons avec de petites puissances, car des contacts confortables ont été établis avec cet émetteur à plus de cent kilomètres sans le secours de conditions de propagation favorables.

L'oscillateur, comme les trois étages de l'émetteur proprement dit, est équipé de transistors 2N2950 Motorola (silicium, épitaxial). Ce premier étage, bénéficiant d'un transistor, surpuissant dans cette fonction, délivre l'énergie HF non négligeable nécessaire pour un bon rendement de l'ensemble. C'est un oscillateur overtone, dans

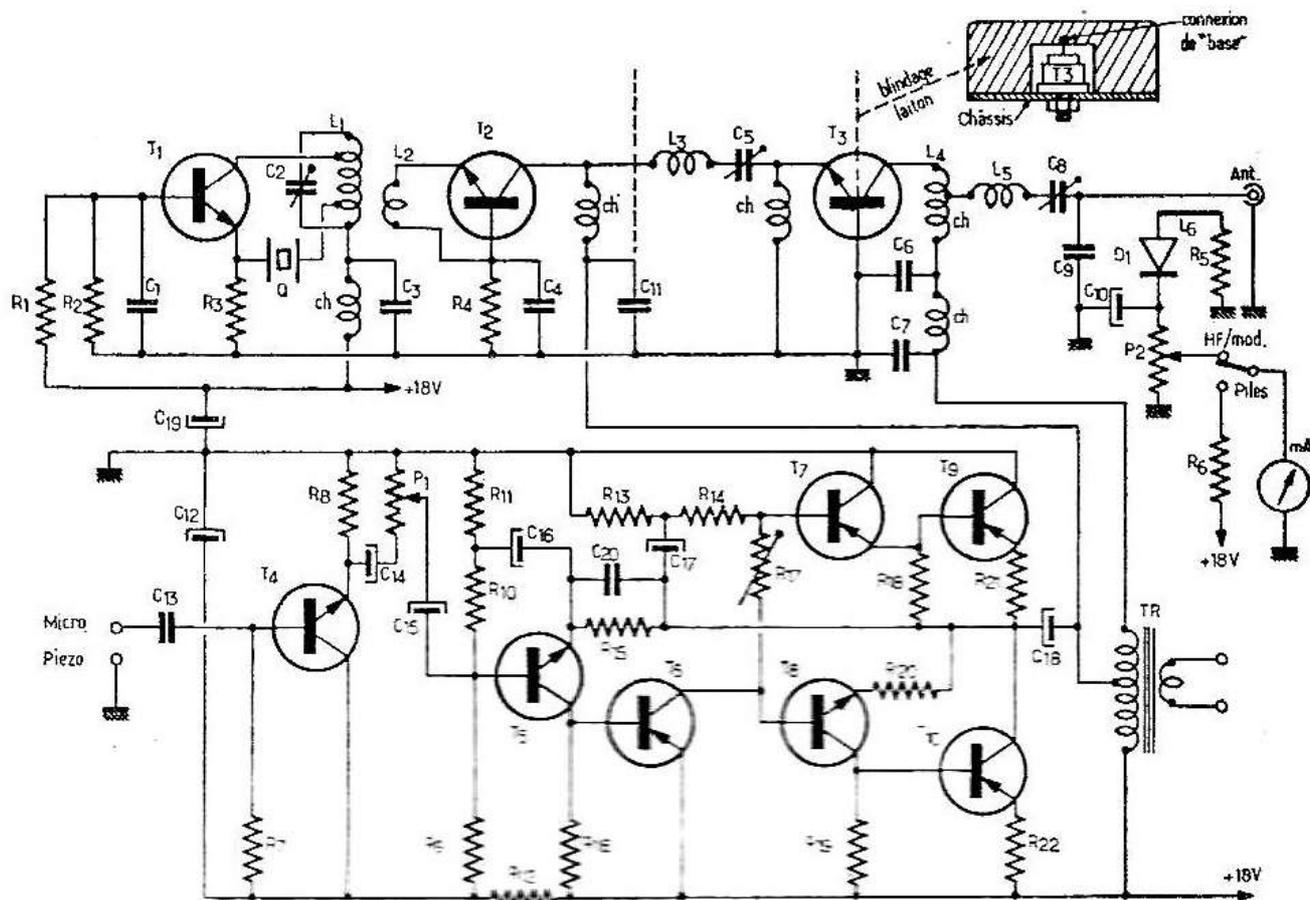


FIG. IV-20

lequel la réaction est prélevée sur une prise du circuit de sortie accordé sur 72 MHz. Le quartz est d'un type prévu pour fonctionner sur partiel 5 et dont la fondamentale est 14,4 MHz. Il convient donc de s'assurer qu'il ne démarre pas sur partiel 3

(43,2 MHz) et que le circuit L_1-C_2 résonne bien sur l'harmonique 5, faute de quoi, on s'exposerait à de sérieux mécomptes et à la fâcheuse surprise de ne pas trouver de 144 MHz à la sortie du final.

L'étage doubleur est polarisé en classe B dans un montage en basse commune. Cette disposition permet d'utiliser l'effet « Varactor » de la jonction collecteur-base et d'augmenter le rendement de l'étage qui fonctionne en doubleur. Le couplage de L_2 à L_1 est à déterminer expérimentalement en déplaçant L_2 pour obtenir le maximum de rendement du doubleur. Le PA n'apporte qu'un gain en puissance de 6 dB avec le type de transistor utilisé. Comme l'excitation est suffisante, on pourrait le remplacer par un élément plus puissant (2N3553 - RCA, par exemple), La self L_4 étant très amortie n'est pas critique. L_5 est connectée au milieu de L_4 , sans couplage magnétique entre ces deux éléments. Une petite ligne L_6 , couplée à la connexion d'antenne permet après détection de contrôler la tension HF de sortie, de parfaire les réglages maximum de niveau et de juger de l'amplitude de la modulation. La constante de temps de P_2-C_{10} doit être relativement grande devant la BF, sinon on ne peut apprécier la modulation. Le curseur de P_2 en service normal est réglé de manière à ce que l'aiguille de l'appareil de mesure se situe au milieu de l'échelle de lecture. Sous l'effet de la modulation, elle dévie jusqu'en bout d'échelle.

Si la modulation ne se fait pas à l'endroit, retoucher légèrement C_5 : En principe C_8 n'a pas à être retouché.

Le modulateur est classique et sa réalisation ne pose en principe pas de problèmes. La résistance R_{17} permet d'ajuster le point de fonctionnement de T_7 et T_8 , cependant que P_1 , commandé du panneau avant règle le niveau BF, donc la profondeur de modulation. La puissance disponible (environ 2 W) est largement suffisante pour moduler à fond l'émetteur, c'est-à-dire l'étage final mais aussi l'étage intermédiaire, ce qui est de règle dans tous les émetteurs à transistors.

Le transformateur de modulation TRS12 (Audax) permet une adaptation d'impédance satisfaisante sinon parfaite, mais il a l'avantage d'être d'un modèle courant, facile à approvisionner. Un interrupteur à deux positions commute l'appareil de mesure sur le circuit des piles pour en apprécier la tension.

Valeurs des éléments de la figure IV-20 :

Bobines :

$L_1 = 6$ spires - Prises à 3 et 1 spires, fil 8/10 mm argenté, sur mandrin, longueur 200 mm Lipa, diamètre 10 mm (sans noyau).

$L_2 = 3$ spires, côté froid de L_1 .

$L_3 = 3$ spires, diamètre 10 mm, fil 10/10 mm, en l'air.

$L_4 = 3$ spires, diamètre 10 mm prise à 1,5 spire.

$L_5 = 3$ spires diamètre 10 mm.

$L_6 =$ ligne de mesure parallèle à la ligne d'antenne.

Ch = 10 μ H.

Autres éléments :

$R_1 = 5,6$ k Ω .

$R_2 = 10$ k Ω .

$R_3 = 100$ Ω .

$R_4 = 100$ Ω .

$R_5 = 68$ Ω .

$R_6 = 39$ k Ω (pour 500 μ A).

$R_7 = 470$ k Ω .

$R_8 = 10$ k Ω .

$R_9 = 18$ k Ω .

$R_{10} = 27$ k Ω .

$R_{11} = 10$ Ω .

$R_{12} = 5,6$ k Ω .

$R_{13} = 2,2$ k Ω .

$R_{14} = 5,6$ k Ω .

$R_{15} = 2,7$ k Ω .

$R_{16} = 560$ Ω .

$R_{17} = 1$ k Ω ajustable.

$R_{18} = 69$ Ω .

$R_{19} = 68$ Ω .

$R_{20} = 10$ Ω .

$R_{21} = 1$ Ω .

$R_{22} = 1$ Ω .

$C_0-C_3-C_4-C_6-C_7-C_{11} = 4,7$ nF.

$C_2-C_5-C_8 = 5/25$ pF.

$C_9 = 22$ pF.

$C_{10} = 1$ μ F.

$C_{12} = 100$ μ F.

$C_{13} = 0,1$ μ F.

$C_{14}-C_{15} = 5$ μ F.

$C_{16}-C_{17} = 100$ μ F.

$C_{18}-C_{19} = 1\ 000$ μ F.

Transistors :

$T_1-T_2-T_3 = 2N2950$.

$T_4-T_5 = BC107$.

$T_6 = AF127$.

$T_9-T_{10} = AC132$.

$T_8 = AC127$.

$T_7-T_{11} = AC128$.

D = OA85.

mA = 500 μ A.

$P_1-P_2 = 50$ k Ω .

TR = TRS12, Audax.

Q = 72 MHz (overtone 5).

Emetteur 145 MHz - 1 W - HF

Cet émetteur d'une puissance supérieure à celle des précédentes réalisations a permis d'excellentes liaisons à plus de 100 km à partir de Saint-Nazaire dès les premiers essais et plus tard une liaison

facile à 300 km (Saint-Nazaire-Chartres). Il s'agit donc d'un montage également éprouvé (fig. IV-21).

Partant d'un oscillateur à quartz — (overtone 3) —, le premier étage sort sur 36 MHz, le second est un doubleur (36-72 MHz) et le troisième sort sur 144 MHz, fréquence sur laquelle travaille également le quatrième ampli.

Ces quatre étages qu'on peut en quelque sorte considérer comme l'« exciter » de l'émetteur, sont d'ailleurs groupés sur une même plaquette-châssis.

Cet exciter ne permettant toutefois pas d'obtenir une puissance suffisante pour attaquer convenablement l'ampli final de 1 W, on a donc dû insérer entre eux un étage amplificateur dont le gain n'a d'ailleurs pas besoin de dépasser 3 ou 4 dB, ce qui s'obtient sans grande difficulté ; il est permis dans ces conditions de ne pas « pousser » l'exciter et il est suffisant de le faire fonctionner à environ 120 mW en sortie.

Comme ampli intermédiaire, on a utilisé un transistor d'origine japonaise, le 2SC32, transistor NPN au silicium qui fonctionne fort bien à 145 MHz et qui a l'avantage de coûter assez bon marché.

Cet ampli est monté en base à la masse et permet avec une tension d'alimentation de 20 à 22 V, de disposer facilement d'une puissance de sortie de l'ordre de 200 mW suffisante pour exciter l'étage final.

Cet étage final comporte deux transistors NPN 2N1506 en parallèle.

Les transistors sont montés dans des refroidisseurs massifs fixés directement au châssis, ce qui, assure un excellent refroidissement, la température du boîtier ne dépassant pas 18 à 20° C au-dessus de l'ambiance après un fonctionnement prolongé. Le montage sera réalisé avec des connexions réduites au strict minimum et d'une façon aussi équilibrée que possible afin de placer les deux transistors dans des conditions physiques aussi voisines que possible.

Les collecteurs de l'ampli final étant évidemment au pôle positif de l'alimentation et à la masse du châssis et à la terre de même que la prise coaxiale de sortie d'antenne, il faudra donc isoler de la masse générale le châssis de l'exciter et de l'ampli driver, ce qui se fera aisément à l'aide de barrettes de bakélite et de vis de fixation en nylon.

Le réglage du neutrodynage se fera comme il a été indiqué dans une description précédente avec l'aide du bâton fer/cuivre.

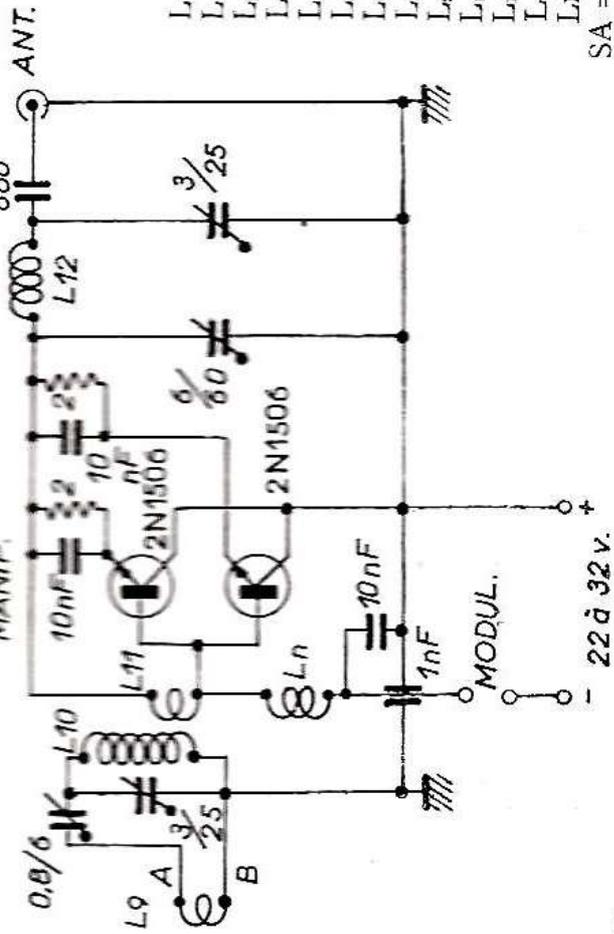
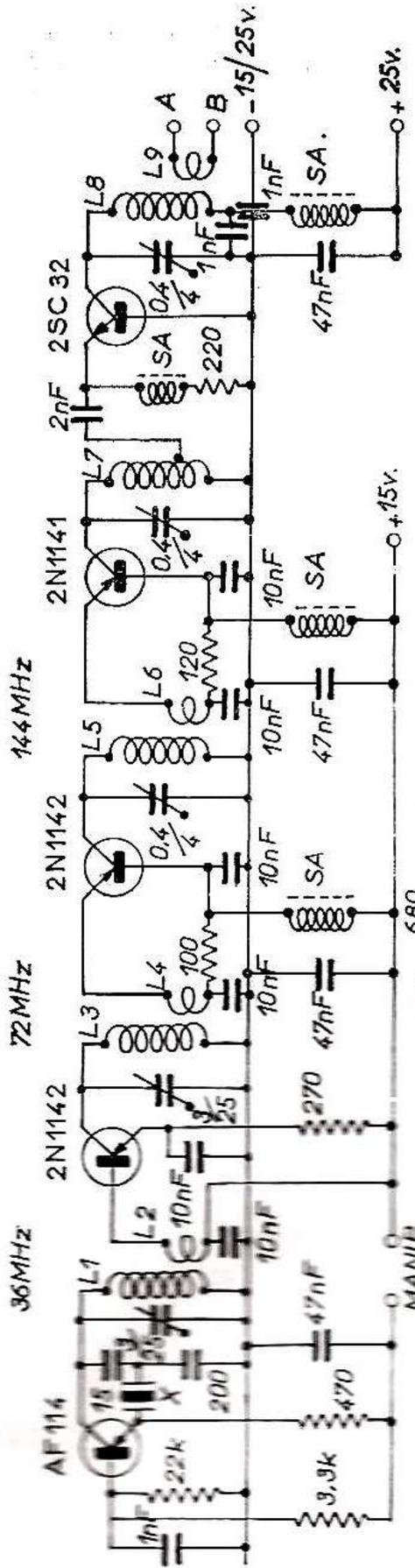


Fig. IV-21

- L_1 = 10 sp 5/10 cm, \varnothing 8, pas 1
- L_2 = 2 sp 5/10 s/coton verni entre op. extr. côté froid L_1 ,
- L_3 = 7 sp 10/10 arg., \varnothing 8, pas 2
- L_4 = Comme L_2
- L_5 = 5 sp 10/10 arg., \varnothing 8, pas 2
- L_6 = Comme L_3
- L_7 = 5 sp 10/10 arg., \varnothing 8, pas 2, prise à 1 sp 3/4
- L_8 = 3 sp 12/10 arg., \varnothing 10, pas 3
- L_9 = 2 sp 6/10 coton verni entre sp extr. côté froid L_8
- L_{10} = 4 sp 12/10 arg., \varnothing 8, pas 2,5
- L_{11} = 1 sp 6/10 coton verni entre sp extr. côté L_{10}
- L_{12} = 4 sp 15/10 arg., \varnothing 10, pas 5
- L_n = 5 sp 6/10 arg., \varnothing 6, pas 1,2
- SA = 3 sp 4/10 ém. en tore sur perle ferroxcube.

La puissance HF obtenue dépend évidemment de la tension d'alimentation de l'ampli final. En régime CW, on pourra appliquer jusqu'à 32 V, ce qui avec un courant collecteur de 135 mA, permet d'atteindre une puissance de sortie de 1,3 W. Mais en régime téléphonique, il sera prudent de ne pas dépasser 22 ou 24 V, ce qui avec un courant collecteur de 90 à 100 mA donnera une puissance de sortie d'environ 800 à 900 mW.

Émetteur téléphonique de 1 W - HF (145 MHz) et son modulateur

DESCRIPTION

Cet émetteur comporte un oscillateur 72 MHz avec un quartz sur partiel (Q_1), un doubleur (Q_2) et deux étages amplificateurs (Q_3 et Q_4).

L'oscillateur est en classe A, le doubleur en classe C et les amplificateurs en classe B. Chaque étage est couplé au suivant par une adaptation capacitive (fig. IV-22).

L'impédance de sortie étant très faible, la bande passante est large (6 MHz environ pour tomber à 1/2 Watt). En conséquence l'étage de sortie est chargé par un filtre en pi afin d'éliminer les harmoniques et adapter l'antenne.

Étant donné le faible gain des étages, la modulation est appliquée aux deux derniers étages à la fois.

Afin d'utiliser des pièces courantes bon marché on a pris des transformateurs BF du commerce en les couplant par les bobines mobiles. Le modulateur est très classique. Le micro doit être un dynamique d'impédance entre 50 et 200 ohms. Pour 1 000 ohms attaquer sur la base de Q_5 et découpler l'émetteur par 40 μ F. Pour un micro cristal, attaquer sur la base avec 50 à 100 k Ω en série et découpler l'émetteur. Le dynamique est vivement conseillé.

On règle le taux de modulation avec le pot. R_{10} .

Alimentation : on s'est fixé 12 V parce que c'est la plus courante des « hautes tensions ». On la rencontre sur la majorité des voitures. On l'obtient avec 3 piles de poche ou ménage ou 9 ou 10 piles torches. Au delà de 12 V c'est moins courant. Avec 9 V on a du mal à obtenir du gain et de la puissance avec les transistors actuels.

Il y a une autre raison. Les transistors utilisés tiennent au maximum 60 V au collecteur. Si l'on part de 15 V d'alimentation, on a 30 V crête sur le collecteur. Si l'on module à 100 %, on double la tension d'alimentation, on a donc 60 V sur le collecteur. Au delà le transistor rend l'âme.

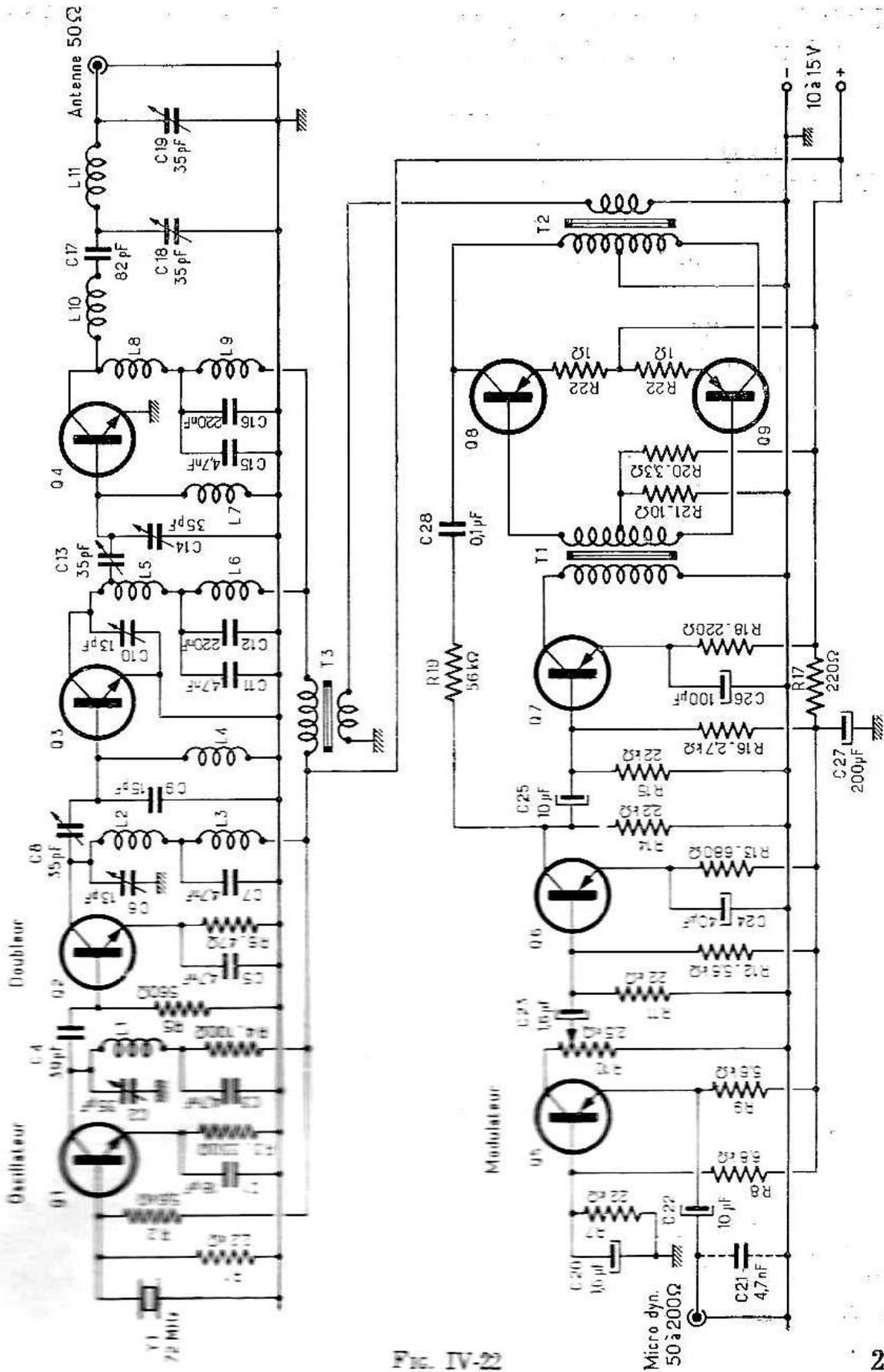


Fig. IV-22

Mais l'émetteur marchant encore bien à 10 V, on peut donc sans crainte l'utiliser entre 10 et 15 V. (Négatif à la masse !)

REALISATION

L'ensemble est réalisé sur un circuit imprimé conforme à la figure IV-23, représenté à l'échelle 7/10, vu du côté soudure.

Il est impératif d'utiliser les mêmes pièces, faute de quoi rien ne se monterait.

Le câblage ne présente aucune difficulté, si ce n'est souder avec délicatesse. Utiliser de préférence du circuit en verre époxy.

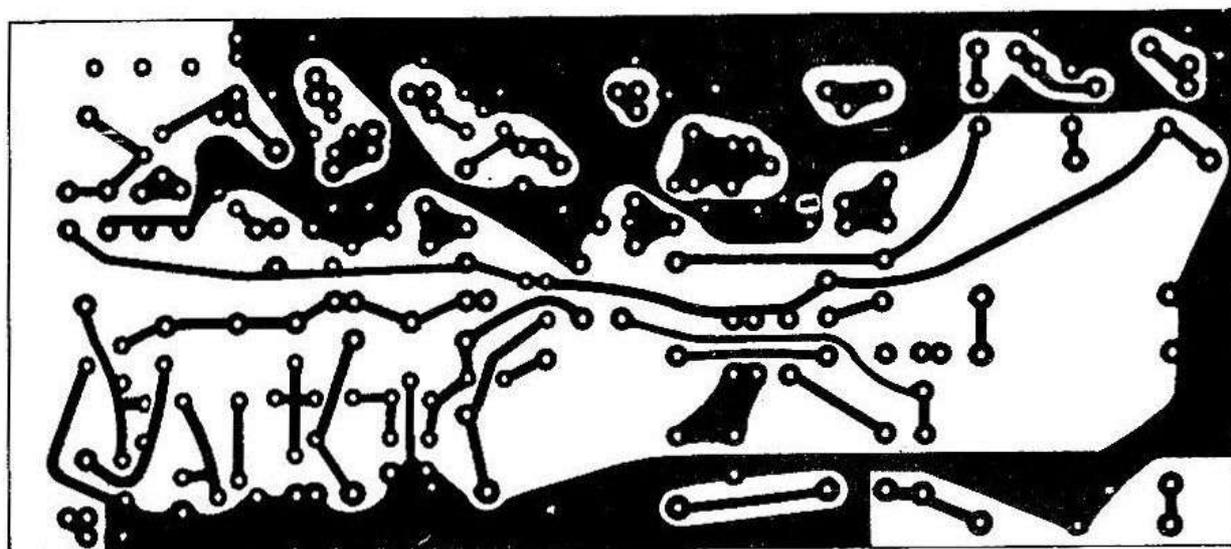


FIG. IV-23

Comme dans toutes les descriptions de ce chapitre, il faut bien noter que les transistors de puissance VHF (Q_2 Q_3 Q_4) sont à monter dans un refroidisseur isolé à l'oxyde de beryllium faute de quoi ils risquent de griller dans la minute qui suit. De même, bien refroidir les transistors BF en les montant sur une plaque de laiton.

REGLAGES

Court-circuiter le secondaire de T_3 .

Alimenter par 10 à 11 V. Brancher un voltmètre (sensibilité 3 V environ) en parallèle sur R_6 (attention aux courts-circuits !). En présence de HF, Q_2 détecte et son courant permet de déceler l'oscillation de Q_1 . Mettre une charge en sortie (50 à 75 ohms).

Brancher le quartz. Tourner C_2 jusqu'à l'oscillation que l'on voit sur le voltmètre. On doit avoir 1 à 1,5 V aux bornes de R_6 ; régler au maximum et diminuer très légèrement C_2 . S'il n'y a pas d'oscillations, retoucher L_1 ou mettre 10 à 20 pF en parallèle sur C_2 .

Ensuite il est souhaitable d'avoir un vrai wattmètre VHF (genre Termaline). Sinon charger l'émetteur par 50 ohms-câblage très court et lire la tension VHF aux bornes.

Régler C_6 puis C_{10} puis C_{18} et C_{19} , reprendre C_8 C_{13} C_{14} , revenir à C_6 C_{10} C_{18} et C_{19} , etc... jusqu'à obtenir le maximum de puissance. Il peut être nécessaire de mettre 10 à 30 pF en parallèle sur C_{13} ou C_{14} ou d'ajuster la valeur de C_{17} .

Ensuite décourt-circuiter T_3 . Mettre R_{10} vers la masse. Vérifier à l'oscillo que la contre réaction R_{19} C_{28} est dans le bon sens (pas d'accrochages), sinon la brancher sur l'autre collecteur BF.

En branchant un oscillo, après avoir débranché le voltmètre, parler normalement devant le micro et régler R_{10} de telle manière que les crêtes de modulation soient franchement écrêtées. Un générateur BF est très utile pour ce réglage.

Il est nécessaire de bien faire les réglages au maximum de puissance, sinon des oscillations parasites HF peuvent apparaître en présence de modulation : des « moustaches » peuvent apparaître sur les crêtes ou dans les creux des sinusoïdes BF. Malgré ce réglage, à faire au milieu de la bande, on peut couvrir de 144 à 146 MHz sans réaccorder.

Il est nécessaire de placer un condensateur de 1 000 à 2 000 μ F entre + et masse pour éliminer certains accrochages BF.

L'usage l'a montré !

TRANSISTORS UTILISES

$Q_1 =$ MM 1941
 $Q_2 =$ MM 1943
 $Q_3-Q_4 =$ 2N3309
 $Q_5-Q_6-Q_7 =$ STF252-OC71 etc...
 $Q_8-Q_9 =$ STF131 ou 145

$L_1 =$ 7 spires, diamètre 5 mm. fil 8/10 mm, en l'air. Longueur 12 mm.

$L_2 =$ 4 spires, diamètre 5 mm. fil 8/10 mm, en l'air. Longueur 8 mm.

$L_3 = L_4-L_6-L_7-L_9 =$ choc Ferrite COPRIM-VK 200-10/4B.

$L_5 = 4$ spires, diamètre 5 mm, fil 8/10, en l'air, prise à 1,1/2 spire du collecteur. Longueur 8 mm.

$L_8 = 3$ spires, diamètre 5mm, fil 8/10 mm, en l'air. Longueur 8 mm.

$L_{10} = L_{11} = 4$ spires, diamètre 5 mm, fil 8/10, en l'air. Longueur 8 mm.

$T_1 =$ transfo driver COGEREL GPC 1004-P.

$T_2 = T_3 =$ transfo sortie COGEREL GSP. 1005.

VARIANTE

Le même émetteur peut délivrer 4 W HF à condition d'utiliser d'autres transistors :

$Q_2 = 2N3137$ (Fairchild)

$Q_3 = PT3502$ } TRW

$Q_4 = PT5694$ }

$Q_8 = Q_9 = SFT212$ (COSEM)

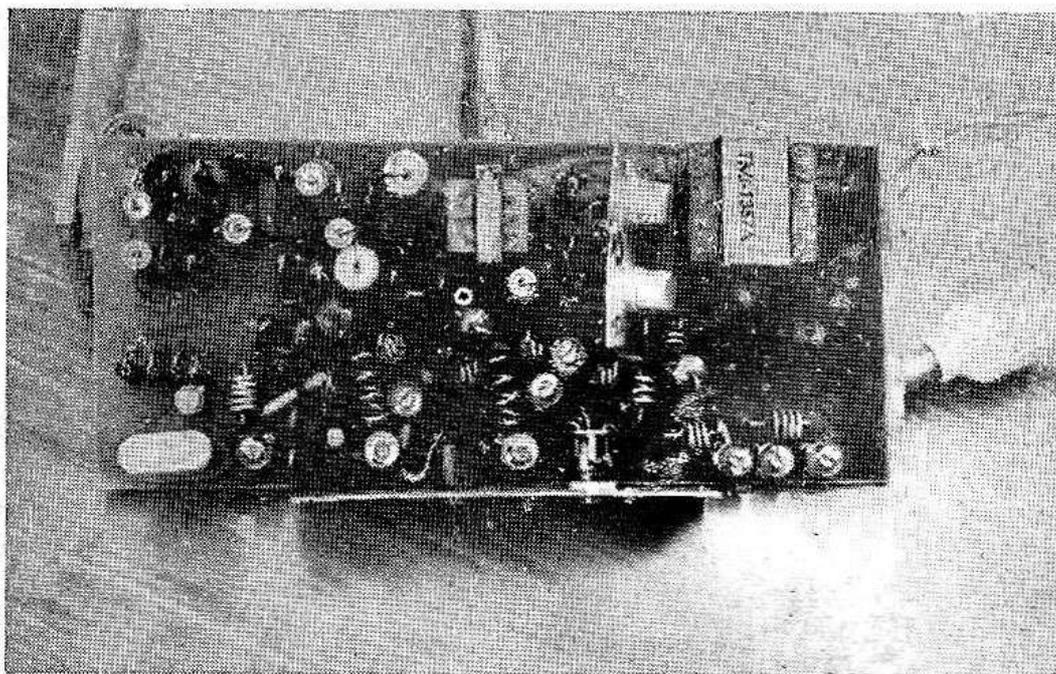


FIG. IV-24

On ne peut toutefois plus utiliser le circuit imprimé du moins sous la forme de l'émetteur de 1 W. Il faut faire la réalisation sur un châssis en laiton argenté. Pour l'étage de sortie, les ajustables seront du type « cloche » Transco 7 864/60 en C_{13} - C_{14} - C_{17} - C_{18} - C_{19} . Tous les étages sont disposés en ligne, de câblage court et retour à la masse francs et directs.

Par contre, on peut conserver les transformateurs de modulation mais il serait plus rationnel de fabriquer un transfo spécial, adapté au primaire à $2 \times SFT112$ et au secondaire à la charge HF (20 à 30 Ω) avec des enroulements très peu résistants.

Le processus de réglage serait évidemment le même que précédemment.

La manipulation s'effectue simplement en coupant l'alimentation de l'oscillateur et ceci sans qu'à la réception on note de piaulement appréciable. Tous les étages multiplicateurs ou ampli étant normalement réglés au-delà du cut-off, les courants collecteurs retombent tous à zéro manipulateur levé.

La modulation s'est effectuée de façon très classique dans le dernier ampli seulement à l'aide d'un ampli BF, bien entendu à transistors, muni d'un transformateur de sortie à rapports multiples, ce qui permet de choisir la meilleure adaptation d'impédances.

Pour les essais en poste fixe, l'alimentation a été assurée à l'aide d'alimentations secteur réglables et stabilisées par circuits transistorisés. En mobile, on pourrait assurer l'alimentation à l'aide de piles type « ménage » montées en série.

Il est bien évident que toutes les connexions aux piles devront être bien isolées de la masse et de la terre.

A titre indicatif, voici les valeurs d'intensité relevées pour un fonctionnement à 1 W HF :

— Exciter : tension 15 V, intensité 32 mA, soit 480 mW ;

— Driver : tension 25 V, intensité 22 mA, soit 550 mW ;

Final : tension 27 V, intensité 115 mA, soit 3 105 mW.

Comme on le voit, des piles ménage sont capables de supporter de tels débits en régime normal, même pour la partie de la batterie qui supportera le débit total de 169 mA. On aura intérêt, en cas d'emploi de piles, à shunter les diverses prises de tension par des condensateurs de forte capacité (de l'ordre de 1 000 à 2 000 μF).

Excitateur et final 2 W (CW ou NBFM)

Ce montage, de puissance raisonnable, puisqu'elle peut atteindre 2 W HF, peut être piloté par un des petits ensembles décrits antérieurement et ne demande qu'une puissance de 10 mW. Le rapport de la puissance d'attaque à celle de sortie étant de 200, on voit que le gain en puissance est de 23 dB (fig. IV-25).

L'étage d'entrée présentant une impédance de 50Ω se trouve adapté sans aucun artifice. Il est monté en émetteur commun et s'avère parfaitement stable, bien qu'aucun neutrodynage ne soit prévu. L'étage buffer suivant est monté en classe B, ce qui simplifie

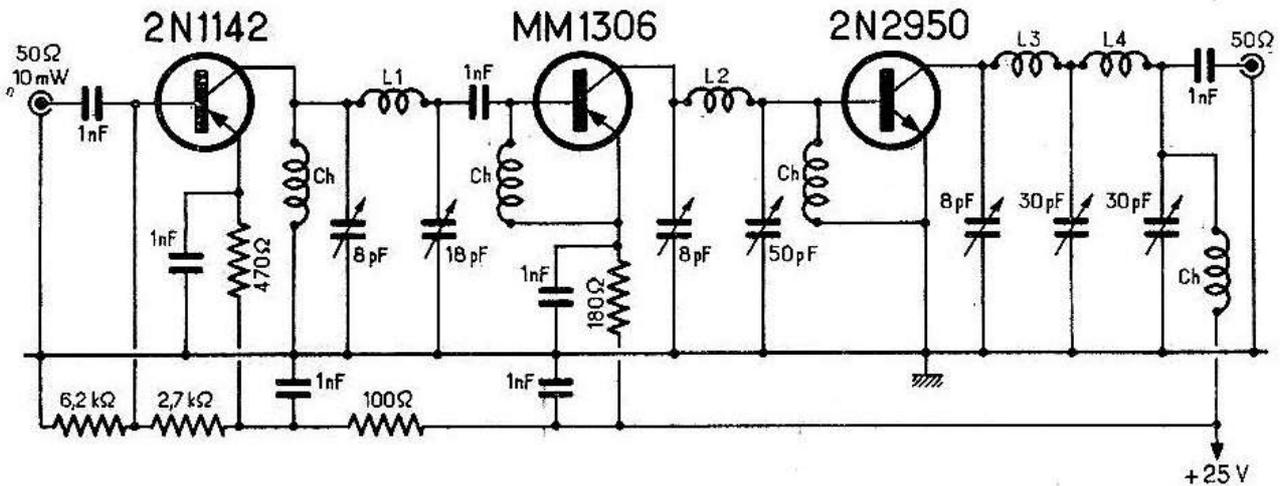


FIG. IV-25

d'autant les choses. De cette manière il ne débite que lorsqu'il est excité. On trouve simplement une résistance-série dans l'émetteur pour en limiter la tension à un maximum de 15 volts. L'entrée et la sortie sont deux circuits en pi réglés pour le maximum d'excitation sur l'étage final.

Le transistor 2N2950 (Motorola) qui l'équipe est un modèle NPN du type planar-épitaxial, spécialement étudié pour l'amplification en VHF à moyenne puissance. Avec une excitation de l'ordre du demi-watt il présente à 145 MHz un gain de 6,5 dB, sous une tension de 25 volts. Le circuit de sortie est également un circuit en « pi » qui présente, outre l'avantage d'une adaptation facile à l'antenne, celui de charger le collecteur par un condensateur, ce qui réduit l'amplitude des tensions de crête, qui sont la cause principale de la destruction des transistors utilisés en amplificateurs à hautes et très hautes fréquences.

$L_1 = 2$ tours-fil nu, 8/10 mm-diamètre 14 mm.

$L_2 = 1$ tour-fil nu 8/10 mm-diamètre 20 mm.

$L_3 = 3$ tours-fil nu 12/10 mm-diamètre 10 mm.

$L_4 = 2$ tours-fil nu 12/10-diamètre 10 mm.

Ch = 25 spires, fil émaillé 5/10 mm, en l'air, diamètre 6 mm, jointives ou, mieux, 10 spires en tore sur perle de ferrite.

Pour le fonctionnement en téléphonie par modulation d'amplitude, la tension d'alimentation doit être réduite de moitié. L'étage driver devant être modulé également pour pouvoir atteindre un pourcentage correct, il faudra y prévoir également un 2N2950. La puissance porteuse se trouve alors normalement et notablement réduite : 500 mW, mais avec une sécurité de fonctionnement absolue.

Emetteur téléphonie 2 W et son modulateur

Cet émetteur, qui met en pratique des principes bien connus, a été réalisé à de nombreux exemplaires par un groupe d'amateurs du sud-ouest et le promoteur nous ayant autorisé à le reproduire, après l'avoir réalisé nous-même, nous avons décidé de le faire figurer dans ces pages. Il peut être piloté par un VFO séparé et son prix de revient est vraiment très modique. (figures IV-26 et IV 26 bis.)

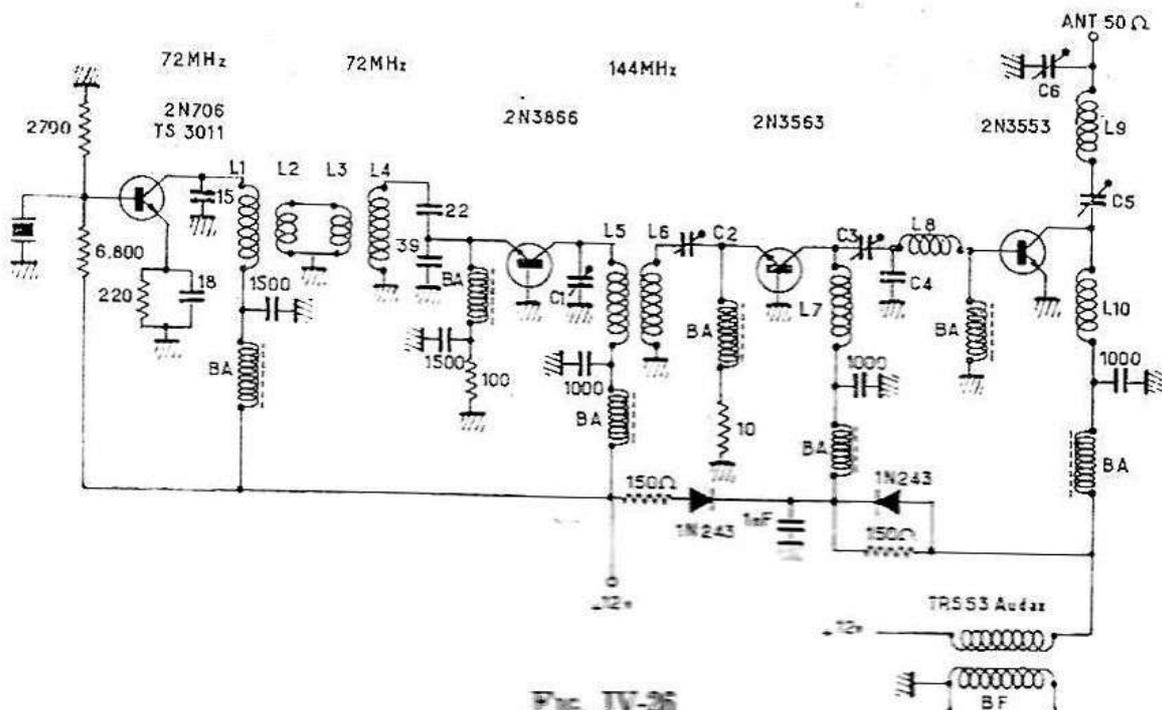


FIG. IV-26

- C_1 à C_6 = Ajustable Transco 2-25 pF, type professionnel.
- L_1 = 5 spires, 8/10 mm, \varnothing 6 mm, mandrin Lipa, à noyau.
- L_2 - L_3 = 1,5 spire 6/10 mm, isolé plastique sur L_1 et L_4 , côté froid.
- L_4 = 6 spires, 8/10 mm, \varnothing 8 mm, mandrin Lipa, à noyau.
- L_5 = 3 spires 10/10 mm argenté, \varnothing 8 mm, longueur 8 mm, mandrin Lipa.
- L_6 = 2 spires 8/10 mm, isolé plastique, entre les spires de L_5 .
- L_7 = 4 spires 12/10 mm, argenté, \varnothing 6 mm, longueur = 13 mm (en l'air).
- L_8 = 2 spires 10/10 mm, argenté, \varnothing 8 mm, longueur = 8 mm (en l'air).
- L_9 = 4 spires 10/10 mm, argenté, \varnothing 10 mm, longueur = 10 mm (en l'air).
- L_{10} = 3 spires 10/10 mm, argenté, \varnothing 10 mm, longueur = 8 mm.
- BA = Choc Coprim VK200.

L'oscillateur est un overtone, qui partant d'un quartz spécial, sort directement sur 72 MHz (overtone 5) par légère réaction d'émetteur. Le couplage à l'étage suivant est réalisé par ligne et l'ensemble L1-L4 couplé par Lz-L3 constitue un filtre de bande. Cet étage est un doubleur monté en base à la masse ce qui simplifie passablement des choses et ne présente que des avantages. Nouveau filtre de bande L5-L6 sur 144 MHz pour attaquer un driver monté de la même façon. La liaison sur le PA s'effectue par un filtre en pi, ainsi que le couplage de l'antenne.

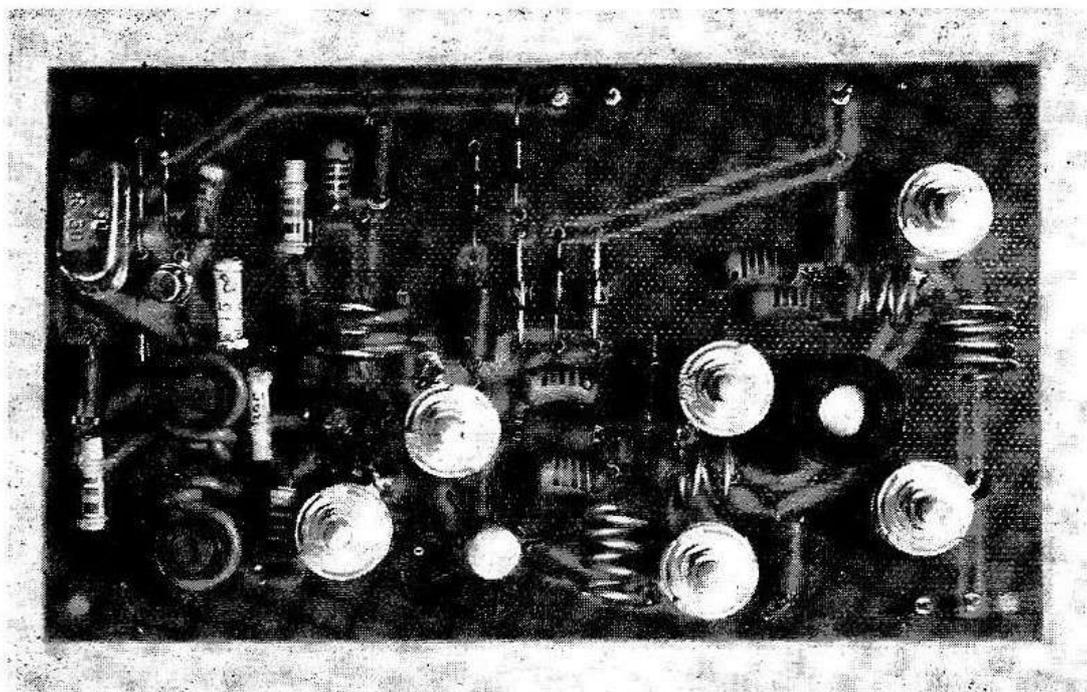


FIG. IV-26 bis

La modulation est appliquée simultanément au collecteur du PA et du driver et une paire de diodes montées tête-bêche, rabote les crêtes de modulation. Le modulateur, fig. IV-27 et IV 27 bis est très conventionnel également avec ses trois étages amplificateurs en cascade (T1 — T2 = AC127 - T3 = AC128) précédant une paire complémentaire (T4 = AD161, T5 = AD162) pouvant délivrer une puissance bien supérieure aux besoins. Ajoutons que ces deux derniers transistors sont précisément munis de refroidisseurs à ailettes. La liaison du modulateur à l'émetteur s'effectue par un transformateur Audax, commercial, on ne peut plus courant, dont les deux secondaires sont mis en parallèle et en phase.

Ainsi, le quartz mis à part, tout le matériel utilisé est pratiquement du type « grand public ».

Il nous reste à passer en revue des éléments constitutants, non précisés par ailleurs.

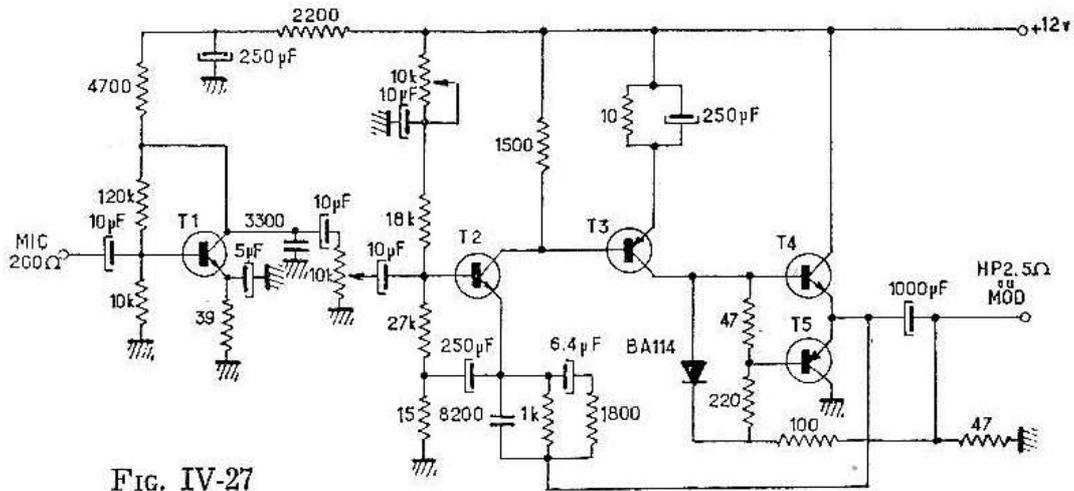


FIG. IV-27

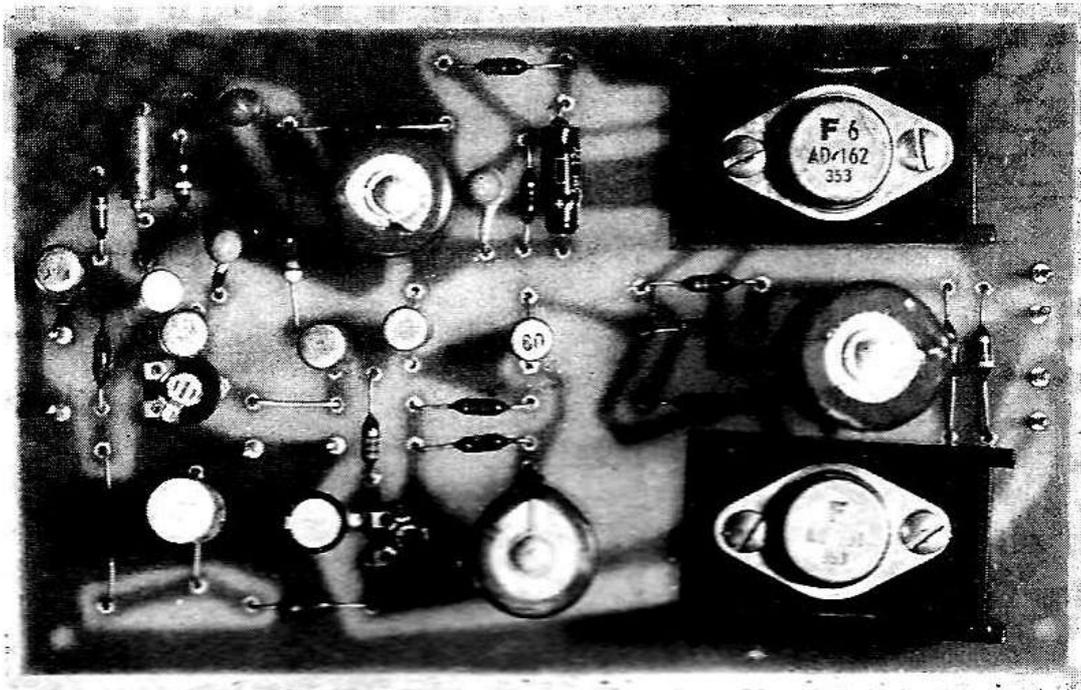


FIG. IV-27 bis

Emetteur de 4 W (145 MHz), tous transistors NPN

Cet émetteur, d'une puissance très intéressante pour les essais en portable ou en mobile, aussi bien qu'en fixe, est réalisé par la firme allemande Semcoset (Lausen) et commercialisé en France où une liaison maritime de 800 km a été établie avec ce matériel.

Lorsque l'excitation délivrée au PA est suffisante — et c'est le cas ici — on peut moduler correctement l'étage final et atteindre un niveau de 95 % avec un taux de distorsion très faible. Mais à l'opposé de ce qui se passe avec un étage de sortie à tubes, les transistors ne supportent pas les surcharges dues aux tensions modulées. Si la tension continue appliquée aux collecteurs (régime télégraphie), augmentée de pointes de tension, même brèves, de la modulation, atteint ou dépasse la tension de claquage des transistors de sortie, la jonction risque d'être détruite.

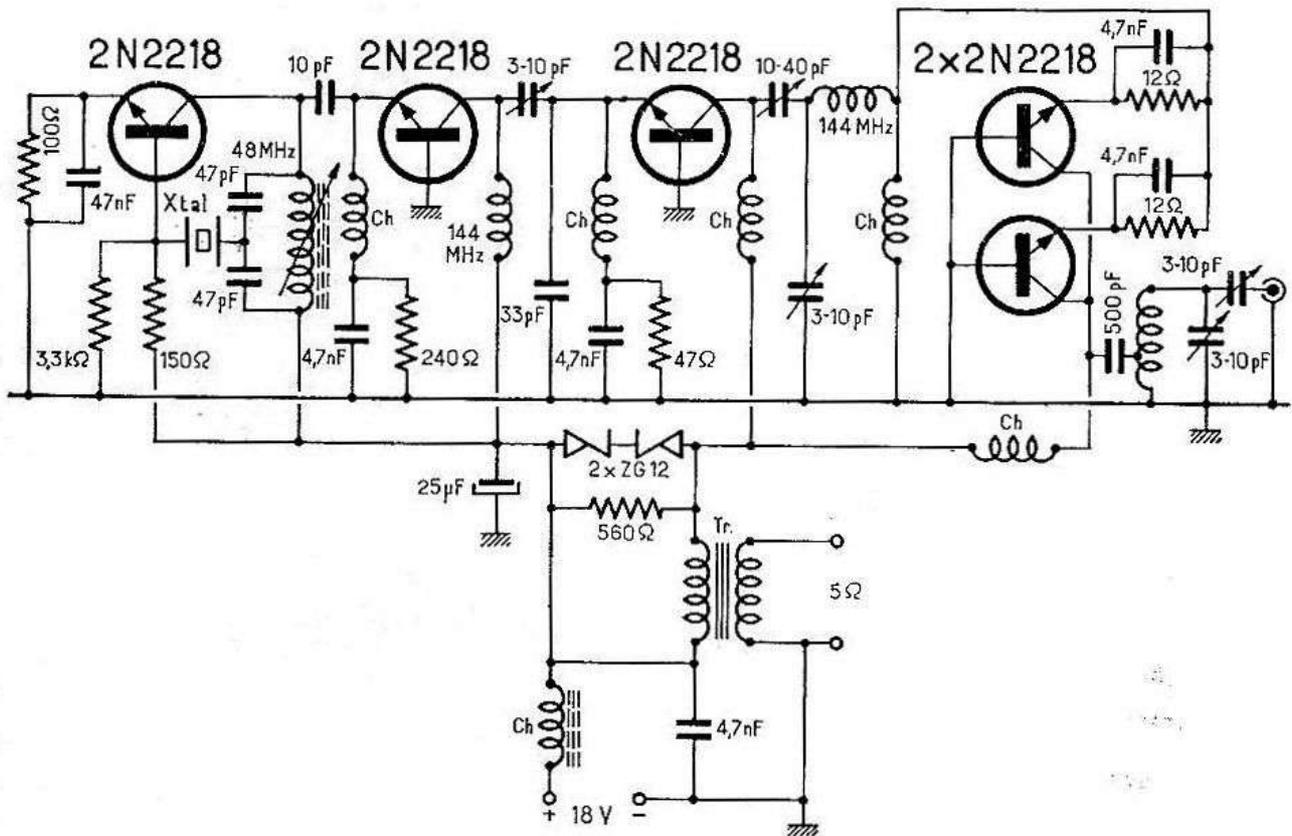


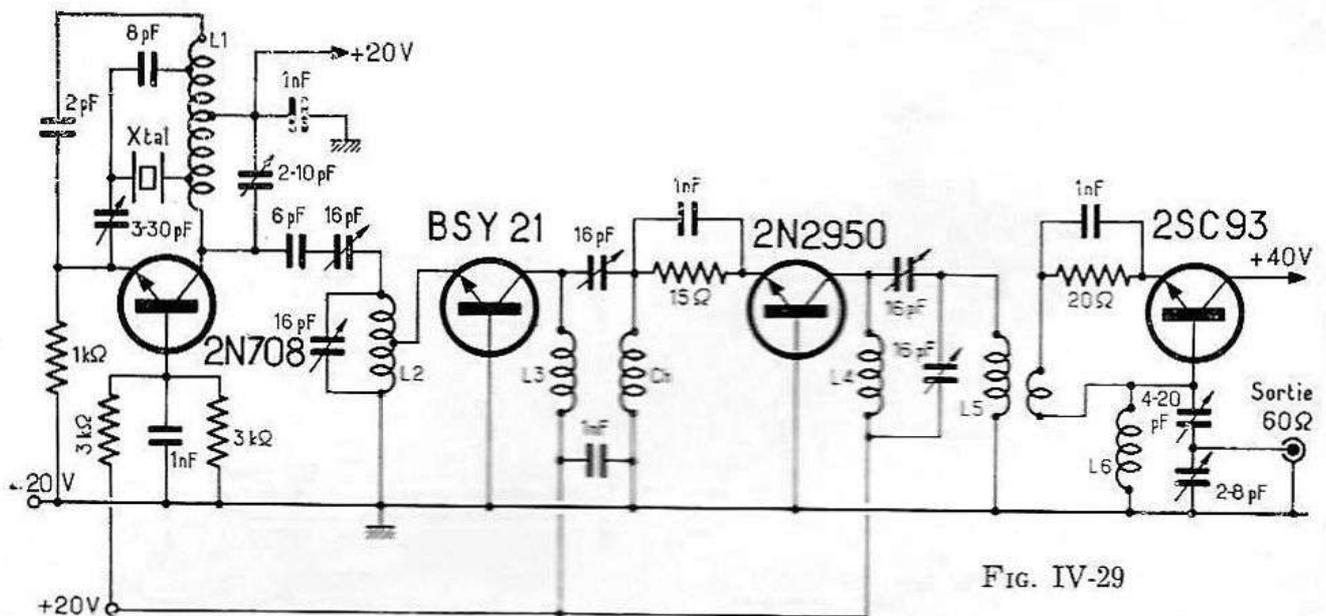
FIG. IV-28

La tension maximum appliquée aux collecteurs (tension continue + tension modulée) doit donc être limitée et ne jamais atteindre la tension de claquage, dans les pointes positives ni d'ailleurs s'annuler complètement dans les pointes négatives. Des précautions ont été prises dans ce sens : deux diodes Zener sont montées, tête-bêche, en limiteuses de tension basse-fréquence, aux bornes du transformateur de modulation.

En raison du courant permanent relativement élevé et des appels de courant du modulateur, le seul moyen d'alimentation à conseiller est l'accumulateur, à l'exclusion des batteries de piles qui sont insuffisantes et fournissent une tension fluctuante.

Emetteur 145 MHz - 6 W HF

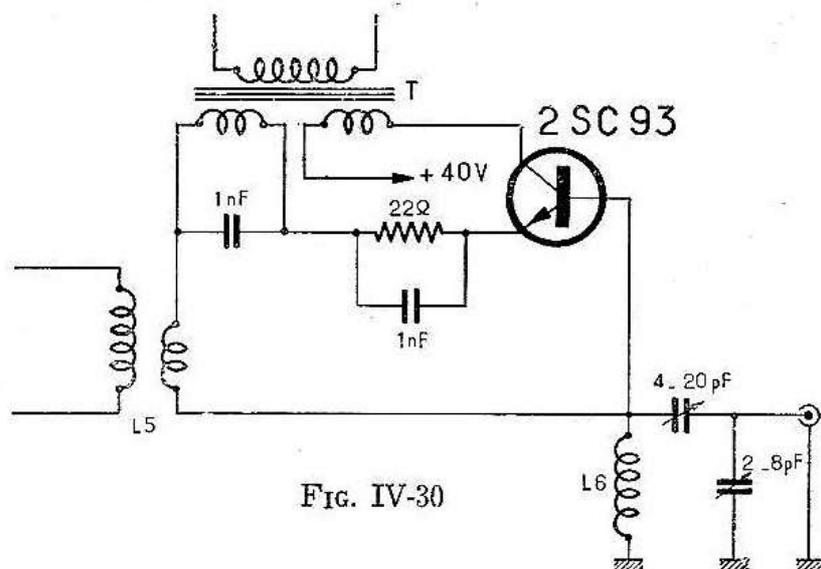
C'est l'un des émetteurs de puissance notable que l'on puisse réaliser — du moins à l'époque à laquelle nous écrivons ces lignes et compte tenu qu'elles s'adressent à des amateurs donc, avec les moyens dont peut disposer un amateur. — En effet, nous savons fort bien que par ailleurs, des laboratoires spécialisés ont fait des études et réalisé des maquettes d'émetteurs infiniment plus puissants mais qui excèdent les moyens matériels et techniques courants. A quoi servirait de présenter des maquettes dont les transistors ne sont pas commercialisés ou dont le prix correspond à une petite fortune ?... Or le coût de l'émetteur que nous décrivons ci-dessous ne dépasse pas 300 F et c'est pourquoi nous pensons qu'il entre dans la catégorie des choses accessibles (fig. IV-29).



Détail des bobinages :

- L_1 = fil argenté 10/10 mm, diamètre 10 mm, 4 spires, avec une prise à chaque spire
- L_2 = fil argenté 2/10 mm, diamètre 8 mm, 2 spires, prise entre 1 et 1 1/2 spire
- $L_3 = L_4 = L_5 = L_6$ = fil argenté 20/10 mm, diamètre 8 mm, 2 spires
- Boucle de couplage à $L_6 = 1$ spire.

Il ne comporte que 4 étages grâce à l'utilisation d'un quartz (overtone 7) oscillant directement sur 144 MHz. De tels quartz sont disponibles en particulier chez Siemens et peut-être chez d'autres fabricants. C'est une question à poser aux spécialistes français de la piézo-électricité. Malgré cette fréquence de départ élevée la stabilité est plus que satisfaisante puisque entre 20 et 40° on ne constate qu'une dérive de 5 kHz. Dans le schéma d'oscillateur overtone préconisé, la capacité interne du transistor est neutralisée par le condensateur de 2 pF qui réunit l'extrémité de L_1 à l'émetteur.



Avec certains transistors à faible capacité interne, cette précaution peut même être omise. Le condensateur de 8 pF a pour but de neutraliser la capacité du quartz et de son support. L'ajustable de 30 pF entre quartz et émetteur compense le déphasage d'entrée et le condensateur de 6 pF partant du collecteur permet d'amener l'impédance de sortie à 50 Ω aux extrémités de laquelle on peut mesurer jusqu'à 110 mW HF, pour une puissance appliquée de 160 mW... Mais pour une meilleure stabilité et étant donné que l'étage suivant n'en demande pas tant, on limite la puissance à une valeur moitié moindre, ce qui permet cependant de recueillir aux bornes de L_3 , une puissance de 400 mW. Ces deux transistors sont des BSY21 (Intermetall) et comportent chacun un radiateur.

Le 3^e étage (2N2950 Motorola) délivre une puissance supérieure à un watt et pourrait déjà constituer un émetteur honnête. Il attaque un PA, équipé d'un 2SC93 (Nippon Electric Corporation) monté en collecteur commun selon un schéma étudié et adopté par Texas Instruments.

Ces deux transistors sont également munis de radiateurs.

La modulation, au moyen d'un transformateur à deux secondaires est appliquée à la fois à l'émetteur et au collecteur comme le montre la figure IV-30. La puissance prise par l'étage final étant de 12 W, la puissance BF nécessaire est de 6 W et le pourcentage moyen de 80 % est facilement atteint.

Essais de transistors de puissance sur 145 MHz

Ce ne sont pas à proprement parler des descriptions pratiques d'émetteurs dans le sens de « prêt à copier », mais elles pourront certainement guider utilement ceux qui veulent se livrer à l'expérimentation des transistors de puissance.

On part d'un exciteur donnant au minimum 300 mW HF.

1° PA de 2W HF. Le transistor utilisé est un 80T2, (Sesco), NPN au silicium, à structure planar interdigitale épitaxiale prévu pour sortir 4W sur 70 MHz.

De nombreux schémas ont été expérimentés. Finalement, on s'est arrêté à un schéma prôné par RCA et qui s'est révélé d'une grande souplesse de réglage et d'une parfaite stabilité (fig. IV-31). Le collecteur étant relié au boîtier, il est nécessaire de l'isoler du châssis tout en assurant le meilleur refroidissement possible. Il faudra donc le munir d'un refroidisseur efficace.

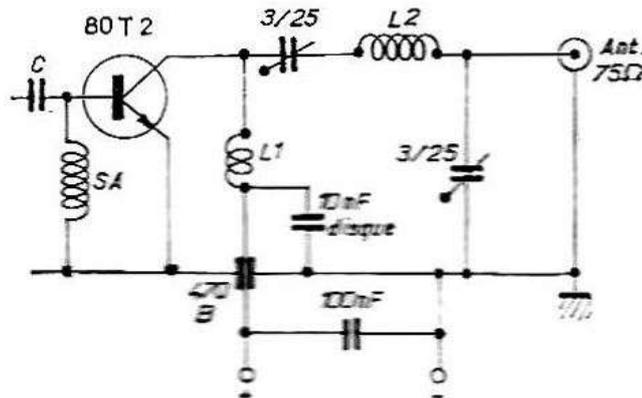


FIG. IV-31

Le condensateur ajustable relié au collecteur et qui doit évidemment être isolé de la masse est soudé sur l'extrémité d'un petit isolateur Métox en téflon du type serti dans le châssis. Les selfs L_1 et L_2 ne doivent pas être couplées entre elles, il suffira de les disposer à 90° l'une par rapport à l'autre.

Les valeurs indiquées sur le schéma correspondent à l'utilisation en étage final attaquant une antenne de 75Ω . Elles ne sont valables que dans ce cas et devraient subir des corrections si l'impédance de charge était de valeur notablement différente.

Avec une excitation d'environ 260 mW, la puissance de sortie sous 24 V de tension V_{ce} est de l'ordre de 2 W ; le courant collecteur est d'environ 90 mA, le gain en puissance est donc de l'ordre de 9 dB et le rendement collecteur de l'ordre de 80 %. La puissance dissipée n'est que d'environ 400 mW et, en fait, l'élévation de température du boîtier du transistor se situe autour de 10°C seulement au-dessus de la température ambiante.

Ce régime s'entend en CW et si l'on voulait moduler cet étage il y aurait lieu naturellement de réduire la tension d'alimentation aux environs de 13 V seulement, la puissance de sortie étant naturellement plus faible dans ce cas (environ 1 W).

$L_1 = 1 \text{ sp. } 15/10 \text{ arg. } \varnothing 9 \text{ L } 5 \text{ mm.}$

$L_2 = 3 \text{ sp. } 15/10 \text{ arg. } \varnothing 10 \text{ L } 9 \text{ mm.}$

SA = 10 spires 4/10 émaillé en tore sur perle ferrocube $\varnothing 3-6$
1 8.

C = Condensateur éventuel d'isolement en continu.

B = Condensateur « traversé » ou « bouton ».

2° PA 6 W HF. Le transistor essayé est un transistor japonais de la Nippon Electric du type 2SC93 que l'on peut se procurer chez quelques revendeurs d'Allemagne Fédérale. Son prix est raisonnable.

C'est un transistor NPN silicium de type Méso classique dont le rendement est assez nettement inférieur à ceux du genre 80T2 par exemple, mais il reste cependant fort intéressant pour les amateurs en raison de son prix qui est véritablement bas pour un transistor de cette puissance.

Le schéma est le même que celui de l'étage 80 T2 précédent (fig. IV-32) mais il faut, en raison de la puissance appliquée plus élevée, prévoir un radiateur plus large.

Cet étage est attaqué par le premier PA muni du 80T2 réglé pour donner environ 1,3 W de puissance de sortie (alimentation sous 18 V). Afin d'obtenir une adaptation correcte de la sortie de ce PA sur l'entrée de l'étage final, il est nécessaire d'ajouter une capa mica de 15 pF en parallèle sur la capa ajustable de sortie et, naturellement, de revoir les réglages.

$L_1 = 1 \text{ sp. } 18/10 \text{ arg. } \varnothing 8 \text{ L } 6 \text{ mm.}$

$L_2 = 3 \text{ sp. } 18/10 \text{ arg. } \varnothing 10 \text{ L } 13 \text{ mm.}$

SA = 10 sp. 5/10 ém. en tore sur perle ferroxcube \varnothing 3-6 1 8

B = Condensateur « traversée » ou « bouton ».

Ces valeurs conviennent pour l'attaque d'une antenne de 75Ω . La puissance de sortie de 6 W HF a été obtenue avec une tension Vce de 40 V, le courant collecteur étant de 310 mA. Le gain en puissance se situe aux environs de 6,5 dB et le rendement collecteur aux environs de 38 % seulement, la puissance dissipée étant d'environ 6.3 W.

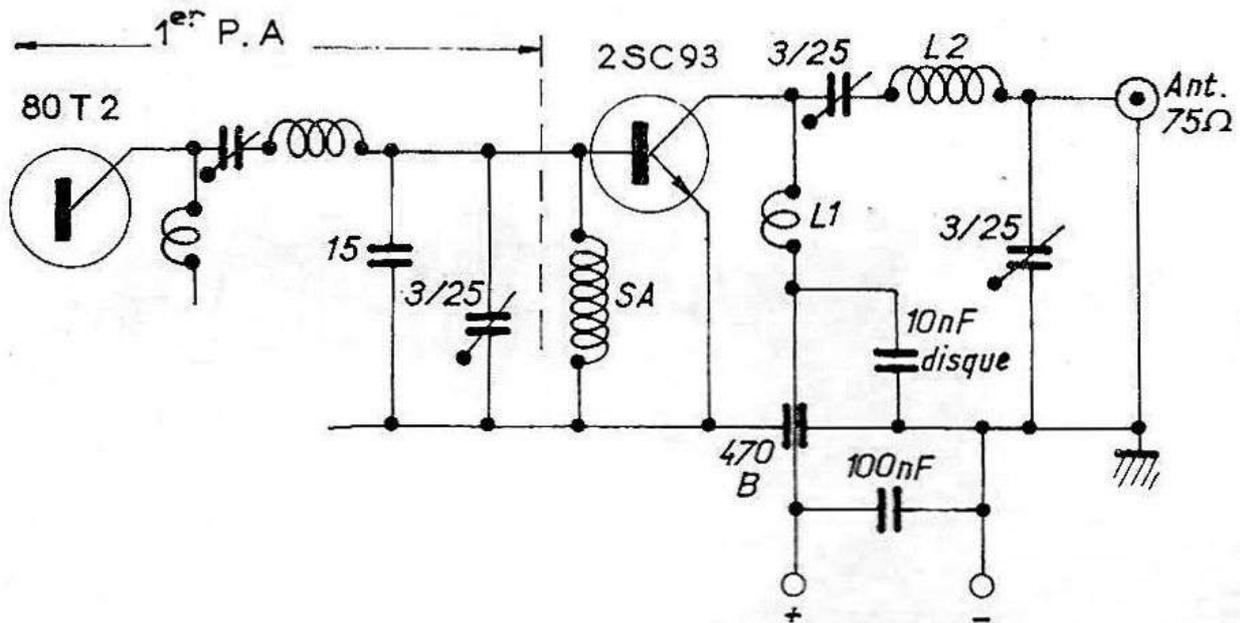


FIG. IV-32

De même que pour l'essai précédent, il y aurait lieu de réduire à 20 V la tension alimentation si on désirait fonctionner en régime modulé et la puissance HF se trouverait réduite à environ 3 W.

Un contrôle fait à la sortie de l'étage final avec un ondemètre à diode n'a permis de déceler aucune trace de fréquences parasites.

Tous les étages fonctionnant au moins en classe B, les débits collecteurs retombent tous à zéro en coupant l'excitation.

Comme on le voit, on s'achemine peu à peu vers des puissances « confortables ».

Bien sûr, ces résultats entraînent souvent l'usage de tensions d'alimentation relativement élevées, mais on sait parfaitement les produire maintenant en partant des 6 ou 12 V d'une batterie grâce aux mutateurs à transistors et cela avec un bon rendement, de sorte que l'alimentation ne pose pratiquement pas de problème majeur.

Suggestions pour d'autres étages de puissance

On peut, comme il a été dit ci-dessus, à partir d'un émetteur de faible ou moyenne puissance (100 mW à 1W, HF) entreprendre la réalisation de stations plus efficaces en les faisant suivre d'étages comportant des transistors de puissance. On notera que les transistors au silicium, spécialement destinés à l'amplification VHF ont un meilleur rendement et sont d'un prix d'achat moindre que les transistors au germanium. Ils sont aussi moins sensibles, au moins dans certaines limites, aux élévations de température. Nous trouvons, figure IV-33, un autre exemple d'étage de puissance qui, pour une excitation de 200 mW, délivre, 2,5 W HF, ce qui constitue une puissance intéressante.

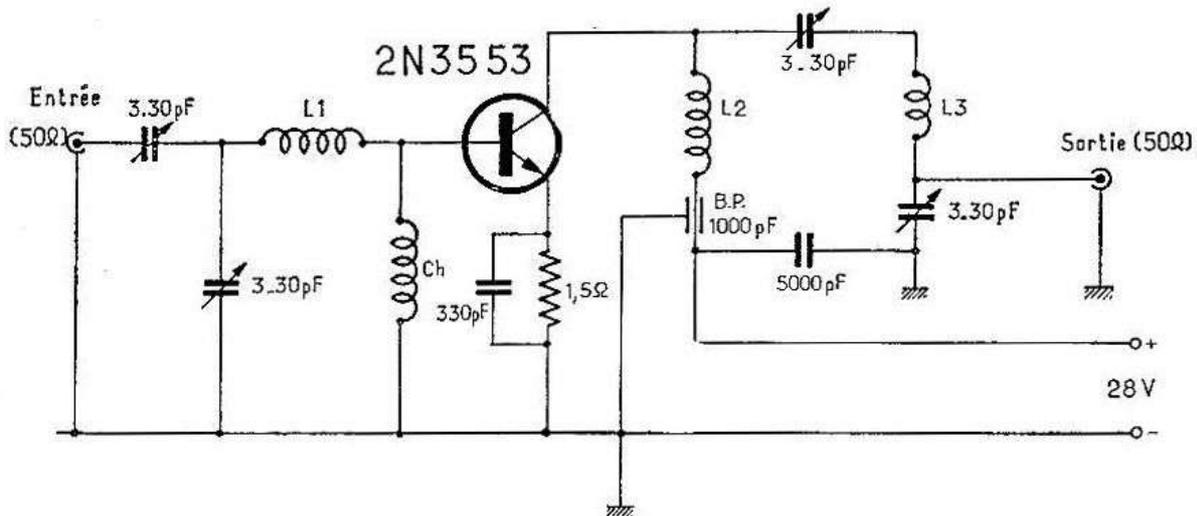


FIG. IV-33

Il est néanmoins nécessaire de disposer de 28 V pour « sortir » une telle puissance. Les adaptations de sortie et d'entrée (50 Ω) s'effectuent par des circuits en « pi ». Les valeurs à adopter sont :

$L_1 = L_2 = 2$ tours, fil argenté 10/10 mm. Diamètre 5 mm. Longueur 6 mm.

$L_3 = 4$ tours, fil argenté 10/10 mm. Diamètre 10 mm. Longueur 10 mm.

Ch = VK 200.

Un deuxième exemple, partant d'une puissance HF d'excitation plus élevée (1 W) appliquée à la base d'un transistor 2N3632, Motorola, monté en émetteur commun également (fig. IV-34) montre un étage pouvant délivrer plus de 10 W de sortie.

$L_1-L_3 = 4$ tours fil argenté 8/10 mm, diamètre 7 mm. Longueur 5 mm.

$L_2 = 1$ tour, fil argenté 10/10 mm, diamètre 7 mm.

$L_4 = 3$ tours, fil argenté 10/10 mm, diamètre 7 mm. Longueur 7 mm.

Ch = VK 200.

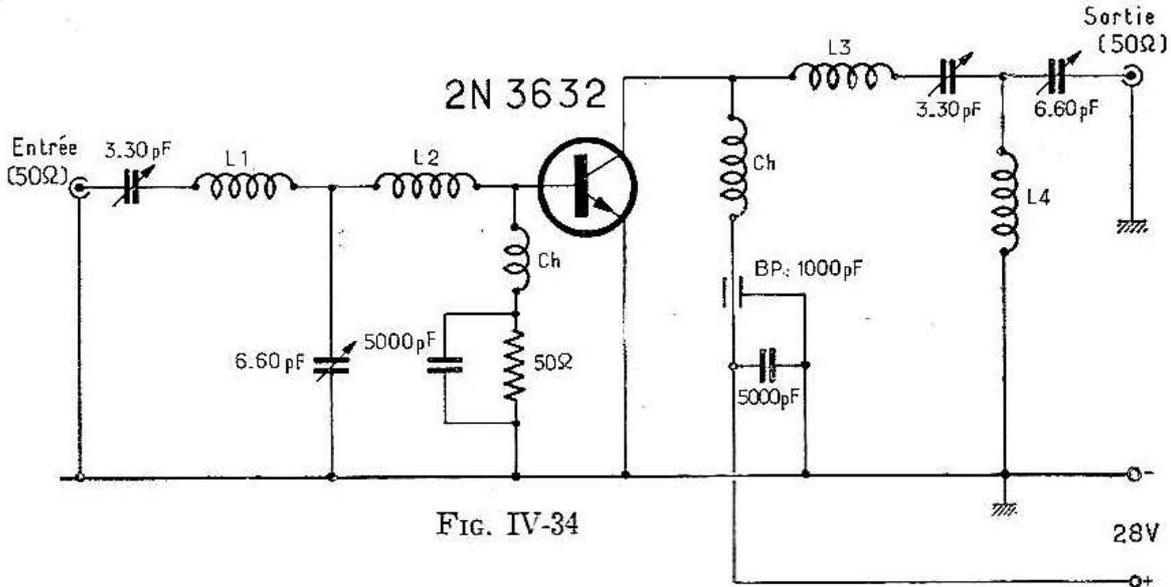


FIG. IV-34

Pour obtenir des étages VHF de puissance un rendement intéressant, il faut choisir les transistors qui leur sont destinés, non seulement en fonction de leurs possibilités en tension et courant mais surtout en fonction de leur fréquence limite d'utilisation qui doit être le plus élevée possible et au maximum le double de la fréquence de travail. On ne perdra pas de vue, non plus, qu'un étage trop faiblement excité a un mauvais rendement et que, dans le cas inverse, une excitation trop généreuse conduit à une dissipation élevée et dangereuse sans augmentation de la puissance de sortie.

Émetteur complet - Puissance 7 W (12 V)

Faisant suite aux étages PA de puissance notable, voici la description d'un émetteur complet avec sa modulation. Il présente l'avantage d'être alimenté en 12 V et par conséquent de pouvoir fonctionner en mobile ou en fixe sur batterie ce qui en rend l'utilisation universelle. La puissance qu'il délivre autorise tous les espoirs de liaisons à grandes distances. Elle a d'ailleurs été mesurée très précisément sur une « Thermaline ».

Le fait de partir d'un quartz 72 MHz économise des étages multiplicateurs et permet d'atteindre 144 MHz avec seulement deux transistors au niveau de la bobine L_2 . Les trois autres étages sont des amplificateurs, de puissance régulièrement croissante, et les circuits ont été étudiés pour une parfaite adaptation et une transmission optimum d'énergie. Le driver et le PA, seuls sont modulés, recevant à la fois la tension de 12 V et la tension modulée qui s'y superpose. Le fait de fournir, figure IV-35, le schéma, et figure IV-36, le plan du circuit imprimé avec son implantation nous dispensera de longs commentaires : il n'y aura qu'à copier, purement et simplement ! Tous les transistors sont munis de refroidisseurs (sauf le 2N 2369), le driver et le PA, en particulier, sont munis de radiateurs de grande surface, en raison de la puissance qui leur est appliquée. Les 2 capacités variables du PA sont des condensateurs différentiels (Aréna = 15 pF). L'amplificateur BF comporte un préamplificateur à transistor à effet de champ (TIS34 ou 2N3823) séparé, logé dans le micro à haute impédance préconisé (cristal). En raison de l'impédance faible de l'étage suivant, les tensions amplifiées sont prélevées sur la source. Corrections de tonalité et contre réaction font de cet amplificateur un ensemble de très bonne qualité. L'étage final, une paire complémentaire (AD161 + AD162) est chargée par le transformateur de modulation qu'il sera facile de réaliser de la manière suivante, à partir d'une carcasse de transformateur de haut-parleur du circuit magnétique 50 × 60 : Le primaire comportera 60 spires de fil émaillé de 8/10 mm, le secondaire, 120 spires. On commencera par bobiner le secondaire sur le noyau, puis le primaire. On ménagera un entre fer de quelques dixièmes de mm pour éviter la saturation du noyau. La mise au point de l'émetteur est réduite à l'entrée en oscillation du pilote et à l'alignement de tous les circuits pour obtenir, sur une charge qu'il ne faut pas omettre, dès qu'on applique l'alimentation, le maximum de HF.

Le cliché de la figure IV-36 bis montre la réalisation terminée.

Toutes les bobines qui suivent sont faites « en l'air » (fil argenté 12/10 mm) et de diamètre intérieur 6 mm.

$L_1 = 7$ tours

$L_2 = 3$ tours

$L_3 = 3$ tours

$L_4 = 4$ tours

$L_5 = 3$ tours

$L_6 = 4$ tours

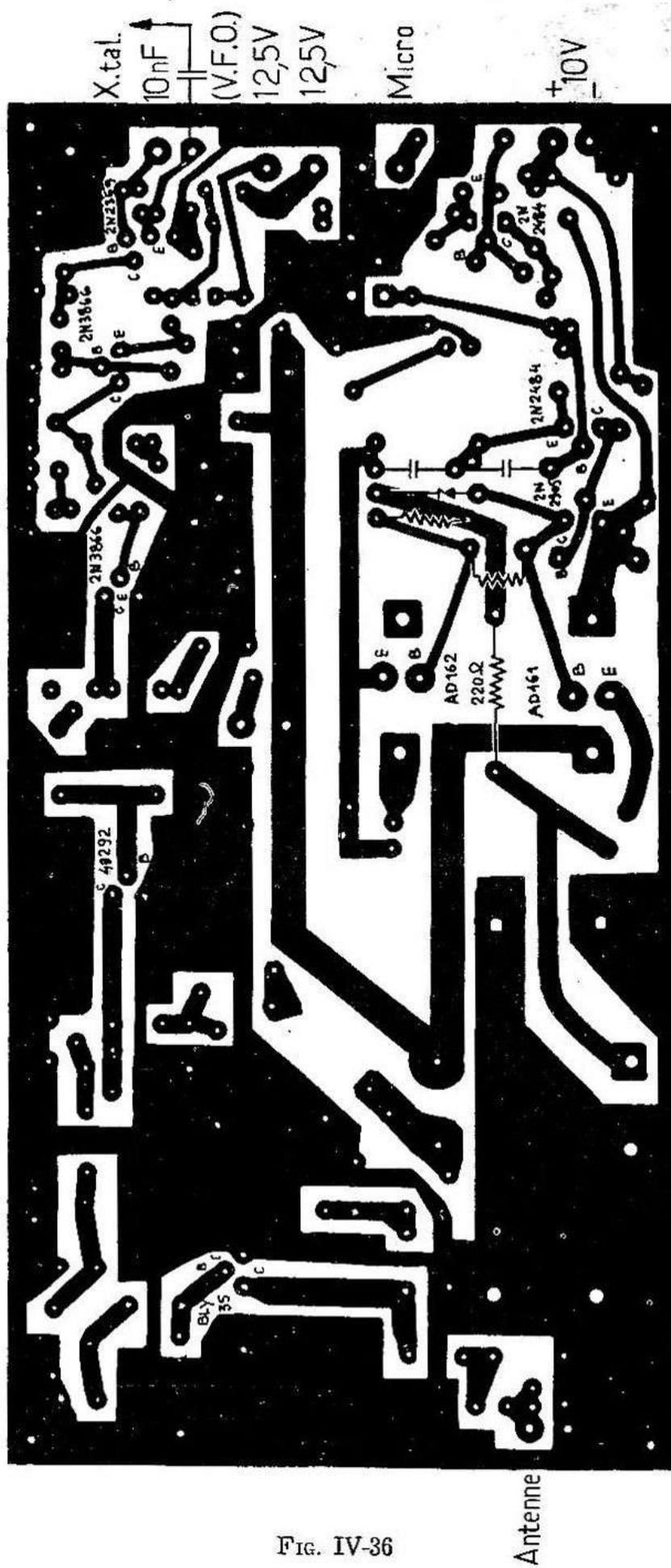


FIG. IV-36

$L_1 = 3$ tours

$L_2 = 3$ tours

$L_3 = \varnothing 9,5$ mm, même fil, 3 tours, longueur 1 cm.

Ch = self de choc ferrite. VK200.

Les dimensions du circuit imprimé sont 230×110 mm.

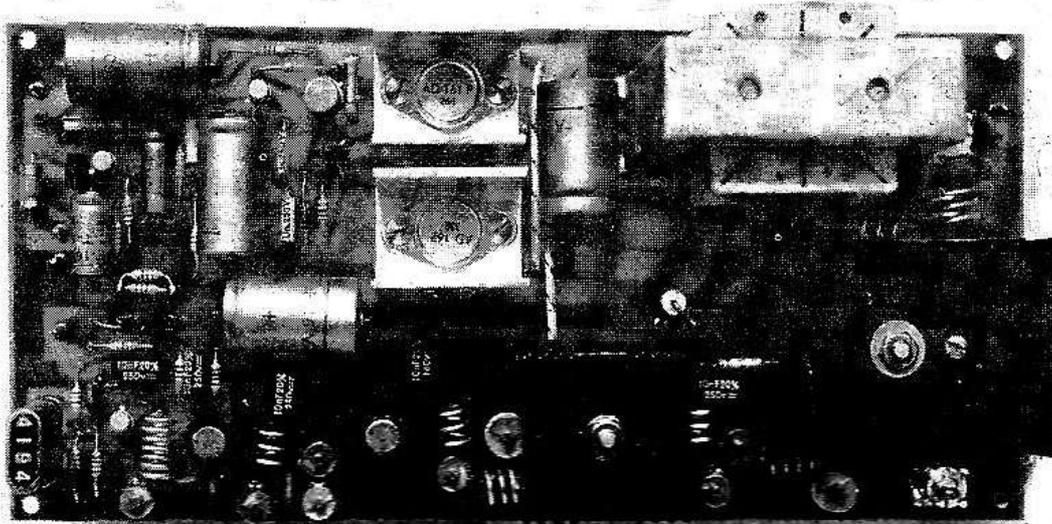


FIG. IV-36 bis

Le passage sur VFO consiste, tout simplement, à ramener, par commutation, un découplage de l'émetteur, de 10 nF à la masse. On pourra, dans cette éventualité, prévoir également une commutation de l'alimentation pour le calage du VFO, sans apporter de perturbation sur la bande.

Emetteur téléphonique 10 Watts (12 V)

(figure IV-37)

Voici encore un émetteur complet avec son modulateur. L'ensemble est alimenté sous 12 volts et convient parfaitement au trafic en mobile. Sans entrer dans le détail, nous allons passer en revue les différents étages. L'oscillateur est stabilisé par un quartz 72 MHz (overtone 5). La réaction s'effectuant ici, de collecteur à base, dans un montage en émetteur commun, il suffit d'enlever le quartz pour faire, de cet étage, un amplificateur ou un doubleur et, par conséquent, on peut le faire précéder d'un VFO, ce qui

constitue une commodité supplémentaire. Ce montage est bien connu et fonctionne parfaitement. Si le quartz est vraiment actif, l'oscillation démarre dès que L_1 résonne sur 72 MHz. On vérifiera la fréquence au grid-dip afin de s'assurer que l'on n'est ni sur l'harmonique 3 (43 MHz), ni sur l'harmonique 7 (100 MHz). Lorsque ce doute est levé, on accorde L_2 puis L_3 sur 144 MHz. Cette partie du montage constitue l'excitateur et se trouve enfermée dans un compartiment étanche au point de vue HF. Les deux étages suivants sont des tampons-drivers et le PA comporte deux 40292 (RCA) en parallèle, avec adaptation par filtres en pi à l'entrée comme à la sortie. Le processus de réglage consiste à insérer dès que la tension d'alimentation est appliquée, une charge fictive finale, non réactive, et à agir sur tous les condensateurs ajustables pour obtenir le maximum de sortie HF, en commençant, bien entendu, par les plus petits étages et en progressant vers la sortie.

Le modulateur, très élaboré, comporte, à l'entrée, un étage préamplificateur à effet de champ (2N3 823). C'est dire qu'il est prévu pour un microphone à haute impédance du type piézo-électrique. La charge du drain est un potentiomètre de 10 k Ω , sur lequel sont prélevées les tensions BF préamplifiées qui vont attaquer la base d'un 2N2906 monté en émetteur commun auquel est appliquée une forte contre-réaction. Tous les étages qui suivent sont à liaison directe et l'étage final est une paire complémentaire BDY10 - ASZ15 chargée par un transformateur approprié, facilement réalisable sur un circuit magnétique de 50 \times 60 avec un entre-fer de 5/10 mm, fil de 8/10 mm émaillé pour les deux enroulements, sans isolement particulier. Primaire : 60 tours. Secondaire : 120 tours. La modulation est appliquée simultanément, non seulement aux collecteurs du PA, mais à l'étage driver et partiellement à l'étage d'entrée. Nous n'avons pas étudié de circuit imprimé pour ce montage mais il reste loisible à chacun de l'envisager ou de faire une réalisation conventionnelle sur châssis. Ce montage comporte un certain nombre d'analogies avec le précédent mais en raison du nombre d'étages plus grand et d'une puissance disponible plus importante, il est moins économique. La réalisation des bobinages sera faite en fil argenté de 12/10 mm, « en l'air ».

L_1 = 9 spires - \varnothing 6 mm - longueur 20 mm. Prise à 4 spires de la masse.

L_2 — L_2 = 4 spires - \varnothing 6 mm - longueur 15 mm.

L_3 = 4 spires - \varnothing 6 mm - longueur 12 mm.

L_4 — L_4 = 3 spires - \varnothing 6 mm - longueur 10 mm.

$L_7 = 4$ spires - \varnothing 6 mm - longueur 10 mm.
 $L_8 = 1$ spire - \varnothing 8 mm - longueur 3 mm.
 Ch = Coprim. (0,47 μ H) ferrite.

Emetteur 144 MHz - 10 W HF

C'est un montage proposé par TRW (Technique et Produits). Il a été réalisé d'après le manuel d'application et avec du matériel d'importation de la firme précitée.

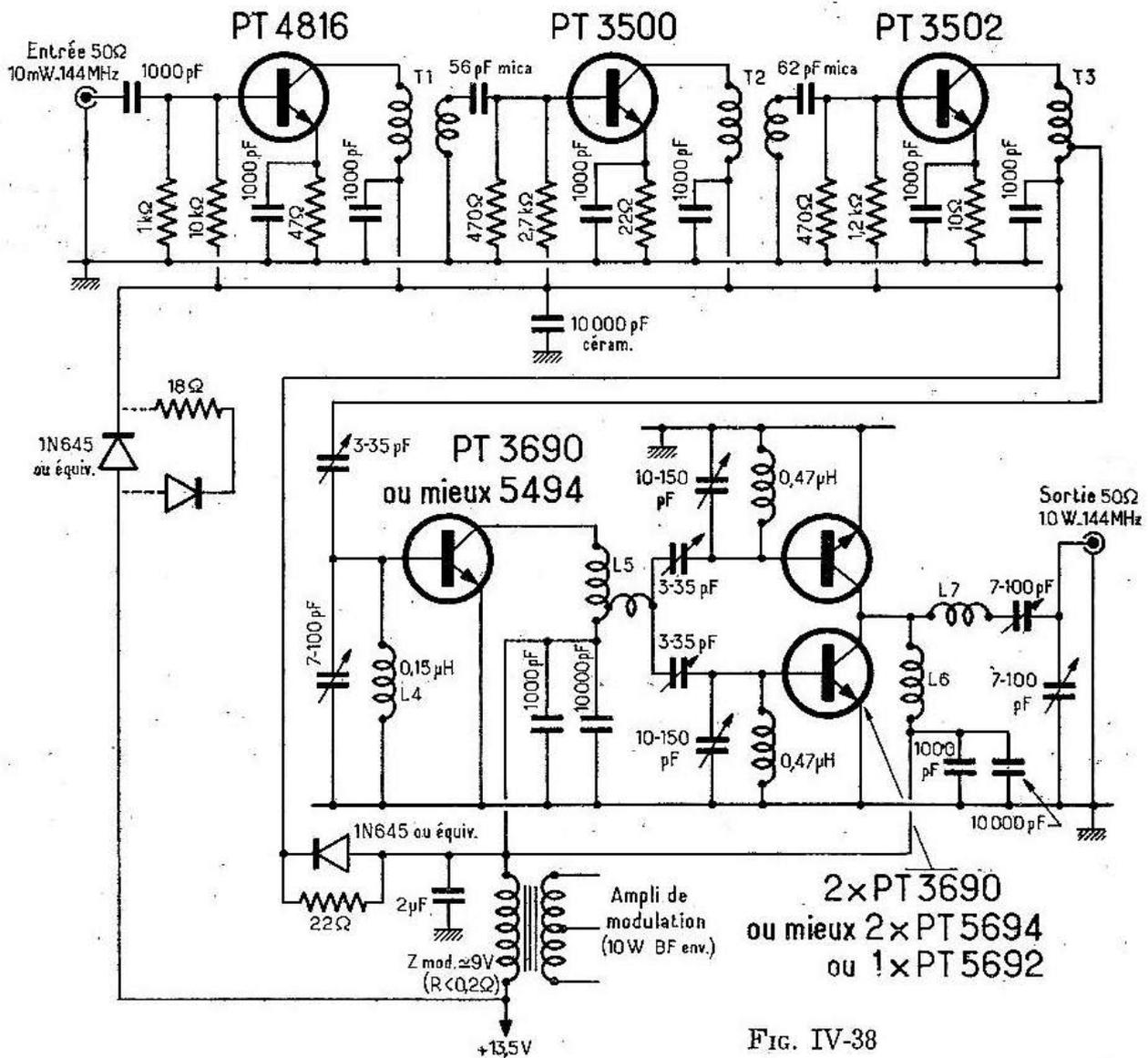


FIG. IV-38

Partant d'un exciteur 144 MHz, délivrant 10 mW, on peut en tirer 10 W HF à partir d'une tension d'alimentation de 13,5 V, ce qui est très séduisant, mais le prix de revient l'est beaucoup moins car les

transistors utilisés sont très chers et il reste, faute de solides connaissances, le risque d'une fausse manœuvre amenant leur destruction rapide.

Nous donnons, néanmoins, à titre documentaire, la valeur des éléments utilisés. On remarquera que jusqu'à l'étage driver, on retrouve les éléments et les valeurs de l'émetteur 1 W. Toutefois le transistor d'attaque est un PT3690 ou mieux 5494, comme il a été suggéré dans la version 4 W, car l'excitation doit être généreuse (fig. IV-39).

Les valeurs propres à cette version sont :

$L_4 = 2$ tours, diamètre 6,5 mm, longueur 13 mm, fil 16/10 mm.

$L_5 =$ Ligne de 19 mm de long en fil 16/10 mm.

$L_6 = L_7 =$ comme L_4 , mais longueur 19 mm 16/10 mm.

$T_1 =$ Primaire 5, 1/2 tours-Secondaire = 2 tours, noyau magnétique, fil 8/10 mm.

$T_2 =$ Primaire 5 tours-Secondaire = 1, 1/4 tour, noyau magnétique, même fil.

$T_3 = 5$ tours, avec noyau magnétique et prise à 3/4 tour du + fil de 1 mm.

Étage de sortie de puissance (12 W)

Prévu pour être excité par un émetteur donnant 600 mW, cet amplificateur (fig. IV-39) à deux étages peut fournir à l'antenne une puissance de 12 W. Il utilise pour le premier étage un BLY 14 et pour le second un BLY 21. L'alimentation 28 V peut être faite par un convertisseur continu-continu.

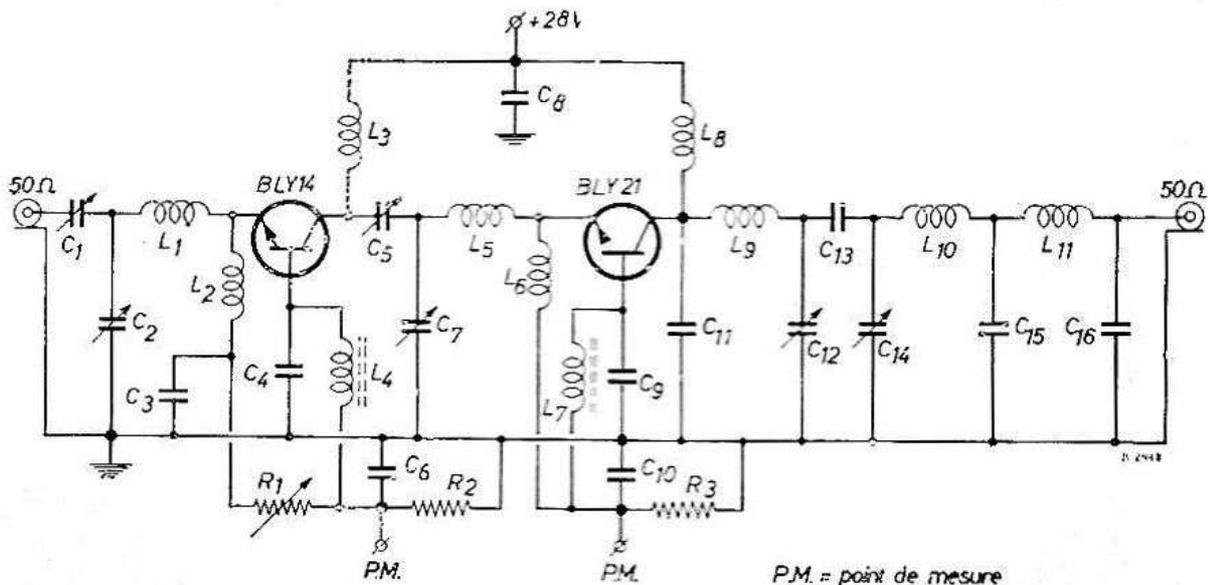


FIG. IV-39

A l'entrée de l'amplificateur et entre les deux étages, un circuit en T est utilisé pour l'accord et l'adaptation. Le circuit de sortie se compose d'un double circuit accordé passe bande suivi d'un filtre en passe-bas. Dans les circuits d'alimentation, les bobines d'arrêt et les capacités de découplage sont calculées pour éviter les oscillations parasites dans les conditions normales de fonctionnement (de + 10 à - 20 % de la tension nominale d'alimentation) et pour une charge de 50 Ω . De même il est prévu une petite capacité entre le collecteur du transistor de sortie et la masse. Cette capacité a pour effet d'améliorer la linéarité de la variation de capacité collecteur-base, réduisant ainsi les possibilités d'oscillations paramétriques.

Le courant de collecteur et, de même, la puissance de sortie peuvent être contrôlés au moyen d'une résistance variable dans le circuit de l'émetteur du premier transistor ; R_2 et R_3 sont des résistances servant uniquement à la mesure du courant de collecteur des transistors.

La fig. IV-40 donne le schéma d'un convertisseur équipé de deux transistors BDY 10 et dont la tension de sortie est de 28 V. R_4 et R_5 limitent le courant de base à une valeur juste suffisante au maintien de l'oscillation, pour une charge correspondant à une puissance de sortie de 35 W.

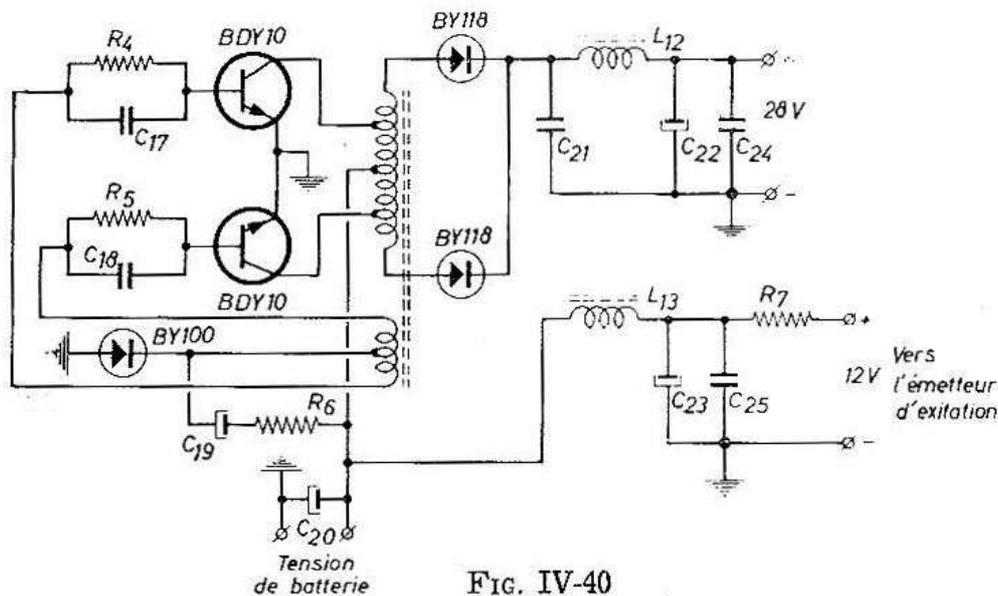


FIG. IV-40

Valeur des éléments :

C_1 : 25 pF (ajustable) ; C_2 : 25 pF (ajustable) ; C_3 : 10 nF ; C_4 : 100 pF ; C_5 : 25 pF (ajustable) ; C_6 : 220 nF ; C_7 : 25 pF (ajustable) ; C_8 : 33 nF ; C_9 : 100 pF ; C_{10} : 10 nF ; C_{11} : 3,9 pF ; C_{12} : 25 pF (ajustable) ; C_{13} : 2,7 pF ; C_{14} : 25 pF (ajustable) ; C_{15} :

56 pF ; C_{16} : 27 pF ; C_{17} : 0,68 μ F ; C_{18} : 0,68 μ F ; C_{19} : 100 μ F (25 V) ; C_{20} : 100 μ F (25 V) ; C_{21} : 1 μ F (polyester) ; C_{22} : 8 μ F (300 V) ; C_{23} : 40 μ F (16 V) ; C_{24} : 1 μ F (polyester) ; C_{25} : 0,47 μ F (polyester).

R_1 : 15 ohms (potentiomètre bobiné) ; R_2 : 0,2 ohm (1 %) ; R_3 : 0,05 ohm (1 %) ; R_4 : 10 ohms (1 W) ; R_5 : 10 ohms (1 W) ; R_6 : 68 ohms (0,5 W) ; R_7 : 12 ohms (0,5 W).

Bobinages :

L_1 : 1 tour de 6 mm de diamètre intérieur ; + 20 mm en fil droit, diamètre du fil : 1 mm ; L_2 : 0,1 μ H ; 6 tours de fil cuivre émaillé de 6/10 mm ; diamètre intérieur : 5 mm ; L_3 : 1,5 μ H ; 32 tours de fil 3/10 cuivre émaillé : diamètre intérieur : 4,3 mm ; L_4 : bobine d'arrêt VK200/10 3B ; L_5 : 2 tours de fil 1 mm cuivre ; diamètre intérieur : 6 mm + 30 mm en fil droit de 1 mm ; L_6 : L_2 ; L_7 : L_4 ; L_8 : L_3 ; L_9 : 3 tours de fil 1 mm cuivre ; diamètre intérieur : 12 mm ; L_{10} : 2 tours de fil 1 mm cuivre ; diamètre intérieur : 10 mm ; L_{11} : 2 tours de fil 1 mm cuivre ; diamètre intérieur : 5,5 mm ; L_{12} : 0,55 mH, 62 tours de fil 45/100 mm en cuivre émaillé sur un pot P 18/11 en 3 H 1 : entrefer 0,35 mm, K 300242 ; mandrin P 50 5575 ; L_{13} : 1,2 mH ; 91 tours de 4/10 mm cuivre émaillé sur pot P 18/11 comme pour L_{12} .

Transformateur : E 20 noyau de ferrite FXC 3E1 N° 4322 020 34531 sans entrefer, enroulement de collecteur : 2×18 tours fil 6/10 mm cuivre émaillé, enroulement de base : 2×7 tours fil 25/100 mm cuivre émaillé, enroulement de sortie : 2×4 tours fil 6/10 mm cuivre émaillé reliés aux renroulements de collecteur.

Emetteur 144 MHz 20 Watts (12 V)

Le schéma de l'émetteur (fig. IV-41) appelle certains commentaires, notamment sur la composition des bobinages, le taux d'harmoniques et la valeur de la bande passante.

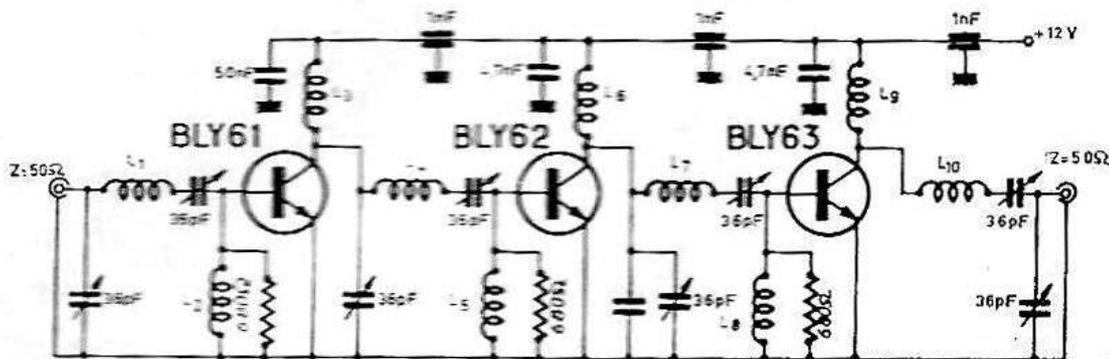


FIG. IV-41

Les transistors qui équipent cet ensemble répondent exactement aux exigences des réalisations d'émetteurs mobiles, que ce soit pour les étages de puissance intermédiaires ou en « final ».

Le transistor BLY61 (premier étage) est présenté sous forme d'un boîtier TO39 ; il n'en est pas de même pour le BLY62 (2^e étage) et pour le BLY 63 de l'étage de puissance qui sont tous les deux présentés sous un boîtier TO117 (voir la figure IV-42).

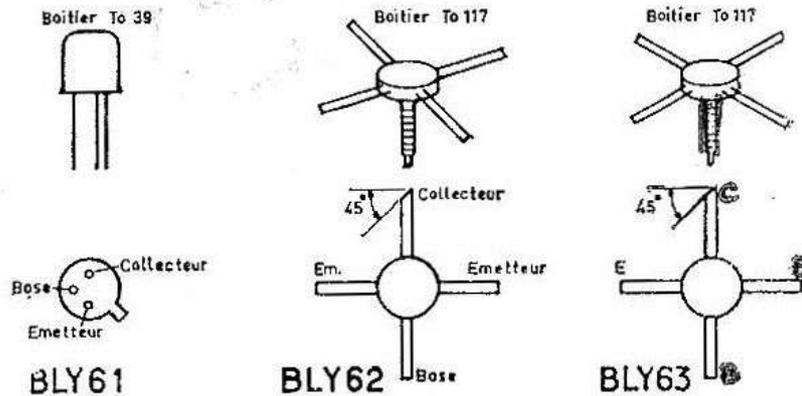


FIG. IV-42

L'avantage du boîtier TO117 est de présenter des connexions isolées avec deux sorties d'émetteur diamétralement opposées, ce qui assure un effet de blindage très efficace. En outre, la fixation du transistor s'effectue au moyen d'une vis solidaire du transistor : la dissipation calorifique est ainsi mieux assurée.

Ces transistors ont été spécialement conçus pour fonctionner avec une alimentation de 12 volts. Au point de vue technologique, la structure interdigitée améliore sensiblement les performances (amélioration de la caractéristique thermique), réduisant les possibilités de formation des points chauds supprimant les chutes de tension dans les zones base-émetteur, et réduisant enfin la capacité collecteur-base. A noter, à ce sujet, la possibilité de faire fonctionner ces transistors sur des fréquences plus élevées.

Ils ont été mis au point aux U.S.A. et en Grande-Bretagne par Texas Instruments et sont destinés au fonctionnement sur 180 MHz par leur constructeur.

Pour l'utilisateur, une plus grande robustesse, une meilleure linéarité des caractéristiques, une tenue plus stable pour une bande passante plus large, enfin une bonne constance en puissance à très haute fréquence compensent largement le prix de ces composants.

Il est à noter un élément très important, car il caractérise la durée de vie, et partant le prix de revient de cet émetteur ! Si pour une raison ou pour une autre, la charge (c'est-à-dire l'antenne) vient à être coupée (charge nulle) ou mise en court-circuit (charge très forte) le risque de détérioration est moindre avec ces transistors qu'avec d'autres semi-conducteurs de puissance VHF.

Ces transistors sont du type NPN, c'est-à-dire que la masse de l'émetteur est au — 12 volts (et comme les voitures ont généralement le — à la masse, la masse de l'émetteur pourra être raccordée à la masse de la voiture ce qui aura pour effet d'augmenter le rendement de l'antenne en lui donnant un bon « contre-poids »).

Il est important de disposer des blindages entre chaque étage et pour chaque étage de monter les bobines perpendiculairement les unes par rapport aux autres.

Le taux d'harmoniques est inférieur à — 24 dB et la bande passante est de l'ordre de 3 MHz (à ± 3 dB).

Les condensateurs ajustables devront être de bonne qualité (isolement stéatite et lames argentées si possible). Les résistances de 680 Ω seront choisies non-selfiques et les capacités de découplage, de très bonne qualité.

En ce qui concerne l'excitation, il faudra disposer de 50 milliwatts environ, sous une impédance de 50 Ω et à la fréquence de 144 MHz que l'on retrouve au final ; il n'y a ni doubleur ni tripleur de fréquence dans cette chaîne d'émission. Lors de la mise au point de la chaîne de puissance, il y a lieu de procéder aux réglages d'un étage avant d'alimenter le suivant afin de ne le faire que lorsque l'excitation est suffisante, sinon il y a toujours un risque d'emballement.

Bobinages :

- L₁ 3 spires de fil de 12/10 argenté sur un diamètre de 8 mm
- L₂ 50 spires de fil de 8/10 (self de choc VHF)
- L₃ 4 spires de fil de 12/10 argenté sur un diamètre de 8 mm
- L₄ 3 spires de fil de 12/10 argenté sur un diamètre de 8 mm
- L₅ identique à L₄
- L₆ 4 spires de fil de 12/10 argenté sur un diamètre de 10 mm
- L₇ 2 spires de fil de 15/10 argenté sur un diamètre de 12 mm
- L₈ identique à L₇ et L₅
- L₉ 3 spires de fil de 15/10 argenté sur un diamètre de 10 mm
- L₁₀ 3,5 spires de fil de 15/10 argenté sur un diamètre de 12 mm

Equivalences des transistors :

BLY61 = 2N3924 - PT3501 - 2N4427.

BLY62 = 2N3926 - PT5691.

BLY63 = 2N3927 - PT5690.

Conclusion :

La puissance fournie par la batterie étant de 30 watts (2,5 A sous 12 V) et la puissance sur la porteuse de 20 watts, le rendement est excellent (66 %).

A titre indicatif nous donnons, (figure IV-43) un pilote exciteur partant d'un quartz 72 MHz et délivrant par doublage de fréquence dans le deuxième étage 50 mW HF, sur 144 MHz, avec une alimentation très réduite.

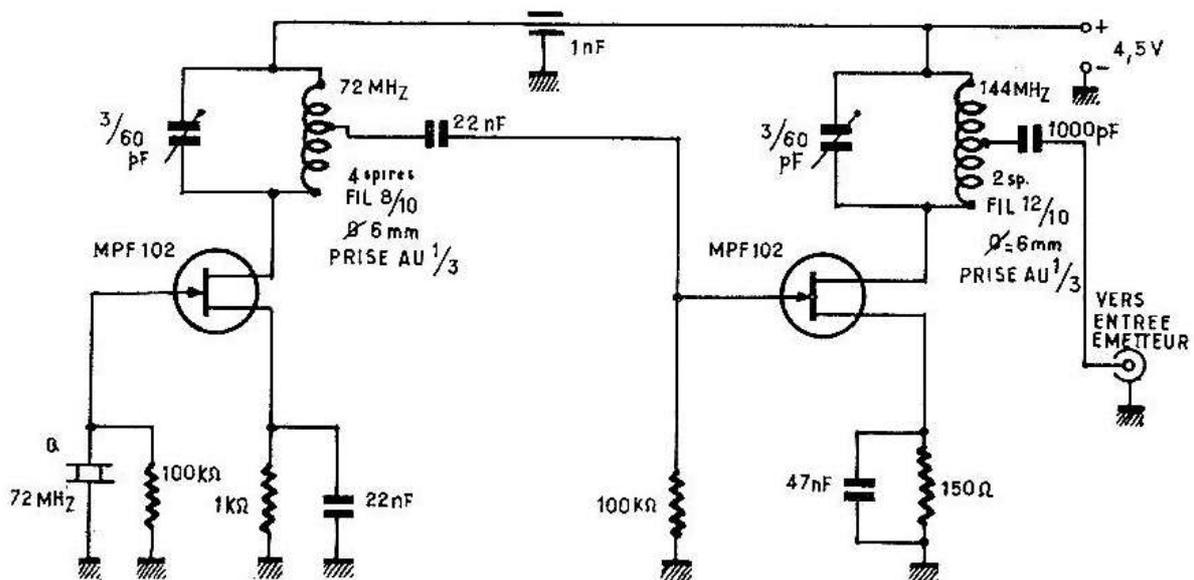


FIG. IV-43

Modulation des Émetteurs à Transistors

Il n'est pas exagéré de dire que la difficulté majeure dans la mise au point des émetteurs à transistors réside dans la modulation correcte de la porteuse. On appréciera l'originalité de la solution proposée ci-dessous.

En effet, il s'agit de rien moins que de produire une tension d'alimentation modulée et de se passer, de ce fait, d'un modulateur plus ou moins classique dont la puissance BF est en rapport avec la puissance HF délivrée.

PRINCIPE

On part d'une tension continue V (fig. IV-44) qui est appliquée au collecteur d'un transistor de puissance T dont la base est reliée à un pont R_1 - R_2 ajustée de telle manière que la tension en B soit égale à $V/2$ en l'absence de toute modulation.

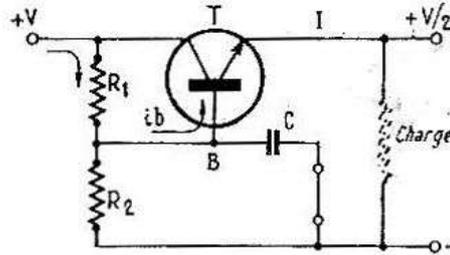


FIG. IV-44

R_1 et R_2 sont choisies de valeurs telles que le courant dans le pont soit au moins vingt fois supérieur au courant de base I_b .

$$(I_b = \frac{I}{h_{21c}}).$$

Dans ces conditions, la tension de sortie est constante et égale à $V/2$ quelles que soient les variations de charge, dont I . Si on applique en B , à travers une capacité C , une tension alternative, nous allons faire varier dans les mêmes proportions la tension de sortie. Et si en

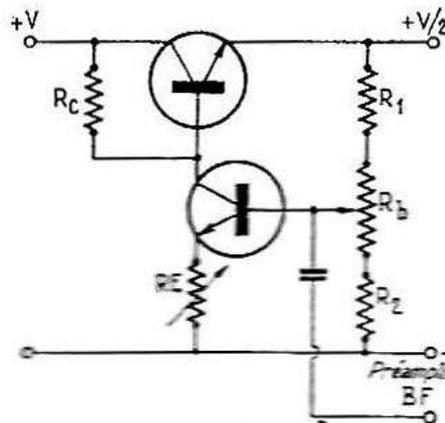


FIG. IV-45

particulier la tension de crête BF appliquée est égale à V , la tension de sortie prendra une valeur de crête égale à V . Bien entendu, le choix de C n'est pas indifférent et la constante de temps de l'ensemble C - R_1 - R_2 sera très grande par rapport à la période du signal BF de fréquence la plus basse à transmettre.

Toutefois, utilisé tel quel, le système nécessite un générateur BF dont les performances en tension et en courant sont très différentes de celles d'un microphone même à niveau de sortie élevé. Il est donc indispensable, pour obtenir au moins la tension BF, V , nécessaire, de prévoir un amplificateur de tension microphonique. Dans de nombreux cas on pourra se contenter d'un montage simplifié selon le schéma de la figure IV-45 dont la similitude avec celui d'une alimentation stabilisée classique est frappante (fig. IV-46). L'idée de base vient d'ailleurs de l'examen du schéma de cette dernière, dans laquelle le potentiomètre R commande la tension de sortie.

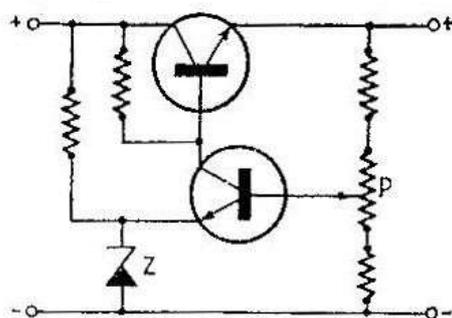


FIG. IV-46

REALISATION PRATIQUE

Tout cela nous conduit au schéma définitif de l'alimentation modulée de la figure IV-47, qui a permis aux essais de pourvoir aux exigences en tensions et courant d'émetteurs de puissances comprises entre 200 mW et 15 W. Il importe de reconnaître dans la partie gauche du schéma un préamplificateur de tension, à trois étages ($T_1 - T_2 - T_3$), dont l'entrée est adaptée à un microphone à haute impédance de sensibilité moyenne et dont la sortie sur T_3 s'effectue en émetteur-suiveur. L'ensemble est alimenté par la tension commune, unique. Dans la partie supérieure droite, nous trouvons le régulateur-série T_4 associé à une cascade d'étages de commande, à liaison directe, dont l'entrée BF se situe sur la base de T_4 . Les réglages sont effectués une fois pour toutes.

Le potentiomètre P_1 , qui doit être découplé à la masse par 100 μ F, sert à ajuster la tension de sortie au repos à la moitié de celle de la tension redressée d'entrée, cependant que P_2 sert à ajuster le niveau de sortie et constitue un contrôle de symétrie de la modulation.

Pour la partie pratique, signalons que T_4 est fixé à un refroidisseur à ailettes approprié.

TRANSISTORS UTILISES (RADIOTECHNIQUE)

T₁-T₂-T₃-T₅ = Germanium NPN ASY29. Substitution possible : OC139-OC140.

T₄ = BF117 - BSX21 - BF178 ou BF109.

T₆-T₇ = BFY50.

T₈ = 2N3055 - ou BDX10 - ou BDX11 - ou similaires.

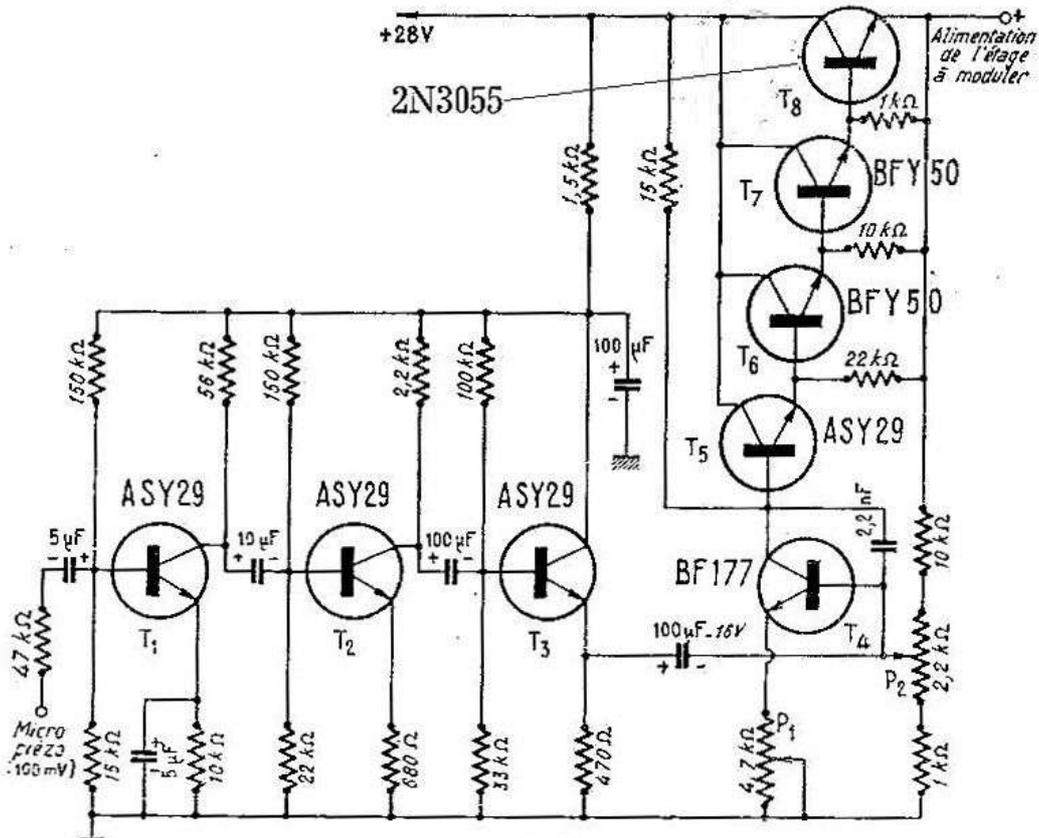


FIG. IV-47

AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU SYSTEME

Utilisation avec des émetteurs de puissances très diverses.

Dans les limites de dissipation maximum du transistor - série T₁, pas d'impédance de sortie critique.

Compression automatique de la modulation (écrêtage des signaux BF).

Surmodulation impossible, mais taux de modulation élevé (90 % environ).

Suppression du transformateur de modulation coûteux, de réalisation délicate du fait des courants importants des transistors de puissance (saturation du fer difficile à éviter).

Par contre, nécessité de produire une tension double de la tension appliquée à l'émetteur et sous une impédance faible (batterie ou alimentation stabilisée).

Rendement, de ce fait, voisin de 50 %.

Emploi d'un transistor de puissance de grande dissipation.

Etage de sortie de puissance (25 W)

Il comporte un transistor BLY14 dans l'étage d'attaque et 2 transistors de puissance BLY21 en parallèle dans l'étage final. Une puissance d'excitation de 500 mW permet d'obtenir 24 à 25 W en sortie. Un montage push-pull donnerait une puissance légèrement supérieure mais, contre toute attente, une suppression des harmoniques moindre. du fait d'un certain degré de couplage capacitif dans le filtre de sortie.

L'amplificateur est réalisé sur un châssis dont les dimensions sont $100 \times 160 \times 35$ mm, en tôle d'aluminium de 2,5 mm d'épaisseur. La résistance thermique n'est pas facile à déterminer exactement car le châssis sert de radiateur à trois transistors (figure IV-48).

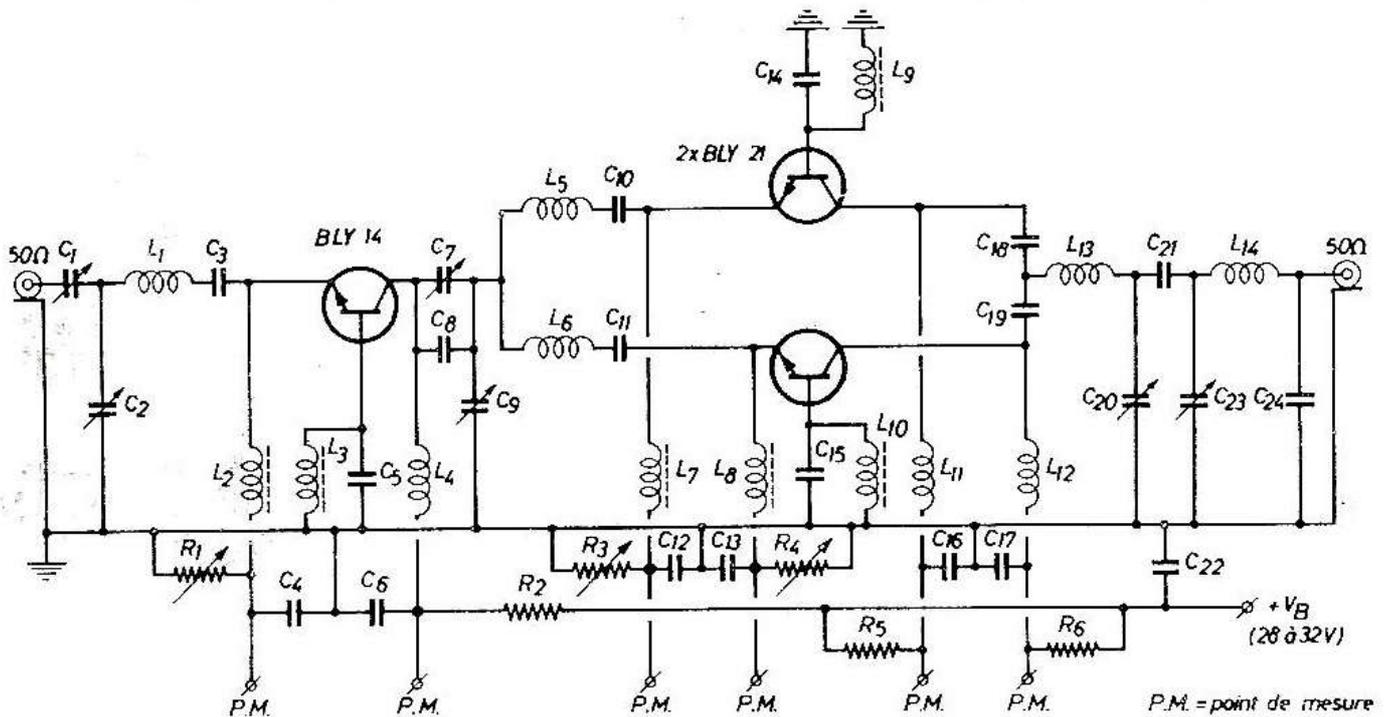


FIG. IV-48

Tous les transistors sont utilisés en base commune et neutrodynés par une capacité dans le circuit de base. Les transistors de l'étage final sont prélevés, sans être appariés. Le gain de puissance dépend

principalement des facteurs suivants : f_1 , $C_{b'c}$ et $r_{bb'}$. Le dernier paramètre est celui qui présente le plus de dispersion. La composante réelle de l'impédance d'entrée du transistor est pratiquement égale à la résistance de base $r_{bb'}$. Cela signifie qu'un transistor dont l'impédance d'entrée est plus élevée nécessite une puissance d'entrée supérieure à celle qui est nécessaire pour un transistor dont l'impédance est plus faible. On obtient le résultat voulu en plaçant en série avec chaque transistor une inductance (L_5 et L_6) ; la résistance d'entrée, étant en série avec cette inductance, peut être transformée en une résistance en parallèle avec C_9 . Une résistance série élevée est transformée en une résistance parallèle faible et vice-versa. La puissance d'excitation est ainsi normalement répartie entre les deux transistors.

Valeur des éléments : $C_1, C_2, C_7, C_9, C_{20}, C_{23}$: 25 pF ajustable ; $C_3, C_4, C_5, C_6, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{22}$: 100 pF ; C_8 : 22 pF ; C_{14}, C_{15} : 120 pF ; C_{21} : 2,2 pF ; C_{24} : 33 pF. R_1 : 15 Ω potentiomètre ; R_2 : 10 Ω ; R_3, R_4 : 5 Ω potentiomètre ; R_5, R_6 : 5 Ω .

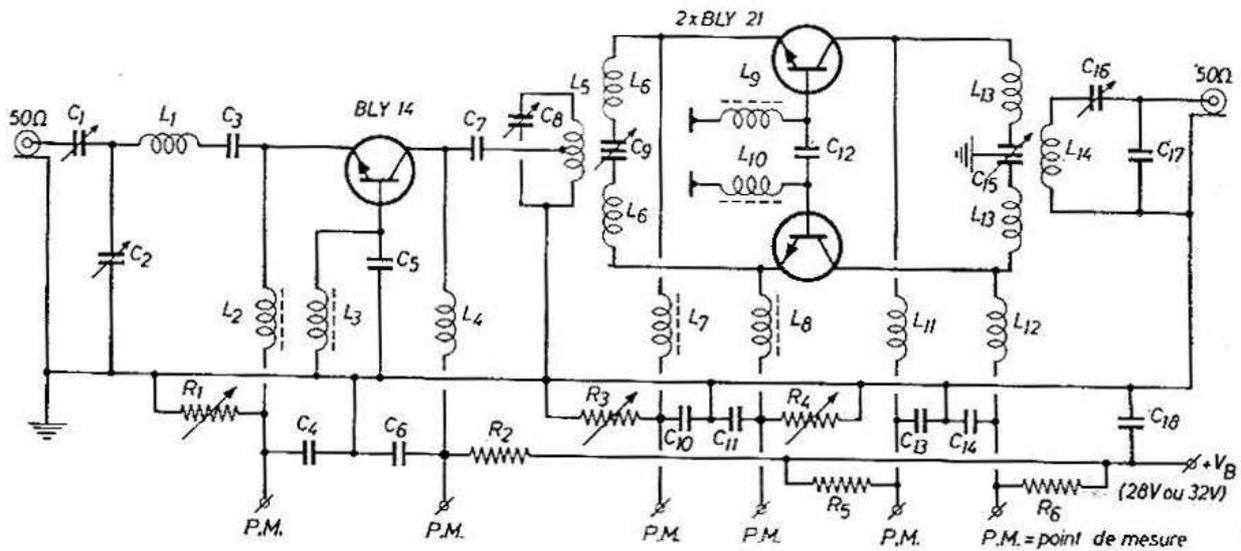


FIG. IV-49

L_1 : 4,5 cm fil droit cuivre diam. 1 mm ; $L_2, L_3, L_7, L_8, L_9, L_{10}$: bobine d'arrêt VK 200 10/3B ; L_4, L_{11}, L_{12} : 30 tours de fil cuivre émaillé 4/10 mm ; D : 5 mm ; L_5, L_6 : 1 tour de fil cuivre 10/10 mm ; D : 7 mm ; L_{13} : 3 tours de fil cuivre 10/10 mm ; diamètre intérieur : 10 mm ; L_{14} : 2 tours de fil cuivre 10/10 mm ; diamètre intérieur : 10 mm.

Montage push-pull (figure IV-49).

La disposition des éléments est identique à celle utilisée dans le montage parallèle. Tous les transistors sont neutrodynés par une capacité dans le circuit de base. Dans l'étage final, les bases sont interconnectées par la capacité C_{12} .

L'avantage du montage push-pull est que les impédances d'entrée et de sortie des transistors sont en série et, de ce fait, il n'y a pas de problème de répartition de la puissance d'excitation.

Les deux montages ont leurs avantages et leurs inconvénients. Le push-pull donne une puissance légèrement supérieure, mais contrairement à ce que l'on peut attendre, le taux de suppression des harmoniques est meilleur dans le cas du montage parallèle. La raison en est que dans un push-pull, il y a toujours un certain degré de couplage capacitif dans le filtre de sortie.

Un certain nombre d'éléments restent identiques dans les deux schémas.

Les valeurs propres au montage push-pull.

$C_1 = C_2, C_8, C_{16}, 25 \text{ pF}$ ajustable.

$C_3 = C_4, C_6, C_{10}, C_{11}, C_{13}, 14, C_{18} = 100 \text{ pF}$.

$C_5 = C_7 = 82 \text{ pF}$.

$C_9 = 15 \text{ pF}$ ajustable papillon.

$C_{12} = 120 \text{ pF}$.

$C_{15} = 6 \text{ pF}$ ajustable papillon.

$C_{17} = 33 \text{ pF}$.

$L_5 = 2$ tours fil cuivre 10/10 mm, $\varnothing = 10$ mm prise médiane.

$L_6 = 2 \times 1$ tour, $\varnothing = 7$ mm, encadrant L_5 .

Circuit de protection pour transistor HF de puissance

Dans un émetteur, lorsque l'antenne se trouve accidentellement coupée ou court-circuitée, les transistors de l'étage final risquent d'être détruits. Pour éviter cela, il est nécessaire d'utiliser un circuit de protection qui a pour but de réduire le courant de collecteur en cas de désaccord (fig. IV-50).

Le circuit a été conçu pour fonctionner avec un amplificateur représenté ici à l'intérieur de la partie pointillée de la figure.

L'élément essentiel est un coupleur unidirectionnel constitué par L_1, L_2 et R_3 .

L'effet directif de cet ensemble est basé sur une combinaison de couplages capacitif et inductif entre L_1 et L_2 . La puissance se propageant de gauche à droite produit une tension aux bornes de R_3 , tandis que dans le sens inverse, elle produit une tension aux bornes de la diode de détection. La valeur de R_2 est telle que le détecteur

ne répond pas à la puissance RF dans le sens direct, mais seulement à la puissance réfléchie par la charge. Pour une certaine valeur de la puissance réfléchie, la tension détectée aux bornes de R_2 devient suffisamment grande pour que le transistor T_2 conduise ; ce qui en-

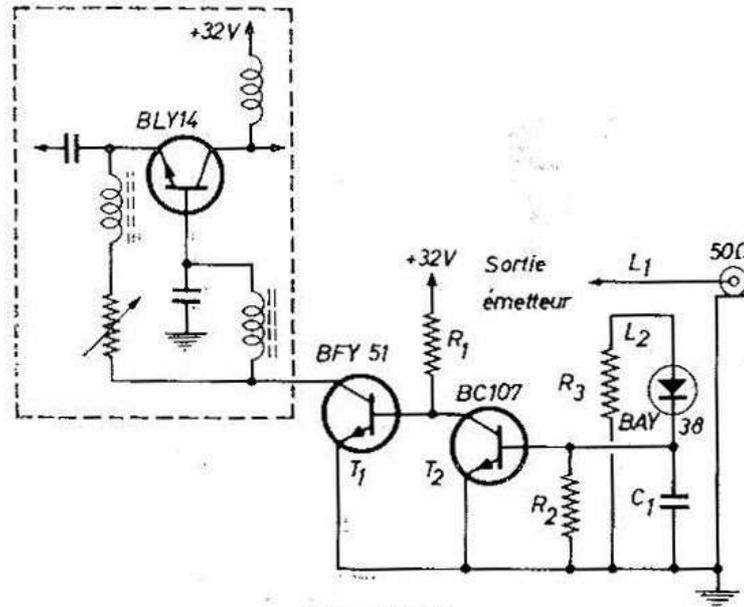


FIG. IV-50

traîne la diminution du courant de base de T_1 et l'augmentation de sa tension collecteur-émetteur. Le transistor T_1 étant connecté en série avec le BLY 14 de l'étage « driver », la puissance d'excitation de l'étage de sortie diminue, de même la puissance d'alimentation continue, donc la dissipation.

Un émetteur 432 MHz de 150 mW

Cette description reprend les mêmes points que celle d'un émetteur 145 MHz puisque l'étage final tripleur est équipé d'un varactor auquel il suffit d'appliquer un signal de puissance notable pour qu'il restitue sur une fréquence triple environ les 2/3 de cette puissance. C'est pourquoi la partie purement « transistors » n'est pas autre chose qu'un émetteur 145 MHz, dont l'oscillateur part d'un cristal 16 MHz, oscillant sur overtone 3, dans le circuit de base (fig. IV-51).

Le circuit collecteur L_1 est accordé sur 48 MHz par un petit ajustable car la bobine, en l'air, ne comporte pas de noyau magnétique et le réglage est assez critique. Critique également est la valeur du découplage de l'émetteur qui détermine le degré de réaction suffisant à faire démarrer le quartz. Trop important, ce condensateur empêche l'oscillation harmonique ; trop faible, il entraîne une réaction excessive qui amène une instabilité de la fréquence.

L'étage suivant est un tripleur qui délivre sous 18 V — tension commune — de 70 à 100 mW. Le circuit-série Ch_1 -10 pF résonne sur 145 MHz et la base et la bobine d'arrêt Ch_2 sont reliées le plus directement possible à la ligne + 18 V avec un découplage court et direct entre base et masse. Les transistors utilisés dans ces deux étages sont AFY11-AFY18.

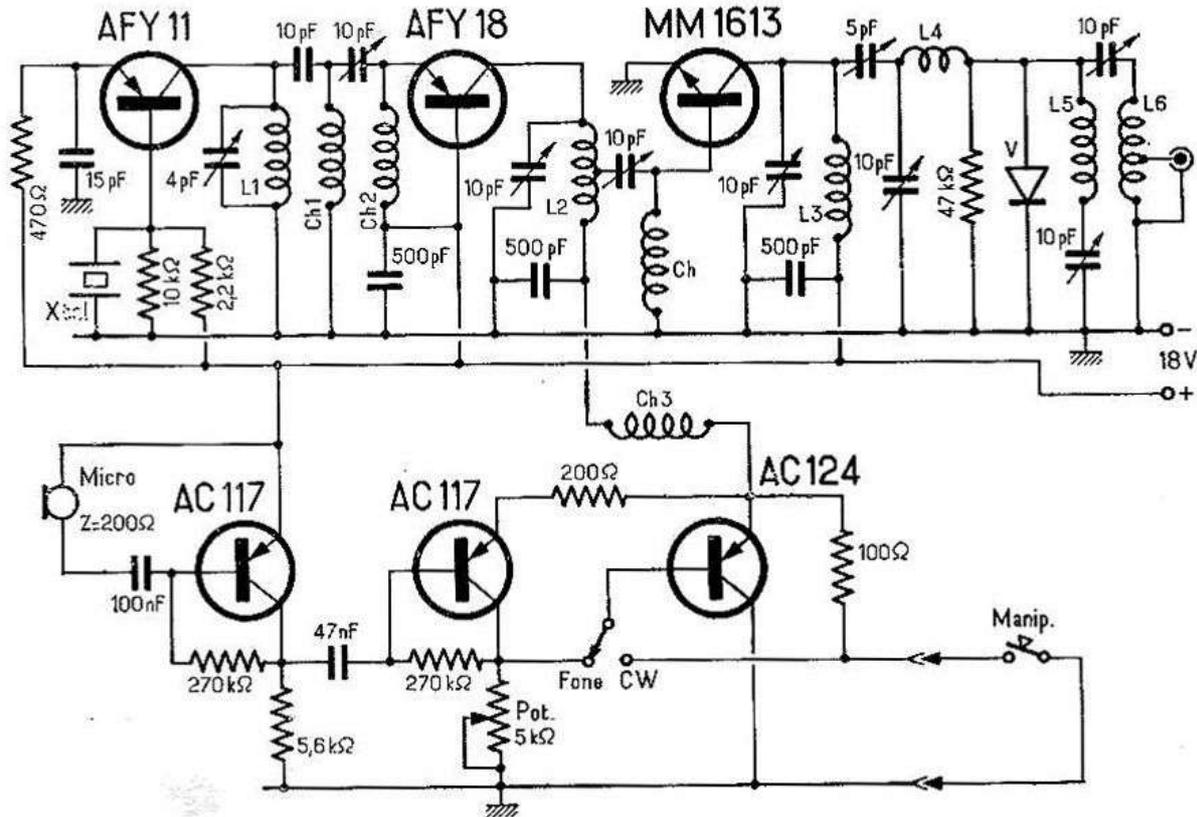


FIG. IV-51

Bobinages :

- L_1 = 16 tours, fil argenté, 10/10 mm, diamètre 8 mm, en l'air
 - L_2 = 5 tours, fil argenté, 15/10 mm, diamètre 6 mm, en l'air, prise à 4 spires de la base
 - L_3 = » » » »
 - L_4 = 7 tours, fil argenté, 15/10 mm, diamètre 6 mm, en l'air, prise à 4 spires de la base
 - L_5 = 4 tours, fil argenté, 10/10 mm, diamètre 6 mm, en l'air
 - L_6 = 2 tours, fil argenté, 15/10 mm, diamètre 6 mm, prise médiane.
- Diode Varactor utilisée V = BA 120 (Siemens) ou BA 110 (Intermétall).

Le troisième étage est un amplificateur MM1613 (Motorola), capable de délivrer 300 mW à 500 mW (exemplaire trié). A signaler le 2N3137 (Fairchild) qui délivre, sous 12 V seulement, à peu près le double de la puissance que fournit le MM1613 sous 18 V. Son prix

est toutefois beaucoup plus élevé. En fait, sans précautions spéciales, 300 mW peuvent être appliqués à la diode varactor qui fait office de tripleur. La capacité de liaison L_3 - L_4 , qui doit être très faible, peut être remplacée par deux fils torsadés, courts. L_4 constitue avec la diode, d'une part, et l'ajustable de tête, de l'autre, un filtre en pi qui assure un transfert d'énergie, très satisfaisant. La réalisation des bobinages est un travail essentiel qui demande beaucoup de soin : Nous en donnons par ailleurs le détail.

Le modulateur associé comporte 3 transistors et la modulation est appliquée au collecteur du deuxième transistor HF. Un contacteur permet de passer instantanément en télégraphie ou en téléphonie. En effet en position « télégraphie », la base du dernier transistor BF reçoit à travers Ch_3 une tension positive qui le bloque complètement, ce qui a pour effet de couper l'excitation HF sur le dernier transistor HF. Lorsque le manipulateur referme le circuit sur la masse, le courant circule à nouveau dans le circuit collecteur.

Emetteur-exciteur 432 MHz - 5 W HF sous 12 V

Ce sous-ensemble destiné à l'attaque d'un étage de puissance à tube, peut être utilisé comme émetteur autonome portable. Il comporte en annexe un système de modulation en fréquence simple et très efficace (fig. IV-52).

Réalisé sur une feuille de cuivre qui permet une meilleure dissipation thermique, il comporte 6 étages successifs équipés de transistors faciles à approvisionner et d'un prix très abordable. C'est donc un montage accessible à tous ceux qui veulent passer sur 70 cm avec une puissance respectable sans complications excessives.

L'oscillateur démarre sur 72 MHz avec un quartz overtone grâce à une réaction collecteur-émetteur. L_1 est accordée sur cette fréquence par un ajustable-cloche 3/30 pF. Le seul point critique est la réaction qui peut être dosée soit en déplaçant la prise, soit en modifiant la valeur de la capacité d'origine (15 pF). L'oscillation doit être franche et le signal débarrassé de tout signal parasite qui indiquerait une réaction excessive. L'étage suivant est un tripleur de fréquence : L_2 est accordée sur 216 MHz. Cette disposition particulière évite de produire des 144 MHz et d'être entendu dans une bande amateur quand on travaille dans une autre ! Cette remarque étant valable en « local », bien entendu. Les deux étages suivants travaillent en amplificateurs à 216 MHz dans un montage

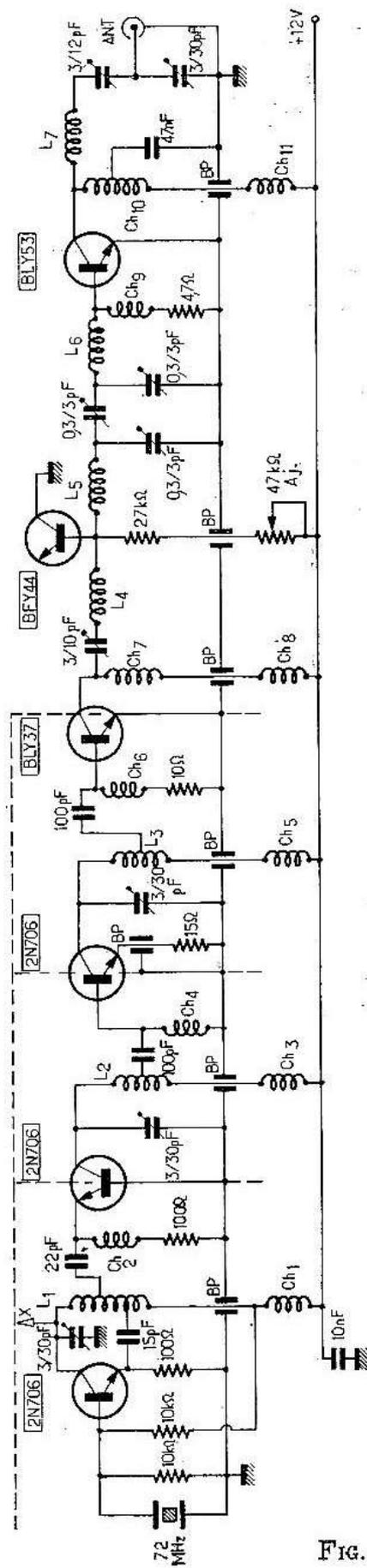


FIG. IV-52

identique en émetteur commun. La puissance utile sur le collecteur du BLY37 est de 2 watts. Le passage en 432 MHz s'effectue dans un doubleur de fréquence d'un type particulier. A défaut de varactor, on utilise la jonction base-collecteur d'un transistor BFY44 dont l'émetteur, lui, est libre. Ce transistor est soudé tout entier le boîtier au châssis, comme le montre la figure IV-54. Il délivre une puissance de 1,5 W. Le sixième étage est l'amplificateur de puissance. Il est chargé par un circuit adaptateur d'impédance à la sortie duquel on peut mesurer une puissance utile de 5 watts.

Les connexions courtes sont plus qu'ailleurs de rigueur dans cette réalisation qu'on mettra aisément au point en procédant étage par étage sans oublier de charger la sortie par une résistance, non selfique, soudée à la fiche de sortie antenne (50 ou 75 Ω).

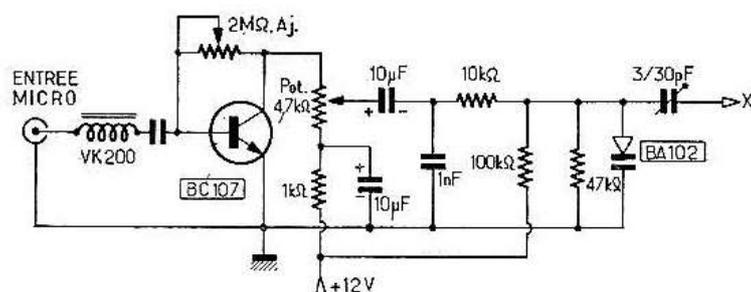


FIG. IV-53

On soignera tout particulièrement les blindages et les masses. La figure IV-53 suggère la réalisation très simple d'un modulateur en fréquence à partir d'un microphone cristal, d'un seul étage amplificateur de tension (BC107) et d'une diode à capacité varia-

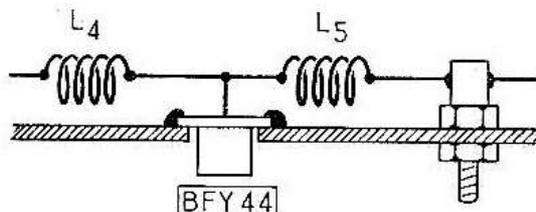


FIG. IV-54

ble BA102 ou similaire. Il suffit de relier la sortie au point X de L_1 ou au quartz, pour obtenir une modulation de la fréquence convenable qui ne vaut pleinement que si le signal est reçu sur un récepteur muni d'un détecteur approprié.

Ch₁₋₂₋₃₋₄₋₅₋₆ = 20 spires fil émaillé 5/10 mm, jointives. Diamètre 4 mm.
 Ch₇ = 8 spires - fil 6/10 émaillé jointives. Diamètre 4 mm.
 Ch₈ = 11 = 10 spires fil 6/10 émaillé, jointives. Diamètre 4 mm.
 Ch₉ = 4 spires, fil 6/10 émaillé, non jointives. Diamètre 4 mm.
 Ch₁₀ = 4 spires, fil 6/10 émaillé, non jointives. Diamètre 4 mm. Prise à 1 spire, côté BP.

BP = bis-pass ou traversée découplante de 1 nF.

L₁ = 6 spires, fil argenté de 12/10 mm, prises à 1 et 4 spires à partir de BP. Diamètre : 10 mm.

L₂ = 4 spires, fil argenté de 12/10 mm, prise à 3/4 de spires à partir de BP. Diamètre : 5 mm.

L₃ = 3 spires, fil argenté de 12/10 mm, prise à 1 spire à partir de BP. Diamètre : 5 mm.

L₄ = 4 spires, fil argenté de 12/10 mm, diamètre 10 mm.

L₅-L₆ = 2 spires fil argenté, de 12/10 mm, diamètre 5 mm.

L₇ = 1 spire fil 20/10 argenté, diamètre 10 mm.

Multiplicateurs de fréquence THF utilisant l'effet varactor d'une jonction

Le principe élémentaire de ce montage est, en gros, le suivant : on excite un transistor qui peut fonctionner normalement en ampli sur la fréquence d'excitation et, en utilisant l'effet varactor de la jonction collecteur-base, on tire grâce à des circuits appropriés l'harmonique 2, 3 ou 4 de la puissance disponible sur la fréquence fondamentale dans le collecteur après amplification. Les deux effets : amplification par transistor et multiplication par effet varactor se combinent donc et on peut ainsi espérer sortir du transistor, sur la fréquence harmonique choisie une puissance nettement plus importante que celle qu'on obtiendrait du même transistor en doubleur, tripleur ou quadrupleur classique. En principe, c'est très simple ; en pratique cela l'est tout de même un peu moins. Tous les types de transistors ne présentent d'ailleurs pas, avec la même efficacité, cet effet varactor d'une jonction et jusqu'à présent il semble que ce soient ceux du type « overlay » qui soient les plus favorables.

Le premier essai a donc porté sur un 2N3375 RCA de ce type utilisé en tripleur 145/435 MHz mais il est probable qu'il pourra également être essayé en tripleur 432/1 296 MHz en l'équipant de circuits coaxiaux ou de cavités.

Le schéma, les valeurs d'éléments, ainsi que la disposition pratique de la maquette essayée sont donnés (fig IV-55 et IV-56). L'excitation de cet étage a été fournie sur 145 MHz par un PA qui est capable de sortir jusqu'à 3 watts de puissance HF ce qui était surabondant puisque normalement le 2N3375 ne demandait que 1 watt.

Ceux qui ont déjà examiné ou utilisé les multiplicateurs à varactor trouveront quelque ressemblance entre les schémas ce qui est du reste bien normal. On trouve à la sortie du collecteur un circuit comportant L_4 et qui est accordé sur la fréquence de sortie c'est-à-dire 435 MHz par les pistons de 1-12 pF, celui qui est du côté collecteur assurant plus spécialement le couplage et l'accord, l'autre

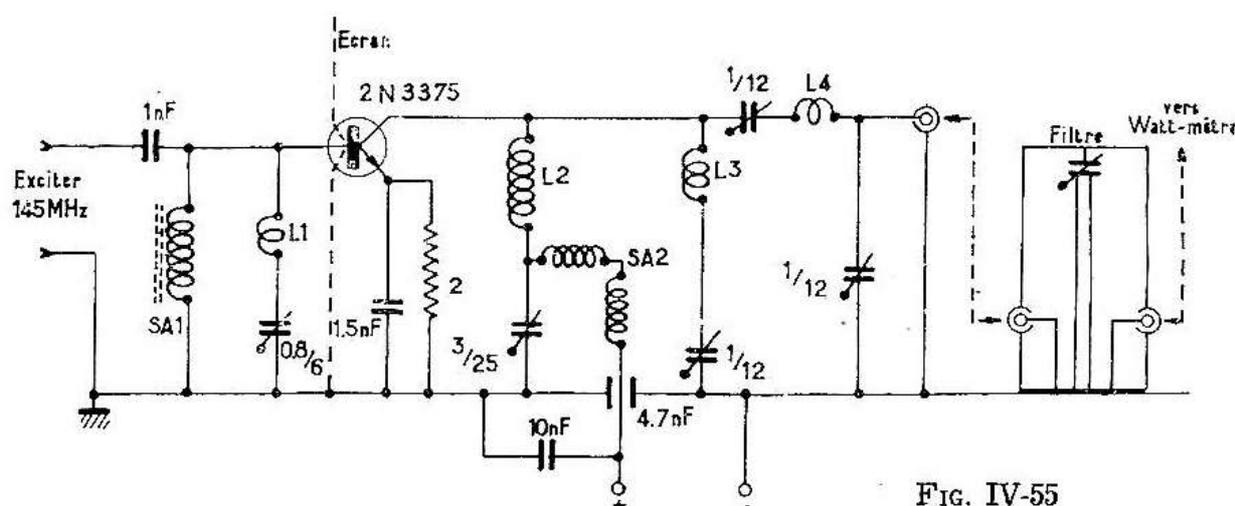


FIG. IV-55

SA1 : VK200-10-4B Transco

SA2 : $\lambda/4$ 435 de 3/10 ém. joint. sur $\varnothing 3$ + $\lambda/4$ 145 de 3/10 sur $\varnothing 4$ en série

L1 : 1 sp $1/4$ 10/10 arg $\varnothing 5$ 1 11 (circuit fuite 435)

L2 : 4 sp 10/10 arg $\varnothing 8$ 1 11 (idler 145)

L3 : 1 sp $1/4$ 10/10 arg $\varnothing 8$ 1 10 (idler 290)

L4 : 1 sp 15/10 arg $\varnothing 8$ 1 10 + 18 et 13 mm connexions

ayant plutôt pour rôle prépondérant d'assurer l'adaptation avec l'impédance de la charge. Puis, comme dans un tripleur à varactor on retrouve les circuits « idler » du type série. Celui comportant L_2 est accordé sur la fréquence fondamentale F c'est-à-dire 145 MHz. Il permet au transistor de fonctionner en ampli sur cette fréquence car ce sont justement les variations de la tension collecteur sur cette fréquence qui provoquent l'apparition de l'effet varactor de la jonction collecteur-base. Le circuit comprenant L_3 est accordé sur $2F$ c'est-à-dire 290 MHz. Quant au circuit relié à la base et comprenant L_1 , il est accordé sur 435 MHz et il a pour but de permettre la fermeture du circuit en 435 MHz en passant par la jonction collecteur-base. La self d'arrêt SA1 bloque le 145 MHz d'excitation envoyé sur la base tout en réunissant cette base à la masse en continu. Les selfs d'arrêt placées sur l'alimentation collecteur du 2N3375 doivent être efficaces à la fois sur 145, 290 et 435 MHz ce qui n'est pas facile ! L'ensemble des deux selfs utilisées paraît assez efficace.

Avec une puissance d'excitation de 1 W à 145 MHz, on obtient sensiblement 1 W sur 435 MHz avec une tension collecteur émetteur de 28 V et un courant collecteur de 155 mA.

Le transistor est naturellement muni d'un radiateur.

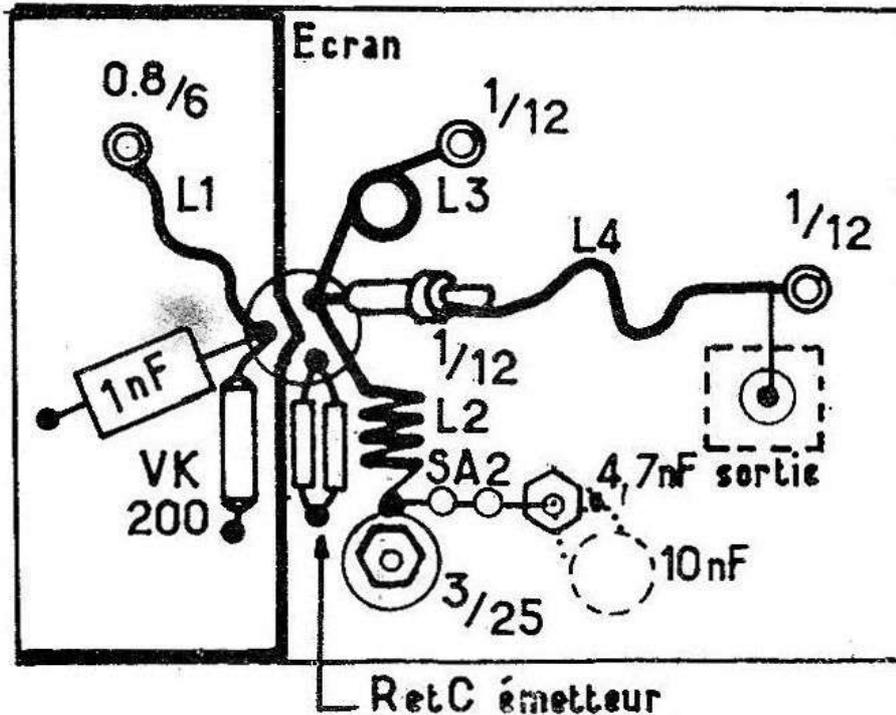


FIG. IV-56

Amplificateurs - Multiplicateurs de puissance

Dans un étage tripleur on peut donc obtenir des transistors de puissance BLY20 et 21, des puissances intéressantes telles que 3,5 W (sous 20 V) et 5 W (sous 32 V) sur 432 MHz. Le gain est de 6 dB. Il est possible de réaliser, sur ce principe, des émetteurs peu encombrants et délivrant cependant une puissance notable en utilisant comme ci-dessus le principe de la variation non-linéaire de la capacité base-collecteur du transistor de puissance (fig. IV-57).

$C_1 = 25 \text{ pF}$ ajustable
 $C_2 = 25 \text{ pF}$
 $C_3 = 100 \text{ pF}$
 $C_4 = 100 \text{ pF}$
 $C_5 = 100 \text{ pF}$
 $C_6 = 100 \text{ pF}$
 $C_7 = 18 \text{ pF}$
 $C_8 = 100 \text{ pF}$
 $C_9 = 25 \text{ pF}$ ajustable

$C_{10} = 16 \text{ pF}$ ajustable
 $C_{11} = 16 \text{ pF}$ ajustable
 $C_{12} = 1,5 \text{ pF}$ (B)
 $C_{13} = 5 \text{ pF}$ ajustable
 $C_{14} = 100 \text{ pF}$
 $R_1 = 25 \text{ ohms}$ 3 W (pot)
 $R_2 = 6,8 \text{ ohms}$
 $R_3 = 330 \text{ ohms}$ 5,5 W à $V_{ce} = 32 \text{ V}$
 $= 120 \text{ ohms}$ 5,5 W à $V_{ce} = 14 \text{ V}$

- $L_1 = 4,5$ cm de fil de cuivre droit de 1 mm
- $L_2-L_3 =$ bobine d'arrêt RF VK 200 10/3B
- $L_4 = 23$ tours de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm $\varnothing = 3,5$ mm
- $L_5 = 2$ tours de fil de cuivre 1 mm $\varnothing = 11$ mm
- $L_6 =$ Bande de cuivre $50 \times 4 \times 1,5$ mm, hauteur 8 mm au-dessus du châssis
- $L_7 =$ Bande de cuivre $23 \times 4 \times 1,5$ mm, hauteur 8 mm au-dessus du châssis
- $L_8 =$ Bande de cuivre $60 \times 4 \times 1,5$ mm, hauteur 8 mm au-dessus du châssis prise à 14,5 mm du châssis

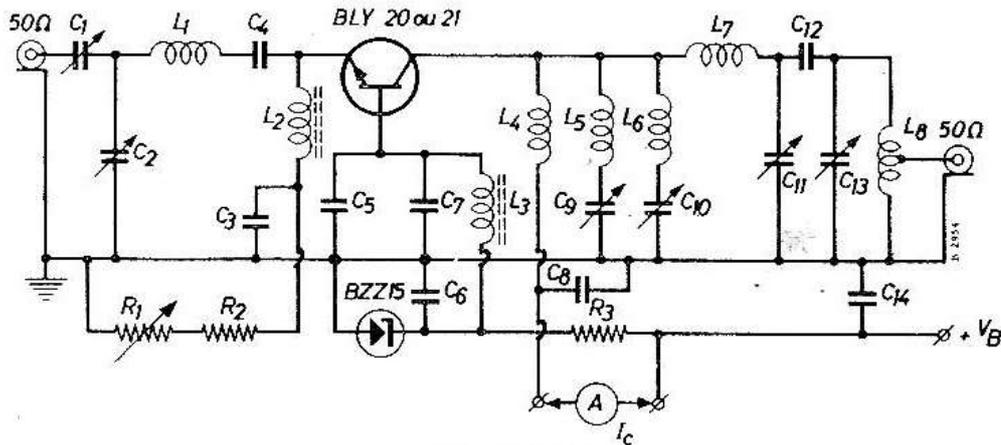


FIG. IV-57

Il est aussi possible de réaliser sur ce principe des émetteurs mobiles dans les bandes 144 MHz et 432 MHz qui ne diffèrent que par leur étage de sortie, l'excitation étant dans les deux cas, fournie au transistor final par le même sous-ensemble 144 MHz.

Présentation et utilisation des diodes-varactors

QU'EST-CE QU'UN VARACTOR ?

Dans le vocabulaire courant, le terme « diode » évoque un composant bipolaire, semi-conducteur, de type p-n utilisé soit comme redresseur dans le sens de conductibilité, soit comme régulateur, stabilisateur de tension utilisant l'effet zener. Le Varactor, bien qu'ap-



FIG. IV-58

pelé « diode » ne s'apparente, évidemment, ni à l'un, ni à l'autre et travaille à mi-chemin entre les deux, précisément dans les conditions telles que la résultante peut être représentée comme figure IV-58 par une résistance pure en série avec une capacité. Lors-

qu'une tension est appliquée aux bornes de l'ensemble, la variation de capacité C n'étant pas proportionnelle, cette non-linéarité se traduit par la production d'harmoniques du signal appliqué. La résistance, série R , est constituée par la résistance de la jonction des matériaux p et n . Elle représente le facteur de qualité du varactor et sa valeur est de l'ordre de 1Ω . Quant à la fréquence de coupure, qui dépend à la fois de la valeur de la capacité et de la résistance de la jonction, elle correspond à la fréquence de coupure, qui dépend à la fois de la valeur de la capacité et de la résistance de la jonction, c'est-à-dire à la fréquence pour laquelle le coefficient de surtension du Varactor est égal à l'unité : elle est fournie par les notices des constructeurs et se calcule par la formule : $F_{\text{MHZ}} = 1/2 \pi R C$.

Mais revenons à la théorie des semi-conducteurs et considérons une jonction p - n , représentée figure IV-59. A l'état de repos, il existe un très faible mouvement de particules électriques de part et d'autre de la jonction. Les électrons issus de la région N s'en vont à travers la jonction neutraliser les porteurs positifs qui se

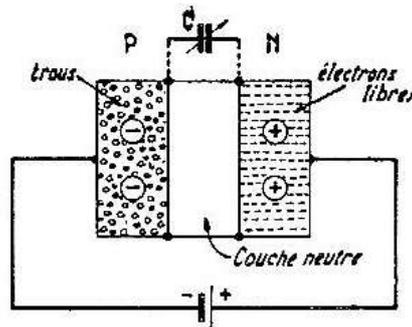


FIG. IV-59

trouvent au voisinage de celle-ci dans la région P et inversement les « trous » de la région « p » s'en vont neutraliser les charges négatives de la région « n » en traversant la jonction. Le résultat le plus clair de ces transferts est qu'il n'existe plus au voisinage de la jonction aucun porteur négatif ou positif. On se trouve donc en présence d'une couche neutre entre les zones P et N qui constituent, en somme, les deux armatures d'un condensateur dont la couche neutre serait le diélectrique. Si une tension externe inverse est appliquée aux bornes de la diode, la couche neutre va s'épaissir et la capacité diminuer. Inversement, toute tension directe va provoquer le phénomène contraire et la capacité entre les matériaux va augmenter. Toutefois, cette tension directe ne devra pas

dépasser le potentiel de contact, ce qui aurait pour effet de détruire la couche neutre. Il apparaît donc que la capacité variera en fonction de la tension extérieure tant que la jonction sera convenablement polarisée. Voilà donc en gros, d'une façon concise, comment fonctionne un varactor et nous allons voir maintenant dans quelles conditions et à quelles conditions on peut utiliser un varactor dans sa fonction la plus intéressante, la multiplication de fréquence.

De ce qui précède, il ressort qu'un état de non-linéarité réactive existe dans un varactor lorsqu'un signal HF lui est appliqué. Il s'ensuit que lorsqu'un courant HF le traverse, il en résulte une tension riche en harmoniques qu'il ne reste plus qu'à sélectionner dans un circuit approprié.

A. — MONTAGE EN DOUBLEUR DE FREQUENCE

On peut obtenir un signal de fréquence double avec deux dispositions différentes : le montage série (fig. IV-60) et le montage parallèle (fig. IV-61).

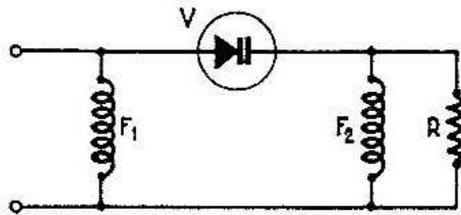


FIG. IV-60

Dans le premier cas, le filtre F_1 présente une impédance très élevée à la fréquence du signal d'entrée (f) et le filtre F_2 une impédance très élevée à la fréquence double ($2f$) mais l'un et l'autre constituent un court-circuit pour toutes les autres fréquences ($n.f$).

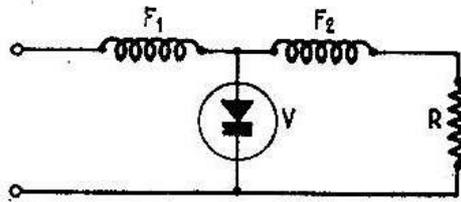


FIG. IV-61

Dans le second cas (montage parallèle, le filtre F_1 présente une impédance nulle à la fréquence d'entrée (f) et une impédance très élevée sur toute autre fréquence, tandis que le filtre F_2 présente une

impédance nulle à la fréquence double ($2f$) et une impédance très élevée à la fréquence d'entrée (f) et à tous les harmoniques supérieurs à $2f$.

Cette seconde disposition est la plus intéressante.

En effet, dans le montage série, le courant HF de fréquence fondamentale, aussi bien que celui de tous ses harmoniques, traverse le varactor, tandis que dans le montage parallèle, les circuits accordés font que seuls les courants de fréquence f et $2f$ traversent la diode. Il en résulte une sélection plus facile des signaux de fréquence double ($2f$) que l'on cherche à produire, les harmoniques de rang supérieur étant pratiquement éliminés. Par ailleurs, les pertes entraînées par le montage série étant plus importantes, nous nous arrêterons au seul montage parallèle ou shunt, dans lequel, avantage pratique supplémentaire, la cathode, c'est-à-dire le boîtier métallique est à la masse. Le châssis utilisé pour le montage sert donc en même temps de disperseur thermique.

La multiplication de fréquence étant, pour l'amateur, le principal intérêt, nous donnons ci-dessous quelques montages pratiques de doubleurs à diode varactor.

1. Doubleur 72-144 MHz (fig. IV-62).

Le circuit d'entrée est constitué par le filtre de bande L_1-C_1/L_2-C_2 accordé sur 72 MHz. Le circuit de sortie est constitué par un autre filtre de bande L_3-C_3/L_4-C_4 , accordé sur 144 MHz. La diode est pola-

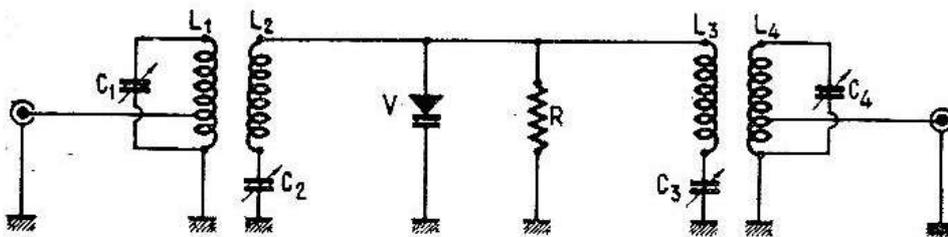


FIG. IV-62

L_1 = 3 1/2 tours, fil argenté, 15/10 mm, prise à 1 spire de la masse, longueur : 5,5 mm ; diamètre 15 mm ;

L_2 = 7 tours, fil argenté 15/10 mm, longueur 13 mm, diamètre 15 mm ;

L_3 = 4 1/2 tours, fil argenté 10/10 mm, longueur 6 mm, diamètre 10 mm ;

L_4 = 2 tours, fil argenté 10/10 mm longueur 3 mm, diamètre 10 mm, prise à 2/3 de tour, côté masse.

$C_1 = C_2 = C_3 = C_4$, ajustables cloche, type professionnel Philips, Transco C.005 AA 25E, de 25 pF. $V = \text{BAY 66}$. (fig. IV-70)

risée automatiquement par la résistance R dont la valeur se situe entre $15\text{ k}\Omega$ et $100\text{ k}\Omega$, la plus forte valeur correspondant à la tension HF d'entrée maximum et la plus faible à une tension HF d'entrée inférieure.

Les impédances d'entrée et de sortie sont de $50\ \Omega$. Le couplage de L_1 à L_2 et L_3 à L_4 peut être effectué de différentes manières.

a) Couplage inductif = L_2 est couplée à L_1 , côté froid.

b) Couplage capacitif en tête = un condensateur de 1 à 2 pF est connecté entre le sommet de L_1 et la jonction L_2-C_2 .

L'atténuation des harmoniques est de 40 dB environ.

On peut conclure à un fonctionnement correct du montage lorsque, l'excitation HF étant alternativement appliquée et interrompue, la puissance délivrée par le varactor conserve sa valeur maximum. S'il n'en était pas ainsi, on se trouverait en présence d'un fonctionnement instable que l'on pourrait faire disparaître en désaccordant légèrement le secondaire du filtre d'entrée C_2-L_2 ou en modifiant le couplage de L_1 à L_2 .

2. Doubleur 108-216 MHz (push-pull) (fig. IV-63).

Cette disposition qui demande deux diodes présente un certain nombre d'avantages sur le montage précédent. Tout d'abord, il peut admettre une puissance d'excitation double pour un même type de varactor. Le montage équilibré est intéressant sous l'angle de l'élimination des harmoniques et le redressement est de l'ordre de 70 %.

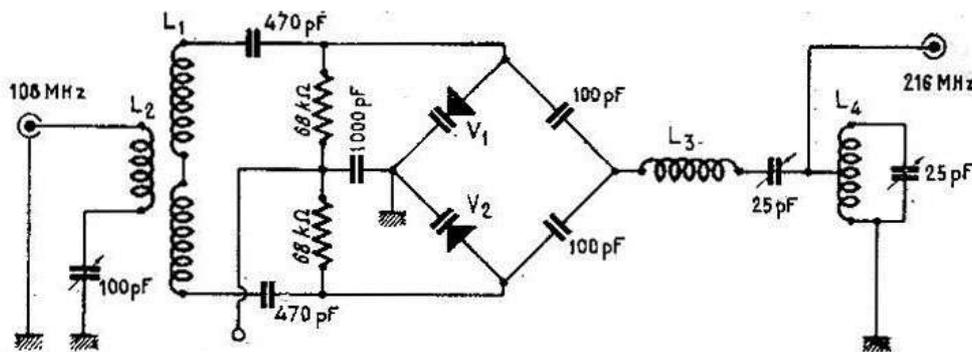


FIG. IV-63

Le filtre d'entrée comporte pour L_1 , six spires de fil émaillé de 12/10 mm sur un mandrin de 6 mm, sans noyau, et L_2 , trois spires, bobinées au milieu et entre spires de L_1 , donc avec un couplage très serré.

L_3 = Trois spires, fil argenté 15/10 mm, diamètre 6 mm, longueur 5 mm.

L_4 = Identique à L_3 avec prise à une spire, côté masse.

Nous avons donné ces deux montages pratiques de doubleurs à varactor dans le but d'atteindre soit la bande 144 MHz, soit la fréquence moitié de la bande 432 MHz, pour laquelle on pourrait envisager un deuxième doubleur de même conception, en modifiant L_1 - L_2 - L_3 - L_4 ou en adoptant le schéma suivant.

3. Doubleur 216-432 MHz (fig. IV-64).

Le circuit d'entrée est un accord simple, mais le circuit de sortie est un filtre passe-bande dont le secondaire est établi sous la forme d'un circuit semi-coaxial qui à ces fréquences se justifie pleinement et ne présente qu'un encombrement réduit. Les valeurs pratiques à adopter sont les suivantes :

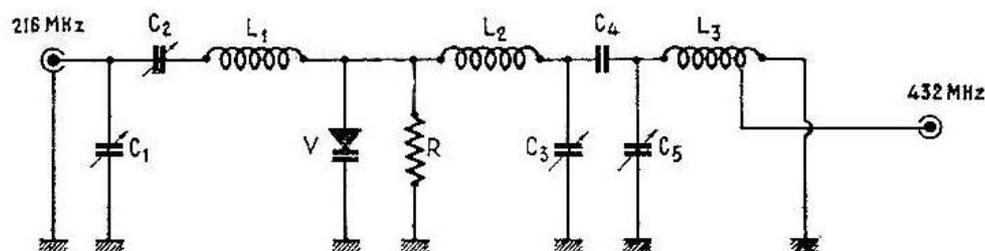


FIG. IV-64

$R = 100 \text{ k}\Omega$.

$C_1 = 25 \text{ pF}$ ajustable cloche (TRANSCO) C 005 AA 25 E.

$C_2 =$ ajustable piston 6 pF (TRANSCO 82025 6 E).

$C_3 =$ ajustable piston 4 pF (TRANSCO 82025 A E).

$C_4 = 0,4 \text{ pF}$.

$C_5 =$ ajustable piston 6 pF (TRANSCO 82025 6 E).

$L_1 = 4$ spires, fil argenté, 15/10 mm, diamètre 10 mm (longueur 8 mm).

$L_2 = 2$ spires, fil argenté 15/10 mm, diamètre 12 mm, longueur 4 mm.

$L_3 =$ Bande de cuivre argenté de 15/10 mm. Longueur 60 mm. Largeur 4 mm à 8 mm du châssis prise à 15 mm de la masse. ($Z = 130 \Omega$ - $V = \text{BAY66}$).

B. — MONTAGE EN TRIPLEUR DE FREQUENCE

On peut obtenir d'un varactor une multiplication supérieure à 2 à condition d'utiliser un circuit conçu différemment du circuit doubleur précédemment décrit. Le schéma de principe est celui de la figure IV-65. Il ressemble beaucoup à celui du doubleur à varactor shunt : le filtre F1 présente une impédance nulle à la fréquence d'entrée et F3 une impédance nulle à la fréquence triple. On remarquera toutefois le filtre F2 en parallèle sur la diode varactor qui est

accordé sur la fréquence double de celle d'excitation. Ce filtre supplémentaire porte le nom de « Idler » en anglais ou « Totkreis » en allemand, ce qui signifie très approximativement « circuit passif ». L'ensemble se comporte à la fois comme un générateur de

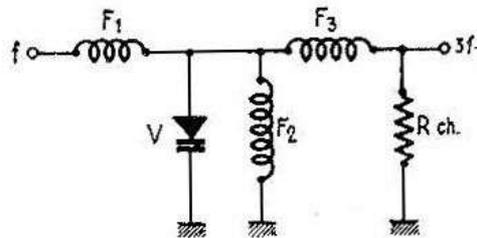


FIG. IV-65

fréquence $2 f$ et comme un mélangeur de $f + 2 f$ qui fait apparaître un fonctionnement en tripleur de fréquence avec un rendement pratique voisin de 65 % pour des circuits convenablement et soigneusement établis.

Comme pour les étages doubleurs et en complément à ceux-ci, nous donnons ci-dessous quelques montages pratiques utilisant des varactors tripleurs de fréquence permettant d'atteindre les bandes amateurs de fréquences les plus élevées.

1. Tripleur 72-216 MHz (fig. IV-66).

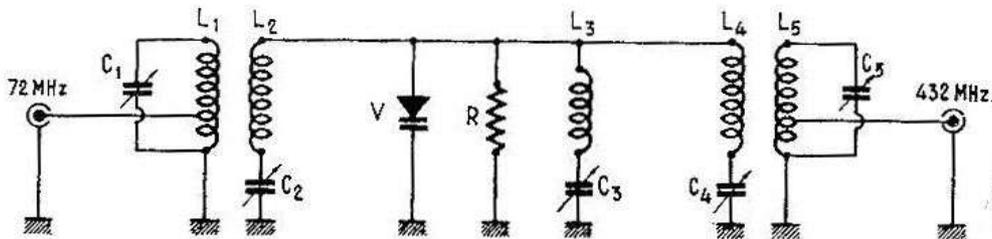


FIG. IV-66

La bande 216 MHz n'est pas une bande amateur, mais c'est la plate-forme à partir de laquelle on peut, par doublage de fréquence, atteindre la bande 432 MHz qui, elle, présente un grand intérêt et permet de très intéressantes investigations.

Le circuit d'entrée L_1-C_1 est analogue à celui de la figure IV-65, soit :

- $L_1 = 3,5$ tours, prise à une spire de la masse. Longueur : 5,5 mm.
- $L_2 = 7$ tours, longueur 13 mm. Toutes deux en fil argenté de 15/10 mm. Diamètre 15 mm.
- $C_1 = C_2 = 25$ pF. Ajustables TRANSCO C.004 AA 25 E.
- $R = 100 \Omega$.

Le circuit de sortie est ainsi composé :

$L_4 = 2$ tours, fil argenté 15/10 mm, diamètre 12 mm, longueur 5 mm.

$L_5 = 2$ tours, fil argenté 15/10 mm, diamètre 10 mm, longueur 5 mm, prise à 1/2 tour, côté masse.

$C_4 = C_5 = 25$ pF. Ajustables TRANSCO, type C.004 AA 25 E.

$V =$ BAY 66 Radiotechnique.

Reste le circuit idler qui résonne sur 144 MHz et comprend :

$L_3 = 4$ spires, fil argenté, 15/10 mm, diamètre 12 mm, longueur 8 mm.

$C_3 = 25$ pF. Ajustable Transco semi professionnel type :

2. Tripleur 144-432 MHz (fig. IV-67).

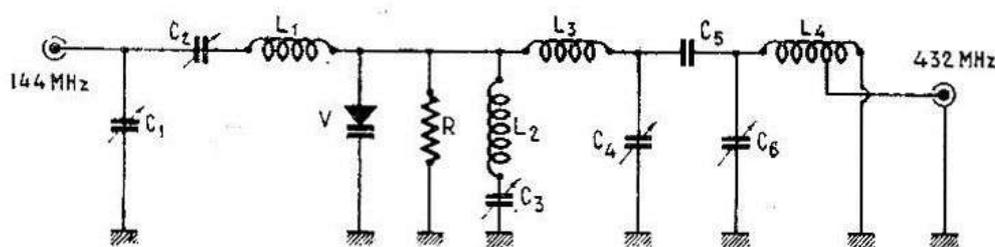


FIG. IV-67

Ce montage est donc destiné à produire un signal 432 MHz à partir d'un émetteur existant sur la bande 144 MHz ou d'un doubleur 72-144 MHz à varactor comme en A₁. Son rendement est au moins égal à 65 % et même légèrement supérieur dans cette version utilisant en V un BAY66.

Les valeurs à adopter sont les suivantes :

$C_1 = 25$ pF TRANSCO, type C.004 AA 25 E ajustable.

$C_2 = C_6 =$ ajustable piston céramique TRANSCO C.004 EA 6 E 6 pF.

$C_3, C_4 =$ ajustables piston céramique TRANSCO C.004 EA 3 E - 3 pF.

$C_5 = 0,4$ pF.

$L_1 = 6$ tours, fil argenté 15/10 mm, diamètre 12 mm, longueur 12 mm.

$L_2 = 4$ tours, fil argenté 15/10 mm, diamètre 10 mm, longueur 8 mm.

$L_3 = 2$ tours, fil argenté 15/10 mm., diamètre 8 mm, longueur 5 mm.

$L_4 =$ bande de cuivre argenté de 60 mm en 15/10 mm d'épaisseur et 4 mm de large à 8 mm du châssis, prise à 10 mm de la masse.

Comme dans tous les montages précédents, la puissance d'entrée a été limitée à 12 W, comme le recommandent les feuilles caractéristiques (voir graphique fig. IV-69).

Nous donnons ci-dessous un autre montage pratique de rendement légèrement supérieur et susceptible de recevoir à l'entrée une puissance HF de 40 W à 144 MHz pour en restituer 30 à 432 MHz. Le varactor utilisé est le BAY96 de la Radiotechnique et le schéma est celui de la figure IV-68.

Le circuit d'entrée $C_1-C_2-L_1$ a été dimensionné pour une impédance d'entrée de 50Ω avec :

C_1 = variable miniature 100 pF.

C_2 = 18 pF Transco C.004 18 E.

L_1 = 6 spires, fil argenté 15/10 mm, diamètre 7 mm, longueur 14 mm.

V = BAY 96 Radiotechnique.

R = 100 k Ω 1/2 W.

Le circuit idler comprend :

C_3 = 18 pF ajustable Transco C.004 18 E.

L_2 = 2 spires, fil argenté 15/10 mm, diamètre 7 mm, longueur 14 mm.

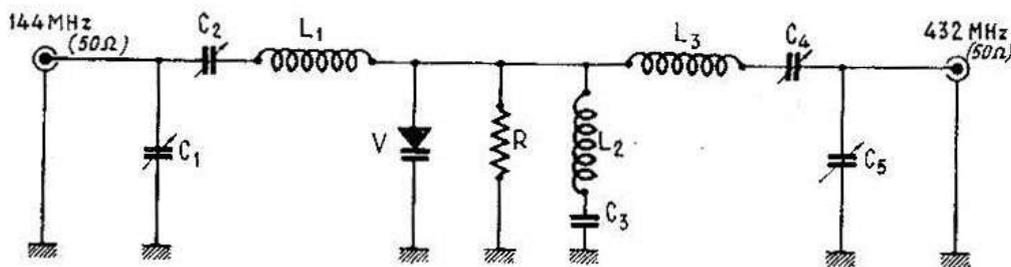


FIG. IV-68

Le circuit de sortie dimensionné pour une impédance de 50Ω se compose de :

L_3 = 3/4 spire, fil argenté de 15/10 mm, diamètre 8 mm, longueur 8 mm.

C_4, C_5 = 18 pF, ajustables TRANSCO C.004 18 E.

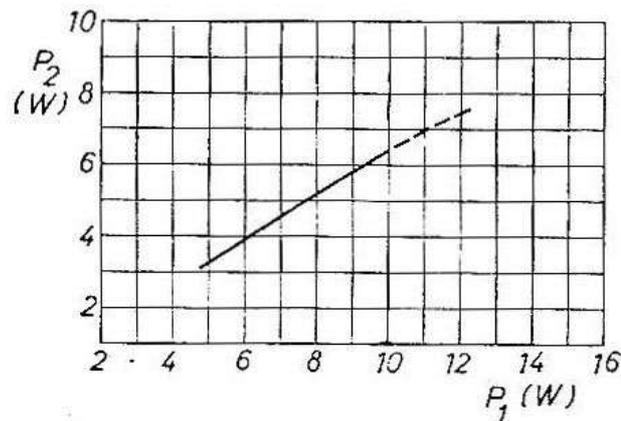
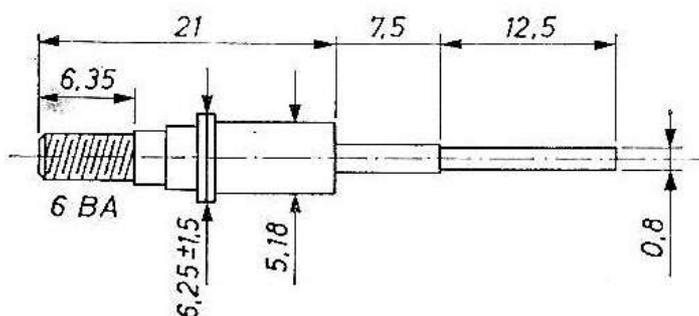


FIG. IV-69

On notera que les bobines sont « en l'air » et soudées directement sur les composants, à savoir : L_1 entre C_2 et V, L_2 entre C_3 et V et L_3 entre C_4 et V. Les longueurs étant données, il sera facile de faire la répartition des composants et de disposer $C_1-C_2-C_3-C_4-C_5$ autour du varactor.

MISE AU POINT

On commencera par insérer entre l'émetteur ou le générateur 144 MHz et le tripleur, un bon réflectomètre. La charge de sortie ne sera pas omise. La puissance appliquée au début sera réduite à quelques watts et C_1 - C_2 réglés pour un minimum d'ondes stationnaires. C_4 et C_5 sont ajustés pour un maximum de puissance de sortie ainsi que C_3 et on reprendra plusieurs fois successives les réglages dans cet ordre. On pourra augmenter progressivement la puissance d'excitation et retoucher éventuellement les réglages tou-



Dimensions en mm

FIG. IV-70

jours dans le même ordre, en recherchant une puissance de sortie maximum. En fonctionnement intermittent, comme en télégraphie, la puissance appliquée pourrait être portée à 60 watts sans risque et la puissance utile monterait à environ 40 W.

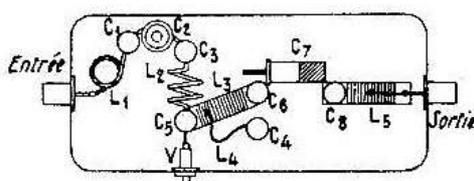


FIG. IV-71

La procédure de mise au point exposée ci-dessus est applicable à tous les étages multiplicateurs à varactor. Lorsque cet étage tripleur est au point, C_1 est très peu fermé, C_2 , à moitié de sa valeur, C_3 au 1/3, C_4 presque ouvert, C_5 près de sa capacité maximum.

Les diodes varactors étant capables de travailler à des fréquences de l'ordre de GHz, il n'est donc pas déraisonnable d'envisager

la réalisation d'un étage tripleur 432-1 296 MHz. Le rendement est encore voisin de 60 % et la BAY66 est capable de fournir pour son excitation-limite de 12 W, une puissance utile de 7 W (fig. IV-73).

L_1 - C_1 - C_2 - C_3 , ainsi que L_2 - C_5 , constituent le circuit d'entrée, L_4 - C_4 , le circuit idler, accordé sur 864 MHz, L_2 - L_5 - C_6 - C_7 - C_8 , le circuit de sortie.

Les valeurs pratiques sont les suivantes :

C_1 = ajustable céramique TRANSCO C.004-6 E - 6 pF.

C_2 = ajustable céramique ou petit variable - 12 pF.

$C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = C_8$ = piston Transco C.004-6 E 6 pF max.

R = 100 k Ω - 1/2 W.

L_1 = 3 spires, fil argenté 20/10 mm, diamètre de 8 mm, longueur 8 mm, entre borne d'entrée et masse - prise à 1 spire de la base.

L_2 = 3,5 spires, fil argenté 15/10 mm, diamètre de 7 mm, longueur 13 mm, soudée en l'air à C_3 et C_5 - L_3 .

L_3 = Bande de laiton argenté de 5/10 de mm, longueur 28 mm, largeur 7 mm, soudée à C_5 et C_6 .

L_4 = 1 spire fil argenté 20/10 mm, diamètre de 11 mm, longueur 5 mm, soudée à C_4 et C_5 .

L_5 = identique à L_3 , mais longueur 24 mm, formée en 1/4 de cercle entre C_8 et masse, prise médiane.

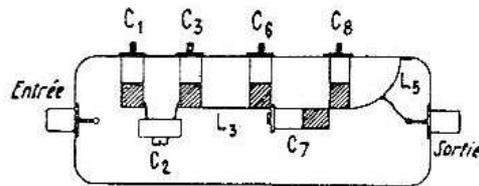


FIG. IV-72

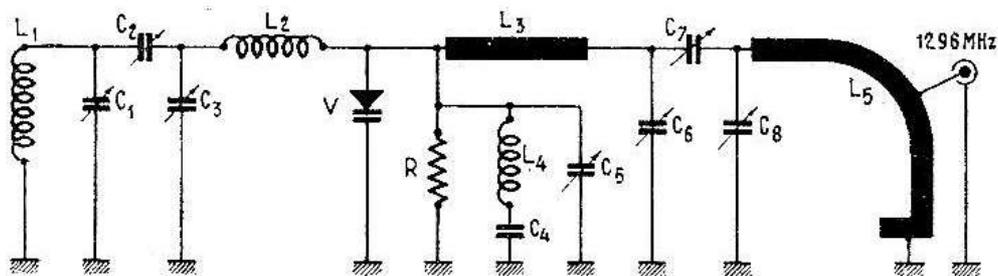


FIG. IV-73

Les figures IV-71 et 72 indiquent une vue en coupe et en dessous de la réalisation.

Dans tous les montages qui précèdent, la modulation peut être envisagée soit en fréquence (bande étroite) soit en amplitude. et le pourcentage de modulation peut atteindre 80 %. L'étage à varactor se comporte comme un amplificateur linéaire.

La figure IV-69 montre, par un graphique, le rendement d'un tri-pleur.

La difficulté majeure consiste à éviter le fonctionnement sur un mode instable. Pour mettre cette anomalie en évidence, couper l'excitation et la remettre. Si le fonctionnement est instable, la puissance de sortie est alors considérablement plus faible et il faut désaccorder légèrement le circuit d'entrée pour la retrouver. Le remède réside dans le couplage des filtres de bande et dans l'ajustement de la résistance R qui fournit la polarisation automatique de la diode en fonction de la puissance d'entrée. Plus l'excitation est généreuse, plus la valeur de R doit être choisie faible et meilleure est alors la linéarité. Par contre, le rendement est plus élevé. La valeur choisie ($100\text{ k}\Omega$) est un compromis satisfaisant.

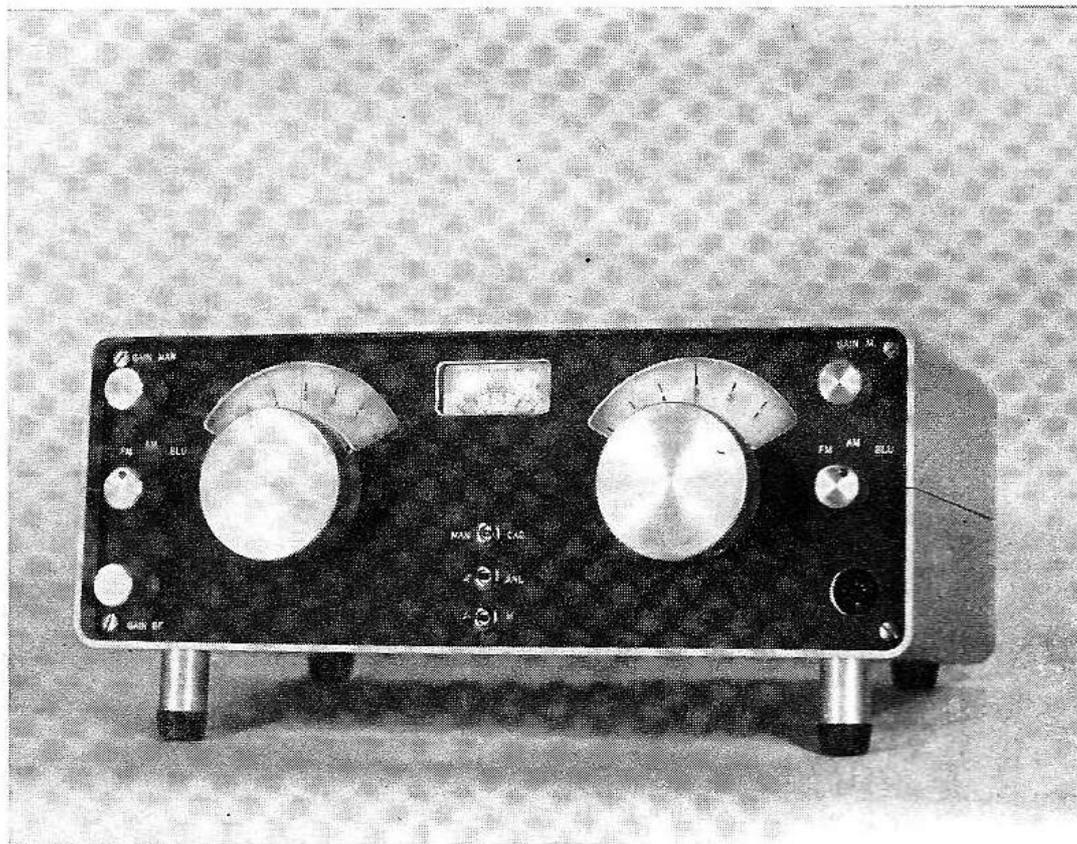


FIG. IV-74 — Emetteur-Récepteur L.A.S. « Provence ».

Chapitre V

LE PILOTAGE DES ÉMETTEURS VHF PAR OSCILLATEUR A FRÉQUENCE VARIABLE (VFO)

Le trafic sur les bandes VHF, comme sur ondes décamétriques, peut se concevoir sur une fréquence unique, déterminée par un seul quartz, sur plusieurs fréquences au choix, grâce à un groupe de quartz commutés ou sur une fréquence quelconque à partir d'un VFO de fréquence basse sur laquelle on peut atteindre une bonne stabilité sans prendre de précautions particulières. C'est ce que nous allons envisager dans le chapitre qui suit où nous avons réuni quelques montages éprouvés. Certains délivrent une tension haute fréquence (8 MHz) destinée à remplacer celle fournie par un oscillateur partant d'un quartz 8 MHz des surplus. Une lampe à grande pente, dans le cas d'un émetteur fixe, assure l'amplification suffisante pour attaquer n'importe quel exciteur. D'autres délivrent un signal sur 24 MHz, faisant travailler la première lampe de l'émetteur ou amplificateur, ou sur 12 MHz l'amenant à fonctionner en doubleur. En effet la quasi totalité des émetteurs à lampes, quel que soit le mode et la fréquence de pilotage employée passent par 24 MHz, 72 MHz, pour atteindre 144 MHz. Enfin nous donnons le schéma d'un VFO, modulé en fréquence, et sortant directement sur 72 MHz.

La stabilité d'un oscillateur dépendant de la constance de la tension d'alimentation, le problème est facile à résoudre avec une alimentation par pile, stabilisée par diode Zener. Plus délicat est celui de la rigidité de la bobine oscillatrice que l'on est amené à enfermer dans une enceinte thermostatique, réalisée en métal massif, si on désire atteindre une très grande stabilité. Mais, faute de prendre cette précaution, on obtient déjà des résultats extrêmement spectaculaires.

VFO (8 MHz) pour la bande 144 MHz

La fréquence de 8 MHz a été tout naturellement choisie pour remplacer les quartz couramment utilisés sur les émetteurs VHF et provenant des surplus (FT243 de 8 à 8,1 MHz). La connexion à

l'étage pilote existant n'est toutefois pas possible avec tous les oscillateurs à quartz et le plus facile à modifier pour cet usage est le « Jones » dont il suffit, comme le montre la figure V-1, de supprimer le cristal d'origine et de ramener la cathode à la masse. Un commu-

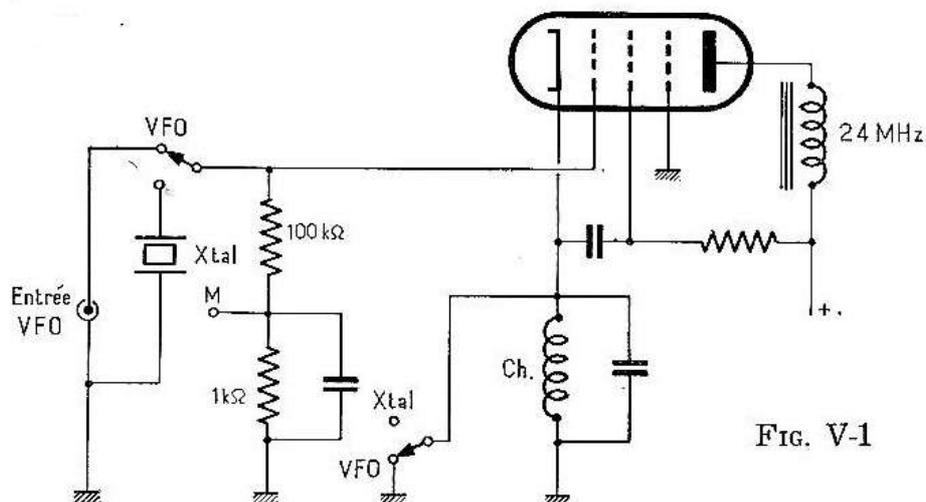


FIG. V-1

tateur à deux circuits, deux positions, permet de faire cette opération en une seule manœuvre. Mieux, même, un contacteur à plusieurs positions présenterait l'avantage d'une position VFO et d'un certain nombre de fréquences cristal.

Schéma (fig. V-2). L'oscillateur est dérivé du montage Clapp, modifié pour s'adapter à un transistor. Un étage tampon en collecteur commun lui fait suite et ces deux transistors fonctionnent à très faible régime ($< 500 \mu\text{A}$) sous une tension stabilisée de 9 V, prélevée derrière une diode Zener. La tension nominale de 12 V est appliquée aux deux derniers étages et une bobine d'arrêt SA1, bloque toute entrée ou sortie de HF par les fils d'alimentation. Etant donné la fréquence, relativement basse, de travail, beaucoup de transistors peuvent convenir et si l'on suggère ici les STF357 (Cosem), on pourrait aussi bien employer AF114 ou 115, 2N384 ou tous types de caractéristiques équivalentes. Dans la réalisation pratique, le circuit oscillant de base (CV-L) est enfermé dans un compartiment individuel. Le reste de la construction est simple et ne demande pas de soins particuliers. Il est évident que l'ensemble gagnerait à être réalisé sur un circuit imprimé (fig. V-3).

Le condensateur d'accord CV demande une parfaite stabilité et donc des lames épaisses et une très faible variation de capacité si l'on veut étaler entièrement les 100 kHz de la bande. L'idéal est de partir, comme l'a fait l'auteur, de condensateurs de récupération démontables, comme les « National », de supprimer, si nécessaire,

autant de lames qu'il faut et de jouer sur l'espacement lames fixes-lames mobiles pour obtenir l'étalement souhaité. Le petit condensateur ajustable marqué 50 est un modèle à air, bien stable également, mais un axe fendu est suffisant pour le régler puisqu'il ne sert qu'au calage de la bande, opération qui se fait une fois pour toutes. Ce réglage demande beaucoup de minutie et d'attention car l'harmonique 18, que l'on cherche à entendre sur le récepteur 144 MHz voisin, n'est pas d'un niveau très élevé. Lorsque la fréquence 8 000 kHz est obtenue pour le maximum de capacité de CV, explorer la bande de part et d'autre de 144 MHz. Deux éventualités peuvent se présenter :

1° On trouvera quelques petites porteuses de part et d'autre de la fréquence nominale. C'est évidemment un fonctionnement anormal. Pour rétablir les choses, on augmentera la valeur de la résistance ajustable R, jusqu'à ce que ce phénomène cesse.

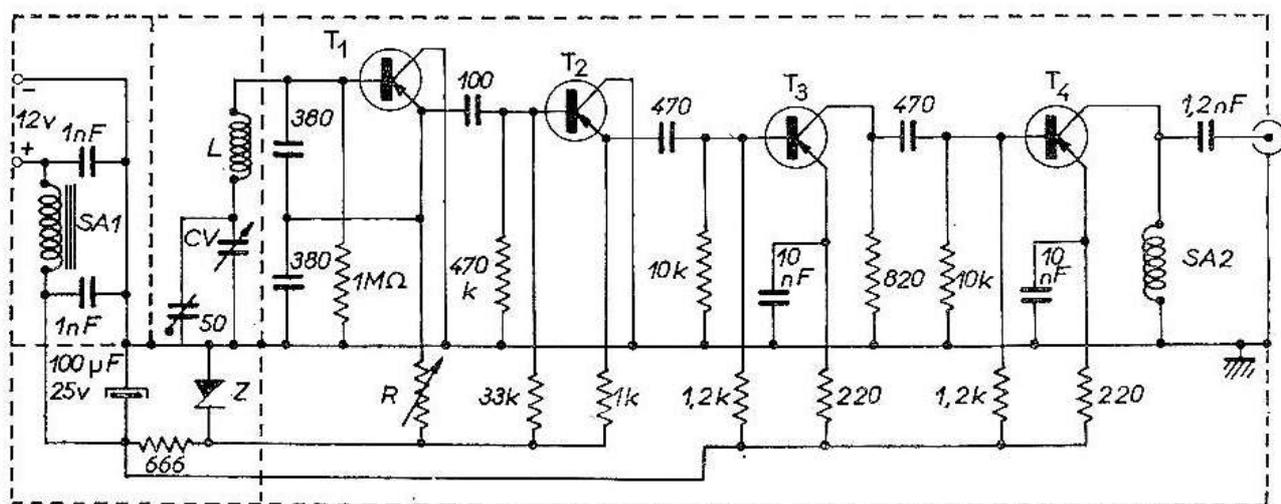


FIG. V-2

L = 28 spires, 8/10 émaillé sur mandrin stéatite fileté \varnothing 30 pas 1,25
 CV = condensateur d'accord, variation utile 1,5 pF environ
 SA₁ = nid d'abeille 200 spires 2/10 1 couche soie sur ferrite \varnothing 6
 SA₂ = R100 (2,5 mH).

Z = diode Zener 9,1 V nominal, BZY63 (RT)
 T₁, T₂, T₃, T₄ = SFT 357 (Cosem).
 R = résistance ajustable 47 kΩ nominal (Matera).

2° On ne constatera pas la présence de fréquences secondaires. Provisoirement, on diminuera la valeur de R jusqu'à ce que le phénomène apparaisse, c'est alors qu'on l'augmentera légèrement (2 à 3 kΩ).

Après quoi, on pourra passer à l'étalement et à l'étalonnage du cadran par les moyens habituels (quartz multiples-marqueurs, etc...).

Le raccordement à l'exciteur se fera par un câble coaxial très court et à faible capacité, pour permettre de conserver le plus d'énergie possible malgré la liaison à haute impédance.

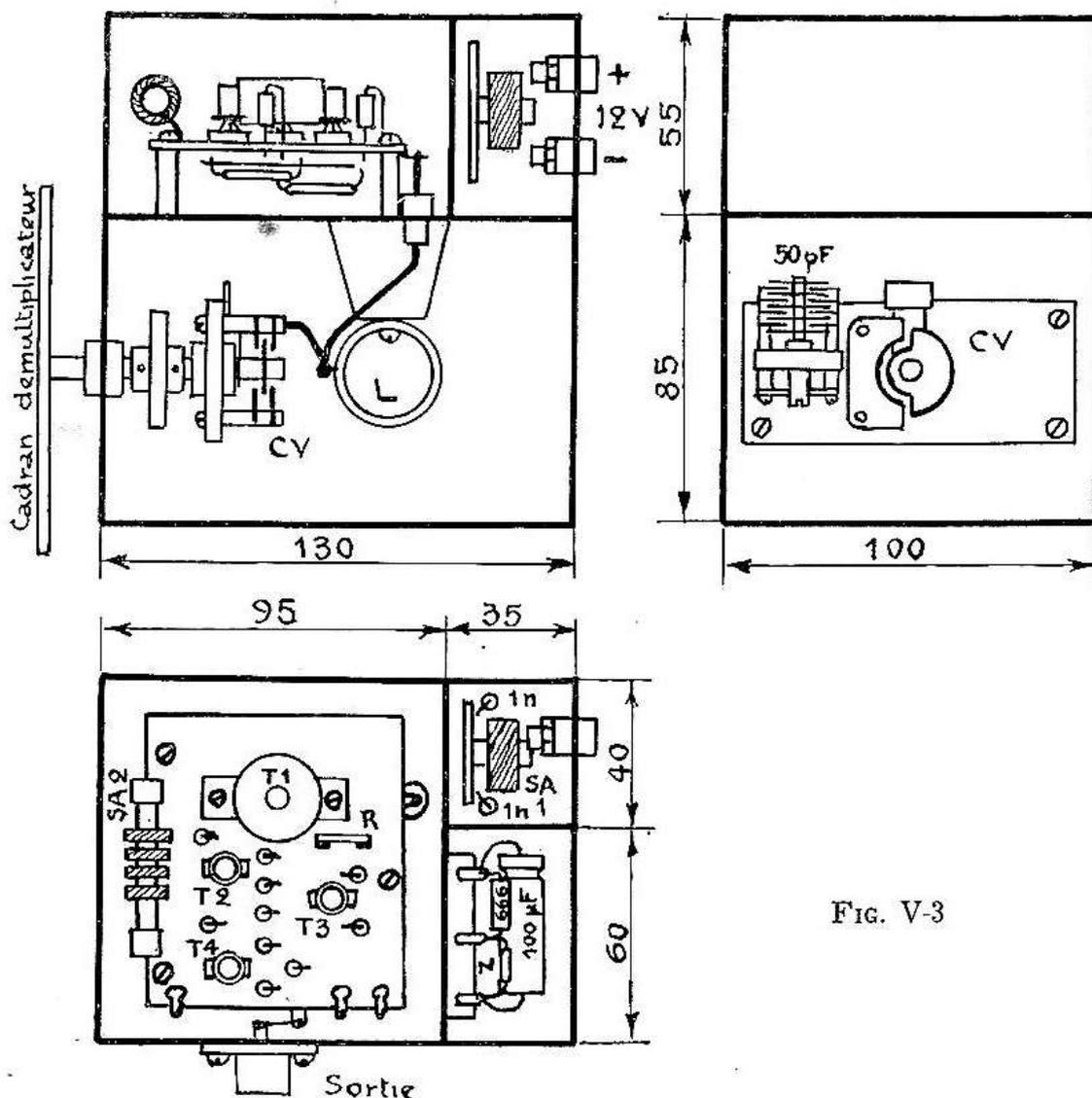


FIG. V-3

VFO (8 MHz) à transistors N.P.N.

1° Version (fig. V-4). — L'oscillateur, qui comme celui de tout circuit destiné à piloter un ensemble exciteur demande à être réalisé avec beaucoup de soin est équipé d'un 2N706 en montage à base commune. Nous avons un circuit Colpitts à accord parallèle dans lequel la réaction d'émetteur est obtenue sur un pont capacitif disposé entre collecteur et masse, le collecteur étant lui-même couplé au minimum à la bobine L_1 par une prise voisine de la masse. Par ailleurs, le point de fonctionnement du transistor oscillateur est fixé

de telle manière que la dissipation soit le plus réduit possible. Il en résulte, bien sûr, un niveau de sortie HF extrêmement bas, mais la stabilité est à ce prix.

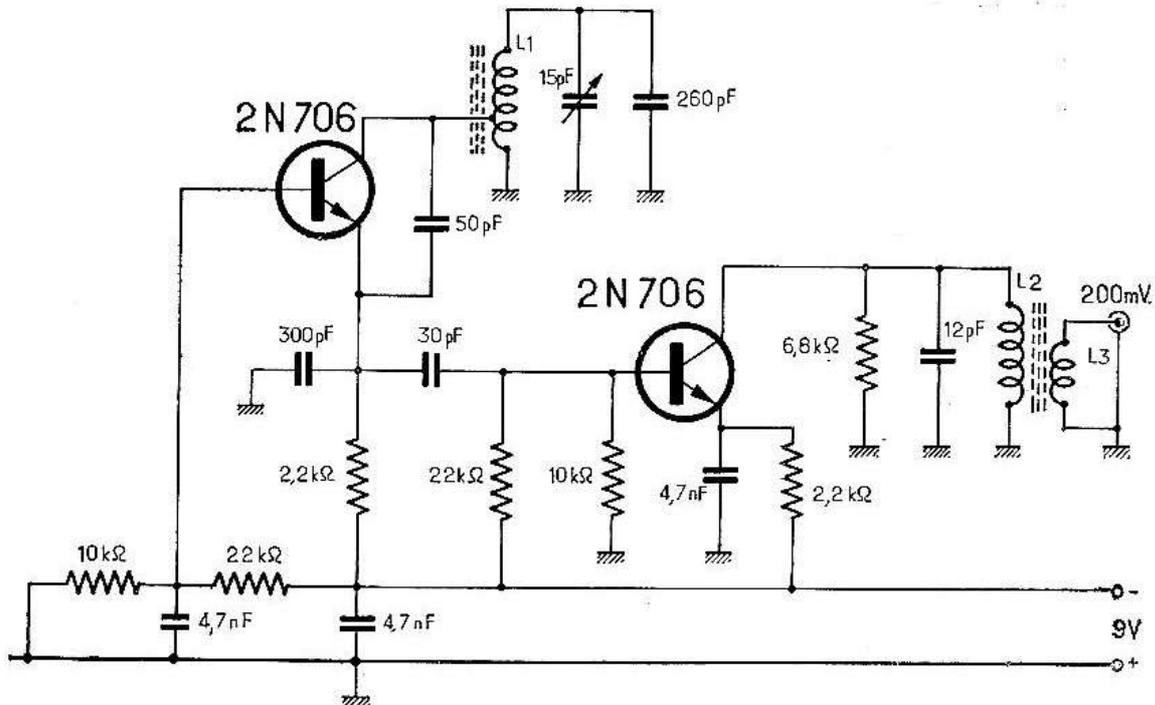


FIG. V-4

La bobine L_1 comporte 20 spires de fil émaillé de 6/10 mm, réparties sur une longueur totale de 24 mm, sur un mandrin LIPA de 10 mm de diamètre. La prise du collecteur s'effectue à 4 spires, côté masse, par un fil nu, soudé sur une portion dénudée, l'espacement le permet. Après quoi, une couche raisonnable d'Araldite bloque le tout définitivement. Le condensateur variable utilisé sera un modèle à lames épaisses et la capacité fixe, en parallèle, un condensateur au mica. Un étage 2N706 tampon, en montage à émetteur commun fait suite dont le circuit collecteur est accordé sur 8 MHz ; $L_2 = 30$ spires jointives, fil 30 /100 mm émaillé. $L_3 = 5$ spires, jointives, fil sous gaine thermoplastique et autour de la base de L_2 . La tension HF est pratiquement constante d'un bout à l'autre de la bande (200 mV). Elle peut être acheminée vers l'étage d'entrée de l'exciteur par un brin de câble coaxial qui n'a aucun intérêt à être trop long.

2° **Version** (fig. V-5). — Ici, nous sommes en présence d'un oscillateur Colpitts à accord-série ou Clapp, dans lequel la réaction d'émetteur est également obtenue par un pont capacitif sur le circuit oscillant. La sortie sur le collecteur s'effectue à basse impédance (tension HF disponible 270 mV) ce qui autorise le couplage avec

l'étage suivant par une section de câble coaxial. La stabilité obtenue est remarquable (300 cycles pour une variation de tension d'alimentation de 1 volt) mais, dans l'une comme dans l'autre des deux versions, les bobines L_1 et L_4 seront utilement enfermées dans une enceinte thermostatique afin d'accroître la stabilité en regard des variations de la température. (L_4 est identique à L_1 mais ne comporte pas de prise intermédiaire.)

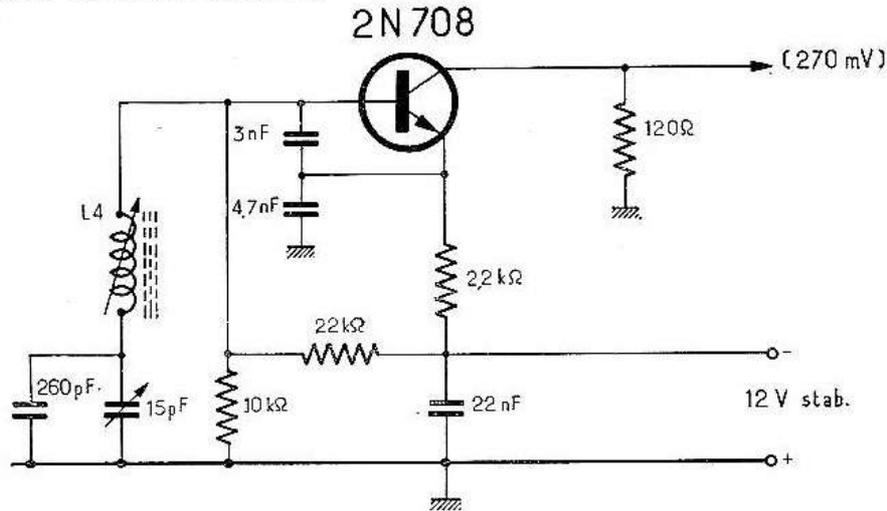


FIG. V-5

VFO à transistors à effet de champ

Ce VFO est calé sur 8 MHz et peut, par conséquent, remplacer le quartz d'un émetteur piloté sur cette fréquence. L'utilisation des transistors à effet de champ dans un oscillateur est, particulière-

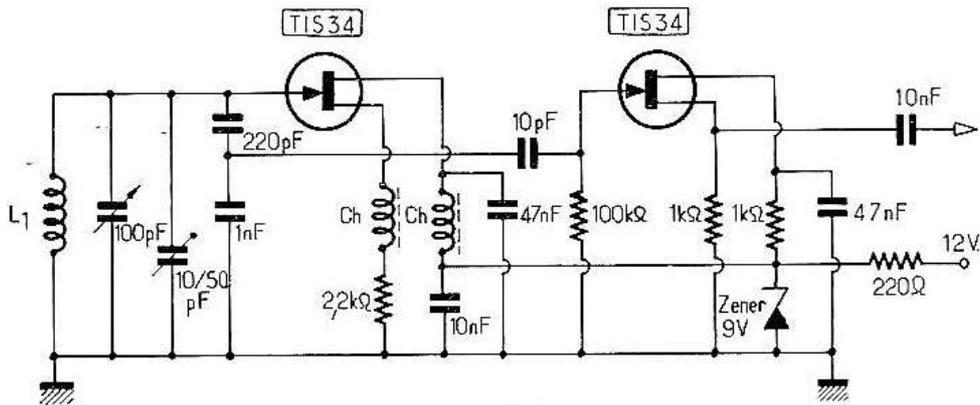


FIG. V-6

ment recommandable. En effet, l'amortissement du bobinage d'entrée est moindre et l'influence de la tension d'alimentation est très faible sur les capacités internes. Le schéma du VFO est représenté fig. V-6. Nous avons utilisé deux TIS34. L'oscillateur est du type

Colpitts à forte capacité. La réaction indispensable est prélevée sur un pont capacitif entre « gate » et masse et appliquée à la « source » sur laquelle le signal est prélevé par une très faible capacité (10 pF). La charge du deuxième étage étant ainsi très faible, réagit de façon négligeable sur l'oscillateur. Les deux étages sont montés en « drain » commun et la tension amplifiée (350 mV) est prélevée sur la « source » du deuxième étage. L'alimentation est stabilisée par diode Zener (9 V). La construction sera naturellement rigide et l'ensemble, enfermé dans un coffret étanche, sera commandé par un démultiplicateur sérieux.

$L_1 = 12$ spires, fil émaillé, jointives sur mandrin 10 mm, sans noyau.

$Ch = 60$ spires, fil émaillé, 20/100 mm, jointives, sur mandrin 6 mm, sans noyau.

VFO (72 MHz) modulé en fréquence

Ce montage ne se distingue des autres que par sa fréquence de sortie très élevée. Il est destiné, dans les montages d'émetteurs à transistors, à remplacer le quartz d'origine et son immobilité dans la bande. Le circuit oscillant de base est un Colpitts à accord parallèle accordé sur 36 MHz, par des capacités, de valeur relativement élevée, à haute stabilité. La tension d'alimentation est stabilisée deux fois en cascade à partir d'une source de 13,5 Volts. L'oscillateur est suivi d'un étage tampon en collecteur commun, sans circuit accordé et l'étage de sortie est un doubleur de tension en émetteur commun, dont le collecteur est chargé par un circuit oscillant accordé sur 72 MHz (fig. V-7).

$L_1 = 3$ tours, fil 15/10 mm nu, $\varnothing = 10$ mm.

$L_2 = 3,5$ tours, fil 15/10 mm nu, $\varnothing = 8$ mm.

$L_3 = 2,5$ tours, fil isolé 10/10 mm, entre les spires de L_2 , côté froid.

La partie HF pourra être assemblée sur le circuit imprimé de la figure V-8.

La modulation comporte deux étages amplificateurs des tensions microphoniques, en cascade devant une diode BA 102, polarisée au repos à + 4 volts et les variations de capacités de la diode sont appliquées en parallèle sur le circuit à fréquence variable du VFO, à travers une capacité de faible valeur (5,6 pF) qu'il peut y avoir lieu d'ajuster pour modifier l'excursion en fréquence de la modulation. Tous les transistors sont des 2N708 mais il est hors de doute que leur remplacement est tout à fait possible, par des 2N2369, en

particulier. Les résultats se sont avérés satisfaisants dans la mesure où le matériel et son alimentation ont été enfermés dans une boîte étanche, la soustrayant à la HF produite par l'émetteur. C'est d'ailleurs une règle qui vaut pour tous les VFO.

Sans autre modification que la valeur des circuits oscillants, ce montage peut être transposé en version 8 MHz :

On ferait alors : $L_1 = 17$ spires, fil 5/10 mm émaillé, jointives sur mandrin Lipa $\varnothing 6$ mm avec capacité de liaison sur la base

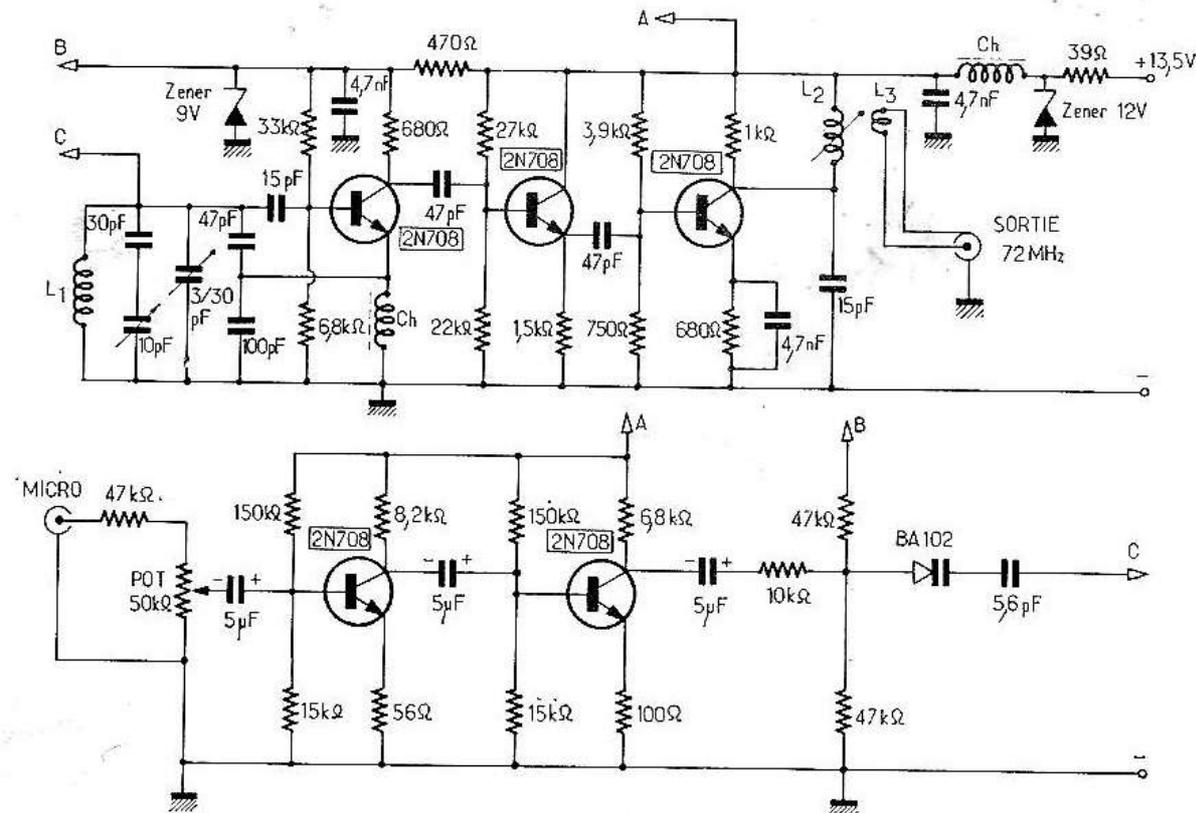


FIG. V-7

de 47 pF (au lieu de 15 pF) et pont de base 1 200 pF (au lieu de 47 pF) et 2700 pF (au lieu de 100 pF).

$L_2 = 28$ spires, fil 3/10 mm, émaillé, jointives, sur mandrin Lipa $\varnothing 6$ mm avec 10 pF en parallèle.

$L_3 = 8$ spires, même fil sur L_2 , côté froid.

Super VFO transistorisé

L'appareil qui suit constitue une solution très élégante au problème du pilotage des émetteurs à lampes ou à transistors. Sa conception repose sur le principe bien connu du superhétérodyne

dans lequel on recueille, à la sortie de l'étage mélangeur, le battement inférieur ou supérieur, de deux signaux appliqués simultanément à l'entrée. L'une des composantes du battement étant variable en fréquence, le produit est également de fréquence variable. De là vient le nom de « super » donné à ce type de montage dont la stabilité est celle de l'oscillateur variable puisque le deuxième, devant être fixe, est stabilisé par quartz. La quasi-totalité des émetteurs en service sont pilotés par quartz en montage « Jones amélioré » avec une fréquence de sortie de 24 MHz à partir de cristaux 6, 8 ou 12 MHz. Il en résulte que si nous devons remplacer le quartz, il faut prévoir un VFO, fournissant une puissance suffisante sur l'une de ces fréquences ou même sur 24 MHz ce qui fera de

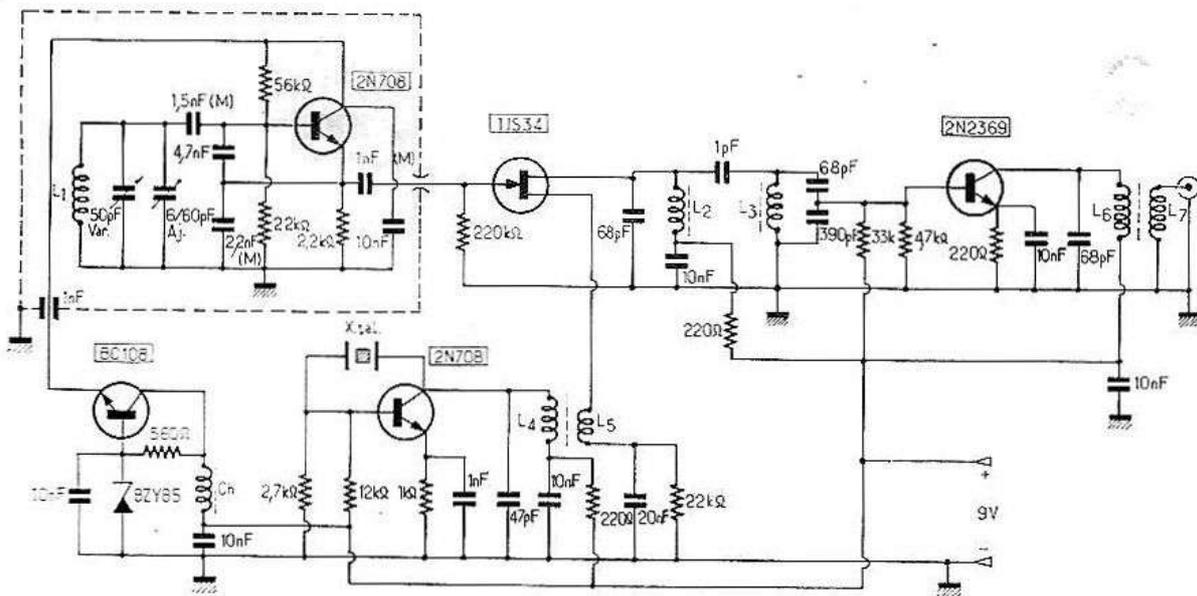


FIG. V-8

l'oscillateur d'origine un doubleur, tripleur, quadrupleur ou plus simplement un amplificateur. Pour diverses raisons, nous avons choisi 12 MHz, ce qui fait travailler l'étage d'entrée d'origine en doubleur et nous donne toute garantie contre tout risque d'instabilité ou d'accrochage intempestif à ce niveau.

Le signal résulte du battement supradyné d'un oscillateur fixe piloté par quartz FT243 (donc très bon marché) de 8 800 kHz et d'un auto oscillateur à fréquence variable couvrant de 3,2 à 3,4 MHz. Le seul écueil est la production simultanée d'un battement infradyné à la fréquence de $8\ 800 - 3\ 200 = 5\ 600$ kHz, mais il se trouve éliminé par les précautions que nous avons prises tant en ce qui concerne la conception du circuit que l'écart des 2 fréquences.

De l'oscillateur fixe nous ne dirons qu'un mot : il est des plus simples. Le quartz est inséré entre collecteur et base d'un transistor 2N708 et la tension HF apparaît aux bornes de L_1 qui est une bobine à accord par noyau plongeur, en parallèle avec une capacité fixe de 47 pF. La bobine comporte 15 spires sur mandrin de 8 mm à noyau et L_5 une seule spire.

L_1 , résonne sur 8 800 kHz et le noyau plongeur est réglé au maximum de HF, mise en évidence par une sonde à diode, comme il en figure plusieurs descriptions dans le cours de cet ouvrage. L_5 , couplée à la base de L_1 permet d'appliquer ce signal dans la source du mélangeur qui est un transistor à effet de champ, bien supérieur dans cette fonction à un transistor bipolaire.

Nous accorderons un intérêt tout particulier à l'oscillateur variable dont la réalisation conditionne la stabilité du signal produit, donc du signal sortant du VFO. Nous remarquerons qu'il est alimenté à partir d'une source particulière, stabilisée par un BC108 qui délivre une tension de 7,5 V, le courant total étant inférieur à 1 mA. Il est en outre complètement enfermé dans un compartiment métallique étanche, donc blindé par rapport à tous les autres étages. Une traversée découplante y amène la tension d'alimentation et le signal produit est prélevé à travers une capacité qui nécessite une petite ouverture.

Le montage adopté est, ici, un Colpitts à très forte capacité dont la tension utile est constante sur une large bande de fréquence. En incluant la capacité du pont diviseur, celle d'entrée du transistor, les capacités parasites et le système d'accord, on s'aperçoit que la bobine L_1 est en parallèle sur 800 pF environ !

La bobine L_1 est réalisée sur un mandrin Lipa de 10 mm de diamètre, sans noyau, et comporte 22 spires de fil émaillé de 5/10 mm jointives, collées à l'araldite. Le montage fonctionne en collecteur commun. Le signal, prélevé sur l'émetteur est appliqué à la « gate » du mélangeur. L_2 , dans le « drain » est accordé sur 12 MHz au maximum de signal, après que l'on ait calé l'oscillateur.

Les lames du condensateur variable étant entièrement engagées, on jouera sur l'ajustable cloche (60 pF) pour caler la fréquence sur 3200 kHz. On ouvrira lentement les lames du CV jusqu'à ce que l'oscillateur soit calé sur 3270 kHz, environ. La fréquence du battement sera $3270 \text{ kHz} + 8800 \text{ kHz} = 12\,070 \text{ kHz}$. C'est sur cette fréquence que sera calé L_2 en cherchant à obtenir le maximum d'énergie par le jeu du noyau intérieur. L'idéal pour régler le filtre de bande $L_2 - L_3$ serait de disposer d'un wobulateur. A défaut, on pourra procéder par tâtonnement, jusqu'à obtenir le maximum de HF sur la base du transistor final.

L_2 et L_3 sont identiques et comportent 12 spires de fil émaillé, jointives de 40/100 de mm sur un mandrin Lipa de 8 mm de diamètre et l'accord se fait par le jeu des noyaux plongeurs, en ferrite.

L_6 , comporte également 12 spires, bobinées semblablement et L_7 (3 spires) est réalisée en fil sous gaine plastique, collé côté masse de L_6 . L'étage final est monté en émetteur commun et le circuit final est accordé au maximum de HF sur 12,070 MHz environ.

Le débit de l'ensemble est de 8 mA environ et la tension disponible est de 1 V sur charge de 1 000 Ω . La stabilité est excellente. Bien entendu, au prix de la modification des bobinages, on pourra adopter maintes autres combinaisons de fréquences fixes et variables dans la mesure où les deux battements produits sont de fréquences notablement éloignées, de manière à ce que la sélectivité des circuits L_2 - L_3 - L_6 rejette correctement le signal de fréquence indésirée. Dans l'exemple choisi cette rejection est parfaite.

VFO à commande de fréquence par diode « Varicap »

Il se compose de 3 étages et le schéma est celui de la figure V-9 dans lequel nous reconnaitrons, un oscillateur suivi d'un étage séparateur attaquant l'étage de sortie qui double la fréquence de l'oscillateur. De cette manière, on se trouve à l'abri de tout couplage entre l'oscillateur et le circuit d'utilisation. Les transistors utilisés sont d'un type courant et pourraient éventuellement être remplacés par leur correspondance dans d'autres fabrications.

L'oscillateur est un montage dérivé de celui préconisé par Lee dans lequel le circuit oscillant est couplé au transistor par une capacité de faible valeur, comparée à celle des éléments du pont capacitif de base. L'accord est du type-série, comme dans le circuit Clapp. La capacité d'accord comporte, à la base de la bobine, un condensateur fixe, associé à deux diodes varactors miniatures en parallèle, auxquelles on applique une tension continue ajustable qui en modifie la capacité. Ainsi se trouve supprimé le sacro-saint condensateur variable. L'oscillateur étant monté en collecteur commun, la tension HF disponible sur l'émetteur (6 MHz) est appliquée à l'émetteur du driver, qui, lui, est en montage à base commune. L'étage de sortie doubleur est un 2N708, les signaux de fréquence double de celle de l'oscillateur sont mis en évidence dans un circuit parallèle essentiellement composé de L_2 qu'accordent les seules capacités parasites. Le tout a été monté sur un circuit imprimé. La réalisation est donc facilitée et le montage est à la fois simple, robuste et de bonne rigidité mécanique. Avant de donner quelques

détails pratiques, voyons le système d'accord utilisé, puisque nous avons dit précédemment que nous avions supprimé l'accord variable par condensateur. Les varactors utilisés sont deux Varicaps minia-

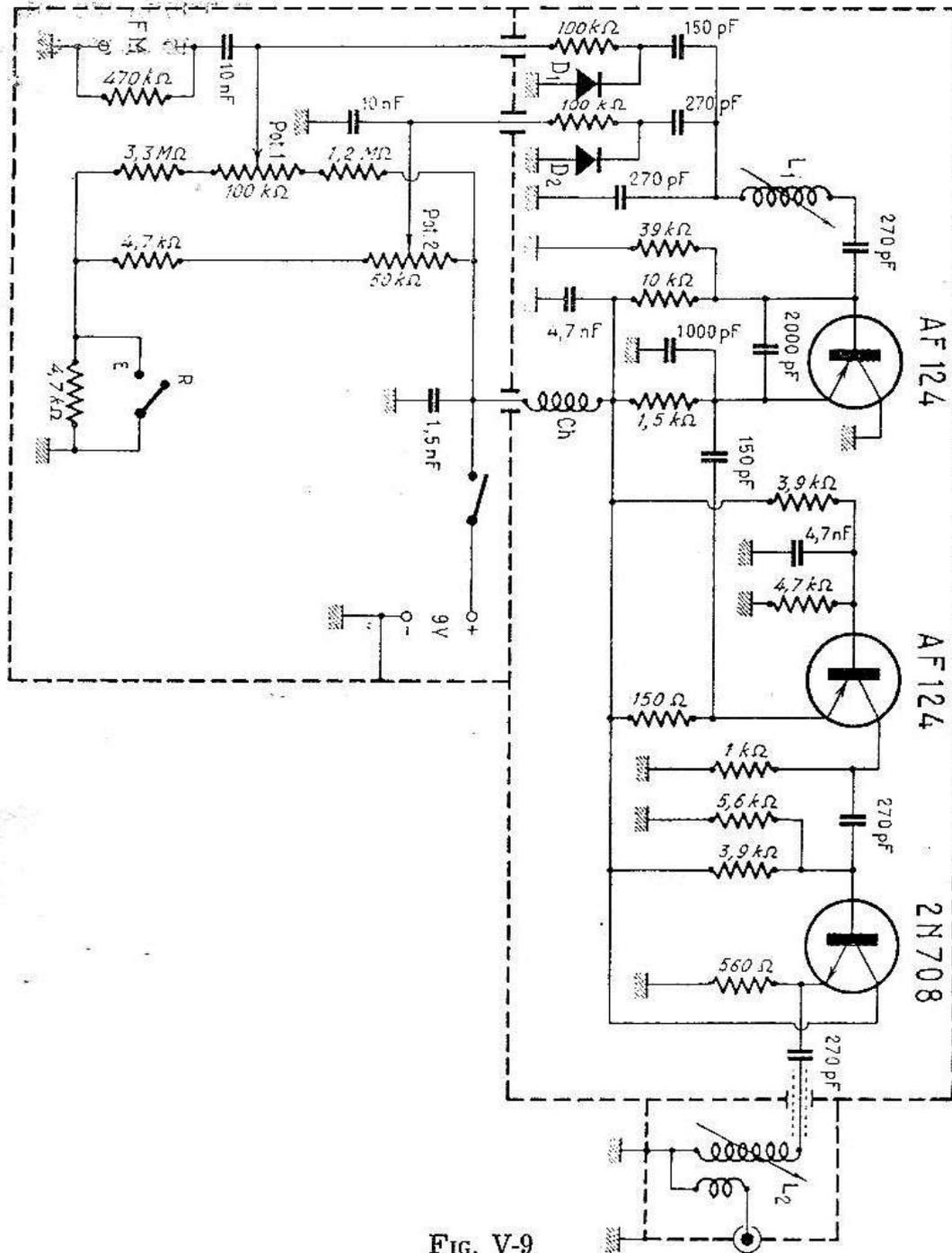


FIG. V-9

tures D_1 (BA110) et D_2 (BA112) disposés en parallèle sur la capacité d'accord-série du circuit oscillant. Outre que ces deux diodes ont des caractéristiques de variation de capacité en fonction de la

tension, différentes, elles sont réunies à des ponts diviseurs de tension très différents. C'est ainsi que D_2 est réunie à un potentiomètre dont le curseur est à une tension ajustable de 1 à 9 V. C'est le réglage « gros » qui permet de couvrir toute la bande — D_1 , à l'inverse, est prévu pour le réglage fin : le curseur du potentiomètre du pont permet de faire varier la tension appliquée de quelques dixièmes de volt seulement, ce qui permet de réaliser rapidement un battement nul rigoureux. Toute modification du rapport des éléments des ponts diviseurs entraîne une différence d'étalement de la bande. Remarquons enfin une disposition intéressante, constituée par la résistance de 4,7 k Ω dans le retour à la masse du point commun des ponts. Cette résistance est normalement court-circuitée et le calage du VFO sur la fréquence du correspondant se fait dans cette position, mais pour éviter d'être gêné par le battement de l'oscillateur avec le signal, de la station écoutée, il suffit de décourt-circuiter la résistance : la tension appliquée aux diodes augmente de quelques dixièmes de volt, ce qui se traduit immédiatement par un glissement de fréquence de quelques kHz, plus que suffisant pour ne pas être perturbé. Inversement, lorsque cette résistance est court-circuitée à nouveau, on retrouve le battement nul d'origine. La manœuvre de cet interrupteur peut être effectuée par une paillette du relais émission-réception, ce qui constitue encore une simplification.

Pour en terminer avec ce montage, précisons que les bobines L_1 et L_2 sont réalisées sur des mandrins Lipa, sans noyau, de 8 mm de diamètre, avec du fil émaillé de 30/100 mm, environ, bobiné à spires jointives et ultérieurement noyé dans l'araldite.

$L_1 = 25$ spires

$L_2 = 20$ spires avec secondaire de 3 à 4 spires sur le primaire, côté masse.

Enfin, dernière disposition intéressante, si l'on branche aux bornes FM un micro xtal un peu généreux ou mieux un préampli BF, les tensions à basse fréquence provoquent un glissement de fréquence au rythme de la parole, ce qui se traduit par une modulation en fréquence de très bonne qualité et, il faut en convenir, obtenue à peu de frais.

LE VFO-FRANKLIN

Nous recommandons comme excellente également, la version Franklin dans les oscillateurs de bonne stabilité, susceptible d'être requise pour le pilotage d'une station d'amateur. Ayant été amené à étudier tous les types d'oscillateurs facilement réalisables par les amateurs, nous avons réalisé celui-ci, sur une plaquette de bakélite

HF à pastilles (Radio-Prim). Le montage comporte deux 2N708 en oscillateur de Franklin suivi d'un étage séparateur/amplificateur, également équipé d'un 2N708. La tension HF de sortie est d'environ 1 V efficace sur 1,5 K Ω de charge, ce qui est tout à fait ce que demande un exciteur SSB ou un driver d'émetteur VHF. Nous proposerons trois versions absolument identiques, à la bobine L près, toutes autres valeurs restant égales par ailleurs, l'une partant de 5—5,5 MHz, pour la réalisation d'un émetteur SSB sur les bandes décimétriques, les deux autres soit sur 8—8,12 MHz soit sur 12—12,2 MHz, pour piloter un émetteur 144 MHz (fig. V-10).

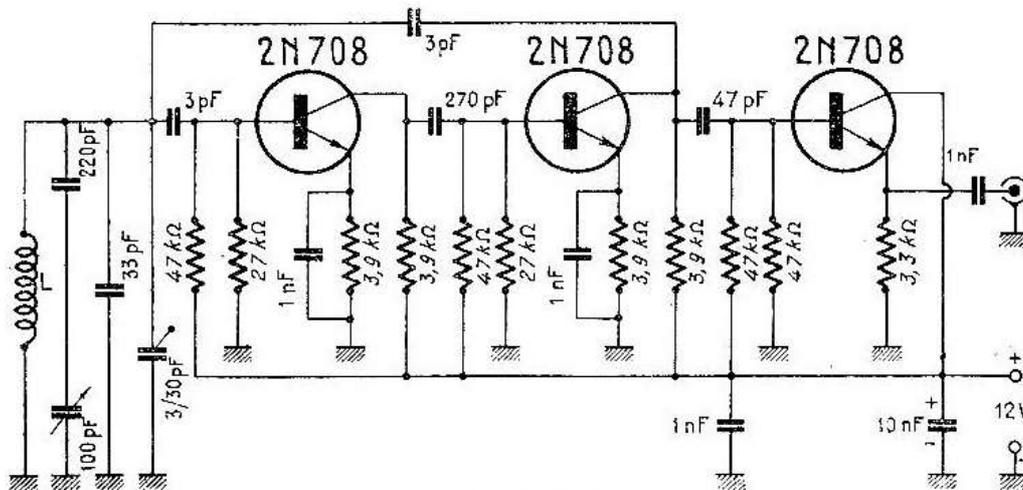


FIG. V-10

La stabilité de l'oscillateur proposé vient sans doute du fait que le couplage des éléments au circuit oscillant (3 pF) est extrêmement faible. En effet le système se résume à deux transistors identiques faiblement couplés à un circuit oscillant résonnant sur la fréquence de travail avec une liaison capacitive entre le premier et le second. La valeur des capacités de réaction 3 pF est assez grande pour que l'oscillation se produise, mais assez faible pour que la stabilité ne soit pas affectée... La sortie HF est prélevée à la sortie d'un étage montée en émetteur-follower (collecteur commun). Lorsque la réalisation est effectuée avec des composants de bonne tenue électrique tant pour les résistances que pour les capacités et que la platine est enfermée dans un boîtier de polystyrène expansé épais, la dérive en fonction de la température est négligeable. On proscrit pour L tout noyau magnétique. Le calage se fait par un ajustable (3,30 pF) en parallèle sur un condensateur au mica (33 pF) dont la valeur peut d'ailleurs être ajustée et notamment augmentée pour les fréquences basses (3,5 ou 5 MHz). Le système d'étalement comporte un conden-

sateur variable de 100 pF (surplus) en série avec une capacité fixe dont la valeur peut être modifiée pour obtenir un effet plus ou moins grand de la capacité variable. (Plus la capacité série est faible, plus l'étalement est grand et inversement plus la capacité série est grande, plus l'étalement est restreint).

$L_1 = (5 \text{ MHz}) = 20$ tours, fil émaillé 1/10 de mm, jointifs, sur mandrin Lipa, $\varnothing 10$ mm sans noyau ;

$L_2 = (8 \text{ MHz}) = 13$ tours, fil émaillé 1/10 de mm, jointifs, sur mandrin Lipa, $\varnothing 10$ mm sans noyau ;

$L_3 = (12 \text{ MHz}) = 10$ tours, fil émaillé 1/10 de mm, jointifs, sur mandrin Lipa, $\varnothing 10$ mm sans noyau.

VFO A TRANSISTOR OSCILLATEUR A EFFET DE CHAMP

Ce VFO présente, comme les précédents, des garanties de haute stabilité et utilise une solution moderne. En effet, nous utiliserons ici, comme élément oscillateur, un transistor à effet de champ, à porte isolée du type MOS (Metal oxyde semi conductor-construction) qui, du point de vue pratique, est la variété dont le fonctionnement est le plus proche de celui des lampes. Il présente, en effet, une impédance très élevée pour une dissipation négligeable, sous une tension d'alimentation réduite.

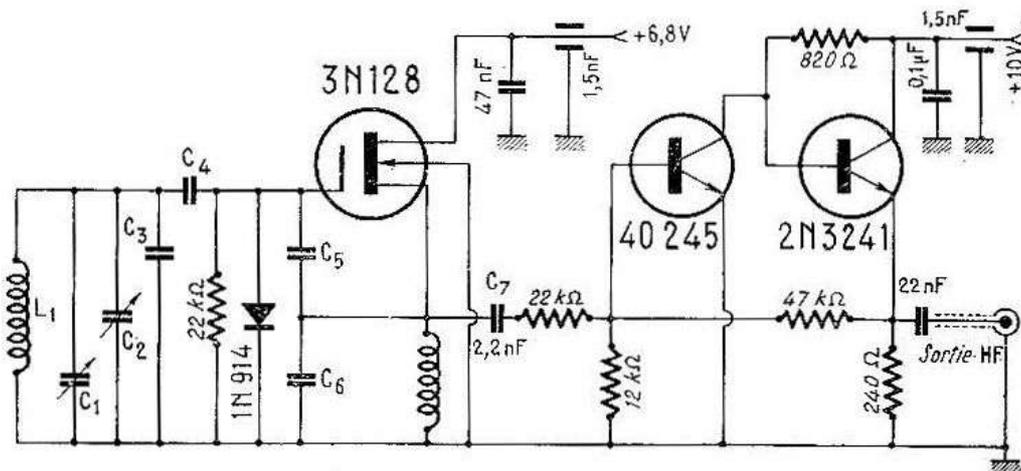


FIG. V-11

Le schéma proposé, figure V-11, est extrait du bulletin RCA, et les éléments de notre propre maquette ont été établis à partir de matériel disponible sur le marché français. Il s'agit donc d'un ap-

pareil parfaitement reproductible, aussi bien dans la version 3,5-4 MHz (pilotage des émetteurs décamétriques) que dans la bande 5-5,5 MHz (émetteurs SSB) ou dans la bande 8-8,2 MHz (émetteurs 144 MHz).

Le transistor oscillateur utilisé est donc un MOS-FET 3N128 (RCA) disponible chez l'importateur pour la France (Radio-Equipements) et associé à un circuit du type Colpitts dans lequel une partie de la tension HF produite est prélevée sur un pont capacitif C_5 - C_6 entre « gate » et masse et reportée sur la « source » qui est isolée de la masse au point de vue HF par une self de choc, ce qui crée la réaction nécessaire à l'entretien des oscillations. Les capacités C_5 et C_6 sont très grandes par rapport à celles du transistor, ce qui minimise l'effet des fluctuations mécaniques d'origine thermique. La « gate » étant isolée, il faut remplacer la jonction défailante par une diode d'auto-polarisation qui redresse la tension HF qui produit à son tour une chute de tension continue dans la résistance de fuite de 22 K Ω .

L'ensemble des capacités C_2 - C_3 , associées au circuit oscillant C_1 - L_1 , permet le calage de la fréquence et l'étalement de la bande couverte. C_1 est le condensateur d'étalement, C_2 est un ajustable 3/30 pF. C_3 est un condensateur au mica à faible tolérance de même que C_4 - C_5 - C_6 - C_7 . Les autres éléments (résistances et capacités) sont aux tolérances « grand public ». Le drain est réuni, après découplage au pied du transistor à une tension positive intermédiaire (6,8 V) et le quatrième fil est soudé à la masse.

La tension HF est prélevée sur la source par une capacité (C_7) et appliquée à l'entrée d'un amplificateur à deux étages à contre-réaction et à liaison directe.

La résistance-série (R_1) peut prendre toute valeur comprise entre 12 K Ω et 47 Ω et constitue avec la résistance de base un diviseur de tension qui permet d'ajuster la tension HF de sortie au niveau désiré. Avec $R_1 = 22$ K Ω la tension HF de sortie est d'environ 2 V eff. Elle est prélevée sur le dernier étage, monté en émetteur-follower.

L_1 est réalisé à spires jointives, au fil émaillé de 8/10 mm, ultérieurement collé à l'araldite sur mandrin Lipa, sans noyau, de 10 mm.

A défaut d'un condensateur d'étalement convenable, il est toujours possible de choisir pour C_1 une valeur plus grande, en série avec un condensateur au mica dont la valeur sera déterminée par tâtonnement, en calant à chaque essai la bande au moyen de C_2 .

La figure V-12 représente une alimentation stabilisée destinée à l'alimentation de ce dernier modèle de VFO mais elle peut convenir

à tous les autres. Le transformateur T, est un transformateur d'alimentation-filaments 6,3 V. Il est associé à un doubleur de Latour formé par 2 diodes D_1 et D_2 à faible PIV et susceptibles de fournir quelques centaines de milliampères et deux condensateurs de $500 \mu\text{F}/12 \text{ V}$. La tension redressée de 17 V, est appliquée à un dispositif régulateur dont la tension de sortie (10 V) dépend de la diode Zener

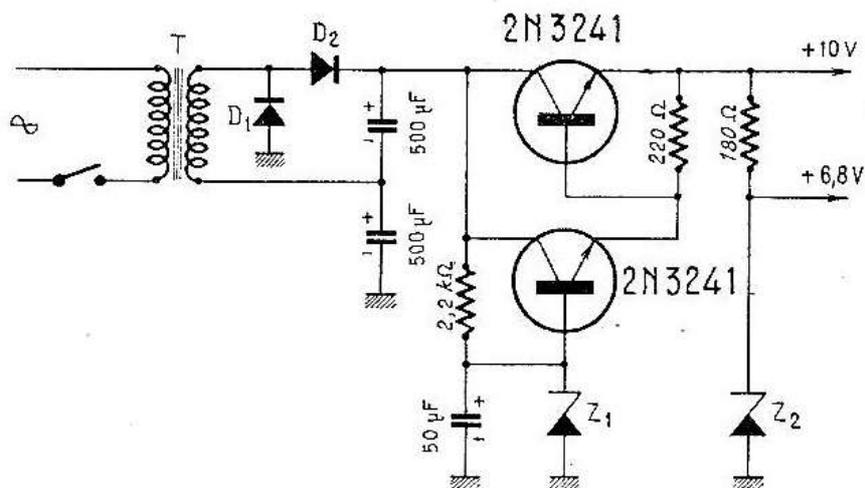


FIG. V-12

Z_1 dont la tension Zener est 10 V (1 W). Pour obtenir 12 V régulés, il faudrait mettre en Z_1 une diode de tension Zener 12 V (1 W). La tension intermédiaire est obtenue au niveau d'une autre diode Z_2 (6,8 V - 1 W) à partir de la tension régulée. Dans le cas d'alimentation d'un autre VFO, ne nécessitant qu'une seule tension, Z_2 et sa résistance série pourraient être omises.

Les performances du VFO sont vraiment étonnantes puisque, après 30 secondes de mise sous tension, le modèle 8 MHz ne glisse que de 200 Hz en 2 heures, la version 5 MHz de 50 Hz, et la maquette 3,5 MHz, seulement de 30 Hz !

VFO - Hétérodyne (24 MHz) à modulateur équilibré

Le principe du montage est le suivant : on mélange les signaux issus d'une part d'un oscillateur quartz, et d'autre part, d'un oscillateur variable à plus basse fréquence ; la résultante est donc une fréquence dont la stabilité est plus grande qu'un oscillateur libre de même fréquence.

Le transistor T1, du type AF115 est un oscillateur à quartz monté en overtone. Le quartz étant un 6 667 MHz (ou proche), l'oscillation

se fait au voisinage de 20 MHz. Il n'y a aucune difficulté à obtenir le fonctionnement en overtone 3 avec ce montage (même avec des FT 243).

Ensuite on applique les signaux issus de l'oscillateur quartz et ceux issus d'un VFO à transistors, accordé sur une fréquence voisine de 4 MHz, à un modulateur équilibré à quatre diodes. A la sortie, on pourrait obtenir les fréquences suivantes : $20 + 4 = 24$ MHz et $20 - 4 = 16$ MHz, 20 MHz et 4 MHz. Nous n'utiliserons que le battement supérieur, cette fréquence est sélectionnée par le circuit accordé L3-C3, les autres fréquences devant être éliminées. La fréquence la plus gênante est le 20 MHz qui se

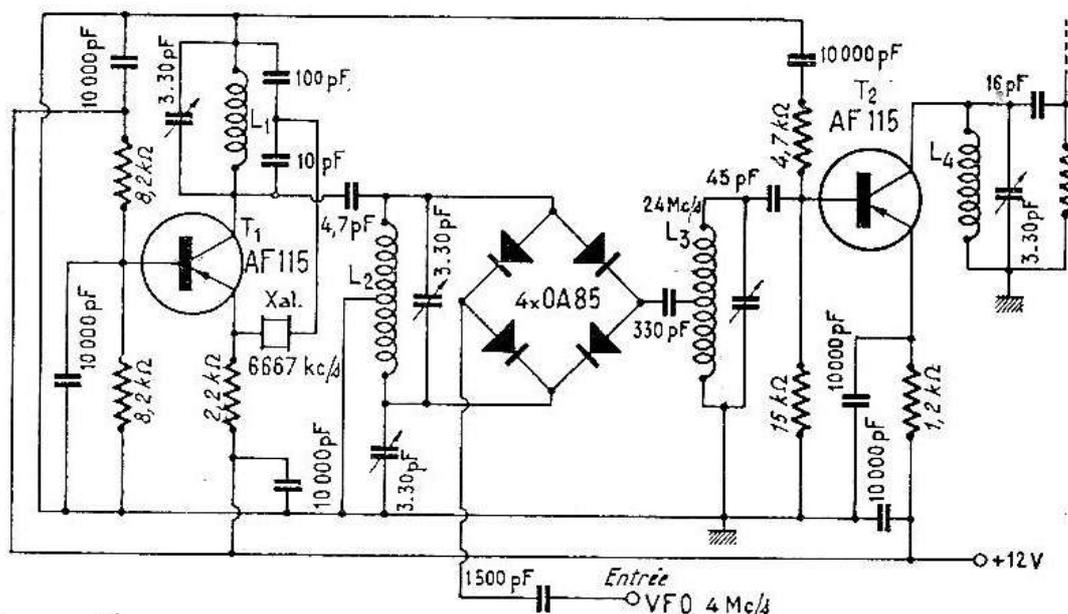


FIG. V-13

trouve à 4 MHz de la fréquence désirée, mais grâce au principe même du modulateur équilibré, celle-ci est pratiquement éliminée. Grâce à la sélectivité du circuit L3-C3, accordé sur 24 MHz, le 16 MHz est également éliminé ; quant au signal 4 MHz, il est court-circuité par la faible impédance que lui offre L3. Ainsi, on ne retrouve à la sortie que le signal désiré. Celui-ci est appliqué à la base du transistor T2, également du type AF115, monté en amplificateur. Sur le collecteur, on recueille le signal 24 MHz, avec une amplitude de 15 V crête à crête environ.

Ce signal est appliqué à la grille du tube oscillateur quartz de l'émetteur 144 MHz dont on aura enlevé le cristal, bien entendu, ce tube fonctionnant alors en amplificateur.

Le VFO (4 MHz) pourra s'inspirer de l'un des montages qui précèdent.

Le fonctionnement de l'ensemble est très bon, la stabilité excellente et la variation est possible de 144 à 146 MHz.

L_1 = 23 spires 6/10 mm, mandrin 7 mm, Néosid.

L_2 = 23 spires, fil 6/10 mm, mandrin 7 mm Néosid, avec prise médiane.

L_3 = 18 spires, avec prise au tiers côté masse.

L_4 — 18 spires.

VFO (24 MHz) à 3 transistors avec modulateur (NBFM) incorporé

C'est une réalisation astucieuse (due à F8CV) qui a utilisé comme support matériel un tuner de télévision (bande IV). L'oscillateur est un circuit Colpitts modifié à accord parallèle, monté en collecteur commun et dans lequel le circuit accordé, L_1 -Ca-CV est faiblement couplé à la base du transistor ce qui accroît la stabilité (oscillateur de Lee). Ca est un ajustable qui permet de centrer la bande couverte et CV, le petit variable du tuner, est le condensateur d'étalement.

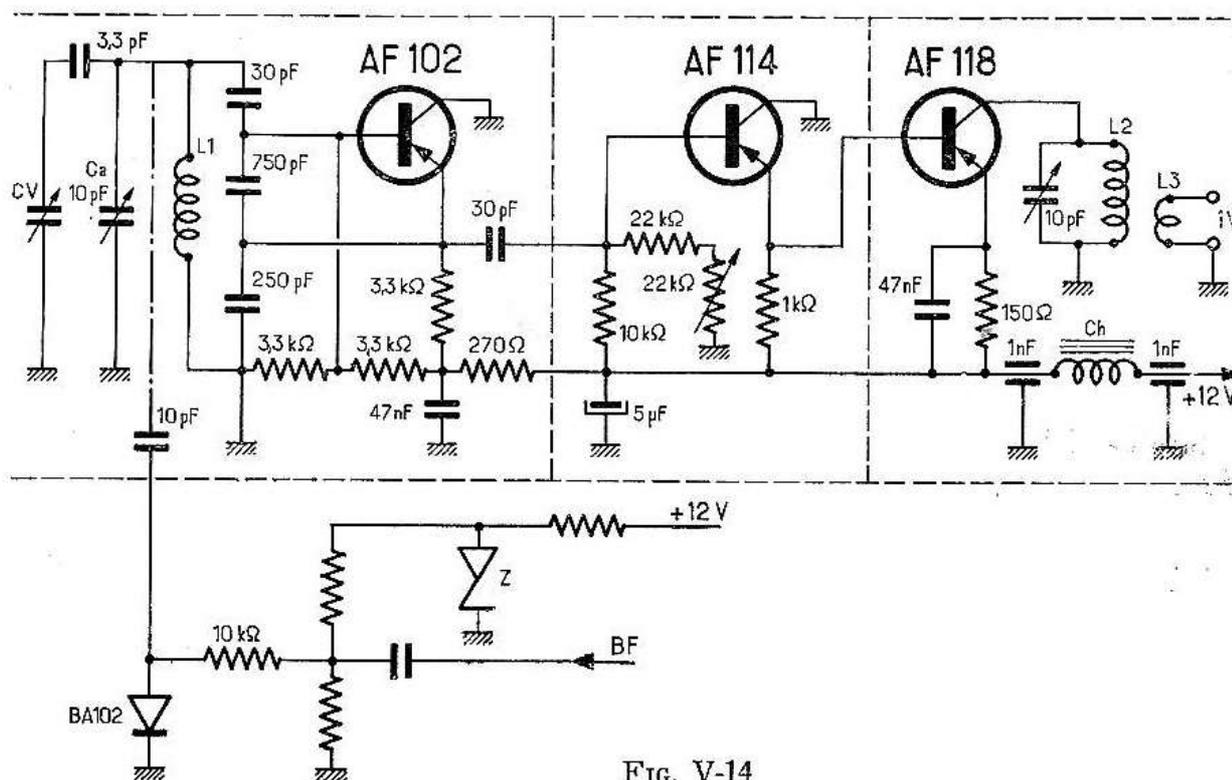


FIG. V-14

L_1 = 14 spires, fil 35/100 mm, 2 couches soie, jointives sur mandrin LIPA de 6 mm à noyau magnétique.

Tous les condensateurs du circuit oscillant sont des composants au mica (fig. V-14).

C'est un montage sans histoire qui démarre à tout coup. La sortie HF à basse impédance s'effectue sur l'émetteur et la liaison à l'étage suivant s'effectue par une petite capacité de très bonne qualité. Cet étage joue le rôle de tampon et ne comporte, ni en entrée, ni en sortie, de circuit accordé. Son point de fonctionnement est fixé par une résistance ajustable de 22 k Ω (Matera) dans le pont de base, laquelle, en fait, fixe également le point de fonctionnement de l'étage de sortie puisque ces deux étages successifs sont à liaison directe. Le transistor AF118 de sortie, avec un fort gain de courant, une fréquence de coupure élevée (15 MHz) et une puissance admissible, sur le collecteur, notable, est particulièrement bien adapté à cet usage. Il délivre en effet 1 V en basse impédance, ce qui permet de le réunir à l'émetteur par un morceau de câble coaxial dont la longueur ne sera pas trop critique.

$L_2 = 19$ spires, fil émaillé 6/10 mm, jointives, sur mandrin LIPA de 8 mm.

$L_3 = 4$ spires, fil 35/100 mm, 2 couches soie, à la base de L_2 .

Ch = 10 spires, en tore, sur une perle de ferrite.

On notera également la possibilité d'intégrer un système de modulation particulièrement économique : le schéma d'ensemble le suggère.

Les variations de capacité d'une diode Varicap BA102 sont appliquées en parallèle sur le circuit oscillant de base. L'excursion dépend à la fois de la valeur de la capacité-série (10 pF) et des tensions BF appliquées à la diode. Avec un microphone à la sortie généreuse on peut se passer d'étage préamplificateur, mais il ne serait ni mauvais, ni difficile d'en ajouter un, de manière à pouvoir utiliser n'importe quel microphone.

CHAPITRE VI

QUELQUES APPAREILS DE MESURES A TRANSISTORS POUR LA MISE AU POINT D'UN ÉMETTEUR OU D'UN RÉCEPTEUR

Contrôleur HF/BF de sortie

Voici encore un petit appareil (fig. VI-1) dont la construction est facile, le matériel réduit et l'utilité incontestable lorsqu'il s'agit de régler un émetteur sur quelque fréquence que ce soit, puisqu'il est tout à fait apériodique.

Il est tout indiqué pour la mise au point des émetteurs de faible puissance et se relie à la sortie d'un étage driver ou d'un étage final et peut être branché en permanence soit pour le contrôle visuel du niveau de sortie HF, soit pour le contrôle auditif de la qualité de la modulation.

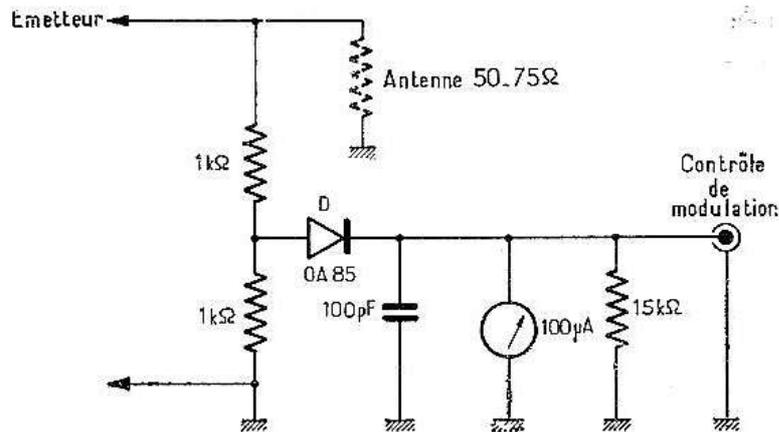


FIG. VI-1

Ondemètre - Mesureur de champ

Cet appareil permet d'apprécier la fréquence d'un oscillateur de très faible puissance aussi bien que celle d'un émetteur, en même temps que de mesurer le champ produit par le rayonnement d'une

antenne et ce, aussi bien sur toutes les gammes réservées à l'émission d'amateur jusqu'à 150 MHz que sur celles assignées aux émetteurs de télécommande. C'est l'auxiliaire indispensable de l'expérimentateur sur OC et VHF.

L'appareil comporte le circuit oscillant de référence CV-L₁ qui couvre les gammes de fréquences à mesurer et dans lequel L₁ est une bobine interchangeable montée sur support à broches. L₂ constitue le circuit de mesure. Couplé à L₁, il assure sous une impédance convenable, le couplage à la diode D, et évite l'amortissement du circuit principal, ce qui se traduit par une précision satisfaisante.

Pour augmenter la sensibilité, on a fait suivre la diode d'un amplificateur à courant continu constitué par le transistor T monté en émetteur commun, la tension de base étant fournie par la tension HF redressée par la diode D. L'appareil de mesure M est monté en pont dans le circuit collecteur. C'est un milliampèremètre de sensibilité moyenne (0-1 mA) qu'autorise le gain de l'amplificateur qui le précède figure VI-2.

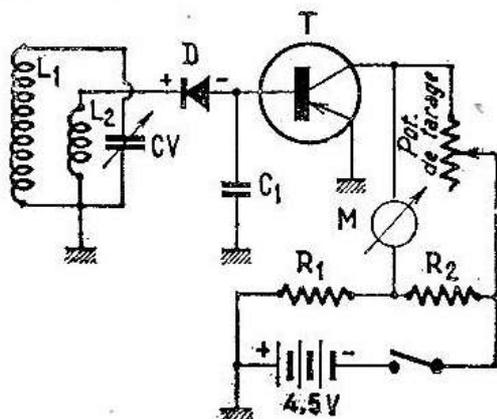


FIG.

FIG. VI-2

CV = 75 pF (surplus) - à défaut 100 pF

D = diode OA85 ou silicium 1N21

C₁ = 2 200 pF - céramique

R₁ = R₂ = 1 Ω

Pot. = 10 kΩ - miniature

T = OC71 ou autre.

La réalisation du circuit de mesure qui suit la diode D n'appelle aucun commentaire et ne demande aucune précaution particulière. Le circuit CV-L₁-L₂ demande, lui, beaucoup de soin si l'on veut réaliser un étalonnage stable. Et c'est pourquoi il sera réalisé comme un circuit VHF : connexions courtes et rigides. Quelle que soit la disposition adoptée, il importe que le CV et le support sur lequel

s'embrochent L_1 - L_2 soient aussi proches que possible l'un de l'autre. Les bobines, au nombre de quatre pour couvrir la gamme de 2 à 150 MHz, sont réalisées sur mandrins Métox en troliful de 14 mm, en fil émaillé collé, de 0,3 mm, comme le montre la figure VI-3. Le bobinage s'effectue à spires jointives et l'on adoptera les valeurs suivantes :

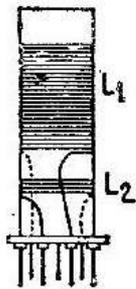


FIG. VI-3

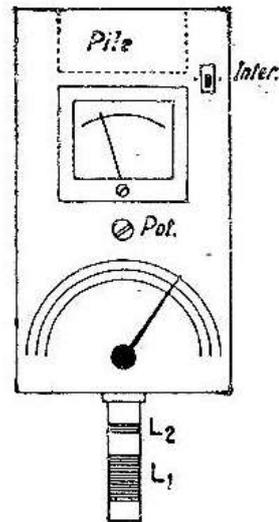


FIG. VI-4

| | L_1 | L_2 | |
|-------------------|-------|-------|------------------------|
| 2 — 6,4 MHz | 55 | 6 | Ecart $L_1/L_2 = 6$ mm |
| 5 — 16 MHz | 30 | 4 | |
| 15 — 50 MHz | 7 | 2 | |
| 45 — 150 MHz | 1 | 1 | |

Le condensateur variable d'accord peut être d'un type quelconque (nous utilisons un petit CV miniature des surplus) mais si on choisit une valeur moindre, la plage couverte par chaque bobine sera plus réduite. C'est ainsi qu'une valeur maxima de 50 pF réduit le recouvrement à 2 et qu'il faut, pour couvrir la même plage, non plus 4 bobines, mais 7, ce qui commence à devenir encombrant !

UTILISATION

Cet appareil simple qui marche à tout coup est d'un emploi courant car il est très sensible et sa stabilité dans le temps ne saurait être mise en doute, aussi pourrons-nous l'étalonner avec beaucoup de soin une fois pour toutes. Pour ce faire, nous disposons de nombreux

moyens dont le plus simple est sans doute le grid-dip, le plus précis le générateur à quartz assorti de bon nombre de cristaux bien choisis et où on couplera la bobine L₁. Le circuit CV-L₁ accordé à la résonance absorbe d'une façon magistrale et paralyse le récepteur. En couplant très légèrement on trouve un point d'accord extrêmement précis ou en tout cas d'une précision très satisfaisante pour la majorité des mesures d'amateur.

Deux mots sur le circuit de lecture : quand on alimente l'ensemble, le milliampèremètre dévie légèrement. Le potentiomètre Pot. sert à équilibrer le pont de manière qu'en l'absence de tension HF, donc de tension continue de base, le courant en M soit nul. Lorsqu'une tension HF est appliquée à la diode D, une tension continue négative apparaît sur la base, ce qui a pour effet de déclencher le courant collecteur. Un signal de 0,15 V HF produit une déviation totale de l'appareil de mesures, c'est assez dire qu'on pourra, même sur VHF, contrôler la fréquence d'émetteurs ou d'oscillateurs de très faible puissance ou faire des mesures de champ à bonne distance d'une antenne.

Marqueur-générateur d'harmoniques (144 - 145 - 146 MHz)

Voici un appareil hautement recommandable tant pour l'étalonnage qu'un convertisseur VHF (144-146 MHz) que pour le réglage des étages HF et des préamplificateurs (fig. VI-5).

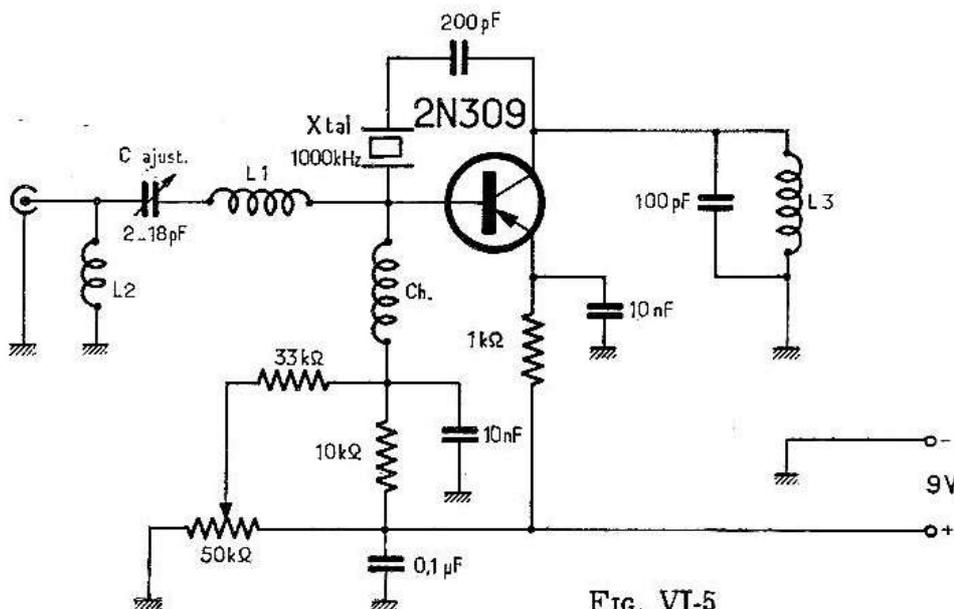


FIG. VI-5

Un transistor HF, 2N309, qui pourrait être aussi bien un STF308 ou un AF115-116-117 (la gamme des transistors ayant une fréquence de coupure de quelques mégacycles est presque illimitée.), est utilisé en oscillateur stabilisé par un quartz de 1 MHz dans un montage à émetteur commun qui rappelle l'oscillateur Pierce. La diode p.n. constituée par la base de l'émetteur fonctionne en générateur d'harmoniques dont les plus utiles, les 144-145-146^e sont mis en évidence dans le circuit d'utilisation, L₁-L₂. La résistance ajustable contrôle la tension de base et le niveau de sortie en même temps qu'elle entraîne un très léger glissement de la fréquence (500 Hz environ). La construction des bobinages est extrêmement facile :

L₁ = 5, 3/4 spires, fil 8/10 mm étamé, en l'air, diamètre 10 mm, longueur 16 mm.

L₂ = « épingle à cheveux » faite de 80 mm de fil étamé de 10/10 mm, espacement 10 mm entre brins, éventuellement roulée ou pliée.

L₃ = 120 spires de fil émaillé fin, bobinées « en vrac », sur un mandrin LIPA de 6 mm de diamètre avec noyau.

Choc = 40 spires, fil émaillé 5/10 mm « en l'air », diamètre 4 mm, longueur 30 mm.

Le fonctionnement est immédiat : on vérifiera l'oscillation, soit sur la fondamentale avec un poste de radio en PO, soit sur un harmonique tombant dans les OC.

Après quoi, on ajustera C_{aj} pour obtenir la meilleure amplitude sur 145 MHz et on trouvera un signal d'amplitude égale sur 144 MHz et 146 MHz.

Marqueur (50 kHz) à quartz

Lorsqu'un récepteur est terminé, il est tout naturel, afin que son utilisation soit plus confortable, son exploitation plus rationnelle, de l'étalonner de manière à procéder à une lecture directe de la fréquence reçue : Pour cela, il faut disposer de quartz nombreux, dont on calcule les harmoniques, ce qui n'est jamais ni très complet, ni très pratique, ou mieux d'un générateur-marqueur à harmoniques nombreux, de fréquence précise et suffisamment puissants.

C'est un appareil de ce genre que propose la figure VI-6. Il part d'un oscillateur à quartz, de fréquence basse (ici 200 kHz). Une capacité ajustable en série avec le quartz permet d'obtenir le battement nul avec la station grandes ondes de Droitwich. Un transistor au

silicium est utilisé dans cet étage qui ne demande plus aucune retouche ensuite. Puis nous trouvons un multivibrateur comportant deux transistors PNP 2N113 à couplage collecteurs-bases, croisé, dont la constante de temps l'amène à osciller sur une fréquence de l'ordre de 50 kHz, qui se synchronise sur la fréquence du quartz. D'autres combinaisons (quartz de 100 kHz, multivibrateur à 10 kHz) pourraient être envisagées pareillement pour les gammes OC, mais il nous a semblé que des points précis tous les 50 kHz en VHF permettent déjà un travail intéressant. Les signaux et leurs harmoniques sont acheminés vers la fiche d'utilisation à travers un dernier étage monté en émetteur-follower à sortie en basse impédance. La tension d'alimentation est stabilisée par diode Zener.

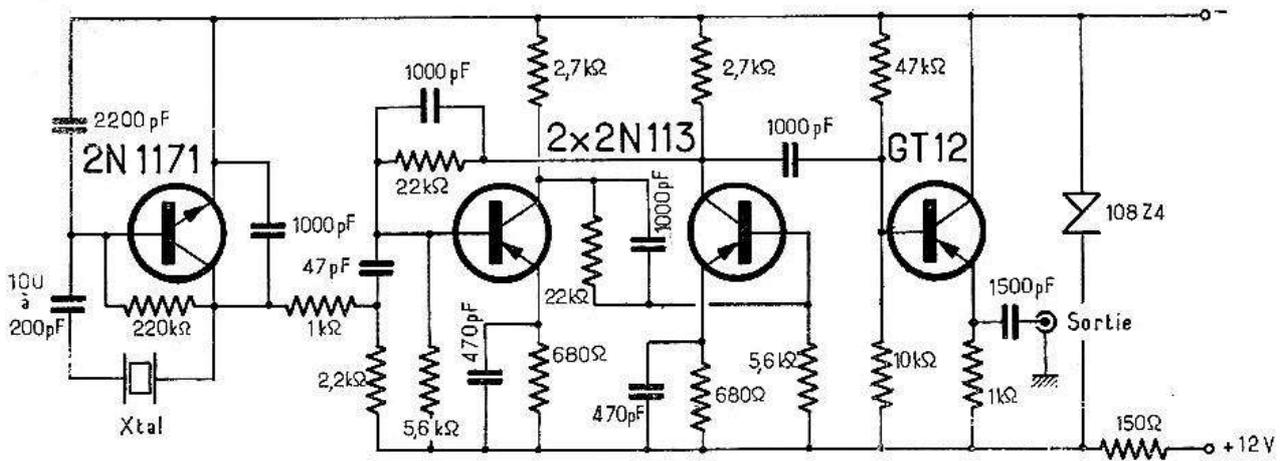


FIG. VI-6

Pour procéder à un étalonnage rapide, il suffit de disposer d'un quartz donnant un harmonique en limite inférieure de bande, peu importe son rang. Après quoi, on distinguera tous les 50 kHz, un signal un peu moins puissant représentant un harmonique du multivibrateur. La mise au point est absolument inexistante et l'appareil tient sur une plaquette de bakélite perforée qu'on pourrait remplacer avantageusement par un circuit imprimé. Le seul écueil peut provenir de l'amplitude de la tension de référence (200 kHz). Trop faible ou trop importante, le multivibrateur se synchronise mal, c'est pourquoi la valeur de la capacité de liaison (47 pF) nous a semblé critique. Bien entendu, l'utilisation des transistors proposés n'est pas impérative et on peut les remplacer par d'autres de caractéristiques voisines.

Calibrateur 100 KHz

Fig. VI-7

Ce dispositif ne comporte aucune bobine et n'utilisant que deux transistors présente un encombrement très réduit. Un condensateur ajustable, 3/30 pF en série avec le quartz permet d'ajuster la fréquence très exactement à 100 kHz en faisant battre son harmonique 2 avec la station anglaise de Droitwich (200 kHz) dans la gamme des G.O.

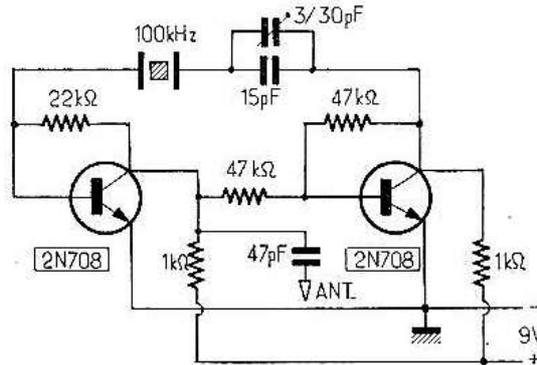


FIG. VI-7

Une cavité « à tout faire » (432 MHz)

Cette pièce vraiment universelle puisque pouvant être à la fois : ondemètre, détecteur, mesureur de champ, monitor, filtre, etc..., a été réalisée en laiton, en forme de parallépipède à base carrée de 4 cm de côté et 10 cm de long (dimensions intérieures). L'une des faces est amovible et fixée tout autour par des vis Parker de 2 mm. Cette disposition permet d'accéder à l'intérieur pour y disposer les éléments, soit les deux boucles de couplage ainsi que la ligne axiale et son accord (fig. VI-8).

Celle-ci est formée par un tube de cuivre ou de laiton poli de 6 mm de diamètre et 7,5 cm de long. Elle est soudée au centre exact d'une des faces par une extrémité et aux lames fixes du condensateur d'accord variable par l'autre (15 pF miniature). La bande de fréquence couverte est ainsi de 200 à près de 500 MHz. La longueur des boucles est de 25 mm. Celle d'entrée est constituée par un fil de 20/10 mm à 4 mm de la ligne centrale. La deuxième est constituée par le fil de la diode (1N82) qui est soudée au ras de la languette du condensateur de découplage de sortie de 500 à 1 000 pF. (Espace-ment avec la ligne centrale : 8 mm).

La tension induite dans la ligne de la diode, redressée par celle-ci sera lue sur un microampèremètre extérieur. Toutes les autres applications sont faciles à imaginer. L'étalonnage en fréquence se fera par comparaison à partir d'un appareil existant ou au moyen d'un grid-dip ou d'un générateur d'harmoniques assez généreux.

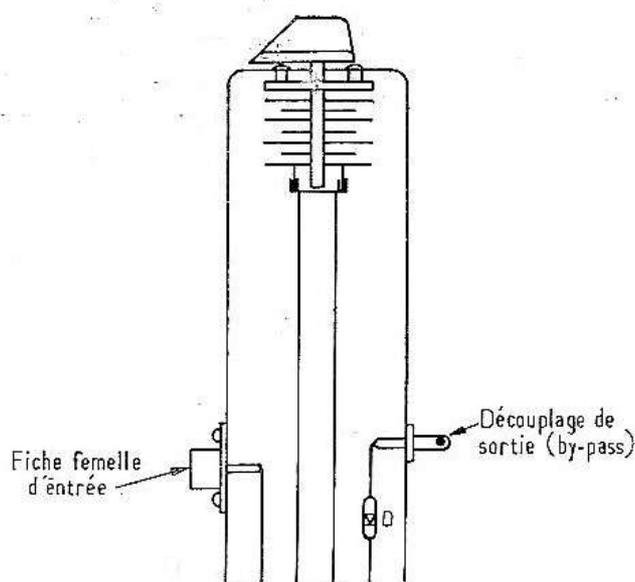


FIG. VI-8

Générateur VHF (144 MHz) à transistors

Voici un petit appareil dont les applications sont nombreuses, la réalisation facile avec un matériel courant et les services inestimables comme générateur à fréquence fixe. On ne peut faire d'expérimentations sérieuses, de mesure précise, de mise au point rigoureuse si on ne dispose pas d'une source de signal stable, de fréquence sûre, éventuellement ajustable, et de niveau contrôlable. Notre générateur miniature permet tout cela et le fait très bien : avec lui, plus besoin de recourir aux émissions charitables des uns ou des autres pour régler un convertisseur VHF : l'émetteur espéré, c'est lui, toujours prêt à fournir une porteuse pure, pendant des heures s'il le faut, et à un niveau constant.

Il s'agit bien, en effet, d'un émetteur élémentaire, qui se monte en un temps record, car les composants sont réduits au strict minimum, en nombre comme en volume. Le schéma est celui de la figure VI-9. Nous y trouvons trois étages tous équipés de transistors PNP, tous courants. Le premier étage est un oscillateur démarrant spontanément sur le troisième harmonique d'un quartz FT243 dont la fondamentale est légèrement supérieure à 8 MHz, de manière à

donner un 8^e harmonique au voisinage du milieu de la bande 144-146 MHz. Le circuit est un Colpitts capacitif. La bobine L_1 est dimensionnée de telle sorte qu'elle résonne sur 24 MHz avec en parallèle, d'une part, l'ajustable 3/30 pF et d'autre part, le pont capacitif qui détermine le degré de réaction nécessaire à l'entretien de l'oscillation sur l'overitone 3. Le pont de base et la résistance d'émetteur déterminent le point de fonctionnement de cet oscillateur qui se recommande par sa simplicité et sa sécurité : la bobine L_2 , couplée à L_1 sert à attaquer l'étage suivant, qui est doubleur de fréquence. La base est à la ligne positive et le transistor fonctionne en classe B : en l'absence d'excitation, le courant collecteur est nul. L'oscillation fournit suffisamment d'énergie pour que cet étage soit un excellent doubleur. Le circuit de L_3 s'accorde très facilement sur 48 MHz et l'étage final, en classe B, comme le précédent est attaqué par la boucle L_4 qui assure le transfert d'énergie et l'adaptation des impédances. L'excitation est très copieuse ce qui permet au final tripleur de travailler avec un rendement respectable. Le circuit de L_5 est accordé par un petit piston de 10 pF, beaucoup plus précis et stable qu'un ajustable cloche 3-30 pF. La bobine de couplage L_6 est en

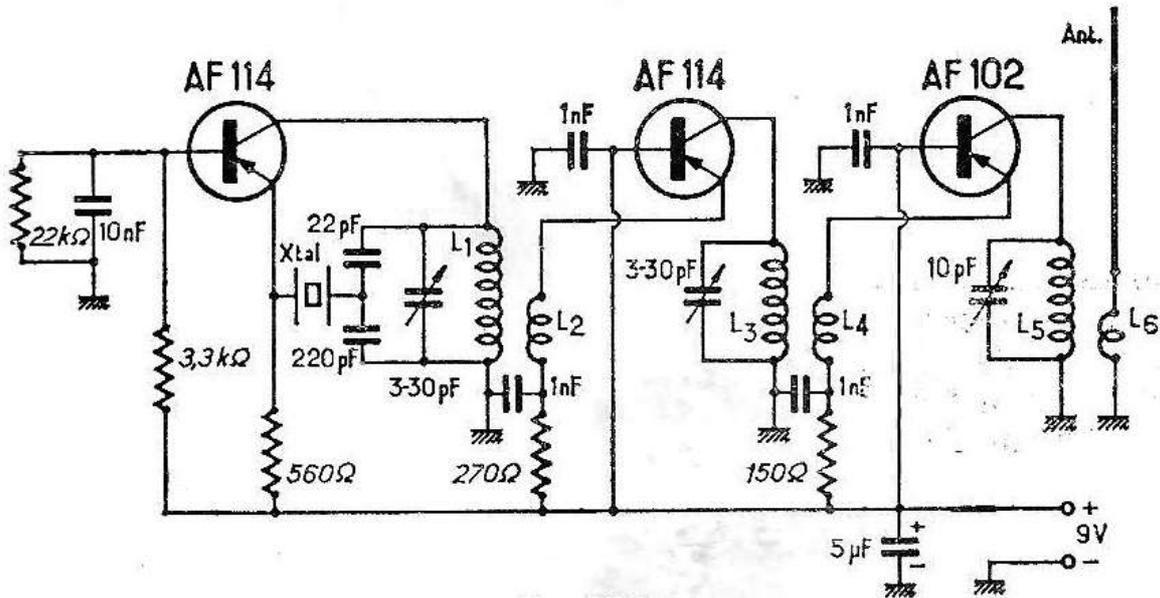


FIG. VI-9

fait collée le long de la dernière spire de L_5 et se termine sur un socle coaxial femelle, isolé du châssis. De cette manière, on peut introduire une antenne quart d'onde constituée par 495 mm de fil de cuivre ou d'acier de 20/10 de mm dans le trou central (antenne Marconi). Le générateur se comporte, avec une puissance comprise

entre 10 et 20 mW, comme un véritable émetteur qui peut être capté à plusieurs kilomètres avec son fouet. (Fig. VI-10) C'est plus qu'il n'en faut pour faire des réglages. A ce stade, la mise au point finale est des plus simples : il suffit de régler les trois ajustables pour un maximum de champ en se servant d'une boucle de mesure, soit tout simplement du récepteur de trafic précédé du convertisseur 144 MHz. Et il n'y aura plus à y revenir.

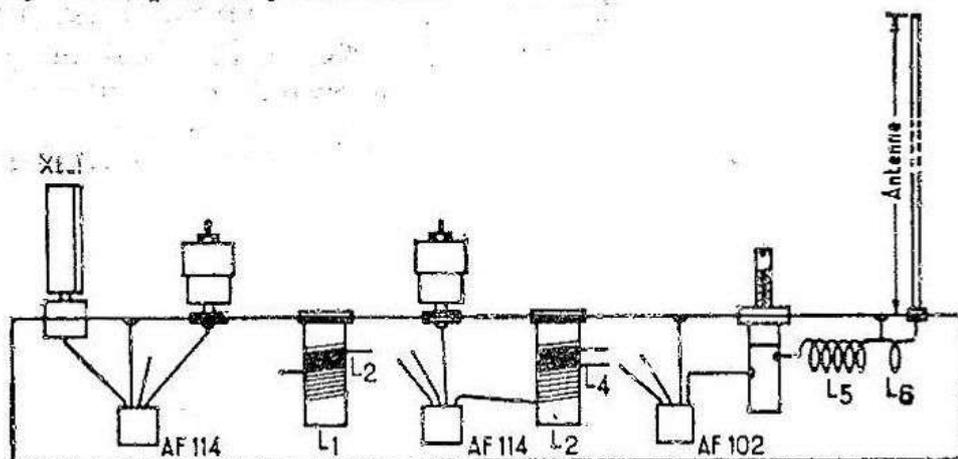


FIG. VI-10

Réalisation des bobinages

La réalisation des bobines n'appelle aucune attention particulière. Voici comment procéder : on utilise des mandrins Lipa de 8 mm, et on bobine d'abord L_1 sur l'un (15 spires fil émaillé de 4 à 5/10 mm, jointives et collées au vernis) et L_3 sur l'autre (9 spires). L_2 (2 spires) est bobinée autour de L_1 , côté masse. L_4 (2 spires) est pareillement bobinée sur la base de L_3 . Ces deux enroulements sont immobilisés par une nouvelle couche de vernis. L_5 comporte 4 spires de fil nu de 10/10 de mm, soudée par une extrémité au piston et par l'autre à la masse. L_6 est une simple spire de fil émaillé. Diamètre commun : 6 mm.

Utilisation

L'appareil, une fois mis au point est placé à quelque distance, dans le jardin si on est à la campagne, ou dans une pièce voisine et rayonne comme un petit émetteur. Réuni à l'antenne d'émission, convenablement dirigée il donne un signal S9 à plus de 10 km, en terrain dégagé... Muni de son fouet quart d'onde et placé à 50 m de l'antenne de réception, il permet, par rotation de celle-ci, d'obtenir à l'entrée du récepteur, soit un signal aussi faible qu'on le désire pour réaliser un alignement fin des circuits, soit un signal puissant

pour réaliser le neutrodynage, par exemple. Bien entendu, il peut si l'on dispose de cristaux nombreux, servir de marqueur d'étalonnage et également de balise.

Balise - Générateur 72-144-432 MHz

Voici un petit générateur extrêmement simple qui permet de faire de nombreuses mesures et des essais de tous genres. Il est précieux pour le réglage des convertisseurs 144 et 432 MHz. C'est un générateur d'harmoniques qui comporte essentiellement un oscillateur overtone du type Hartley, bien connu, qui utilise un quartz HC 6/U de fréquence (overtone 3) 43,5 MHz, mais utilisé sur partiel 5. La fréquence de l'oscillation engendrée est alors de $\frac{43,5 \text{ MHz} \times 5}{3} =$

72,5 MHz. Le signal est puissant et stable, lorsque la résistance d'amortissement de l'enroulement de réaction (ici, 470 Ω) est convenable. Ce signal est couplé à une diode OA85 qui favorise la production d'harmoniques et en particulier des harmoniques 2 (145 MHz), 3, 4, 5, 6, etc... L'harmonique 12 est encore reçu très puissamment sur un téléviseur !

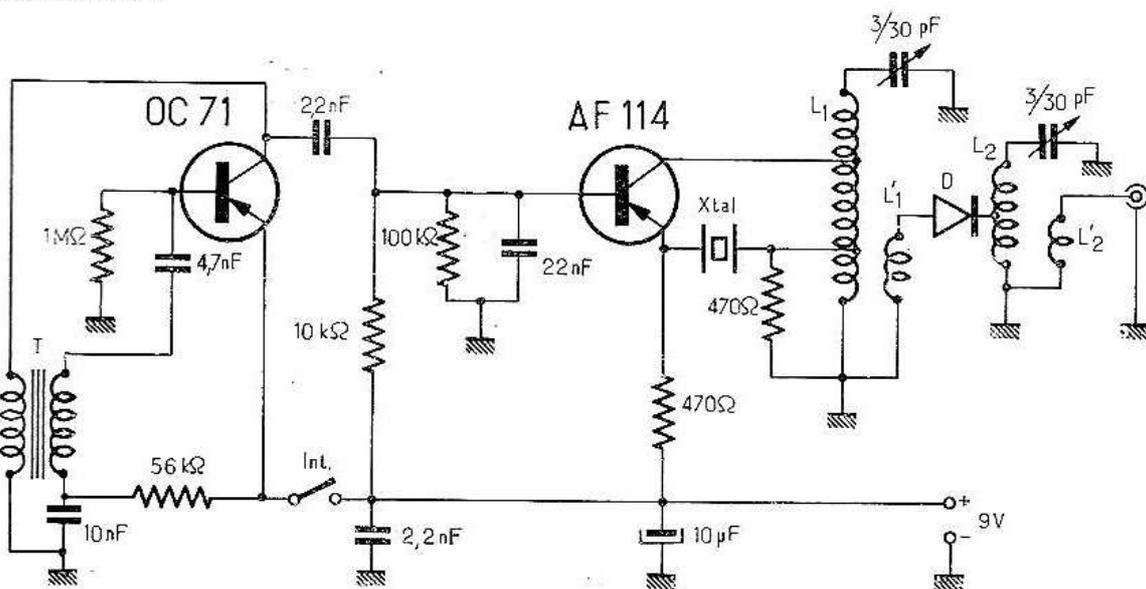


FIG. VI-11

Un oscillateur basse fréquence sépare, module le signal HF, ce qui permet de mieux l'identifier. La modulation peut être supprimée à volonté pour effectuer des mesures en entretenues pures. La résistance de base peut être modifiée pour faire varier la note.

Le tout est réalisé sur une platine de circuit imprimé vierge et totalement blindé (fig. VI-11).

L_1 : 6 tours, bobinés en l'air, diamètre : 7 mm, fil nu de 12/10 mm. Prise collecteur à 1 spire du sommet, prise cristal à $\frac{3}{4}$ de spire, côté masse (accord sur 72 MHz).

L_1' : 2 tours, fil sous plastique 6/10 mm, côté masse.

L_2 : 4 tours, bobinés en l'air, diamètre : 7 mm, fil nu de 12/10 mm (accord sur 145 MHz).

L_2' : 1 tour, fil sous plastique 6/10 mm.

T : transfo miniature driver Audax.

Un contrôleur à fonctions multiples

Voici encore un de ces appareils dont on ressent le constant besoin, dont on reporte trop souvent — et à tort — la réalisation et dont, finalement, on ne saurait plus se passer dès qu'on l'a en main. Un simple contacteur à 4 positions et 3 circuits permet la mise en œuvre et le choix des différentes fonctions qui sont toutes au plus haut intérêt dans une station d'émission d'amateur, puisque l'appareil permet d'effectuer les mesures de champ, l'appréciation des fréquences de travail, voire la mise en évidence des fréquences parasites aussi bien que de juger de la qualité de la modulation ou de contrôler la manipulation (Fig. VI-12).

Ces fonctions multiples vont nous amener à scinder la description qui suit en autant de points que de possibilités offertes par l'appareil.

1. Contrôleur de modulation (Position 3).

C'est le circuit le plus simple. Il se limite à la diode D. Le signal HF est appliqué au point A aux bornes de la self de choc Ch, qui est d'un modèle R 100 bien connu. Si le champ est insuffisant, une petite antenne peut être adjointe en ce point. La diode, attaquée sur sa cathode — et c'est important pour la suite — détecte et le signal BF résultant est reçu dans un casque à haute impédance.

2. Mesureur de champ (Position 4)

Le circuit de la diode est toujours en service. La tension négative détectée est filtrée par un condensateur de 1 000 pF et appliquée à la base d'un transistor OC75 dont le circuit collecteur se ferme sur une pile miniature (9 V) en série avec un milliampère-mètre de 5 mA. Le transistor « s'ouvre » et le courant collecteur varie dans le même sens que la tension détectée et par conséquent que le champ à mesurer. La résistance variable qui charge la diode (10 k Ω) a pour rôle de doser la tension négative appliquée à

20 500 200 100
 10 500 200 100

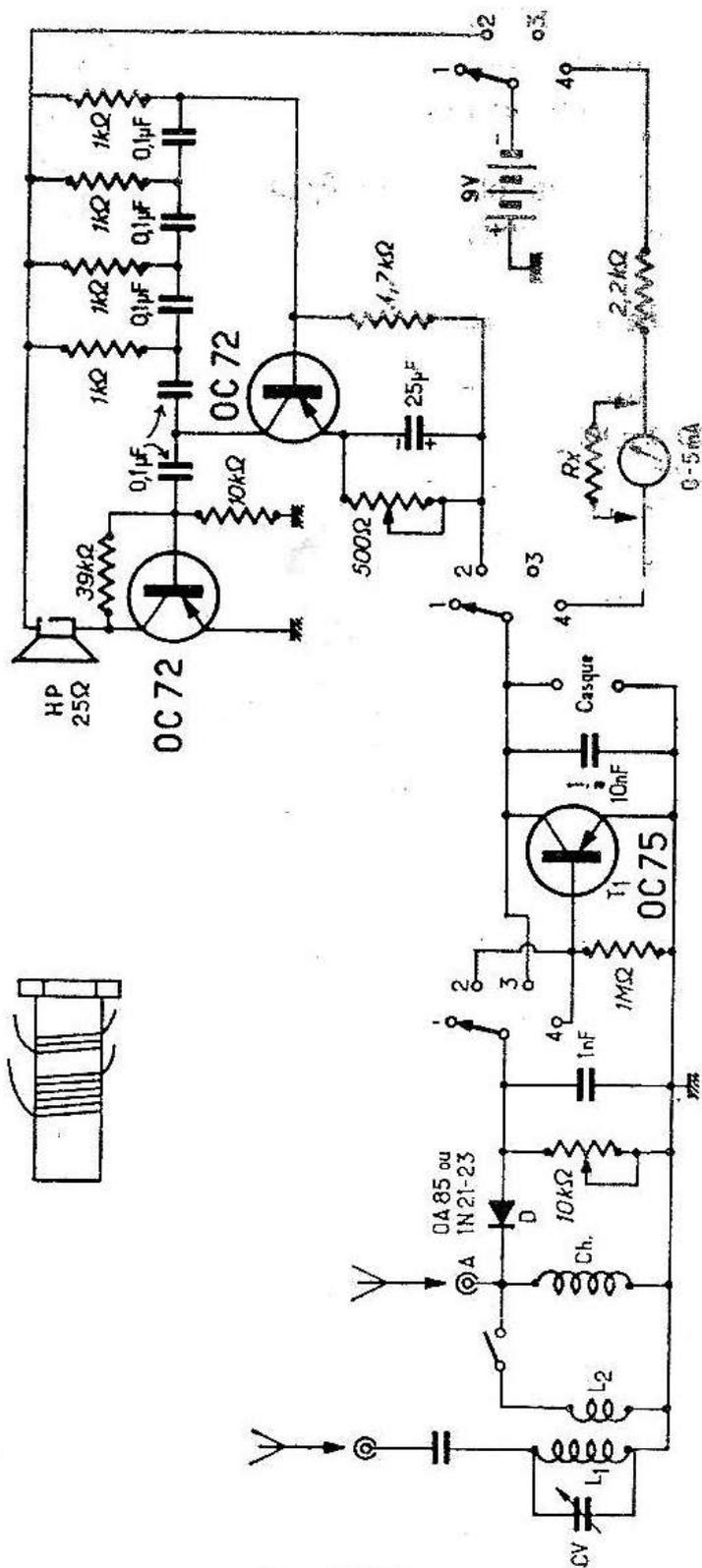


FIG. VI-12

la base. Naturellement, un milliampèremètre plus sensible peut être utilisé et, dans ce cas, il faut, comme le suggère le schéma, le shunter par une résistance appropriée, RX, dépendant de la sensibilité et de la résistance interne de l'appareil.

Ondemètre à absorption (Position 4, à nouveau)

Un circuit accordé CV-L₁, couvrant une large bande de fréquences du fait de la capacité élevée de CV, est réuni accessoirement à une petite antenne extérieure. La tension HF recueillie aux bornes de CV-L₁ est appliquée au point A (entrée apériodique) par la bobine de couplage L₂ et le contacteur miniature, O.

CV est un condensateur variable miniature de 500 pF qui permet de couvrir de 7 à 28 MHz avec une seule bobine. Le bobinage L₁-L₂ est réalisé sur un mandrin Lipa de 10 mm de diamètre en fil émaillé de 5/10 mm avec pour L₁ : 10 spires jointives et pour L₂ : 2,5 spires jointives à 2 mm de la base de L₁.

Si on utilise un condensateur variable de valeur moindre, la gamme de fréquences couverte sera réduite et on pourra être amené à réaliser plusieurs bobines. (Pour 100 à 150 MHz, CV = 50 pF et L₁ = 4 spires, fil 10/10 mm, Ø = 8 mm.)

Lorsque CV-L₁ résonne sur la fréquence d'un oscillateur actif, le milliampèremètre dévie, servant d'indicateur de résonance. L'amortissement étant réduit, l'accord est très pointu et la mesure de la fréquence est sinon d'une grande précision, du moins d'une approximation acceptable, et c'est tout ce qu'on lui demande.

4. Contrôleur de manipulation (Position 2)

La partie droite du schéma comporte un oscillateur BF, T₂, couplé à un étage de sortie, T₃, chargé par un haut-parleur miniature de 25 Ω. En l'absence de tension HF sur la diode, T₁ est bloqué, ce qui a pour effet de bloquer T₂. Le haut-parleur est muet. Lorsque le manipulateur de l'émetteur est fermé, la porteuse apparaît. La tension HF appliquée à la diode D fait apparaître une tension négative sur la base de T₁ qui devient conducteur, ce qui a pour effet de débloquer T₂ et de produire une note musicale dans le haut-parleur.

L'ajustement des deux résistances variables permet de régler le niveau et la note obtenue. Mais l'appareil ne permet absolument pas de juger de la qualité de la note de l'émetteur, ce qui est tout différent.

On notera qu'une position neutre du contacteur (1) met l'appareil hors-service en isolant la pile intérieure.

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|--------------------|---|
| Avant-propos | 7 |
|--------------------|---|

CHAPITRE PREMIER

| | |
|---|----|
| Les oscillateurs à transistors | 11 |
| Oscillateur Colpitts et ses dérivés | 12 |
| Oscillateur Hartley et ses variantes | 14 |
| Oscillateur Pierce | 16 |
| Oscillateur-multiplicateur à un seul transistor | 18 |
| Oscillateur à deux transistors (Butler) | 20 |
| Oscillateur à 2 transistors, à quartz et fréquence variable (VXO) | 22 |
| Les transistors à effet de champ (FET) | 25 |
| Montages particuliers avec transistors à effet de champ | 26 |
| Approvisionnement en quartz pour les différents types d'oscillateurs proposés. | 30 |

CHAPITRE II

La réception (VHF et UHF) des fréquences élevées

1. Les récepteurs de début

| | |
|--|----|
| Déetectrice à super-réaction | 31 |
| Récepteur de début à transistors | 31 |
| Récepteur simple à super-réaction très sensible : CI-FI (100-150 MHz) | 33 |
| Récepteur à super-réaction (144 MHz) | 36 |

2. Les convertisseurs

| | |
|---|----|
| Convertisseur 145 MHz à 3 transistors (à oscillateur variable) | 38 |
| Récepteur 144 MHz autonome, à fréquence variable et balayage automatique. | 41 |
| Convertisseur 145 MHz à lignes, à oscillateur variable commandé par diode Varicap | 44 |
| Convertisseur 145 MHz piloté par quartz | 47 |
| Convertisseur 145 MHz, piloté par quartz (transistors Philips) | 50 |
| Convertisseur 144 MHz à 3 transistors, piloté par quartz | 52 |

| | |
|--|-----|
| Convertisseur à 3 transistors, simple | 53 |
| Convertisseur à 4 transistors | 55 |
| Convertisseur 145 MHz à transistors (F8CV) | 57 |
| Convertisseur 145 MHz, simplifié, à 3 transistors | 65 |
| Convertisseur à 3 transistors NPN | 68 |
| Convertisseur 145 MHz à filtre de bande et 2 étages HF, piloté par cristal .. | 69 |
| Convertisseur à lignes (145 MHz) à 2 étages HF (F8CV) | 73 |
| Convertisseur 145 MHz avec ou sans étage HF | 76 |
| Préamplificateur à transistor FET | 79 |
| Préamplificateur à transistor FET neutrodyné | 80 |
| Convertisseur 144 MHz, à filtres de bande | 81 |
| Préamplificateur à cavité | 84 |
| Convertisseur 145 MHz à transistor FET | 85 |
| Convertisseur 144 MHz à transistor à effet de champ à double-porte | 88 |
| Convertisseur 144 MHz à transistor FET | 95 |
| Convertisseur 144 MHz à transistor FET (montage Cascode) | 103 |
| Transformation d'un tuner UHF (bandes IV et V) en convertisseur pour la bande 432 MHz | 108 |
| Convertisseur 432 MHz, simple | 111 |
| Convertisseur 432 MHz | 113 |
| Convertisseur 435 transistorisé (F8CV) | 117 |
| Convertisseur 432 MHz (2 étages HF) | 126 |
| Convertisseur 432 MHz à mélangeur FET | 130 |
| Préamplificateur 432 MHz à faible bruit | 132 |
| Convertisseur 435 MHz type Perfo | 135 |
| Convertisseur 432 MHz à mélangeur, à transistor FET | 139 |
| Convertisseur 1296 MHz à cavité mélangeuse à diode | 145 |
| Protection des transistors dans les récepteurs VHF | 150 |

CHAPITRE III

Les modules moyenne fréquence à accord variable

| | |
|--|-----|
| Récepteur module à super réaction | 153 |
| Récepteur module (28-30 MHz) à accord variable | 155 |
| Module 28-30 MHz à oscillateur variable | 158 |
| Récepteur module (28-30 MHz) à accord variable | 159 |
| Module 28-30 MHz à transistors à effet de champ (F8CV) | 161 |
| Une réalisation commerciale : le TR6AC | 162 |
| Platine 1600 kHz/480 kHz à partir d'un module OREGA | 166 |
| Platine MF (1 600 kHz) et BF | 170 |

| | |
|--|-----|
| Module MF (1,6 MHz), et détection pour AM-FM-SSB/CW, destiné à compléter une platine à accord variable | 173 |
| Platine MF (1,6 MHz) et détection AM-FM-CW/SSB | 176 |
| S-mètre pour récepteur de trafic à transistors | 185 |
| S-mètre à transistors à effet de champ | 186 |
| Amplificateur BF : le circuit intégré TAA300 | 188 |
| Les relais « Reed » et leur utilisation pratique | 190 |
| Alimentation stabilisée 9 à 14 V (250 mA) | 192 |
| Alimentation régulée 7 à 22 V (300 mA) | 193 |

CHAPITRE IV

L'émission VHF à transistors

| | |
|---|-----|
| Emetteur 145 MHz transistorisé (5 mW-HF) | 200 |
| Emetteur-récepteur (type A) | 204 |
| Emetteur-récepteur (type B) | 206 |
| Emetteur miniature 144 MHz-20 mW | 208 |
| Emetteur de télécommande VHF 144 MHz | 209 |
| Emetteur téléphonique 100 mW | 215 |
| Emetteur 150 mW/500 mW | 217 |
| Emetteur 250 mW-HF (12 V) | 221 |
| Emetteur 300 mW à 3 transistors NPN | 222 |
| Exciteur - SSB - 144/146 MHz | 224 |
| Emetteur L.A.S. 500 mW | 230 |
| Emetteur 600 mW tous transistors | 233 |
| Emetteur 145 MHz - 1 W - HF | 235 |
| Emetteur téléphonique de 1 W-HF (145 MHz) et son modulateur | 238 |
| Exciteur et final 2 W (CW ou NBFM) | 243 |
| Emetteur téléphonie 2 W et son modulateur | 245 |
| Emetteur de 4 W (145 MHz), tous transistors NPN | 247 |
| Emetteur 145 MHz - 6 W HF | 249 |
| Essais de transistors de puissance sur 145 MHz | 250 |
| Suggestions pour d'autres étages de puissance | 254 |
| Emetteur complet - Puissance 7 W (12 V) | 255 |
| Emetteur téléphonique 10 Watts (12 V) | 259 |
| Emetteur 144 MHz - 10 W HF | 262 |
| Etage de sortie de puissance (12 W) | 263 |
| Emetteur 144 MHz - 20 Watts (12 V) | 265 |
| Modulation des émetteurs à transistors | 268 |
| Etage de sortie de puissance (25 W) | 272 |

| | |
|---|-----|
| Circuit de protection pour transistor HF de puissance | 274 |
| Emetteur 432 MHz de 150 mW | 275 |
| Emetteur-exciteur 432 MHz - 5 W HF sous 12 V | 277 |
| Multiplicateurs de fréquence THF utilisant l'effet Varactor d'une jonction .. | 280 |
| Amplificateurs - Multiplicateurs de puissance | 282 |
| Présentation et utilisation des diodes-varactors | 283 |

CHAPITRE V

Le pilotage des émetteurs VHF par oscillateur à fréquence variable (VFO)

| | |
|---|-----|
| VFO (8 MHz) pour la bande 144 MHz | 295 |
| VFO (8 MHz) à transistors NPN | 298 |
| VFO à transistors à effet de champ | 300 |
| VFO (72 MHz) modulé en fréquence | 301 |
| Super VFO transistorisé | 302 |
| VFO à commande de fréquence par diode « Varicap » | 305 |
| VFO à transistor - Oscillateur à effet de champ | 309 |
| VFO - Hétérodyne (24 MHz) à modulateur équilibré | 311 |
| VFO (24 MHz) à 3 transistors avec modulateur (NBFM) incorporé | 313 |

CHAPITRE VI

Quelques appareils de mesure à transistors pour la mise au point d'un émetteur ou d'un récepteur

| | |
|---|-----|
| Un contrôleur HF/BF de sortie | 315 |
| Marqueur générateur d'harmoniques (144-145-146 MHz) | 318 |
| Marqueur (50 MHz) à quartz | 319 |
| Calibreur 100 kHz | 321 |
| Une cavité « à tout faire » (432 MHz) | 321 |
| Générateur VHF (144 MHz) à transistors | 322 |
| Balise - Générateur 72-144-432 MHz | 325 |
| Un contrôleur à fonctions multiples | 326 |

ACHÉVÉ D'IMPRIMER
SUR LES PRESSES DE
L'IMPRIMERIE DE SCEAUX
5, RUE MICHEL-CHARAIRE
SCEAUX (HAUTS-DE-SEINE)
— N° IMP. 700.921 —
— DÉPOT LÉGAL —
2^e TRIMESTRE 1971
— N° ÉDITEUR : 11 —
LE 15 AVRIL 1971

E.T.S.F.

**2 à 12, rue de Bellevue
75019-PARIS**