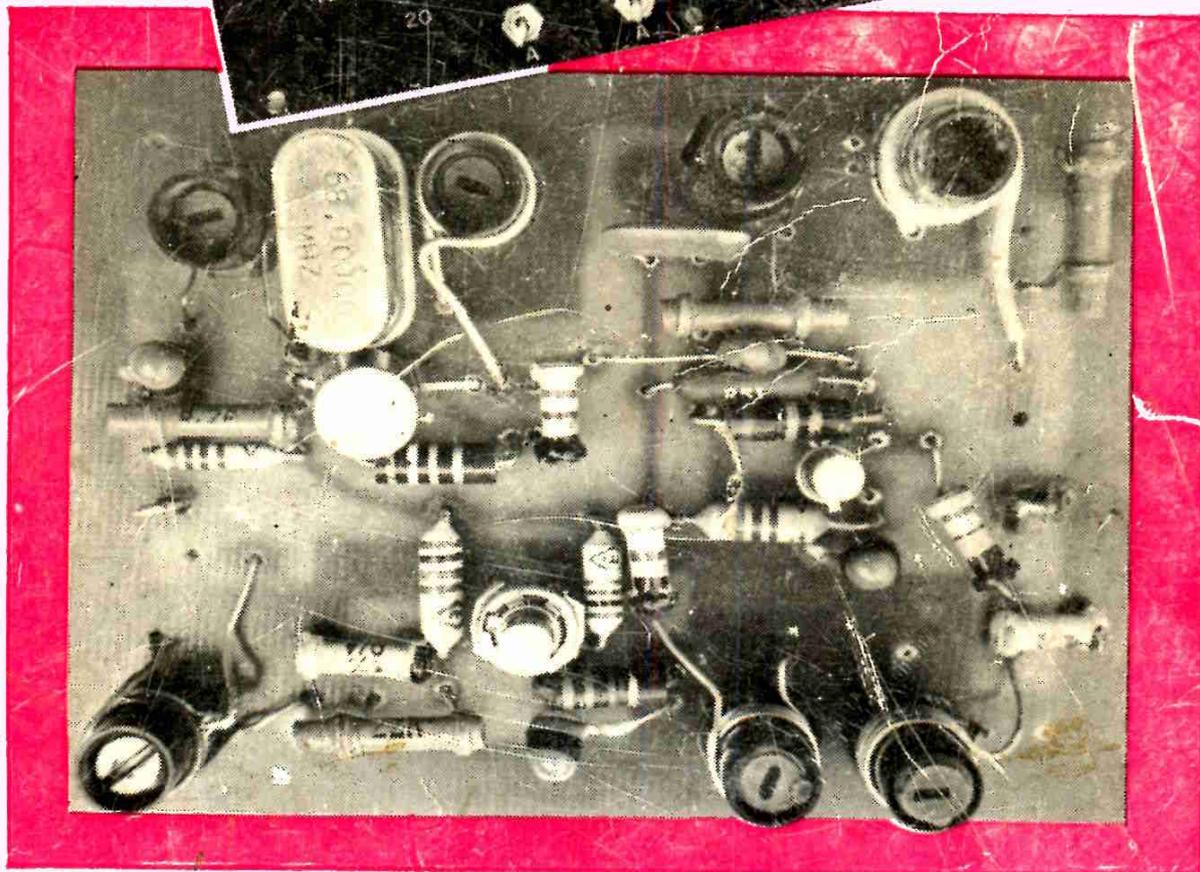


Robert PIAT
F - 3XY

V.H.F.

A TRANSISTORS

ÉMISSION RÉCEPTION



LIBRAIRIE DE LA RADIO

V • H • F

A

TRANSISTORS

ÉMISSION-RÉCEPTION

Robert PIAT
F 3 X Y



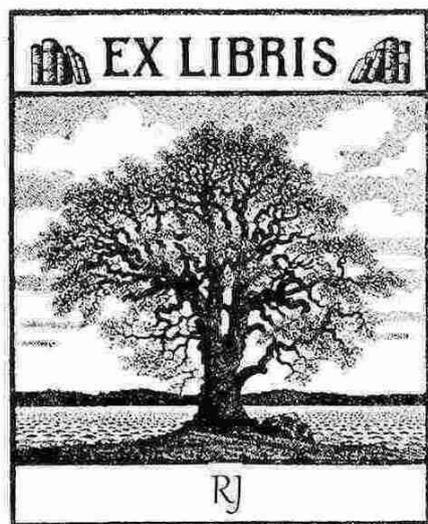
V · H · F

A

TRANSISTORS
ÉMISSION-RÉCEPTION



LIBRAIRIE DE LA RADIO
101, Rue Réaumur - PARIS-2^e



Numérisé en Juillet 2025 par F1CJL , 300dpi

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 » permettait d'en abaisser le prix de vente, le rendant accessible à l'ama-

teur. 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, du Réseau des Emetteurs Français (R.E.F.) et des camarades 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.

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 cet ouvrage 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 1 A : 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-

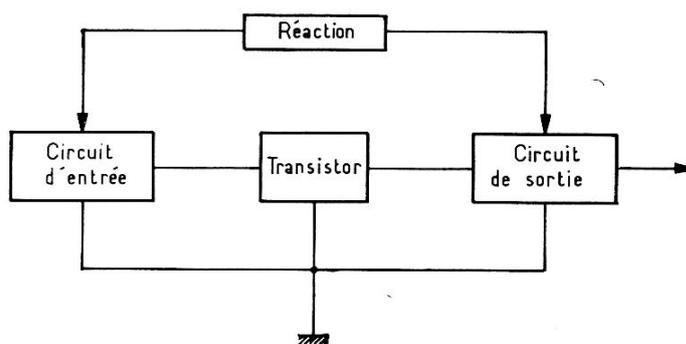


FIG. 1 A

nir l'oscillation à une fréquence déterminée par la fréquence d'accord du circuit pilote. Un quartz peut, sur sa fondamentale ou sur une 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 1 B 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

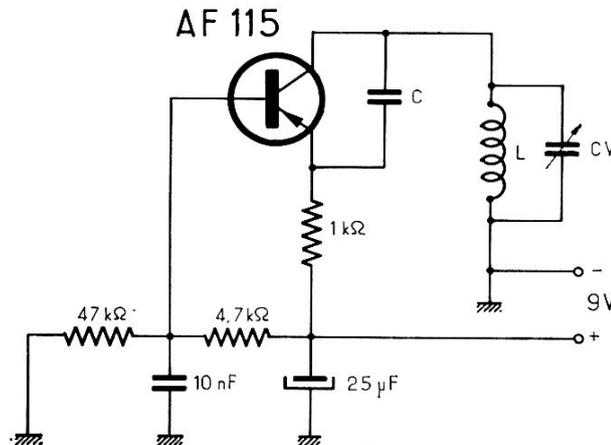


FIG. 1 B

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. 2 A).

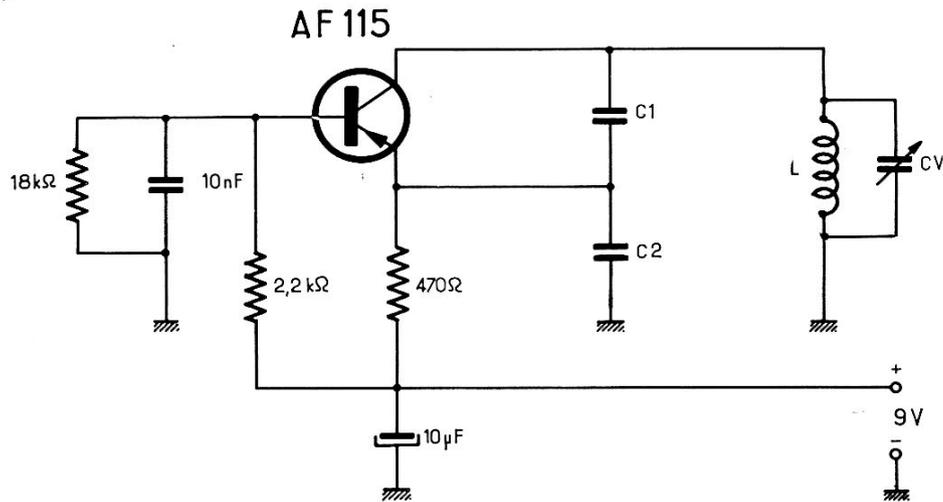


FIG. 2 A

Si on modifie le circuit oscillant de manière à disposer L et CV en série, en ramenant le collecteur au potentiel de la masse 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. 2 B.)

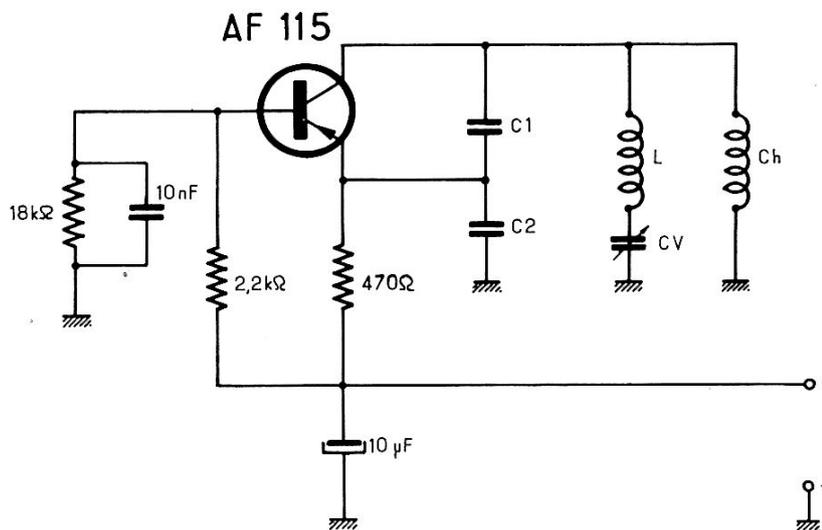


FIG. 2 B

La figure 2 C 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

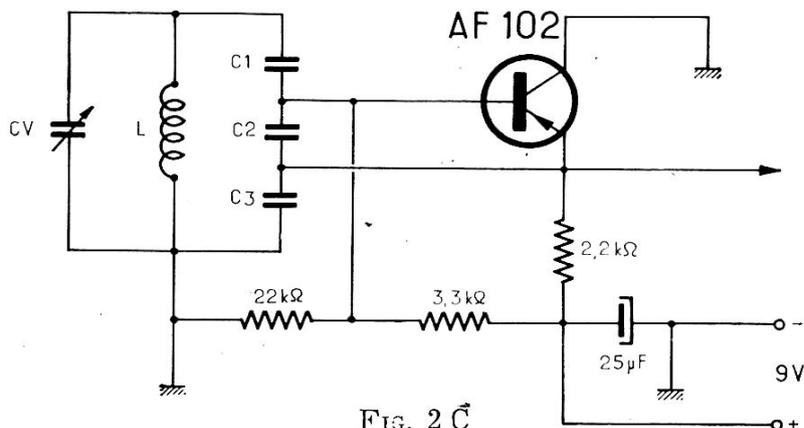


FIG. 2 C

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. 2 D).

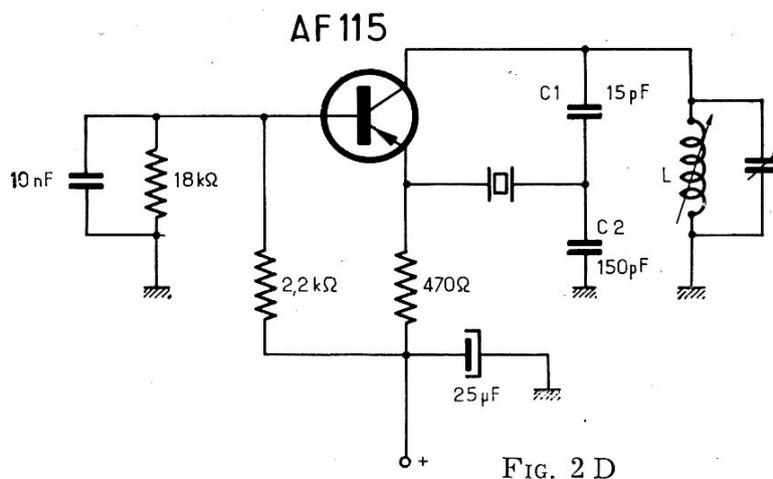


FIG. 2 D

Un montage très intéressant également reprend le schéma de la figure 2 A, mais avec insertion, à la place du découplage, d'un quartz

entre base et masse, ce qui nous amène à la figure 2E. 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.).

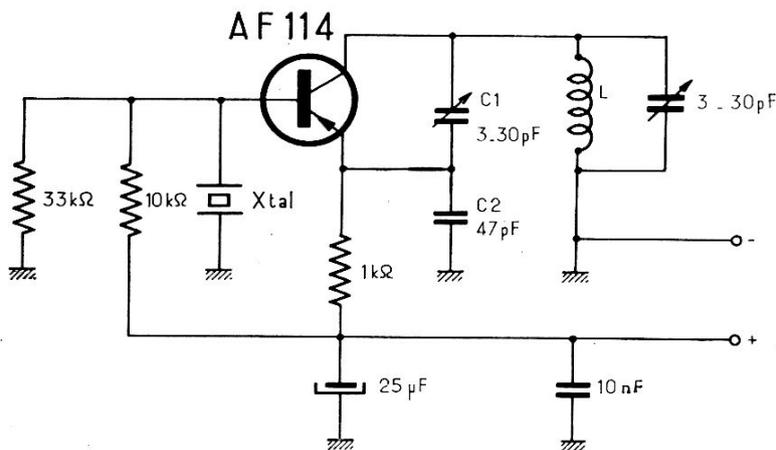


FIG. 2 E

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

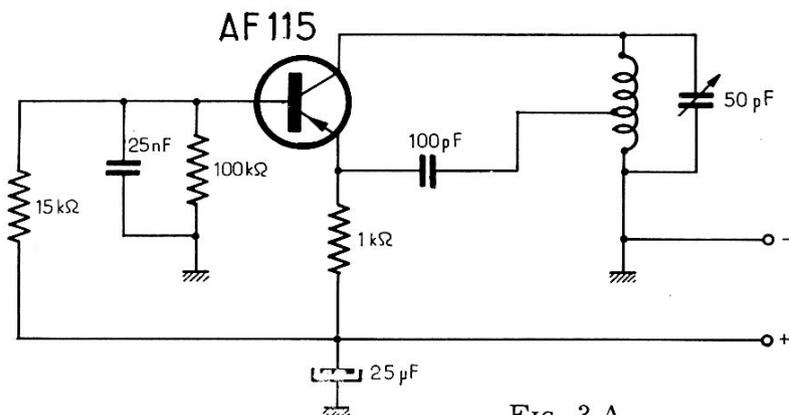


FIG. 3 A

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. 3 A). Si l'on remplace ce condensateur par un quartz de même fréquence que celle du circuit oscillant (fig. 3 B), l'oscillateur se synchronise sur la fréquence du quartz et

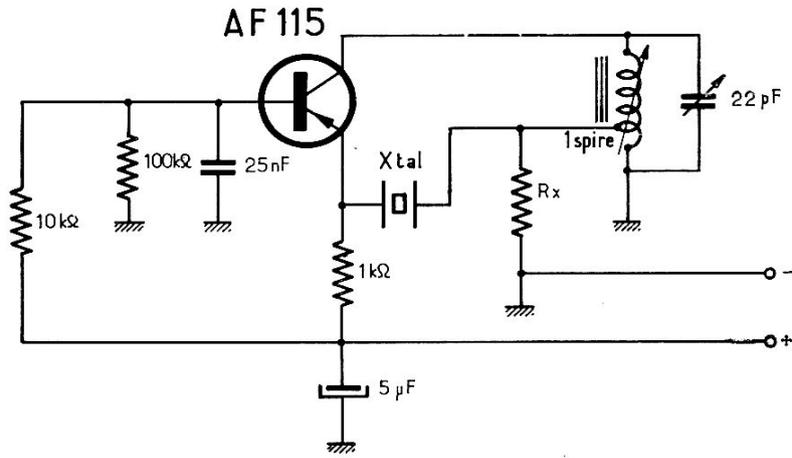


FIG. 3 B

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

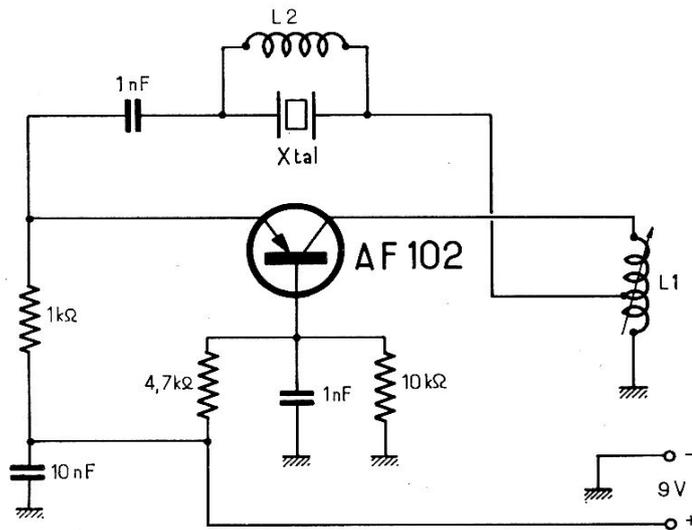


FIG. 3 C

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. 3 C) 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 « 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 3 D, la prise sur la bobine du circuit oscillant du collecteur est remplacée par un enroulement de réaction, côté masse

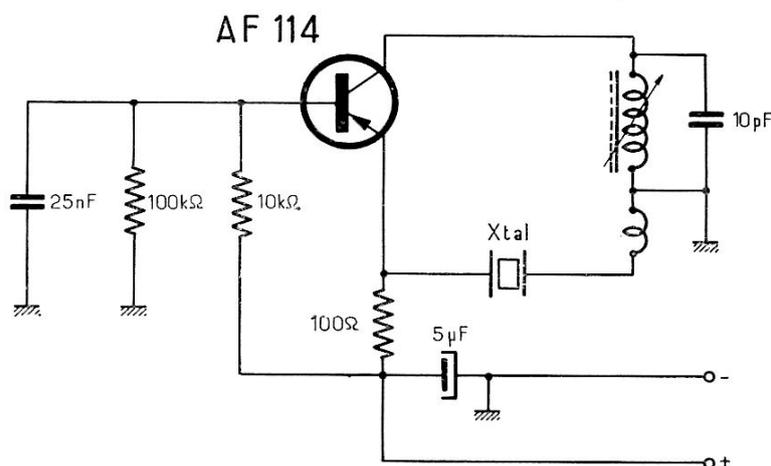


FIG. 3 D

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 bouche de réaction sans modifier la bobine.

Oscillateur Pierce

Ici, nous sommes en présence d'un montage en émetteur commun (fig. 4 A). Il n'y a aucun circuit oscillant. Le quartz est en parallèle sur l'espace collecteur-base de même qu'un pont capacitif C1-C2 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, de l'activité du quartz utilisé — R1 - R2 - R3 servent à fixer le point de fonctionnement du transistor. La tension HF est prélevée sur le collecteur à travers C4. Le schéma de la figure 4 B s'apparente au

précédent, 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

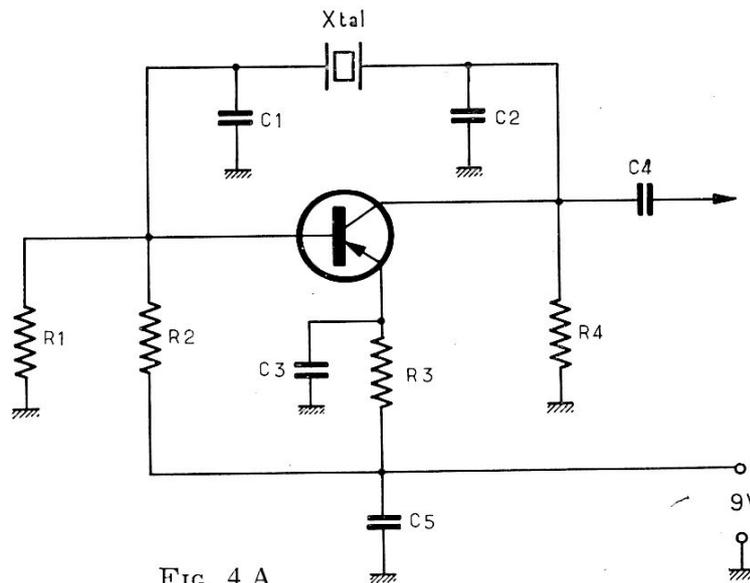


FIG. 4 A

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 im-

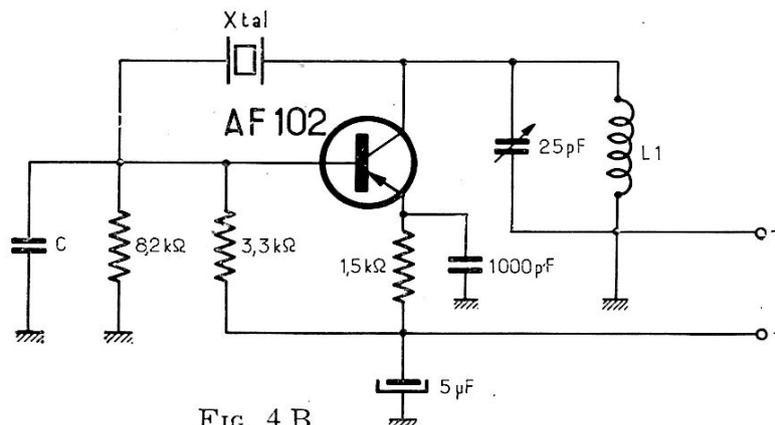


FIG. 4 B

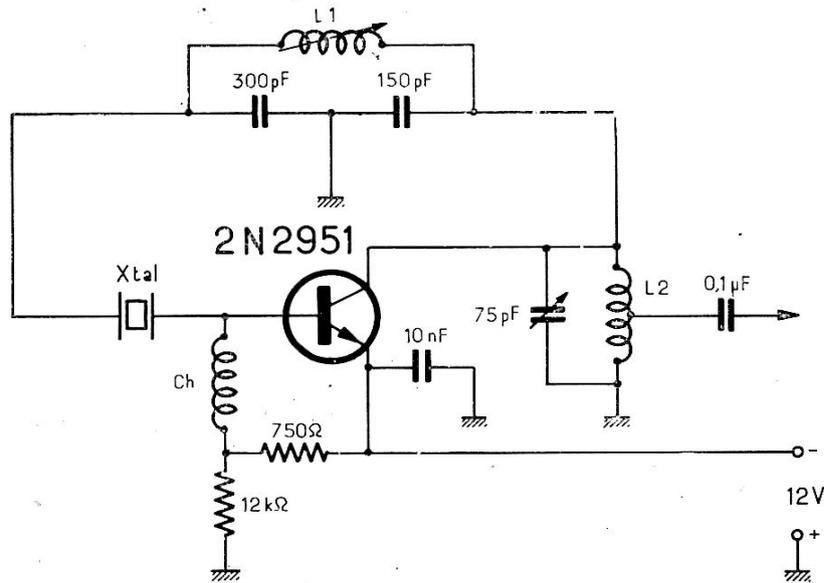
pedance élevée qui s'oppose à tout report d'énergie du collecteur sur la base.

La figure 4 C reproduit une variante du montage précédent et est proposée par Motorola à partir d'un transistor NPN. La puissance de sortie sur 28 MHz atteint 200 mW.

L1 = 4 tours - diamètre 6 mm.

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

La figure 4 D n'est pas à proprement parler un Pierce mais elle



s'y apparente. En effet, une bouche 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

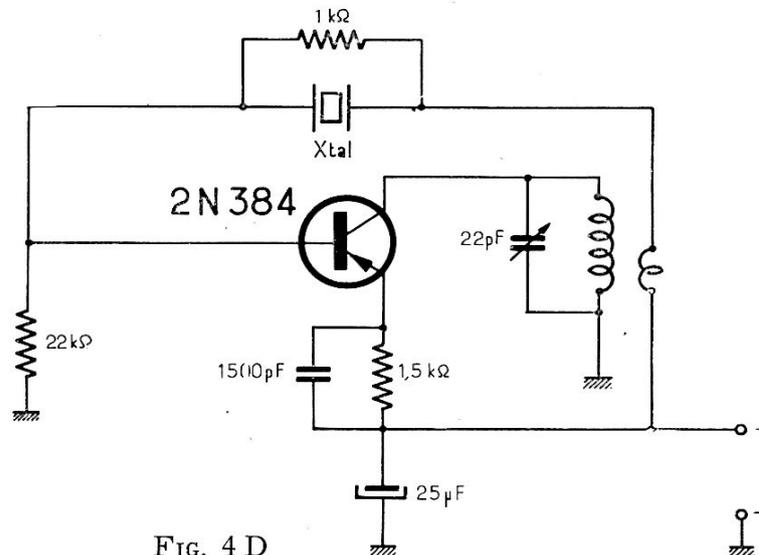


FIG. 4 D

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.

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. 5).

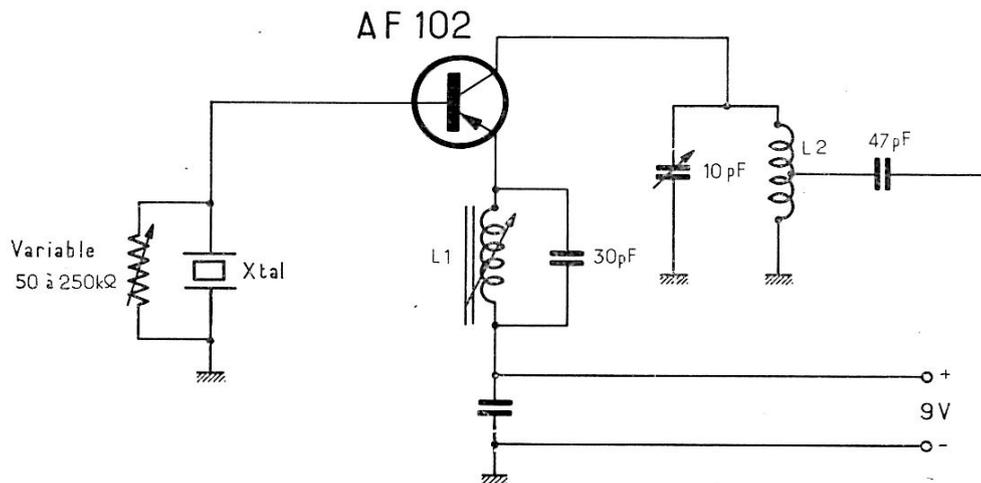


FIG. 5

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

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 AF102 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 fré-

quence 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)

Il utilise deux transistors (ici 2AF115) 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

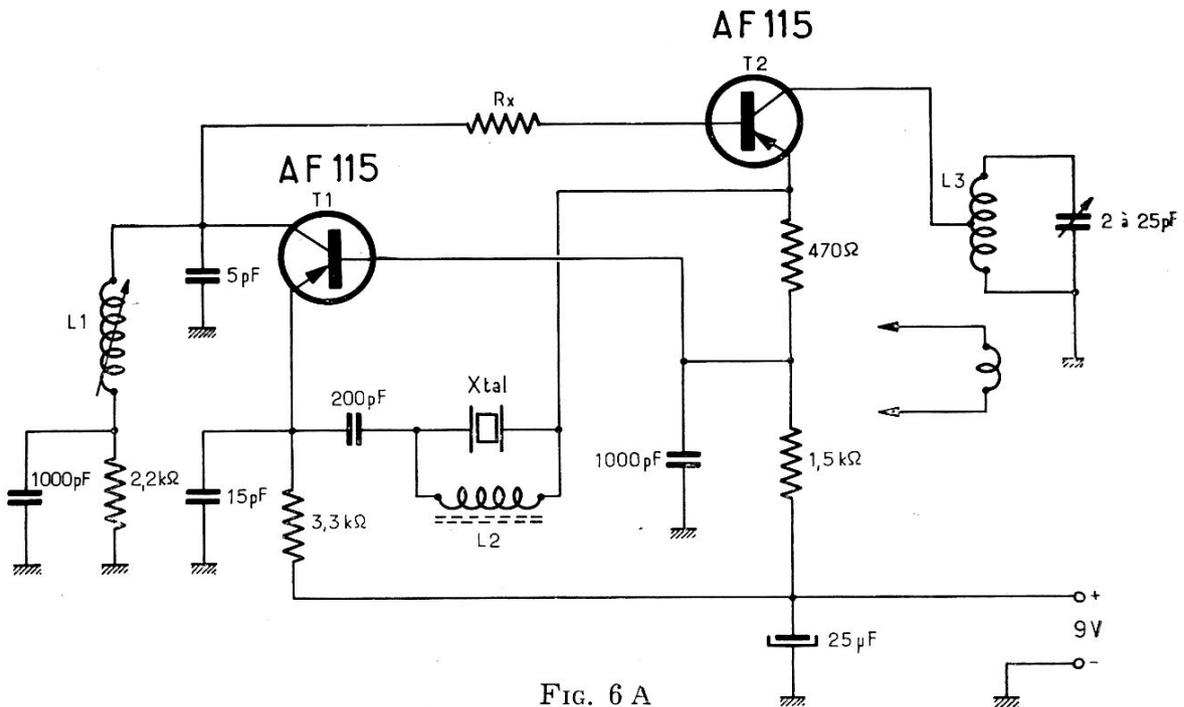


FIG. 6 A

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.

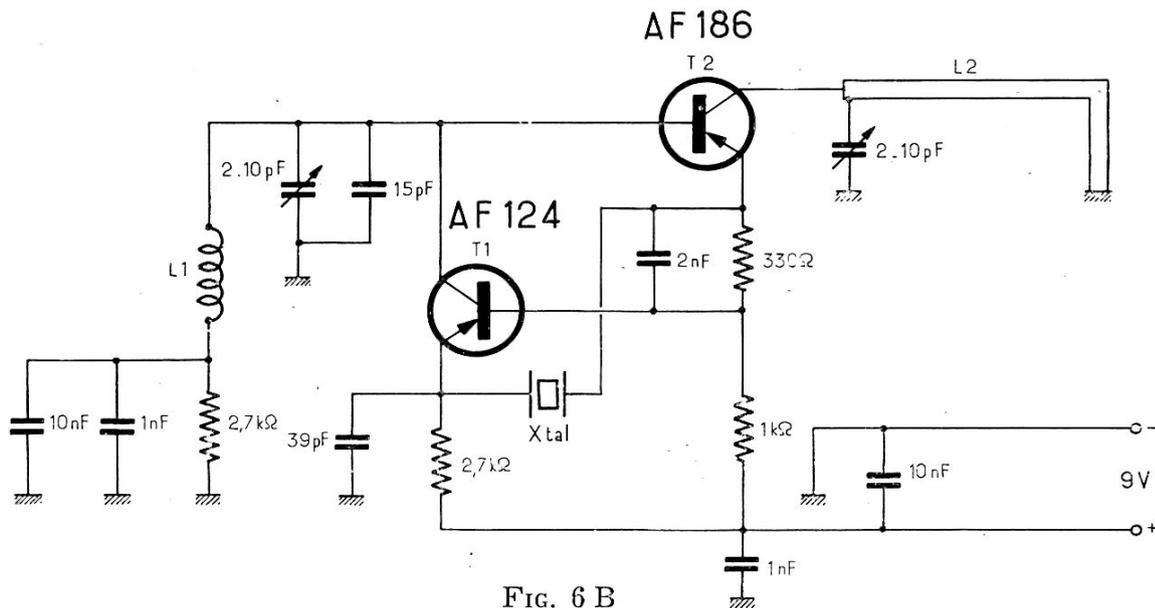
L2 = 10 spires, fil émaillé 4/10 mm, sur mandrin LIPA - 6 mm - à noyau.

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. 6 B) 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.



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.

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 7 A. La boucle de réaction vers l'émetteur comporte une prise médiane à la masse

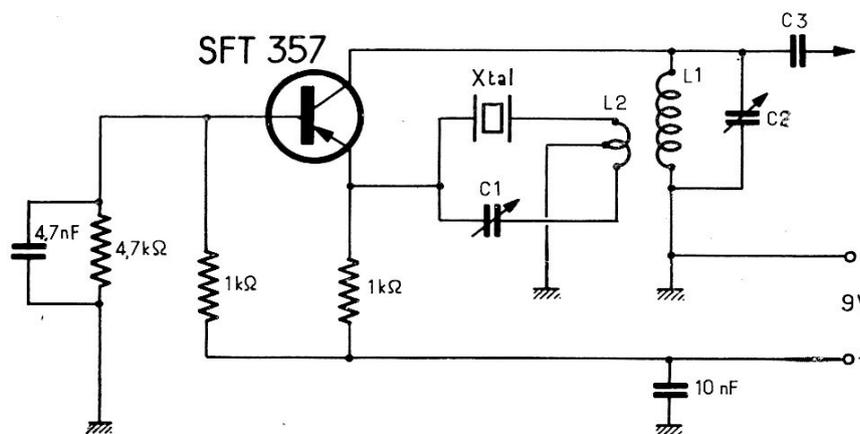


FIG. 7 A

et son autre extrémité qui amène un déphasage de 180° rejoint 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

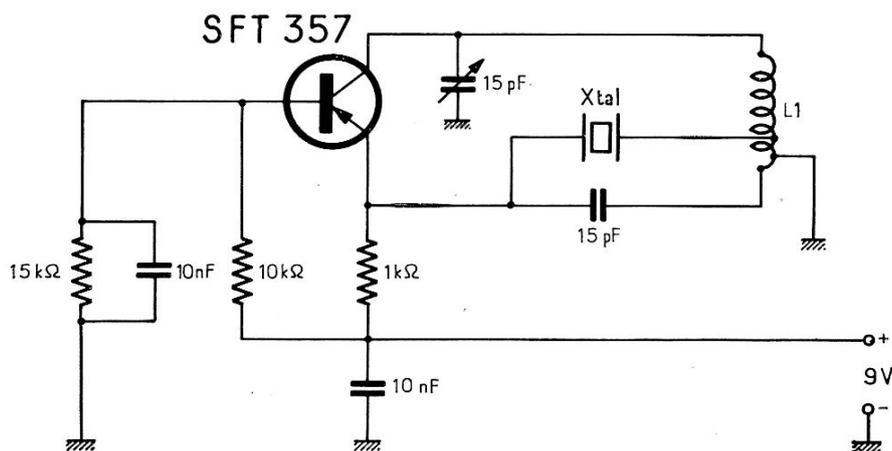


FIG. 7 B

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.

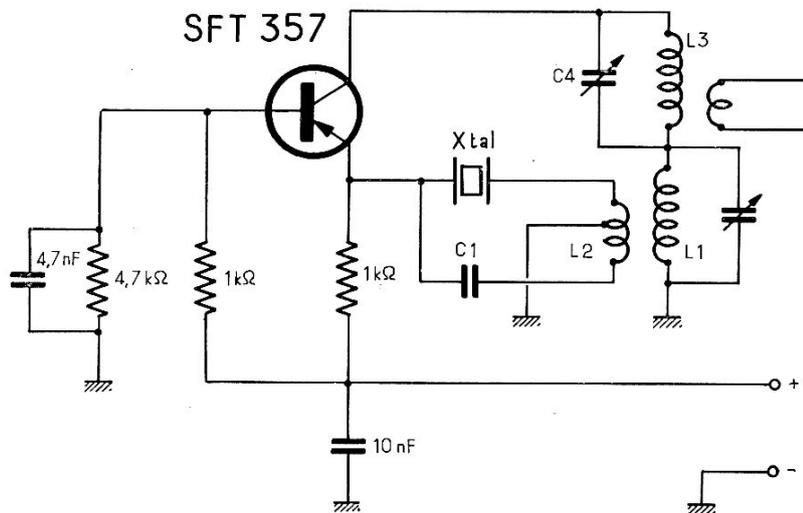


FIG. 7 C

Un tel montage peut être modifié selon la figure 7 B, 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.

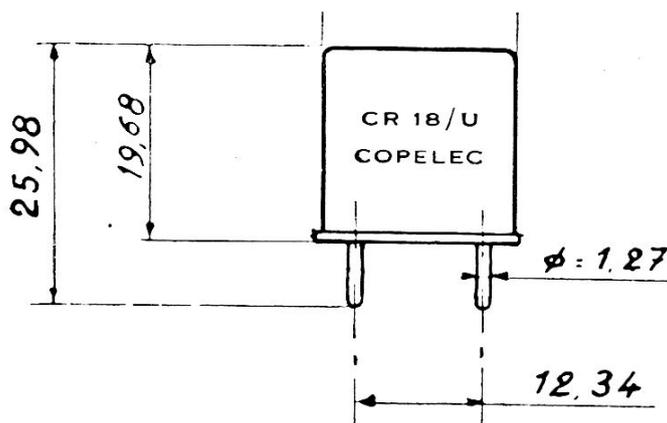
Enfin, le schéma de la figure 7 C est particulièrement intéressant puisque, au prix d'un circuit oscillant supplémentaire, on peut obtenir directement, avec un seul transistor et sans faire appel à des quartz spéciaux des harmoniques de rang 15 et davantage. Le circuit supplémentaire L3-C4 est accordé sur l'harmonique (pair ou impair) désiré de l'over-tone. 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 telle que l'on a pu mesurer 50 mV utiles aux bornes d'une charge de 1 000 Ω.

Approvisionnement en quartz pour les différents types d'oscillateurs proposés

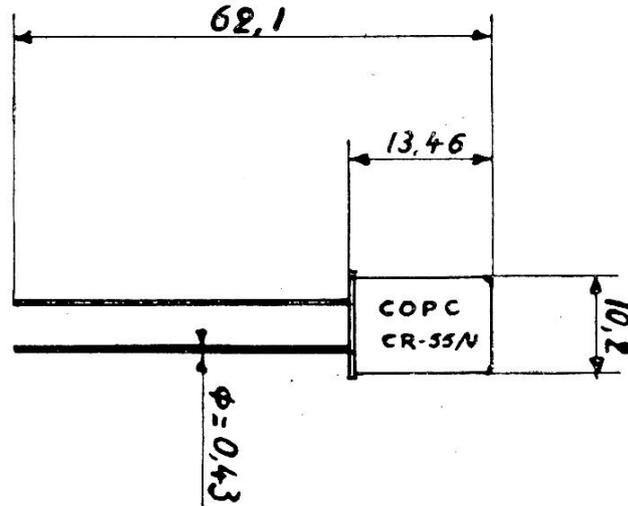
Le marché des surplus militaires est approvisionné pour longtemps en quartz de fréquence fondamentale relativement basse — (< 9 MHz) — dont, après sélection et essai, un bon nombre fonctionnent de manière satisfaisante sur partiel 3. Ces quartz sont disponibles à très bon marché c'est pourquoi leur emploi 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 subminiatures (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).



Nous devons cette documentation et aussi les échantillons utilisés sur nos maquettes à : COPELEC (31, rue Cousté, 94-Cachan) dont un service spécialisé assure la fourniture de quartz, même à l'unité, à l'usage des amateurs.



Quartz subminiature HC-18/U

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 détectrice à auto superréaction associé a 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. 40 tours de fil de soie fin sur une forme de 5 à 6 mm de diamètre (fig. 9).

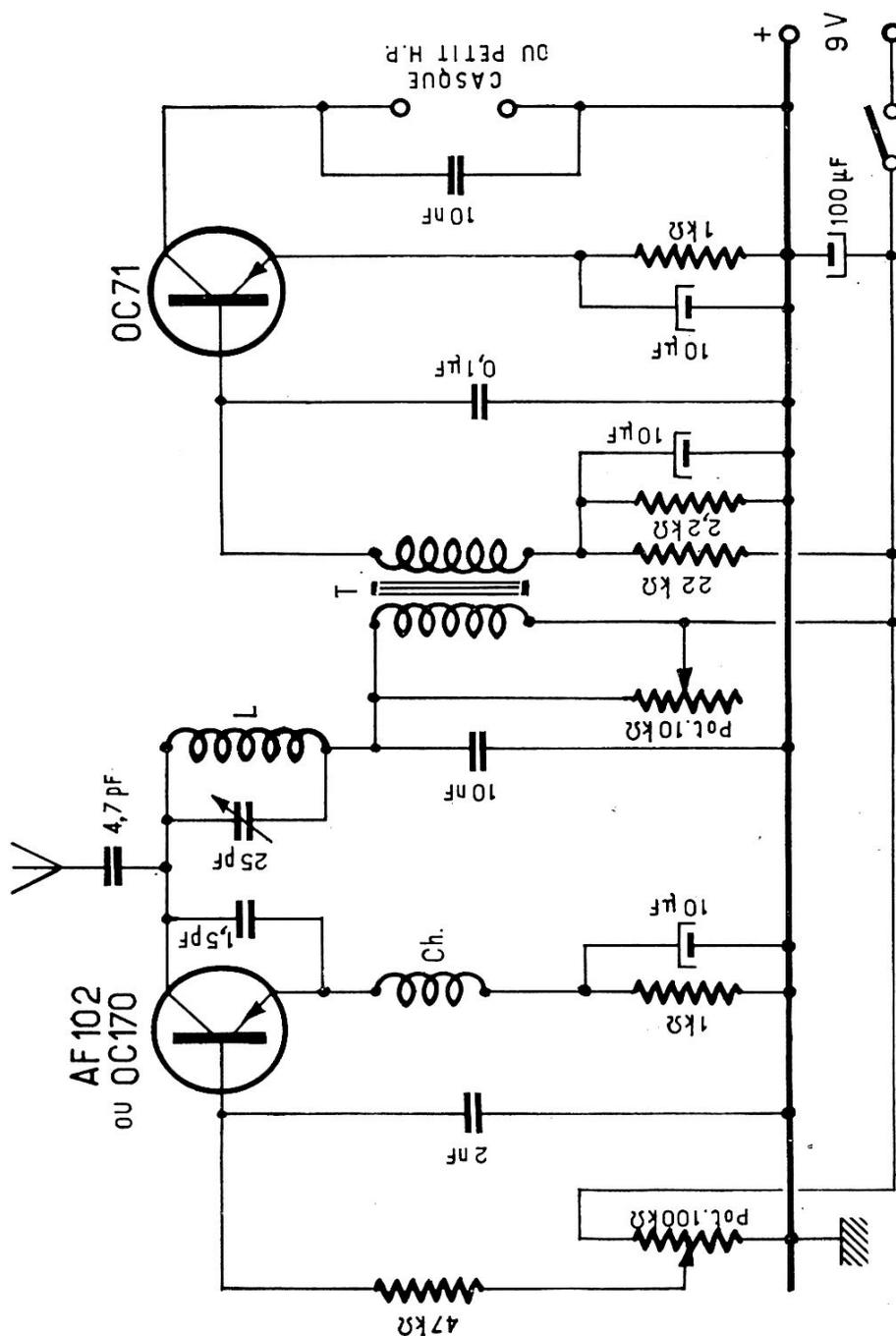


FIG. 9

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

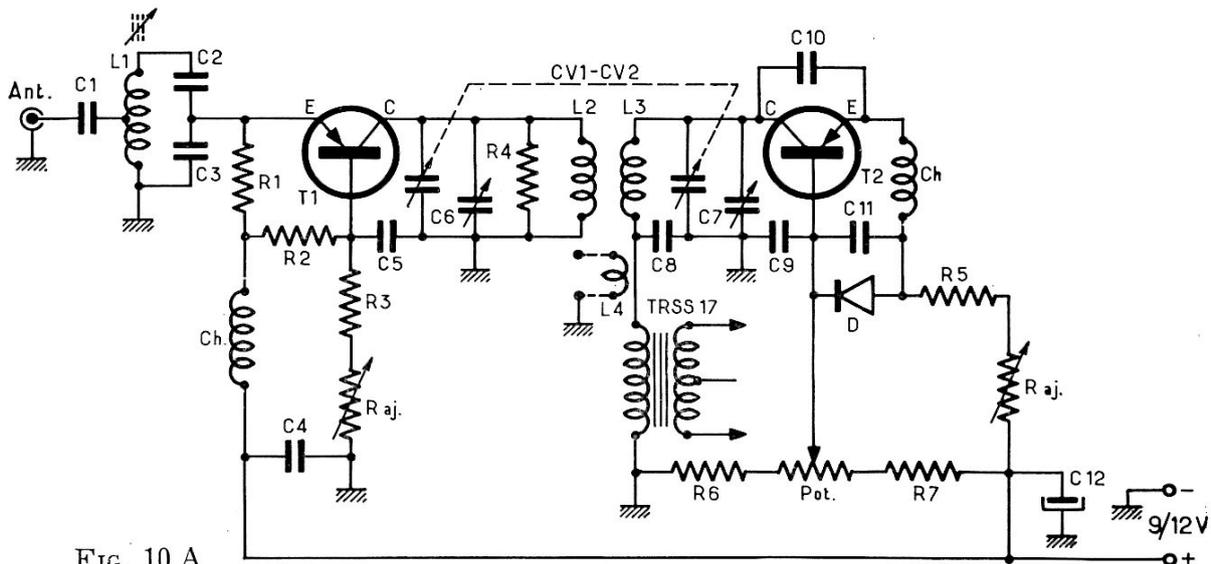


FIG. 10 A

$C_1 = 1\,000\text{ pF} - C$
 $C_2 = 10\text{ pF} - C$
 $C_3 = 15\text{ pF} - C$
 $C_4 = 10\,000\text{ pF} - P$
 $C_5 = 1\,000\text{ pF} - C$
 $C_6 = \text{ajust. } 0,4/4\text{ pF}$
 $C_7 = \text{ajust. } 0,4/4\text{ pF}$
 $C_8 = 10\,000\text{ pF} - P$
 $C_9 = 10\,000\text{ pF} - P$
 $C_{10} = 6,8\text{ pF} - C$
 $C_{11} = 10\,000\text{ pF} - P$
 $C_{12} = 10\text{ }\mu\text{F} - 12\text{ V}$
 $CV_1 + CV_2 = 2 \times 12\text{ pF}$

(modèle FM - ARENA - démulti.) réduit 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

$R_1 = 1\text{ k}\Omega$
 $R_2 = 2,7\text{ k}\Omega$
 $R_3 = 4,7\text{ k}\Omega$
 $R_4 = 15\text{ k}\Omega$
 $R_5 = 4,7\text{ k}\Omega$
 $R_6 = 1\text{ k}\Omega$
 $R_7 = 1\text{ k}\Omega$
 $R_y = \text{Matera} = 4,7\text{ k}\Omega\text{ ajustable}$
 Pot = 10 k Ω
 $D_1 = \text{OA.85}$
 $T_1 = \text{AF139}$ à défaut AF102 - AF106
 $T_2 = \text{AF139}$ SFT171 - SFT173
 $ch = 30\text{ spires, fil } 20/100\text{ mm, émaillé, jointives sur mandrin } 6\text{ mm}$
 (ou résistance 1/2 W de forte valeur
 $L_1 = 5\text{ }1/2\text{ spires, prise à } 2\text{ sp. côté masse}$
 $L_2 = 5\text{ spires}$
 $L_3 = 4\text{ }1/2\text{ spires}$
 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. 10 et 11) 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.

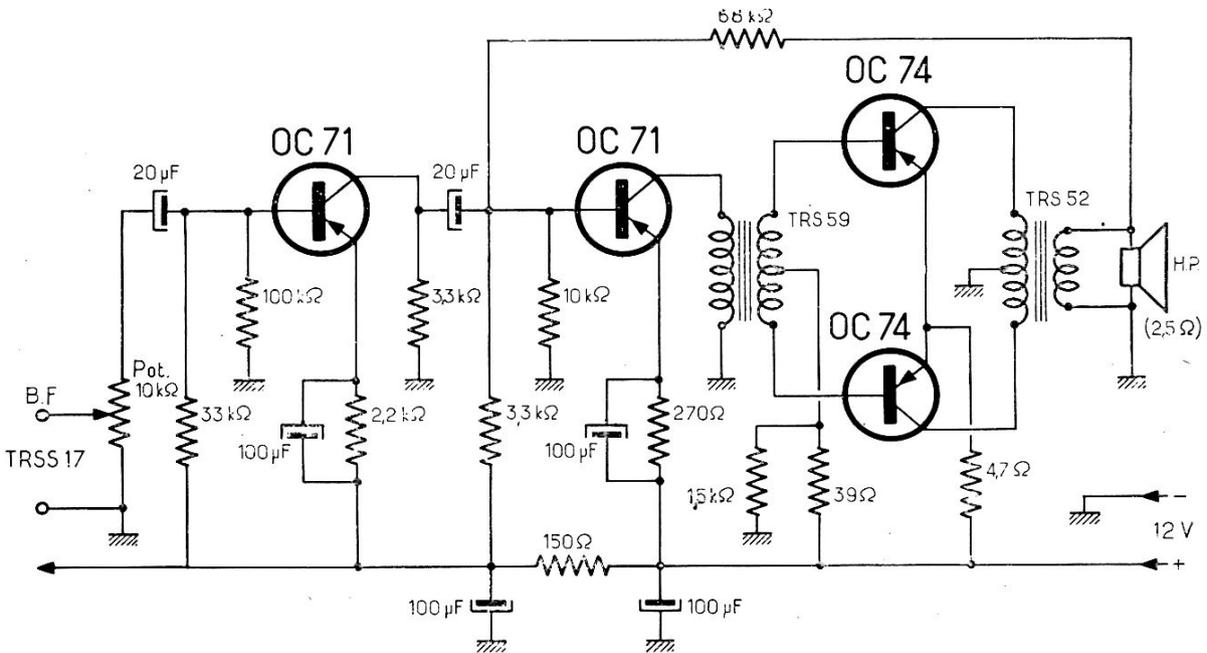


FIG. 10 B

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 10B, le schéma d'un de ces modules dont le prix de revient très bas dispense de le construire soi-même.

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 apparaît. 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

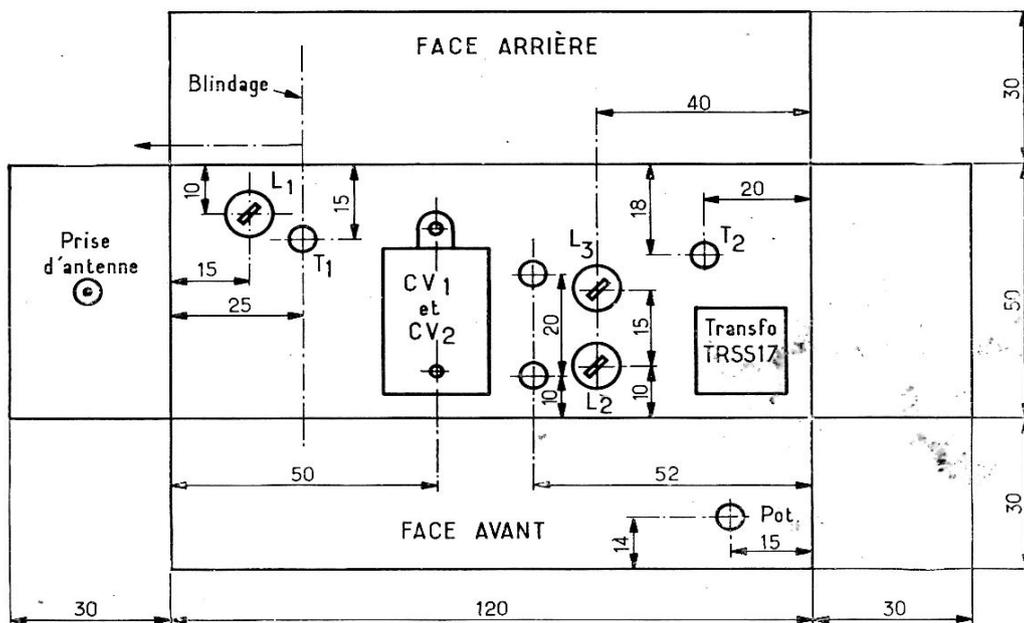


FIG. 11

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.

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.

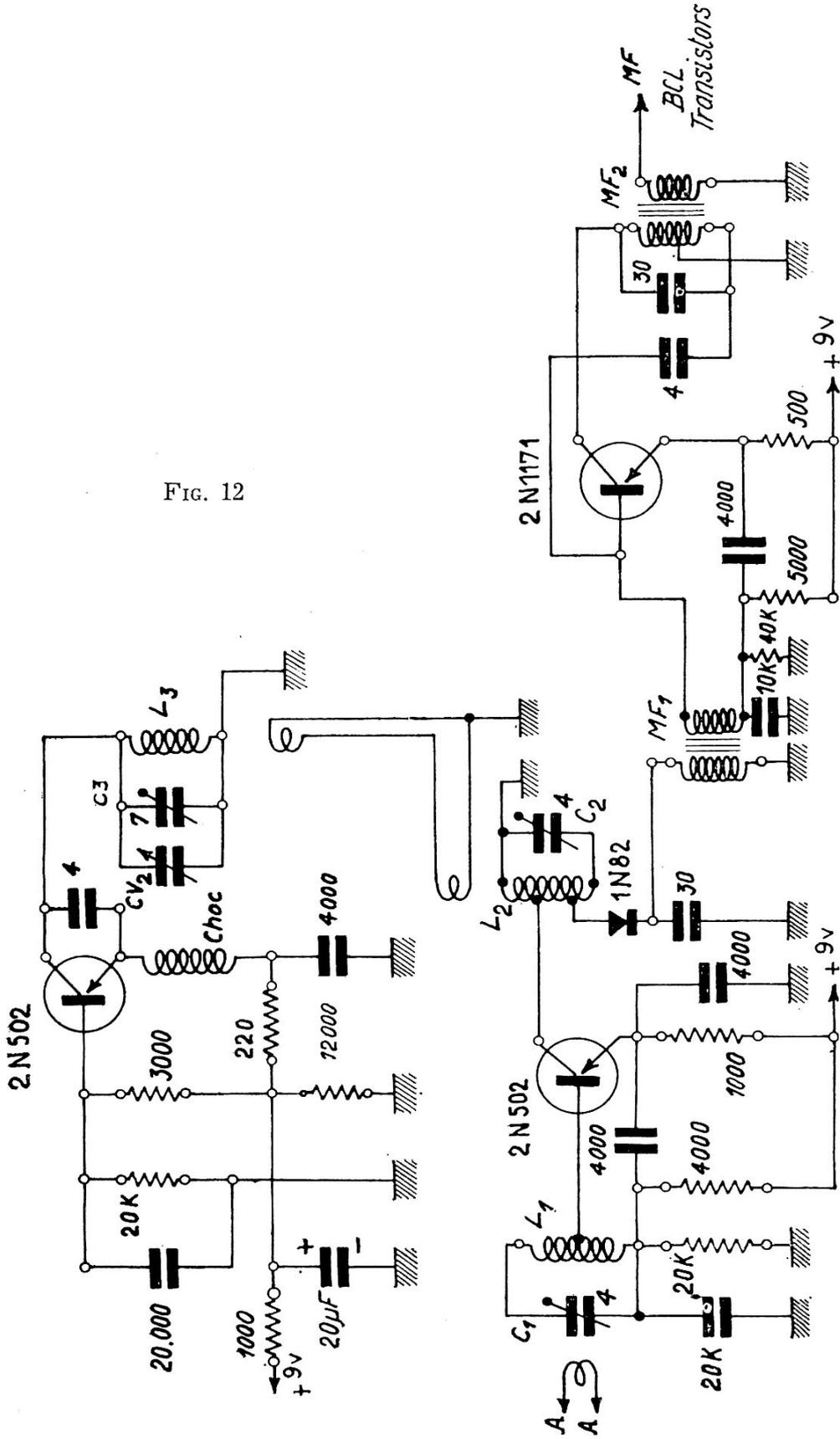
Dans les deux cas, la fréquence intermédiaire sera la plus élevée possible et, particulièrement dans le cas de la triple conversion, on utilise très couramment la bande 28-30MHz, ce qui permet une réjection aisée des images de fréquence. Mais, se fixant une valeur du dixième de la fréquence à recevoir, 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 à transistors (145 MHz) à accord variable

Voici le schéma et le croquis de réalisation d'un récepteur de 144 MHz à transistors comparable aux montages qui suivent, dans le principe, mais différent par certaines particularités : il comporte un oscillateur à accord variable mais l'étage mélangeur est remplacé par une diode et les signaux à fréquence intermédiaire (MF) apparais-

FIG. 12



sent dans le filtre MF₁. L'étage suivant est donc un amplificateur MF (gamme OC) sur une fréquence que l'on peut d'ailleurs choisir mais qui, en principe, ne doit pas se situer en-dessous de 5 MHz. (fig. 12)

Les résultats sont comparables à un bon récepteur à tubes de conception classique.

Les semi-conducteurs utilisés sur le convertisseur sont :

HF 2N502 Texas ou 2N1742 Philco oscillateur 2N502 Texas ou encore 2N1743

MF 9 MHz 2N1171 Texas ou encore 2N1745 Diode 1N82

L'oscillateur à fréquence variable est très stable, beaucoup plus qu'un oscillateur à tube équivalent. Le CV est constitué par une lame mobile et une lame fixe de 1,5 cm² chacune. Il doit être muni d'un très bon démultiplicateur.

Le mélange HF se fait par détection diode du type VHF. Il n'est pas utile d'utiliser un troisième transistor VHF comme mélangeur. Le circuit MF est neutrodyné.

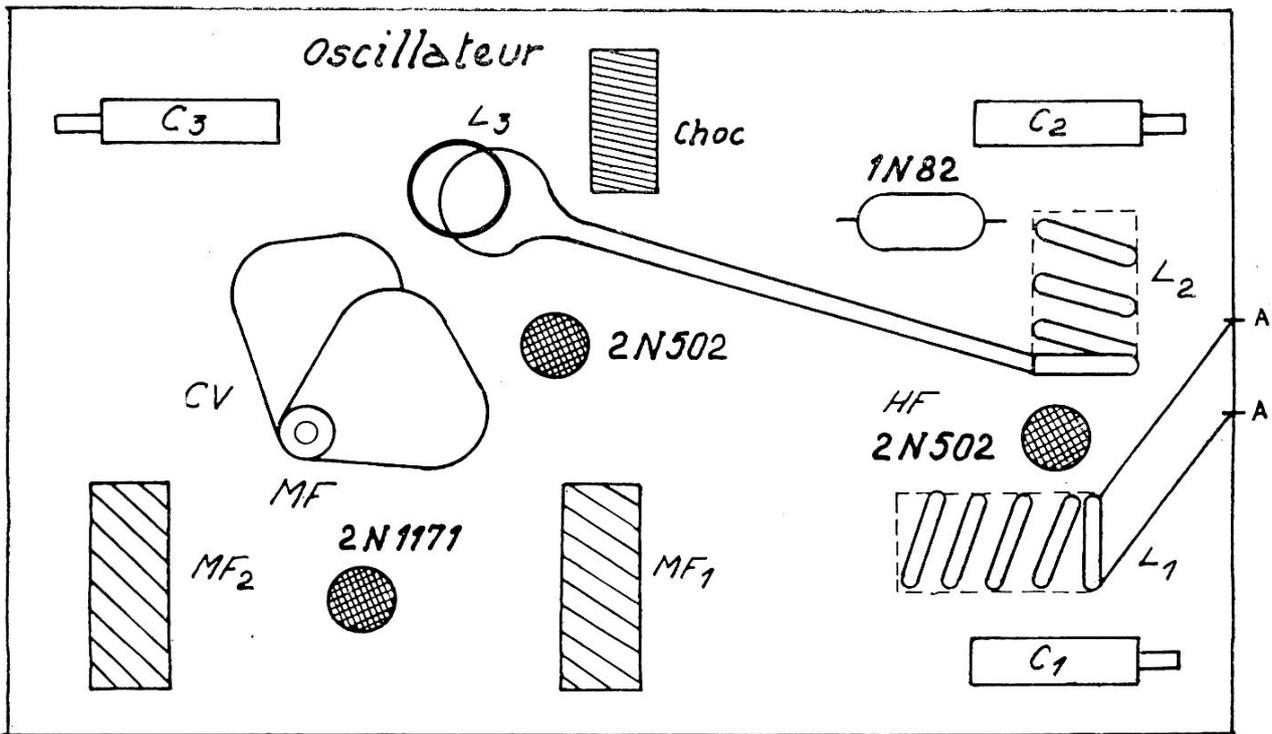


FIG. 13

L'alimentation est faite par deux piles 4,5 volts, type lampe de poche, petit modèle, permettant d'obtenir une stabilité de la tension que ne donne pas une pile 9 V miniature.

Bobinages :

- L1 5 spires, diamètre 8 mm prise base à 2 2/3 spires.
- L2 5 spires diamètre 8 mm prise émetteur 3 1/4 spires, prise diode à 4 spires
- L3 3 spires diamètre 8 mm
- Ligne de couplage 1 spire diamètre 8 mm à chaque extrémité
- MF1 35 spires diamètre 8 mm, secondaire 20 spires
- MF2 35 spires diamètre 8 mm, prise masse à 25 spires, secondaire 12 spires.

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 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.

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. 14)

— 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.

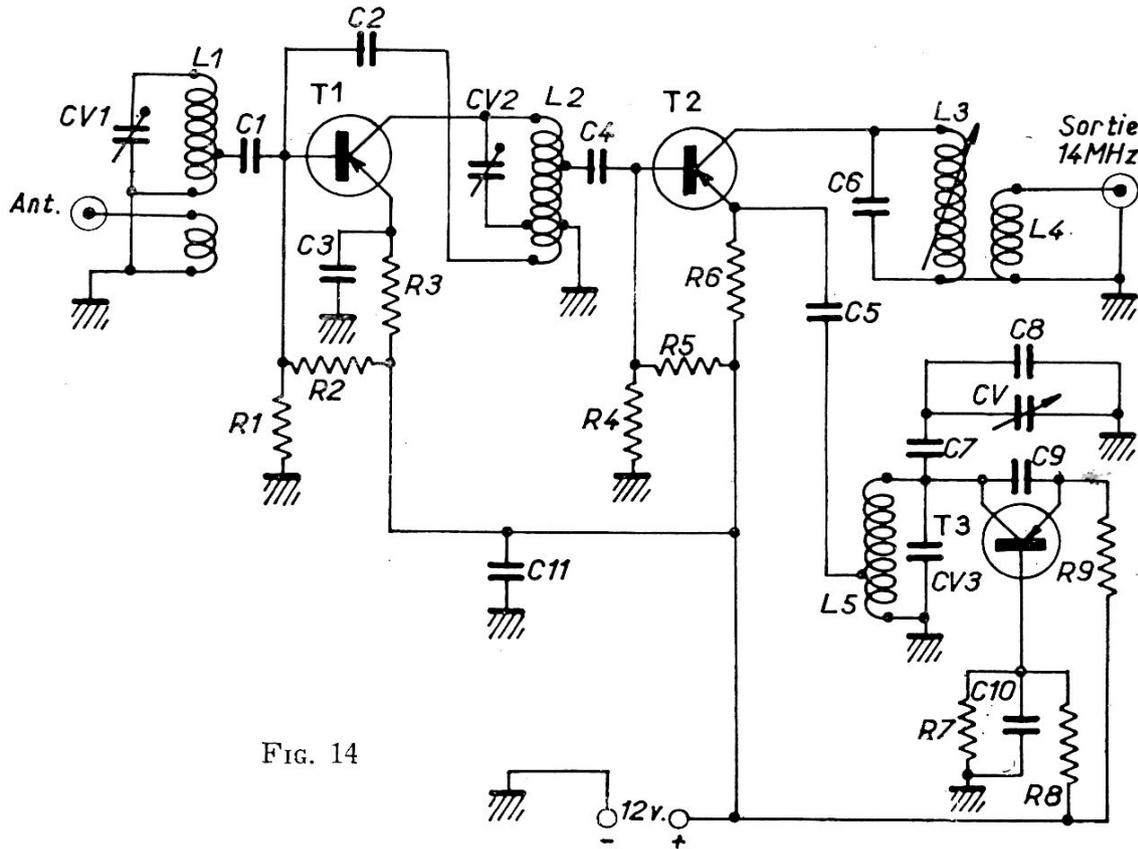


FIG. 14

R₁ 6,8 kΩ
 R₂ 3,9 kΩ
 R₃ 1,5 kΩ
 R₄ 15 kΩ
 R₅ 4,7 kΩ
 R₆ 1,8 kΩ
 R₇ 18 kΩ
 R₈ 4,7 kΩ
 R₉ 1,8 kΩ
 C₁ 5 000 pF
 C₂ 5 pF
 C₃ 5 000 pF
 C₄ 5 000 pF

C₅ 5 000 pF
 C₆ 15 à 33 pF
 C₇ 4,7 pF
 C₈ 4,7 pF
 C₉ 1,2 pF
 C₁₀ 5 000 pF
 C₁₁ 5 000 pF
 CV₁ 3-30 aj
 CV₂ 3-30 aj
 CV₃ 3-30 aj
 CV de 12 pF
 Accord (2×12 pF FM Arena)

T₁ = T₂ = T₃ = AF102, ou AF109 - AF139, etc.

Les bobinages L₁ et L₂ sont réalisés en fil 10/10 sur mandrins Lipa de 6 mm de \varnothing , longueur totale : 8 à 10 mm maximum.

L₁ = 4 spires. Prise base à 1 spire de la masse.
 1 spire pour couplage antenne.

L₂ = 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_2 à 1/4 de spire maximum de la masse.

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 T_1 un AF139 (Siemens) ou un GM290 (Texas).

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 ajusté, par une résistance variable, à 2mA 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 AF117 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 couvre de 74 à 75 MHz, grâce à un CV de 6 pF connecté à une prise du bobinage L_4 . 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 L_3 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 16 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 1,8V à 4,6 qui apparaît aux bornes de la capacité C de 5 μF qui est appliquée au Varicap, produisant une variation de capacité suffisante

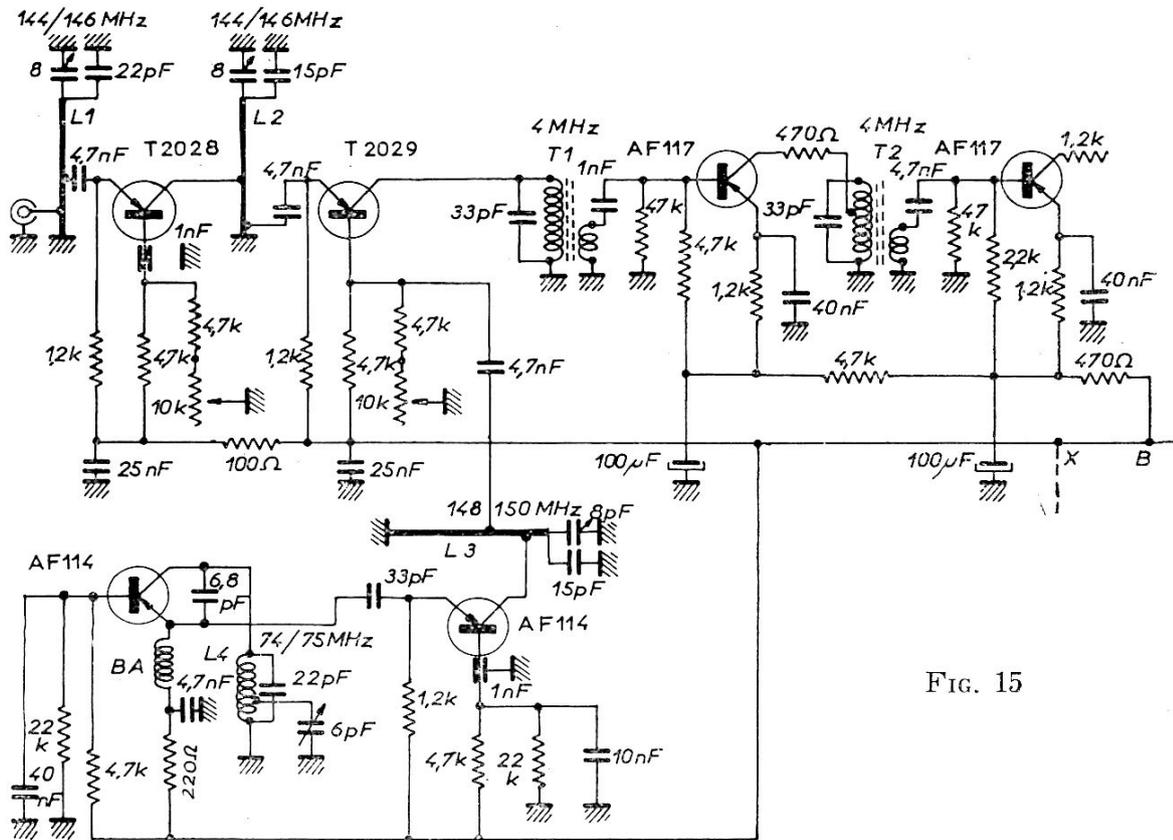
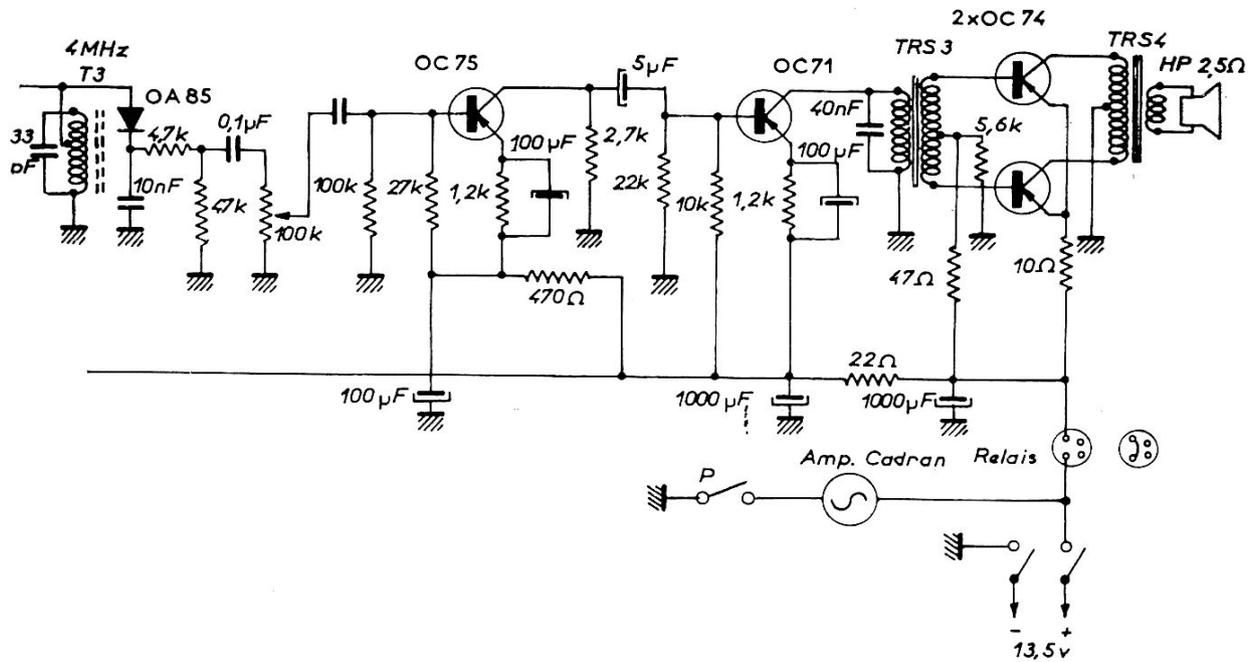


FIG. 15

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.



Fil 13/100 émail, secondaire sur le côté 30 spires du primaire - Mandrin Lipa \varnothing 10 avec noyau.

L_1 = 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.

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

L_1 = Ligne laiton \varnothing 4,1 = 125 mm à 8 mm du châssis, blindée presque complètement.

L_2 = Ligne laiton \varnothing 4,1 = 133 à 8 mm du châssis non blindée.

L_3 = Ligne laiton \varnothing 4,1 = 125 mm à 8 mm du châssis non blindé.

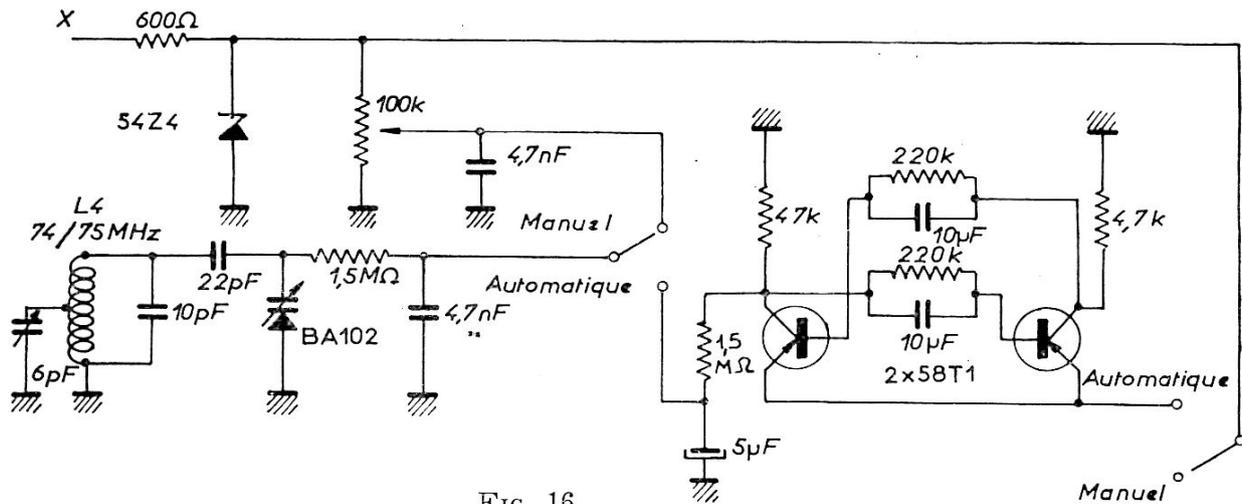


FIG. 16

pour couvrir en 10 secondes dans un sens puis dans l'autre et sans 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

Ce montage, très étudié, a fait l'objet d'un long article dans la revue DL-QTC de septembre 1965, sous la signature de DJ4DN. C'est avec l'autorisation du Réseau des Amateurs Allemands (DARC) que nous en avons fait la traduction dont nous avons tiré l'analyse qui suit.

La double originalité 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 17. 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 subdivise 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 et l'autre. La réalisation pratique est conforme à la figure 18. Elle occupe un petit châssis métallique fermé de $100 \times 90 \times 30$ mm divisé en 5 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. L'étage HF est équipé d'un transistor AF139 dont une cloison transversale sépare efficacement le circuit d'entrée, P_1-L_1 , du circuit de sortie, P_2-L_2 . L'extrémité de la ligne L_1 est soudée à P_1 et C_1-C_2 et l'âme de l'entrée coaxiale sont soudés sur des prises à des endroits précis que

montre la figure 18A. 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 sui-

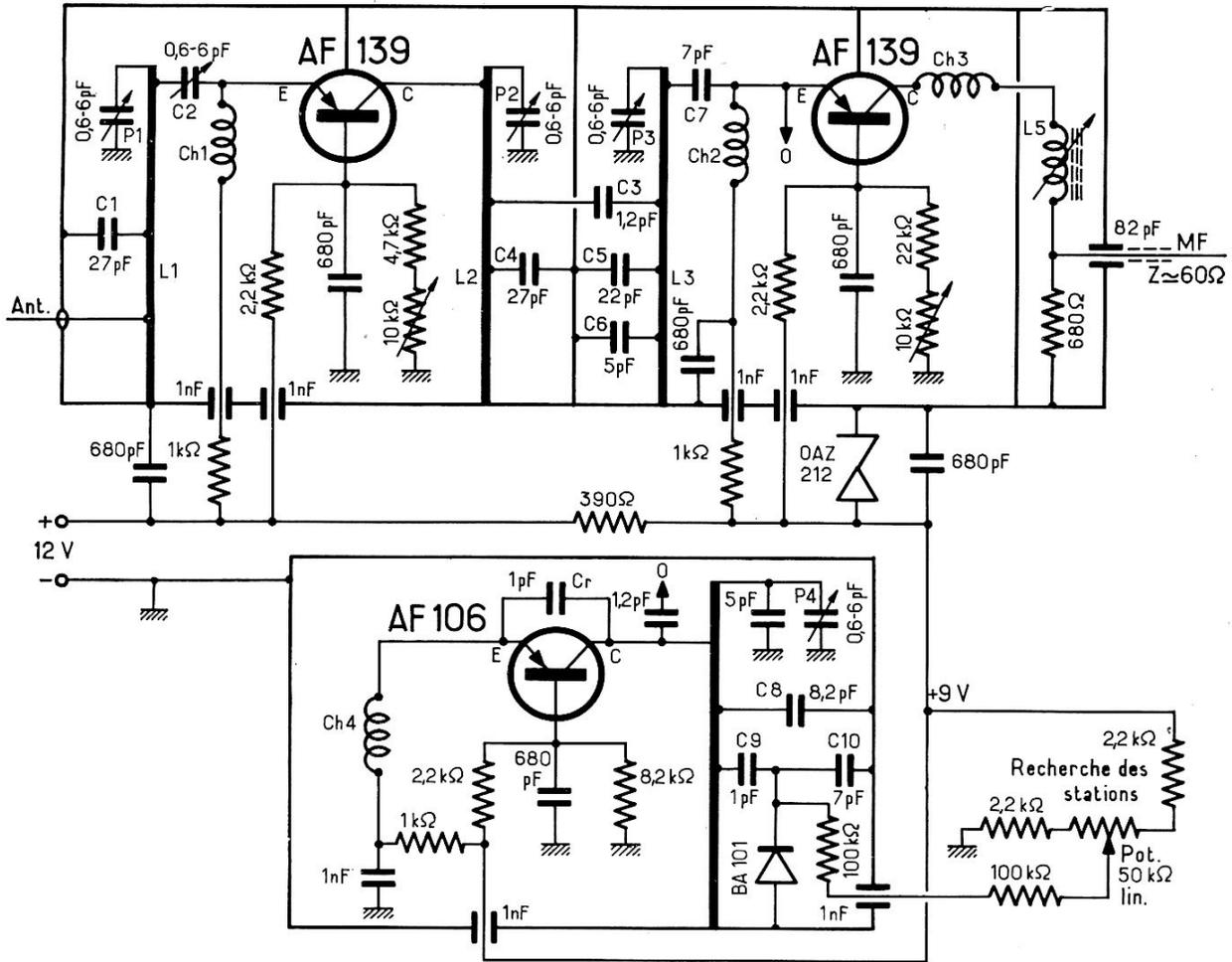


FIG. 17

vant 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 un 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 ch_1, ch_2, ch_3, ch_4 , identiques les unes aux autres, on bobine 25 tours de fil émaillé de 15/100

mm sur un petit mandrin de trolitul de 2mm de diamètre et on les enduit d'une couche de vernis afin de bloquer le fil. La valeur du by-pass de sortie MF (82pF) est à respecter, faute de quoi L5 ne pourrait pas s'accorder sur 29 MHz.

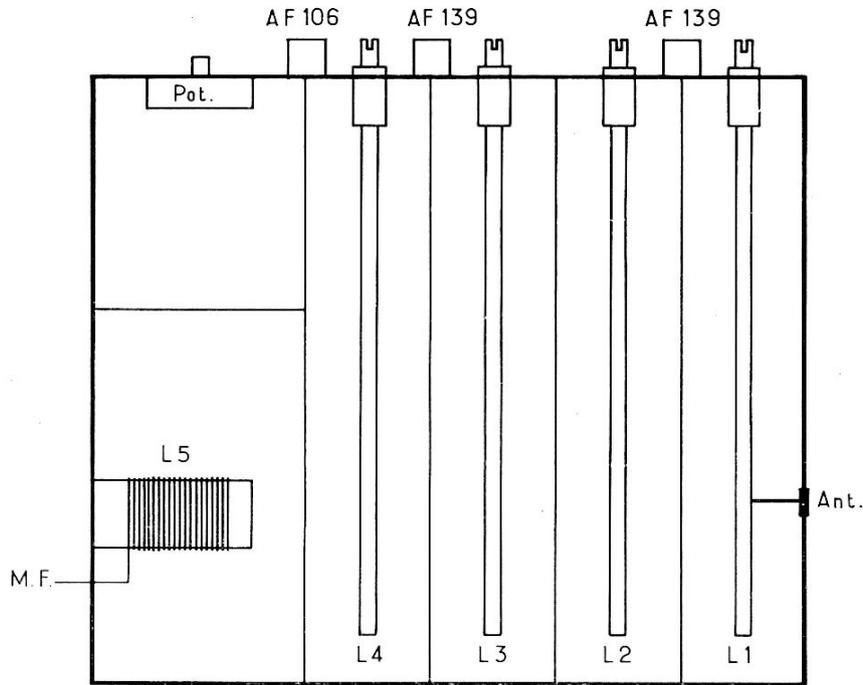


FIG. 18 A

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 P_4 puis

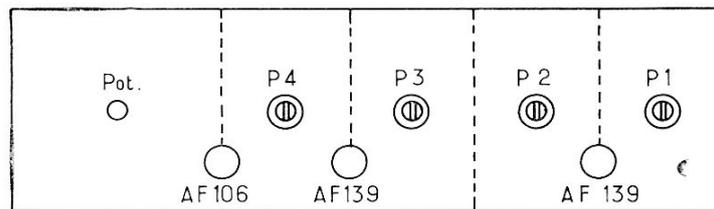


FIG. 18 B

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 règlera 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 P_4 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.

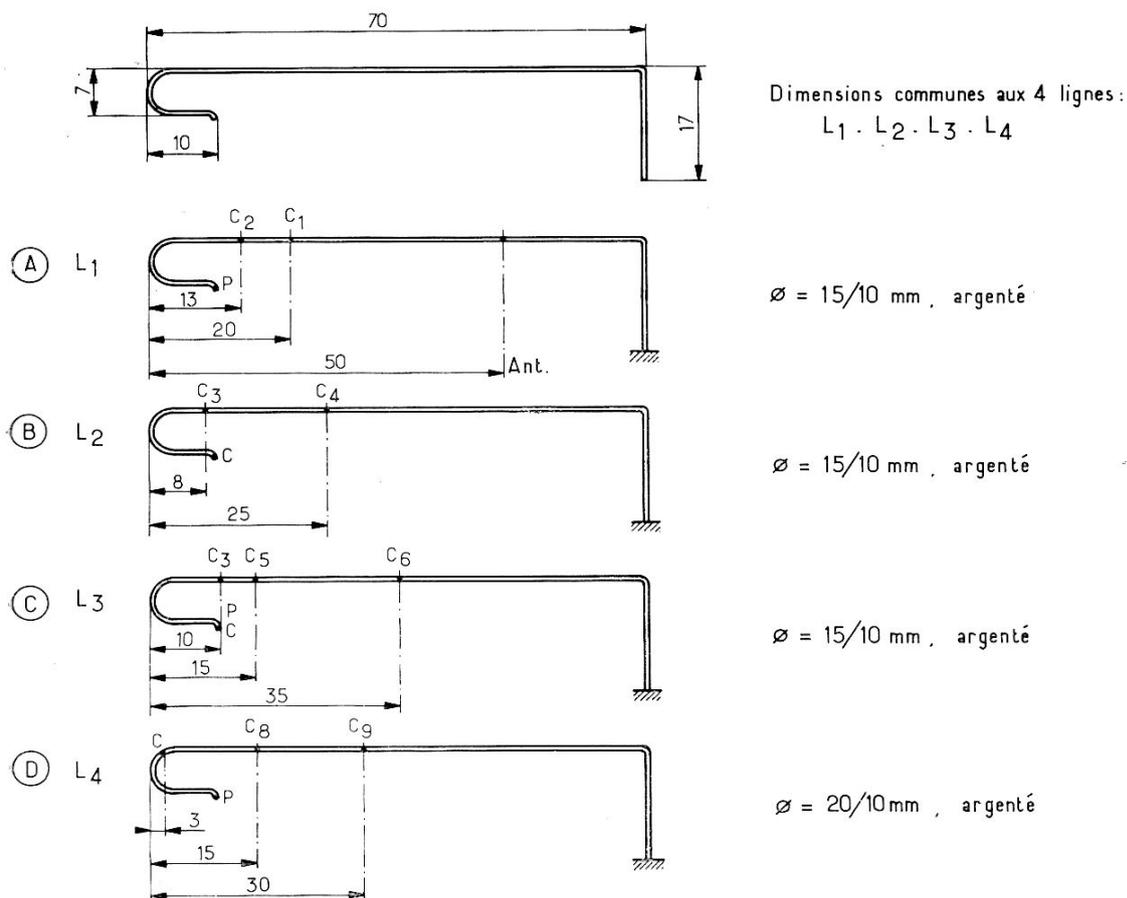


FIG. 19

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 P_4 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 P_1 - P_2 - P_3 et L_5 pour un maximum de sortie MF, mais le secours d'un matériel de mesure approprié (générateur, vibulateur, 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 (transistors Philco)

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 20. 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

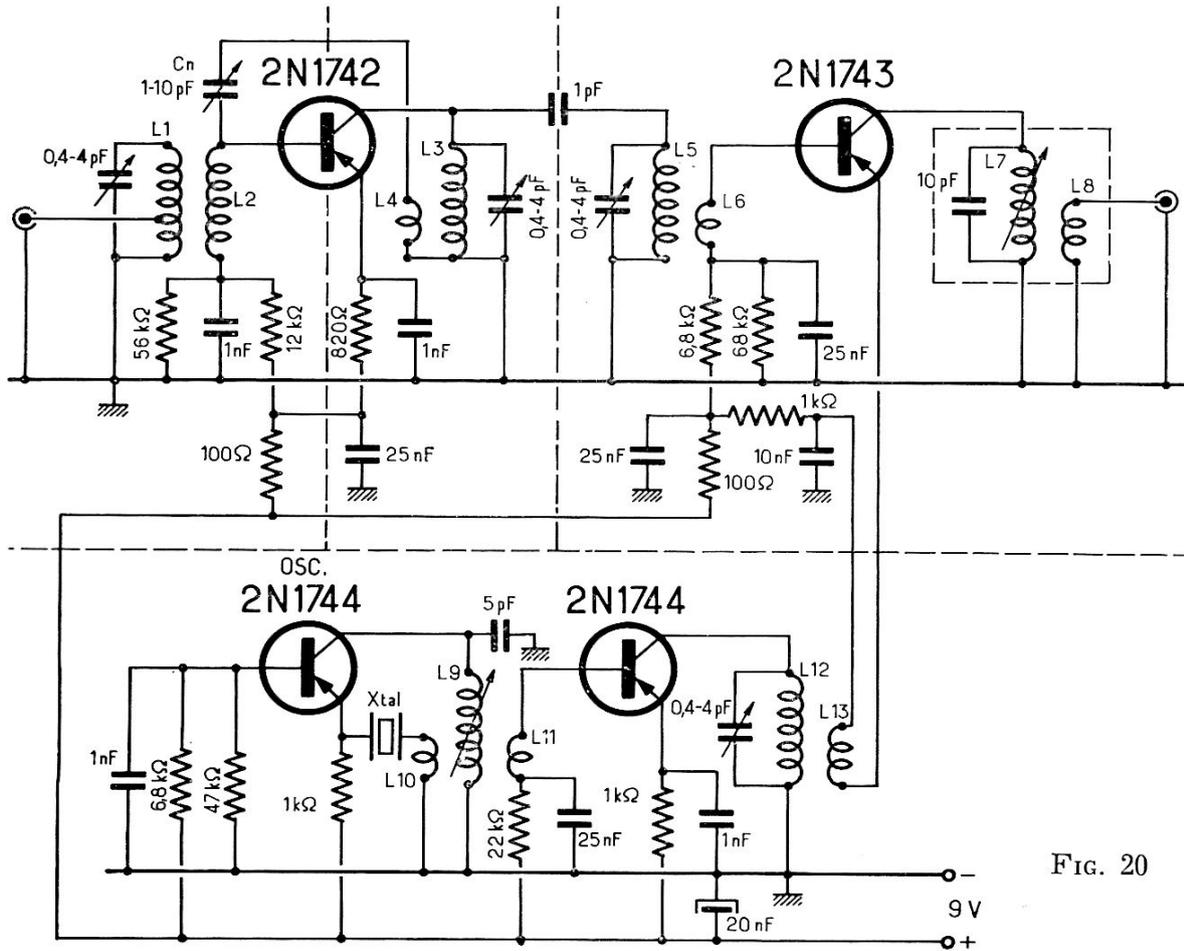


FIG. 20

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 sous gaine autour de la dernière spire de L_1 , masse, longueur 15 mm.
- L_3 = 9 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_3
- 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_{11} = 1 spire
- L_{10} = 1 spire
- L_{12} = 9 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 \varnothing 8 mm

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 partie 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'oscillation 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 équipée 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 cir-

cuits 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

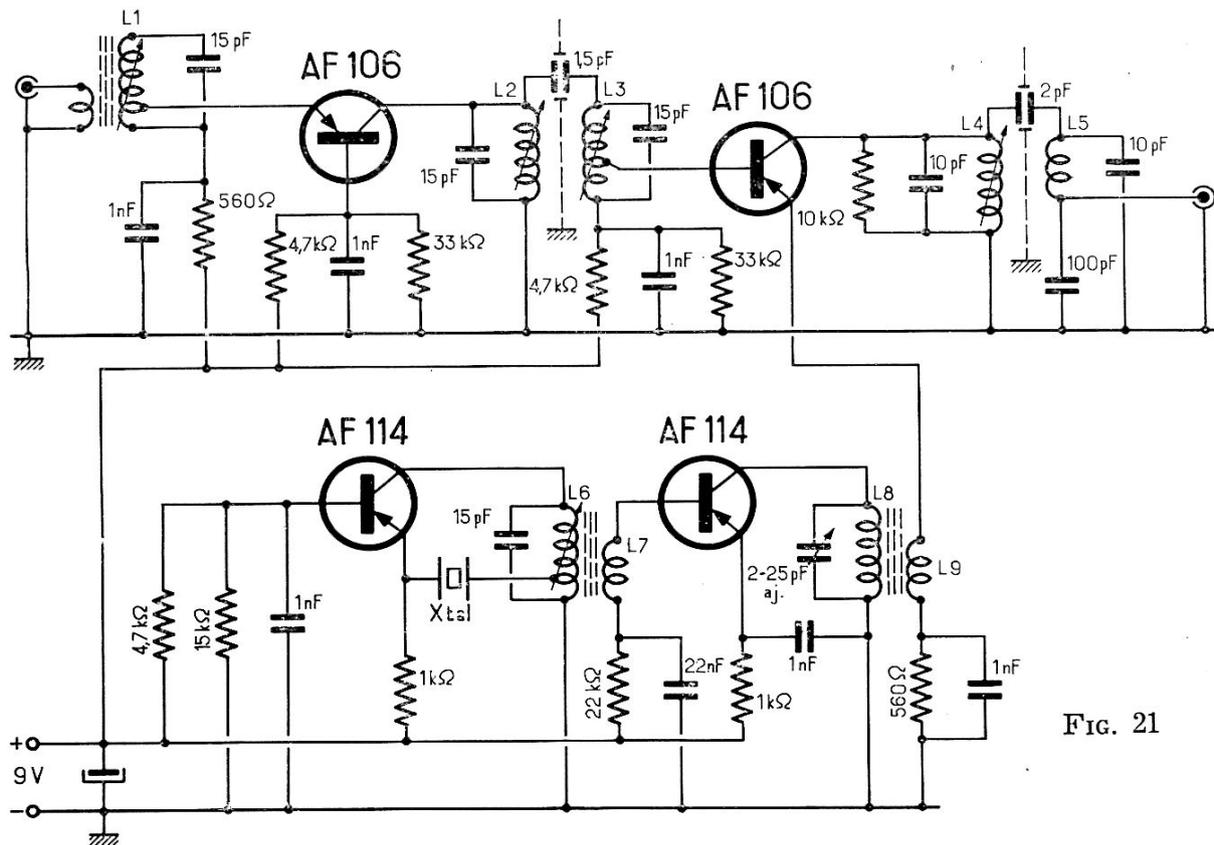


FIG. 21

Tableau des bobinages :

<p>I. (Sortie 28-30 MHz)</p> <p>Tous mandrins LIPA de 6 mm, à noyau magnétique</p>	<p>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).</p> <p>L_2 = L_3 = 3 tours, fil argenté 10/mm, longueur 10 mm aucun couplage entre ces deux enroulements, prise à 1 tour</p> <p>L_4 = L_5 = 20 tours jointifs, fil émaillé 25/100 mm</p> <p>L_6 = 16 tours, fil émaillé 25/100 mm, prise à 1 1/2 spire, côté masse.</p> <p>L_7 = 3 tours, main, fil autour de L_6</p> <p>L_8 = 6 tours, fil argenté 10/10 mm, longueur 20 mm.</p> <p>L_9 = 1 tour sous gaine, côté masse</p>
<p>(Sortie 12-14 MHz)</p> <p>II.</p> <p>Tous bobinages sur mandrins LIPA \varnothing 6 mm</p>	<p>L_1, L_2-L_3, L_7, L_9 sans changement</p> <p>Xtal (overtone 3 ou 5) = 44 MHz</p> <p>L_6 = 12 tours jointifs, prise à 1, côté masse</p> <p>L_8 = 6 tours, fil argenté 10/10 mm, longueur 20 mm.</p> <p>L_9 : côté masse</p> <p>L_4 = L_5 = 35 tours (couplage en tête = C = 4,7 pF)</p>

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 (COPELEC) et oscillant sur son harmonique 3 (38,666MHz) dans un circuit Hartley. Lorsque L_7 résonne sur la fréquence de l'over-tone choisi, le cristal démarre spontanément. Il ne reste plus alors qu'à accorder L_8 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. 21)

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 neutrodyne 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.

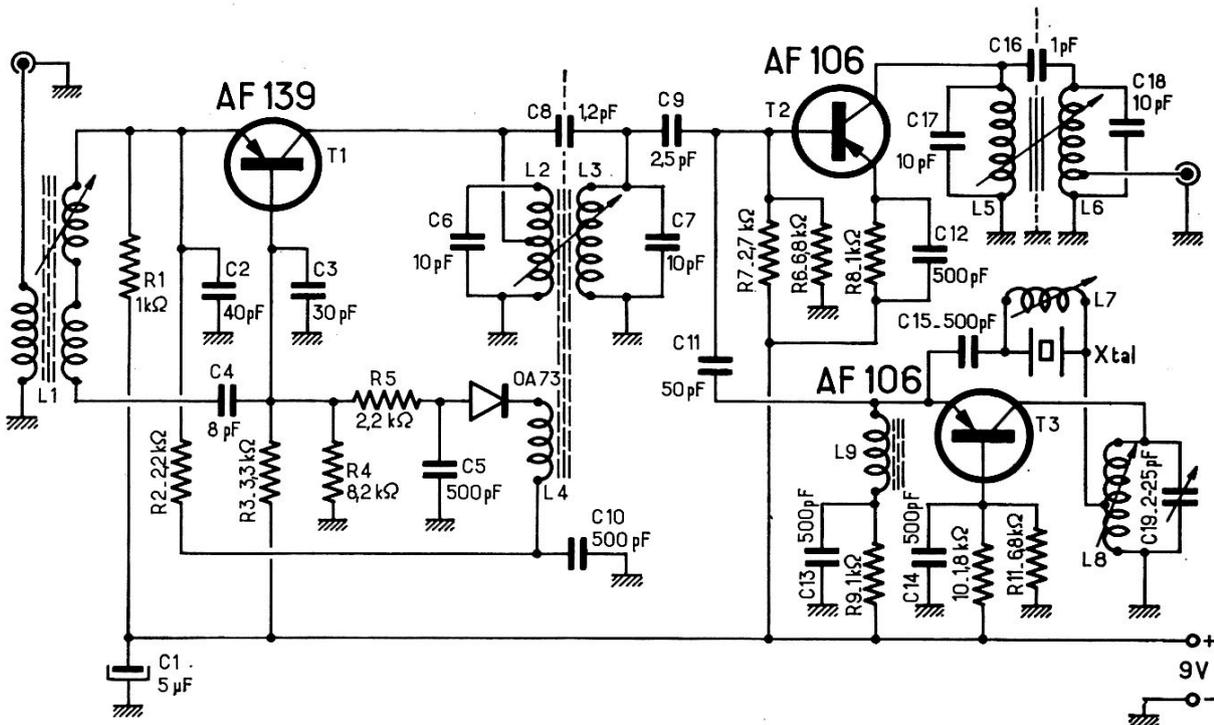


FIG. 22

- Bobinages :
- Tous mandrins de 6 mm
- $L_1 = 5$ spires, primaire 2 spires, fil 5/10 mm
 - $L_3 = L_7 = 3$ 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

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 mire à la stabilité puisque les circuits d'entrée et de sortie sont sur des fréquences très

difficiles. Le circuit de sortie (28-30MHz) 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 (ex-AF102).

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 $C15$ isole les deux points au point de vue courant continu.

Convertisseur à 4 transistors

Il s'agit ici d'une réalisation commerciale française (Mics-Radio) dont les ressemblances avec d'autres schémas sont assez évidentes,

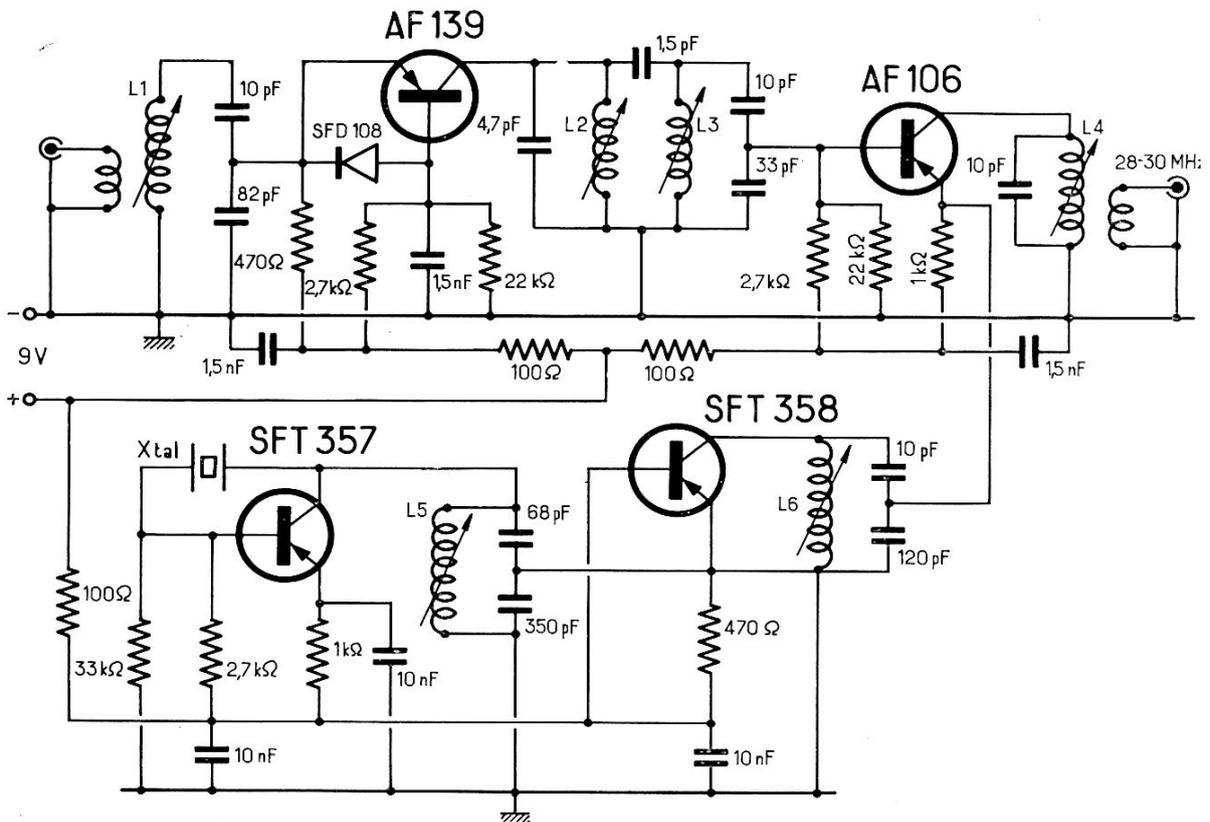


FIG. 23 « La connexion émetteur-masse est à supprimer »

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 parti-

culière. 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.

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)

Description

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 circuit 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.

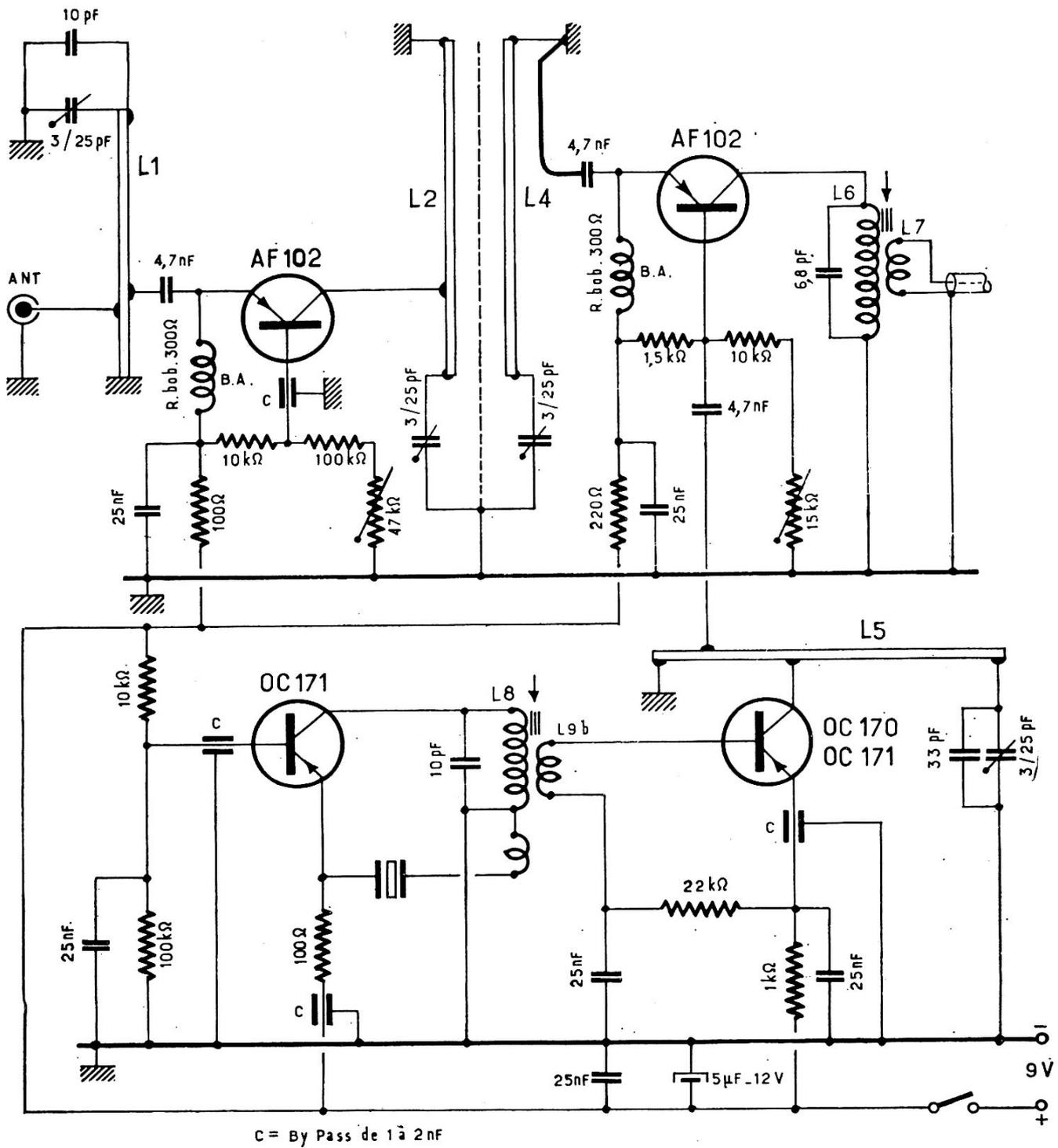


FIG. 24

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.

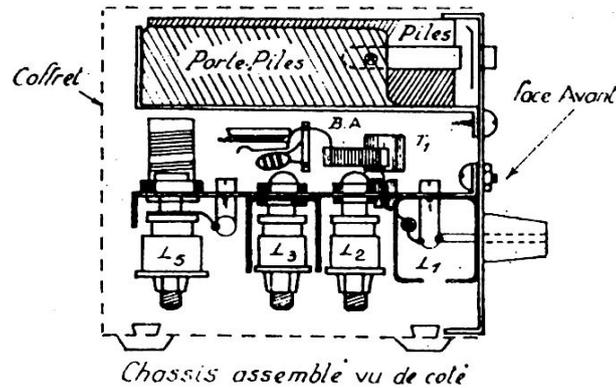


FIG. 25

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.

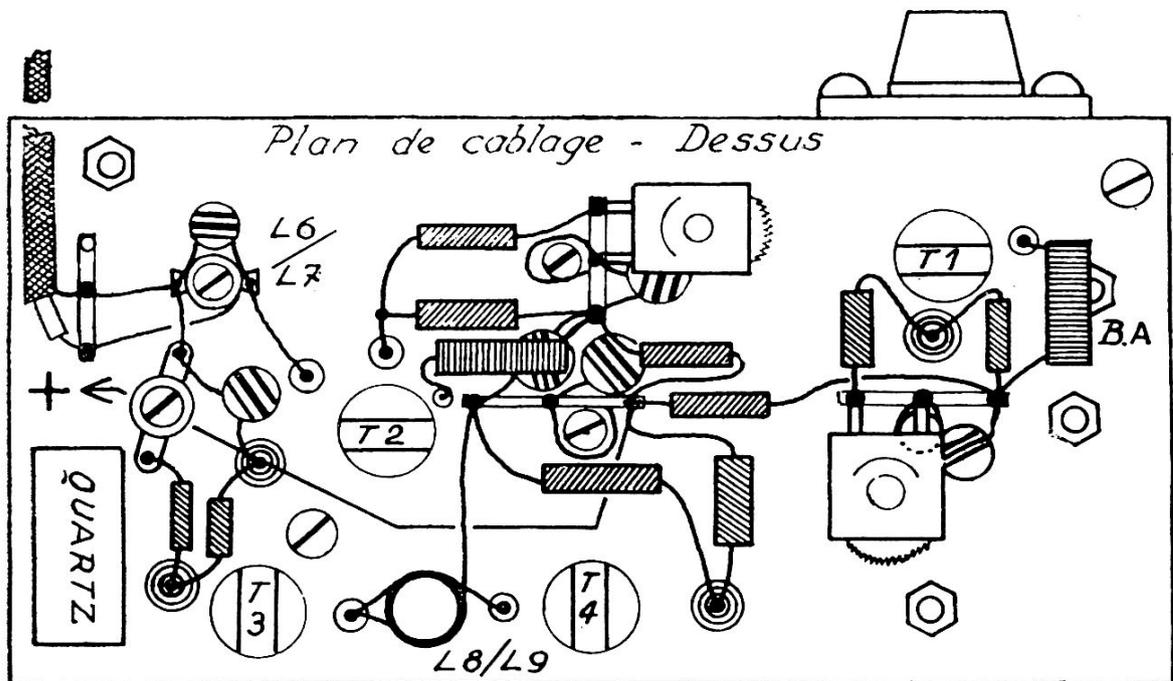


FIG. 26

La presque totalité des résistances et condensateurs est disposée « sur le châssis » (fig. 26), laissant la face intérieure libre pour y disposer les lignes accordées (fig. 27).

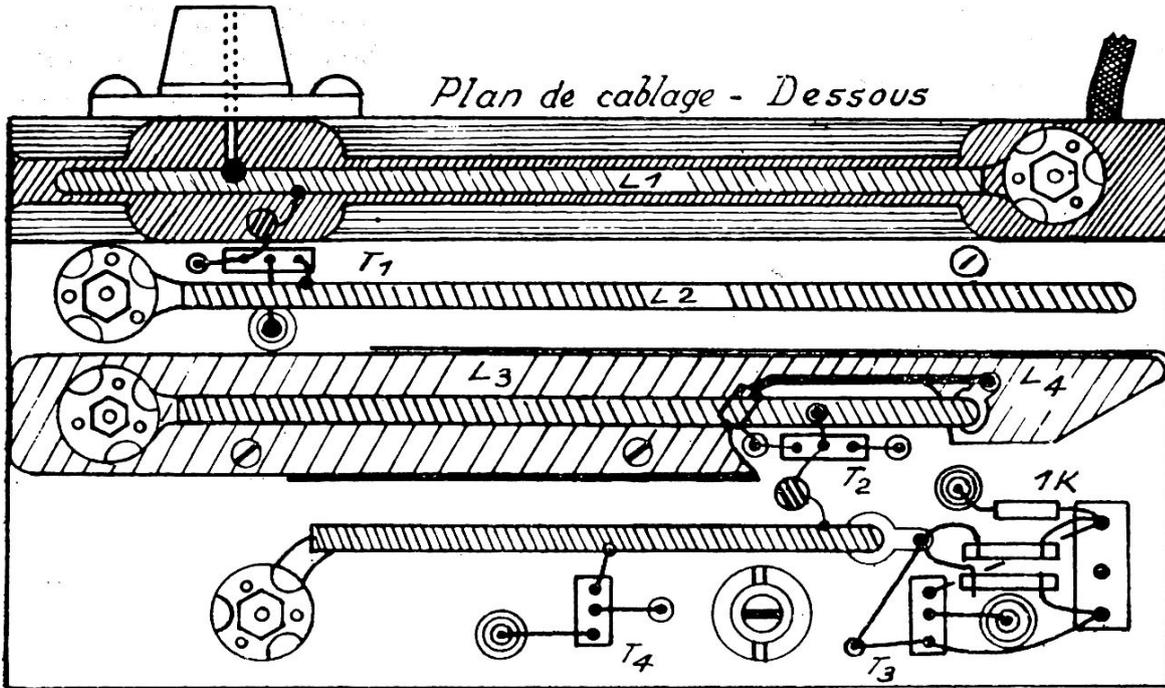


FIG. 27

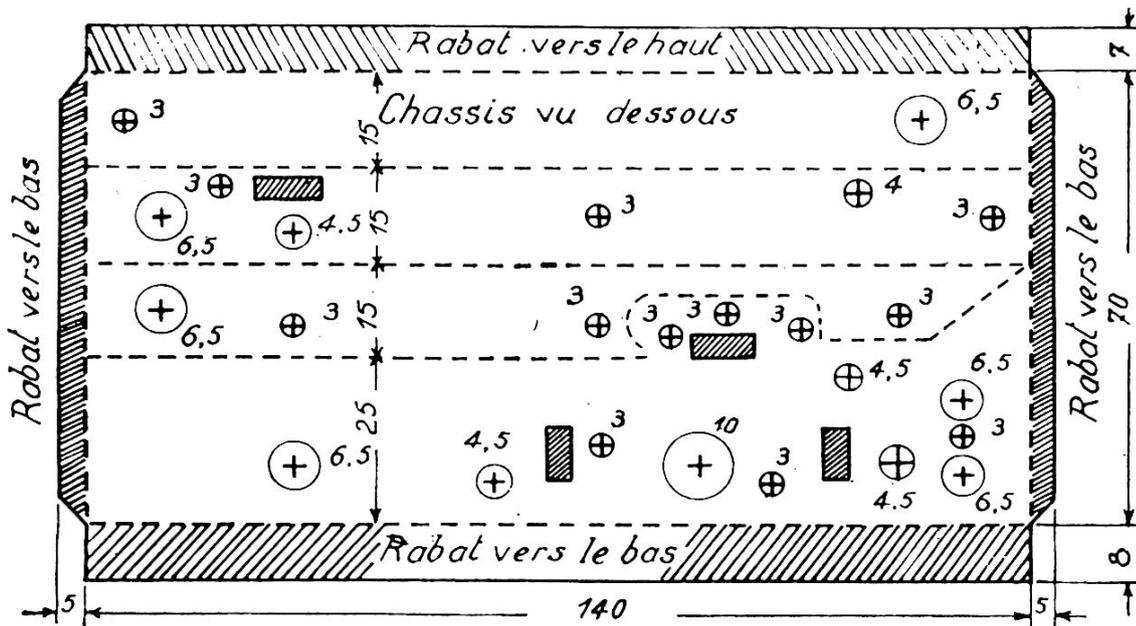


FIG. 28

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

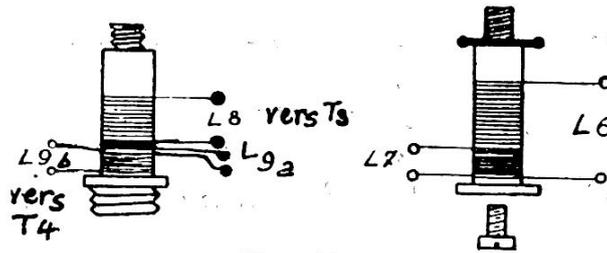


FIG. 29

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.

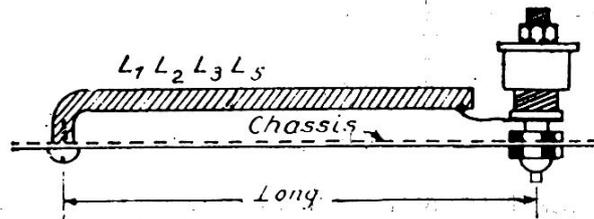


FIG. 30

Les résistances ajustables partie des ponts de base de T_1 et T_2 sont des « Justhom » de Matera. On évitera de les manipuler inuti-

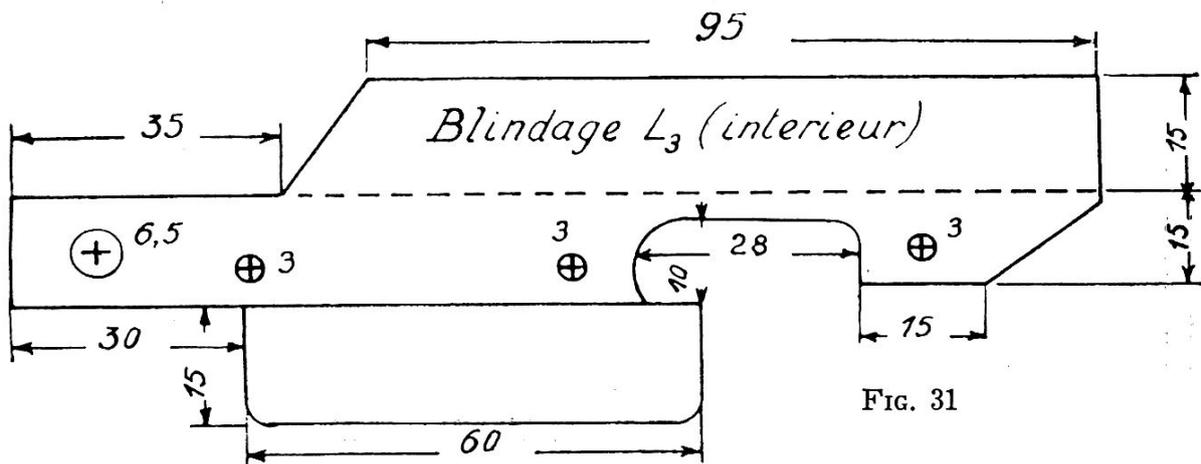


FIG. 31

lement, et, en cours de réglage, si l'on constate une instabilité de ce côté, il serait prudent de les remplacer sans délai.

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. 30). Il est évident que chacun pourra opérer différemment, sans que le résultat final en soit altéré. De

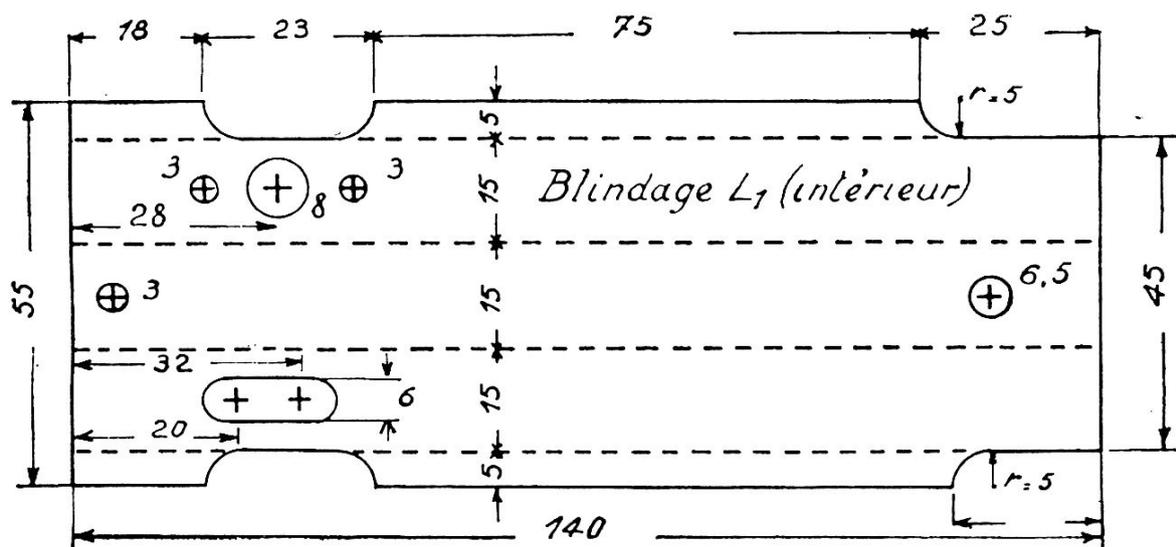


FIG. 32

même, la longueur des lignes n'est pas critique. Un prototype, sur un châssis de 120 mm de longueur seulement était équivalent, mais dans

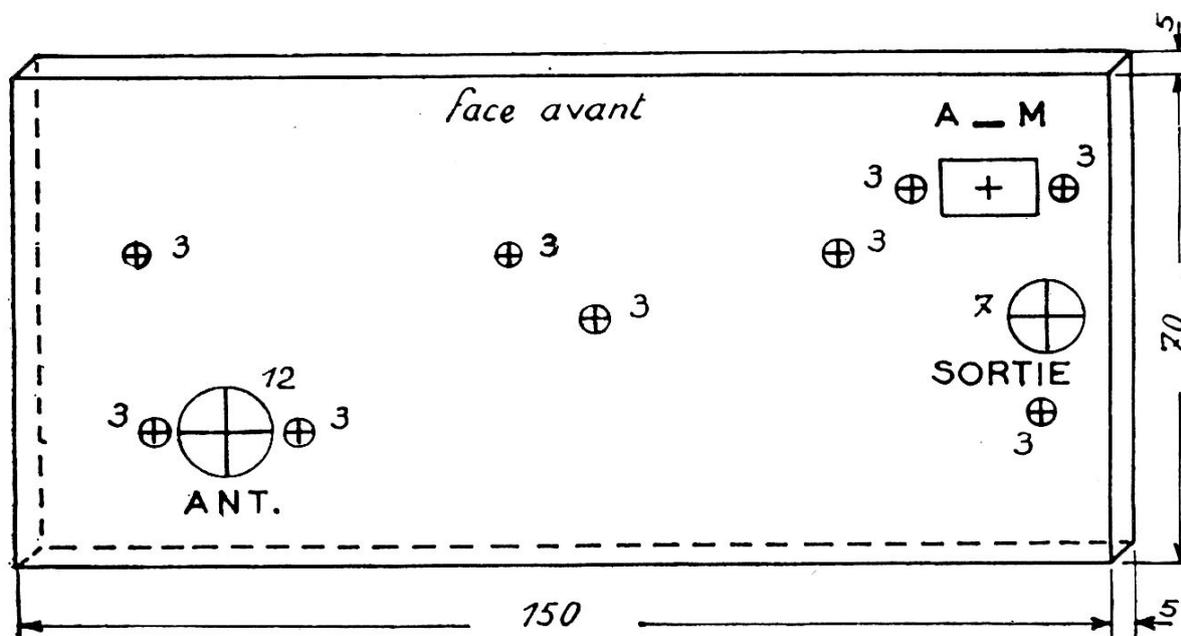


FIG. 33

ce cas il n'était plus possible de loger deux piles « de poche » dans le coffret et nous tenions à ce type de pile économique. 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 55 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, écartier 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.

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.

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 appliquions 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 28-31-32-33 représentent respectivement : le perçage du châssis et des blindages des lignes L_3 et L_1 .

La figure 33 donne le gabarit de la face avant.

Enfin la figure 25 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 soufflé vers 0,12 μ V. On peut hétérodyner une porteuse pure (CW) de l'ordre de 0,03 μ 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	$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = \text{longueur entre axes } 120 \text{ mm} \\ L_2 = \text{ » } \text{ » } 125 \text{ mm} \\ L_3 = \text{ » } \text{ » } 110 \text{ mm} \\ L_3 = \text{ » } \text{ » } 75 \text{ mm} \end{array} \right.$	
144 - 146 MHz		
116 MHz		
		$L_4 = \text{longueur } 30 \text{ mm environ, constitué par l'un des fils de sortie du condensateur } 4\,700 \text{ pF, parallèle à } L_3, \text{ distance } 11 \text{ mm environ}$
29 MHz	$\left\{ \begin{array}{l} L_6 = 24 \text{ spires, fil } 25/100 \text{ sur mandrin, diamètre } 6 \text{ mm} \\ L_7 = 6 \text{ spires, fil } 25/100 \text{ par-dessus } L_6, \text{ côté masse} \\ L_8 = 11 \text{ spires, fil } 25/100 \text{ sur mandrin, diamètre } 8 \text{ mm,} \\ \quad + 1 \text{ spire à la base (sens à déterminer)} \end{array} \right.$	
23,2 MHz		$\left\{ \begin{array}{l} L_9 = 3 \text{ spires, fil } 25/100 \text{ contre } L_8, \text{ côté masse (sens indiférent)} \end{array} \right.$
	$Q = \text{quartz } 7\,733 \text{ kHz (FT243) (7\,725 \text{ kHz, légèrement retaillé ou non)}$	

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 34. 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 COPELEC (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.

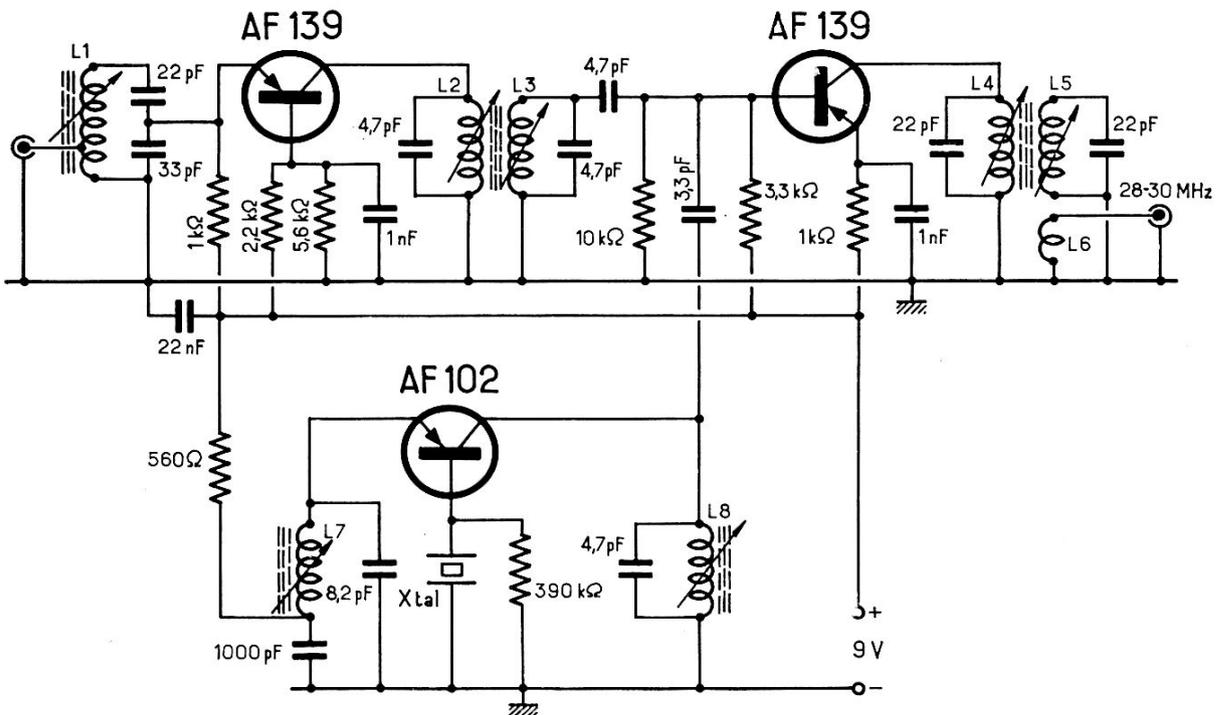


FIG. 34

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 35 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 L₁-L₂-L₃ et L₈ pourraient fort bien se passer n'était la nécessité de supporter le noyau.

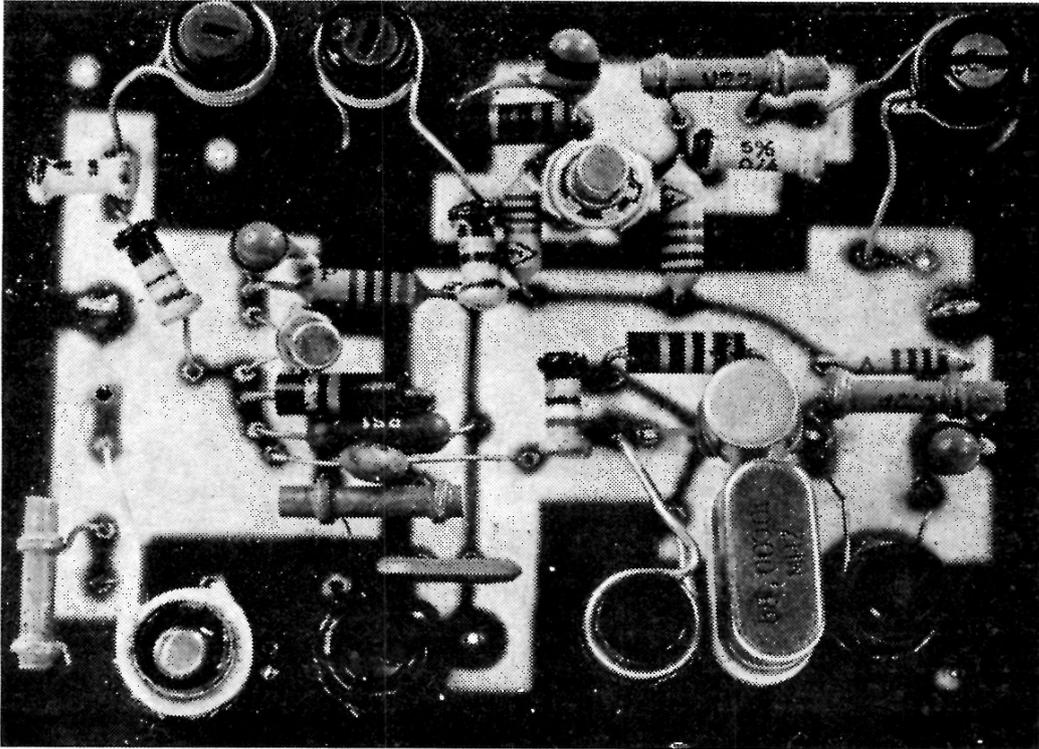


FIG. 34 bis

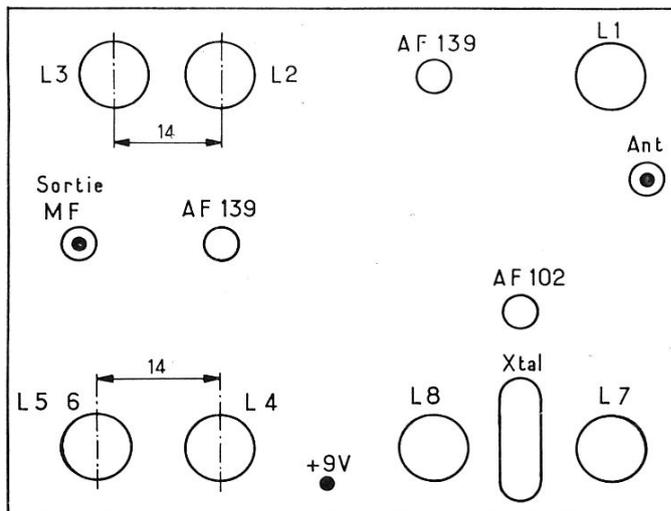


FIG. 35

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 jointives espacement 1 mm	58
L ₈	4	8/100 mm, nu espacement 1 mm	116

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

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.

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 L₂-L₃ 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'overitone 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

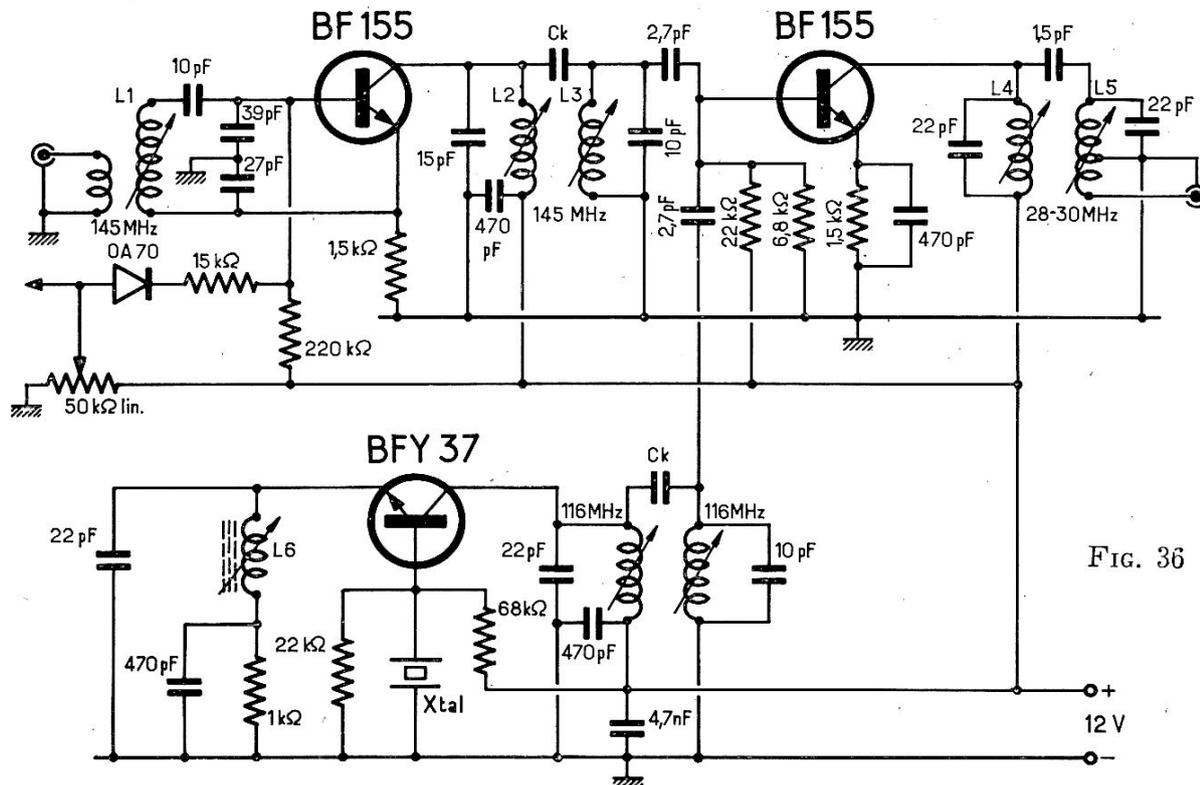


FIG. 36

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 un diode Zener (consommation : 9mA environ)-(Réalisation inspirée de K.H. Lausen).

Bobinages :

mandrins LIPA
(Ø 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.
- $L_6 = (38 \text{ MHz}) 10$ 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.
- $L_7 = 3$ spires, fil nu, 8/10 mm.

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. 37), le schéma détaillé, dans lequel nous reconnaissons tout de suite des liaisons inter-étages 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 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.

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 maison COPELEC. C'est un quartz spécial overtone dont l'harmonique 3 : 38,666 MHz est gravé sur le boîtier. Il oscille

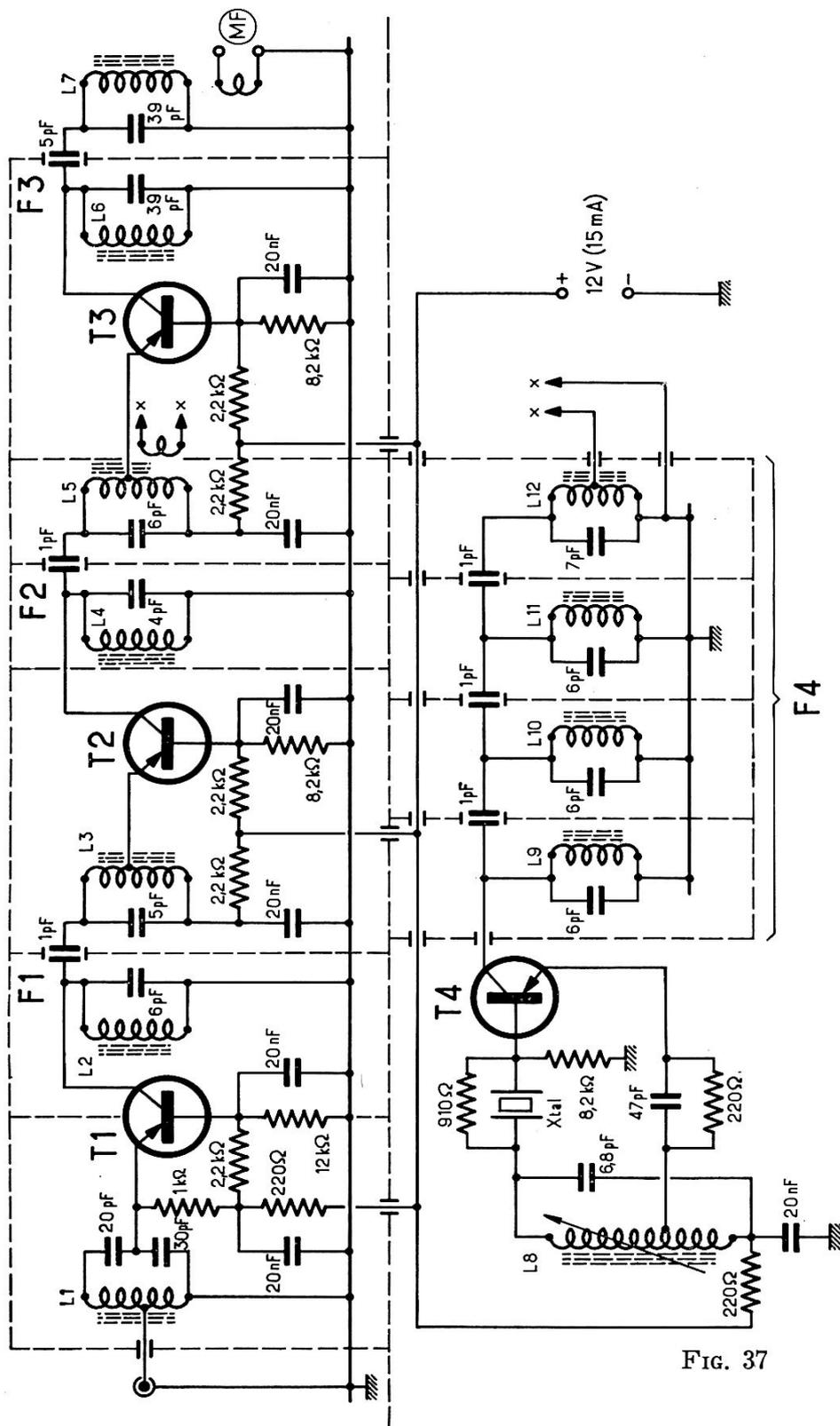


FIG. 37

spontanément sur cette fréquence lorsque la bobine L_8 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 acheminée 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	Ø 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, T_1 , T_2 , T_3 , et on insérera un milliampèremètre de 10 mA dans l'un des fils allant à la batterie. En enfonçant le noyau de L_8 , 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 F_4 , le plus simple est de réunir par une capacité de l'ordre de 1 pF la prise de la bobine L_{12} à une diode OA81 ou 85 associée à un micro ampèremètre sensible. L_9 - L_{10} - L_{11} - L_{11} seront ré-

glées pour une lecture maxima de l'appareil de mesure. Lorsque ce résultat sera acquis on pourra poser la ligne de couplage L_{12} - L_5 . Pour les circuits HF, on commencera par réaliser la ligne d'alimentation et par régler L_6 - L_7 pour un maximum de signal si l'on dispose d'un générateur 30 MHz, ou pour un maximum de bruit. Après quoi, le

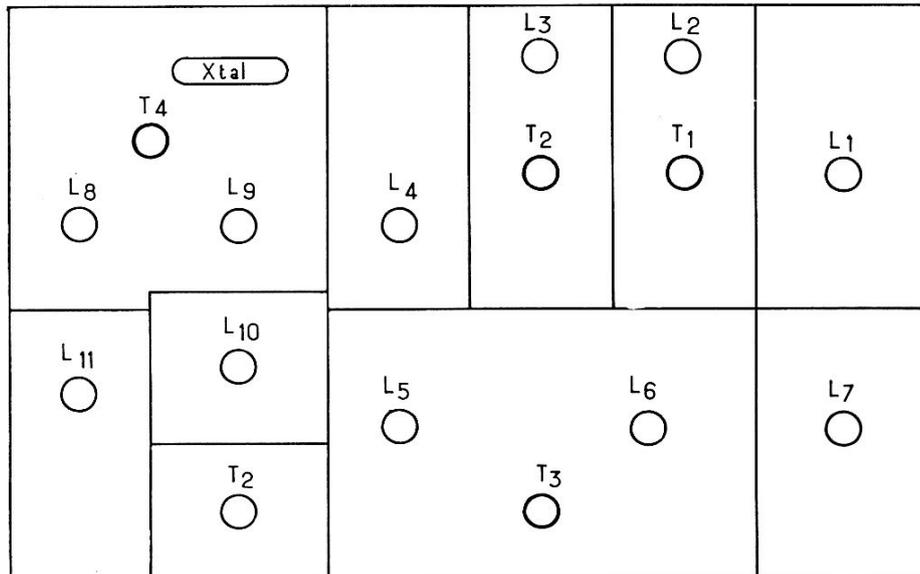


FIG. 38

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 \times 75 mm et la disposition pratique des pièces et des cloisonnements absolument indispensables est donnée figure 38.

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 (50 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 39. L_1 est la ligne d'entrée qui constitue un 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.

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 de la figure — de même que dans celles de la description précédente, dont on pourra s'inspirer. Les trois étages en cascade T₁-T₂-T₃, sont montés en base commune et le plan de câblage de la figure 40 indique 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 41 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.

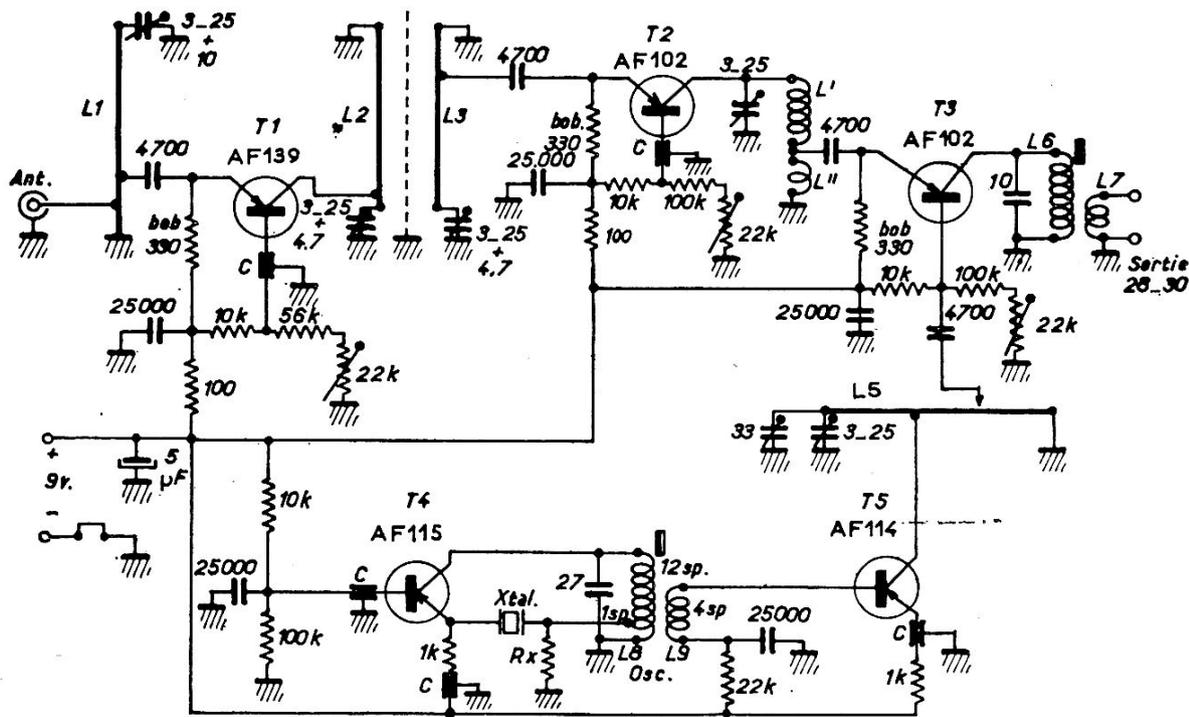


FIG. 39

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 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 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 470Ω pour commencer et on diminuera graduellement jusqu'à ce que le fonctionnement cesse sur la fréquence nominale. Lorsque ce résultat sera atteint on règlera L_8 pour obtenir l'oscil-

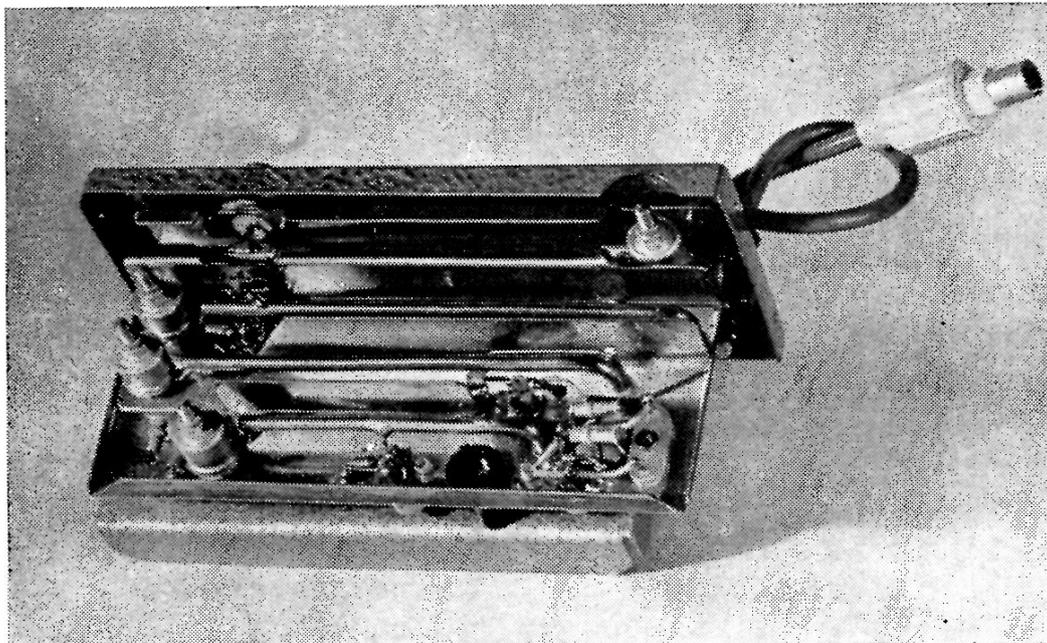


FIG. 39 bis

$L_1 - L_3 - L_4$ = 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.

lation 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) de fabrication COPELEC 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 est in-

comparablement plus élevé que celui d'un brave FT 243 !... Pour une excitation normale, T_5 doit débiter 3 à 5 mA. On règlera L_5 au maximum de HF sur 116 MHz, puis L_6 sur le milieu de la bande MF, soit

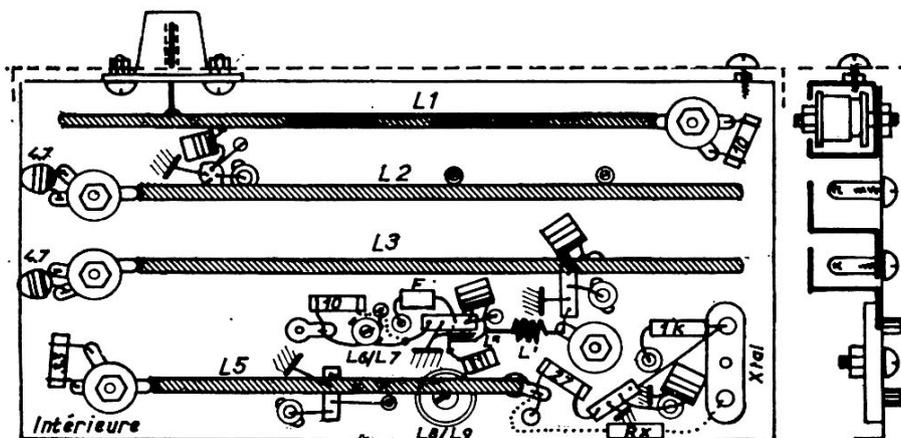


FIG. 40

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 règlera dans l'ordre L' puis L_3 et enfin L_1

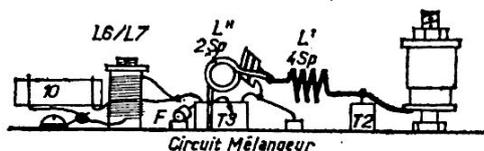


FIG. 41

pour le maximum de sortie, ce qui n'exclura 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).

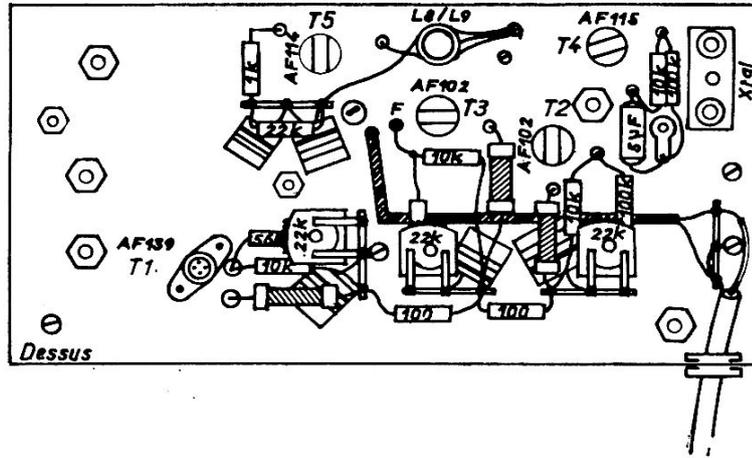


FIG. 42

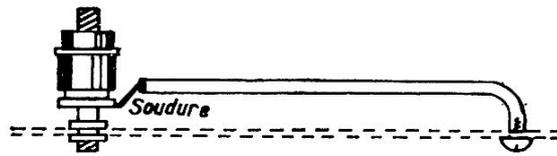


FIG. 43

Un préamplificateur à transistor

Certains types de transistors étant prévus pour fonctionner correctement jusqu'à plusieurs centaines de mégacycles, il est intéressant d'envisager la réalisation d'étages VHF, préamplificateurs à gain élevé. Nous en reproduisons un, figure 44 pour la bande 144 MHz (ou les canaux de TV jusqu'à 500 MHz). Il est équipé d'un seul transistor T2028 ou 2N1743 Philco. Le gain moyen est de 15 à 20 dB pour un niveau de bruit inférieur à 5 dB et une bande passante de 10 MHz.

On retrouve sur le schéma, le montage classique à émetteur-commun et attaque par la base. Le montage est neutrodyné de manière à obtenir la meilleure stabilité et le rapport signal/souffle le plus favorable.

L_1 = 4 tours-fil argenté de 1 mm-diamètre 8 mm-longueur 2 cm.

L_2 = 2 tours -entre ceux de L_2 , côté masse.

L_3 = 3 tours-entre prise masse à 1/2 tour de l'extrémité-sortie à 1,1/4 tour, côté masse.

Le circuit d'entrée est à large bande passante et l'accord flou, à l'inverse du circuit de sortie qui est à bande étroite. Pour obtenir la meilleure stabilité, déplacer la prise de neutrodynage de quelques millimètres de part et d'autre du point indiqué. Bien qu'un géné-

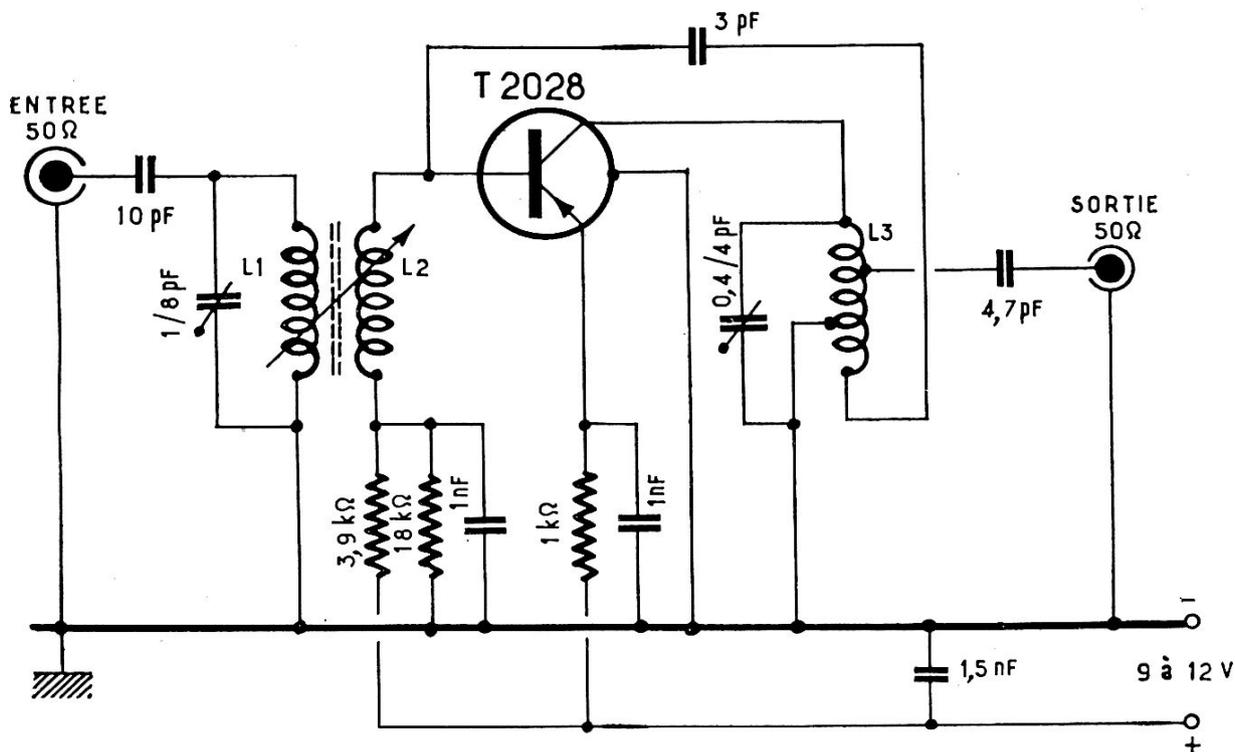


FIG. 44

rateur VHF modulé soit l'instrument le mieux approprié pour obtenir une mise au point rapide, on peut avec un peu de patience et de logique arriver au même résultat par tâtonnements successifs.

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 45 A et disposé selon la figure 45 B. 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

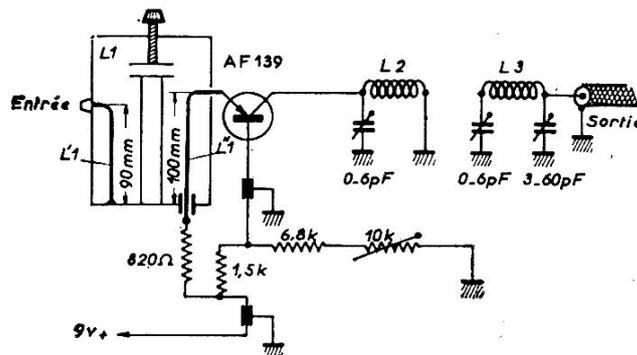


FIG. 45 A

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.

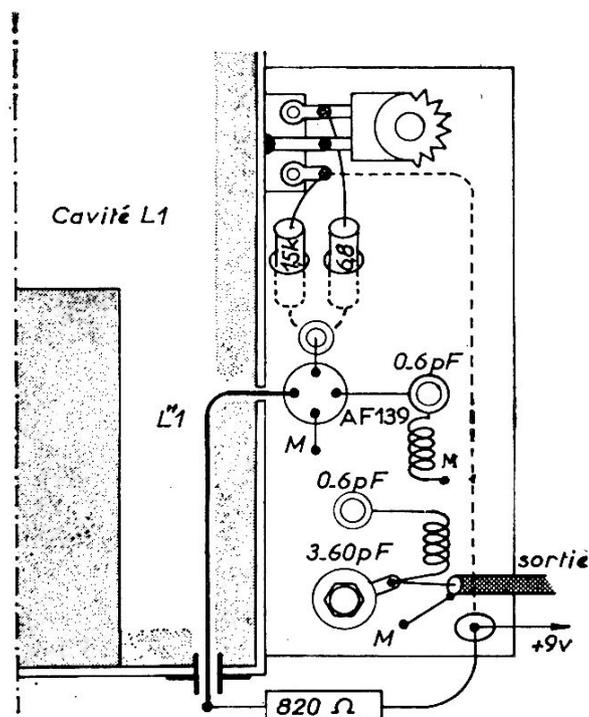


FIG. 45 B

FIGURE

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

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 de régler tous les circuits sur 145 MHz. En première approximation, l'ajustable 3-60 sera mis 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.

Tuner U.H.F. - Bandes IV et V à transistors

Alors qu'il est difficile de réaliser un circuit oscillant à lignes quart d'onde dans un montage à lampes au-dessus de 500 MHz avec accord par condensateur variable du fait de la longueur inéluctable des connexions joignant les différents éléments entre eux, le montage à transistors est parfaitement réalisable et conduit à un bloc d'encombrement réduit. Nous reproduisons ici un tuner UHF, proposé par Siemens et équipé de $2 \times$ AF139 associés à des lignes plates en quart d'onde en métal argenté. Etant donné le faible poids et l'encombrement réduit des composants, tous reposent soit sur les cosses des stators du CV. 3 cages utilisé, soit sur le châssis, directement ou indirectement, ce qui a pour résultat de simplifier le montage et de le réduire pratiquement à l'encombrement de ses circuits oscillants. Si nous nous reportons au schéma très clair de la figure 46, nous y reconnaissons un étage d'amplification à haute fréquence monté en base commune et chargé dans le collecteur par l'inductance L_1 .

L'impédance de sortie est maintenue assez faible de manière à obtenir une bonne stabilité. Le second étage, également en base commune est en même temps oscillateur et mélangeur. L_1 - L_2 - L_4 constituent un filtre de bande dont le couplage est obtenu par une fenêtre, de dimensions critiques, pratiquée dans la cloison qui sépare L_1 et L_2 . Le condensateur de 0,6 pF qui relie l'émetteur du mélangeur à l'oscillateur a un rôle de contre-réaction qui évite d'amplifier des courants de fréquences différentes de celle de l'oscillateur et il est facile d'obtenir avec ce montage une amplitude d'oscillation suffisante même sur les fréquences les plus élevées.

Chaque transistor est réglé pour un courant d'émetteur de 2 mA pour une tension d'alimentation de 12 V.

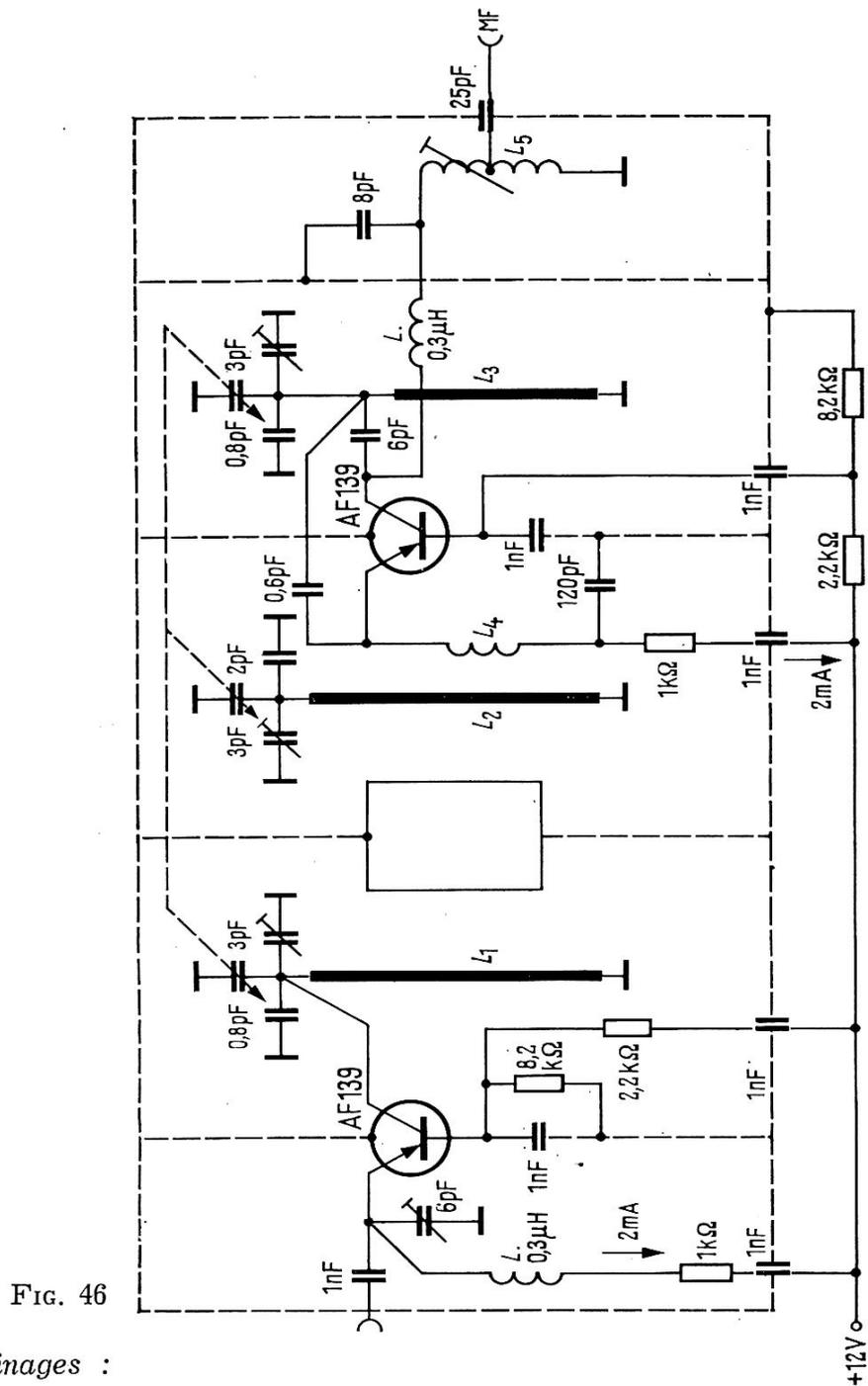


FIG. 46

Bobinages :

L_1, L_2, L_3 = conducteurs intérieurs argentés 1 x 4,5 mm.

L_4 = 2 spires C_u argenté, 0,5 \varnothing bobinées sur mandrin 3 \varnothing .

L_5 = 10 spires 0,2 \varnothing cuivre, vernies et gaines de soie sur un corps de bobine de 6 \varnothing branchement sur la 3^e spire à partir de l'extrémité froide.

Caractéristiques générales du transistor UHF AF139 (Siemens) (PNP - Mesa germanium) ;

Tension collecteur-émetteur	$-V_{CEO}$	15	V
Tension collecteur-base	$-V_{CBO}$	20	V
Tension émetteur-base	$-V_{EBO}$	0,3	V
Courant collecteur	$-I_C$	8	mA
Courant émetteur	$-I_E$	8	mA
Courant base	$-I_B$	1	mA
Température de la jonction	T_j	90	°C
Température de stockage	T_s	-30 ... +75	°C
Puissance dissipée admissible à une température ambiante $T_{amb} \leq 45$ °C	P_{tot}	60	mW

Le gain en puissance de ce tuner est de 20 dB environ pour un facteur de bruit de 5 à 400 MHz et seulement de 10 à 860 MHz ce qui est tout à fait remarquable et dû aux qualités très particulières du

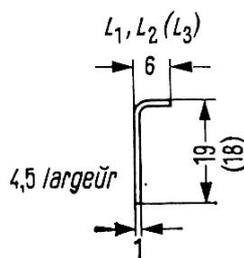


FIG. 47

transistor AF139 dont on trouvera les caractéristiques par ailleurs. Cet appareil modifié très simplement par addition d'une faible capacité permet d'obtenir en peu de temps un convertisseur 432 MHz très sensible.

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 48. 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 :

1° *Oscillateur* (L_3). Mutiler le condensateur variable en supprimant toutes les lames mobiles, sauf une, et mettre en parallèle une capacité fixe de 15 pF.

Ainsi modifié, l'oscillateur couvre, aux environ 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 L_4 , 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 réalignement. Mais il est possible de l'améliorer encore considérablement en accordant le circuit d'entrée, aperiodique 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 $144 \text{ MHz} \times 3$) 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 figner 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.

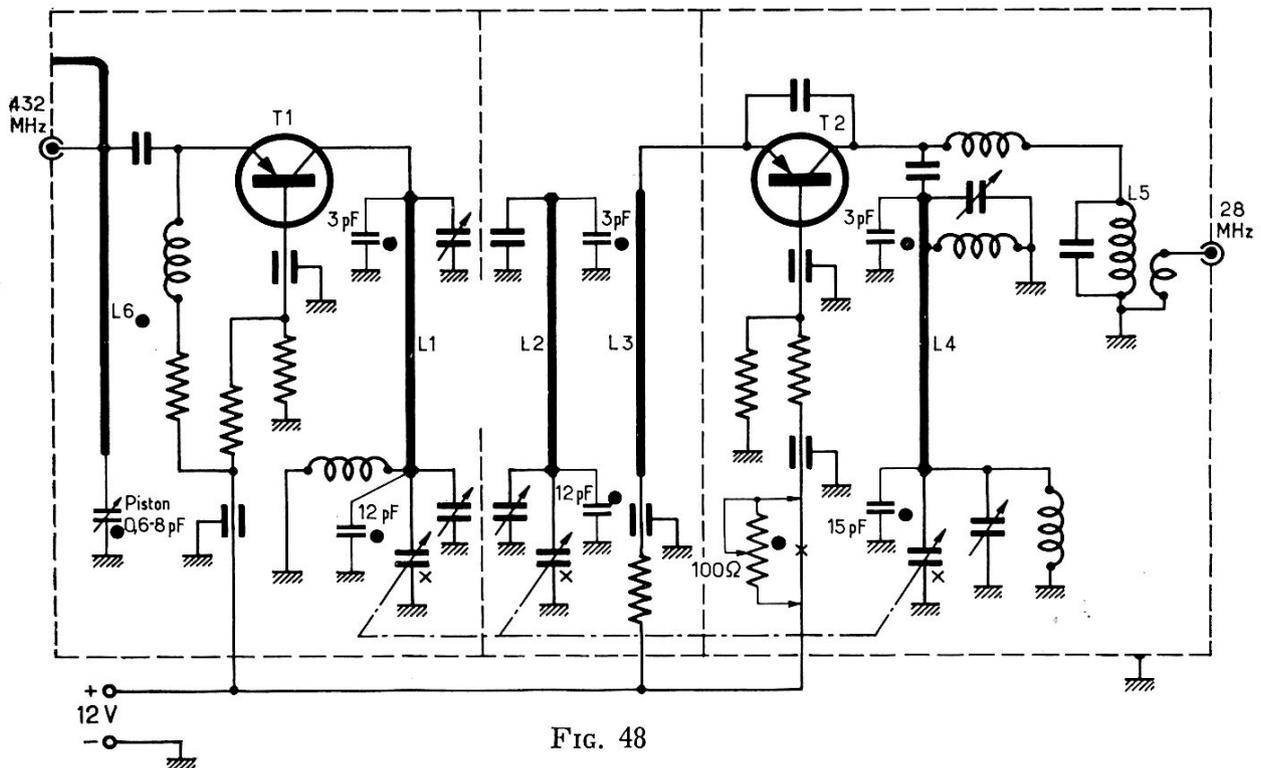


FIG. 48

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.

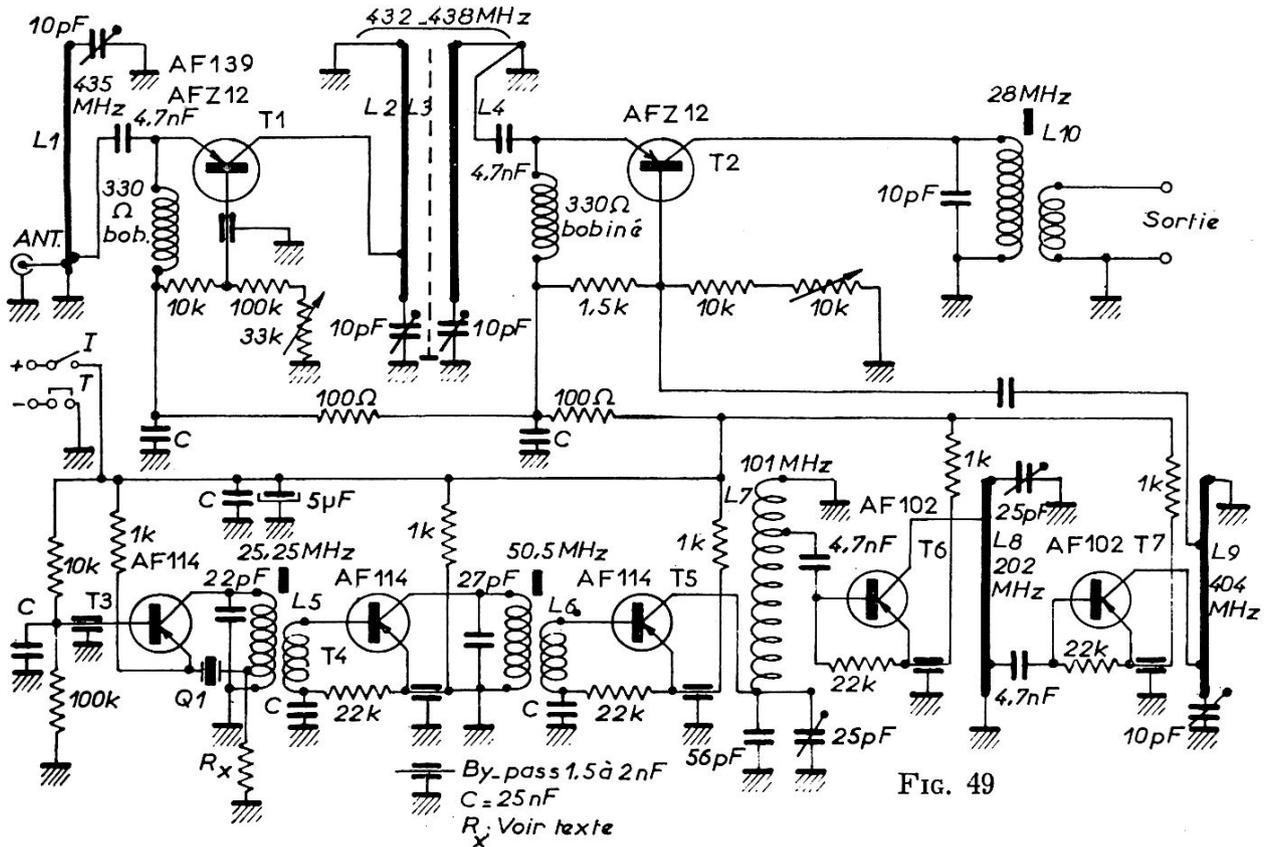
Mesureur de champ (480-900 MHz).

Générateur HF, modulé.

Tripleur de fréquence pour wobulateur etc...

Convertisseur 435 MHz transistorisé

Le schéma des étages haute fréquence et mélangeur est inchangé. Seuls, les transistors sont d'un modèle adapté aux fréquences à recevoir. Bien entendu, nous avons conservé les lignes quart d'onde dans



Caractéristiques des circuits accordés Lignes en tube de cuivre \varnothing 6 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_5 = Longueur entre axes 58 mm (comme L_2).
- L_6 = 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_5 , 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_{10} , côté masse .

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 dû utiliser un AF102 et sur le dernier doubleur 202/404 MHz, c'est encore un AF102. Certes, le rendement de cet étage n'est pas merveilleux, mais suffit pour exciter le mélangeur.

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.

Remarques. — Le montage de l'oscillateur : est d'une remarquable souplesse. Tous les quartz FT243, même retaillés, 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 53. Sur le châssis, nous trouvons la presque totalité des résistances et condensateurs de découplage (fig. 51). En dessous, les lignes et leurs blindages (fig. 50), faites de cuivre rouge.

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

La figure 56 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 (fig. 56-B).

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 !

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 oscillateur. Les condensateurs de liaison de 4700 pF sont soudés « très court » sur les lignes. Éviter 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.

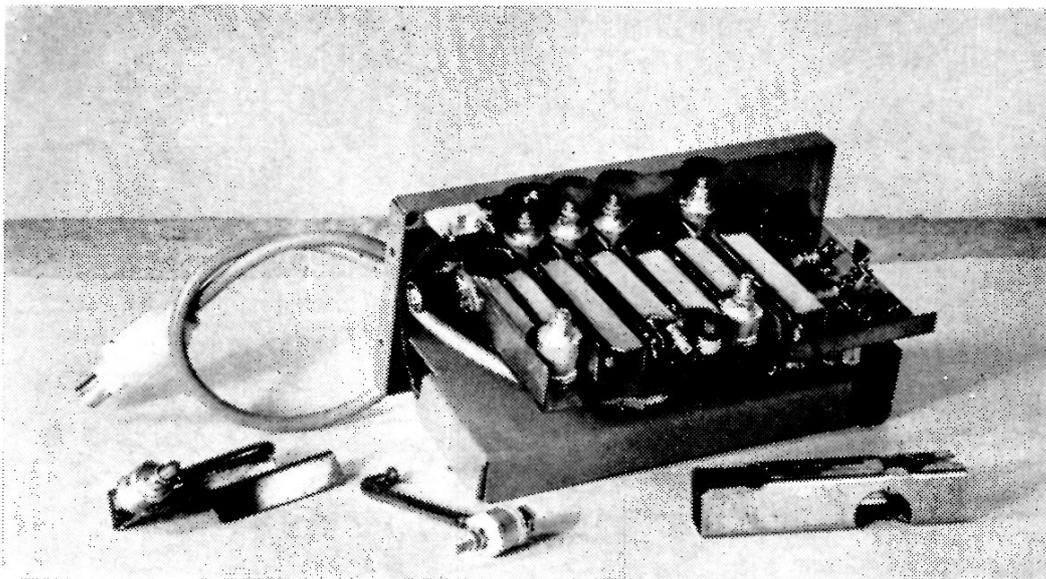


FIG. 49 bis

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

La prise coaxiale d'antenne, montée sur le blindage L_1 , débouche sur le côté. Il faut prévoir un trou dans le coffret pour le passage de la fiche d'antenne. La figure 55 donne les indications pour le découpage du coffret.

La figure 54 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

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.).

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 fixation comme indiqué en pointillé sur le dessin de L_6 de la figure 56-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.)

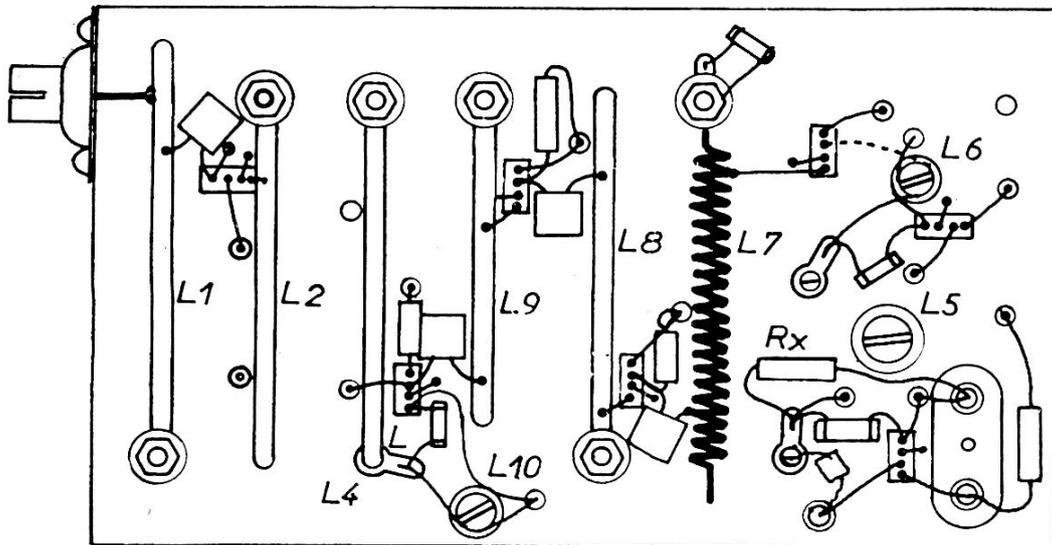
Si, en tournant le noyau de L_5 , l'oscillation continue sur des fréquences différentes, correspondant à l'accord de L_5 , il convient de réduire le taux de réaction de l'oscillateur en plaçant R_x (fig. 49) une résistance de valeur à déterminer, comprise entre 50 et 500 ohms. Pour une valeur convenable 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.

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

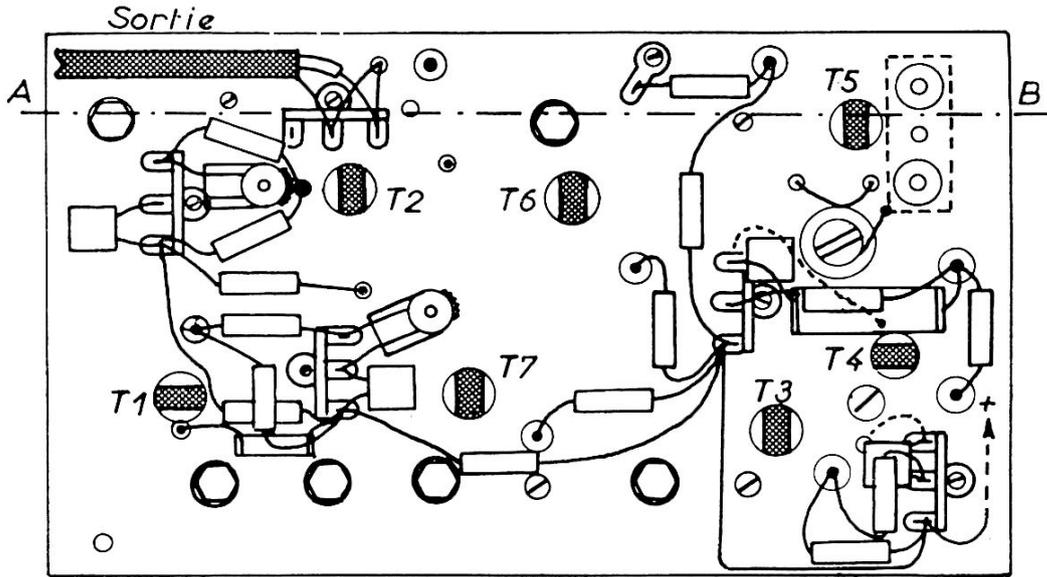


Disposition des éléments sur le châssis (blindages non représentés).

FIG. 50

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.

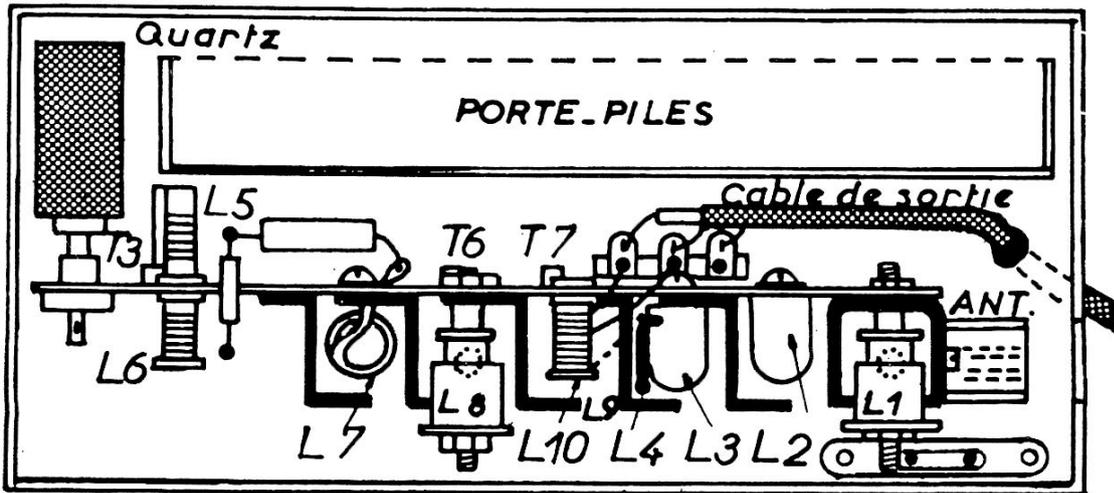
Le plus difficile est de faire apparaître une courbe sur l'oscilloscope ! Il faut que L_1 , L_2 et L_3 soient assez proches de 435MHz. Mais dès que cette courbe apparaît, passer au réglage de L_9 . Le bon ré-



Disposition des éléments sur le châssis.

FIG. 51

glage donne le maximum de hauteur à la courbe. Attention ! Lorsque L_9 est accordé sur 435 MHz, on observe également un maximum,



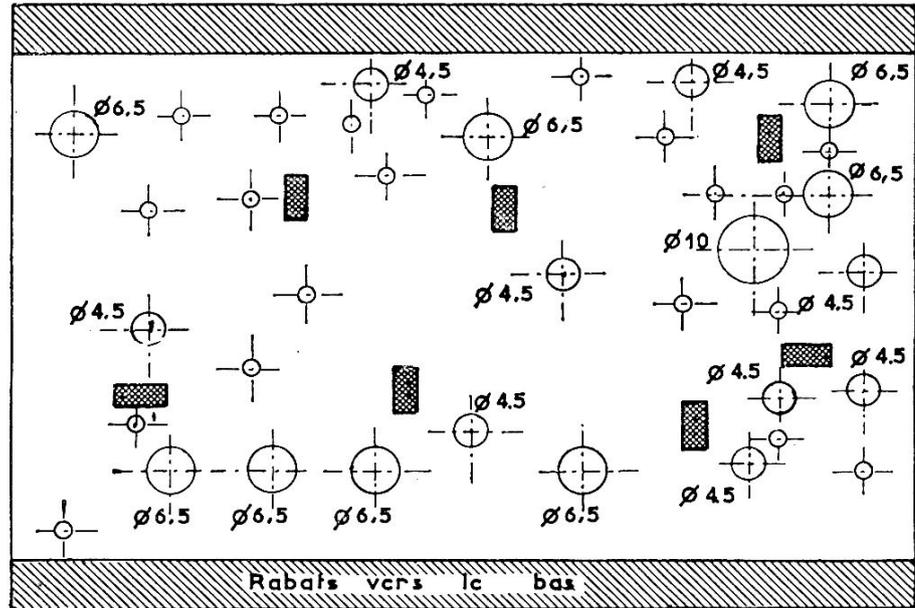
Vue en coupe suivant A-B de la fig.

FIG. 52

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

Plan de découpage et pliage du châssis.



Les trous non cotés sont de $\phi 3.5$

PERCAGE, DU CHASSIS (Dessus)

FIG. 53

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).

Plan de découpage et pliage face avant.

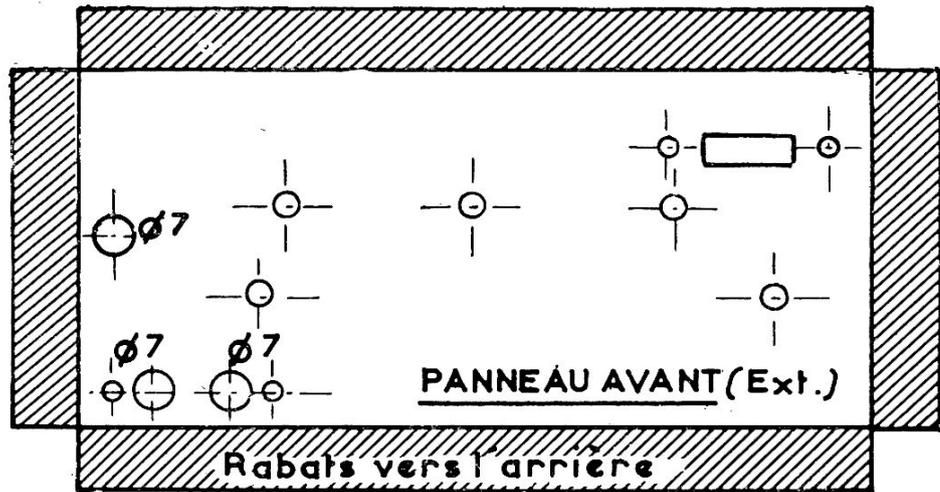


FIG. 54

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.

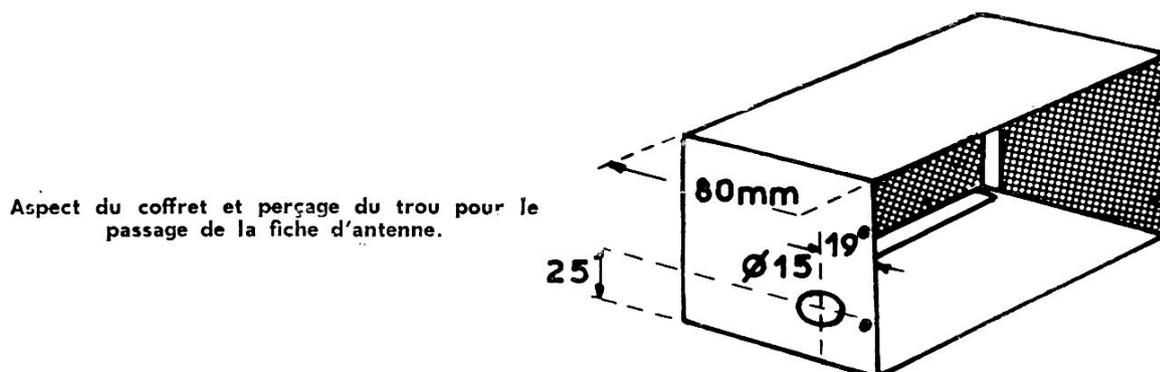


FIG. 55

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) 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 accordée L_7 a été remplacée par une bobine accordée seulement par le condensateur ajustable 3-25. Par ailleurs, le couplage des 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.

Comparé à deux convertisseurs 435 MHz à tubes, l'un comportant un tube 5876 en HF (tube « crayon », grille à la masse, circuit anodique par ligne demi-onde), mélangeur à diode, suivi d'un étage cascode 28 MHz, l'autre comportant un tube EC88 HF, même montage que ci-dessus, changement de fréquence par EC86, le convertisseur à transistors donne des résultats très supérieurs.

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

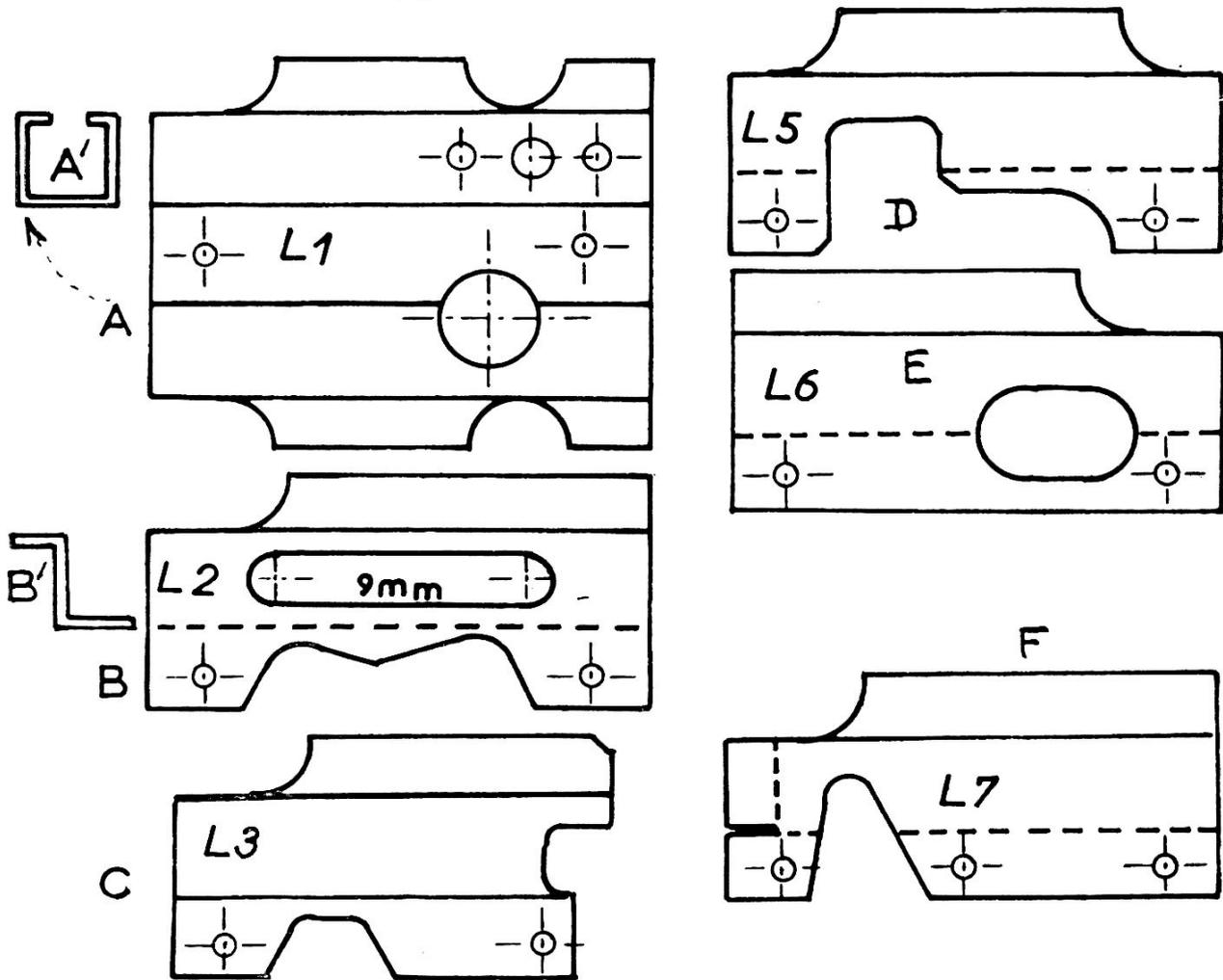


FIG. 56

Convertisseur 432 MHz tout transistors

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 2 mètres 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 57 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 d'entrée et ceci 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.

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 CHAÎNE D'OSCILLATION LOCALE

Les trois premiers étages travaillent en émetteurs communs. 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

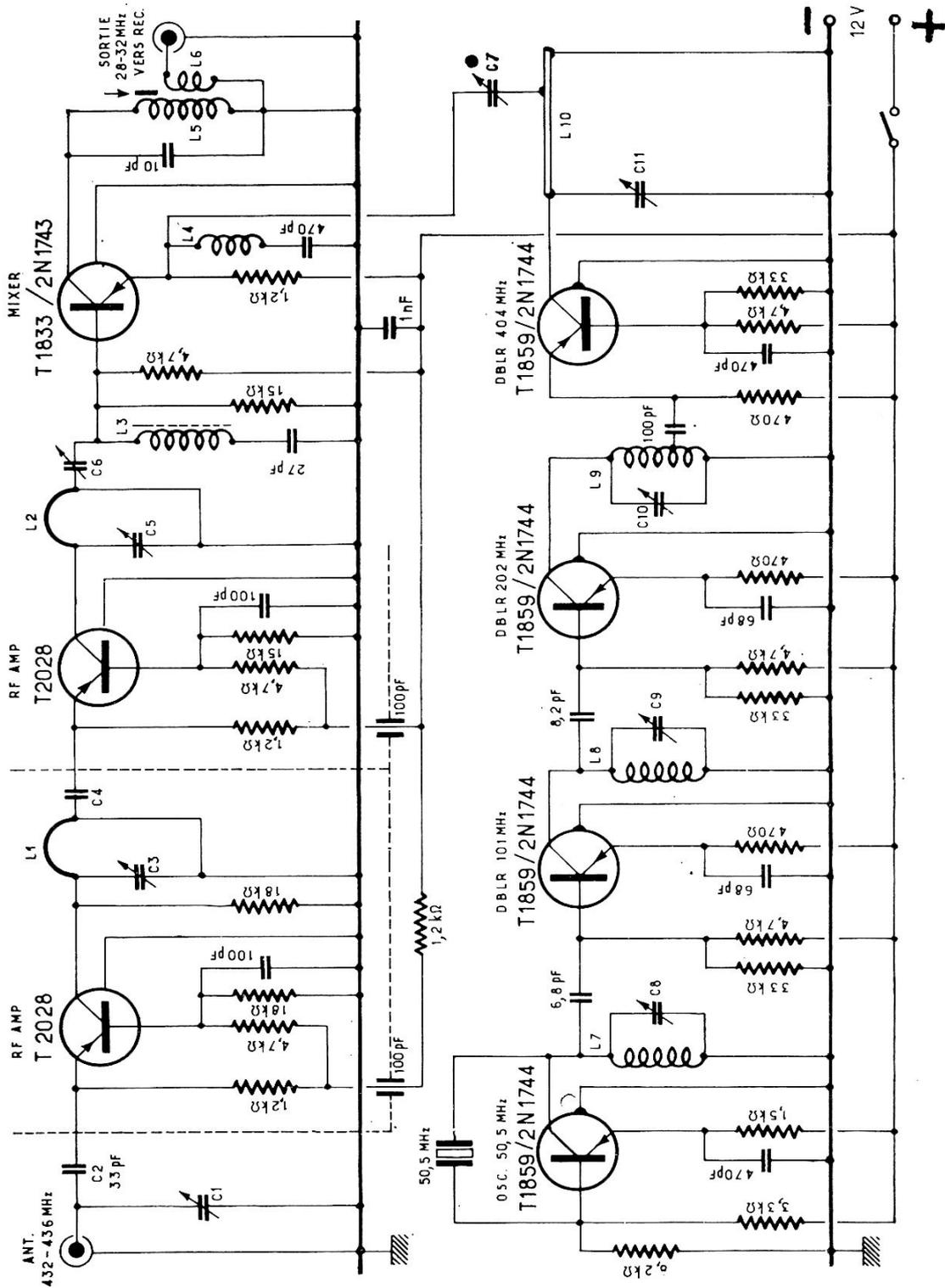


FIG. 57

- $C_1, 3,5, 11 = 0,5 - 5$ pF piston .
- $C_4, 6 = 1 - 9$ pF piston.
- $C_7 = 4 - 45$ pF trimmer.
- $C_8 = 1 - 18$ pF piston.
- $C_0 = 0,5 - 8$ pF piston.
- $L_1 = 14$ 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.

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. 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

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.

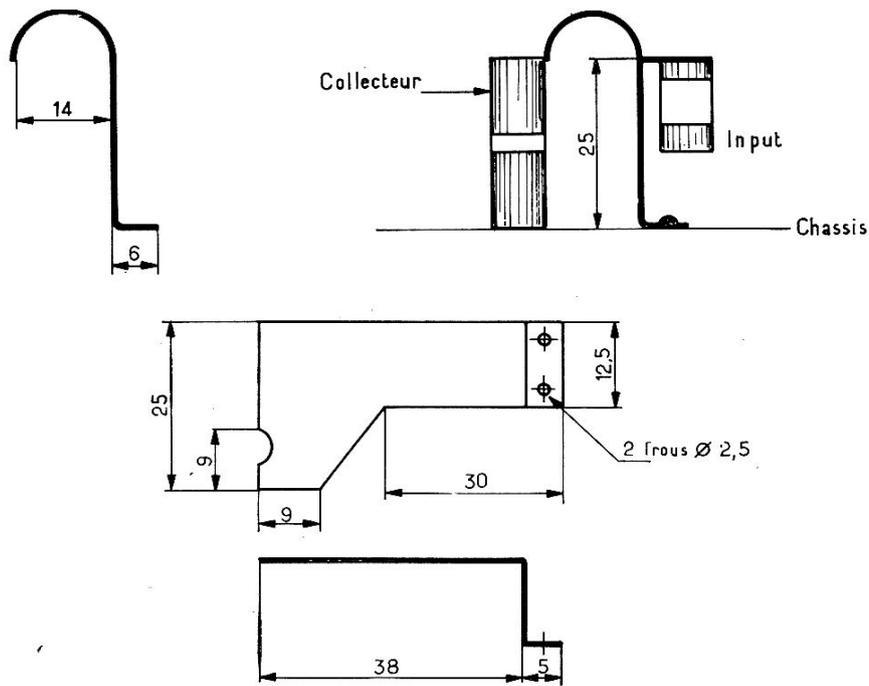


FIG. 58

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

HF : 1^e 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.

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 pro-

posons ici, figure 59, 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.

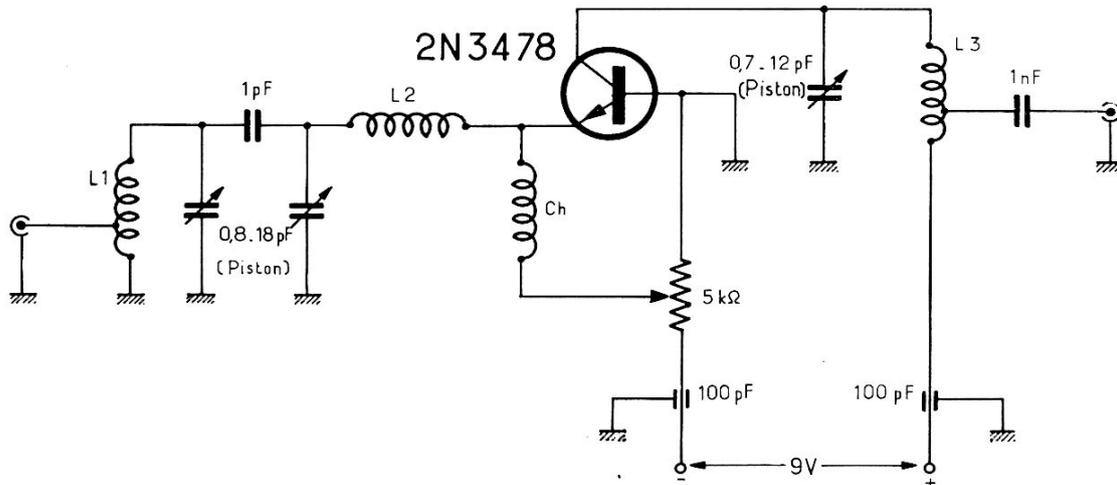


FIG. 59

point et directement comme le montre la figure 60. 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

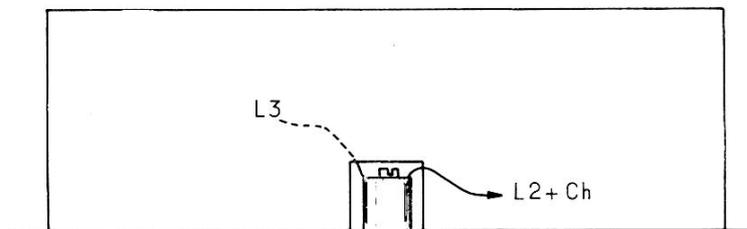


FIG. 60

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.

Les fils de base et de masse du boîtier y sont soudés au même 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.

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 courts 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 :

$$K = \text{Longueur du câble} : \frac{\lambda}{4}$$

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.

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 pilotée 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 61-A.

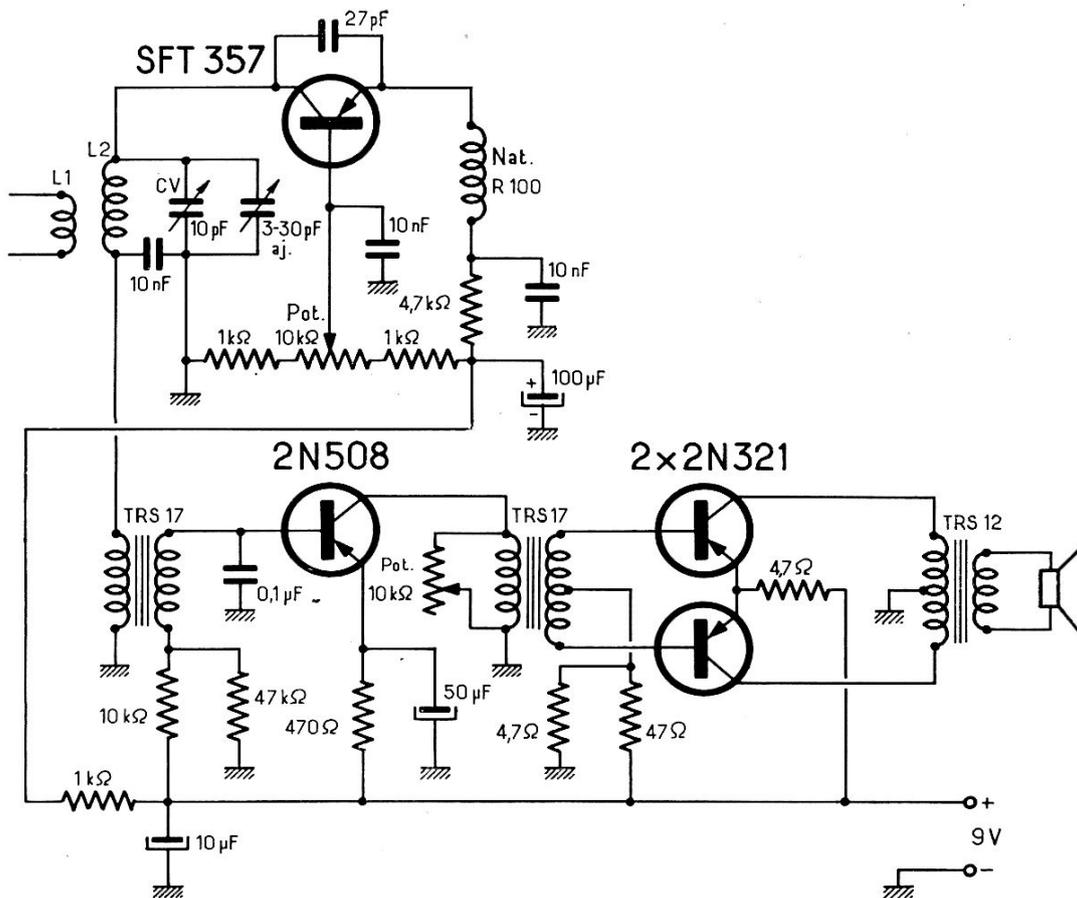


FIG. 61 A

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.

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 en 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, transistor, bobinage, CV, self de choc sont groupés pour minimiser la longueur des connexions et la liaison à la platine

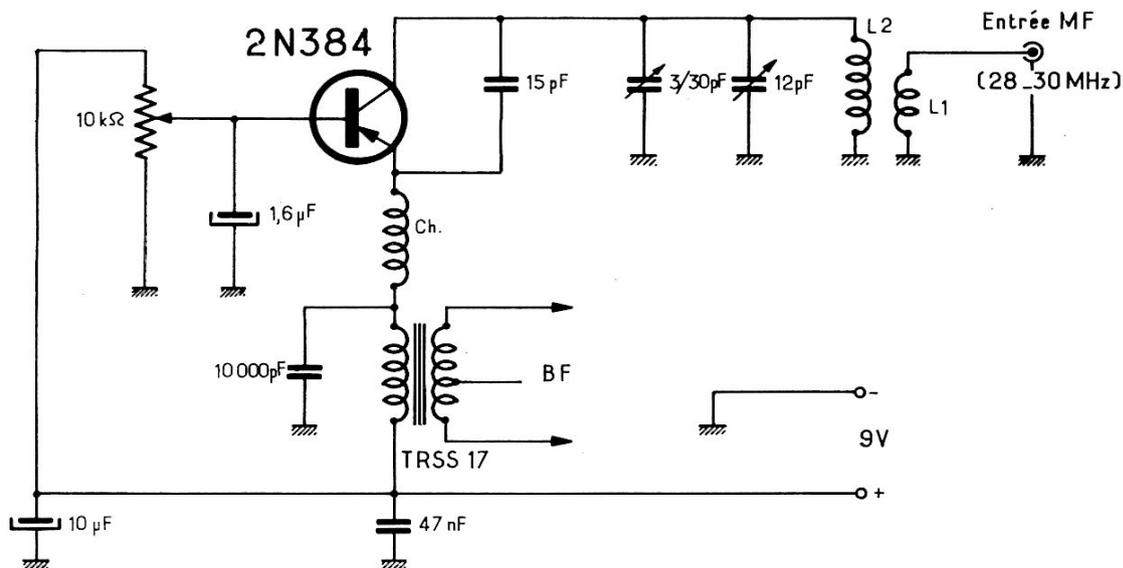


FIG. 61 B

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).

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 ?

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.

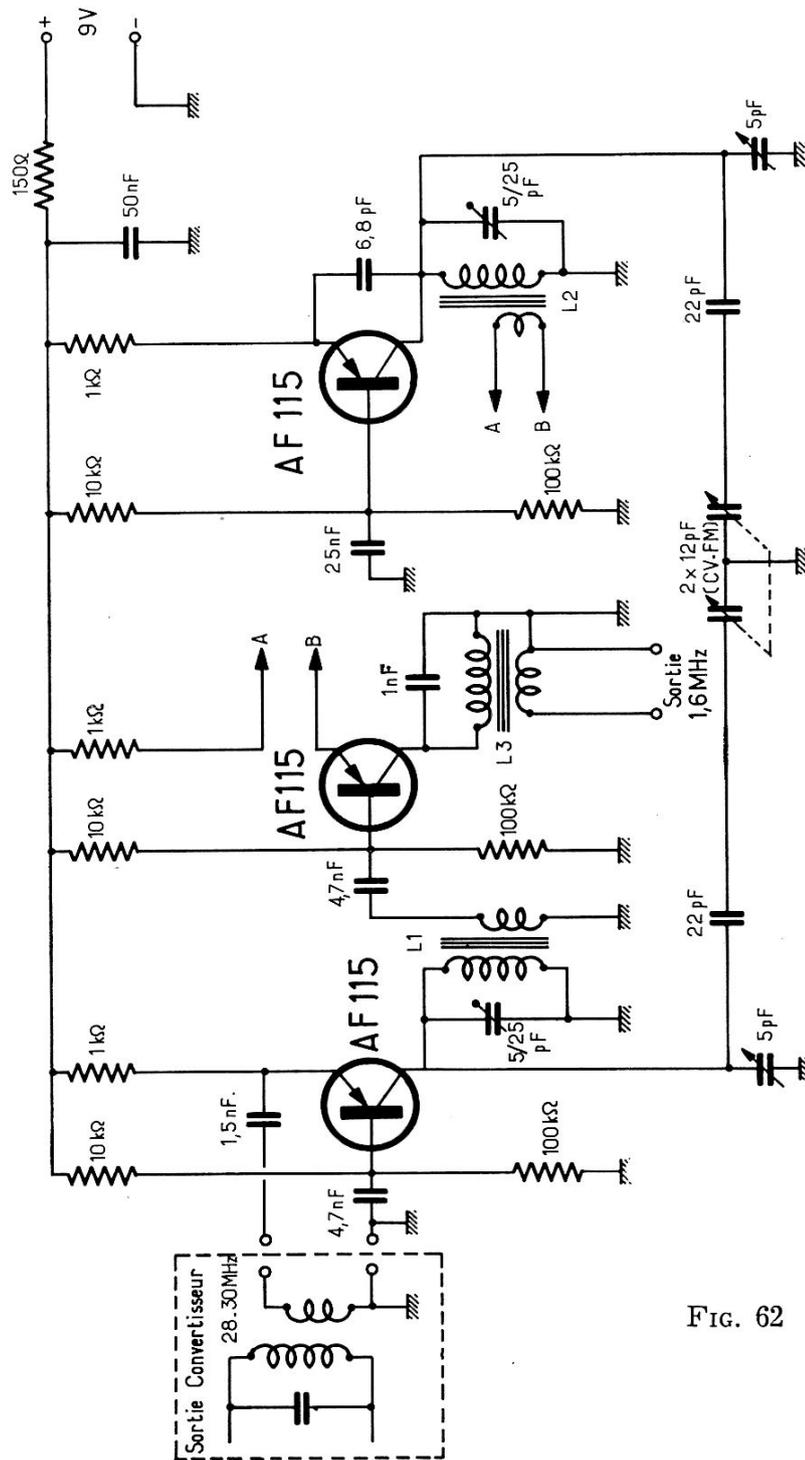


FIG. 62

Bobinages :

$L_1 = L_2 = 13$ spires, fil 30/100 - couplage 2 spires id.
 $L_3 = 50$ spires fil 10/100. Sortie 7 spires 25/100 ou 30/100.
 Ces bobines sur mandrin Lipa, \varnothing 6 mm, référence AMB60, noyau magnétique.

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 (F1ES) figure 61-B.

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 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.

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.

Il est souhaitable d'appliquer la tension de CAG au transistor HF, et cela ne présente aucune difficulté. La résistance de 100 k Ω 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 \times 55 mm (figures 63 et 64).

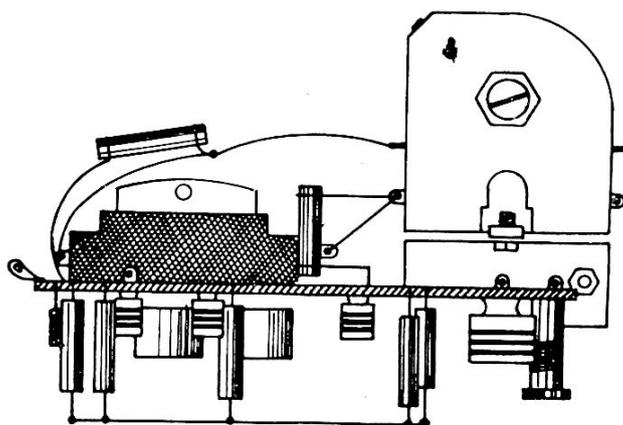
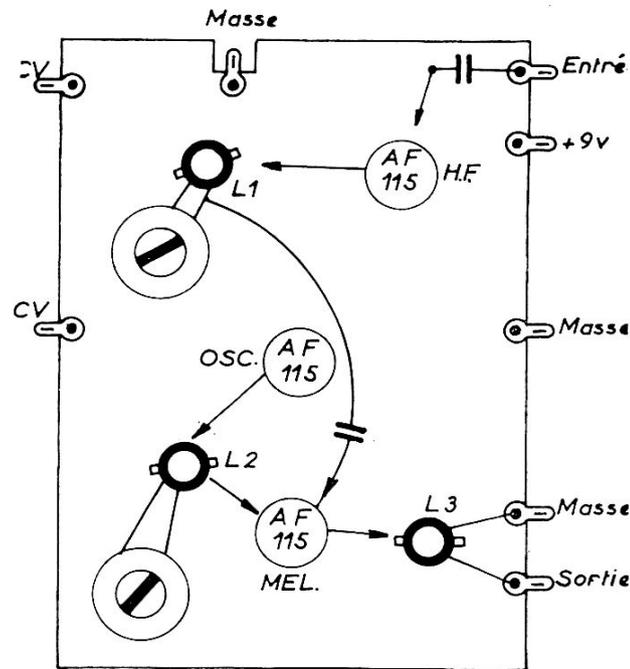


FIG. 63

Aspect du montage

Le CV sera placé à proximité immédiate des circuits accordés.

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



Disposition des éléments.

FIG. 64

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

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 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 suf-

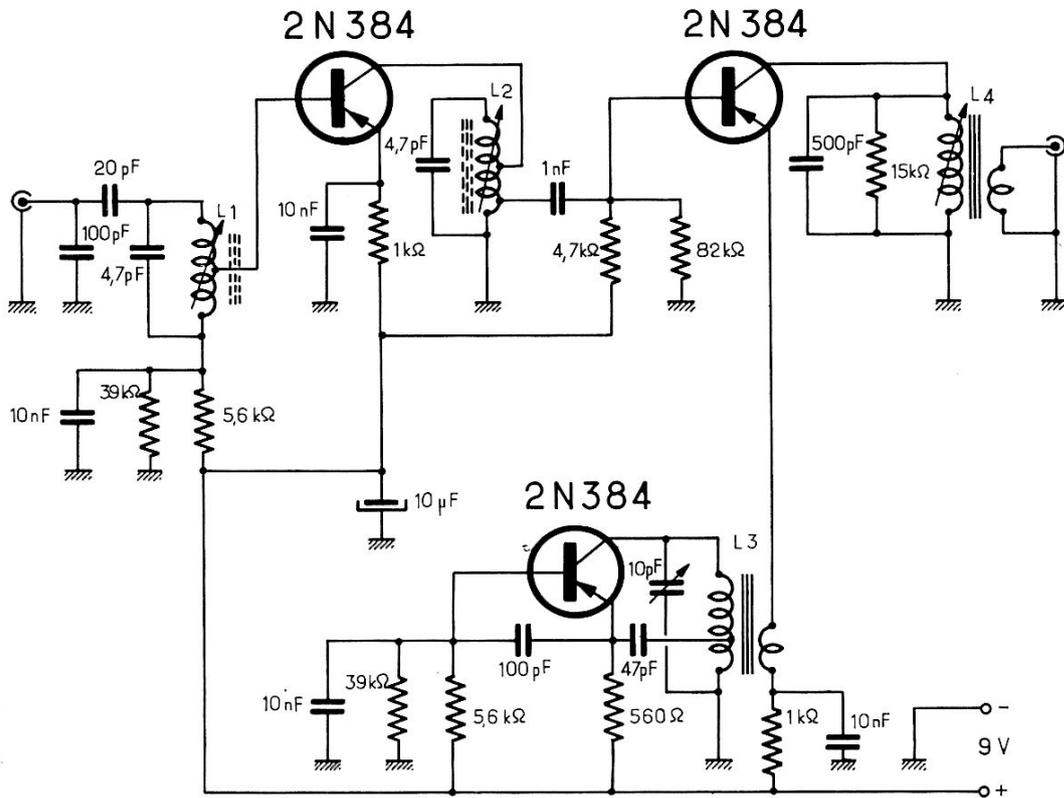


FIG. 65

Réalisation des bobinages : Tous mandrins LIPA \varnothing 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.

fisante 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 environ 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 (3 mA).

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

Ce module qui peut parfaitement servir de récepteur pour la bande des 10 mètres, dont il couvre plus que les deux mégacycles est très

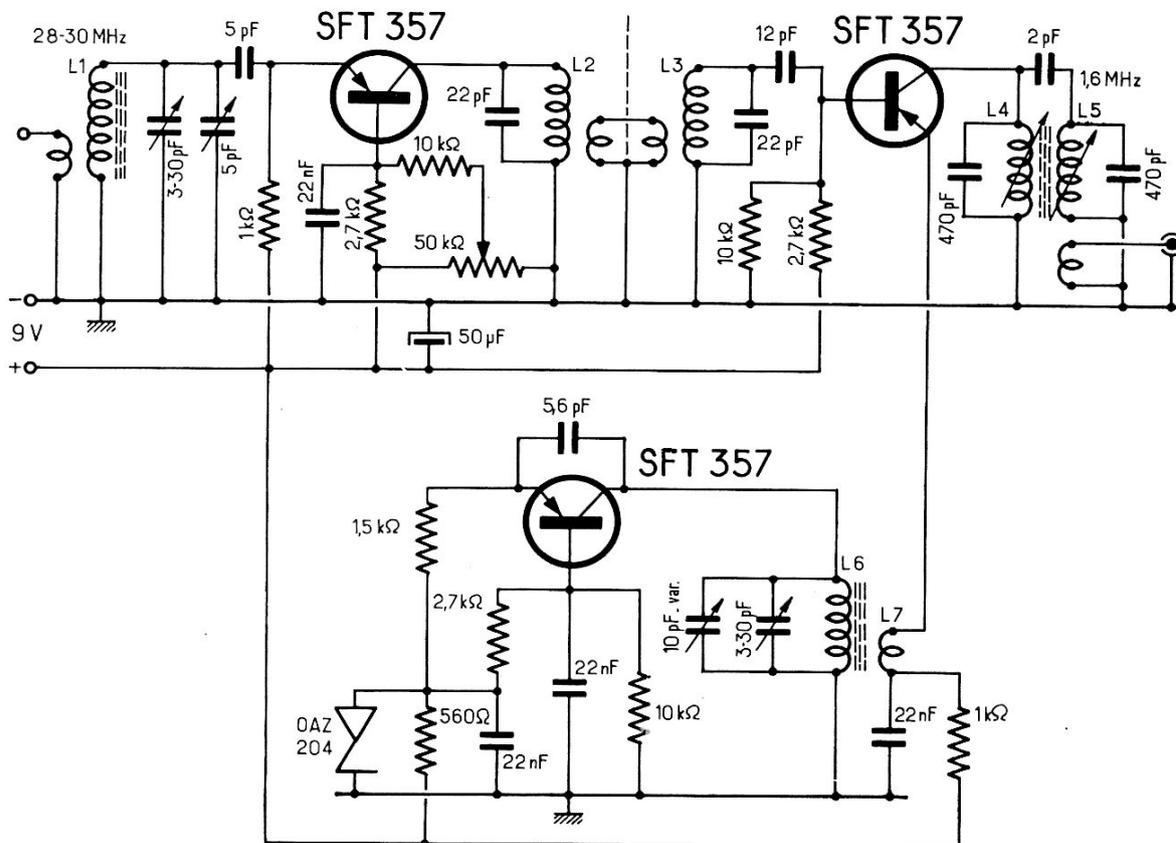


FIG. 66

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.

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 COSEM 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.

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 réaction 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.

Platine à double changement de fréquence (1 600 kHz/480 kHz) utilisant un module OREGA

C'est une autre solution au problème du bloc MF--Détection. La destinée 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 67.

2° Adjonction d'un module commercial avec détection (A.M. seule) figure 68.

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_4 : 50 spires jointives, sur mandrin Lipa (8 mm) avec noyau fil émaillé de 25/100 mm.

L_3 : 15 spires jointives, même fil } sur L_4
 L_2 : 3 spires jointives, même fil }

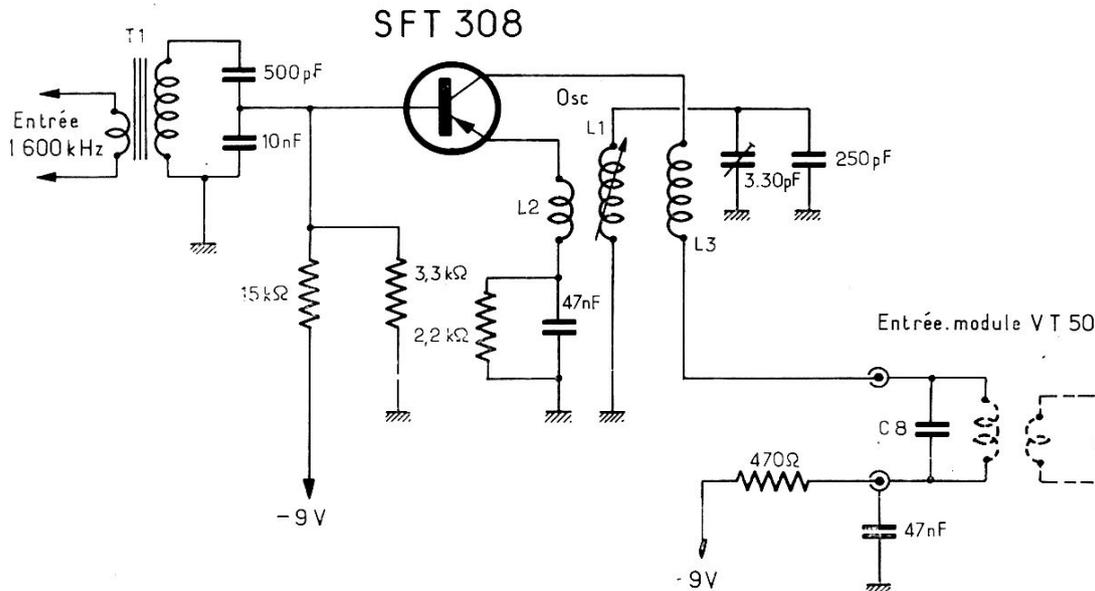


FIG. 67

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 !

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

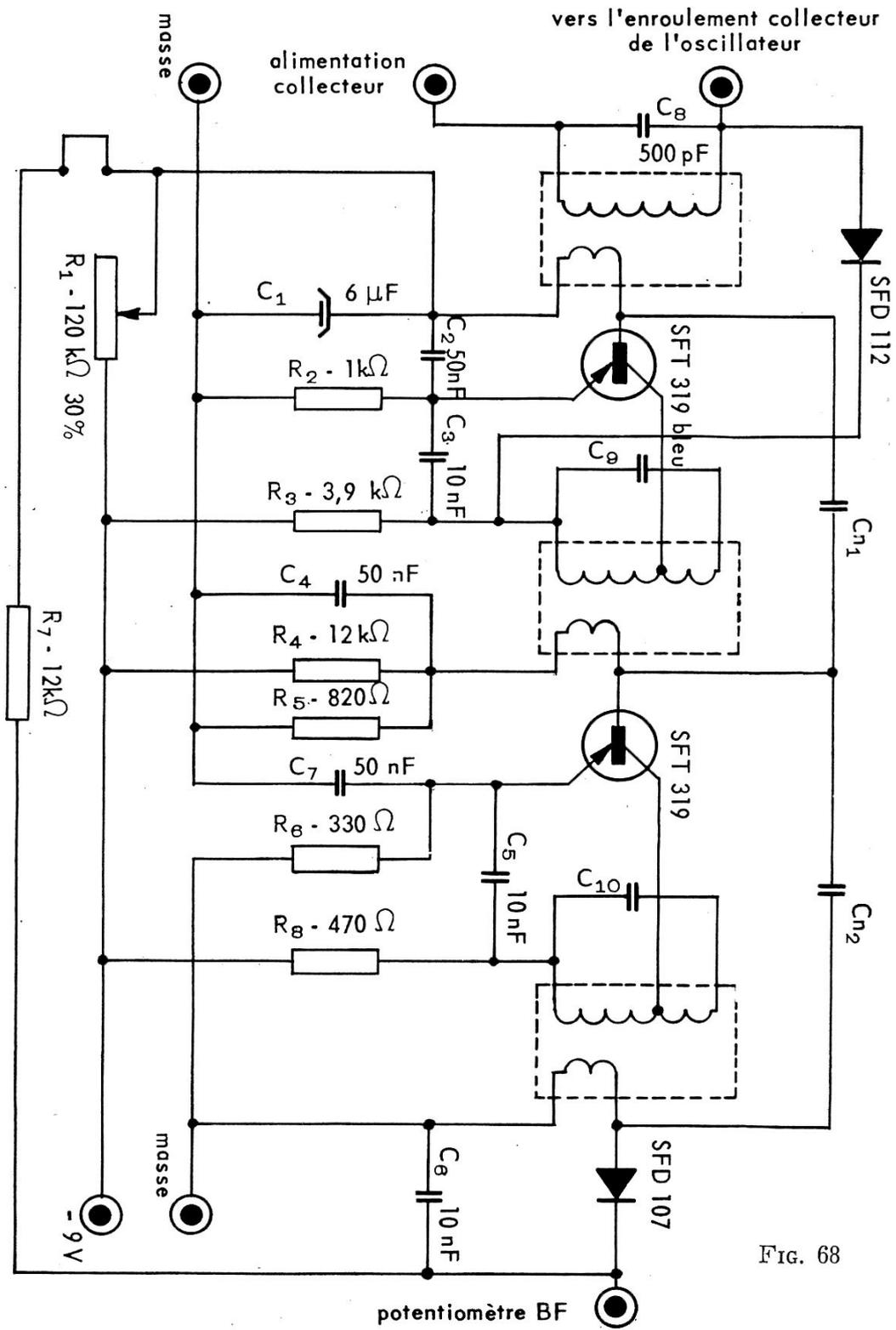


FIG. 68

Branchement

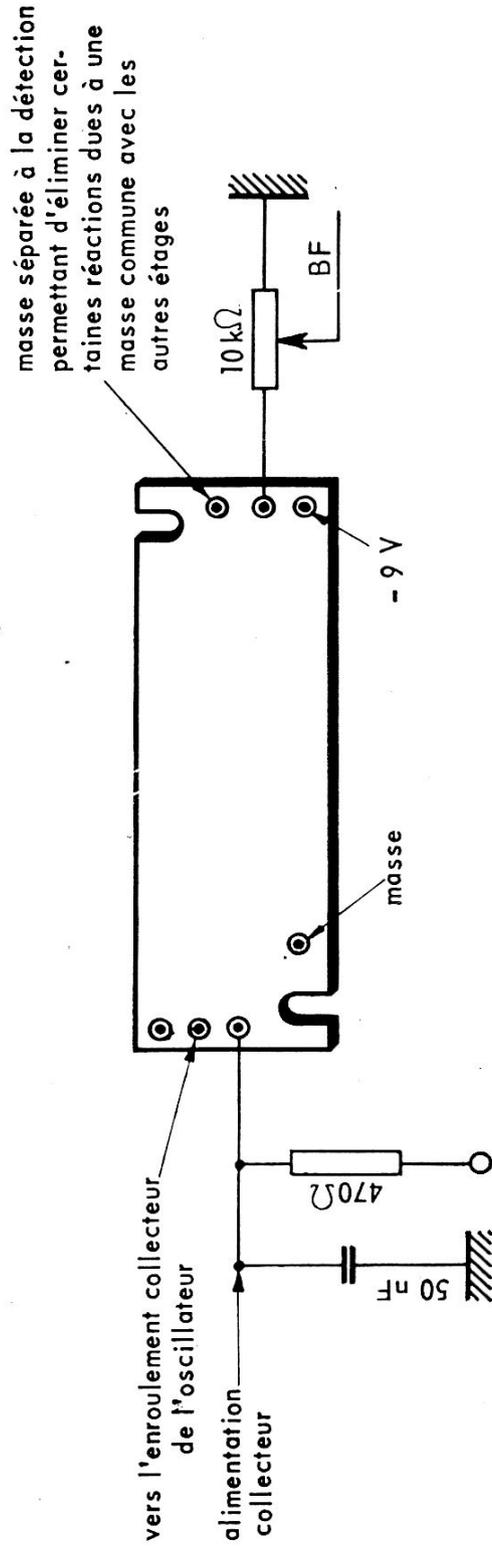


FIG. 69

egalement 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 réglerà 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.

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 (figure 70) 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

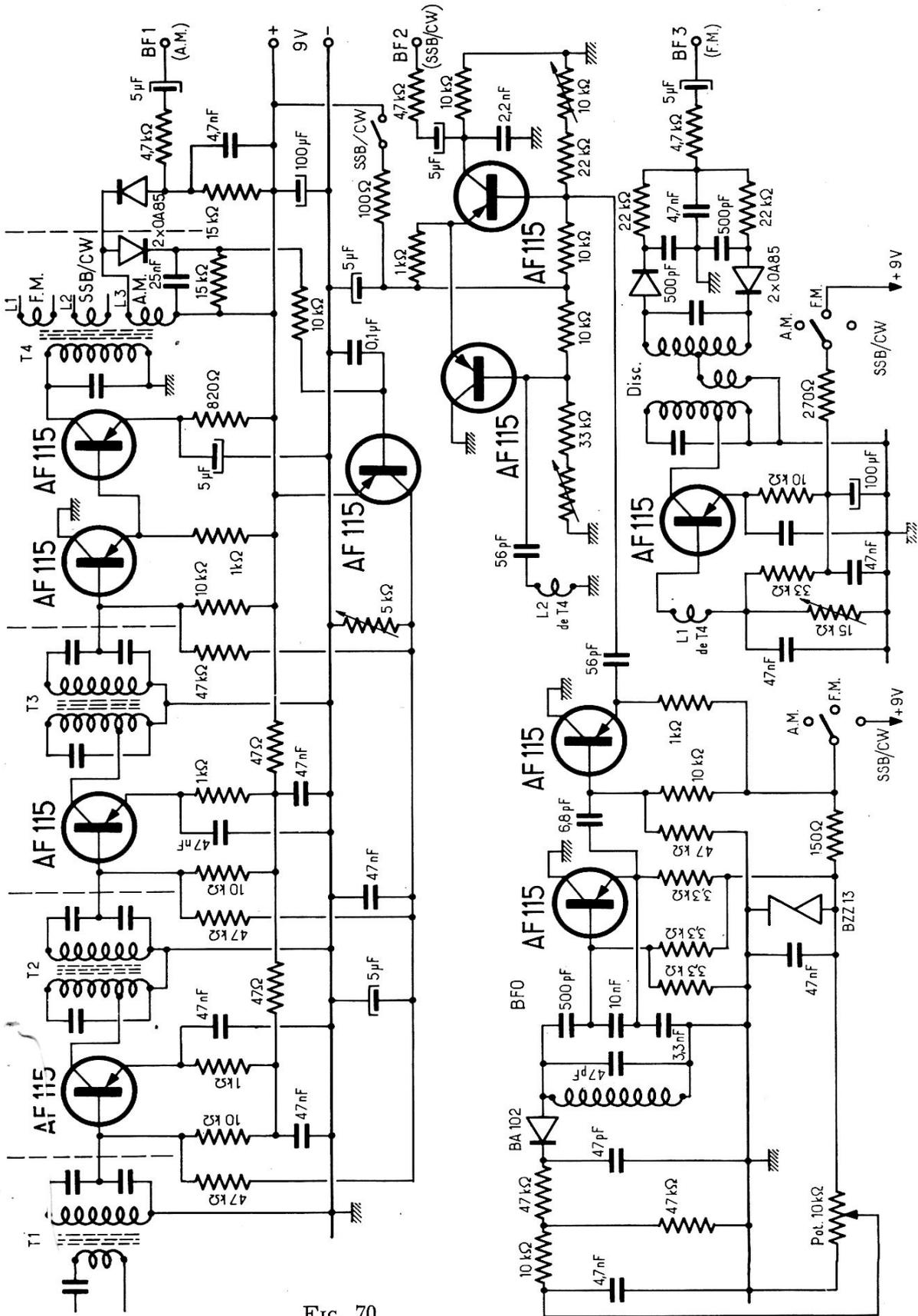


FIG. 70

sont couplés par des transformateurs que l'on peut réaliser soi-même à partir de pots fermés LIPA (PFR 25) dont les circuits accordés sont tous identiques et constitués par 31 spires à prise collecteur

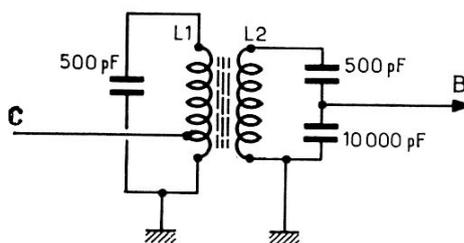


FIG. 71

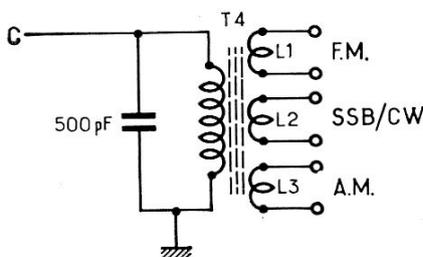


FIG. 72

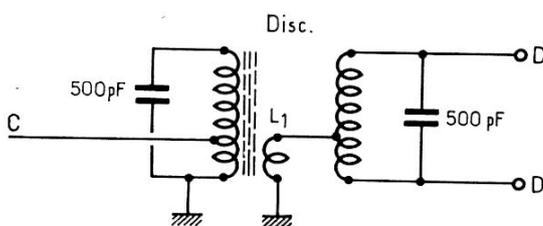


FIG. 73

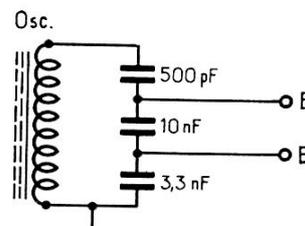


FIG. 74

intermédiaire pour les primaires de T_2 et T_3 seulement. T_4 comporte un secondaire multiple pour AM-FM-SSB/CW.

Les particularités de chaque élément sont consignées ci-dessous :

T_1 = Primaire = 4 spires

T_2 = 2 pots identiques- primaire à prise au tiers-Espacement 10 mm (fig. 71)

T_3 = identique à T_2

T_4 = Secondaires = L_1 = 3 sp (FM) L_2 = 3 sp (SSB) L_3 = 12 sp (AM) (fig. 72)

Discriminateur = Primaire = prise médiane = secondaire bifilaire symétrique = 31 sp. L_1 = 4 sp. Espacement P/S = 7 mm (fig. 73)

BFO = 31 sp. sans prises (fig. 74)

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 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 T₁, T₂, T₃, T₄, 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 déterminera le travail en fixant les divers points de fonctionnement par ajustement des résistances variables prévues dans les détecteurs de rapport et de produit.

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 appariés 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 résis-

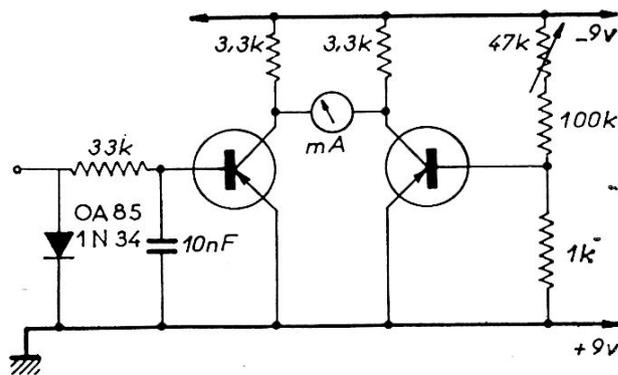


FIG. 75

tances 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 fig. 75, 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 type OC72 ou OC74, ce qui égalise au maximum la température des deux semi-conducteurs.

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.

CHAPITRE III

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 possèdent 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 10 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.

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. 76).

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'overtone ; 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.

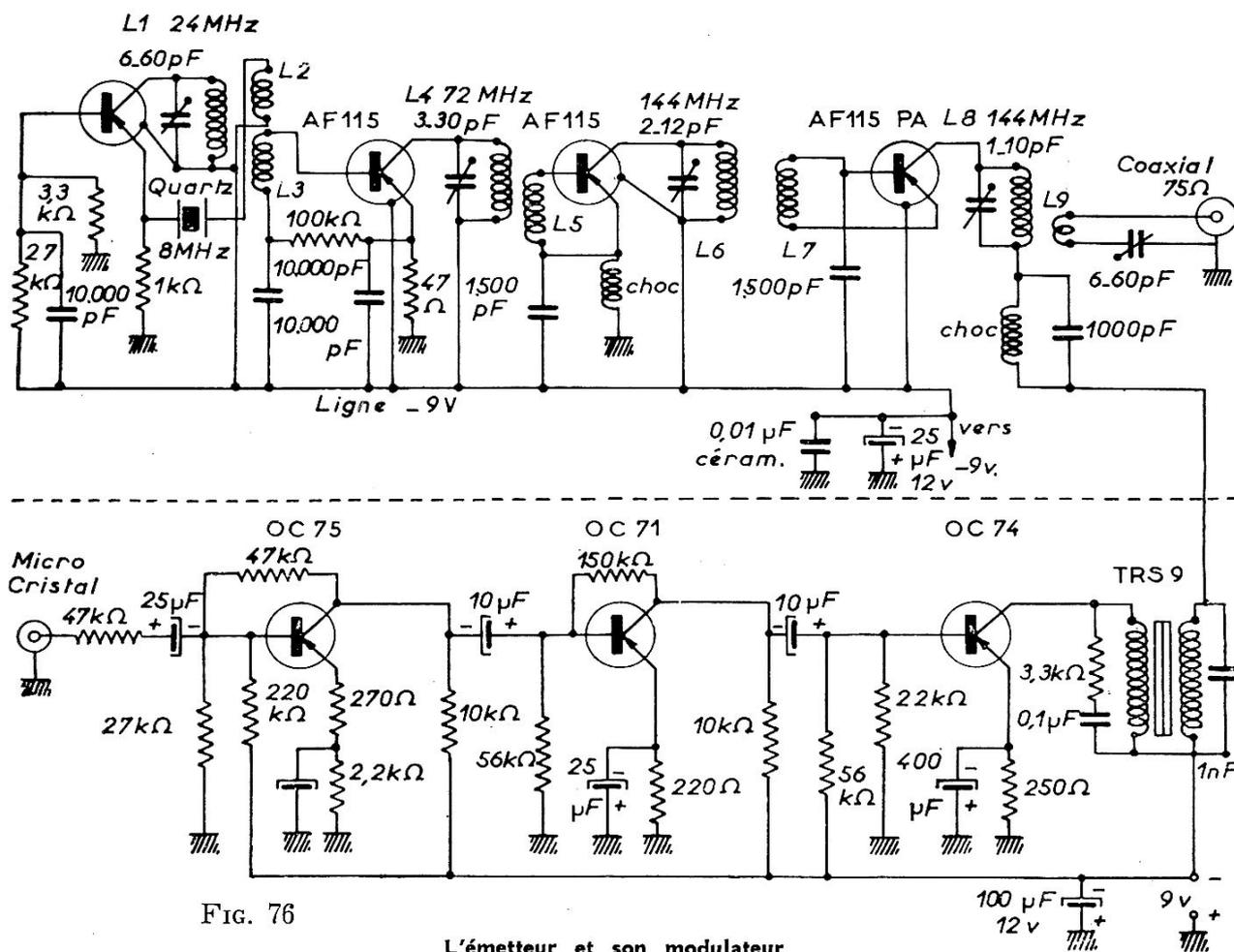


FIG. 76

L'émetteur et son modulateur

Le deuxième étage est monté en tripleur 24/72 MHz. Le circuit collecteur est accordé sur 72 MHz.

L₄ 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 L₅ (2 spires sous thermoplastique au centre de L₄).

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 MΩ). Le circuit de collecteur est accordé sur 144 MHz : ajustable piston 2-12 pF et self L₆ (5 tours 15/10 argenté. ∅ 12 mm, longueur 15 mm). L'excitation est transmise à l'étage final par L₇ (2 spires au milieu de L₆).

Le dernier étage fonctionne en amplificateur sur la fréquence de 144 MHz. Il faudra veiller à disposer les selfs L₆ et L₈ dans des plans perpendiculaires pour éviter toute réaction, (partant, toute auto-oscillation).

Le transistor final est attaqué par l'émetteur. La self L₈ 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 sortie HF modulée 144 MHz 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 75 Ω 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 redressé par diode genre OA85, retour par 4,7 nF céramique). Cet appareil rendra des services inestimables pour figurer les réglages (fig. 77).

On croit sortir des dizaines de milliwatts mais seule une mesure stricte peut permettre de vérifier ; cette mesure est d'ailleurs souvent suivie d'une profonde déception !

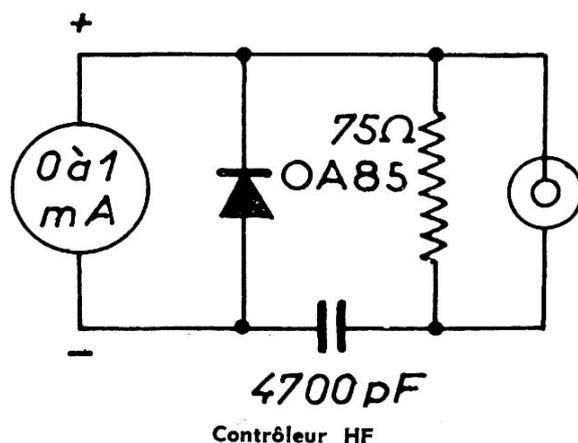


FIG. 77

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 mA. L'impédance primaire est de 2 000 Ω, l'impédance secondaire de 4 500 Ω. Le modèle le plus adéquat est le TRS9 Audax.

On a évité le TRSS9 qui a l'avantage d'être un 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 pF le secondaire du TRS9 de façon à refermer vers la masse, au point de vue HF, le circuit de sortie.

Deux transceivers transistorisés

DESCRIPTION

L'ensemble se compose de trois parties :

- 1° récepteur ;
- 2° émetteur piloté cristal ;
- 3° amplificateur BF.

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.

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 470K

S₁ = 5 sp, prise à 3 sp + 1 sp couplage, \varnothing 8 mm fil 12/10 pas = 25/10

S₂ = 8 sp, \varnothing 6 mm fil 6/10 pas = 12/10

S₃ = 13 sp, \varnothing 8 mm fil 6/10 pas = 12/10, couplage 2 \times 3 sp

S₄ = 9 sp, \varnothing 8 mm fil 9/10 pas = 20/10, couplage 2 sp

S₅ = 5 sp, \varnothing 8 mm fil 12/10 pas = 20/10, couplage 1 sp

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 la recherche d'un rendement acceptable avec du matériel d'un prix abordable, il est bien évident qu'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.

Emetteur-Récepteur

L'étage d'entrée oscille sur une fréquence de 8 Mc/s, puisque telle est la fréquence du quartz Q, si on désire une fréquence finale de 144 Mc/s. Le circuit oscillant est constitué par les selfs L₁, L₂ et doit

être accordé sur 24 Mc/s, celui des bobines L_3, L_4 sur 72 Mc/s et enfin le circuit L_5, L_6 sur 144 Mc/s. 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 :

spires de fil 8/10 enroulées sur un support ayant 6 mm de diamètre avec noyau magnétique ; $L_2 = 3$ spires de fil 8/10 ; $L_1 =$ sur l'extrémité froide de L_1 ; $L_3 = 9$ spires de 8/10 avec un pas de 1,4 mm sur un support de 6 mm ; $L_4 = 2$ spires fil 8/10 enroulées sur l'extrémité 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 ;

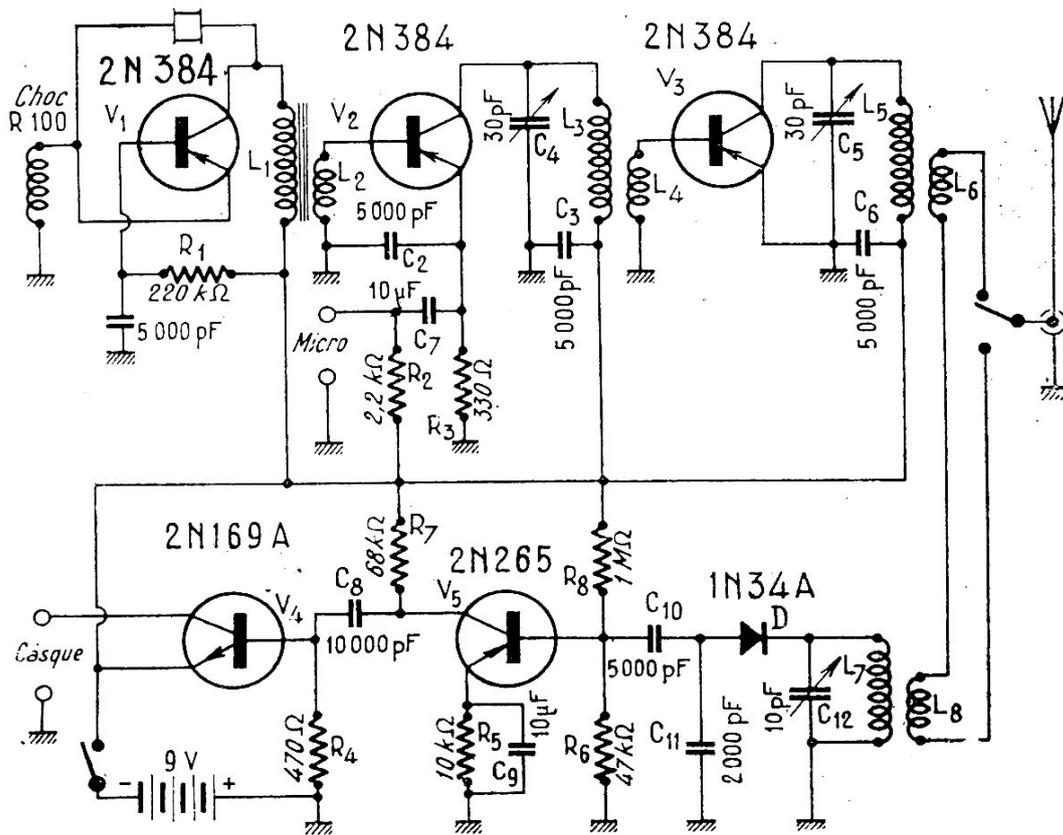


FIG. 79

$L_8 = 1$ spire de fil 8/10 sur l'extrémité froide de L_7 .

Le microphone est du type à charbon et l'alimentation est obtenue avec 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. 79).

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 1 W et plus, qu'on trouvera par ailleurs. Le schéma, (fig. 80) est assez clair pour n'appeler qu'une analyse succincte : il part d'un oscillateur qui permet

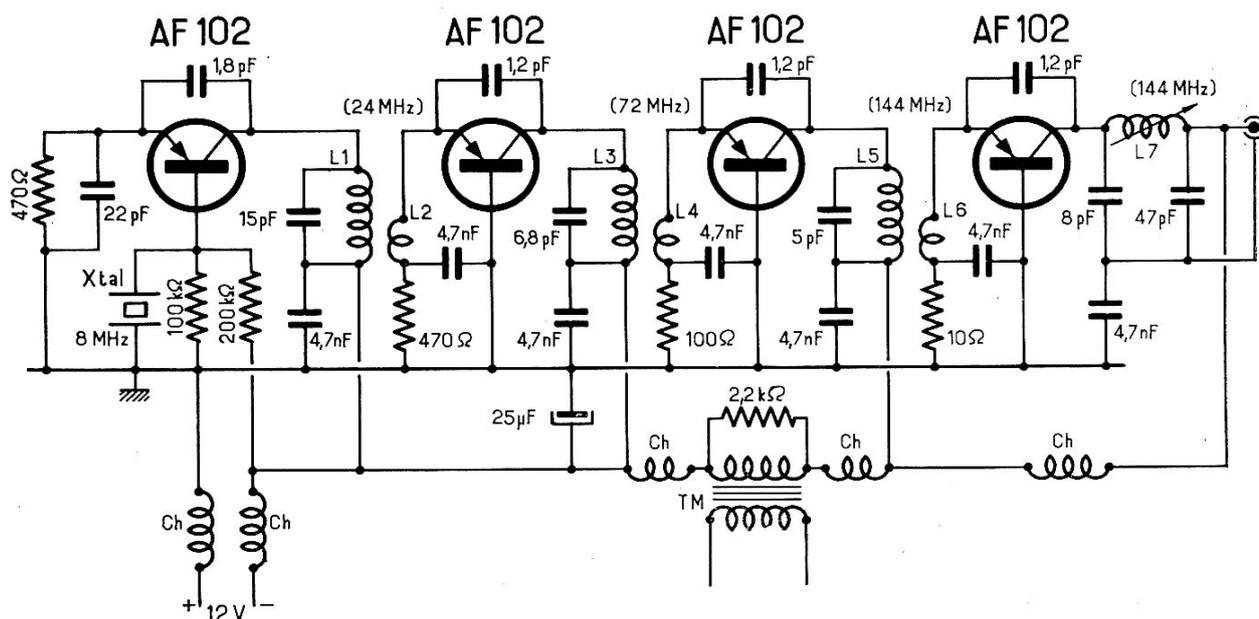


FIG. 80

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'harmonique 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 il est évident que 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.

CONCEPTIONS GENERALES

Le schéma de cet émetteur est indiqué figure 81. 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 qui résonnent 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.

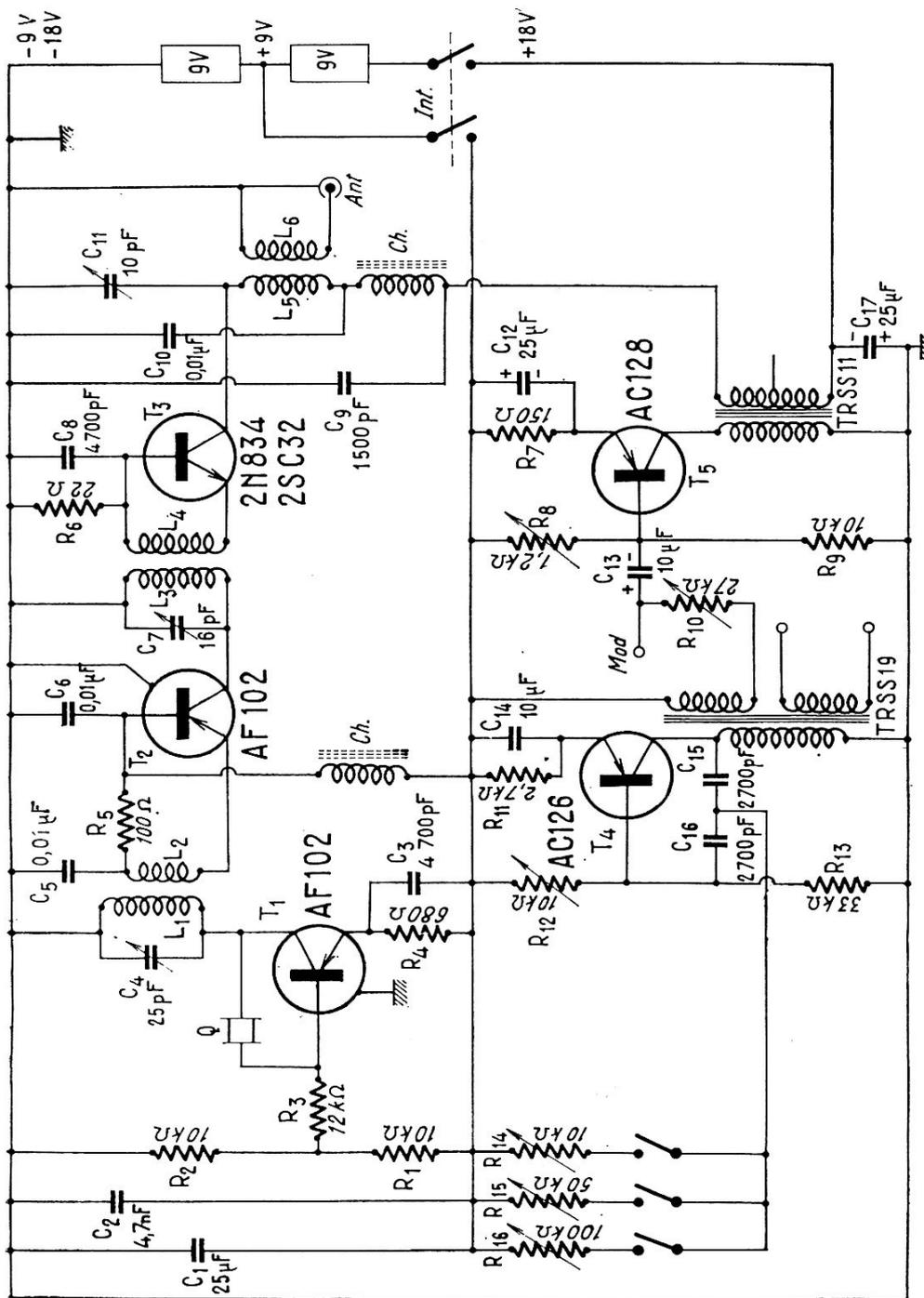


FIG. 81

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 83. Nous utilisons une plaquette de circuit imprimé en bande dénommé « Vero-Board », 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 miniatures 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

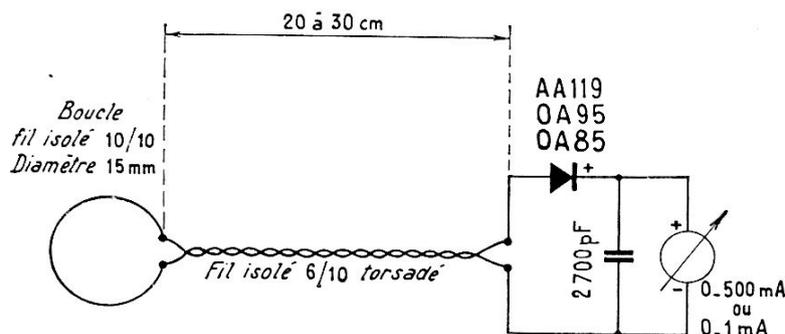


FIG. 82

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 puis-

sance 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. 82). La consommation de ces deux premiers étages est de 10 mA sous 9 volts.

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 « Veroboard » de 85 \times 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 83.

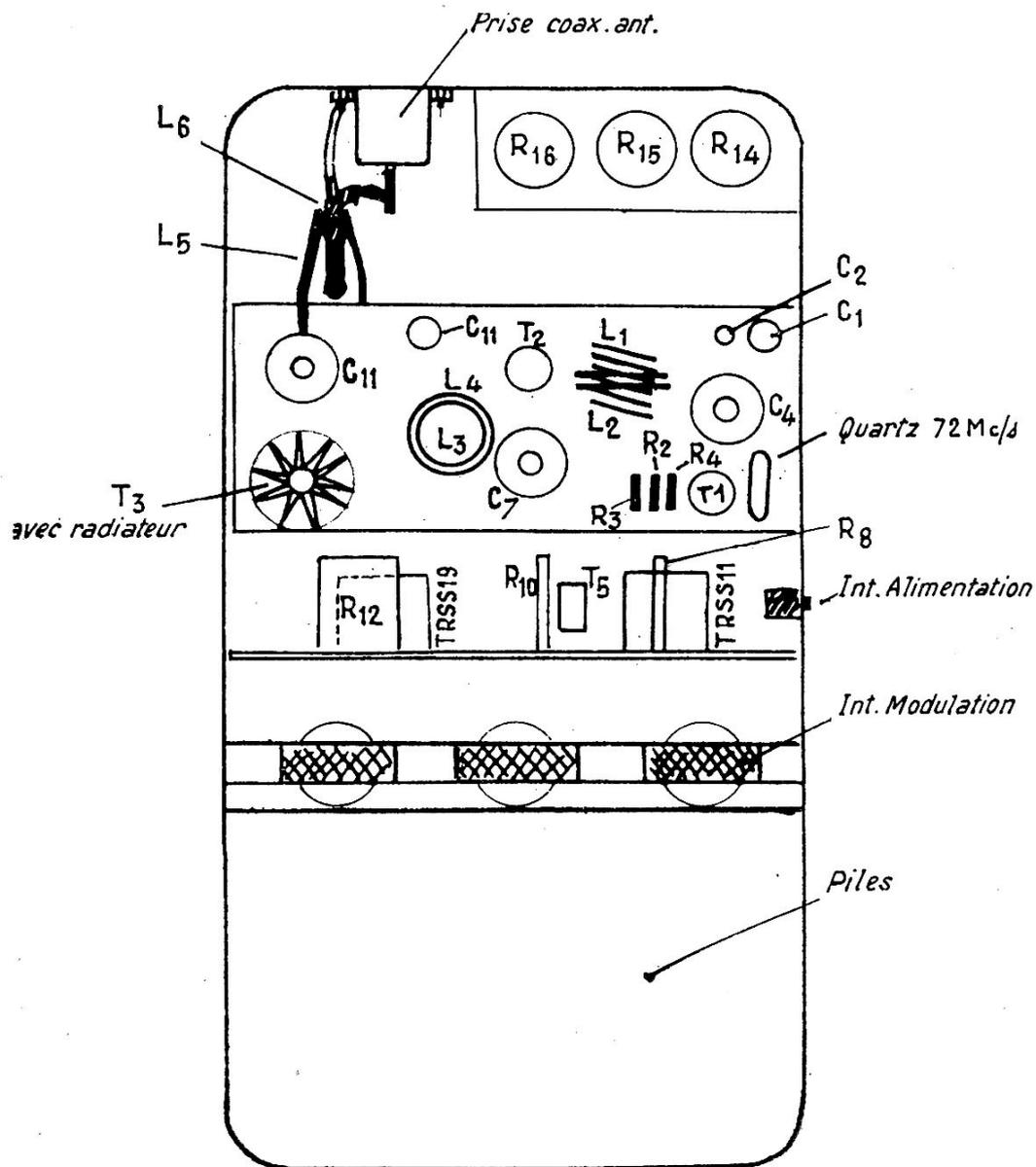


FIG. 83

Emetteur téléphonique - 100 mW - complet

Voici un montage très simple dans lequel l'alimentation est limitée à 9 V, les transistors utilisés ne tenant que 40 V en crête.

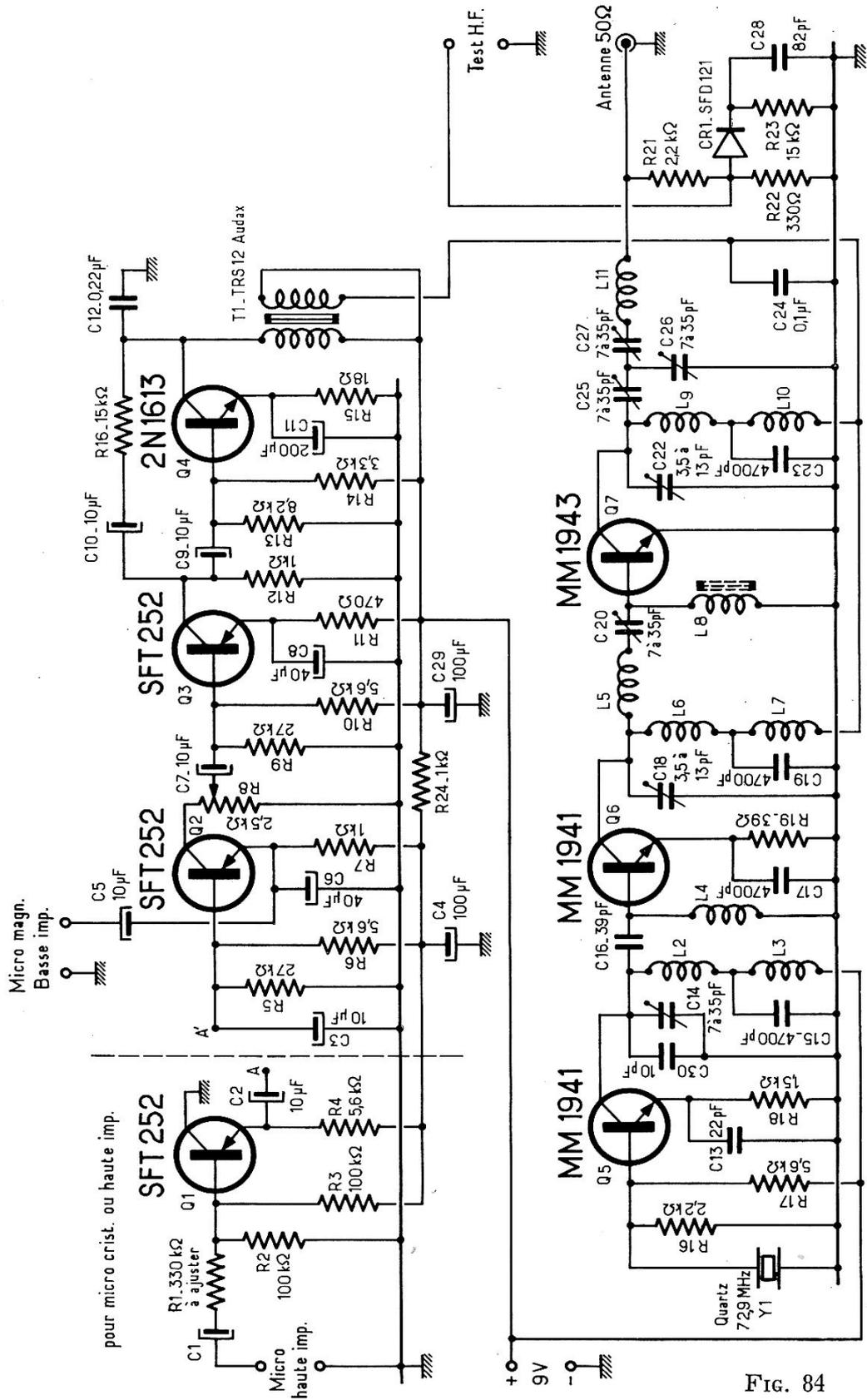


Fig. 84

Détail de construction des bobinages :

$L_1 - L_3 - L_7 - L_{10}$	= 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.

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 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.

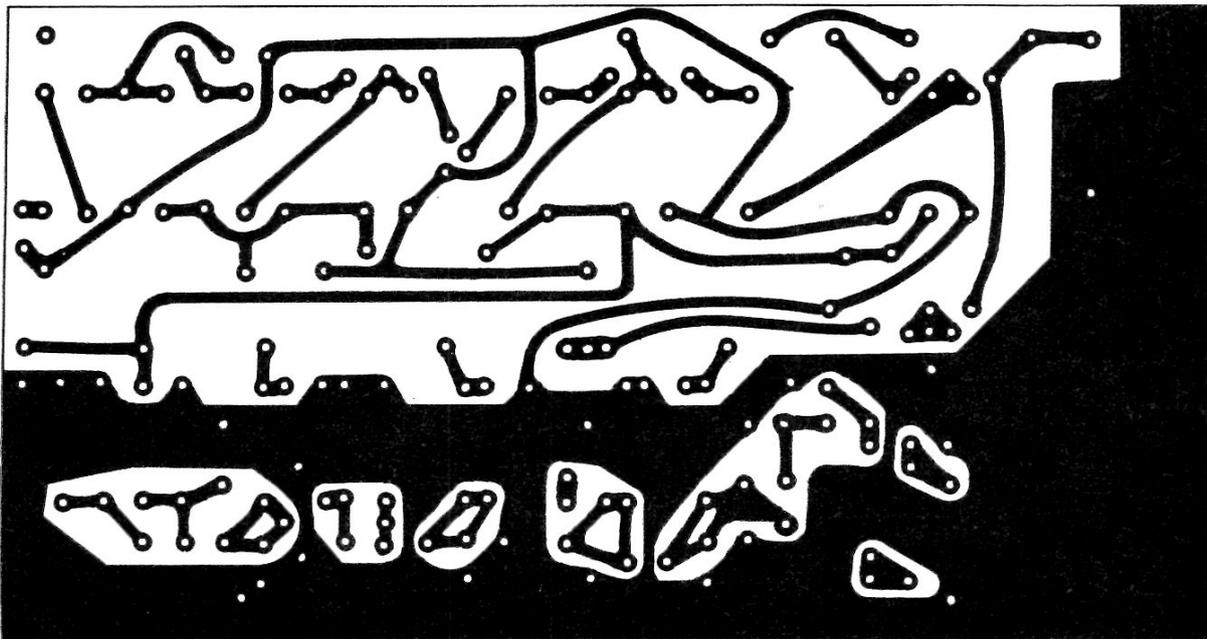


FIG. 85

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 85 reproduit à l'échelle de 1/1 le circuit imprimé vu, côté métal, qui permettra une réalisation aisée et assurera une solidité à toute épreuve.

Le modulateur comporte trois ou quatre étages selon que l'on utilise un micro magnétique à basse impédance (attaque par C_5 , sup-

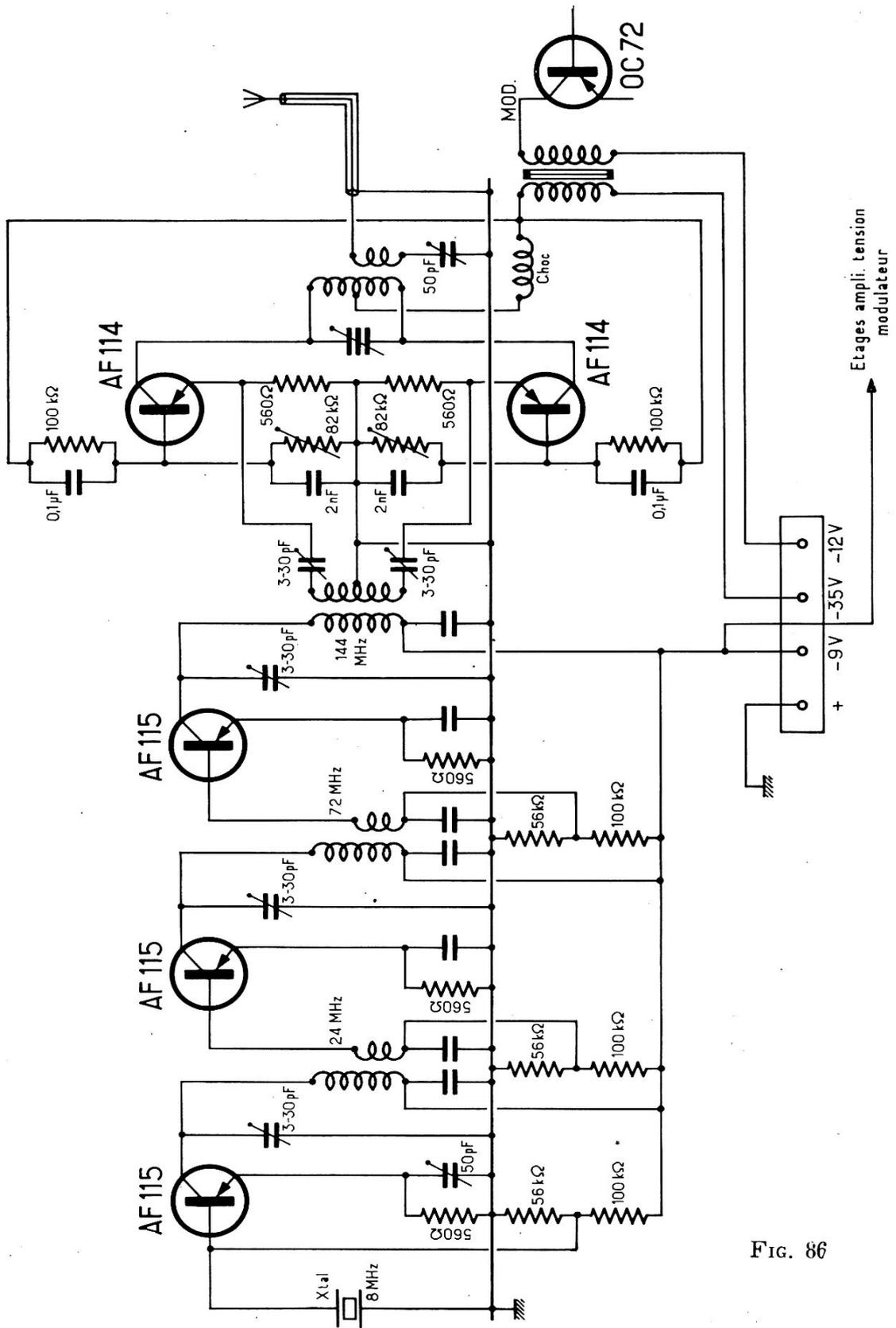


FIG. 86

Etages ampli. tension modulateur

primer 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 145 MHz avec des transistors « grand public » (150 mW - HF)

C'est l'émetteur, comme le dit son auteur, des gens au budget limité. En effet, pour une somme très modique, F3GI, a construit cette petite station qui lui permet d'assurer tout son trafic VHF et d'être entendu jusqu'à 350 km. Deux ans d'expérience journalière permettent de considérer ce montage comme extrêmement valable bien que les transistors utilisés soient déjà passés de mode. Mais qu'importe puisque l'émetteur ne coûte que quelques dizaines de francs et délivre une puissance non négligeable (fig. 86).

Il comporte un pilote cristal AF115 à réaction d'émetteur dosable par un petit ajustable et dans lequel on prélève, sur le collecteur, l'harmonique 3 (24 MHz). Cet étage est suivi de deux multiplicateurs (72 et 144 MHz) équipés d'AF115 montés en émetteur commun. Le tout est alimenté sous 9 V et fournit une excitation suffisante à l'étage final qui, fait assez rare pour qu'on le signale, comporte un push-pull de 2 AF114. La modulation, non figurée sur le schéma, comprend deux OC75 et un OC72 et le transformateur d'adaptation est un transfo driver du commerce. Elle est appliquée à la fois aux collecteurs et aux bases et est résolument et énergiquement positive puisqu'une ampoule (6V-0,040 A) s'allume nettement sur les pointes. Le seul réglage à effectuer avec précision, en dehors de l'alignement des différents circuits est celui des ponts de base de manière à polariser celles-ci à 3 V — 3,5 V. Le push-pull final est alimenté sous 35 V.

Emetteur 150 mW/500 mW

Le schéma général de l'émetteur est donné par la figure 87 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 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 fonction-

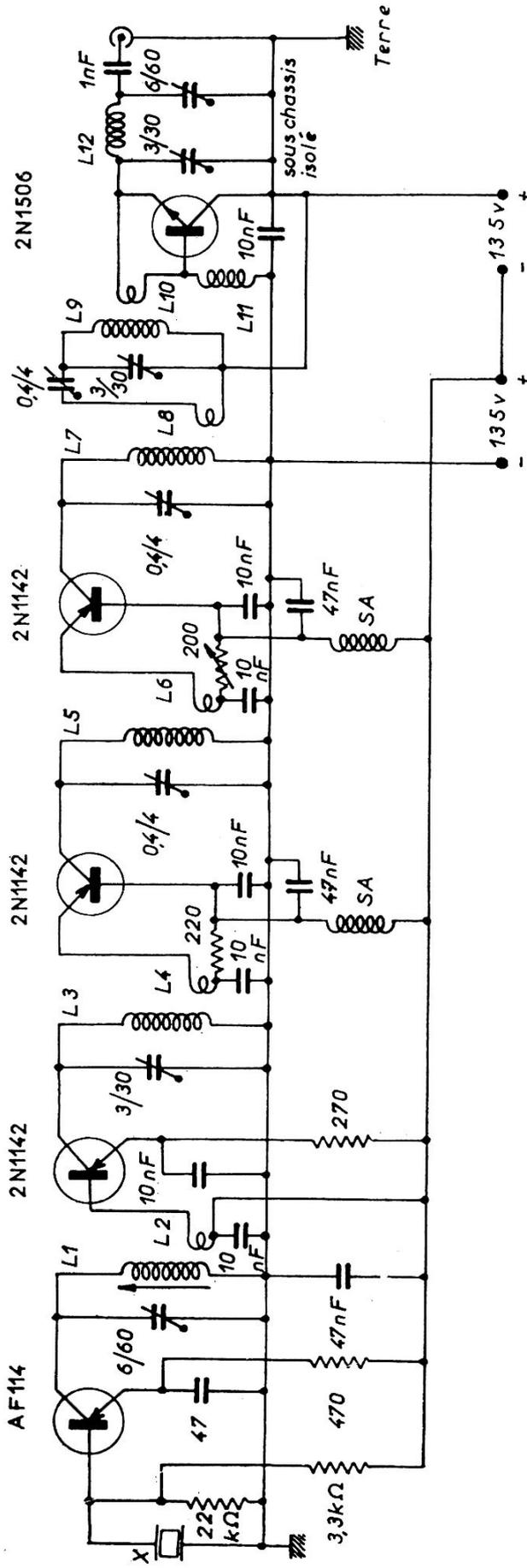


Fig. 87

- 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 k Ω

ner 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.

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

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 enroulements 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 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 (F1ES). L'émetteur est fort simple puisque ne comportant que 3 transistors NPN (fig. 88). Le nombre des étages a pu être réduit au strict minimum par l'emploi d'un

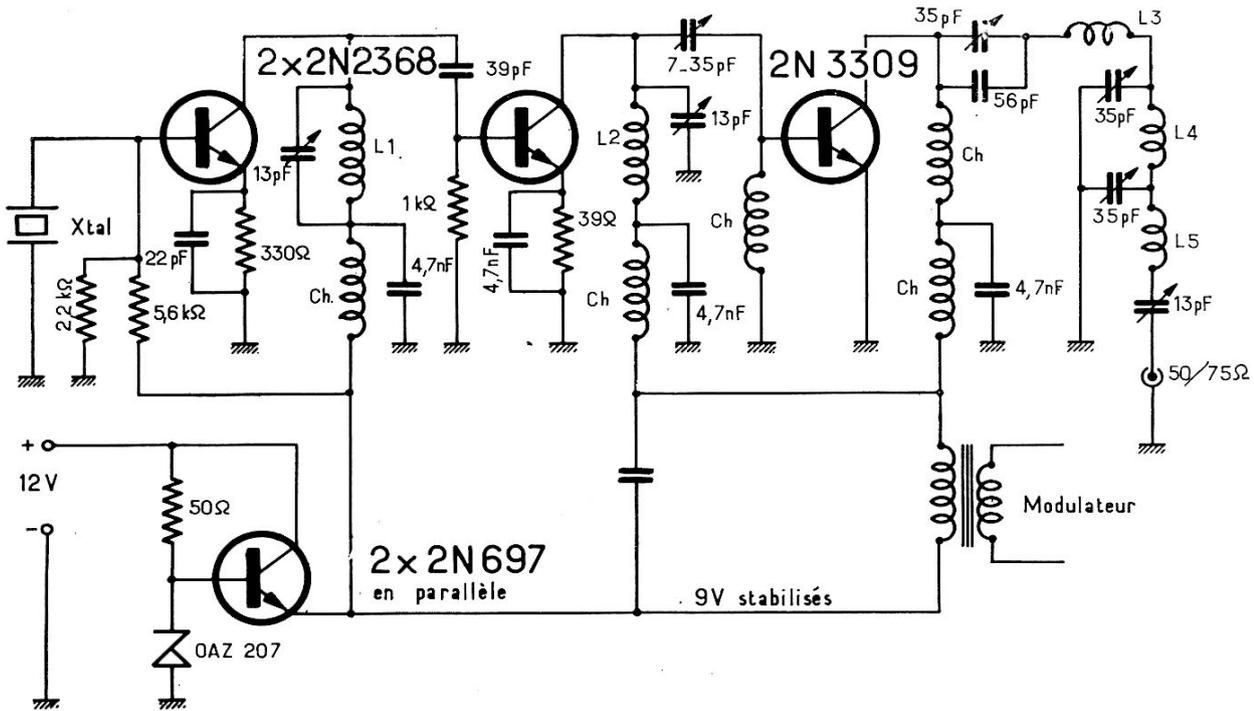


FIG. 88

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
- } largeur 7 mm, diamètre 5 mm, fil 10/10 mm, argenté.
- 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.

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.

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 circuit 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.

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. 89 et photo).

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).

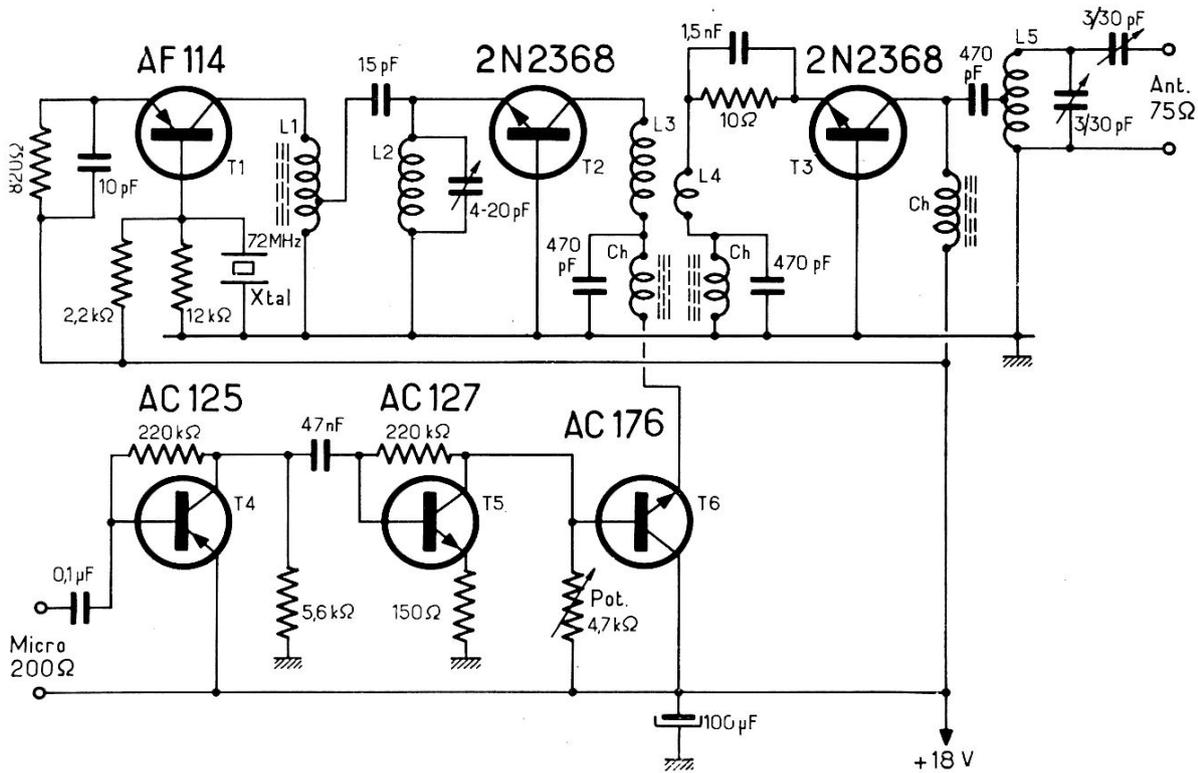


FIG. 89

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_3
- $L_5 = 3$ spires, fil argenté de 8/10 mm, prise à 2 spires de la masse
- ch = choc ferrite, Coprim par exemple.

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.

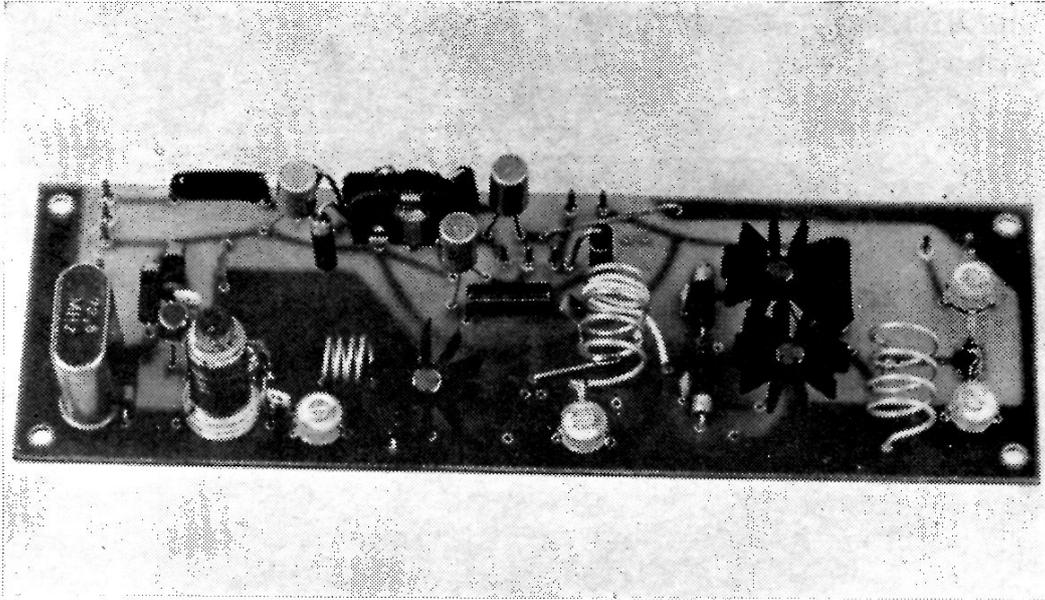


FIG. 89 bis

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-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 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 éprouvé (fig. 90).

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

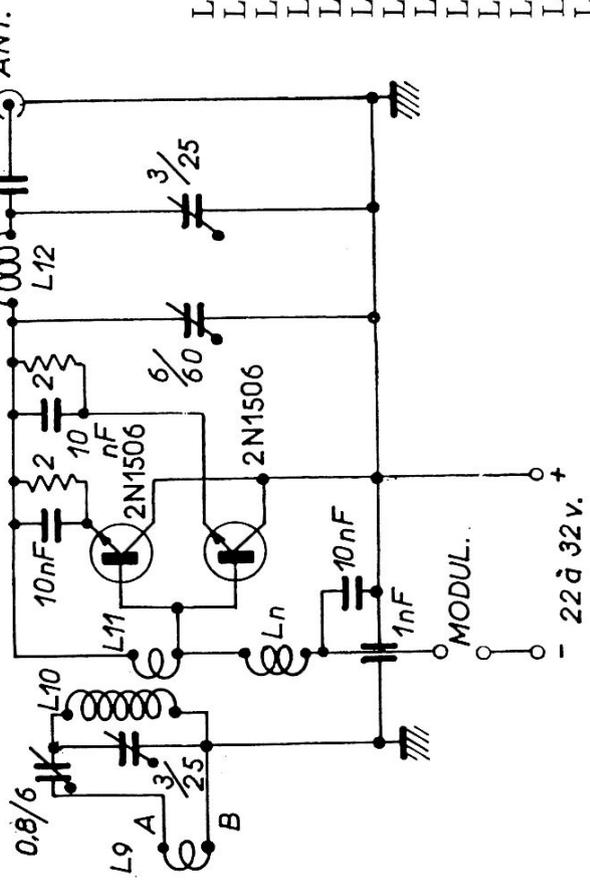
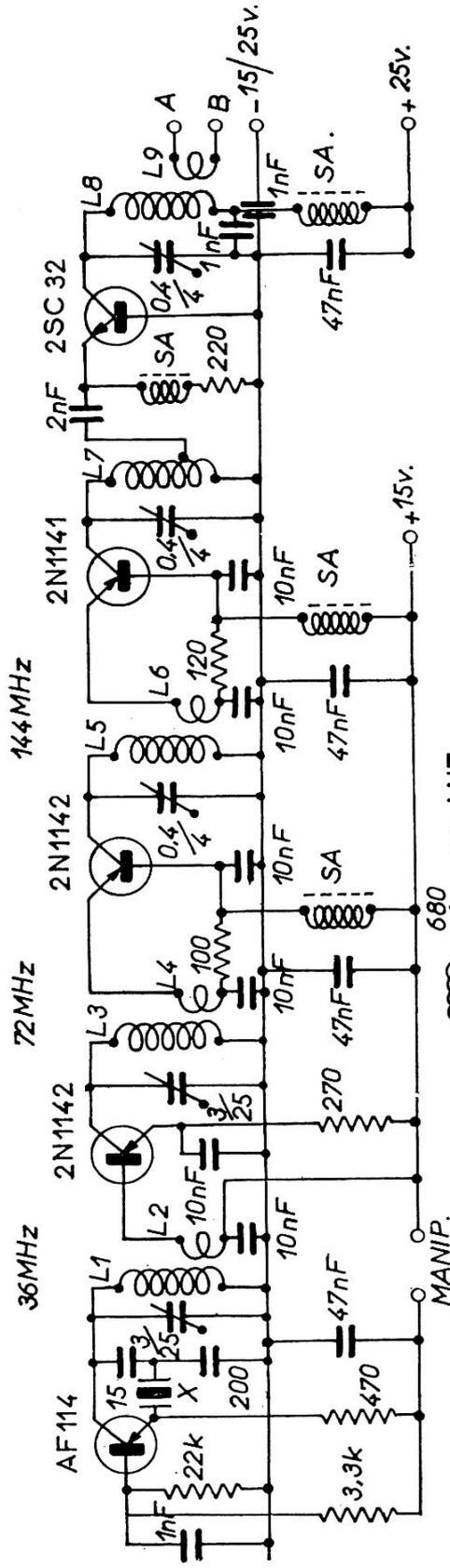


FIG. 90

- $L_1 = 10$ 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_2
 - $L_7 = 5$ 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.

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.

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 téléphonie, 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.

La manipulation s'effectue simplement en coupant l'alimentation de l'oscillateur et ceci sans qu'à la réception on note de pialement appréciable. Tous les étages multiplicateurs ou ampli étant normalement réglés au-delà du cutt-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).

Emetteur 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. 91).

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.

Etant 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 μF . Pour un micro cristal, attaquer sur la base avec 50 à 100 Kohms 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 donc 30 V crête sur le collecteur. Si l'on module à 100 %, on double la tension d'alimentation, on adonc 60 V sur le collecteur. Au delà le transistor rend l'âme.

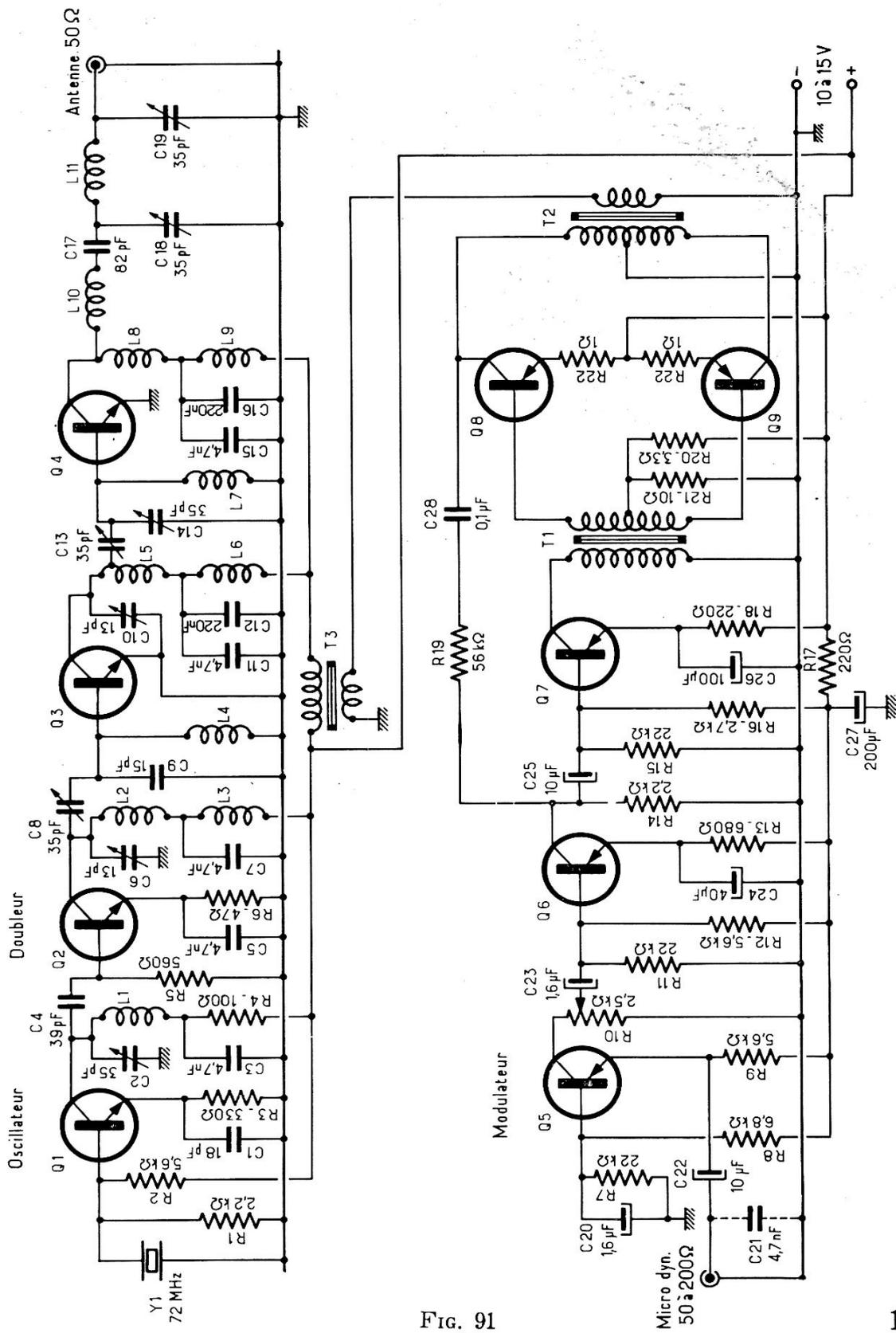


FIG. 91

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 !).

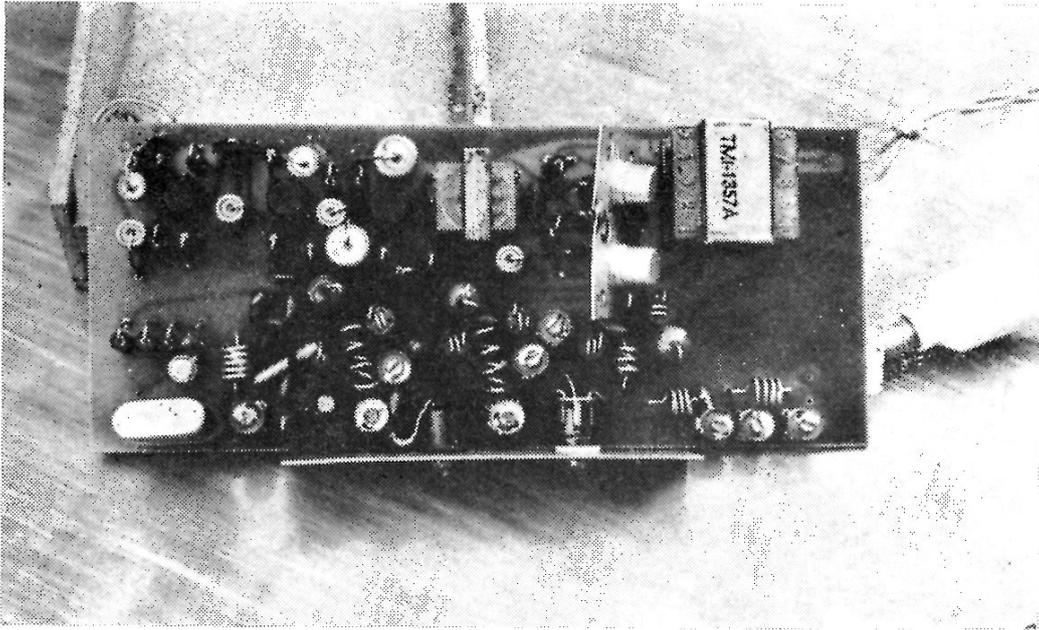


FIG. 91 bis

REALISATION

L'ensemble est réalisé sur un circuit imprimé conforme à la figure 92, représenté à l'échelle 1/1, vu du côté soudure. Il suffit d'un papier calque pour le reproduire.

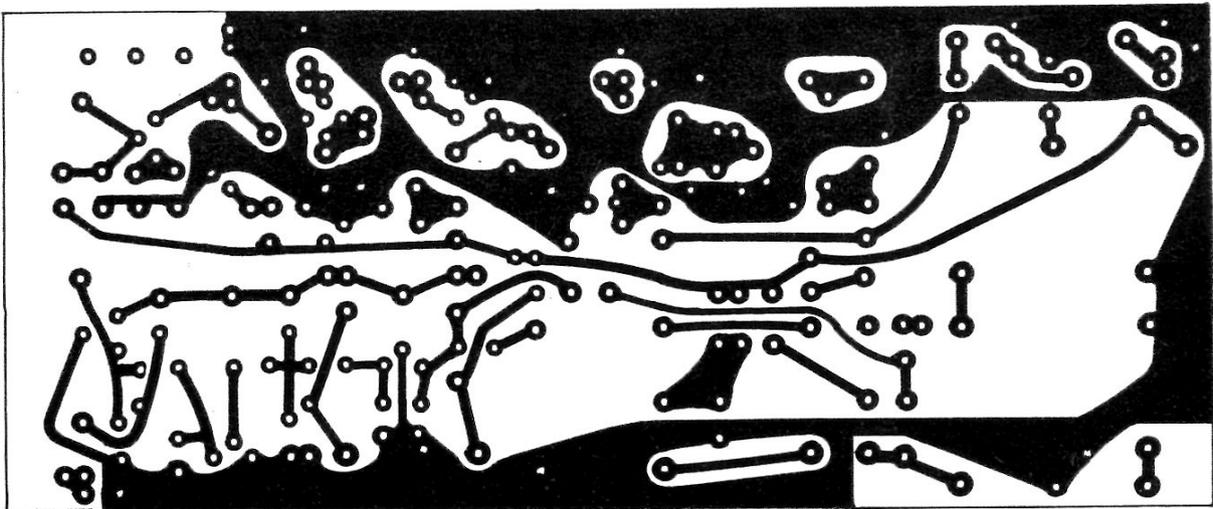


FIG. 92

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.

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 peut être nécessaire de placer un condensateur de 1 000 à 2 000 μF entre + et masse pour éliminer certains accrochages BF.

TRANSISTORS UTILISES

$Q_1 = \text{MM 1941}$
 $Q_2 = \text{MM 1943}$ }
 $Q_3-Q_4 = \text{2N3309}$ } sur refroidisseur
 $Q_5-Q_6-Q_7 = \text{STF252-OC71 etc...}$
 $Q_8-Q_9 = \text{STF131 ou 145}$

$L_1 = 7$ 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 :

$Q_2 = \text{2N3137 (Fairschild)}$
 $Q_3 = \text{PT3502}$ }
 $Q_4 = \text{PT5694}$ } TRW
 $Q_8 = Q_9 = \text{SFT212 (COSEM)}$

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 $2 \times \text{SFT112}$ 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.

Exciteur 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. 93).

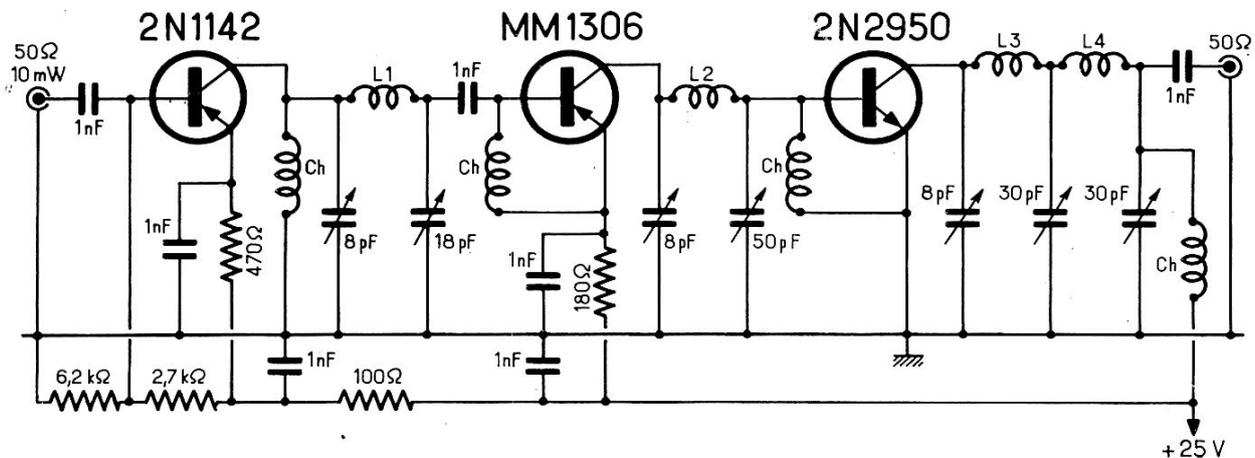


FIG. 93

L'étage d'entrée présentant une impédance de 50 Ω 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 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 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.

La tension commune d'alimentation est de 18 V (négatif à la masse). Tous les transistors utilisés sont des 2N2218 Motorola. Le premier étage, oscillateur, utilise un quartz overtone 48 MHz miniature et est monté en émetteur commun. Le circuit de sortie est accordé sur la fréquence du cristal et le second étage, en montage à base commune, triple cette fréquence, selon un processus classique. Nous trouvons ensuite un étage driver qui délivre une puissance suffisante pour exciter le PA composé de $2 \times 2N2218$ en parallèle, tous transistors montés en base commune et munis de refroidisseurs à ailettes, indispensables du fait de la dissipation notable d'énergie thermique qui doit être rayonnée vers l'extérieur. Le montage est simple et la réalisation très compacte (150×50 mm), sur circuit imprimé. On pourra s'en inspirer éventuellement, bien que, comme le font de nombreux constructeurs, les valeurs des bobinages et les détails de construction de ceux-ci ne soient pas révélés. Toutefois, connaissant tous les autres éléments, avec un peu de pratique, il est facile de reconstituer des circuits oscillants dont la fréquence de résonance est connue (fig. 94).

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

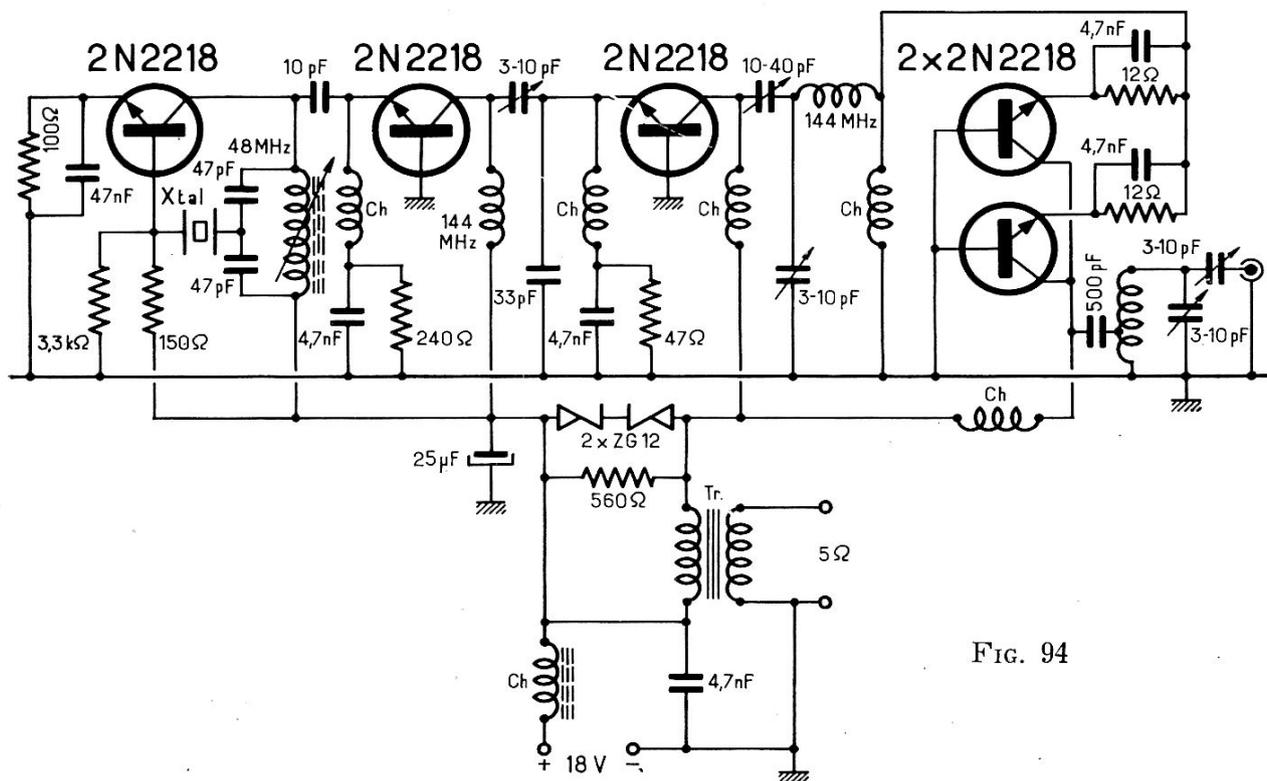


FIG. 94

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.

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 plus puissants émetteurs 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, entendons nous bien, avec des 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-il 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. 95).

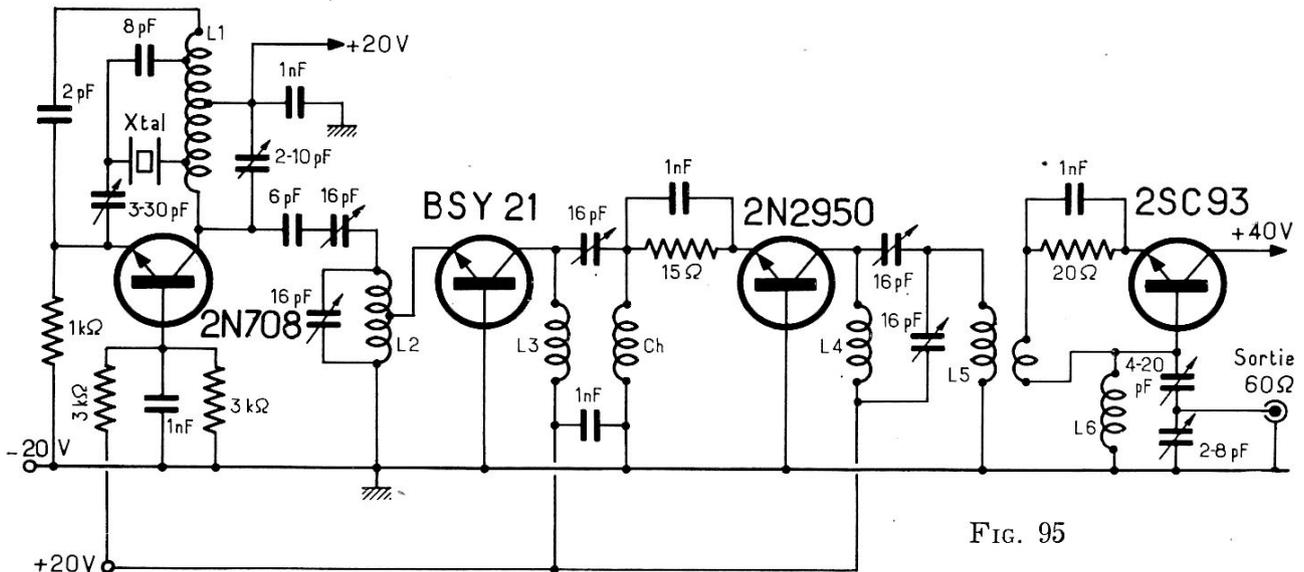


FIG. 95

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 $L_5 = 1$ 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

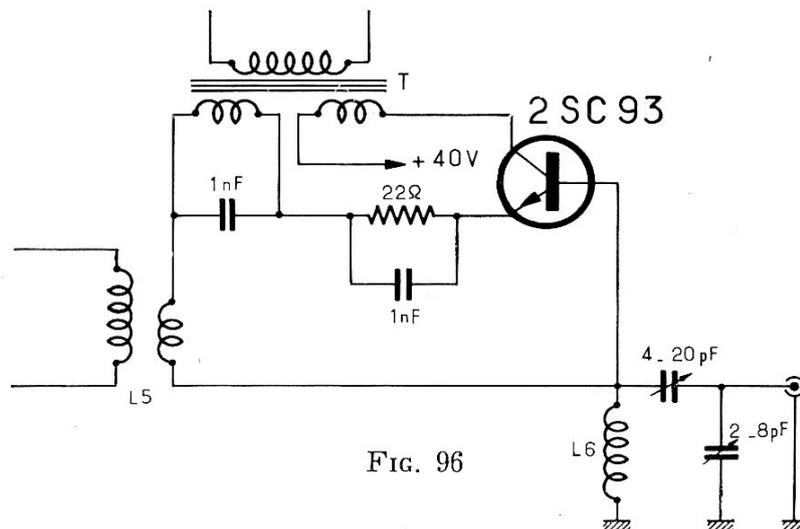
qu'une dérive de 5 kHz. Dans le schéma d'oscillateur overtone préconisé, la capacité interne du transistor est neutralisée par le condensateur de 2 pF qui réunit l'extrémité de L_1 à l'émetteur.

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 96. 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. 97). 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.

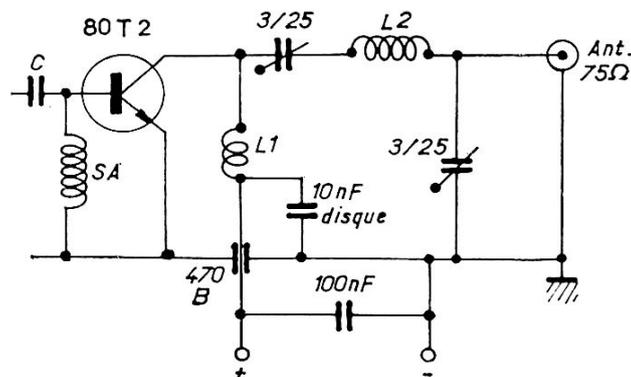


FIG. 97

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 un 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).

$$L_1 = 2 \text{ sp. } 15/10 \text{ arg. } \varnothing 9 \text{ L } 5.$$

$$L_2 = 3 \text{ sp. } 15/10 \text{ arg. } \varnothing 10 \text{ L } 19.$$

SA = 10 spires 4/10 émaillé en tore sur perle ferroxcube \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 Méssa 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.98) 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.

$$L_1 = 1 \text{ sp. } 18/10 \text{ arg. } \varnothing 8 \text{ L } 6.$$

$$L_2 = 3 \text{ sp. } 18/10 \text{ arg. } \varnothing 10 \text{ L } 13.$$

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 75 Ω . 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.

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.

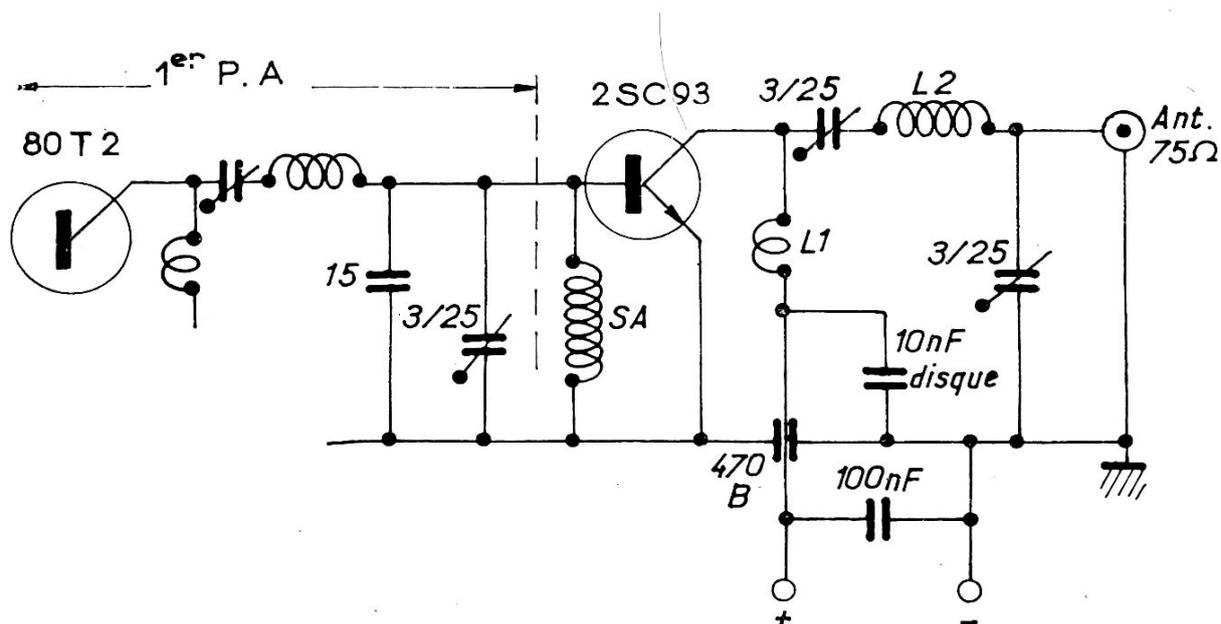


FIG. 98

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, on ne sort vraiment que du 145 MHz.

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, fi-

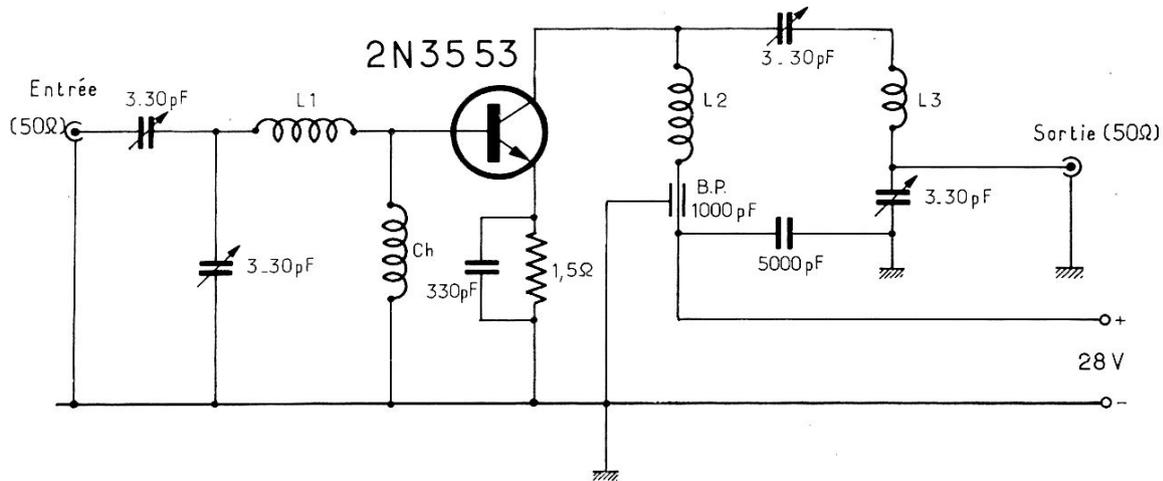


FIG. 99

gure 99, 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.

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 = tours, fil émail 5/10 en tore sur perle ferrite.

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. 100) montre un étage pouvant délivrer plus de 10 W de sortie.

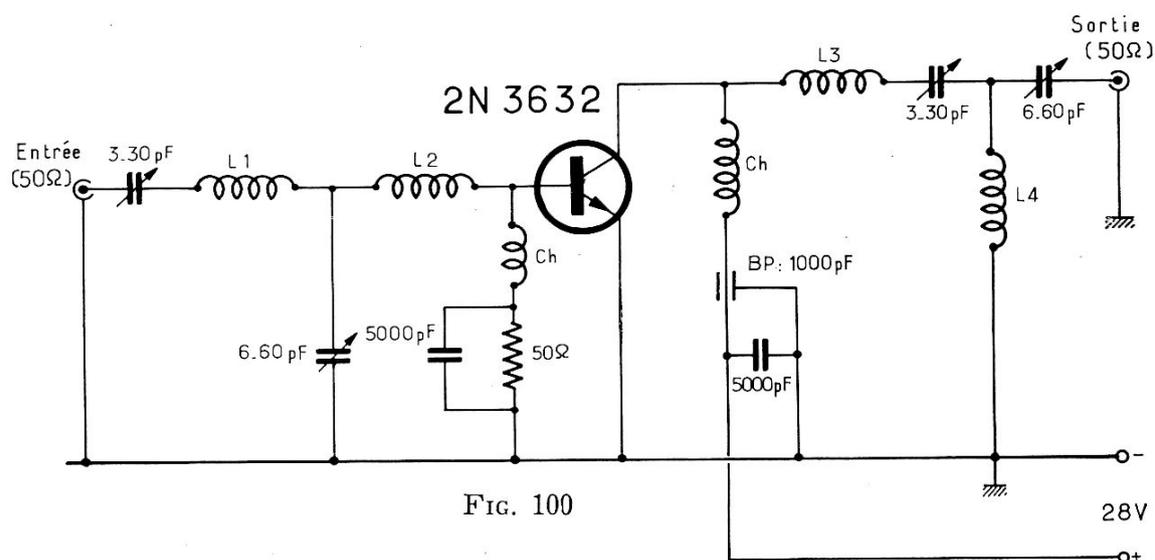
$L_1-L_3 = 4$ tours fil argenté 8/10 mm, diamètre 7 mm. Longueur 5 mm.

$L_2 = 1$ 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 = comme ci-dessus.

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.

Emetteur 144 MHz - 10 W HF

C'est un montage proposé par TRW (Technique et Produit). Il a été réalisé par un amateur (F8ZV) d'après le manuel d'application et avec du matériel d'importation de la firme précitée.

Partant d'un exciteur 144 mW, 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. 101).

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.

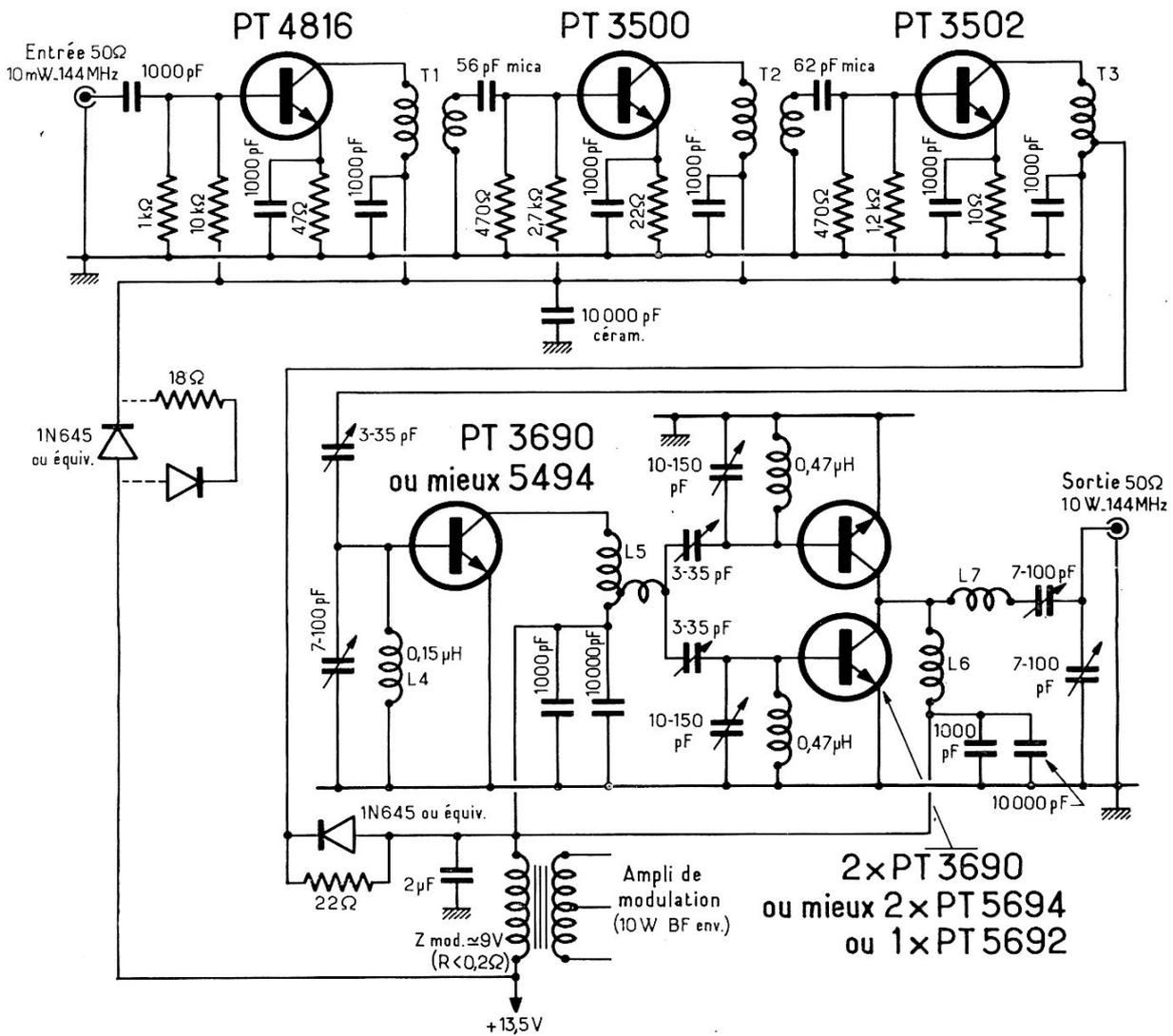


FIG. 101

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.

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

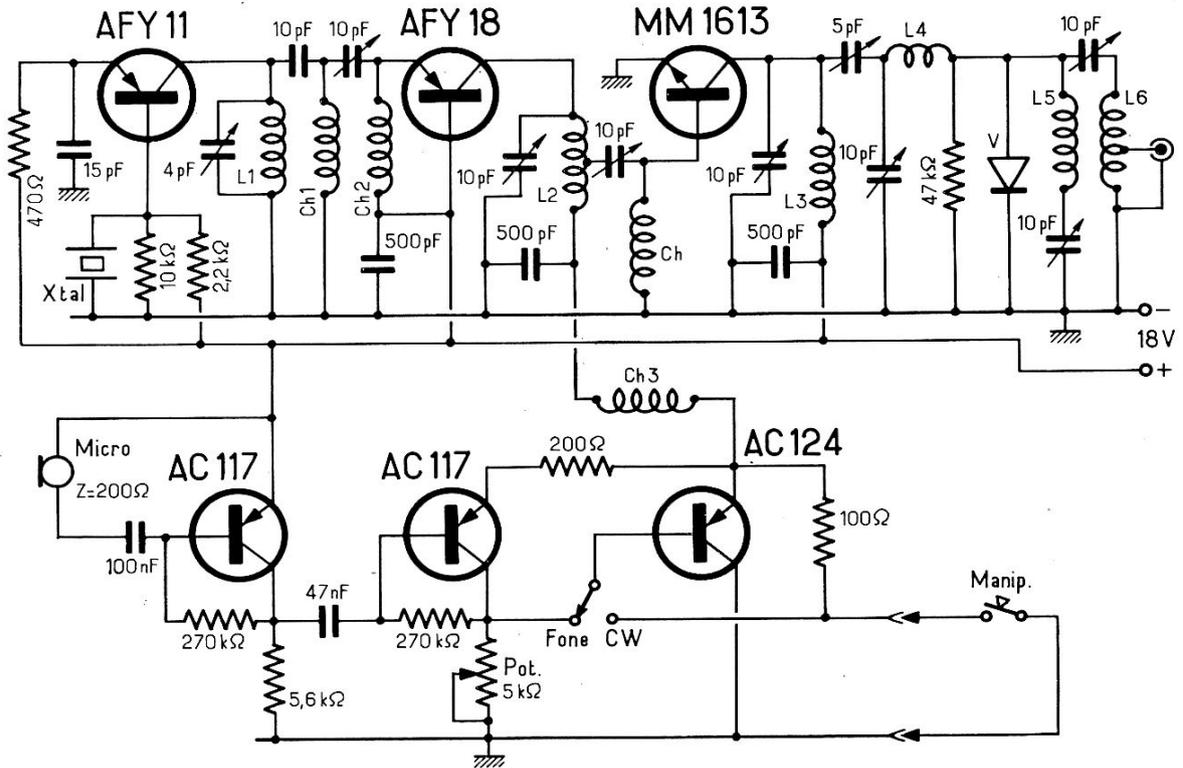


FIG. 102

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).

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 de 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 un AFY11-AFY18.

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 ci-dessous 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.

Généralités sur les diodes « Varactor »

On désigne sous le nom de « varactor » des diodes au silicium à capacité variable, et à coefficient de qualité élevé, spécialement étudiées pour la multiplication des très hautes fréquences.

La plupart des firmes spécialisées dans les semi-conducteurs ont étudié et mis au point des varactors dont certains peuvent, (comme le Motorola MV1808) encore fournir 5 W HF à 3 000 MHz avec un rendement de plus de 40 %.

De telles performances permettent d'affirmer qu'il s'agit là d'une des découvertes les plus spectaculaires de ces dernières années. Sans entrer dans le détail, disons que l'on rencontre deux sortes de diodes à Varactor : propres à l'utilisation en multiplicateur de fréquence :

1° Les diodes à jonction abrupte, c'est-à-dire à transition brusque de la couche N à la couche P.

2° Les diodes à jonction graduelle, qui admettent les plus grandes puissances, et se distinguent par une composition particulière du matériau intermédiaire entre N et P qui constitue la jonction.

Jusqu'à 500 MHz, les circuits peuvent être constitués par des bobines conventionnelles ; au-delà, seules les cavités sont utilisables.

Outre les fréquences élevées que l'on peut atteindre avec des moyens simples, la solution du multiplicateur à varactor est beaucoup moins onéreuse que l'emploi de tubes très spéciaux et ne nécessite en dehors d'un matériel réduit, ni alimentation, ni modulation. On obtient sur la fréquence ainsi multipliée une puissance utile comprise entre 40 et 80 % de la puissance appliquée, selon la fréquence, le coefficient de multiplication adopté et l'amplitude de l'excitation.

Les exigences des amateurs sont naturellement plus modestes et se limitent au maximum à la bande 432 MHz. C'est pourquoi on trouvera ci-dessous quelques suggestions intéressantes de doubleurs et tripleurs 144 et 432 MHz pouvant faire suite à un émetteur-exciteur à transistors et délivrer non pas des dizaines de milliwatts mais des dizaines de watts...

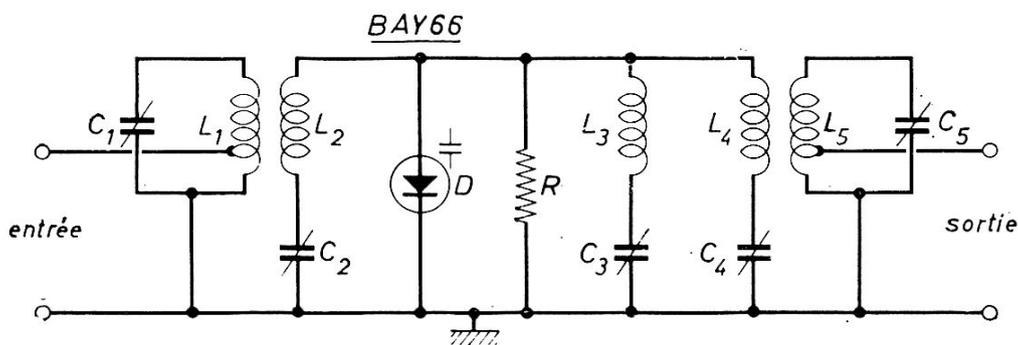


FIG. 103

Dans tous les montages, le varactor est disposé en parallèle sur les circuits d'entrée et de sortie. C'est la disposition qui permet la meilleure adaptation et aussi la réjection la plus efficace des fréquences indésirables.

Le circuit L_3-C_3 de la figure 103 est appelé communément « idler ».

Il est accordé, dans un tripleur, sur le double de la fréquence d'entrée et sert à augmenter le rendement. Mettant en évidence l'harmonique 2, il produit par mélange additif, l'harmonique 3 dans le circuit oscillant de sortie.

**Doubleur de fréquence (72 - 144 MHz)
et tripleur de fréquence (48 - 144 MHz)**

Comme il est relativement aisé de produire en dessous de 80 MHz, une puissance respectable, il vient immédiatement à l'idée d'utiliser un émetteur à transistors, de puissance confortable, comme exciteur d'un étage final multiplicateur à varactor. Si l'on s'accorde la latitude de produire, sur une fréquence double ou triple, une énergie de l'ordre des deux tiers de l'énergie appliquée, la réalisation du projet ne comporte pas de difficultés : une diode varactor en doubleur ou tripleur, ne demandant ni alimentation, ni modulation, présente la solution immédiate élégante et rationnelle. Reste à choisir le facteur de multiplication (doubleur ou tripleur ?). Le tripleur, partant d'une fréquence plus basse, il est plus aisé de produire une puissance HF notable sur 50 MHz que sur 75 MHz. Mais... le rendement d'un doubleur est supérieur de 20 % à celui d'un tripleur !... Le varactor utilisé, ici, est un BAY66 (Radiotechnique) qui admet une excitation de 10 W.

Nous trouvons, figure 103, le schéma relatif à l'un et à l'autre, ainsi que toutes les données pratiques permettant de les réaliser : le montage doubleur est même plus simple encore puisque L_3-C_3 , sont à supprimer purement et simplement.

Les valeurs à adopter sont :

Doubleur 72/144 MHz :

$C_1-C_2-C_4 =$ ajustables « cloche », type professionnel, 2-25 pF.

$R = 100 \text{ k}\Omega - 1/4 \text{ W}.$

$L_1 = 3$ tours, fil émaillé 15/10 mm, prise à 3/4, diamètre 12 mm.

$L_2 = 7$ tours, même fil, même diamètre.

$L_4 = 4$ tours, fil émaillé 10/10 mm, diamètre 10 mm.

$L_5 = 2$ tours, même fil, prise à 1/2 tour, côté masse diamètre 10 mm.

Tripleur 48-144 MHz : L_4 - L_5 sans changement.

C_3 = ajustable « cloche », type professionnel 2-25 pF.

L_1 = 5 tours, fil émaillé 15/10 mm, prise à un tour, côté masse, diamètre 12 mm.

L_2 = 10 tours, fil émaillé 10/10 mm, diamètre 12 mm.

L_3 = 6 tours, fil émaillé 10/10 mm, diamètre 10 mm.

En conservant le même schéma de base, on peut remplacer ce type de varactor par d'autres soit de possibilités moindres (BA102 = 1 W) ce qui ne présente pas un grand intérêt, soit de possibilités plus étendues. Nous citerons le MA 4061B (Microwave Associated) qui accepte 25 W, et coûte sensiblement le prix d'un transistor de puissance moitié moindre, et la série des diodes Motorola 1N4386-4387-4388 qui admettent au moins 200 W d'excitation jusqu'à 100 MHz et présentent un rendement de 70 % environ, en doubleur.

Nous donnons d'ailleurs figure 104 un schéma très intéressant de doubleur push-push 50/100 MHz (qu'on peut extrapoler en 72/144 MHz) et réalisé autour de deux 1N4386.

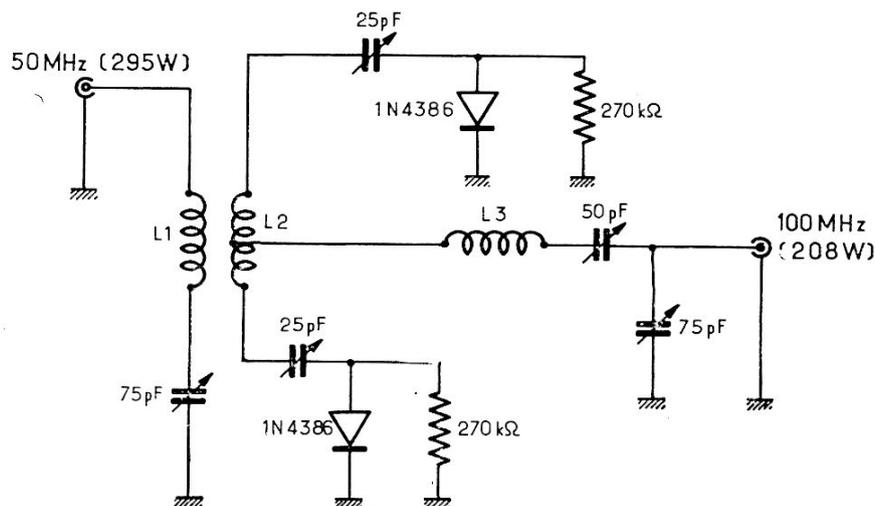


FIG. 104

A titre indicatif :

L_1 = 3 tours, fil 25/10 mm, diamètre 25 mm.

L_2 = 10 tours, même fil, même diamètre.

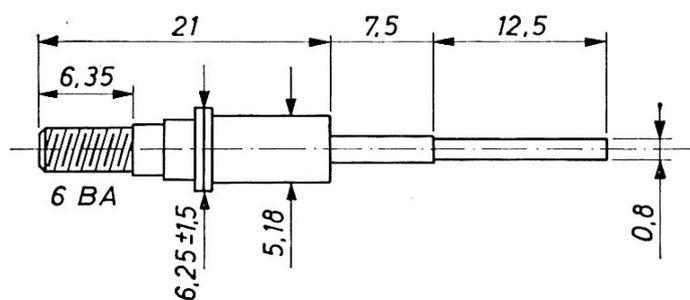
L_3 = 1 tour, même fil, diamètre 18 mm.

L'appellation push-push découle du fait que les deux diodes sont attaquées en position de phase et comportent une charge parallèle

commune ce qui permet de mettre en évidence les harmoniques pairs et de minimiser les harmoniques impairs. L'excellente linéarité du circuit fait qu'il se prête bien à la multiplication des signaux modulés en amplitude et qu'il convient aussi bien à l'émission en télégraphie qu'en téléphonie. On notera toutefois que lorsqu'un multiplicateur — (doubleur, tripleur...) — à varactor est excité par une tension modulée à 100 %, en amplitude, la puissance appliquée au repos doit être ramenée au quart de la puissance maximum admissible, valeur qui sera atteinte dans les pointes de modulation.

Tripleur 144/432 MHz à Varactor

La figure 106 représente le montage d'un tripleur de fréquence utilisant la diode à capacité variable (varactor) BAY66 Radiotechnique, que montre la figure 105, spécialement étudiée pour la multiplication de fréquence au moins dans les fonctions de doubleur et de tripleur. Le schéma en est très attrayant par sa simplicité et sa réalisation aisée. Quelques amateurs ont déjà expérimenté des montages semblables pour travailler sur la bande 70 cm, en partant d'un émetteur de puissance moyenne travaillant sur la bande 144 MHz et capable de fournir dans le cas présent une puissance HF d'environ 10 W. Le rendement est très intéressant puisqu'il est chiffré globalement à 80 %. Compte tenu de quelque 20 % de pertes dans le circuit et dans la diode, on peut obtenir dans les meilleures conditions et sur une fréquence de sortie triple de la fréquence d'entrée, 60 % de la puissance HF appliquée et ce, sans que l'étage requière la moindre



Dimensions en mm

FIG. 105

source d'alimentation. Le circuit « idler » (passif) est constitué par L_2-C_3 dont la fréquence de résonance est double de la fréquence d'entrée (288 MHz). Le circuit L_1-C_2 résonne sur 144 MHz et L_3-C_4 sur la fréquence de sortie (432 MHz). La charge est L_4-C_6 sur laquelle

on a ménagé une prise d'utilisation (130Ω environ). L_3-C_4 et L_4-C_6 , constituent un filtre passe-bande avec couplage en-tête par C_5 , et il convient que le couplage inductif L_3-L_4 soit de sens correct. La diffi-

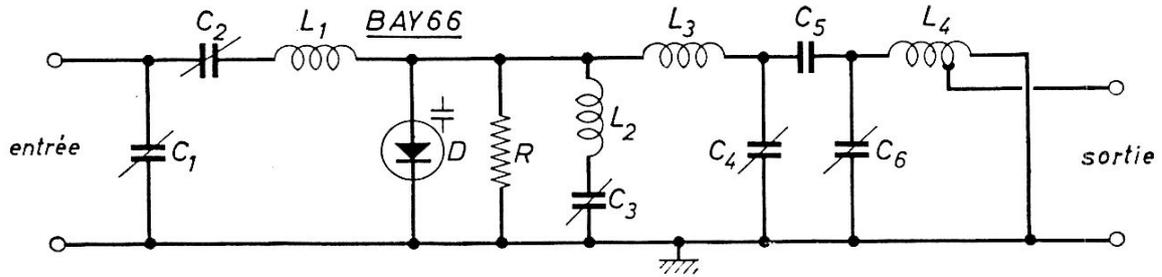
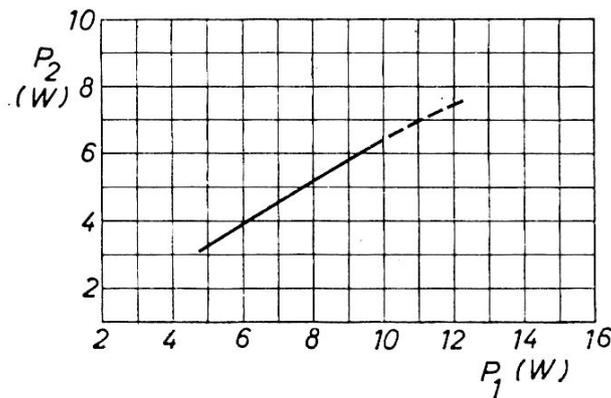


FIG. 106

Bobinages :

- $R = 100 \text{ k}\Omega \pm 10 \%$, $0,125 \text{ W}$;
- $C_1 = 25 \text{ pF}$, 300 V , trimmer à air ;
- $C_2 = 6 \text{ pF}$, 400 V , trimmer céramique ;
- $C_3 = C_4 = 3 \text{ pF}$, 400 V , trimmers céramiques ;
- $C_5 = 2 \times 0,8 \text{ pF} \pm 0,25 \text{ pF}$, 500 V , céramique (reliés en série) ;
- $C_6 = 6 \text{ pF}$, 400 V , trimmer céramique ;
- $L_1 = 6$ tours fil cuivre argenté $\phi 1 \text{ mm}$; diam. de bobine : 11 mm ($0,33 \mu\text{H}$) ;
- $L_2 = 4$ tours fil cuivre argenté $\phi 1,5 \text{ mm}$; diam. de bobine : 9 mm ($0,13 \mu\text{H}$) ;
- $L_3 = 2$ tours fil cuivre argenté $\phi 2 \text{ mm}$; diam. de bobine : 7 mm ($0,05 \mu\text{H}$) ;
- $L_4 = 60 \text{ mm}$ de ruban cuivre argenté de $4 \text{ mm} \times 1,5 \text{ mm}$, à 8 mm au-dessus du châssis, prise à $14,5 \text{ mm}$ à partir du côté « froid ».



Puissance de sortie P_2 du tripleur de fréquence en fonction de la puissance d'entrée P_1 .

FIG. 107

culté 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 légè-

rement 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 avec une résistance élevée. La valeur choisie ($100\text{ k}\Omega$) est un compromis satisfaisant.

Chapitre IV

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 quatre montages éprouvés. Les deux premiers 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.

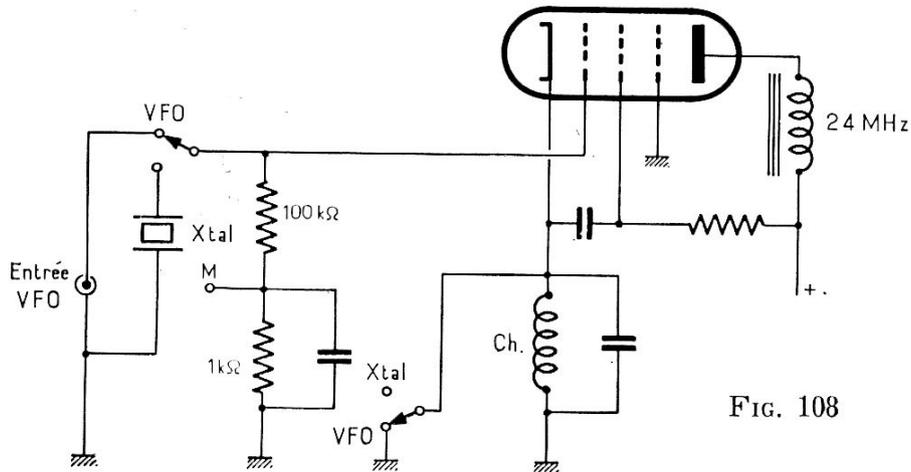
Les deux derniers montages sortent sur 24 MHz et comportent, l'un, son propre modulateur NBFM incorporé, l'autre une commande de fréquence par Varicap qui élimine tout condensateur variable et par conséquent une cause d'instabilité mécanique.

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.

Nous allons étudier quelques réalisations éprouvées qui sont utilisées journallement par des amateurs travaillant sur 145 ou 435 MHz.

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 108, de supprimer

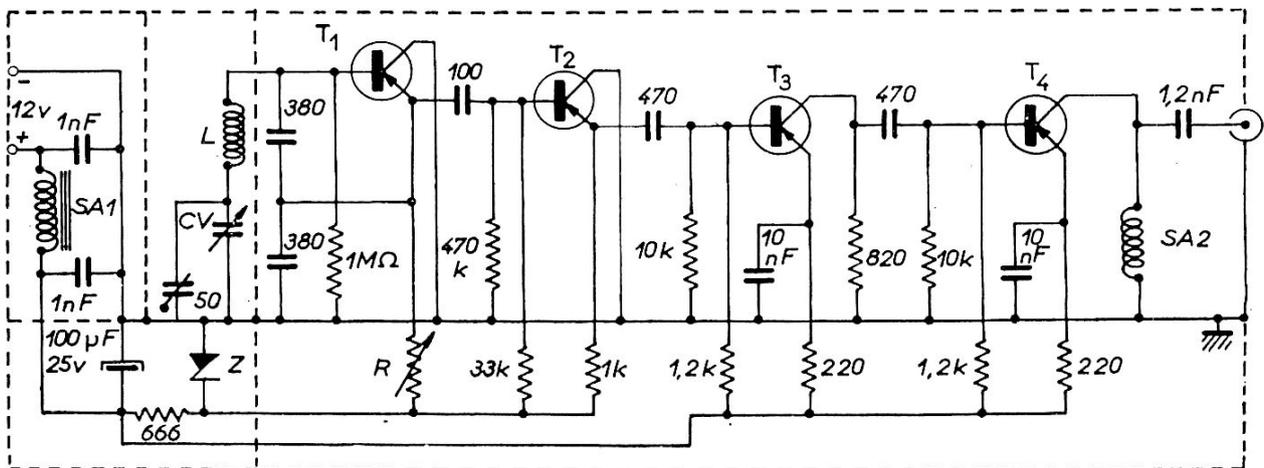


FIG. 109

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 (Cossem).

R = résistance ajustable 47 kΩ nominal (Matera).

le cristal d'origine et de ramener la cathode à la masse. Un commutateur 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. 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. Étant 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. 110).

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.

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 k Ω).

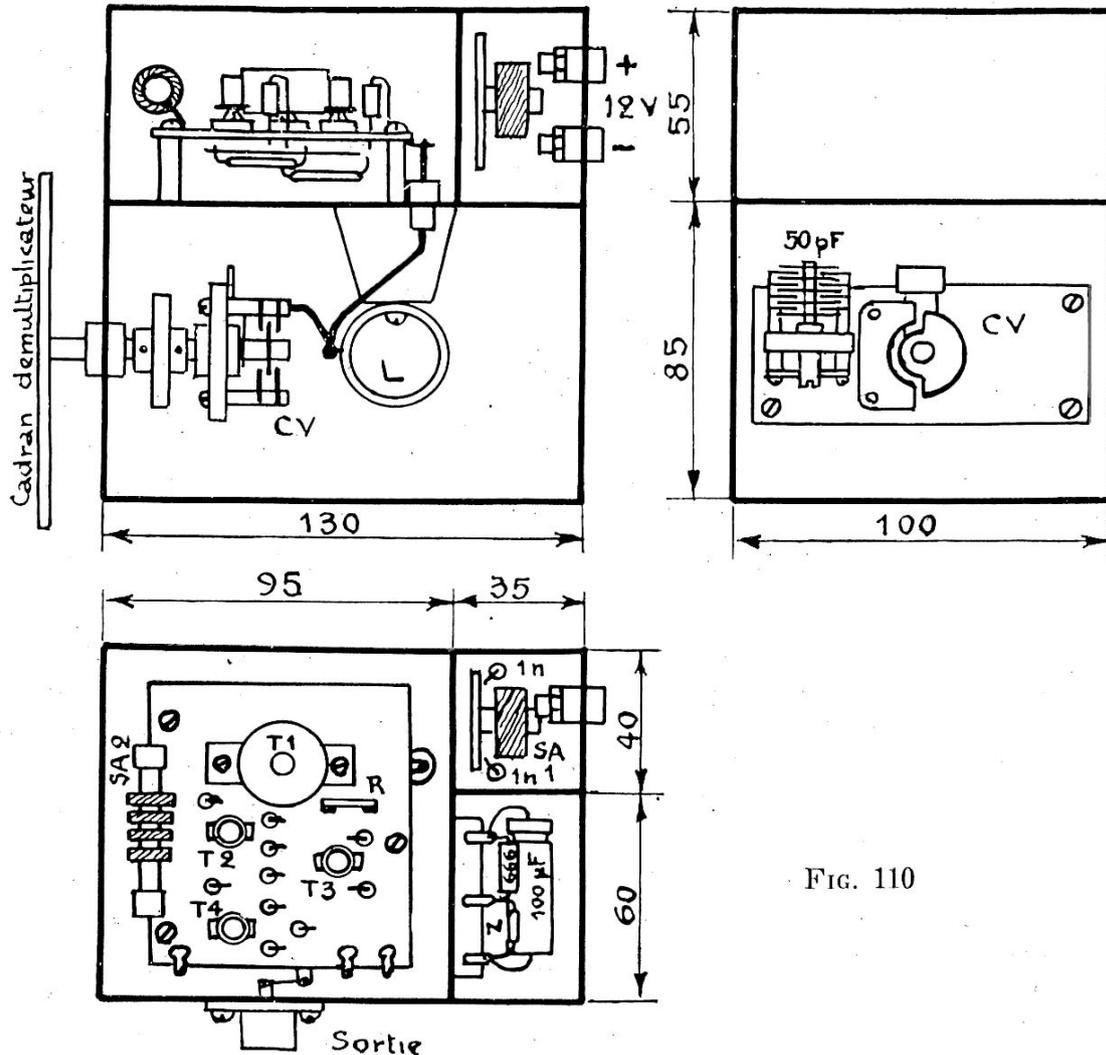


Fig. 110

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'excitateur 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.

VFO (8 MHz) à transistors N.P.N.

1° Version (fig. 111). — L'oscillateur, qui comme celui de tout circuit destiné à piloter un ensemble excitateur 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 réduite possible. Il en résulte, bien sûr, un niveau de sortie HF extrêmement bas, mais la stabilité est à ce prix.

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

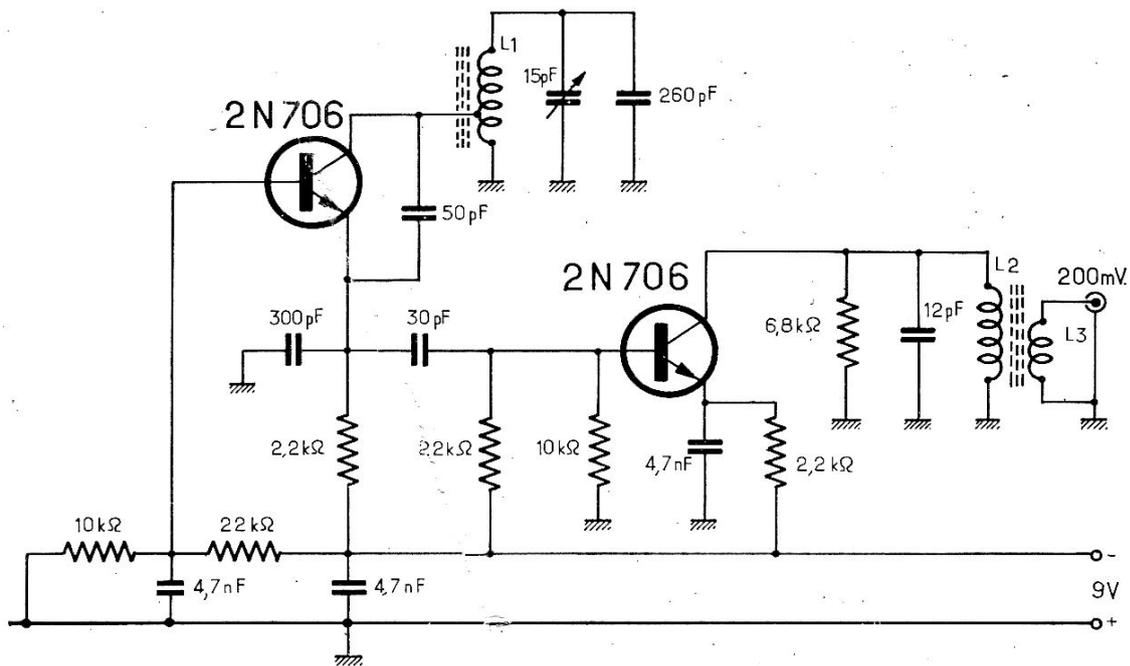


FIG. 111

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. 112). — 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

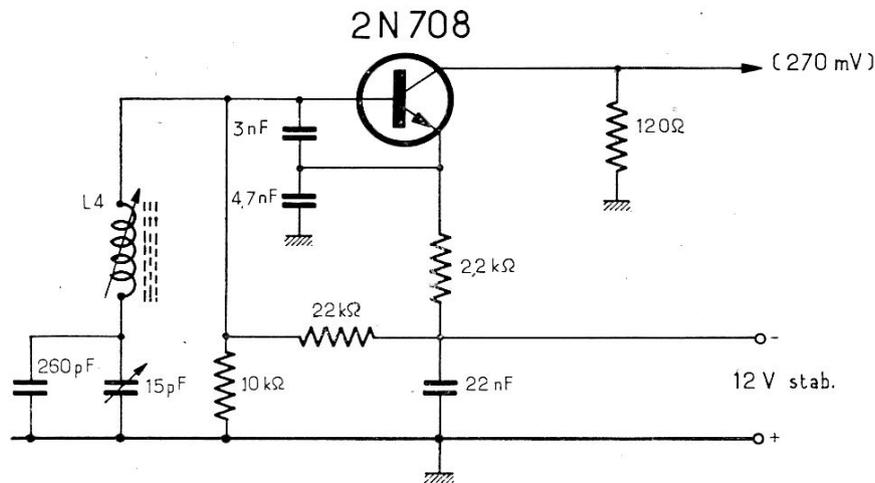


FIG. 112

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.)

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.

$L_1 = 14$ 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 (figure 113.)

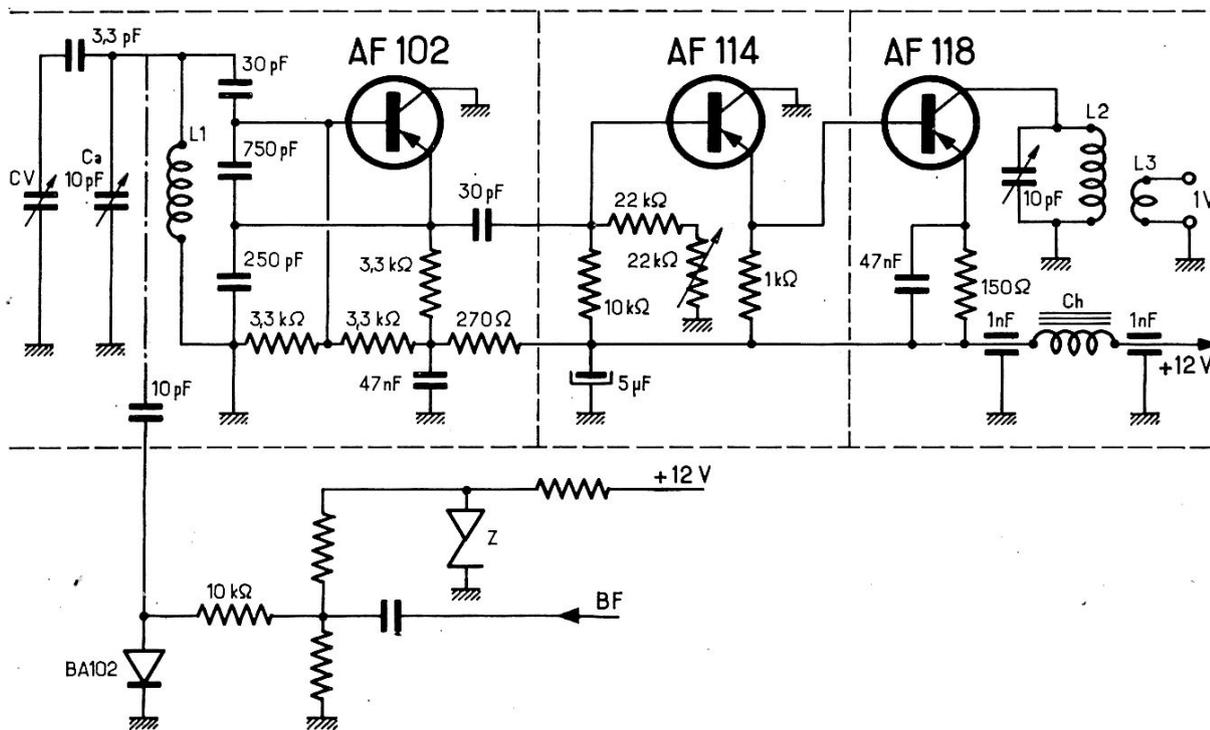


FIG. 113

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 kΩ (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 (175 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.

VFO (24 MHz), pour émetteur VHF, à commande de fréquence par diode Varicap

De nombreuses stations sont pilotées par des oscillateurs à fréquence variable. Nous en avons donné plusieurs descriptions par

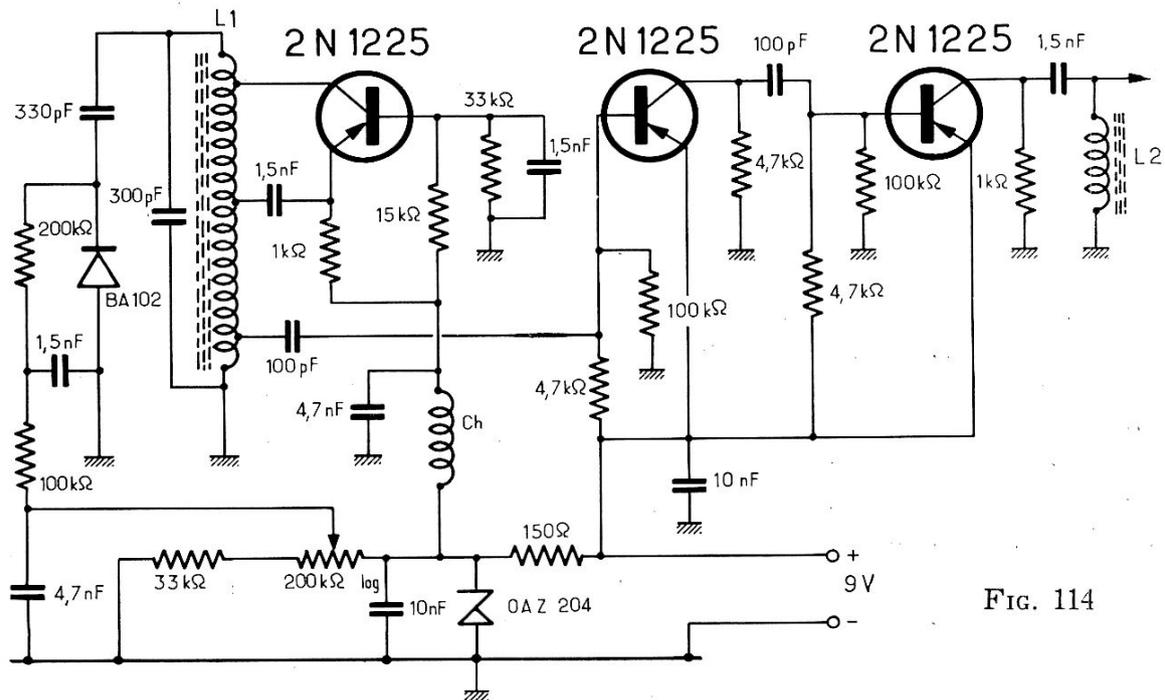


FIG. 114

Bobinages :

$L_1 = 12$ spires, fil émaillé 3/10, prises à 1 sp., 2 sp. et 6 sp. à partir de la masse. Espacement 1 mm entre spires. Bobinage enrobé d'araldite après mise au point. Mandrin LIPA \varnothing 10 mm
 $L_2 = 10$ spires jointives, fil émaillé 5/10 mm. Mandrin LIPA 8 mm
 $ch = 32$ spires fil 4/10 mm, jointives, en l'air, \varnothing 5 mm.

ailleurs. Celle que nous proposons ici présente l'originalité de ne comporter aucun condensateur variable, au moins dans le sens où on l'entend habituellement mais utilise en parallèle sur le circuit oscillant, une diode à capacité variable ou Varicap et dont la capacité varie avec la tension qui est appliquée à ses bornes. Elle présente au moins l'avantage d'une parfaite rigidité mécanique et, si la tension appliquée est constante, d'une parfaite stabilité.

L'oscillateur est un Hartley comportant une bobine L_1 , accordée sur 8 MHz par une forte capacité parallèle (300 pF). Un noyau de fer permet d'ajuster cette fréquence une fois pour toutes. En parallèle sur le tout, vient le circuit de la diode Varicap BA102 qui introduit une variation de capacité de 25 pF pour une variation de tension de 4 V. Le condensateur-série (330 pF) isole la bobine au point de vue courant continu et détermine l'étalement de la bande. En d'autres termes, si on désire un étalement plus large, il faut diminuer la valeur de la capacité-série.

La tension de l'oscillateur est stabilisée à + 6,8 V par une diode Zener OAZ 204.

Le signal HF est prélevé sur une prise ménagée à la base de L_1 et appliquée à la base d'un second transistor qui joue le rôle d'étage tampon et le dernier étage est un tripleur dans le circuit final duquel on met en évidence l'harmonique 3 (24 MHz). La liaison avec le premier étage de l'émetteur qui suit, s'effectue par un câble coaxial à faible capacité et de longueur réduite (50 cm maximum). On se reportera, figure 108 au schéma suggérant la modification d'un oscillateur Jones à lampe en amplificateur 24 MHz. Les tubes à grande pente EF184 sont particulièrement recommandés dans cette fonction.

CHAPITRE V

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 (figure 115) 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.

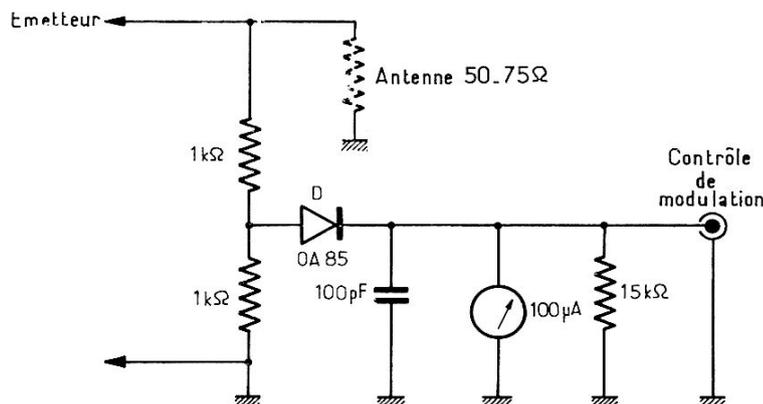


FIG. 115

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.

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 116.

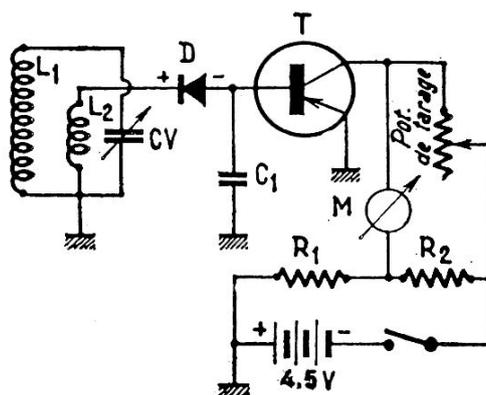


FIG.
FIG. 116

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 trolitul de 14 mm, en fil émaillé collé, de 0,3 mm, comme le montre la figure 117. Le bobinage s'effectue à spires jointives et l'on adoptera les valeurs suivantes :

				L_1	L_3	Ecart $L_1/L_2 = 6$ mm
2	—	6,4	MHz	55	6	
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 !

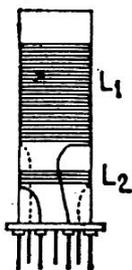


FIG. 117

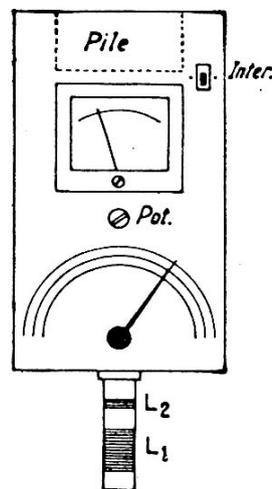


FIG. 118

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 L_1 . Le circuit CV- L_1 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. 119).

Un transistor HF, 2N309, qui pourrait être aussi bien un OC44, 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° sont mis en évidence dans le circuit d'utilisation, L_1 - L_2 . 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 :

$L_1 = 5, 3/4$ spires, fil 8/10 mm étamé, en l'air, diamètre 10 mm, longueur 16 mm.

$L_2 =$ « épingle à cheveux » faite de 80 mm de fil étamé de 10/10 mm, espacement 10 mm entre brins, éventuellement roulée ou pliée.

$L_3 = 120$ spires de fil émaillé fin, bobinées « en vrac », sur un mandrin LIPA de 6 mm de diamètre avec noyau.

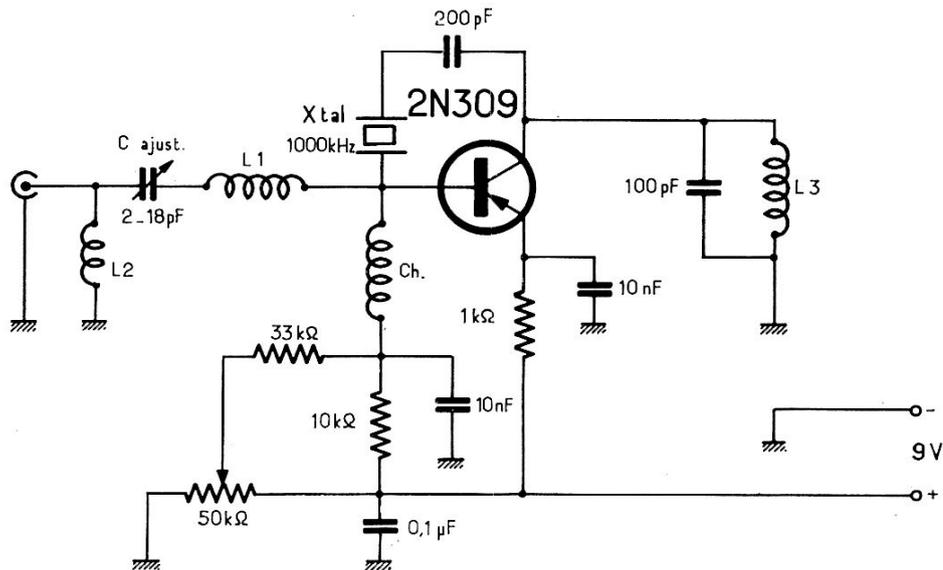


FIG. 119

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 120. 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-followeur à sortie en basse impédance. La tension d'alimentation est stabilisée par diode Zener.

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 50kHz, 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

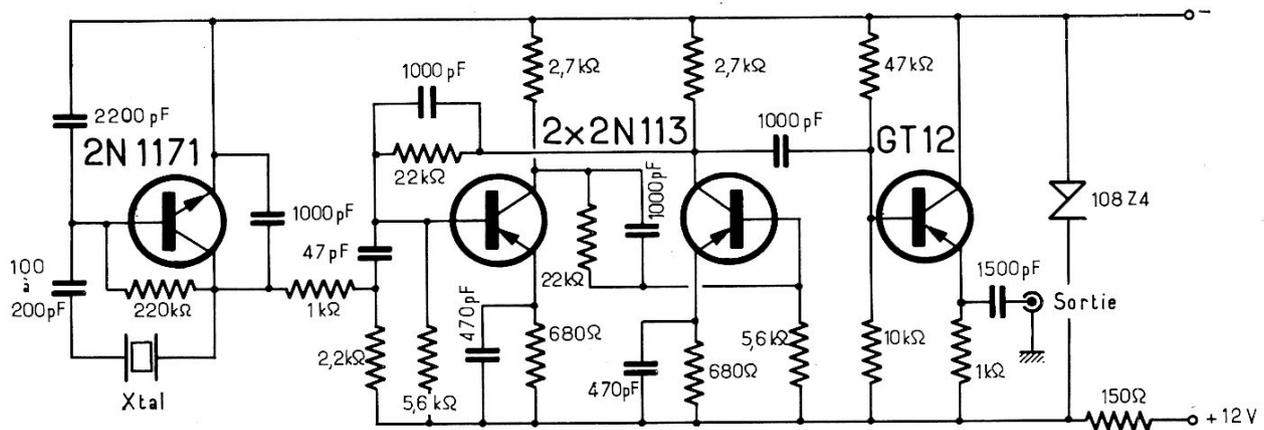


FIG. 120

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.

TABLE DES MATIÈRES

Avant-propos	7
--------------------	---

CHAPITRE PREMIER

Les Oscillateurs à transistors	11
Oscillateurs Colpitts et dérivés	12
Oscillateur Hartley et ses variantes	15
Oscillateur Pierce	17
Oscillateur multicanaux à un seul transistor	20
Oscillateur à deux transistors (Butler)	21
Oscillateur-Multiplicateur donnant des harmoniques de rang élevé	22
Approvisionnement en quartz pour les différents montages proposés	25

CHAPITRE II

La réception (VHF et UHF) des fréquences élevées

1. Les Récepteurs de début

Déectrice à super-réaction	27
Un récepteur simple à super-réaction	29

2. Les Convertisseurs

Convertisseurs 145 MHz à accord variable	32
Convertisseurs 145 MHz à 3 transistors à accord variable	35
Récepteur 144 MHz autonome à fréquence variable	37
Convertisseur 145 MHz à lignes, à oscillateur variable, commandée par Varicap	40
Convertisseur 145 MHz, piloté par quartz (Philco)	44
Convertisseur 145 MHz, piloté par quartz (Philips)	46
Convertisseur 145 MHz, piloté par quartz, 3 transistors	48
Convertisseur à 4 transistors	50
Convertisseur 145 MHz (F8CV) type Super	51
Convertisseur 145 MHz simplifié à 3 transistors	59
Convertisseur à 3 transistors NPN (K. H. Lausen)	62
Convertisseur 145 MHz à filtres de bande et 2 étages HF	64
Convertisseur à lignes à 2 étages HF (F8CV) type Perfo	67
Préamplificateur à transistor	71
Préamplificateur à cavité, à transistor	72
Tuner UHF - Bandes IV et V	74
Transformation d'un tuner UHF en convertisseur 432 MHz	76
Convertisseur 432 MHz transistorisé (F8CV)	79

Convertisseur 432 MHz tout transistors	87
Préamplificateur 432 MHz à faible bruit	91
Protection des transistors dans les récepteurs VHF	93

3. Les Modules à Moyenne Fréquence à accord variable

Récepteur module à super-réaction	95
Récepteur module (28-30 MHz) à accord variable	98
Module 28-30 MHz à oscillateur variable	99
Récepteur module (28-30 MHz) Cosem	101
Platine 1 600 kHz/480 kHz utilisant un module Orega	102
Module MF (1,6 MHz) et détection AM-FM-SSB destiné à compléter une platine à accord variable	106
S-mètre pour récepteur de trafic à transistors	109

CHAPITRE III

L'Emission VHF à transistors

Emetteur 145 MHz - 5 mW-HF	112
Deux transceivers transistorisés	116
Emetteur miniature 20 mW	120
Emetteur de télécommande 144 MHz	121
Emetteur de 100 mW complet	127
Emetteur 300 mW à 3 transistors NPN (F1.ES)	135
Emetteur avec des transistors « grand public » 150 mW	131
Emetteur L.A.S. 500 mW	136
Emetteur 145 MHz - 1 W-HF	139
Emetteur téléphonique 1 W-HF avec son modulateur	142
Exciteur et final 2 W (CW ou NBFM)	147
Emetteur de 4 W, tous transistors NPN (Laüsen)	148
Emetteur 6 W-HF	150
Essais de transistors de puissance en VHF	152
Suggestions pour d'autres étages de puissance	154
Emetteur 10 W-HF	156
Emetteur 432 MHz-150 mW	158
Généralités sur les diodes « Varactor »	159
Doubleur et tripleur de fréquence à Varactor	161
Tripleur 144/432 MHz à Varactor	163

CHAPITRE IV

Le pilotage des Emetteurs VHF par oscillateur à fréquence variable (VFO)

VFO 8 MHz pour la bande 144 MHz	168
VFO 8 MHz à transistors NPN	170
VFO 24 MHz à 3 transistors avec modulateur NBFM incorporé (F8CV)	172
VFO 24 MHz à commande de fréquence par diode Varicap	174

Quelques appareils de mesures à transistors pour la mise au point d'un émetteur ou d'un récepteur

Contrôleur HF/BF de sortie	177
Ondemètre - Mesureur de champ	177
Marqueur - Générateur d'harmoniques	180
Marqueur (50 kHz) à quartz	181

BIBLIOGRAPHIE

Radio-Ref (*Bulletin mensuel du Réseau des Emetteurs Français*)

DL-QTC (*Bulletin mensuel du D.A.R.C.*)

UKW-Beritche (*Magazine trimestriel allemand*).

Short-Wave Magazine (*Revue mensuelle anglaise*).

Le Haut-Parleur.

Documentations : *Philco - Radiotechnique - Motorola.*

Dépôts légaux : Editeur, n° 532
Imprimerie, n° 122 (4^e trimestre 1966)
S.P.I., impasse du Mont-Tonnerre, Paris
