

Sur 20 m en mobile...

UN TRANSCEIVER BLU TRANSISTORISÉ

CI. PAILLARD F2FO/M

Les émetteurs BLU présentés dans Radio-REF nous ayant définitivement convaincu de la supériorité incontestable de la BLU sur l'AM, nous avons décidé de transistoriser la station pour « faire du mobile ».

La pratique antérieure du mobile nous a démontré qu'un transceiver offre de multiples avantages comparé à un émetteur séparé du récepteur: les QSO étant à 75 % sur une même fréquence, ou à peu près en AM, ce pourcentage montant à 90 % en BLU. De plus, pour débiter sans trop de complications, nous avons choisi un ensemble monobande; les ennuis apportés par les multiples conversions de fréquences devenant plus importants avec un émetteur multibandes.

Cet équipement datant de près de 2 ans... a vieilli et nous connaissons maintenant les défauts qui se sont révélés avec l'âge!

Nous avons donc un émetteur/récepteur dont le schéma général est donné par la fig. 1. En fait, cette description portera surtout sur l'émetteur, car les récepteurs à transistors sont maintenant bien connus des OM.

RECEPTION

1°) **Ampli HF.** — Le signal 14 MHz venant de l'antenne est amplifié par un AF114, suivant la fig. 2. A ce point, divers transistors furent essayés (du AF115 au 2N1142) avec en fait assez peu de différence. Seul un essai prolongé avec adaptation parfaite des bobinages pour chaque type aurait donné quelque amélioration côté souffle, de plus sur 14 MHz des transistors « de course » ne peuvent pas grand chose de mieux qu'un transistor de la classe « 100 MHz » et par suite un AF114 fut conservé. La réelle différence avec un

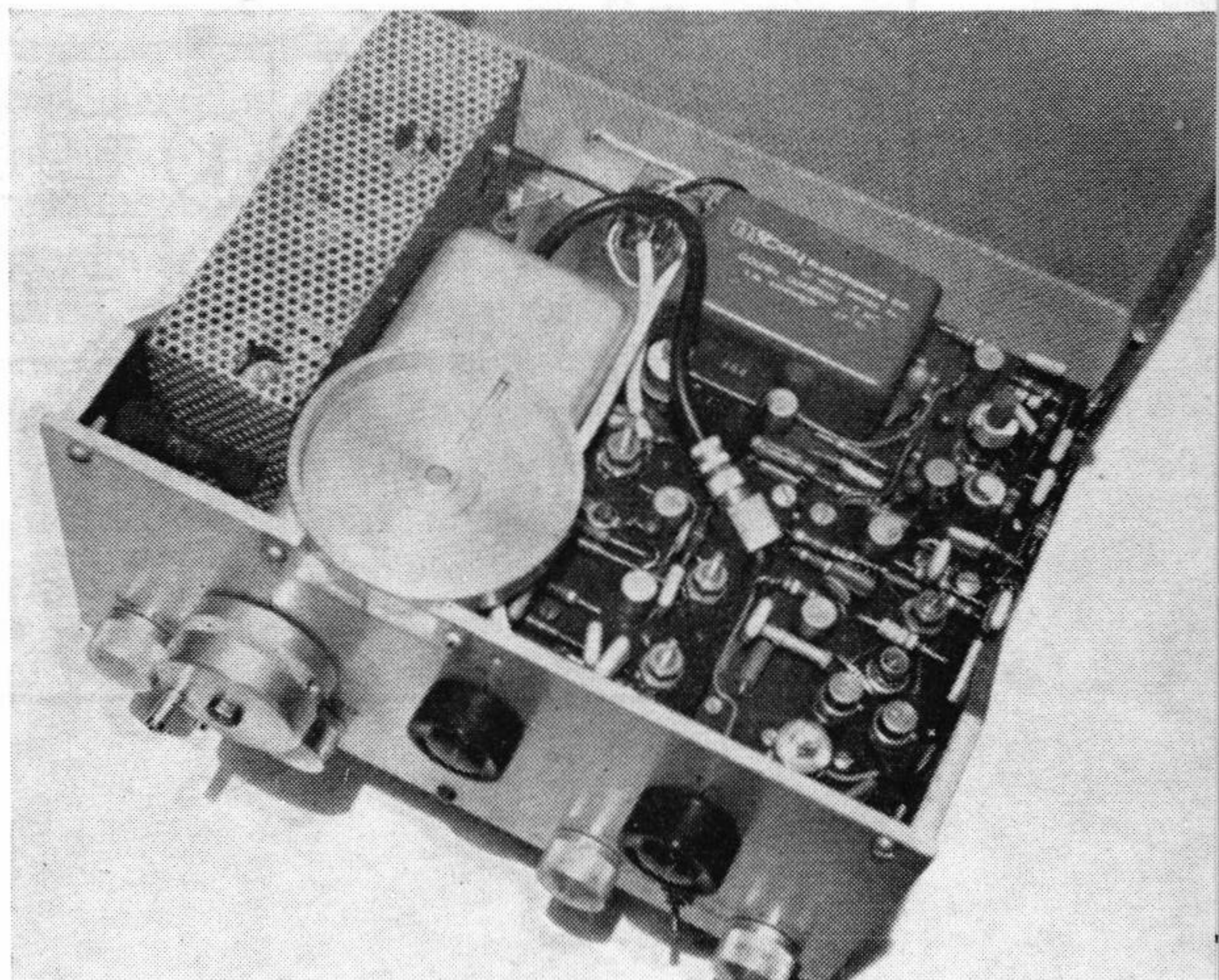
circuit HF équipé de tubes tient à la transmodulation assez importante en présence de signaux indésirables puissants; notamment hors bande, cet inconvénient peut être en partie combattu par un couplage plus faible du transistor aux bobinages d'entrée afin de conserver à ces derniers toute leur nervosité. Toutefois, il convient de ne pas aller trop loin dans cette voie, sinon l'amplification risque d'en souffrir. Par contre, un avantage du mobile tient au fait que « dans la nature » il y a peu de stations locales puissantes et que, de plus, les antennes à self au centre, par exemple, éliminent notablement tout ce qui n'est pas la bande de travail par leur grande sélectivité. Donc, et l'usage le prouve, ce qui est moyen en fixe devient bon en mobile.

Pour revenir au chapitre transistors, notons qu'à l'exception de ceux attaquant le tube final, tous sont d'un type courant, AF115 ou AF114 le plus souvent et que dans beaucoup de cas ils sont surabondants dans la fonction ou la fréquence de travail. Ceci permet de standardiser au maximum et donne l'assurance d'un remplacement aisé le cas échéant.

2°) **Mélangeur réception.** — Ici, nous mélangeons du 14 MHz issu de l'ampli HF avec le VFO, qui couvre de 5 à 5,350 MHz, ceci donnant une MF fixe de 9 MHz. Le montage est classique. Toutefois, quelques remarques sont à faire en ce qui concerne l'injection du VFO sur l'émetteur.

L'EXCITER, CAPOT RELEVÉ

A l'entrée gauche, sous le capot perforé, l'oscillateur 9 MHz et le modulateur équilibré. Ensuite, le VFO dans un boîtier séparé; le disque à la périphérie duquel sont gravées les fréquences est directement sur l'axe du CV afin d'éviter toute... ficelle de cadran. Le câble coaxial sortant du VFO alimente les 2 plaquettes C.I. passant du 9 au 14 MHz à l'émission et à la réception. Au fond, le filtre 9 MHz.



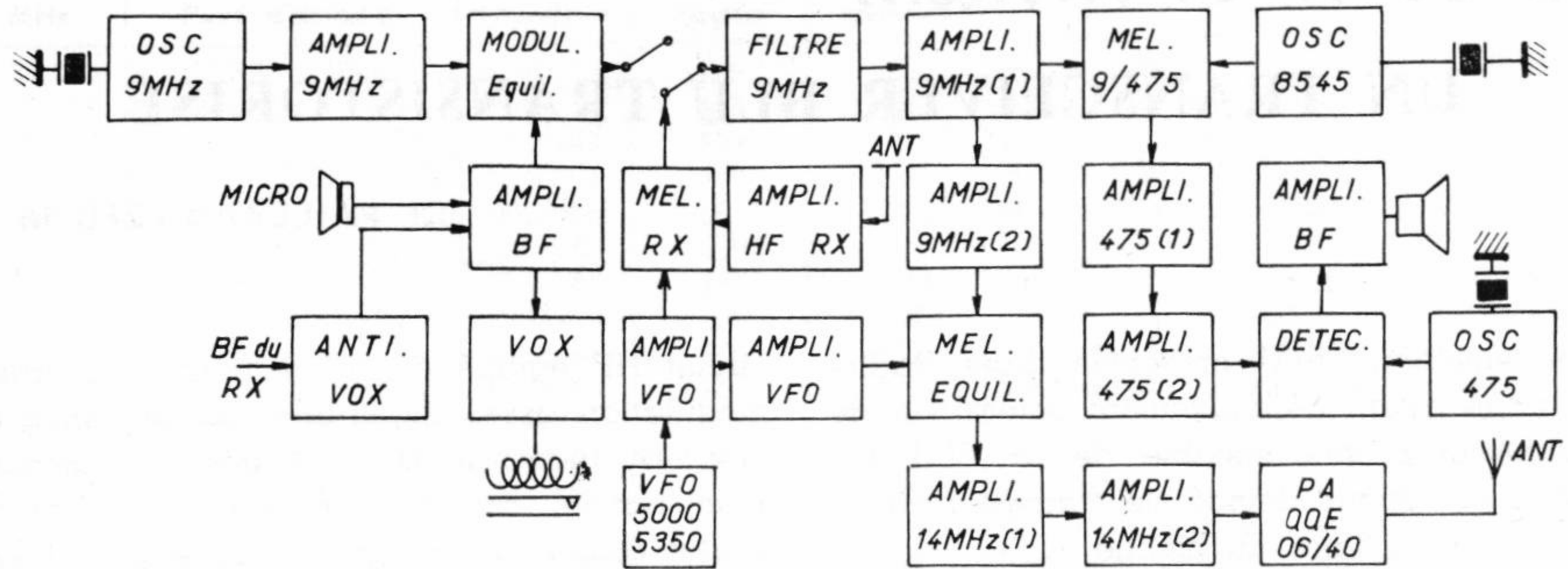


FIGURE 1
SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ENSEMBLE

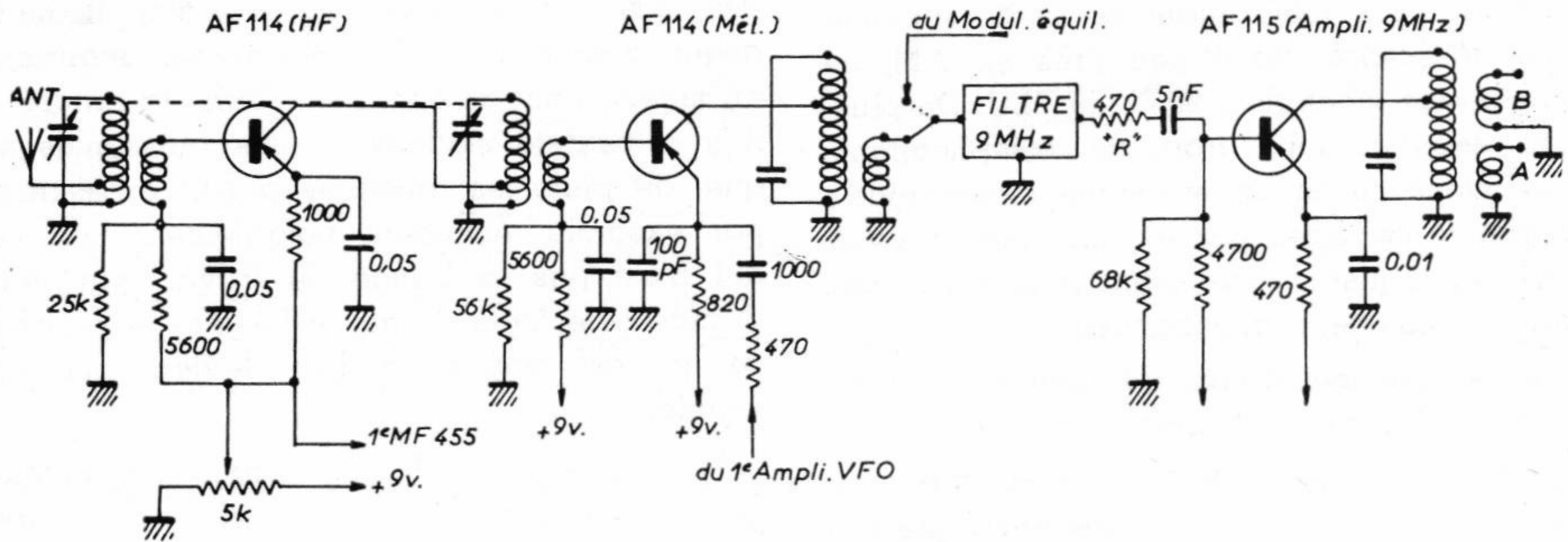
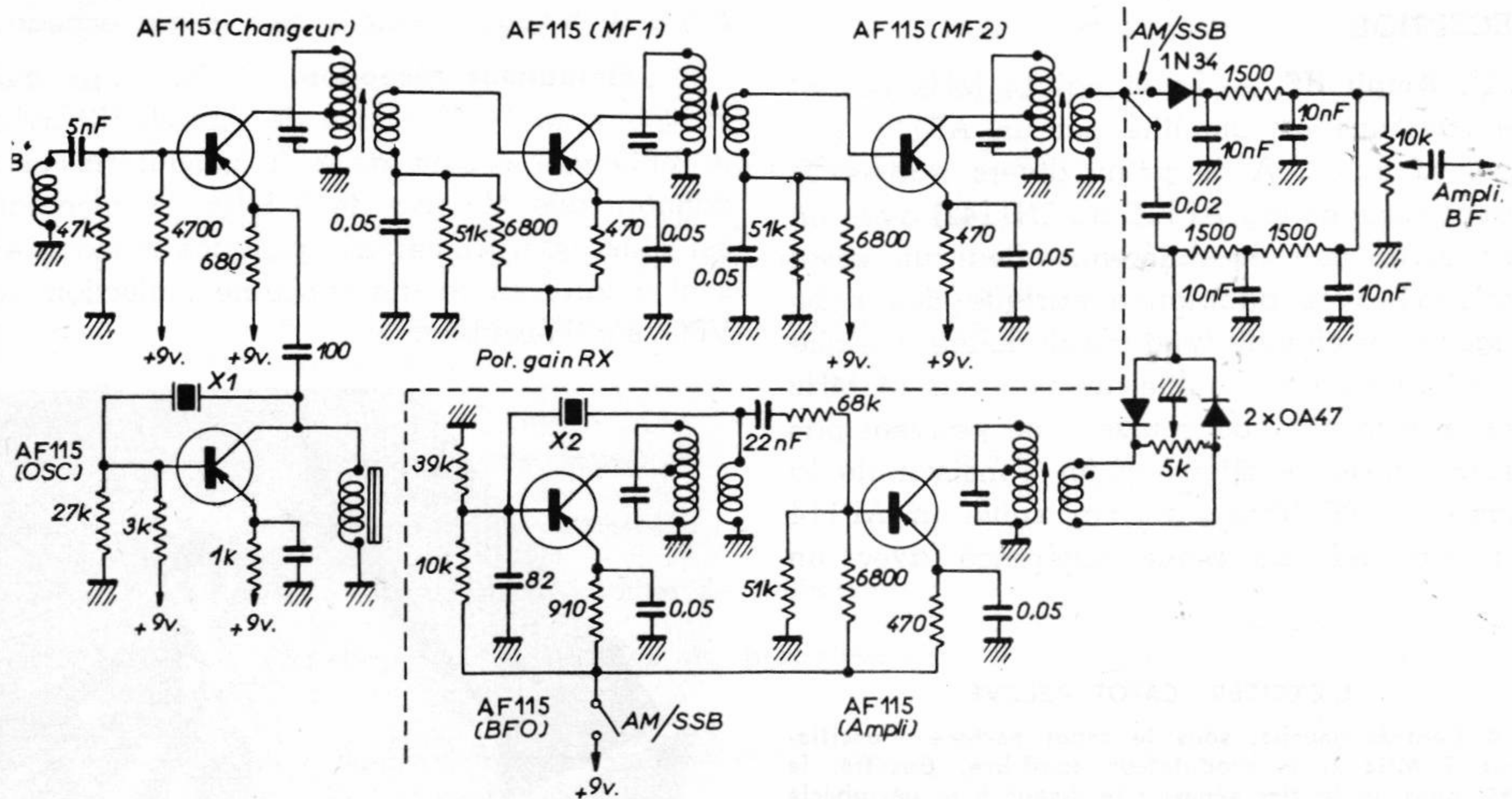


FIGURE 2

TETE HF DU RECEPTEUR
A : vers 2^e ampli 9 MHz émission.
B : vers changeur 9/475 réception.



MF RX — DETECTIONS
X1 : 8525 kHz environ (à ajuster).
X2 : FT241 = 473,5 kHz environ.

Tout d'abord, une résistance série venant du VFO permet d'ajuster la valeur du signal sur l'émetteur au niveau donnant un gain maximum pour un souffle minimum, donc il s'agit là d'un compromis qu'il sera bon de réaliser dans chaque cas particulier. Par ailleurs, il est souhaitable d'insérer un filtre passe-bande, centrée sur 5 MHz dans la sortie du VFO vers les circuits d'émission et de réception, ceci en place de notre simple liaison capacitive: en effet, l'onde sortante du VFO et de ses amplificateurs est assez chargée en harmoniques, notamment la troisième qui correspond à 15 MHz (proche de 14 MHz) et risque fort de passer, à l'émission, avec les ennuis qui en découlent.

3°) Amplificateurs de fréquence intermédiaires. — La sortie du mélangeur attaque le filtre utilisé également à l'émission, apportant ainsi une excellente sélectivité. La suite est sans grand intérêt et relève de la technique classique des récepteurs BCL.

Toutefois, nous avons commis une erreur en effectuant un deuxième changement de fréquence pour passer du 9 MHz au 475 kHz de l'ampli MF proprement dit. Cette façon de faire a été motivée par la crainte des accrochages si toute la chaîne MF à grand gain s'était trouvée sur 9 MHz dans un volume aussi faible que celui de l'ampli réalisé avec le 475 kHz. En fait, la réalisation, par ailleurs, d'un deuxième ampli sur 9 MHz, a montré qu'avec quelques précautions cela est possible et offre plusieurs avantages non négligeables :

a) possibilité d'avoir le même ampli à l'émission et à la réception ;

b) élimination des oscillateurs 8525 et 475 kHz ;

c) utilisation du quartz de départ en émission et réception, puisqu'il fera office de BFO.

—Donc, avis aux amateurs et... mea culpa !

Le détecteur de produit est à signaler, car il fonctionne fort bien et n'est autre qu'un modulateur équilibré d'émetteur retourné.

Nous laisserons donc maintenant le RX pour nous occuper de l'émetteur qui est la partie vraiment intéressante.

EMISSION

Comme tout commence par la BF, nous allons débiter par cette partie.

Un micro dynamique (ancien écouteur reconverti) attaque une chaîne d'amplification

classique qui se termine avec un transfo BF miniature (TRSS11-Audax) dont le secondaire attaque deux voies :

1) le modulateur équilibré que nous laissons de côté pour le moment ;

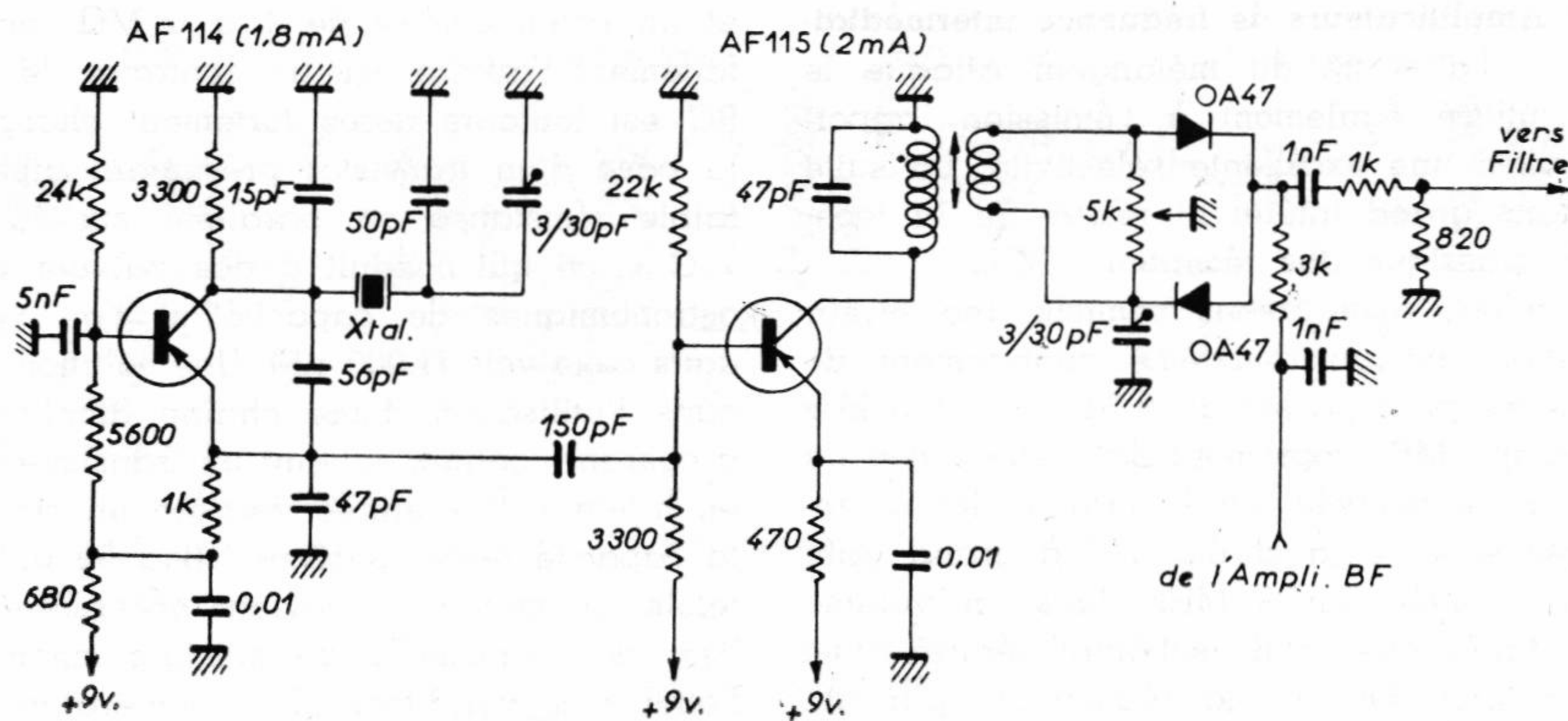
2) le vox : cette partie qui paraît a priori très simple, est en fait rarement décrite avec des transistors, car une difficulté réside dans le circuit classique « RC » donnant la constante de temps dans les montages à tubes. En effet, dans ces derniers, l'ensemble RC est peu ou pas chargé par le circuit utilisateur, en l'occurrence la grille d'un tube restant dans la zone de haute résistance d'entrée. Donc une capacité de moins de 1 microfarad et un potentiomètre de 1 à 5 M Ω font parfaitement l'affaire. Ici, au contraire, le circuit RC est toujours assez fortement chargé par la base d'un transistor présentant ainsi une faible résistance en parallèle sur la capa « C », ce qui conduit à des valeurs parfois astronomiques de capacité si l'on persiste dans cette voie (1.000 μ F). Une solution réside dans l'utilisation d'une chaîne amplificatrice à courant continu, suivant un transistor monté en haute « R » entrée derrière un circuit où la capacité reste modérée (10 à 50 μ F). Toutefois, en mobile, il devient nécessaire d'utiliser des transistors au silicium sinon, sous l'effet des variations des températures rencontrées, la dérive de toute la chaîne peut produire des déclenchements intempestifs et faire varier notablement les niveaux choisis pour le passage émission/réception. Nous avons opté pour une solution moyenne : l'ensemble « RC » est constitué par un condensateur de 200 μ F (3 V) et par la résistance d'entrée d'un OC74. Comme cette dernière est assez basse, nous l'élevons quelque peu au moyen d'une résistance variable insérée dans le circuit d'émetteur, ce qui nous donne du même coup le moyen de faire varier la durée de maintien du vox. Le relais est d'un type miniature collant vers 15 à 20 mA et commande à son tour le relais principal de commutation émission/réception, ce dernier pouvant être également actionné directement par le circuit « manuel » du micro. La commande de l'anti-vox destiné à bloquer l'émetteur pendant que votre correspondant parle et à éviter que le haut-parleur ne déclenche ; l'émetteur fonctionne ainsi : la BF recueillie à la sortie du récepteur est amplifiée, détectée, et la composante continue ainsi obtenue fait augmenter le courant dans un OC71. Le

courant d'émetteur de ce dernier passe également dans la résistance d'émetteur du premier OC71 ampli BF. Ainsi, l'augmentation du courant dans l'OC71 de l'anti-voix bloque pratiquement l'OC71 de l'ampli BF par augmentation de la polarisation d'émetteur empêchant ainsi l'amplification des signaux recueillis par le microphone.

Maintenant, nous reprenons le chemin suivi par la HF.

OSCILLATEUR 9 MHz - MODULATEUR EQUILIBRE

Cette partie a nécessité l'essai de plusieurs schémas avant de fonctionner correctement.



OSCILLATEUR 9 MHz — MODULATEUR ÉQUILIBRÉ
xtal = 8998,5 kHz.

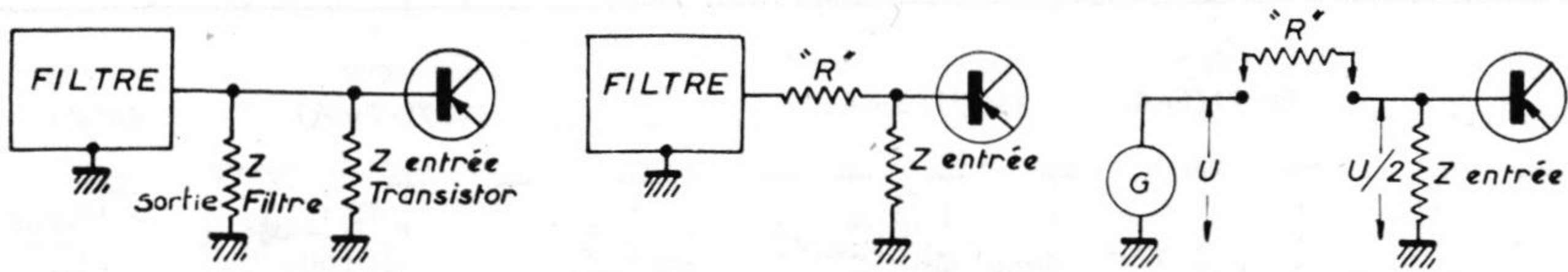
En effet, le quartz utilisé est celui fourni avec le filtre Mac Coy, donc taillé pour fonctionner avec un tube en circuit à réaction cathodique et son utilisation directe avec un transistor donne une fréquence incorrecte, le mode d'oscillation différant. Le schéma final utilise une adaptation capacitive du quartz à l'oscillateur, permettant de retrouver la fréquence nominale de 8998,5 kHz. L'amplificateur succédant « gonfle » le faible signal issu de l'oscillateur pour attaquer correctement les diodes du modulateur équilibré. Nous retrouvons à ce point le signal issu de l'amplificateur BF qui est appliqué aux diodes en même temps que le signal « 9 MHz ». En l'absence de BF, le réglage du potentiomètre 5 kΩ, ainsi que celui de la capacité 3/30 pF (très pointu) permet d'éliminer toute trace de HF à la sortie. L'arrivée d'un signal BF détruit ce bel équilibre et donne une sortie proportionnelle. Des remarques sont à faire concernant les diodes : ici, nous utilisons des OA47

qui sont au germanium, donc assez sensibles à la température et, en fait, après un certain temps de fonctionnement, le « zéro de porteuse » est à revoir, surtout par un beau soleil d'été. Cet ennui est éliminé par des diodes au silicium, surtout si l'on a la possibilité d'en trier une paire. L'utilisation de telles diodes nécessite toutefois une source de HF plus généreuse que pour nos vulgaires OA47 pour être bien débloquées et fonctionner correctement, ceci pouvant obliger à avoir un ampli plus « musclé » derrière l'oscillateur 9 MHz. L'idéal restera toutefois un pont de quatre diodes silicium appairées dont le principal avantage sera la grande stabilité dans le temps du réglage initial.

FILTRE - AMPLI 9 MHz

Le filtre est donc un « Mac-Coy » que nous avons réussi à nous procurer après maintes péripéties... Toutefois, ce filtre est analogue à celui que nous avons décrit dans Radio-REF. et ce dernier peut lui être purement et simplement substitué, en respectant néanmoins les adaptations d'impédances entrée/sortie si l'on veut obtenir le meilleur résultat.

La liaison filtre/ampli 9 MHz est en fait un magnifique atténuateur : à la fréquence qui nous intéresse, l'impédance d'entrée de notre transistor ampli 9 MHz est largement inférieure à 1.000 ohms et boucler le filtre simplement par une résistance parallèle égale à son impédance de sortie revient à mettre aussi en parallèle l'impédance d'entrée de notre transistor, ce qui donne tout sauf une adaptation correcte, avec une dégradation notable des performances de notre filtre tant en émission qu'en réception. Ce genre de



De gauche à droite : FIGURES 3, 4 et 5.

connexion erronée nous est montré par la fig. 3.

La solution consiste à mettre en série avec l'entrée du transistor ampli 9 MHz, une résistance égale à la différence entre la Z sortie du filtre et celle d'entrée du transistor (fig. 4).

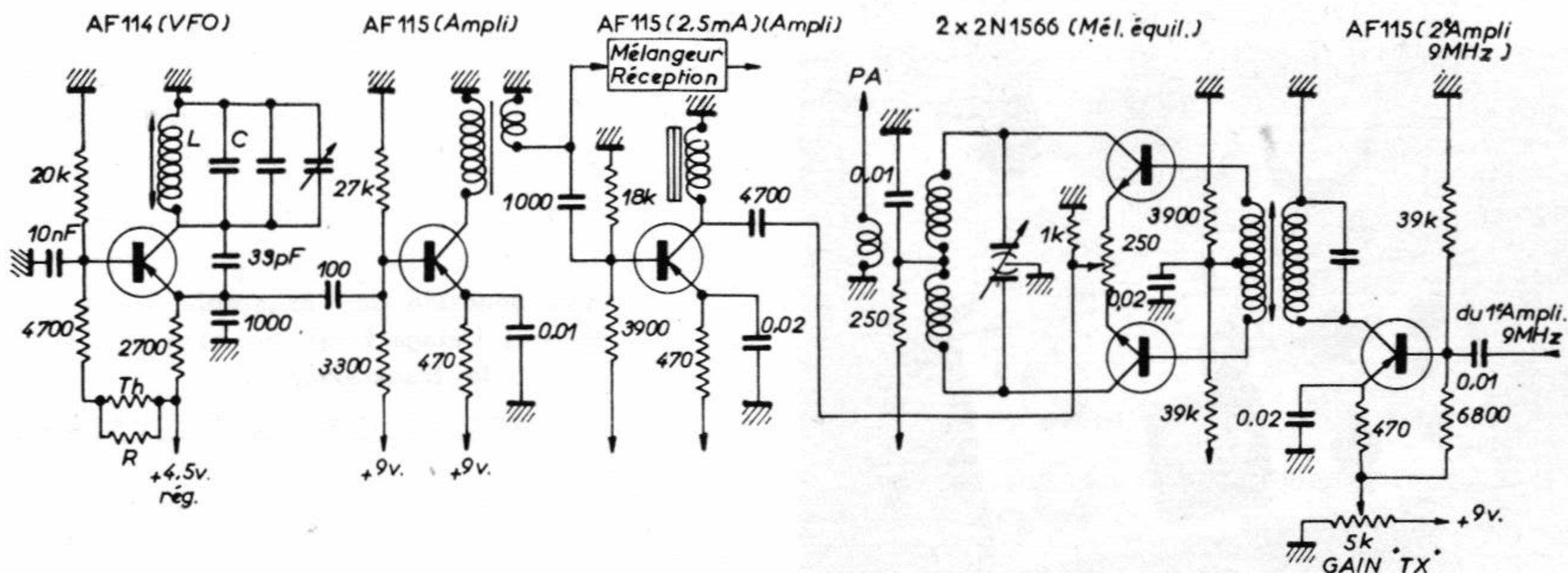
Rappelons que faute d'appareils évolués, la Z entrée du transistor sera mesurée à la fréquence désirée en appliquant une tension « U » au travers d'une résistance à l'entrée du transistor (fig. 5). Quand, en changeant « R » (potentiomètres s'abstenir), nous retrouvons U/2 aux bornes de cette résistance, celle-ci sera approximativement égale à celle d'entrée du transistor. Si nous avons insisté sur ce point, c'est qu'il est très important et aussi parce que nous avons manqué faire cette grosse erreur qui nous fut signalée par un OM averti. Bien sûr, il est évident que le signal sortant du filtre subit une assez forte atténuation, mais cela n'est pas grave car en émission nous travaillons sur des signaux forts (des millivolts), tandis qu'en réception le point capital, à savoir le rapport signal/bruit, est déjà obtenu par les deux premiers étages et que nous ne ferons rien sous cet angle. La sortie de l'ampli 9 MHz attaque, par deux enroulements couplés au circuit collecteur, les deux voies :

1°) vers le changeur 9 MHz/475 kHz en réception ;

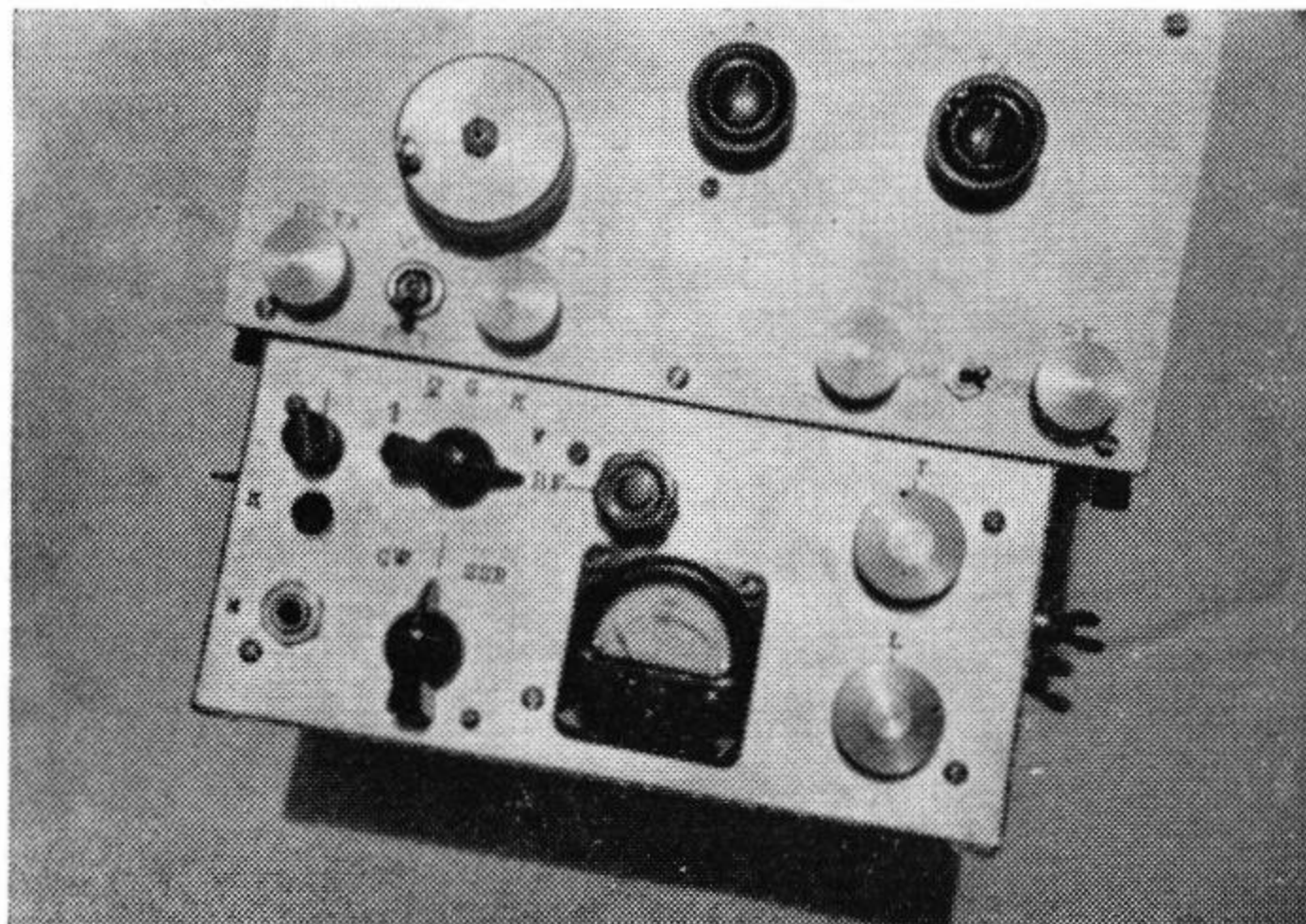
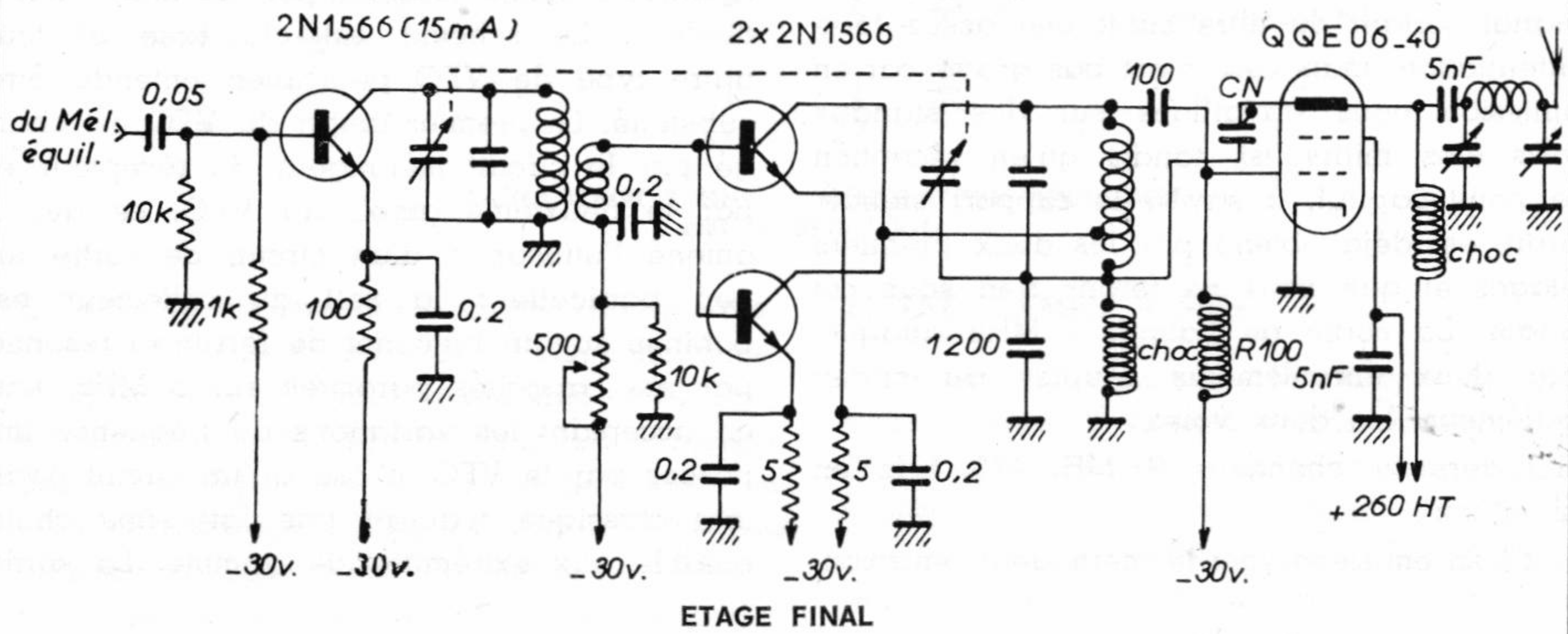
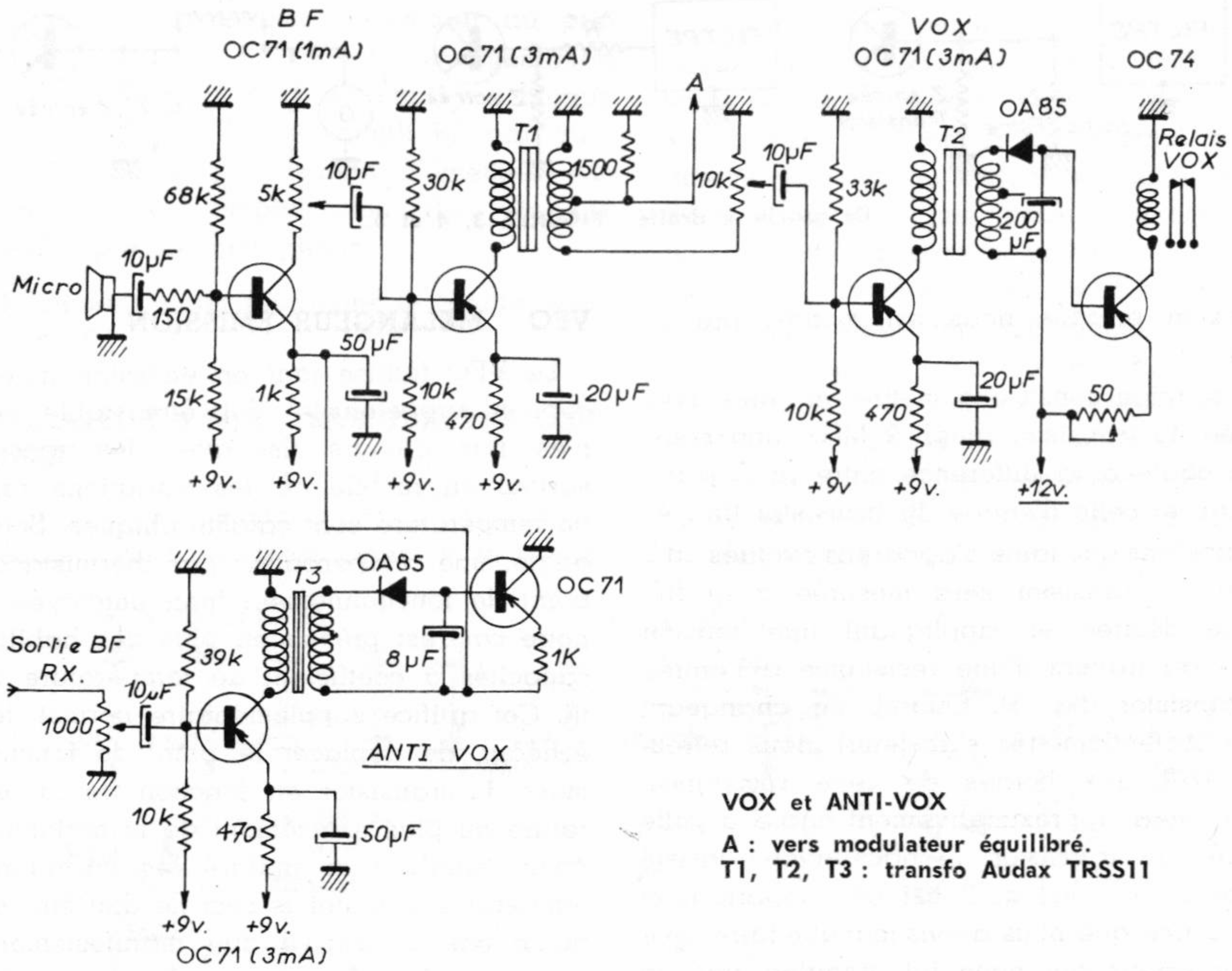
2°) en émission vers le mélangeur émission.

VFO - MELANGEUR EMISSION

Le VFO (utilisé tant en émission qu'en réception, rappelons-le), doit être stable, ce qui n'est pas toujours aisé avec des transistors, surtout en mobile où les variations rapides de température sont catastrophiques. Sous cet angle, une compensation par thermistance du point de fonctionnement (non employée dans notre cas) est prévue en plus des habituelles capacités à coefficient de température négatif. Cet artifice supplémentaire permet, le cas échéant, de déplacer le point de fonctionnement du transistor en fonction de la température ou plus exactement de le maintenir au point initial et ce malgré les variations de températures, toutefois ceci ne doit être utilisé qu'en cas de dérive due manifestation au transistor lui-même ; les circuits oscillants ayant été compensés par les méthodes habituelles... Le schéma est classique et tout autre type de VFO peut bien entendu être substitué. Le premier ampli du VFO est chargé par le circuit mélangeur du récepteur et par le deuxième ampli du VFO, ce qui a amené l'utilisation d'un circuit de sortie un peu particulier : la self du collecteur est bobinée sur un bâtonnet de ferrite et résonne par ses capacités parasites sur 5 MHz, tout en acceptant les variations de fréquence imposées par le VFO, chose qu'un circuit oscillant classique n'aurait pas fait sans chute notable aux extrémités de gamme. La sortie



VFO — MELANGEUR ÉQUILIBRÉ
Th et R : voir texte.



Vue générale de l'ensemble.
 En bas l'étage final, en haut
 le transceiver.

se fait par un secondaire de douze tours côté froid. Ce signal est amplifié à nouveau par un deuxième étage de même que le signal 9 MHz, car il faut une certaine énergie pour « secouer » le mélangeur équilibré. Ce dernier a été substitué à un mélangeur simple du type utilisé en réception, car après essais il s'est avéré que des produits importants étaient présents en sortie et ne pouvaient être commodément éliminés par la suite. Le mélangeur équilibré fonctionne fort bien et le VFO (surtout son harmonique 3) est bien supprimé en sortie, tandis que seule l'addition du VFO et de la BLU 9 MHz se retrouve sur le circuit de sortie qui par ailleurs termine la partie émission présente dans le premier boîtier, relié au final par un court câble coaxial. Il est à noter que le circuit de sortie du mélangeur équilibré des 2N1566 est bifilaire pour parfaire la symétrie, un CV « papillon » servant à l'accord. Les transistors utilisés pour le mélangeur équilibré, ainsi que pour l'attaque du final sont des 2N1566 silicium NPN fabriqués en France depuis peu, alors qu'ils sont disponibles aux USA depuis fort longtemps. Seuls des « tripodes » de cette race peuvent garantir une grande sécurité dans le régime de fonctionnement, en dépit des variations de température, ainsi que des signaux qui sont suffisamment élevés maintenant. Jusqu'à ce stade, tous les étages sont alimentés sous 9 V régulés par une diode zener à partir du 12 V de la batterie voiture, le VFO étant alimenté sous 4,5 V régulés à nouveau par une diode zener depuis le 9 V, ceci afin d'éviter tout glissement de fréquence au rythme de... l'accélérateur.

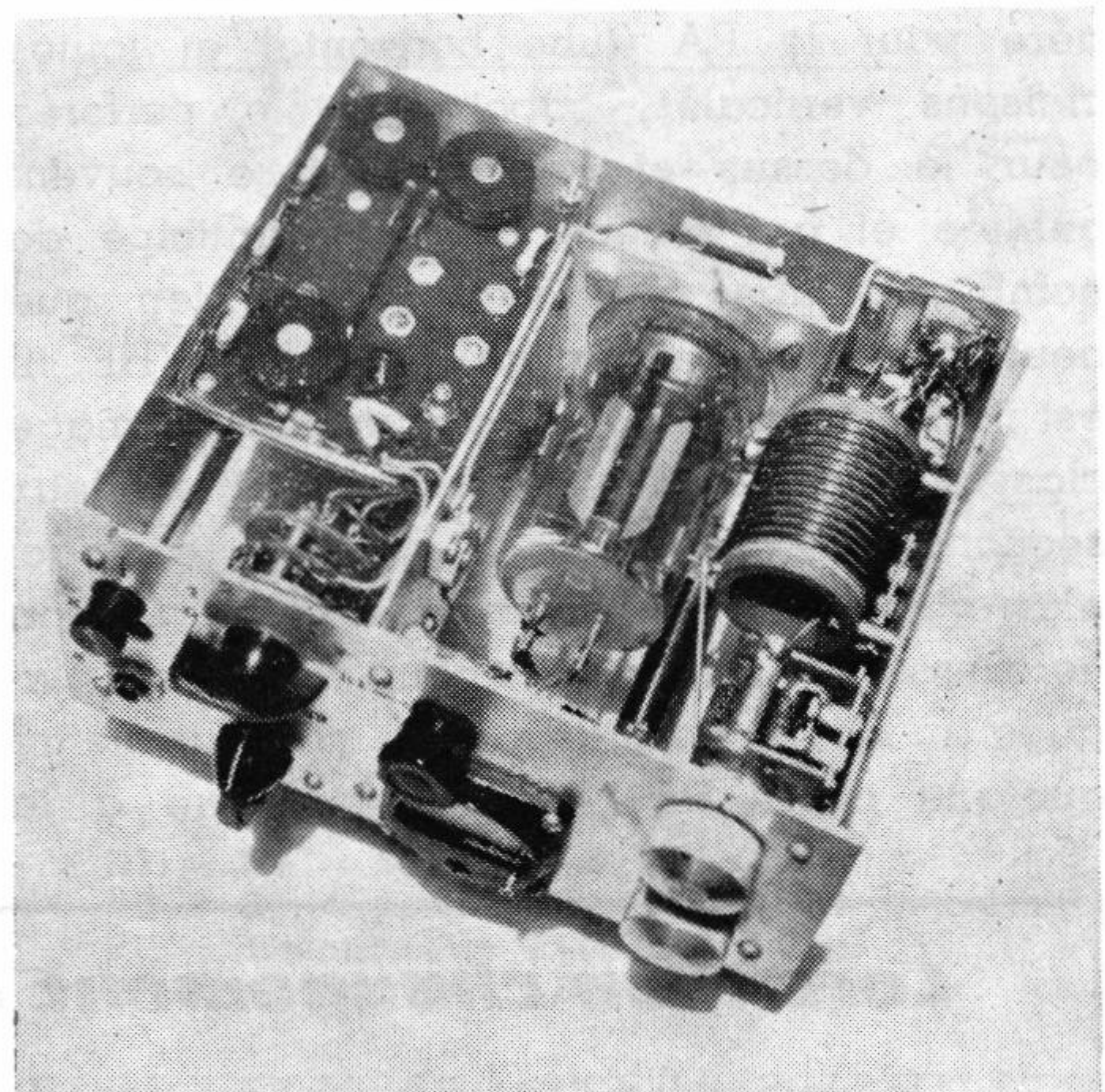
L'ensemble consomme 250 mA environ dont une large part est perdue dans le seul circuit de la diode zener 9 V. La totalité des circuits est montée par petits sous-ensembles réalisés en circuits imprimés pour bénéficier au maximum de la petite taille des transistors. Bien entendu, les composants doivent être de taille comparable, ce qui est aisé maintenant. A titre purement indicatif, nous donnons le courant de fonctionnement de certains transistors, valeur qui, aux essais, a souvent été un compromis entre divers facteurs.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Pour celui-ci, la question s'est posée ainsi : tube ou transistor ? Il est certain que dans le QRM infernal de la bande 20 m, par bonne propagation, un émetteur prétendant

faire autre chose que du « local » doit allègrement dépasser les 10 W HF : cette puissance est certes accessible à certains transistors actuels (notre émetteur date de près de deux ans), mais pour obtenir les 50 W HF qui étaient notre objectif, il existe bien sûr des transistors... mais leur prix laisse rêveur ! Donc, malgré le handicap d'une alimentation haute tension à rajouter (à transistors il est vrai), nous avons donc un tube au final. Pour l'attaquer, nous n'avons pas voulu entendre parler d'un autre tube (un suffit déjà à notre malheur) et un amplificateur à transistors raccorde la sortie de l'exciter au PA tout en donnant le niveau d'attaque correct pour le tube final : ce fameux tube doit être choisi avec soin car sa liaison avec des transistors n'est pas aisée : la classe AB1 a été choisie pour avoir une attaque **en tension** afin de ménager le driver qui risque sans cela de s'écrouler sur les pointes donnant du courant grille en AB2. L'excursion de grille en AB1 devant égaler la tension de polarisation pour un output maximum, il y a intérêt à utiliser un tube à faible tension de polarisation en AB1.

Le driver doit fournir une tension HF relativement élevée, de plus une certaine puissance disponible est souhaitable car le circuit d'entrée du tube présente des pertes qu'il nous faut compenser, de plus une marge de



L'ETAGE FINAL, CAPOT OTÉ

A gauche du tube QQE06/40, on voit les 3 transistors d'attaque munis de leurs radiateurs destinés à leur conserver... la tête froide.

A droite, le circuit final.

Notez le cloisonnement strictement vertical assurant une bonne ventilation.

puissance en cas de fonctionnement à la limite AB1/AB2 est souhaitable. Ceci nous amène à un driver pouvant fournir 0,5 W. Pour obtenir cette puissance, nous avons utilisé deux 2N1566 en classe B en parallèle, attaqués par un autre 2N1566 classe A. Le tout alimenté vers 25/30 V, car sous des tensions de l'ordre de 12 V, la puissance HF disponible tombe très rapidement. Comme le circuit accordé des collecteurs comporte une prise, l'effet d'élévation de tension du circuit LC joue à plein et nous avons bien une **tension HF** suffisante pour l'attaque du tube final. Après examen des caractéristiques de nombreux tubes, c'est la QQE06/40 ou 5894 qui fut choisie :

a) en classe AB1, sa polarisation s'établit vers 27 V sous 600 V plaque et 250 V écran, **ce qui permet d'utiliser pour la tension de polarisation la même source que pour le driver à transistors**, avec comme avantage supplémentaire le fait que les 2N1566 ont ainsi leurs collecteurs au potentiel continu de la masse puisque NPN.

b) de taille comparable à une 6146, elle sort sensiblement autant de HF et demande bien moins de polarisation.

c) tube moderne très à l'aise sur les décimétriques **et d'une excellente linéarité en BLU**, à ne pas remplacer par une 829B qui n'est en rien comparable.

Un inconvénient : il chauffe énormément et cela nous amène à prévoir un châssis très aéré pour le PA (tube horizontal et toutes cloisons verticales, capot en tôle perforée pour le dessus **et le fond**, chose souvent oubliée et qui amène le décès anticipé de nombreux tubes par surchauffe). Bien que neutrodyné intérieurement pour les VHF, il est indispensable de réaliser un neutrodynage classique, car ici le tube est monté les deux sections en parallèle et le montage compact n'arrange pas les choses. Une forte section de tresse est nécessaire pour relier les plaques au circuit accordé car on ne peut mettre quelque chose de rigide, sinon gare à la

casse des sorties plaques avec les vibrations en mobile. Le fonctionnement du driver se passe de commentaires et les 500 mW disponibles nous ont permis de bons QSO locaux aux essais : le premier 2N1566 est réglé à 15 mA, les deux autres à 5 mA au repos (courant total pour les deux). L'alimentation est d'origine F9AF (600 V/200 mA) à laquelle nous avons adjoint un enroulement supplémentaire pour obtenir 25 à 30 V pour les transistors driver et la polarisation. Ceci sera réalisé aisément en bobinant par-dessus les enroulements d'origine une centaine de tours, ou moins suivant les cas, de fil d'environ 4/10 qui donneront une fois redressée et filtrée, la tension requise. Quelques essais seront à faire, car le nombre de tours par volt est évidemment très différent suivant le type de circuit magnétique utilisé et la charge de celui-ci. La tension écran est réglée par deux tubes (OA2 et OB2) en série suivant un procédé classique depuis la HT afin d'obtenir les quelques 260 V appliqués à cette électrode. Au repos, le courant QQE06/40 s'établit vers 20 mA, valeur qui varie quelque peu avec la HT appliquée et peut monter à 200 mA dans les pointes. Cette dernière valeur peut paraître excessive, mais en fait elle est atteinte en pointe seulement et comme la tension plaque descend quelque peu, ceci maintient le tube dans une zone de dissipation raisonnable. Nous passons sous silence la commutation émission/réception qui est par ailleurs assez simple, ainsi que les détails de construction que chacun peut arranger selon son goût. Cet émetteur nous a permis de contacter, durant les vacances 1964, de nombreuses stations, parmi lesquelles : FG7, YV5, HK7, CR9... ce qui, sans être exceptionnel, montre que l'ensemble est capable d'entendre... et de se faire entendre assez loin !

Pour terminer, nous souhaitons seulement que cette brève description incite quelques OM à abandonner définitivement leur chère AM qui est hautement inefficace (spécialement en mobile), pour passer en BLU.

Lors d'un changement d'adresse n'oubliez pas :

1. De demander l'autorisation de transférer votre station à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris-14^e.
2. De prévenir le Secrétariat (rappelez votre numéro d'inscription, votre indicatif et joignez 1 F pour frais de rectification de la plaque-adresse « Radio-REF »).
3. D'aviser le Service QSL, BP 26, Versailles (S.-O.) qui peut avoir des enveloppes timbrées libellées à votre ancien domicile.