

RÉCEPTEUR À CONVERSION DIRECTE POUR LA BANDE DES 20 MÈTRES



Le radioamateurisme est un violon d'Ingres qui coûte cher ou, pour être plus précis, qui revient cher si l'on achète tout son matériel. Le prix à payer rebute de très nombreux amateurs potentiels de ce qui a été, il n'y a même pas longtemps, le domaine de parfaits (dans le sens le plus noble du terme) amateurs qui réalisaient eux-mêmes tout leur équipement. Ils avaient découvert un certain nombre de filières de trafic où un matériel fabriqué soi-même remplissait parfaitement sa mission.

Nous avons pensé et à de futurs amateurs et aux anciens qui, blasés d'avoir à utiliser du matériel tout fait acquis à grands frais, aimeraient fabriquer eux-mêmes leur récepteur afin de rendre une âme à leur passe-temps favori, lorsque nous avons décidé de vous proposer la construction d'un récepteur à conversion directe pour la bande des 14 MHz.

L'auteur s'était mis en tête de réaliser un émetteur/récepteur (*transceiver* disent-ils outre-Manche) comme une sorte de défi à ses propres connaissances en électronique, désirant découvrir des méthodes d'approche de problèmes permettant de répondre à une foule de questions le plus simplement possible. En vertu d'un choix de

simplicité effectué en toute connaissance de cause, le récepteur a été conçu pour la réception d'une seule bande, de sorte que l'on n'ait pas à trouver de solution pour tous les problèmes de changement de gamme auxquels est confronté un *transceiver* du commerce. Il fut décidé, et nous ne prétendons pas que tout le monde sera

d'accord avec notre choix, que la bande des 14 MHz (20 mètres) serait la plus intéressante - bien que l'on eût fort bien pu opter pour la bande de 3,5 MHz (80 mètres) - car cette bande des 20 mètres permettrait l'utilisation d'une antenne dipôle de dimensions raisonnables. Vu le caractère plus qu'expérimental d'un futur émetteur/récepteur

14 MHz, l'auteur décida de réaliser la partie réception séparément de façon à commencer par éliminer tous les problèmes qui se posent lors de la mise au point d'un tel projet, et ensuite de voir quels seraient les signaux que permettrait de recevoir une réalisation de prix aussi faible.

Le concept le mieux réussi de tous ceux qu'il a essayé a servi de base à cet article.

La conversion directe ?

Les récepteurs de trafic utilisent bien souvent la technique du double changement de fréquence : il s'agit de ceux que l'on désigne communément sous l'appellation "superhétérodyne". À l'opposé de cette technique complexe, la technique de conversion directe fait appel à un unique oscillateur stable qui travaille à la même fréquence que le signal capté ; en outre, l'ensemble du filtrage se fait dans le domaine de la BF, où il est relativement aisé de concevoir et réaliser un filtre passe-bande à selfs et condensateurs.

Les récepteurs à conversion directe sont destinés à la réception d'émissions en BLU (Bande Latérale Unique, ou *SSB* pour *Single Side Band*) et en onde porteuse ou télégraphie (*CW* pour *Carrier Wave*).

Le récepteur sera cependant, avec quelque dextérité de la part de son utilisateur, capable de démoduler des signaux en modulation d'amplitude (AM) bien que la porteuse puisse poser problème, une désintonisation se traduisant par un sifflement puissant dans les écouteurs, et qu'il faille veiller à effectuer un réglage précis si l'on veut éliminer ce phénomène gênant.

Pour essayer de comprendre le principe de la conversion directe, imaginons un signal de bande latérale supérieure arrivant à l'antenne et ayant été émis à partir d'une porteuse de 14,200 MHz. S'il s'agit d'un signal de parole, comportant donc toutes les fréquences comprises entre 200 et disons 3000 Hz, le spectre du signal HF reçu

s'étendra alors de 14,2002 à 14,203 MHz.

On va procéder, dans le récepteur à conversion directe, à un mélange de la bande de signaux entrants avec un signal stable de 14,200 MHz issu de l'oscillateur local. Le mélangeur produit des signaux dont les fréquences valent la somme et la différence des signaux incidents.

Le spectre des fréquences "somme" se trouvera aux environs et au dessus de 28,4 MHz, plus précisément de 28,4002 à 28,403 MHz ; et celui des fréquences "différence" se trouvera, lui, aux environs et au dessus de ...0 Hz, plus précisément de 200 à 3000 Hz !

Il s'agit donc d'un spectre BF, et c'est celui du message transporté par l'onde HF qu'il suffit de récupérer au moyen d'un simple filtre passe-bas placé à la sortie du mélangeur.

Si l'oscillateur local travaille légèrement à côté de la fréquence correcte, on obtient bel et bien le traitement du signal HF, mais le signal audio résultant sera, selon la différence, ou trop aigu ou trop grave.

De plus, si l'oscillateur local du récepteur est réglé légèrement plus haut que la porteuse initiale d'un message reçu, celui-ci sera traité comme un signal de bande latérale inférieure et le décodage fonctionnera toujours aussi bien.

Par contre, ce qui est plus comique et vous arrivera certainement, est la chose suivante : si, au hasard des réceptions, il vous arrive de vouloir décoder un signal émis en bande latérale supérieure et que vous placez la fréquence de votre oscillateur local au dessus du signal transmis, toutes les fréquences du signal décodé seront inversées et vous croirez entendre un pidgin totalement incompréhensible.

Il suffira de décaler légèrement la fréquence de l'oscillateur local vers le bas pour constater qu'il ne s'agissait - hélas ! - que du voisin procédant à des essais sur une (mauvaise) charge fictive...

Description du circuit

Le mélangeur

Le mélangeur est le cœur du récepteur à conversion directe. Bien que l'on puisse envisager l'utilisation d'un mélangeur quelconque du commerce, il nous a semblé qu'il serait plus judicieux de faire appel à un mélangeur symétrique vendu sous la forme d'un boîtier métallique intégrant toute l'électronique nécessaire, en particulier si la réalisation du dit récepteur avait lieu dans la perspective de la fabrication d'un ensemble émetteur/récepteur complet. Grâce à l'utilisation d'un mélangeur de ce type, on pourra laisser l'oscillateur local fonctionner en continu et donc appliquer son signal en permanence à l'une des broches d'entrée du circuit mélangeur.

Cette approche se traduit par une tendance sensible à la stabilisation de la fréquence de l'oscillateur local et des performances générales du montage, par le maintien d'une température de fonctionnement constante de tous les éléments de la partie HF du récepteur. Le rayonnement de l'oscillateur local vers l'antenne est une autre source de soucis sur les récepteurs à conversion directe.

À nouveau, la caractéristique principale de symétrie du mélangeur utilisé aidera à prévenir toute fuite de signal dans cette direction.

Il existe un autre risque de transmission du signal de l'oscillateur local vers l'antenne, lié directement à la configuration du circuit. En effet, contrairement à ce qui est le cas dans un récepteur (super)hétérodyne, le filtre passe-bande du circuit d'entrée est accordé sur une fréquence quasiment identique à celle de l'oscillateur local.

Tout rayonnement de cet oscillateur peut être facilement capté par les bobines du filtre et malheureusement émis par l'antenne de réception. Il faudra donc veiller à blinder soigneusement toutes les parties du circuit susceptibles d'émettre ou d'absorber un tel rayonnement ; l'adjonction d'un étage de préamplification du signal d'antenne permettrait de supprimer défini-

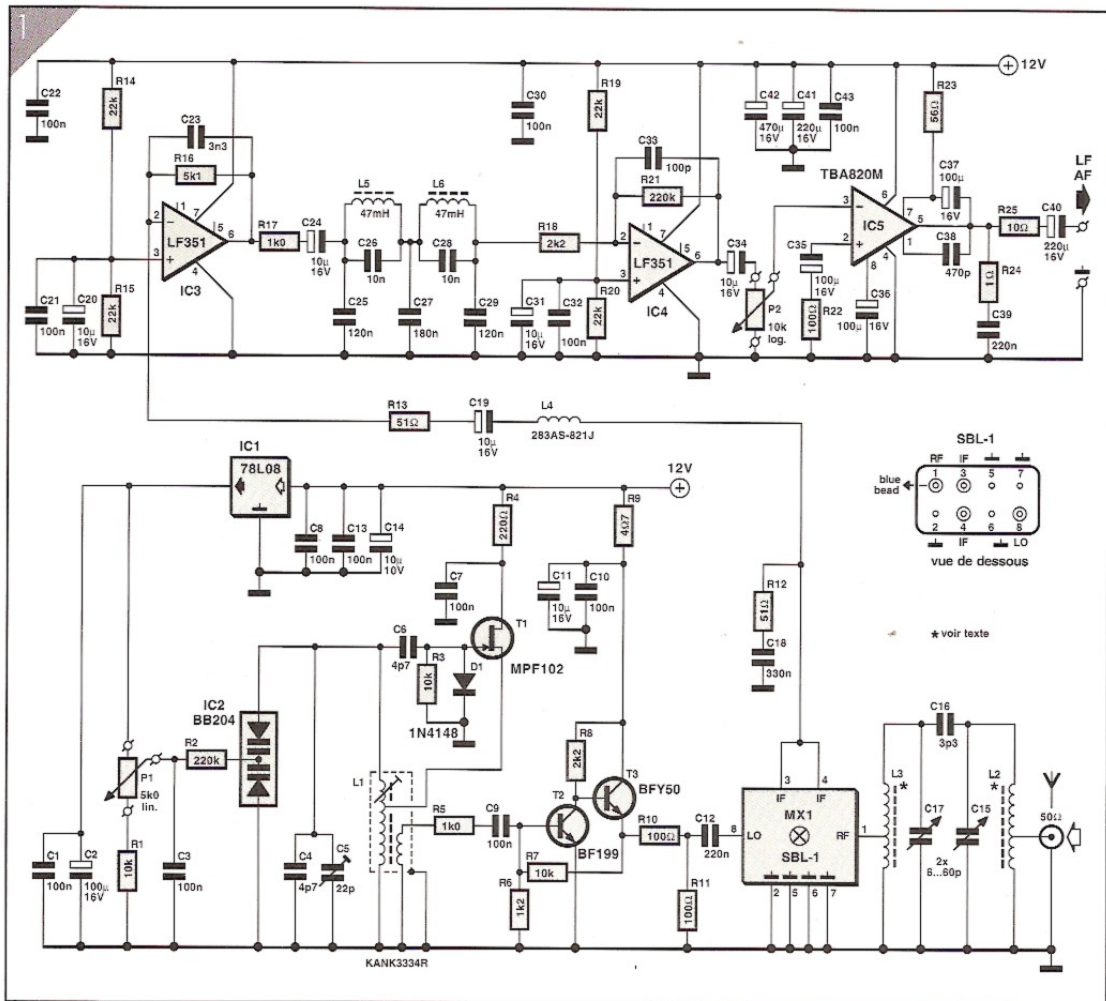


Figure 1: Schéma complet du récepteur à conversion directe.

tivement toute velléité de nuisance au voisinage.

L'oscillateur

Un facteur essentiel du concept proposé ici est la stabilité de l'oscillateur unique qui, dans le cas présent, voit sa plage de fréquence s'étendre de 13,950 à 14,400 MHz, et donc varier dans un rapport de 1,0322.

La variation de capacité que requiert cette variation de fréquence est, en application de la formule de Thomson, égale à $1,0322^2 = 1,0655$ ou 6,6 %. L'inductance de l'enroulement primaire de L1 peut être estimée à 6 μ H. La capacité nécessaire pour accorder cette

bobine sur 14,2 MHz est d'environ 21 pF.

La variation de capacité nécessaire pour couvrir toute la bande des 14 MHz est alors de $0,0655 \times 21$ pF ou 1,38 pF. Une valeur aussi faible exclut d'office l'utilisation d'un condensateur variable à lames mobiles, il faudra donc avoir recours à un oscillateur local commandé par varicaps.

Après un temps de chauffage relativement court, cet oscillateur doit maintenir une fréquence stable à quelques hertz près si l'on ne veut pas que l'utilisateur ait à jouer sans arrêt sur la syntonisation. Pour allier précision et stabilité de réglage, une solution s'im-

pose d'elle-même : la commande des varicaps à partir d'un potentiomètre multitours alimenté par un stabilisateur de tension indépendant.

On élimine de la sorte les problèmes dus aux effets de proximité (effet de main) et ceux posés par une commande avec démultiplication très précise et exempte de jeu, eu égard à la très faible variation de capacité demandée par le circuit oscillant.

La figure 1 propose le schéma complet du récepteur. L'oscillateur, de type Hartley, fait appel à un transistor FET (*FET* pour *Field Effect Transistor* ou transistor à effet de champ) à canal N

comme élément actif. Le circuit accordé se compose de l'inductance primaire de L1 et de la capacitance parallèle du condensateur C5, du condensateur C4 et de la paire de diodes varicap contenues dans IC2. Le condensateur C4 n'est pas strictement nécessaire au fonctionnement en bande des 20 mètres : nous avons cependant prévu son emplacement sur le circuit imprimé pour pouvoir éventuellement "récupérer" de trop fortes dispersions des caractéristiques des varicaps de IC2.

La réinjection destinée à l'entretien de l'oscillation est assurée par une prise intermédiaire disposée sur l'enroulement primaire de l'inductance, et la sortie de l'oscillateur provient d'un petit enroulement secondaire (tank) de sorte que le tampon monté en aval ne constitue qu'une charge très faible pour l'oscillateur proprement dit. La diode D1, le condensateur C6 et la résistance R3 fournissent la tension de polarisation de grille du FET et remplissent en même temps la fonction de contrôle automatique de l'amplitude. Explication.

Au départ, l'oscillateur est à l'arrêt : incroyable, mais vrai ! La source et la grille du FET canal N étant toutes deux au potentiel de la masse, la tension V_{GS} est égale à zéro, et le gain (la transconductance, pour être précis) du transistor est maximum. Le bruit présent à la grille du FET va être transmis à la source et réinjecté en phase sur cette grille par l'autotransformateur élèveur de tension que constitue la bobine L1 vue depuis sa prise intermédiaire. Les condensateurs en parallèle sur cette bobine vont entrer en action et la transformer en circuit accordé, de sorte que seule la fréquence de bruit égale à la fréquence de résonance parviendra à la grille et sera à nouveau réinjectée dans le circuit. L'oscillateur a démarré.

À travers la diode D1, le condensateur C6 va se charger à la valeur de crête de l'alternance positive du signal HF présent sur son armature gauche. Pendant l'alternance négative, la tension accumulée sur ce condensateur va s'ajouter algébriquement à la tension HF présente sur l'armature gauche,

amenant ainsi la grille de T1 à un potentiel fortement négatif et par là-même forçant le transistor à se bloquer. Au bout de quelques cycles, et grâce à la décharge de C6 par R3, il s'établira un état d'équilibre où le transistor fournira exactement le gain nécessaire à l'entretien de l'oscillation ; si l'amplitude de l'oscillation a tendance à augmenter, le gain du transistor diminuera par accroissement de sa tension (négative) entre grille et source ou inversement. L'amplitude de l'oscillation est stabilisée par la simple addition de la diode D1 qui permet d'utiliser le condensateur de liaison C6 comme élément de commande automatique de gain.

Au cours de la mise au point de cette réalisation, nous avons employé pour T1 successivement un BF245, un 2SK55 et un MPF102. Quel qu'ait été le type de transistor, le signal disponible en sortie fut le même, de sorte que l'on pourra utiliser n'importe lequel des dits transistors, voire expérimenter avec d'autres, en veillant cependant à ne pas faire d'erreur de connexion sachant que ces différents composants ne sont pas nécessairement compatibles broche à broche.

Il n'est pas conseillé, pour ce type de montage, de n'utiliser qu'une seule diode varicap en série avec un condensateur à la place de IC2, cathode supposée dirigée vers le haut. En effet, ce point soumis à la tension HF entraînerait une trop forte variation instantanée de la capacité de la varicap au cours d'un cycle d'oscillation : tension de polarisation presque nulle à l'instant du sommet positif de l'alternance HF, et fortement négative à l'instant du sommet négatif de la même alternance HF. Pour éliminer ce problème, l'oscillateur fait appel à une paire de diodes varicap à cathode commune utilisées tête-bêche. Ces diodes se présentent sous la forme d'un boîtier TO-92. Quel est l'avantage de cette configuration ?

Tout d'abord, étant assemblées dans un même boîtier et provenant plus que probablement de la même tranche de silicium, les deux diodes ont une température et des caractéristiques quasiment identiques. Mais surtout, lorsque

l'une des diodes voit sa tension de polarisation inverse diminuer l'autre la voit augmenter, de sorte que la capacitance aux bornes des anodes reste approximativement constante puisque la capacitance équivalente résulte de la mise en série des deux varicaps. De plus, pour cette même raison, la valeur de la capacitance maximale qui puisse être atteinte est réduite de plus de moitié ; cela signifie qu'il faudra prévoir une plus grande excursion de la tension de commande pour couvrir la même gamme de fréquences, ce qui nous arrange très bien dans les conditions où l'oscillateur doit travailler.

Il faudra bien sûr maintenir la diode supérieure en condition de polarisation inverse lors du sommet positif de l'alternance HF. On y parvient en s'assurant que la tension de polarisation centrale minimale soit supérieure à la tension HF de crête à l'extrémité supérieure de la self, tension définie par le processus d'autorégulation en amplitude du transistor T1 expliqué quelques lignes plus haut.

La tension de polarisation est dérivée de la tension de sortie du régulateur de 8V, IC1. Elle est définie par le diviseur de tension constitué par le potentiomètre 10 tours P1 et la résistance R1. Cette tension ne sera en aucun cas inférieure à 5,3 V, ce qui autorise ainsi un maximum de tension de 6 V HF crête au sommet du circuit accordé avant l'entrée en conduction de la diode varicap supérieure de IC2.

Les condensateurs C1 et C2 stabilisent la tension de syntonisation et évitent que des résidus d'oscillation HF transmis par P1 ne soient réinjectés dans le régulateur de tension IC1. La résistance R2, tout en appliquant la tension de polarisation aux cathodes des varicaps sans la perturber (les deux diodes sont en permanence bloquées et peuvent être assimilées à deux petits condensateurs), constitue avec le condensateur C3 de 100 nF un filtre passe-bas qui élimine théoriquement toute présence de HF sur le curseur du potentiomètre P1. La résistance R4 associée au condensateur C7 isole le drain du FET de la tension d'alimentation de 12 V, afin d'éviter une

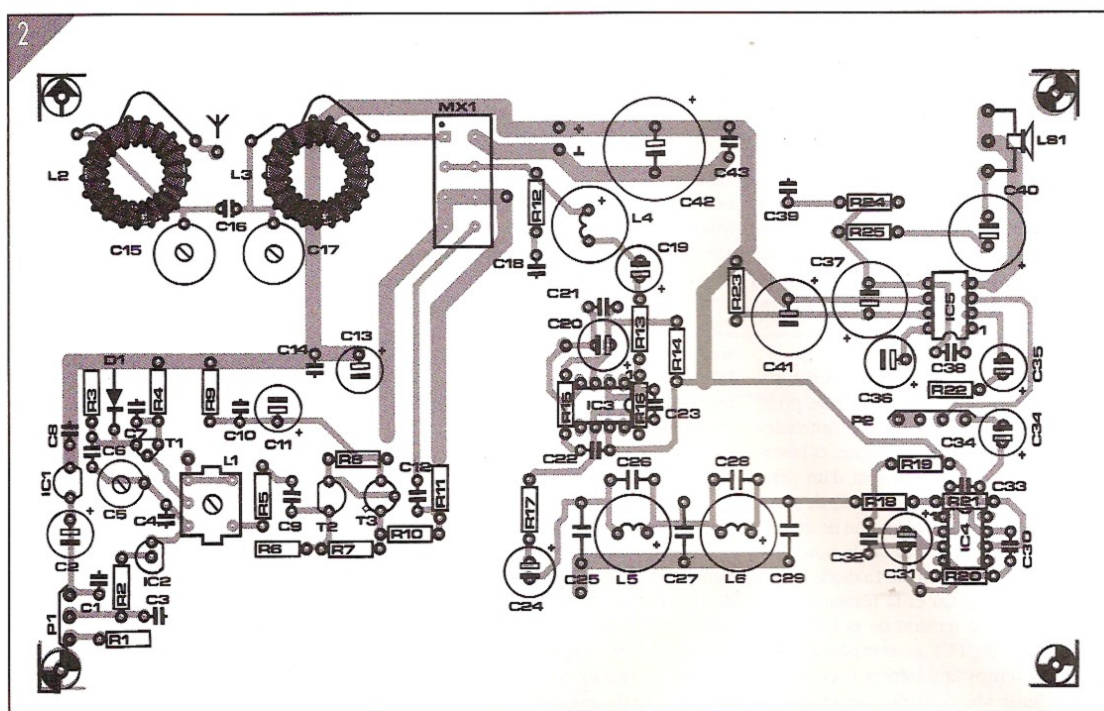


Figure 2 : L'implantation des composants de la platine du récepteur à conversion directe. Il s'agit d'une platine double face dont la face côté composants sert uniquement de plan de masse. On peut y souder sans difficulté tous les blindages destinés à isoler les différentes parties du circuit.

fois de plus toute réinjection de HF vers les autres parties du circuit.

Le second étage, c'est-à-dire le circuit autour des transistors T2 et T3, est un amplificateur-tampon donnant au signal disponible à la prise intermédiaire du transformateur un niveau de quelque 1,5 Vcc dans une charge de 200 Ω . La disposition des résistances R10 et R11 est telle que le circuit MX1 "voit" une impédance de source de 50 Ω depuis son entrée LO, permettant ainsi une attaque correcte du mélangeur symétrique.

Le circuit HF et le mélangeur

Le circuit d'entrée est d'une simplicité remarquable. Deux circuits accordés identiques à condensateur d'interconnexion remplissent, par rapport au signal entrant, une fonction de filtre passe-bande. Ils ont un facteur de qualité (Q) de 10 avec l'impédance de 50 Ω

que représentent l'antenne et l'entrée du mélangeur. La liaison entre les deux circuits accordés est assurée par le condensateur C16 de 3,3 pF. Le mélangeur SBL-1 possède une entrée 50 Ω asymétrique, sa broche 1, une entrée pour oscillateur local sous une impédance de 50 Ω en broche 8 et des sorties fournissant le signal, ses broches 3 et 4. On dispose aux sorties de la fréquence de somme et de la fréquence de différence ainsi que tout autre signal pouvant fuir par l'intermédiaire du mélangeur. De ces différents signaux disponibles, la fréquence de différence est le signal audio que nous allons utiliser et amplifier ; les autres signaux HF indésirables qu'il faudra rapidement éliminer.

Le filtre BF et les amplificateurs

La liaison entre le mélangeur MX1 et le premier amplificateur BF IC3 peut

paraître assez bizarre, aussi allons-nous étudier le rôle de chaque composant en détail.

La résistance R12, de 51 Ω , représente la résistance de charge HF de la sortie du mélangeur ; le condensateur C18 isole cette sortie de la masse en continu. La self L4 bloque le passage de la HF vers l'amplificateur IC3. Le condensateur C19 de 10 μ F isole la tension continue présente à l'entrée de l'amplificateur opérationnel de celle présente à la sortie du mélangeur ; il constitue de plus, en association avec la résistance R13 de 51 Ω , un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 310 Hz. Cette résistance R13 également de 51 Ω , représente l'impédance d'entrée de IC3. Elle fixe, avec la résistance R16 de 5,1 k Ω , le gain du premier étage BF à 100 fois. Cette dernière résistance détermine, avec le condensateur C23 de 3,3 nF, la fréquence de coupure

LISTE DES COMPOSANTS du RÉCEPTEUR À CONVERSION DIRECTE

• Résistances :

(250 mW – 5 %, au carbone ou à film métallique)

R1, R3, R7 = 10 k Ω

R2, R21 = 220 k Ω

R4 = 220 Ω

R5, R17 = 1 k Ω

R6 = 1,2 k Ω

R8, R18 = 2,2 k Ω

R9 = 4,7 k Ω

R10, R11, R22 = 100 Ω

R12, R13 = 51 Ω

R14, R15, R19, R20 = 22 k Ω

R16 = 5,1 k Ω

R23 = 56 Ω

R24 = 1 Ω

R25 = 10 Ω

P1 = 4,7 k Ω lin 10 tours

P2 = 10 k Ω log

• Condensateurs :

(électrochimique : 16 V ou plus)

C1, C3, C7 à C10,

C14, C21, C22, C30,

C32, C42 = 100 nF

C2, C11, C13, C19,

C20, C24, C31, C34 = 10 μ F rad.

C4 = voir texte

C5 = 22 pF aj.

C6 = 4,7 pF cér.

C12, C39 = 220 nF cér.

C15, C17 = 60 pF aj.

C16 = 3,3 pF cér.

C18 = 330 nF cér.

C23 = 3,3 nF poly.

C25, C29 = 120 nF poly.

C26, C28 = 10 nF poly.

C27 = 180 nF poly.

C33 = 100 pF cér.

C35 à C37 = 100 pF

C38 = 470 pF cér.

C40 = 220 μ F rad.

C41 = 470 μ F rad.

• Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148

MX1 = SBL-1

T1 = MPF102

T2 = BF199

T3 = BFY50/51/52 2N3053

IC1 = 78L08

IC2 = BB204

IC3, IC4 = LF351 ou TL071

IC5 = TBA820M (Philips)

• Bobines :

L1 = KANK3334R (Toko)

L2, L3 = tore T68-2

(Micrometals)

L4 = 283AS-821J (Toko)

L5, L6 = 181LY473 (Toko)

• Divers :

indicateur à 10 tours

bouton pour le contrôle de

volume BF

boîtier en aluminium moulé

190 x 110 x 60 mm

embase d'entrée HF BNC ou

SO239

casque d'écoute type baladeur

embase d'entrée d'alimentation

câble coaxial BF pour l'adaptateur

du casque d'écoute

morceaux de fil de cuivre

émaillé de 0,45 mm de section

(26AWG)

haute de l'amplificateur réalisé autour de IC3. Cette fréquence est d'environ 10 kHz, elle pourra si nécessaire être ramenée à 3,3 kHz en donnant au condensateur C23 une valeur de 10 nF.

Le filtre audio principal prend la forme des selfs L5, L6 et des condensateurs C25 à C29. L'ensemble constitue un filtre passe-bande à taux d'atténuation important au-delà de 3 kHz de manière à éliminer efficacement les signaux situés en-dehors de la plage BLU standard. Cette approche se traduit par la possibilité de capter plusieurs signaux CW s'ils sont de fréquences voisines, mais il nous a semblé que la plupart des utilisateurs de ce récepteur s'en serviraient pour l'écoute du trafic en BLU. On pourra monter si nécessaire un filtre de sélection de bande étroite pour suivre les transmissions CW.

L'amplification BF finale comporte deux étages : un amplificateur inverseur simple, polarisé de façon à pouvoir tra-

vailler avec une tension d'alimentation unique, suivi d'un amplificateur à faible puissance. Le récepteur à conversion directe ne possédant qu'une alimentation à tension unique de 12 VDC, il faut polariser l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel à environ +6VDC pour le maintenir dans sa zone de fonctionnement linéaire.

La dite tension est fournie par le diviseur de tension constitué par les résistances R19 et R20, les condensateurs C31 et C32 étant chargés de supprimer toute composante de tension alternative qui pourrait apparaître à cette entrée. Un réseau absolument identique a été utilisé pour assurer la polarisation DC correcte de IC3, il s'agit cette fois des résistances R14 et R15 associées aux condensateurs C20 et C21. Le condensateur C24 élimine la tension continue présente à la sortie de IC1 avant de transmettre le signal BF au filtre principal. Le second étage à amplificateur opérationnel basé sur IC4 four-

nit un gain additionnel de 100 fois ou 40 dB avant que le signal ne soit appliqué à la commande de volume, P2, puis en aval à l'amplificateur de puissance IC5.

L'amplificateur de puissance BF possède un gain de quelque 35 fois, de sorte que l'ensemble du récepteur possède un gain en tension de l'ordre de 115 dB, valeur plus faible que ce que l'on peut avoir l'habitude de rencontrer avec ce genre d'appareils, mais parfaitement adaptée à l'écoute de transmissions radio à l'aide d'un casque stéréo.

L'idéal consiste en effet à pratiquer l'écoute au moyen d'un casque stéréophonique dont les deux écouteurs ont été reliés en série. Nous avons réalisé, et il vous faudra donc le réaliser aussi, un petit adaptateur pour remplir cette fonction. Nous avons même prévu la possibilité de brancher une paire de casques pour permettre une écoute simultanée. Notez qu'il est préférable de relier les

écouteurs en série plutôt qu'en parallèle (ce que l'on fait d'habitude) pour éviter une trop forte perte de puissance dans la résistance de protection R25 de 10 Ω . Le condensateur C40 empêche tout couplage DC entre la sortie de l'amplificateur de puissance et le haut-parleur ou les écouteurs du casque. Les deux amplificateurs BF ont été dotés de condensateurs entre leurs broches d'alimentation de manière à leur assurer une bonne stabilité.

La réalisation

L'ensemble du circuit, exception faite des deux potentiomètres, prend place sur un unique circuit imprimé double-face dont on retrouve l'implantation des composants en **figure 2**. L'une des faces de la platine comporte les pistes, l'autre, le côté composants, ne sera pas gravé du tout, constituant un plan de masse massif (c'est le cas de le dire) soit encore gravé comme l'illustre le dessin correspondant représenté dans les pages Service au centre de ce numéro hors-série HF2.

Il faudra, dans le premier cas, exposer et développer le côté pistes comme on le fait d'habitude en veillant à ce que l'autre côté reste parfaitement protégé pour éviter qu'il ne soit corrodé. L'étape finale de la réalisation de la platine consistera à percer les orifices prévus à l'aide d'un foret de 1 mm en utilisant comme repère les îlots situés du côté "cuivre". Huit des orifices sont utilisés pour simuler une métallisation des trous, c'est-à-dire que l'on y introduit un morceau de queue de composant que l'on soude de chaque côté de la platine : c'est, par exemple, le cas de l'orifice situé à droite du filtre MX1, ou de R1.

Pour tous les endroits où l'on ne veut pas que la broche du composant entre en contact avec la masse il faudra, côté plan de masse, enlever le cuivre sur un rayon de 2 mm. On pourra, pour cette opération, utiliser un foret de 3 mm. Les broches de composants pour lesquelles il n'y a pas de trou seront repliées (et le cas échéant coupées) à la longueur convenable avant d'être sou-

dées au plan de masse. C'est le cas de l'une des broches des condensateurs C7 et C10 par exemple.

Si on choisit la seconde approche, à savoir la gravure du plan de masse comme illustré dans les pages centrales, il ne sera pas nécessaire d'enlever de cuivre, les îlots d'isolation étant déjà gravés. Les composants à mettre à la masse seront soudés comme indiqué dans le paragraphe précédent.

Les onglets du boîtier de blindage de la self L1 sont mis à la masse en les repliant vers l'extérieur et en les soudant au plan de masse. Ce plan de masse conduit aussi bien électriquement que thermiquement, de sorte qu'il faudra disposer d'un fer à souder d'une puissance suffisante pour effectuer cette opération. Il faudra bien évidemment faire attention, si l'on utilise ce même fer à souder pour la soudure des autres composants, à ne pas détruire un composant fragile ou d'un îlot de soudage dans le feu de l'action.

Il faudra, si l'on veut pouvoir implanter le circuit imprimé dans le boîtier mentionné dans la liste des composants, supprimer les coins et les deux petits rectangles au centre de part et d'autre de la platine. Il est préférable de procéder à cette opération chirurgicale avant d'effectuer l'implantation des composants.

Cette dernière opération se fera de préférence dans l'ordre suivant. On commencera par identifier la position de la self et des trois circuits intégrés sachant que leur brochage est facilement reconnaissable. On replie les onglets du boîtier de blindage de la self pour y mettre ensuite un rien de soudure. On positionne la self proprement dite et on la soude avant de monter le blindage par-dessus et de le souder au plan de masse. On identifie ensuite les huit points d'interconnexion entre les deux faces que l'on dote de leur morceau de fil soudé des deux côtés de la platine.

Au vu, en certains endroits, de la densité de l'implantation des composants, il faudra travailler avec soin, sachant en outre que la platine que vous aurez réa-

lisée ne comporte pas de sérigraphie. Attention donc à l'implantation des différents composants. La solution la plus aisée semble de commencer au centre pour poursuivre vers la périphérie. Pour ne pas faire courir de risques aux composants actifs, il est recommandé de commencer par implanter le condensateur et/ou la résistance associé(s) à un tel composant avant d'implanter le composant actif lui-même.

Sur le prototype nous avons soudé les trois circuits intégrés directement sur la platine sans prévoir de support. Vu le faible coût de ces composants, il n'est pas intéressant d'utiliser de support, d'autant plus que l'on risque un mauvais contact si l'on essaie de faire des économies à ce niveau-là.

Les seuls composants à ne pas prendre place sur la platine sont les deux potentiomètres. Le potentiomètre à 10 tours P1, ne véhicule que des signaux DC, et le risque de capture de rayonnement HF est éliminé par une mise à la masse sur la platine elle-même.

Le second potentiomètre, P2, véhicule des signaux BF présentant une amplitude relativement importante. Une bonne solution consiste à connecter ces deux potentiomètres à la platine à l'aide de chaque fois trois fils de câblage bien torsadés si la longueur des connexions devient trop importante.

La platine comporte l'espace suffisant pour la mise en place du condensateur C4 à utiliser pour une autre gamme de fréquences ou pour faciliter le réglage de l'oscillateur local. Il n'est pas strictement nécessaire pour la version 20 mètres du récepteur.

La connexion de l'antenne se fait par l'intermédiaire de deux selfs à tore de ferrite qu'il vous faudra fabriquer vous-même. On prendra, pour ce faire, un morceau de fil de cuivre émaillé de 0,45 mm de section d'une longueur de 60 cm environ dont on enlèvera l'émail isolant sur 1 cm environ à quelque 15 cm de l'une des extrémités. On replie sur lui-même le fil à l'endroit dénudé et on l'entortille ensuite sur 2,5 cm environ.

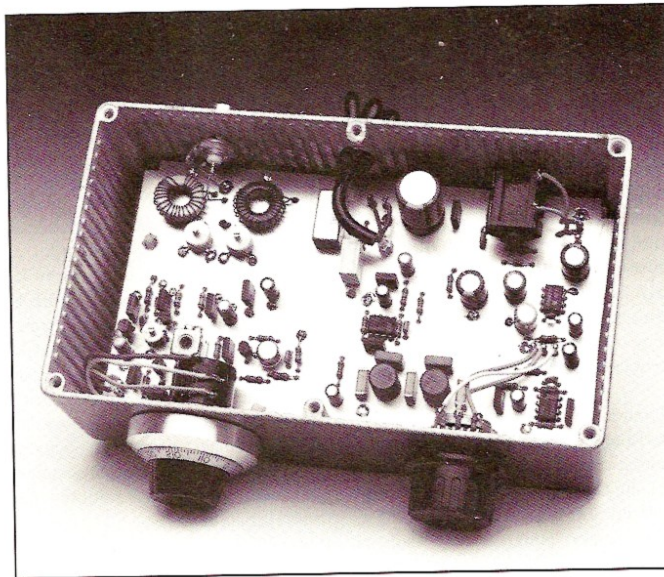
Ceci constitue la prise intermédiaire. On place le fil sur l'un des tores de ferrite et on embobine son extrémité la plus courte pour lui faire effectuer 5 spires. Cette extrémité constitue la connexion de masse. On bobine l'autre extrémité (la plus longue) dans le sens de rotation inverse en lui faisant exécuter 20 spires. Cette extrémité ira au point modal du condensateur d'accord, C15 ou C17 et du condensateur de couplage C16.

On répète la même séquence d'opérations pour le second tore de ferrite. On dispose maintenant de deux selfs de 25 spires à prise intermédiaire à 5 spires. L'une sera reliée à l'antenne 50 Ω , l'autre à l'entrée 50 Ω du mélangeur. Si vous préférez utiliser une antenne ayant une impédance de 75 Ω (voir, plus loin, le paragraphe consacré aux antennes), il faudra que la prise intermédiaire soit située à six spires et non plus à cinq spires du point de masse. La sérigraphie de l'implantation des composants ne rend qu'imparfaitement la technique de connexion des deux selfs L2 et L3. Il vaut mieux s'inspirer de la photographie. Prenons L2 : la prise intermédiaire -c'est-à-dire l'extrémité double- est reliée à l'filot proche du point représentant l'antenne, l'extrémité courte étant soudée directement sur le cuivre de la platine à côté de l'endroit où elle quitte le tore de ferrite, l'extrémité longue allant quant à elle au point prévu à "11 heures".

En ce qui concerne L3, on soude l'extrémité double à l'filot relié à la broche 1 du filtre MX1. L'extrémité courte est soudée au plan de masse à "12 heures" de la self, l'extrémité finissant les 20 spires étant soudée elle au point situé "au nord" de l'indication "L3". On soude ensuite les fils de liaison pour les composants extérieurs à la platine de circuit imprimé.

Le type d'embase utilisé pour la sortie audio dépend du jack de votre casque d'écoute. Plutôt que de remplacer le jack du casque il est préférable de mettre la main sur une embase de type adéquat.

Quoi qu'il en soit, il faudra, dans le cas du casque d'écoute stéréophonique,



utiliser les deux connexions "chaudes" c'est-à-dire celles qui véhiculent le signal, et laisser en l'air les connexions de "masse" reliées entre elles pour assurer la mise en série des deux écouteurs. On peut éventuellement envisager la mise en place d'un adaptateur de façon à pouvoir connecter deux casques d'écoute.

En ce qui concerne l'alimentation, on optera de préférence pour une embase dans laquelle viendra s'enficher le jack de sortie d'un module d'alimentation secteur du commerce. Il existe deux versions de cadran pour le potentiomètre à 10 tours : la version ronde possède un bouton de commande de bonnes dimensions, mais son cadran est plus difficile à lire.

La platine se glisse très précisément dans le boîtier, le plan de masse devant constituer un écran entre le fond du boîtier et les composants évitant ainsi les rayonnements parasites. Après avoir trouvé les emplacements convenables pour les organes de commande et les embases d'entrée et de sortie, en essayant de les positionner le plus près possible des points de connexion prévus à leur intention sur la platine, on procédera au perçage des orifices correspondants.

Le boîtier sera monté renversé de manière à faire disparaître les vis de fixation du couvercle. La connexion des potentiomètres se fera manière à ce qu'une rotation dans le sens horaire entraîne une augmentation de la fréquence ou du volume. Le contact avant (vu du haut et de face) de P1 sera soudé à la piste reliant les condensateurs C1 et C2. De même, le contact gauche de P2 sera soudé à la piste de C34 sinon les commandes ne fonctionneront pas comme prévu et l'étalonnage sera délicat.

Étalonnage

La procédure d'étalonnage de l'installation dépend de l'équipement dont on dispose. Le récepteur est conçu pour travailler avec une alimentation 12 V normalement utilisée pour la CB, alimentation qui peut fournir à vide jusqu'à 13,6 V. Bien que l'aluminium du boîtier constitue un bon écran électrique, il ne forme en rien un blindage magnétique. Les selfs L3 à L6 sont très sensibles au rayonnement magnétique d'un transformateur d'alimentation, dont l'effet se traduit par un signal de sortie subissant une distorsion importante. Il faudra donc veiller à ce que l'alimentation se trouve à un demi-mètre au

moins du récepteur si l'on veut éviter toute capture de rayonnement parasite du 50 Hz.

On commence par mettre les condensateurs variables C5, C15 et C17 en position médiane, le potentiomètre P1 étant positionné de telle façon que l'on mesure une tension de 8 V à l'extrémité de la résistance R2. On devrait trouver cette valeur lors d'une rotation en butée dans le sens horaire du potentiomètre s'il est monté correctement; cette tension devra correspondre à une fréquence de l'oscillateur de 14,4 MHz.

Si l'on dispose d'un oscilloscope à bande passante ≥ 20 MHz, on en connectera la sonde à l'émetteur de T3. On ajuste ensuite la position du noyau de L1 jusqu'à ce que la tension crête à crête mesurée sur l'émetteur de T3 soit de 3 V, voire plus. La fréquence ne nous intéresse pas pour le moment. On peut aussi envisager l'utilisation d'un voltmètre numérique doté d'une sonde HF, la tension mesurée devant à nouveau être de $3 V_{pp}$ ou $1 V_{eff}$ comme indiqué précédemment.

Disposer d'un fréquencemètre numérique est très utile pour définir la plage de fréquences de l'oscillateur, ce qui revient à étalonner le récepteur. Si l'on ne dispose pas d'un tel instrument de mesure, on pourra utiliser un autre récepteur, voire faire appel à un signal d'étalonnage produit par un oscillateur à quartz.

On vérifiera qu'il est bien possible de faire en sorte que la fréquence de l'oscillateur varie de 14,0 à 14,4 MHz, sachant que ce sont là approximativement les limites de la bande amateur des 20 mètres. On étalonne la lecture à l'aide du cadran dont est doté le potentiomètre à 10 tours.

Si l'on ne dispose ni d'un oscilloscope ni d'un multimètre numérique, on pourra, en laissant le condensateur ajustable C5 en position médiane, ajuster L1 à la fréquence convenable par comparaison avec un autre récepteur 20 mètres. Le signal de sortie de l'oscillateur devrait être suffisamment précis pour l'utilisation envisagée par la majorité des utilisateurs.

Une fois que l'oscillateur est réglé, il ne reste plus qu'à jouer sur les autres condensateurs variables de façon à obtenir en sortie le signal audio le plus puissant lors de l'application à l'embase d'antenne d'un signal relativement faible.

Ce signal pourra être "piqué" en l'air soit fourni par un générateur de signal ou un oscillateur à grid-dip.

Un alignement et un étalonnage précis exigent un fréquencemètre numérique, un calibre à quartz ou l'emprunt d'un récepteur de communications. Si vous faites partie d'un club de radioamateurs, il serait étonnant que vous ne puissiez ni mettre la main sur un tel équipement ni trouver un de ses membres prêt à vous aider les quelques minutes que durera l'étalonnage.

Installation de l'antenne

Ceux d'entre vous qui n'ont pas encore découvert le monde de la radiocommunication et vont le découvrir à l'aide de ce récepteur devront installer une antenne extérieure d'un type quelconque si tant est qu'ils veulent obtenir une réception digne de ce nom.

Heureusement, il ne s'agit pas là d'un des douze travaux d'Hercule !

Sachez cependant qu'une antenne dipôle donnera toujours de meilleurs résultats qu'un long morceau de fil conducteur. L'auteur a utilisé un morceau de câble d'antenne bifilaire 300 Ω (du *twin*) de quelque 8,4 m de longueur. On procède à l'interconnexion des deux conducteurs aux deux bouts.

On plie l'antenne en deux pour en déterminer le milieu et, à cet endroit, on coupe l'un des conducteurs. On prend un second morceau de câble bifilaire 300 Ω pour constituer la liaison entre l'antenne et l'installation de réception (le *feeder*), liaison dont la longueur est sans importance.

Grâce à la flexibilité et la faible épaisseur de ce câble, on pourra aisément le faire entrer dans une habitation via l'une des fenêtres. Il reste à accrocher l'antenne à

l'extérieur et à amener le câble de liaison jusqu'à l'intérieur de l'habitation. Le récepteur est conçu pour une entrée asymétrique (*unbalanced*) de 50 ou 75 Ω , et nous disposons, pour le moment, d'une antenne de type symétrique 300 Ω .

Il va falloir, pour la conversion de cette antenne symétrique de 300 Ω en une antenne asymétrique de 75 Ω , réaliser un transformateur d'impédance également appelé circuit "*balun*" (c'est la contraction de l'expression anglaise *balanced to unbalanced* qui signifie littéralement "équilibré vers déséquilibré", c'est-à-dire symétrique-asymétrique). Dans la pratique, on réalise un tel dispositif à l'aide d'un tore de ferrite.

On prend pour ce faire deux morceaux de fil de cuivre émaillé de 0,45 mm de section et de quelque 60 cm de long que l'on entortille l'un avec l'autre avant d'utiliser la paire de brins pour effectuer 15 spires sur le tore. On coupe les extrémités à quelque 7,5 à 10 cm et l'on enlève le vernis d'isolation à chacune des quatre extrémités. On recherche, à l'aide d'un ohmmètre, le début de l'un des fils et la fin de l'autre pour les entortiller et confectionner ainsi la prise centrale.

On relie le câble d'antenne bifilaire aux deux extrémités des enroulements du tore et l'on connecte un câble coaxial 75 Ω en reliant son âme à l'un des fils de l'antenne bifilaire (donc également à l'une des extrémités de l'enroulement du tore), le blindage étant relié à la prise centrale. L'autre extrémité du câble coaxial est dotée d'un connecteur correspondant à l'embase présente sur le boîtier du récepteur.

Dans sa forme actuelle, le (dés)symétriseur est rustique mais parfaitement opérationnel. Si vous voulez lui donner un cachet plus professionnel, vous pourrez le mettre dans un petit boîtier doté d'un connecteur pour câble coaxial d'un côté et d'une prise double pour la fiche reliée à l'antenne bifilaire de l'autre.

Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter bien du plaisir à l'écoute de la bande des 20 mètres.

