

# HAUTES / ELEKTOR

L'ÉLECTRONIQUE  
CRÉATIVE

# FRÉQUENCES

## HORS-SÉRIE HF-3

- Récepteurs à conversion directe  
théorie et pratique
- Récepteurs «reflex» à PLL  
l'audion revisité
- Télévision amateur  
dans la bande des 23 m
- Radiogoniométrie amateur  
récepteur de compétition  
spoutnik pour l'entraînement
- Antennes à cadre  
théorie et pratique
- Pratique des ondes kilométriques  
avec le convertisseur TBF d'elektor

50 FF 360 FB HORS-SÉRIE

50 FF 360 FB

ELEKTOR

M 5997 - 9612 H - 50,00 F



# l'électronique en quatre langues

Apprentissage **interactif** des langues et de l'électronique



**Nouveau** : le premier CD de la bibliothèque numérique

Il est beaucoup plus facile, plus rapide et donc plus efficace de consulter un dictionnaire sur CD-ROM que de le feuilleter sur papier. Ceci est d'autant plus vrai qu'il s'agit ici d'un dictionnaire quadrilingue allemand, anglais, néerlandais et français. Ce CD-ROM est à la fois un dictionnaire de langues, un répéteur pour la prononciation (*oui, il parle à haute voix !*) en quatre langues, et un cours d'électronique complet, avec des leçons, des dessins, des schémas, des exercices (questions à choix multiples, avec les réponses justes !) Installation et utilisation archi-simples !



## Votre professeur particulier pour vos études et pour votre travail !

Recherche interactive par mots-clés dans le glossaire

- 12 combinaisons de langues différentes
- Recherche interactive : glossaire de 4000 termes techniques
- À l'étranger ou sur Internet : un interprète compétent toujours à portée de souris
- Interface et guidage intégralement graphiques
- Impression sur papier possible

**Recherche interactive !**



**Le plaisir d'apprendre !**

Différents modes d'apprentissage pour varier les plaisirs : texte-texte, vocabulaire (ci-contre), contexte, exercices «à trous» Certaines parties du texte sont dites à haute voix sur le CD-ROM !



... la bibliothèque numérique  
**elektorsoft**

☎ 01 44.72.29.34

🖨 01 44.72.28.44

Publitrone · BP 11564 · 75920 PARIS Cedex 19

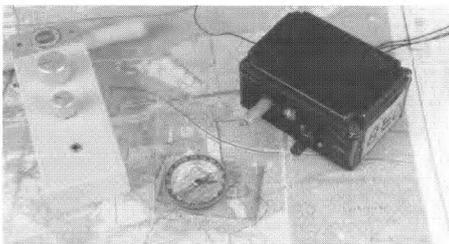
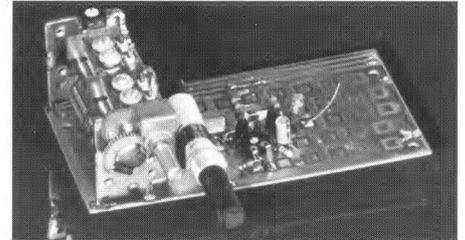
Pour commander, utilisez le bon de commande encarté dans la revue.

Configuration minimale : ■ 386 DX - MEV : 4 Mo - DD : 4 Mo ■ Win 3.1 - DOS 6.0 ■ CD-ROM double vitesse ; carte-son opt.

# SOMMAIRE

## expérimentation

Platines d'expérimentation en haute fréquence .....	28
Manipulateur électronique .....	32
Traceur de signal BF/HF .....	68

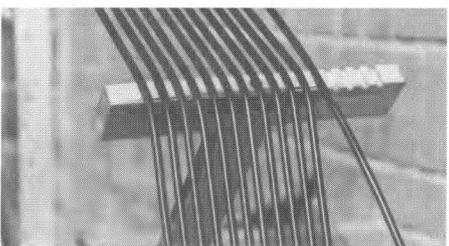
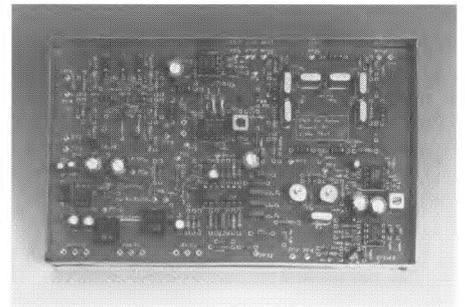


## émission

Balises d'exercice, pour la bande des 80 m.....	10
Émetteur de télévision FM, pour la bande des 24 cm .....	48

## réception

ARDF 80, un récepteur ARDF pour la bande des 80 m.....	5
Amplificateur UHF à large bande.....	36
Syntoniseur ATV sur 23 cm, un plat tout préparé .....	38
Synthétiseur pour syntoniseur, pour faciliter la syntonisation.....	41
RX 80/20.....	42
Audion à PLL, une redécouverte .....	55

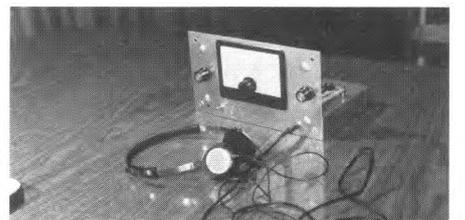


## antennes

Réception de la VLF, avec le convertisseur d'Elektor .....	63
Petites antennes-cadres, introduction et bases théoriques .....	74
Petites antennes-cadres, travaux pratiques .....	80

## théorie

Récepteurs à conversion directe, théorie et pratique .....	13
Résistance caractéristique et adaption .....	60



### Liste des annonceurs

Aquasys .....	59	GES .....	9
Batima Electronic .....	87	Layo France .....	89
Elektor .....	90, 94	Procom France .....	7
Franclair Diffusion .....	67	Publitronic .....	4, 89, 95, 96

# LA CONNAISSANCE RÉVÉLÉE

## TRAITÉ DE L'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE ET NUMÉRIQUE VOLUME 1

La version française de ce manuel si apprécié dans les pays anglophones traite de manière pratique tous les aspects de l'électronique moderne. Grâce à leur approche non conventionnelle, les deux tomes du Traité sont parfaitement adaptés à l'étude et à l'auto-formation pour tous ceux qui souhaitent comprendre et concevoir des circuits électroniques.

**560 pages, format 17 x 24 cm, couverture rigide, 254 FF/1500 BF**

## TRAITÉ DE L'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE ET NUMÉRIQUE VOLUME 2

Le deuxième tome traite la technique numérique, la technique des microcontrôleurs, mais aborde aussi les domaines particuliers de la haute fréquence ainsi que la mesure et le traitement des signaux.

**640 pages, format 17 x 24 cm, couverture rigide, 254 FF/1500**

## LE MANUEL DU MICRO-CONTRÔLEUR ST62

La série ST62 de SGS-Thomson est l'outil idéal pour résoudre de façon simple et efficace les tâches complexes dans le domaine de la technique de commande et de régulation. Les informations contenues dans ce livre vous ouvriront toutes les voies du développement de votre propre matériel, et bien sûr du logiciel avec lequel vous le ferez fonctionner.

**256 pages, format 17 x 24 cm, couverture rigide, 254 FF/1500 BF**

LUC LEMMENS

## LE MANUEL DU MICROCONTRÔLEUR ST62

ST

VANCE DICKASON

## ENCEINTES ACOUSTIQUES & HAUT-PARLEURS



CONCEPTION, CALCUL & MESURE AVEC ORDINATEUR

PUBLITRONIC ELEKTOR



PUBLITRONIC ELEKTOR

**356 pages, format 17 x 24 cm, couverture rigide, 254 FF/1500 BF**

## ENCEINTES ACOUSTIQUES & HAUT-PARLEURS

Construire et mettre au point des enceintes acoustiques est à la fois une science et un art. Seules des connaissances fondamentales approfondies vous permettront de concilier de façon optimale les filtres, les hauts-parleurs, et les dimensions du coffret de vos enceintes. Ce livre décrit des méthodes simples et éprouvées pour construire les enceintes de vos rêves.

## LE BUS SCSI

Principe de fonctionnement, structure de commande, codes et messages, signaux d'acquiescement, classes d'appareils... rien n'est laissé dans l'ombre. Ceci ne sont que quelques-uns des nombreux aspects du standard SCSI traités de façon détaillée dans la partie théorique du livre. La partie pratique donne des conseils sur la configuration, les câbles (types, brochages, longueur), les BIOS et les logiciels de gestion des appareils, les adaptateurs, etc...

**300 pages, format 17 x 24 cm, couverture rigide, 254 FF/1500 BF avec CD-ROM**

## PRATIQUE DES MICROCONTRÔLEURS PIC

Dans ce livre sont présentés les outils logiciels spécifiques aux microcontrôleurs à jeu d'instructions réduit que sont les PIC. Outre l'assembleur et le simulateur, l'ouvrage présente les outils matériels, comme l'émulateur et le programmeur. Il est complété par des routines clé-en-main fournies sur la disquette, avec l'assembleur et le simulateur Parallax, pour la lecture de cartes magnétiques, la commande d'EEPROM sérielles, ou celle d'un affichage à cristaux liquides ou encore celle d'une interface sérielle.

**256 pages, format 17 x 24 cm, couverture rigide, 254 FF/1500 BF avec disquette**

## LA BIBLIOTHÈQUE D'ÉLECTRONIQUE

L'édition spéciale de ces ouvrages pour les lecteurs d'Elektor n'est disponible qu'auprès de l'éditeur. Pour passer votre commande, veuillez utiliser l'un des bons de commande spéciaux encartés dans la revue ou le bon de commande récapitulatif à la fin de la revue si vous commandez plusieurs ouvrages différents.

P. HOROWITZ & W. HILL  
**TRAITÉ DE L'ÉLECTRONIQUE**  
ANALOGIQUE & NUMÉRIQUE

P. HOROWITZ & W. HILL  
**TRAITÉ DE L'ÉLECTRONIQUE**  
ANALOGIQUE & NUMÉRIQUE



volume 2: techniques  
numériques & analogiques

PUBLITRONIC  
ELEKTOR



PUBLITRONIC  
ELEKTOR

**254 FF**  
**1500 BF**

par ouvrage + port

(port gratuit pour une commande  
de deux ouvrages ou plus)

ULRICH WEBER

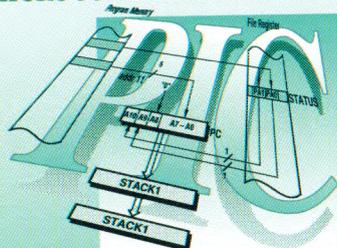
## LE BUS SCSI



ELEKTOR

F. VOLPE & S. VOLPE

## PRATIQUE DES MICROCONTRÔLEURS PIC



LOGICIELS ET  
MATÉRIELS  
D'EXPLOITATION



ELEKTOR

*La « chasse au renards », sport de radio-amateurs qui peut aussi intéresser les modélistes, nécessite un minimum d'équipement, à commencer par un récepteur portatif possédant certaines qualités. L'ARDF 80 (ARDF pour Amateur Radio Direction Finding, ou radiogoniométrie amateur et 80 pour 80 m) est un récepteur compact, superhétérodyne, avec un bon comportement en grands signaux, sélectif, sensible (sensibilité réglable). Sa consommation (15 mA) est celle d'un chameau. C'est, en moins de mots, un outil de compétition. Comme le dit son nom, il est prévu pour la bande des 80 m et justifie les prétentions de ses utilisateurs au podium.*

Nico Veth PAoNHC

# ARDF 80

## Un récepteur ARDF pour la bande des 80 m

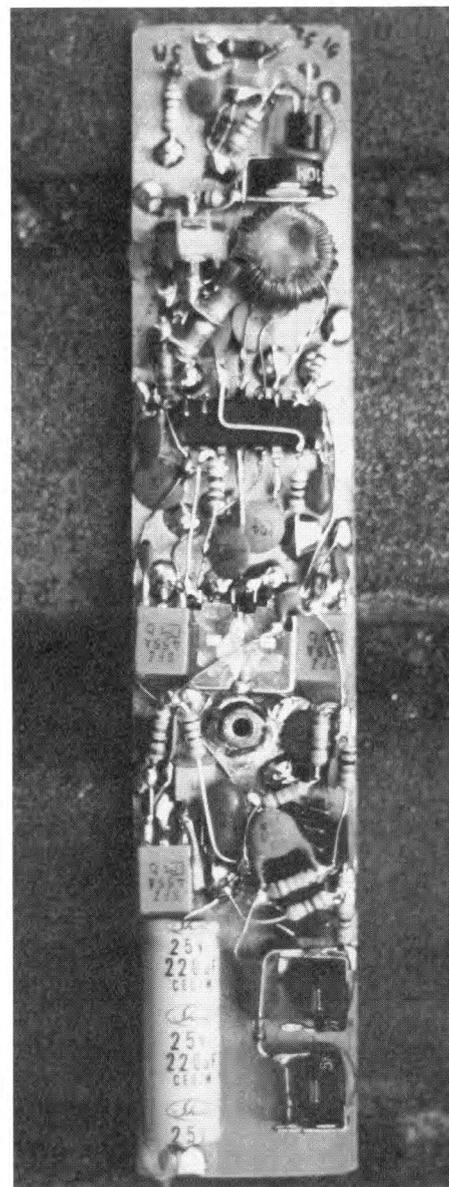
La « chasse aux renards », recherche de balises cachées à l'aide d'un récepteur spécialisé, se pratique aujourd'hui sur la bande des 2 m (144 MHz à 146 MHz) et, dans une moindre mesure, sur celle des 80 m (3,5 MHz à 3,8 MHz). Pourquoi la bande des 2 m ? En milieu urbain, dans les bois ou en terrain vallonné, le signal émis par le renard (balise) sur cette longueur d'onde se réfléchit sur les objets métalliques ou humides qu'il rencontre. La présence d'arbres mouillés, de poteaux de toute sorte, le relief, compliquent singulièrement la tâche des chasseurs. Les moins expérimentés cherchent parfois très longtemps et dans les directions les plus variées. Ils croient brûler lorsqu'ils sont au plus froid.

Les antennes de un mètre de large font une quarantaine de centimètres de long (ce ne sont pas des rectangles...) et sont souvent reliées au récepteur à l'aide d'un câble amo-

vible. Elles se heurtent ou s'accrochent aux branches, ralentissent la progression et il n'est pas rare que de si mauvais traitements les détériorent définitivement. Ajoutez à cela qu'une bonne antenne, ni trop encombrante ni trop chère, est compliquée à fabriquer, la chasse et sa préparation peuvent laisser les plus entêtés. La bande des 2 m est donc dissuasive, favorise le renard et la recherche plus que la trouvaille. Dans ce domaine comme dans quelques autres, les « chercheurs qui trouvent » ne sont pas légion.

Quels avantages présente en revanche la bande des 80 m ? L'antenne est un cadre de ferrite de quelque 20 cm de long, logé dans une coque de 2,5 cm de diamètre et complété par une antenne fouet escamotable d'une vingtaine de centimètres également, antenne dite de « lever de doute ». Le meuble est déjà moins encombrant et ne risque guère de rester accroché. Les ondes

de la gamme des 80 m, évidemment plus longues, sont ensuite beaucoup moins réfléchies (moins rusées !), que les ondes plus courtes. Le relèvement (détermination du gisement ou azimut au sol, c'est-à-dire de la direction dans laquelle se trouve un point, il se fait en principe à l'aide de deux récepteurs) des balises est beaucoup plus facile et plus précis. Il faut toutefois prendre en compte les passages de cours d'eau ou d'étangs, lacs, etc. et les constructions métalliques longues, lignes à haute tension, voies ferrées, clôtures. Tous ces obstacles naturels ou artificiels peuvent réfléchir ou infléchir le trajet des signaux de 80 m. Le lecteur comprendra pourquoi, lors des compétitions ARDF (forme de chasse au renard aux règlements sévères), les parcours concernant la bande de fréquences que nous avons choisie sont beaucoup plus longs que ceux réservés au double-mètre.



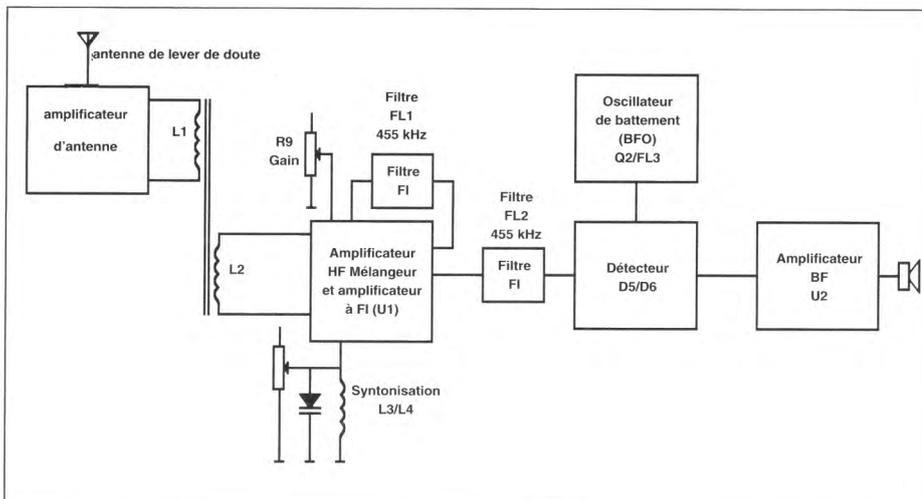


Figure 1. Schéma de principe de l'ARDF 80.

Autre avantage des 80 m, la conception et la fabrication d'un bon récepteur, relativement bon marché, est plus facile. De même pour le « roux » ou balise, construire un bon petit émetteur d'onde entretenue (ou CW, pour *Continuous Wave*) d'une puissance de 3 W ce n'est ni très sorcier ni très cher, alors qu'un émetteur AM de 2 m de qualité suffisante peut prendre à la fois beaucoup de temps et d'argent. De plus un tel animal est relativement gourmand et les sources d'alimentation, si elles sont abondantes dans la nature, ne sont pas toujours accessibles.

Dernier avantage, qui ne concerne malheureusement que nos lecteurs de Rotterdam : les responsables de la chasse au renard du VERON (Association néerlandaise de radio-recherche expérimentale) ayant constaté que les plus jeunes de leurs adhérents prenaient plus de plaisir à la chasse sur 80 m (après une bonne formation) que sur 2 m, ont décidé de stimuler la fabrication de ce genre d'appareils. Pour la formation, ARDF-France n'est d'ailleurs pas en reste, vous trouverez son adresse dans l'article décrivant les balises (ce numéro). Dans ce type de chasse, la fabrication du fusil en elle-même est le premier plaisir du chasseur.

## Projet

Qui dit « petit récepteur d'ondes courtes bon marché » pense souvent « conversion directe ». S'il connaît un tant soit peu le principe, il sait ce que cela signifie : la sélectivité est plutôt mauvaise, le bruit important, et comme l'oscillateur fonctionne précisément à la fréquence de réception et

rayonne toujours plus ou moins, il ne suscite pas l'amitié des chasseurs voisins. Cette piste n'étant pas exploitable, nous en sommes revenu au bon vieux principe du superhétérodyne (ce principe, certes des plus modernes, fut imaginé en 1917 par Lucien Lévy). Le cliché de titre montre le projet avant sa mise en boîte, la **figure 1**, après la première étape de la conception.

Dans d'autres projets, le circuit de lever de doute (*sense circuit*) permettant de déterminer le sens dans lequel progressent les ondes après découverte de leur direction (une direction à deux sens) est parfois couplé capacitivement avec le circuit d'antenne. Lorsque l'antenne est hors circuit, la direction de réception est faussée et si elle est remise en circuit, le récepteur a une fâcheuse tendance à bruyier voire à siffler. Un couplage inductif ne présente pas ce défaut. Ensuite, une antenne télescopique, lorsqu'on en fait varier la longueur, permet d'adapter au mieux la directivité du récepteur. Précisons que la longueur la plus efficace d'une antenne détectrice dépend de la distance qui sépare le chasseur de sa proie (champ proche ou champ éloigné). Un fil d'acier inoxydable fin et flexible peut aussi faire office d'antenne. Il sera plus solide et pourra se tailler à la bonne (ou la meilleure en moyenne) longueur après essais.

Le cadre en ferrite, long, est à l'origine prévu pour un récepteur d'ondes moyennes. Le récepteur en sera plus sensible et plus précis qu'avec un cadre court. Un cadre spécialement conçu pour les ondes courtes est encore préférable, mais plus cher, si on le trouve, ce qui n'est pas très

facile. Le nombre de spires des bobines sur son cylindre doit être bien adapté (ne pas modifier la valeur des condensateurs d'accord).

Le récepteur en soi est un circuit intégré, le TCA440. Il supporte en entrée des signaux de très grande amplitude (1 V de tension HF !) avant que le surmenage (*overdriving*) ne l'étouffe. Même lorsque l'appareil aura le nez sur la balise, il continuera de travailler sans se bloquer.

La plage de fréquences sur laquelle le récepteur travaillera est assez étroite (3,5 MHz à 3,6 MHz) pour qu'on le cale sur 3,55 MHz. Si l'impédance du circuit d'antenne est finement adaptée à l'impédance d'entrée du TCA440, la largeur de bande dépassera largement les 100 kHz. Il suffira alors d'accorder l'oscillateur à l'aide d'une diode à capacité variable (ou « varicap », marque déposée). Pourquoi ne pas accorder le circuit d'antenne avec un tel composant ? C'est possible aussi, mais si les signaux d'entrée ont trop grande amplitude, la diode de syntonisation (ou d'accord, syntoniser, c'est accorder) pourrait conduire et limiter le signal : le « bon comportement en grands signaux » annoncé ne serait plus que publicité mensongère. La solution du double condensateur variable mécanique n'est pas mauvaise, si on le trouve, et ses dimensions sont imposantes.

La sélectivité d'un petit récepteur aussi simple est surprenante ( $\pm 20$  kHz pour environ  $-100$  dB). Les deux filtres de fréquence intermédiaire céramiques, astucieux et bon marché, associés à des transformateurs de fréquence intermédiaire avec prise n'y sont pas étrangers. Quand un renard gannit vers 3,510 MHz et qu'un autre glapit (le troisième jappera) sur 3,580 MHz, le récepteur les distingue et les localise.

Point de commande automatique de gain dans un tel montage ! Un tel dispositif interdirait une bonne perception de faibles variations d'intensité du signal reçu, et c'est justement de quoi ont besoin les chasseurs pour déterminer la direction d'où vient le signal. Le réglage se fera donc à la main. La plage offerte par le TCA440 est d'ailleurs de 100 dB. Il suffira de choisir judicieusement la résistance R23 et la tension maximum appliquée sur la broche 9 du circuit intégré pour qu'il s'effectue

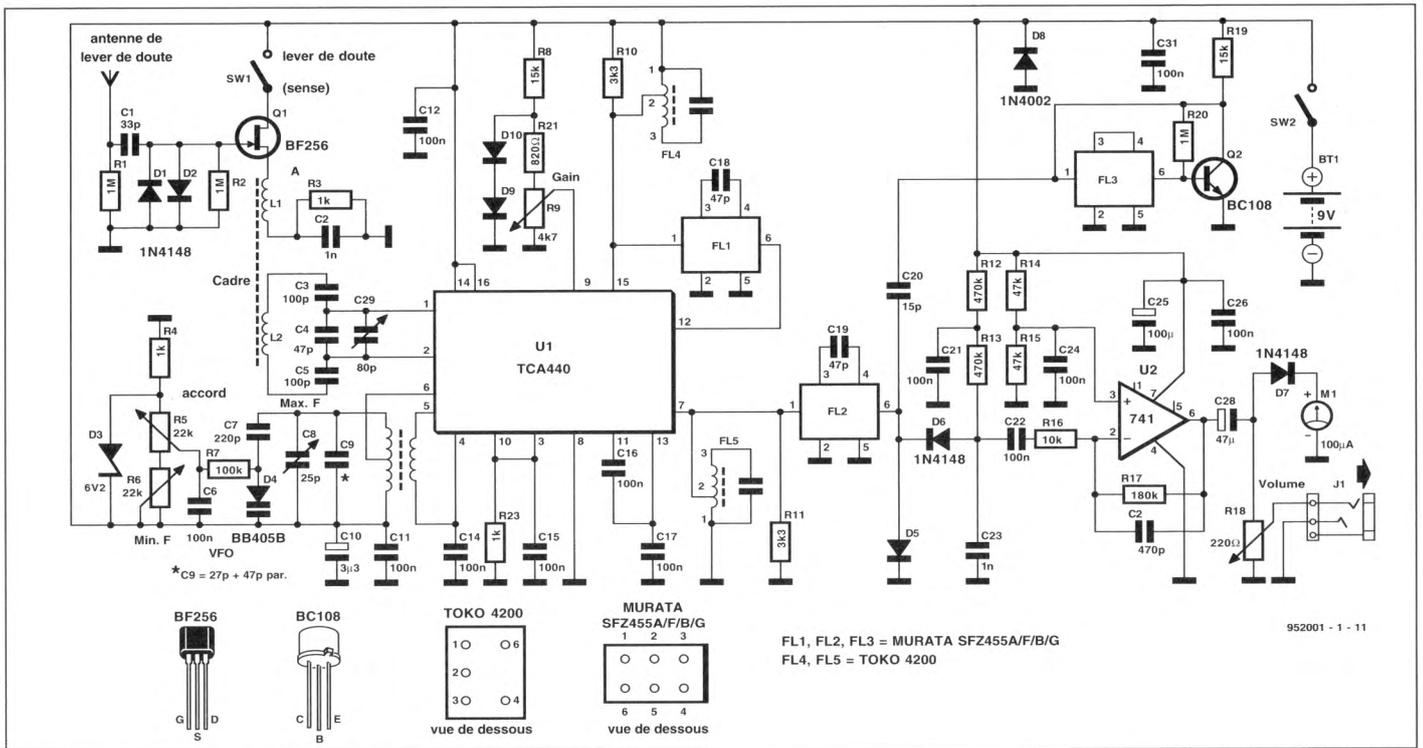


Figure 2. Les blocs du schéma de principe sont ici détaillés.

commodément. Les étages de fréquence intermédiaire deviennent déjà moins sensibles, puis c'est au tour de l'étage de haute fréquence. Le dispositif qui répond ainsi est dit

« commande de gain à retard haute fréquence ». Grâce à lui, le rapport signal/bruit reste optimal et le réglage a toute la souplesse souhaitable.

L'amplificateur audio doit tout à un amplificateur opérationnel analogue au 741. Ne manque plus qu'un casque assez sensible en sortie (le MDR-44 de Sony, par exemple) et les deux



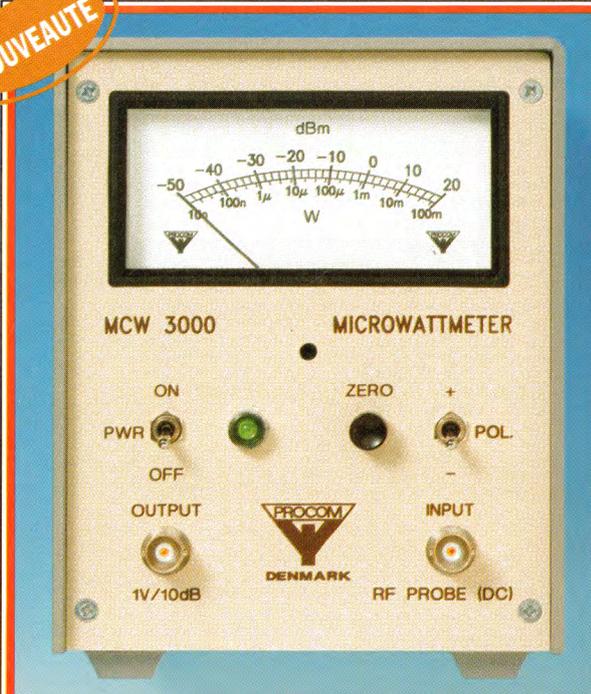
**FRANCE**

# MCW 3000

**Wattmètre  
hyperfréquence**

- ★ Mesure rapide, facile et précise de la puissance.
- ★ Très large bande.
- ★ Champ dynamique: 70 dB
- ★ Grande sensibilité démarrant à -50 dBm (10 nanowatts).
- ★ Champ: -50 dBm → +20 dBm. (10 nanowatts à 100 milliwatts, en courte durée 1 Watt).
- ★ Gamme de fréquence: 10 MHz à 18 GHz avec sonde standard et jusqu'à 50 GHz avec sonde en option.
- ★ Applicable à la plupart des modèles de sondes.
- ★ Beaucoup d'applications avec mesures de puissance.

- ★ Haute précision < ± 1 dB avec sondes (-40 dBm → +20 dBm) HP 33330B, C, D ou E, pour < ± 3 dB @ moins 40 à moins 50 dBm.
- ★ Sortie pour mesure par balayage (1 V/10 dB).
- ★ Le champ dynamique peut être élargi en utilisant des amplificateurs externes ou des coupleurs directionnels.
- ★ Alimentation en 220 V/9 V
- ★ **SONDE PRO-18G FOURNIE.**



**NOUVEAUTE**

**PROCOM France SARL**  
 Europarc - 121, Chemin des Bassins  
 94035 CRÉTEIL CEDEX  
 Téléphone: (1) 49 80 32 00 - Télécopie: (1) 49 80 12 54

oreilles attentives du chasseur ne souffriront pas trop.

## Fabrication

La technique de montage, décrite dans ce même numéro (« Expérimentations en HF »), est un peu particulière et ne donne pas de « beaux » (encore que cela se discute !) mais d'excellents résultats. Tous les composants sont installés en « tours mortes » (en « volant ») sur une bande de circuit imprimé simple face dont le cuivre sert à la fois de plan de masse et de surface de montage. Lors de l'esquisse de l'implantation des composants, la règle est de limiter la longueur des liaisons au minimum tout en laissant accessibles aux derniers réglages, lorsque le montage est dans son boîtier, C29, C8, R6 et R18.

Nous ne garantissons la sélectivité que pour des filtres céramiques du type SFZ455. Celle d'autres filtres bon marché, ceux-là le sont, est souvent plus mauvaise.

Ensuite, un récepteur de chasse au renard n'est pas traité tendrement. Sans parler des secousses et des chocs,

il lui arrive de tomber, il doit supporter l'humidité, voire l'eau. Il conviendra donc, une fois les essais terminés, de fixer sur la platine à l'aide de colle thermique les composants lourds, les fils flottants et les composants de l'oscillateur variable (excepté U1, C8 et R6). Pour parfaire le tout, de la cire d'abeille coulée sur les composants de l'oscillateur stabilisera encore mieux celui-ci en fréquence.

Le boîtier, métallique, tiendra bien en main. Il évitera les glissements en fréquence de l'oscillateur lorsque vous l'empoignerez (effet de main) et interdira aux signaux électromagnétiques toute effraction : la réception n'est autorisée que par l'antenne. Un tube d'aluminium de section quadrangulaire (40 par 40 mm, prévoir des capuchons de plastique pour le refermer) fera l'affaire. La lamelle du montage tiendra à l'intérieur à l'aide d'une petite vis. L'antenne télescopique de lever de doute sera de même fixée, isolée, à l'intérieur du tube ne laissant, rentrée, dépasser que son extrémité par le bouchon percé. Il va de soi que n'importe quelle boîte

conviendra, pourvu qu'elle ne laisse pas rentrer l'eau et soit métallique.

Le cadre sera monté à part, dans un tube métallique cylindrique de 25 mm de diamètre, ouvert d'un trait de scie dans sa longueur. Bouchez les extrémités et la fente avec un matériau isolant (plastique). Le tube fera écran à la composante électrostatique du champ électromagnétique rayonné par l'émetteur. Cet écran électrostatique prévient les bruits de crécelle dus aux champs électriques des tubes fluorescents, des lignes à haute tension, etc. L'expérience montre que cette protection peut éviter de petites erreurs de relèvement au voisinage de clôtures.

Et le trait de scie ? Il ouvre l'espèce de spire que forme le tube autour du cadre. S'il n'était pas ouvert, le champ électromagnétique rayonné par l'émetteur n'atteindrait pas le cadre et la réception serait nulle ou presque. Une autre solution consiste à enfermer le cadre dans un tube de PVC (sans trait de scie). Dans ce cas, il faudra modifier les bobinages.

Les chasseurs prévoyants n'oublient pas de se prémunir d'une pile de secours. Si son changement nécessite un marteau piqueur il vaut mieux alimenter le récepteur sur le secteur ! Bon, il existe des boîtiers pour piles de 9 V, solution idéale. Il suffit de tourner la pile dans le sens de la longueur pour mettre le récepteur hors tension. Cette solution est préférable à un interrupteur qui ne supporte généralement pas les conditions pénibles imposées par la chasse, la pluie en particulier.

Le choix du casque est important. Ses qualités sont sa sensibilité, sa légèreté et une assez grande impédance. Évitez les écouteurs monauraux, qu'ils soient dynamiques ou à cristal. L'impédance de chaque moitié du casque sera de 30 Ω au moins. Veillez à son branchement, le connecteur aura à souffrir. En désespoir de cause, vous pouvez même vous rabattre sur une prise secteur. Câblez ses deux écouteurs en série (donc 60 Ω au moins pour l'ensemble), l'impédance sera quatre fois plus élevée que s'ils étaient câblés en parallèle. L'audition et le 741 s'en trouveront fort bien.

## Syntonisation

Syntonisation (du grec sun, avec, et tonos qui a plus à voir avec le son que le thon) est utilisé en France par

### Liste des composants

R1, R2, R20 = 1 MΩ  
R3, R4, R23 = 1 kΩ  
R5 = 22 kΩ lin. (voir modification)  
R6 = 22 kΩ (ajust.)  
R7 = 100 kΩ  
R8, R19 = 15 kΩ  
R9 = 4,7 kΩ lin.  
R10, R11 = 3,3 kΩ  
R12, R13 = 470 kΩ  
R14, R15 = 47 kΩ  
R16 = 10 kΩ  
R17 = 180 kΩ  
R18 = 220 Ω, ajust. (couché)  
R21 = 820 Ω  
C1 = 33 pF  
C2, C23, C32 = 1 nF  
C3, C5 = 100 pF NPO  
C4, C18, C19 = 47 pF NPO  
C6, C11, C12, C14, C15, C16, C17, C21, C22, C24, C26, C31 = 100 nF  
C7 = 220 pF NPO  
C8 = 25 pF, ajustable  
C9 = [27+47] pF NPO  
C10, C13 = 3,3 μF, tantal  
C20 = 15 pF  
C25 = 100 μF/16 V  
C27 = 470 pF  
C28 = 47 μF/16 V  
C29 = 80 pF, ajustable  
C30 = 22 pF  
L1 = 2 spires\* sur barreau de ferrite  
L2 = 23 spires\*, sur barreau de ferrite  
L3 = 63 spires\* sur tore T50-6, prise à 20 spires  
L4 = 8 spires\*

FL1, FL2, FL3 = Murata SFZ455  
A/F/B/G (Barend Hendriksen)  
FL4, FL5 = transfo. FI 7 mm, avec prise au primaire (Toko 4200)  
Cu émaillé de 0,3 mm  
Q1 = BF256  
Q2 = BC108  
U1 = TCA440  
U2 = 741  
D1, D2, D5, D6, D7, D9, D10 = 1N4148  
D3 = 6,2 V, zener  
D4 = BB405B varicap  
D8 = 1N4002

Barreau de ferrite 20 cm (Barend Hendriksen)  
Fil de cuivre émaillé 0,3 mm  
Boîtier de pile de 9 V  
Tore (L3/4) T50-6 Amidon  
M1 = 100 μA, échelle allongée, éventuellement éclairé  
Antenne de lever de doute d'environ 35 cm, petite antenne télescopique 20 cm  
Sw1 = inverseur miniature unipolaire  
Sw2 = bouton poussoir unipolaire NO  
J1 = jack stéréo, 3,5 mm  
Bouton avec flèche  
Bouton gradué de 1 à 12

### Modification

Enlever le potentiomètre de 22 kΩ (R5)  
Commutateur 10 positions  
Bouton avec flèche  
9 résistances de 1,8 kΩ  
Potentiomètre stéréo 2,5 kΩ lin.

les physiciens depuis 1901 pour désigner l'« accord de deux circuits oscillants ou le réglage de résonance qui assure le rendement maximum » (Robert). La chasse au renard ou la chasse aux « bips » utilisent fréquemment toute la bande des 80 m. Les chasses ARDF se déroulent toujours sur la partie télégraphique de la bande (3,5 MHz à 3,6 MHz). Les fréquences en usage sont : 3,500 MHz ou 3,510 MHz pour le terrier principal, et 3,579 MHz ou 3,5815 MHz pour des gîtes intermédiaires. Comme ce petit récepteur est prévu pour les chasses ARDF, sa plage de syntonisation s'étend de 3,495 MHz à 3,605 MHz. Limiter la gamme facilite la syntonisation et permet à la varicap de fonctionner dans la partie linéaire de sa caractéristique.

Si l'on veut étendre cette plage à toute la gamme (300 kHz), il faut fixer la bande passante du circuit d'antenne à 300 kHz. L'élimination de la fréquence image et la syntonisation risquent alors de poser de sérieux problèmes. La solution n'est pas à portée de main, à moins de diviser la difficulté par trois. La division est celle de la bande passante du circuit d'antenne à l'aide d'un commutateur rotatif à trois positions et deux contacts mère permettant de mettre en parallèle au circuit à accorder des ajustables (*trimmer*) supplémentaires. La bande de 300 kHz sera ainsi parcourue en trois sections de 100 kHz chacune.

Si la fréquence de l'oscillateur est réglée au-dessus de la fréquence de réception (ce qui est théoriquement meilleur), celle-ci risque d'être polluée par des émissions voisines de 4,5 MHz. Il faut s'en prendre à la « réception de l'image » (fréquence de réception plus le double de la fréquence intermédiaire), dont souffrent aussi les récepteurs «worldwide» (à l'échelle mondiale) de bas de gamme. La réception est polluée par des émetteurs qui n'y sont pour rien puisqu'ils n'émettent pas sur la fréquence accordée, et des sifflements... qui laissent penser que les oiseaux d'Amazonie se sont offerts une licence. Il suffit pour le présent projet de faire osciller à une fréquence de 455 kHz inférieure à la fréquence de réception (3,040 MHz à 3,150 MHz) pour déplacer les fréquences image dans un domaine où il y a moins de signaux gênants à

attendre. La réception est alors plus calme.

## Modification

Remplacer le potentiomètre R5 par neuf résistances de 1,8 kΩ montées sur un commutateur à dix positions permet de syntoniser par pas de 10 kHz. En complément un potentiomètre stéréo linéaire (2 fois 2,5 kΩ) permet de parcourir la distance entre chaque pas ( $\pm 7$  kHz). Une voie du potentiomètre se branche entre D3 et R5, l'autre entre R5 et R6, le curseur à une extrémité. Attention à ce branchement ! Lorsque la résistance de l'un des potentiomètres augmente, l'autre doit diminuer. La rotation vers la diode zener fera croître la fréquence de réception.

## Réglage

Enfin... Non, encore huit étapes avant la sortie... si le renard est prêt, lequel fait l'objet d'un autre article de ce numéro... Ne pas s'impatienter, la chasse commence à l'ouverture. Donc :

1. Vérifiez les tensions continues et, éventuellement, avec une tête de mesure haute fréquence, les tensions alternatives.
2. Accordez sur la fréquence maximum, puis, à l'aide de C10, sur 3,605 MHz.
3. Accordez maintenant sur la fréquence la plus basse, puis, à l'aide de R6, sur 3,495 MHz.
4. Répétez les étapes 2 et 3.
5. C29 est maintenant en position médiane et le cadre dans son réceptacle. Syntonisez le circuit d'antenne sur un signal de 3,550 MHz en faisant glisser la bobine sur le cadre. L'idéal

est que la bobine soit positionnée vers le milieu du cadre. Modifiez éventuellement le nombre de spires de la bobine d'accord puis collez-la, avec de la colle ou de la cire d'abeille.

6. Ajustez R19 de façon que l'amplificateur audio en sursaturation ne vienne pas vous casser les oreilles. En douceur donc, et avec le casque utilisé pour la course.

7. Réglez les transformateurs de fréquence intermédiaire FL4 et FL5 de façon à obtenir un maximum de signal. Attention ici, utilisez un tournevis en matière plastique pour les noyaux de ces transformateurs !

8. Une fois le récepteur prêt, accordez-vous sur 3,500 MHz puis ajustez le circuit d'antenne à l'aide de C29 pour obtenir le maximum de sensibilité. Entendez-vous quelque chose ? De jour, vous ne devriez pas recevoir beaucoup de signaux, le soir, une grande quantité. Si vous ne percevez que du bruit, quelque chose ne fonctionne pas correctement, soit le récepteur, soit la bande, « tuée » par de violents orages solaires. Eh oui ! et le trafic en souffrir des heures durant... Bonne chasse !

## TALKIE-WALKIE PRO - UHF - FM



### ES -LPD-11

Le GES-LPD-11 fonctionne en **bande UHF FM**, dispose de **69 canaux**, d'une **fonction scanning** et d'un **afficheur LCD avec rétro-éclairage**.

De part sa **construction robuste**, de sa **qualité audio** et de sa **simplicité d'utilisation**, l'émetteur / récepteur GES-LPD-11 est **l'équipement idéal** pour rester en liaison lors de vos **diverses activités professionnelles, de loisirs** ou autres.

Il est **agréé** pour un **usage libre** de plein droit et les **communications sont gratuites**.

Prix public: 825 Fttc

(604.08 F HT)

MRF1196-2 PRIX TTC Nov. 96

RECHERCHE REVENDEURS SUR TOUTE LA FRANCE



GENERALE ELECTRONIQUE SERVICE s.a.

205 rue de l'Industrie - Z.I. - B.P. 46  
77542 SAVIGNY-LE-TEMPLE Cedex  
Tél.: 01.64.41.78.88 - Fax: 01.60.63.24.85

Ewout de Ruiter PAoOKA

Pour la  
bande des 80 m

*ARDF (Amateur Radio Direction Finding ou radiogoniométrie amateur) est une nouvelle façon de chasser le renard, plus nuisible aux petits rongeurs qu'à l'homme ou aux poules. Les renards dont il est question ici sont de petits émetteurs, appelés « sputniks » ailleurs, ce ne sont pas de vrais renards de compétition mais des renards d'exercice, immobiles. En un mot, ce sont des balises, équipées d'un émetteur, d'un compteur de temps et d'un dispositif permettant de les identifier. Cinq de ces balises constitueront un réseau ARDF en miniature.*

## Balises d'exercice ARDF

La « chasse au renard » prend bien des formes, mais dans le milieu des radio-amateurs, il s'agit de la quête de petits émetteurs cachés, à l'aide de récepteurs dont un modèle est décrit dans ce numéro. Cette chasse se pratique à pied, en vétété, en voiture... voire à cheval. Les organisateurs rivalisent d'imagination pour induire en erreur les participants. Dans les limites toutefois imposées par un règlement officiel, conçu par la IARU (organisation internationale des radio-amateurs). Cet organisme ne parle plus de « chasse au renard », argot guerrier, mais d'ARDF ou radiogoniométrie amateur (localisation d'un émetteur d'ondes radio-électriques par observation des ondes reçues). Elle régleme l'organisation des compétitions européennes ou mondiales. Le VERON aux Pays-Bas, l'UBA, en Belgique, s'en occupent et publient respectivement *Elektron* et *CQ-QSO*. En France, l'association jeune et dynamique, s'appelle plus prosaïquement ARDF-France et publie bien sûr *ARDF-France* (voir à la fin de l'article). Nos amis Suisses pratiquent aussi cette discipline avec succès, mais nul ne s'en étonnera.

### ARDF en bref

Lors d'une compétition ARDF, les organisateurs cachent cinq balises dont les émissions sont intermittentes et synchronisées dans une région boisée d'environ 5 km<sup>2</sup>. Les émissions s'effectuent sur la bande des 80 m ou celle des 2 m, selon le type de compétition. Les renards glapissent l'un après l'autre pendant une



minute. Cela veut dire qu'en l'espace de cinq minutes, chacun des renards se sera exprimé pendant une minute, les autres restant silencieux lorsque l'un d'eux jappe.

Les chasseurs doivent effectuer un trajet, inconnu d'eux, aussi vite que possible. Ce trajet passe par chacune des cinq balises. Le problème est que la plupart du temps, les émetteurs restent silencieux. Si le chasseur est en bonne forme physique, s'il a une certaine connaissance de la propagation des ondes radioélectriques en milieu boisé, s'il sait lire une carte et marcher à la boussole, il a des chances de gagner. Le meilleur moyen d'acquérir ces connaissances ou de garder la forme est assurément de s'entraîner. C'est à quoi ces balises aideront.

### Numérique

A la différence des balises les plus courantes, celle que nous nous pro-

posons de décrire est construite à l'aide de circuits intégrés numériques. Voyons son schéma sur la **figure 1**. Le 4060, tout d'abord, est chargé, avec son quartz, de fabriquer la fréquence de la porteuse, ici dans la bande des 80 m. Son signal de sortie, signal oscillant, tamponné, est disponible sur sa broche 9. Il sera appliqué par l'intermédiaire de la diode de commutation rapide D1 à l'étage d'attaque du circuit d'antenne constitué par les opérateurs logiques d'un 40106, câblés en parallèle. Il s'agit d'un signal numérique, c'est-à-dire d'un signal rectangulaire avec tout ce que cela comporte d'harmoniques. Il n'est pas possible de l'envoyer tel quel, il faut le filtrer, en faire un beau signal dont la fréquence correspond à la bande des 80 m et à elle seule. Les bobines du filtre sont les mêmes que celles utilisées par ARDF 80, le récepteur décrit dans ce même numéro. Les deux condensateurs de 1 nF, en parallèle avec le

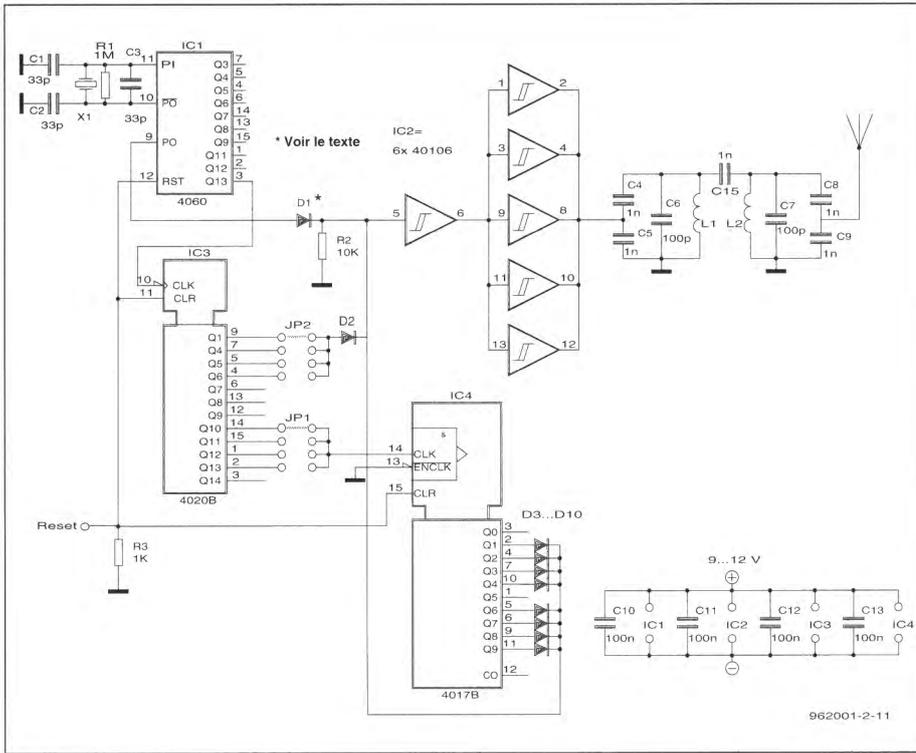


Figure 1. Composants numériques, pour l'émetteur et le compteur de temps.

condensateur de 100 pF, les adapteront à la bande de fréquences.

## Chronologie

Le signal tamponné issu de l'oscillateur à quartz contribuera aussi à la synchronisation et à l'identification des balises. C'est en effet un signal d'horloge tout à fait convenable. Il est d'abord divisé par 214 et la fréquence du signal résultant est de quelque 218 Hz. Le 4020 le divise à nouveau. La position du cavalier JP1 déterminera la fréquence des impulsions appliquées à l'entrée du 4017. Les périodes seront de 9 s, 18 s, 37 s ou 75 s. Le 4017 fonctionne comme une sorte de chenillard et ses sorties passent l'une après l'autre à l'état haut. Après une impulsion de mise à zéro, Q0 passe à l'état haut ; une période d'horloge plus tard, c'est Q1, etc. Ces états hauts sont appliqués par l'intermédiaire de diodes, qui manquent sur deux sorties seulement, à l'entrée d'IC2C. Lorsque ces sorties sont à l'état haut, le niveau à l'entrée de IC2C n'est pas maintenu à l'état haut. Le signal à 3,5 MHz du 4060 peut alors gagner l'étage de sortie et la balise émettre. Lorsqu'une des sorties Q1 à Q4 ou Q6 à Q9 est active, l'inverseur IC2C est bloqué.

Le signal de sortie du 4020, appliqué via JP2 et D2 à l'entrée d'IC2C, bloque aussi le signal HF. Suivant la

sortie sélectionnée, l'interruption sera brève ou longue (point ou trait, en morse). Si l'émission en CW satisfait ainsi aux règlements officiels, elle ne correspond pas à ceux de l'ARDF. Il ne s'agit que d'une balise d'exercice et nous ne souhaitons pas compliquer le problème.

## Cinq renards différents

Une traque ARDF nécessite cinq renards différents. La conception doit donc permettre de fabriquer un jeu de cinq balises identifiables une à une. Comme le 4017 dispose de dix sorties, il est en principe possible de fabriquer un jeu de dix balises. Si l'on s'en tient au programme de la **figure 2**, une tournée de chasseur n'en comprendra que cinq. La programmation de JP2 en tient aussi compte. Le **tableau 1** présente une

configuration possible de nos quintuplés. Il en existe évidemment d'autres, mais celle-ci a été testée et permet à un chasseur normalement constitué d'identifier sans conteste chacun de nos cinq renards.

## Initialisation et synchronisation

Les entrées d'initialisation des trois circuits intégrés IC1, IC3 et IC4 sont soumises aux mêmes conditions et accessibles de l'extérieur sur un connecteur convenable. Ce sera une prise bi-polaire pour quatre des balises puisqu'en sus de l'entrée d'initialisation, la masse doit aussi être présente. La cinquième donnera en outre accès au plus de l'alimentation. Avant de cacher les balises, on reliera en parallèle toutes les entrées d'initialisation qui seront portées, grâce à la cinquième, à l'état haut. Les diviseurs seront ainsi synchronisés et les balises enverront leurs signaux sans confusion possible. Il faut bien sûr que le cavalier JP1 ait la même position sur chacune des balises.

## Aucun circuit imprimé

Les cinq balises se câblent sur des plaquettes pastillées. Le fil de câblage est ici du fil de cuivre vernis de faible diamètre. Un fil de 0,1 mm

Tableau 1

Balise	Sortie	Signal
1	Q4	CW très rapide
2	Q5	CW rapide
3	Q6	CW lent
4	Q7	CW très lent
5		porteuse non modulée

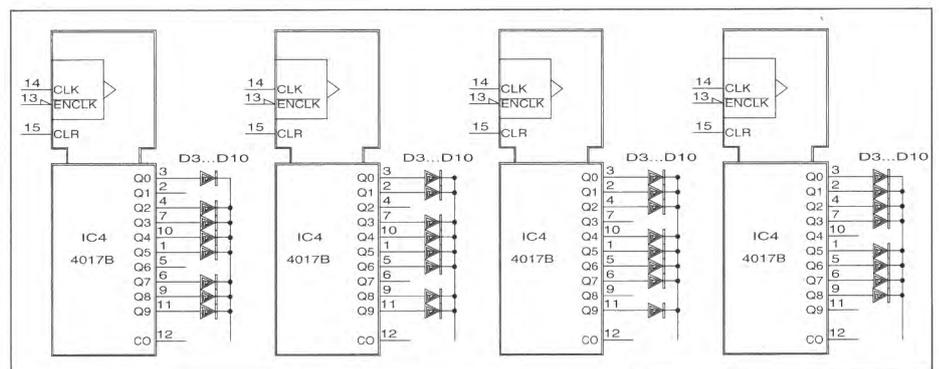


Figure 2. Programmation du 4017 pour cinq balises.

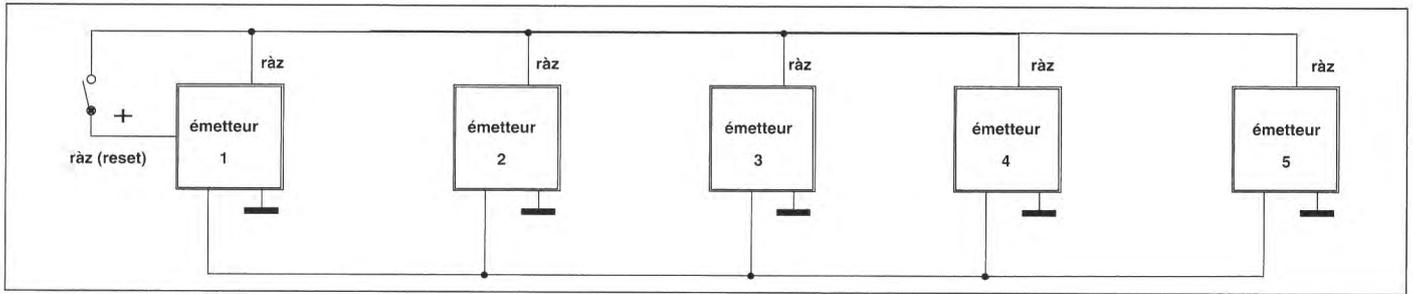


Figure 3. Synchronisation des cinq compteurs de temps.

à 0,2 mm peut se souder à l'aide d'un fer suffisamment chaud sans qu'il soit nécessaire d'en gratter le vernis. « Même pour souder le fil sur les broches des circuits intégrés ? » Bonne question ! Il est conseillé de monter ces circuits sur support pour ne pas les condamner à une mort, certes chaude, mais pénible tout de même. Les supports, ne lésinez pas sur la qualité, leur éviteront aussi les claquages électrostatiques.

La qualité des autres composants n'est pas critique. Les circuits CMOS ordinaires supporteront sans sourciller une fréquence de l'ordre de 3,5 MHz. Une 1N4148 ne convient toutefois pas pour D1, qui doit être très rapide. Les bobines, identiques à celles dont fait usage le récepteur décrit dans ce numéro, sont constituées de quarante spires environ de fil vernis de 0,2 mm de diamètre sur un mandrin de 5 mm. Si vous les rou-

lez vous-même, vérifiez au dipmètre qu'elles correspondent bien à la gamme des 80 m.

Et si vous n'avez aucun goût pour ce genre d'ouvrage, prenez modèle sur le schéma de la **figure 4**. Prévu pour des bobines standard, il vous facilitera la tâche.

Une fois le montage achevé, vous lui trouverez un boîtier métallique. Si l'oscillateur à quartz résonnait à l'air libre, il fournirait un signal permanent trahissant sans peine (sa portée ne serait toutefois pas excessive) la position de la balise. Tel n'est pas le but recherché.

## Antenne

Un fil d'environ 2,5 m de long, pendu verticalement, à la branche d'un arbre par exemple, peut faire antenne. La portée de l'émission restera toutefois limitée. Si le chasseur ne l'a pas lui-même placée, il ne la découvrira que s'il passe par hasard à proximité : la chasse au renard n'est pas un jeu de hasard. La **figure 5** propose un modèle éprouvé d'une portée de 500 m à 1 km. Il s'agit d'un fil de 8 m et de trois radiales de terre de quatre mètres. L'antenne s'accorde sur 80 m à l'aide d'un circuit résonnant constitué d'une self bobinée sur un tore T50-2. Le voyant de syntonisation est un

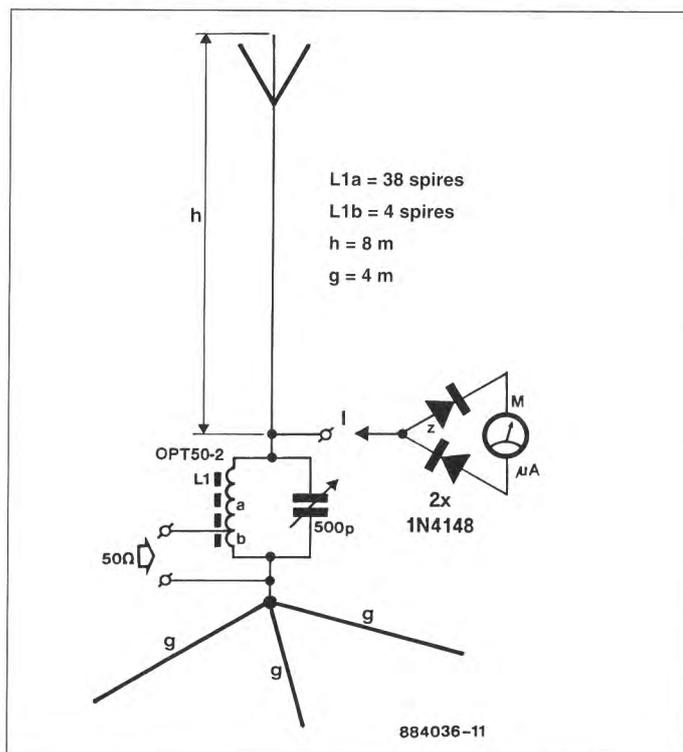


Figure 5. Une telle antenne donnera un peu plus de portée au signal qu'un simple fil.

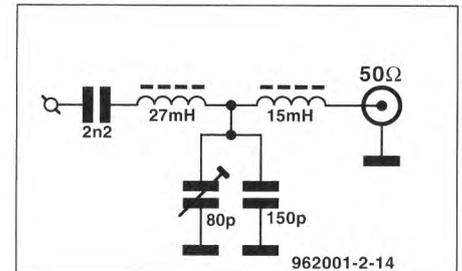


Figure 4. Autre version de l'étage de sortie, réalisé avec des bobines standards.

circuit de mesure élémentaire (à droite sur la figure 5).

Prêts ? Reste à « lâcher » la balise dans la nature et à souhaiter bonne chasse aux coureurs des bois.

**Remerciements :** la traduction de ce texte nous a valu deux chaleureux « 73 » (amitié ! chez les radio-amateurs) du président, Monsieur Claude Frayssinet (qui a formé 150 radio-amateurs !), et du vice-président, Monsieur Pol Nizet (un OM), d'ARDF-France (laquelle publie une revue), dont nous donnons ci-dessous les adresses. L'association, qui regroupe YL (Young Ladies), Y et OM (Young et Old Men) manifeste un immense dynamisme et vous fournira éventuellement des contacts. Mais dépêchez-vous, les championnats de France auront lieu vers la fin du mois d'avril 1996. Et si vous trouvez un sport plus complet... qui demande et apporte autant, vous ne devez pas vivre sur cette planète.

ARDF-FRANCE  
Monsieur Claude Frayssinet  
4, rue des Amandiers  
34840 JACOU

ARDF-FRANCE  
Monsieur Pol NIZET  
LE VIGNEAU  
49490 NOYANT

Joseph J. Carr, B.Sc., MSEE

*Le procédé de la réception par conversion directe n'est pas une nouveauté : son invention remonte déjà à quelques dizaines d'années ! Ce n'est que depuis l'avènement des semi-conducteurs modernes que ces récepteurs sont en mesure de rivaliser avec d'autres équipements plus coûteux : les superhétérodynes, pour ne pas les citer. Les récepteurs à conversion directe sont, presque par définition, des récepteurs pour débutants. Il est vrai qu'ils n'atteindront jamais les performances d'équipements beaucoup plus sophistiqués ; mais les ressources de la technologie actuelle leur permettent à présent de faire preuve d'un excellent niveau de prestations.*

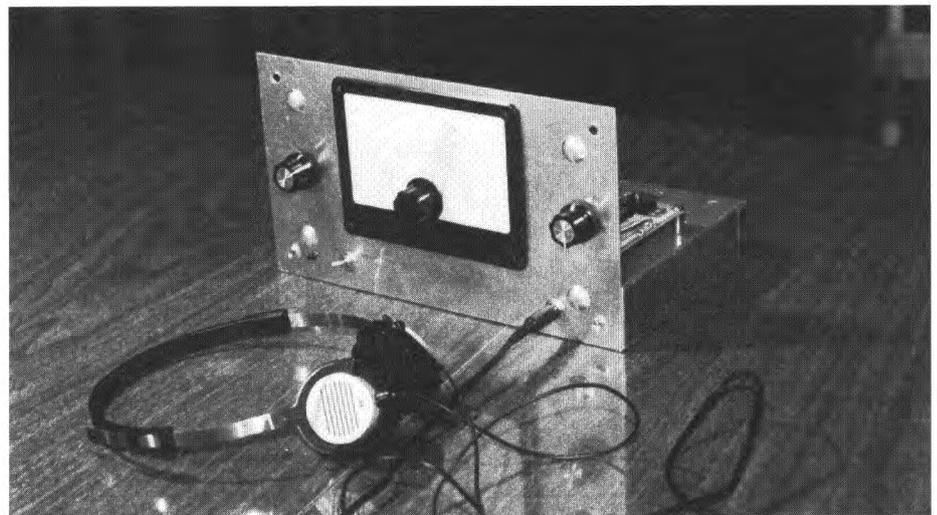
# Récepteurs à conversion directe

## Théorie et pratique

Sans exagérer, nous pouvons affirmer qu'un récepteur à conversion directe moderne peut fournir d'aussi bonnes prestations qu'un récepteur de communications de classe moyenne. Beaucoup d'entre vous trouverez certainement cette affirmation plus qu'hardie, mais elle est confirmée par les comptes-rendus de la littérature spécialisée et par l'expérience que nous avons acquise lors de la construction de différents modèles de récepteurs à conversion directe, plus simplement appelés « DCRs », acronyme issu de leur appellation anglaise de *Direct Conversion Receivers*.

Personne (et nous non plus) n'osera jamais prétendre qu'un DCR est vraiment doté de caractéristiques de très haut niveau ; mais les appareils récents ont quitté l'étagère des gadgets de laboratoire ou des curiosités électroniques pour tenir une place honorable dans le shack de tout radioamateur débutant ou même chevronné.

Dans cet article, nous tenterons tout d'abord de dégager les principes de base de la conversion directe; puis nous continuerons par un rapport détaillé des résultats des tests aux-



quels différents types de circuits auront été soumis.

## Théorie des récepteurs DCR

La même idée directrice sert de fondement aux récepteurs DCR et aux récepteurs superhétérodynes : opérer un changement de la radiofréquence (RF, de *Radio Frequency*) au moyen d'un élément non linéaire appelé mélangeur (ou mixer) alimenté simultanément par un signal de fréquence voisine créé localement par un dispositif qui porte bien son nom : un oscillateur local (LO, de *Local Oscillator*). Ce procédé porte le nom d'hétérodynage ; la **figure 1** représente le schéma synoptique de l'étage d'entrée de l'un ou l'autre type de récepteur. Le mélangeur est un élé-

ment non linéaire qui déforme les signaux  $F_{RF}$  et  $F_{LO}$  ; le signal de sortie du circuit est alors constitué de toute une série de fréquences qui répondent à la formule générale suivante :

$$F_{Out} = m \cdot F_{RF} \pm n \cdot F_{LO}, \text{ où}$$

$F_{Out}$  est l'une des fréquences de sortie,  $F_{RF}$  est la fréquence du signal reçu,  $F_{LO}$  est la fréquence de l'oscillateur local, et où

$m$  et  $n$  sont des nombres entiers positifs (0,1,2,...)

Toutes les fréquences différentes de  $F_{RF}$  et  $F_{LO}$  sont appelées produits du mélange, parce que le dispositif effectue la multiplication des signaux appliqués sur ses entrées. Dans neuf cas sur dix, nous ne

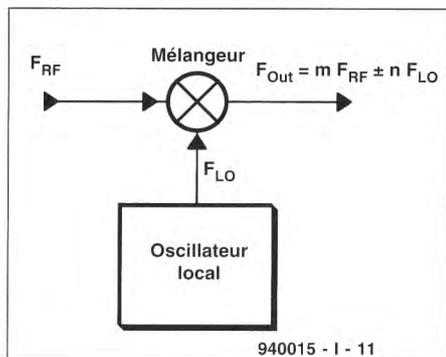


Figure 1. Schéma synoptique de la réception par changement de fréquence, applicable aux récepteurs superhétérodynes et aux récepteurs à conversion directe.

serons concernés que par un spectre de fréquences entièrement défini avec des coefficients  $m$  et  $n$  égaux à un ou à zéro, c'est-à-dire lorsque ce spectre ne comportera que les fréquences d'entrée  $F_{RF}$ ,  $F_{LO}$ , et les produits  $F_{RF} + F_{LO}$  et  $F_{RF} - F_{LO}$ . Ces deux dernières fréquences sont appelées fréquence-somme et fréquence-différence ; l'une d'entre elles sera utilisée par les circuits suivants et portera le nom de fréquence intermédiaire FI (ou IF, de *Intermediate Frequency*). Certains types de mélangeurs fabriquent des produits en quantités non négligeables ; ces fréquences sont indésirables et doivent être éliminées.

Dans un récepteur superhétérodyne, un filtre de bande ne laisse passer que la fréquence-somme ou la fréquence-différence ; l'autre produit, la radiofréquence et le signal de l'oscillateur local sont tous trois éliminés. La qualité de l'amplification des étages de la FI est déterminante pour la sensibilité du récepteur (gain et bruit ajouté ou facteur de bruit), tandis que la raideur des flancs de leur courbe de réponse est directement responsable de la sélectivité de l'ensemble de l'équipement (suppression des signaux de fréquences proches et des résidus du mélangeur). Faute de normalisation, les vieux récepteurs étaient souvent équipés de deux fréquences intermédiaires (455 kHz et 460 kHz). Les récepteurs de communication modernes travaillent d'une autre manière, en utilisant la propriété des mélangeurs de pouvoir produire aussi bien les fréquences-somme que les fréquences-différence. Par un choix judicieux de

la fréquence de l'oscillateur local, il est ainsi possible de recevoir deux bandes de fréquence et de traiter le résultat du mélange par un circuit de fréquence intermédiaire à fréquence unique. Il suffit que les fréquences répondent aux relations :

$$F_1 + F_{OL} = FI, \text{ et}$$

$$F_2 - F_{OL} = FI$$

Si  $F_1$  varie entre 4 et 3,5 MHz (bande des 80 m) et si  $F_2$  varie entre 14 et 14,4 MHz (bande des 20 m), la résolution de ce système d'équations nous indique qu'il faut concevoir un oscillateur local dont la fréquence varie entre 5 et 5,5 MHz et un circuit de fréquence intermédiaire centré sur 9 MHz pour recevoir les deux gammes dans leur entièreté. Faites le calcul ! La sélection de l'une ou l'autre bande sera assurée par la tête HF du récepteur. Lors de la réception d'un signal à 14 MHz par la sélection de l'étage d'entrée des 20 m et le réglage de l'oscillateur local sur 5 MHz, le mélangeur produira des signaux à 19 et 9 MHz ; c'est le signal de différence qui sera admis dans la bande passante des circuits de FI. Lors de la réception d'un signal à 4 MHz, le mélangeur produira des signaux à 1 et 9 MHz ; c'est maintenant le signal de somme qui tombera dans le créneau de la FI. Il n'est pas interdit de décaler légèrement la fréquence intermédiaire (et d'adapter la gamme de l'oscillateur local) pour pouvoir fabriquer des filtres de FI basés sur des cristaux courants et bon marché de 8,86 MHz plutôt que de recourir à ceux de 9 MHz, plus rares et donc plus chers.

Par contre, dans un récepteur DCR, la seule fréquence utilisée est la fréquence-différence (voyez en **figure 2**). Dans ces récepteurs, la fréquence de l'oscillateur local est la même que celle du signal reçu (en

AM) ou très légèrement décalée (en CW et en SSB) ; le spectre des fréquences-différence est alors identique à celui du signal BF qui a produit la modulation.

La modulation en AM est correctement détectée lorsque la fréquence de l'oscillateur local est égale à celle de la porteuse : c'est une démodulation par battement nul ou *zero beat*. Dans ces conditions, le signal de sortie du mélangeur est constitué de la bande latérale supérieure du signal incident ramenée à 0 Hz (le signal BF) et d'un signal HF à deux fois la fréquence incidente, éliminé par le filtre passe-bas.

La différence entre la fréquence de l'oscillateur local et celle du signal incident produit le signal audible lors de la démodulation d'une émission en télégraphie (CW). Il suffit de modifier l'accord du récepteur pour ajuster la tonalité à son goût ; lorsque les signaux morse ressortent bien du bruit, la tonalité se situe aux environs de 800 Hz. Il est possible de situer exactement la fréquence d'émission de la station. Puisque le mélangeur fournit aussi bien le signal  $F_{RF} - F_{LO}$  que  $F_{LO} - F_{RF}$ , on trouvera toujours deux émetteurs identiques à  $\pm 1600$  Hz de décalage ; la fréquence de la porteuse initiale se situe juste entre les deux !

La démodulation de signaux émis en bande latérale inférieure (BLI ou LSB, de *Lower Side Band*, en 80 m) ou en bande latérale supérieure (BLS ou USB, de *Upper Side Band*, en 20 m) ne pose pas de problème particulier : il n'y a aucune commutation à effectuer, il suffit de régler la syntonisation pour obtenir un signal compréhensible. Lorsque vous démodulez un signal émis en BLI, la fréquence de l'oscillateur local est réglée légèrement plus haute que celle du signal émis (de l'ordre de

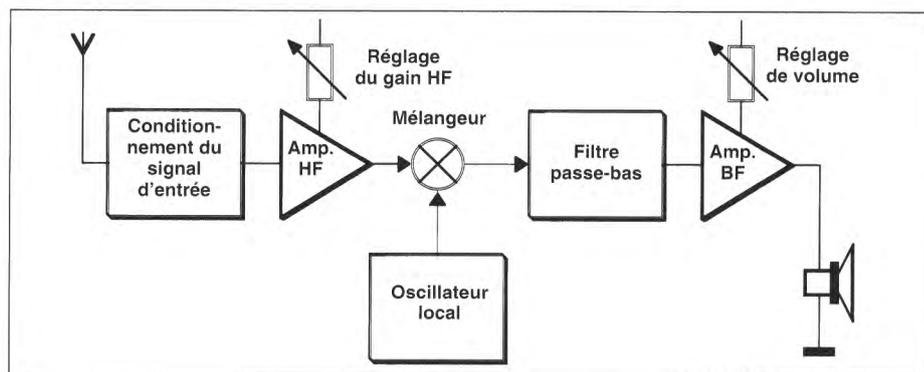


Figure 2. Schéma général d'un récepteur à conversion directe.

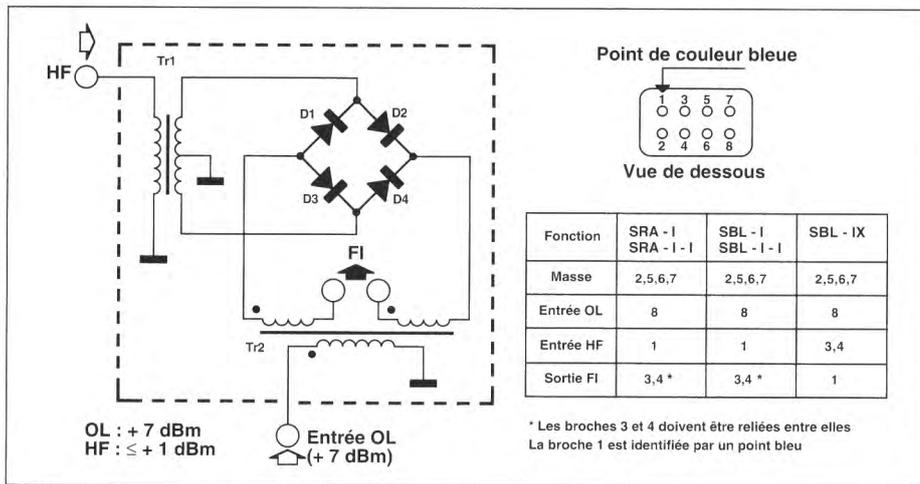


Figure 3. Ce qui se cache sous le capot des mélangeurs à double équilibrage SRA-1 et SBL-1, et le repérage des connexions.

2,3 kHz); en BLS, l'oscillateur local sera réglé légèrement plus bas, de la même quantité. Dans un cas comme dans l'autre, une voix connue retrouve son timbre habituel lorsque l'oscillateur local est réglé exactement sur la fréquence de la porteuse (supprimée) de l'émission. Toute médaille a son revers : un récepteur DCR n'est pas capable de distinguer deux bandes latérales très proches l'une de l'autre, puisque la démodulation s'effectue aussi bien pour le signal qui se trouve à gauche (en BLI) qu'à droite (en BLS) du point de battement nul. Certains ont bien essayé de résoudre cette difficulté par l'adjonction de circuits de compensation de phase au niveau de l'oscillateur local et des circuits BF, ce qui revient à construire un récepteur SSB traditionnel... La complexité qui résulte de l'immixtion des deux principes ne justifie pas les résultats obtenus ; il est beaucoup plus logique (et plus simple, finalement !) de revenir à un schéma de superhétérodyne classique où la sélection des bandes latérales s'effectue facilement au moyen d'un double détecteur de produit à décalage de phase, mais ce n'est pas l'objet de notre propos.

Comme pour les récepteurs superhétérodynes, la sélectivité et l'amplification du signal reçu par un récepteur DCR sont définis par les étages qui suivent le premier changement de fréquence. Dans les superhétérodynes, ce sont les étages de la fréquence intermédiaire qui sont surtout concernés, suivis par les circuits de détection et d'amplification BF. Dans les récepteurs DCR, il n'y a qu'un seul changement de fréquence, qui produit

directement le signal utile. La qualité de la sélectivité et le taux d'amplification reposent donc uniquement sur les performances de la partie basses fréquences du récepteur.

Le plus simple des DCRs ne comporte qu'une partie des éléments de la figure 2 : le mélangeur, l'oscillateur local et le filtre passe-bas. Lorsque le signal fourni par le filtre est suffisamment puissant et si l'on dispose d'un casque d'écoute à haute impédance, l'amplificateur peut être supprimé ; mais ce montage relève davantage des « curiosités » dont nous parlions en début d'article : un petit amplificateur en circuit intégré et un haut-parleur augmentent sensiblement le confort d'utilisation.

Certains schémas de DCRs comportent des circuits de conditionnement du signal RF, comme des filtres passe-haut, passe-bas ou passe-bande. En fonction des conditions de réception, ces filtres peuvent jouer des rôles aussi complémentaires qu'opposés : améliorer la transmission du signal utile et bloquer le passage aux signaux perturbateurs. Sans aucune forme de présélection, tous les signaux captés par l'antenne envahissent le circuit du mélangeur ; il n'est pas impossible que dans certains cas des signaux indésirables ou une combinaison de signaux gênants ne traversent tous les circuits. Dans certaines circonstances, plus d'un filtre sera nécessaire. On peut très bien imaginer, par exemple, l'association d'un circuit accordé sur la gamme des fréquences à recevoir et d'un filtre passe-haut à fréquence de coupure de 2200 kHz qui empêchera utilement les puissants signaux de la bande de

radiodiffusion de venir perturber le fonctionnement du circuit mélangeur. En effet, les signaux de radiodiffusion captés par l'antenne, même à distance moyenne des émetteurs, seront souvent trop puissants pour être efficacement éliminés par un simple circuit accordé : le filtre passe-haut sera toujours le bienvenu.

Un préamplificateur HF en tête de circuit est également optionnel : il peut venir à point nommé pour fournir une amplification (et éventuellement une sélectivité) supplémentaires dans des conditions de réception difficiles. D'autre part, il peut être intéressant pour compenser les pertes inhérentes aux mélangeurs à double équilibrage passifs tels que le SBL-1, mais il ne sera pas nécessaire si vous utilisez un mélangeur équilibré similaire à celui de la figure 4 : dans certains schémas publiés dans les revues spécialisées, il est tout simplement supprimé. En général, les préamplificateurs HF ne sont utilisés que dans les récepteurs à conversion directe pour les fréquences supérieures à 14 MHz. Les signaux des fréquences inférieures sont quand même relativement puissants, et le bruit industriel a tendance à être notablement plus élevé que le bruit intrinsèque des mélangeurs.

## Circuits de mélangeurs

Le coeur de tout récepteur à conversion directe est constitué d'un mélangeur ou *mixer*. Le mélangeur est un circuit non linéaire dont l'impédance varie en fonction de l'amplitude des

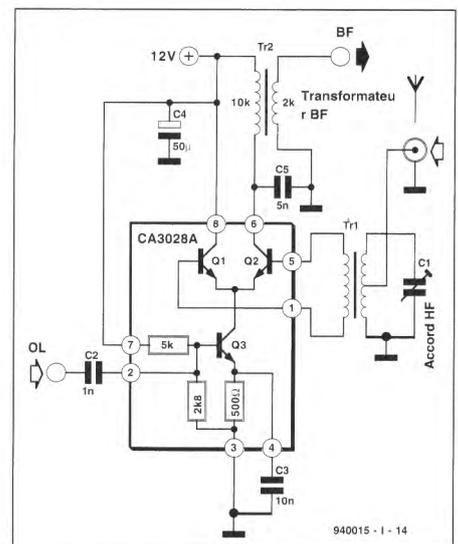


Figure 4. Mélangeur équilibré construit à partir d'un CA3028A.

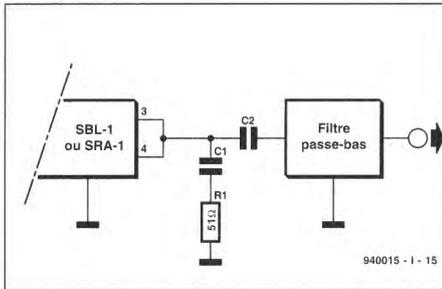


Figure 5. Circuit de charge de la sortie d'un mélangeur SBL-1 ou SRA-1, tel qu'il est utilisé dans les récepteurs à conversion directe.

signaux appliqués. Lorsque des signaux sont combinés linéairement, ils sont simplement superposés (additionnés ou soustraits algébriquement) et le spectre des fréquences de sortie est identique à celui des fréquences d'entrée : il n'apparaît aucun produit. Les mélangeurs, par contre, peuvent produire une foule de fréquences supplémentaires ; certaines d'entre elles (et en particulier la fréquence-somme et la fréquence-différence) sont utilisées dans tous les circuits de récepteurs DCRs et superhétérodynes.

Il existe d'innombrables versions de mélangeurs : chaque récepteur de radio ou de télévision comporte ses propres circuits. Ils peuvent quasiment tous convenir pour fabriquer un récepteur à conversion directe. Un mélangeur n'est cependant pas l'autre ; comme nous le verrons plus loin, certains sont mieux adaptés à une application en conversion directe. Dans presque tous les cas, le mélangeur sera suivi d'un filtre passe-bas pour éliminer les composantes HF et limiter énergiquement la bande passante du signal reçu.

Deux facteurs sont déterminants lors du choix d'un mélangeur précis : sa sensibilité et sa gamme dynamique. Le premier paramètre définit le niveau du signal le plus faible qui peut encore être détecté, tandis que le second représente le rapport entre le signal le plus fort et le signal le plus faible qui peuvent être traités par le circuit. Certains mélangeurs passifs produisent tellement de bruit et de pertes qu'ils ont besoin de signaux d'entrée puissants pour fonctionner correctement. Ils ne peuvent être utilisés que pour les récepteurs DCRs équipés d'un étage de préamplification HF à gain élevé. Ils sont cependant parfaitement utilisables dans les

récepteurs superhétérodynes munis d'un étage d'entrée HF performant, et où les circuits de fréquence intermédiaire apportent un supplément notable de gain.

Nous devons tenir compte de deux choses lorsque nous choisissons ou décidons de construire un mélangeur pour récepteur DCR. En premier lieu, il ne faut pas oublier qu'il existe toujours un risque de rayonnement du signal de l'oscillateur local par l'antenne, à cause d'une « fuite » (un *feedthrough*) du signal appliqué à l'entrée OL vers l'entrée RF. Pour éviter cette fuite, il faut choisir un mélangeur d'un type unidirectionnel, où le signal de l'oscillateur local ne peut circuler que dans une seule direction. De ce point de vue, certains mélangeurs sont bons par principe de construction, tandis que d'autres peuvent se comporter de manière problématique. Lorsque des problèmes de rayonnement de l'oscillateur local surviennent, la meilleure solution consiste à placer un préamplificateur HF devant le mélangeur, indépendamment du fait qu'il soit nécessaire ou non à l'amélioration de la sensibilité du récepteur.

Un second problème dont il faut également tenir compte provient d'une autre fuite possible, mais cette fois de la fréquence d'entrée ou de la fréquence de l'oscillateur dans le signal de sortie. Certains types de mélangeurs ont une très mauvaise réputation, tandis que d'autres se comportent beaucoup plus correctement. En théorie, n'importe quel mélangeur peut être utilisé pour fabriquer un DCR, mais un simple détecteur à diode (un détecteur d'enveloppe) n'est certainement pas à recommander.

Le modèle de mélangeur passif qui convient le mieux est probablement le mélangeur à double équilibrage (ou DBM, de *Double Balanced Mixer*) représenté par la figure 3. Ce circuit offre une excellente atténuation des signaux en provenance des entrées RF et LO, et ne produit que les signaux de fréquence-somme et de fréquence-différence sur sa sortie. Le DBM utilise le même réseau de diodes qu'un mélangeur à simple équilibrage, mais un second transformateur lui a été ajouté pour l'application du signal RF. De cette manière, le signal de l'oscillateur

local et le signal issu de l'antenne sont appliqués symétriquement à chacune des diagonales du pont : la réjection des signaux incidents sur la sortie IF est maximale et ne dépend que de la qualité de l'appariement des diodes du circuit.

De tels mélangeurs à diodes peuvent être construits de toutes pièces, de préférence au moyen de diodes à « porteurs chauds » (ou *hot carrier diodes*) mais aussi avec de simples diodes pour petits signaux, du genre de la 1N4148. Pour égaler, sinon dépasser, les performances des mélangeurs du commerce, il faut appairer ces diodes. La méthode la plus efficace consiste à utiliser un traceur de caractéristiques, mais les diodes ordinaires au silicium peuvent également être sélectionnées sur base de leur résistance dans le sens passant et dans le sens bloquant (résistances mesurées au multimètre numérique pour un maximum de précision). Bien que le procédé de mesure de résistance ne procure pas sur un appariement optimal, les qualités d'un mélangeur avec diodes appariées selon cette méthode seront toujours meilleures qu'avec des diodes choisies au simple hasard.

Les mélangeurs à double équilibrage du commerce les plus connus font partie des séries SBL et SRA fabriquées par Mini-Circuits. Le brochage de ces mélangeurs encapsulés dans un boîtier blindé est également représenté par la figure 3. La broche 1 est identifiée par un point bleu ou par un anneau d'isolation de même couleur ; les autres broches sont maintenues par des anneaux de couleur différente. De plus, l'inscription « MCL » figure sur le dessus du boîtier (c'est le logo de Mini-Circuits Laboratories) ; la lettre « M » est juste au-dessus de la broche 2. Ces mélangeurs ont été utilisés dans de nombreux circuits de DCRs, où ils semblent donner d'excellents résultats. Ils possèdent une impédance d'entrée et de sortie de  $50 \Omega$ , ce qui permet de les adapter assez facilement à des circuits accordés et à des réseaux de filtres LC. Le signal RF doit être maintenu à et ne peut dépasser  $+1 \text{ dBm}$ , tandis que l'entrée du signal de l'oscillateur local a besoin d'un niveau se situant aux alentours de  $+7 \text{ dBm}$ . Sur une impédance de charge de  $50 \Omega$ , un signal de  $+7 \text{ dBm}$  correspond à une puissance

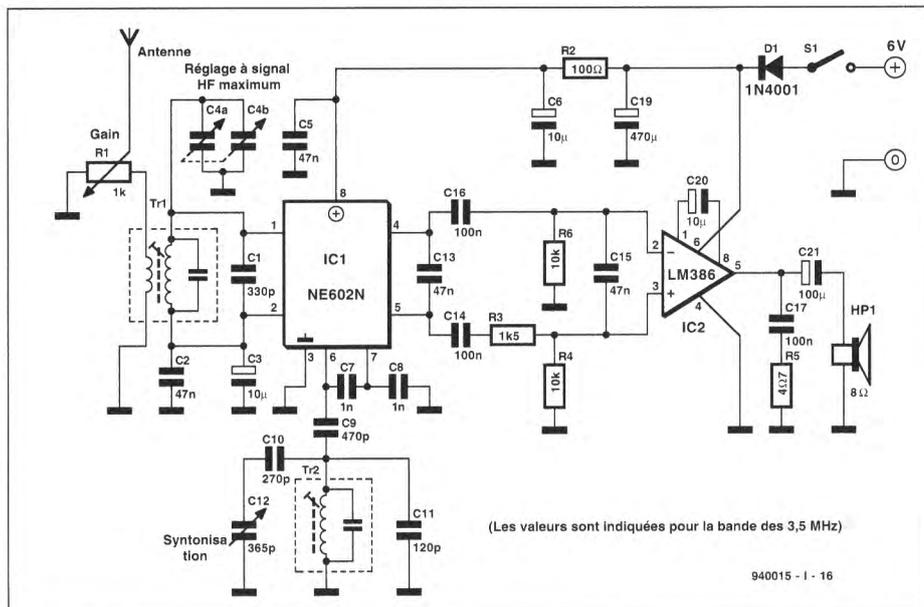


Figure 6. Récepteur à conversion directe pour la bande des 3,5 MHz, avec le NE602 et le LM386.

de 5 mW, produite par une tension de  $500 \text{ mV}_{\text{eff}}$  ou  $1,4 \text{ V}_{\text{cc}}$ . Des mélangeurs actifs peuvent être fabriqués à partir de toutes sortes de circuits intégrés ou même réalisés en composants discrets. Il est ainsi possible d'utiliser des multiplicateurs analogiques ou des amplificateurs différentiels. Le mélangeur représenté par la **figure 4** a été conçu à partir d'un amplificateur différentiel pour FI ou HF du type CA3028A. L'impédance d'entrée différentielle (entre les points 1 et 5) vaut environ 1 kohm, tandis que l'impédance de sortie différentielle (entre les points 6 et 8) est de l'ordre de 8 k $\Omega$ . Un transformateur d'impédance est donc nécessaire à l'entrée du circuit, pour amener les 50  $\Omega$  (moyens) de l'antenne aux 1000  $\Omega$  requis par le circuit. Ce transformateur peut être du modèle représenté sur la figure, avec une prise d'entrée antenne à 50  $\Omega$  et un condensateur ajustable de présélection de bande. Pour réaliser le rapport de transformation d'impédance adéquat, le rapport entre le nombre de spires du secondaire et le nombre de spires entre la prise et la masse devra être approximativement égal à la racine carrée de 1000/50, soit 4,5. Le réseau de sortie est constitué d'un transformateur audio qui reflète une impédance d'environ 10 k $\Omega$  lorsqu'il est chargé par son impédance nominale de secondaire. Le niveau de sortie audio de ce circuit est relativement faible (bien qu'il s'agisse d'un mélangeur actif), mais

à meilleur rapport signal/bruit que les circuits basés sur la famille des SBL. Le mélangeur devra être suivi d'un filtre passe-bas et d'un amplificateur vigoureux (+80 à 100 dB).

## Réflexions pour un bon projet de DCR

Nos lecteurs ne seront pas surpris si nous leur disons que quelques critères de développement judicieusement appliqués permettent d'aboutir à un schéma de récepteur de qualité supérieure. Même les circuits de DCR relativement simples peuvent être très sensibles et exempts de ronflements ou d'effets microphoniques, y compris ceux basés sur le modulateur à double équilibrage NE602 de Signetic et l'amplificateur audio passe-partout LM386.

Une astuce pour charger correctement la sortie des circuits du type SBL/SRA consiste à placer un réseau RC entre les points 3 et 4 et la masse : reportez-vous à la **figure 5**. Ces mélangeurs ont été construits pour des impédances d'entrée et de sortie de 50  $\Omega$ . Grâce au réseau RC, le mélangeur est chargé en HF par son impédance nominale de charge, constituée de R1 seule en radiofréquences. La valeur du condensateur C1 a été choisie pour que sa réactance soit faible en HF et élevée en BF ; ceci permet d'une part, de charger correctement le circuit et d'éliminer d'éventuels résidus de fréquences RF et oscillateur local ; et d'autre

part de s'opposer au passage du signal BF vers la masse pour qu'il soit dirigé vers le filtre passe-bas faisant suite au mélangeur.

## Quelques idées pratiques pour la conception d'un circuit

Il est relativement facile de construire un DCR aux performances acceptables à partir du circuit intégré NE602 de Signetic. Le NE602 est disponible partout et se comporte bien dans la majorité des circuits : il répond à ce que l'on en attend de lui. L'amplification de conversion apporte un gain d'environ 20 dB qui permet de compenser d'éventuelles pertes par désadaptation du circuit d'antenne ; ce gain facilite également le travail de l'amplificateur basses fréquences qui reçoit un signal de commande plus important. Le NE602 peut faire montre d'une excellente sensibilité (il n'est pas difficile d'atteindre une valeur de l'ordre de 0,3  $\mu\text{V}$ ), mais sa gamme dynamique laisse quelque peu à désirer. Il y a un moyen d'y remédier facilement en reliant l'antenne au circuit par un potentiomètre : voyez déjà l'astuce en **figure 6**. Selon les spécifications, le circuit doit pouvoir supporter des signaux d'entrée de l'ordre de -15 dBm ; mais une autre source d'informations nous recommande de ne pas dépasser -25 dBm. Pour de plus hauts niveaux d'entrée, les performances du NE602 ont tendance à diminuer. Une nouvelle version de ce circuit, dénommée NE612, est basée sur un circuit identique mais avec une dynamique d'entrée améliorée. Bien que nous n'ayons pas eu l'occasion de le tester, il ne peut qu'apporter une amélioration sensible aux montages basés sur son « vieux » prédécesseur.

Le dessin de la **figure 6** nous montre que le circuit recourt à l'utilisation des sorties équilibrées du NE602 (entre les broches 4 et 5) et possède ainsi des caractéristiques supérieures à celles d'un montage à sortie asymétrique. Selon le concepteur du circuit, l'utilisation des sorties en mode équilibré améliore les performances du montage, notamment en ce qui concerne la réjection des signaux captés dans la bande de radiodiffusion. La connexion d'un condensateur de 47 nF (C13) entre les sorties

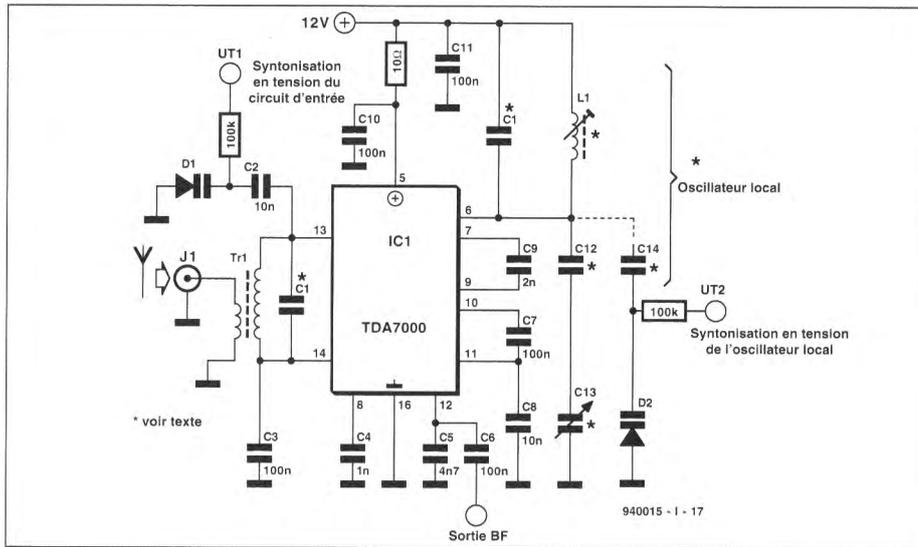


Figure 7. Récepteur à conversion directe basé sur le TDA7000.

du NE602 améliore encore les problèmes de réjection. La **figure 7** représente l'étage d'entrée d'un récepteur à conversion directe réalisé à partir d'un TDA7000. Bien que fonctionnellement comparable au NE602, le TDA7000 est de conception beau-

coup plus complexe ; ce circuit devrait témoigner de performances nettement supérieures à celles de son homologue de Signetic, principalement en ce qui concerne la dynamique d'entrée et le comportement à signaux d'entrée élevés. Ce montage utilise la même configuration de cir-

cuit d'entrée équilibré que les autres schémas, et utilise également l'oscillateur interne comme oscillateur local, comme dans les autres circuits typiquement conçus pour le NE602. Les circuits destinés à compléter ce mélangeur pourront être similaires à ceux employés dans les schémas à NE602 ; néanmoins, un simple amplificateur devrait déjà suffire, parce que nous avons fabriqué un filtre de bande passante BF actif à l'aide des différents amplificateurs opérationnels incorporés à cet IC.

La **figure 8a** nous montre le schéma d'un diplexeur passif. Ce circuit, composé de différents éléments inductifs, capacitifs et résistifs au moyen desquels ont été réalisées diverses sections de filtres passe-haut et de filtres passe-bas. Il a été tenu compte de la résistance ohmique des inductances L1, L2 et L3 lors de leur calcul ; il est donc primordial d'utiliser les composants définis ci-dessous, ou de les remplacer par d'autres de valeurs strictement équivalentes. Les bobines sont de la marque

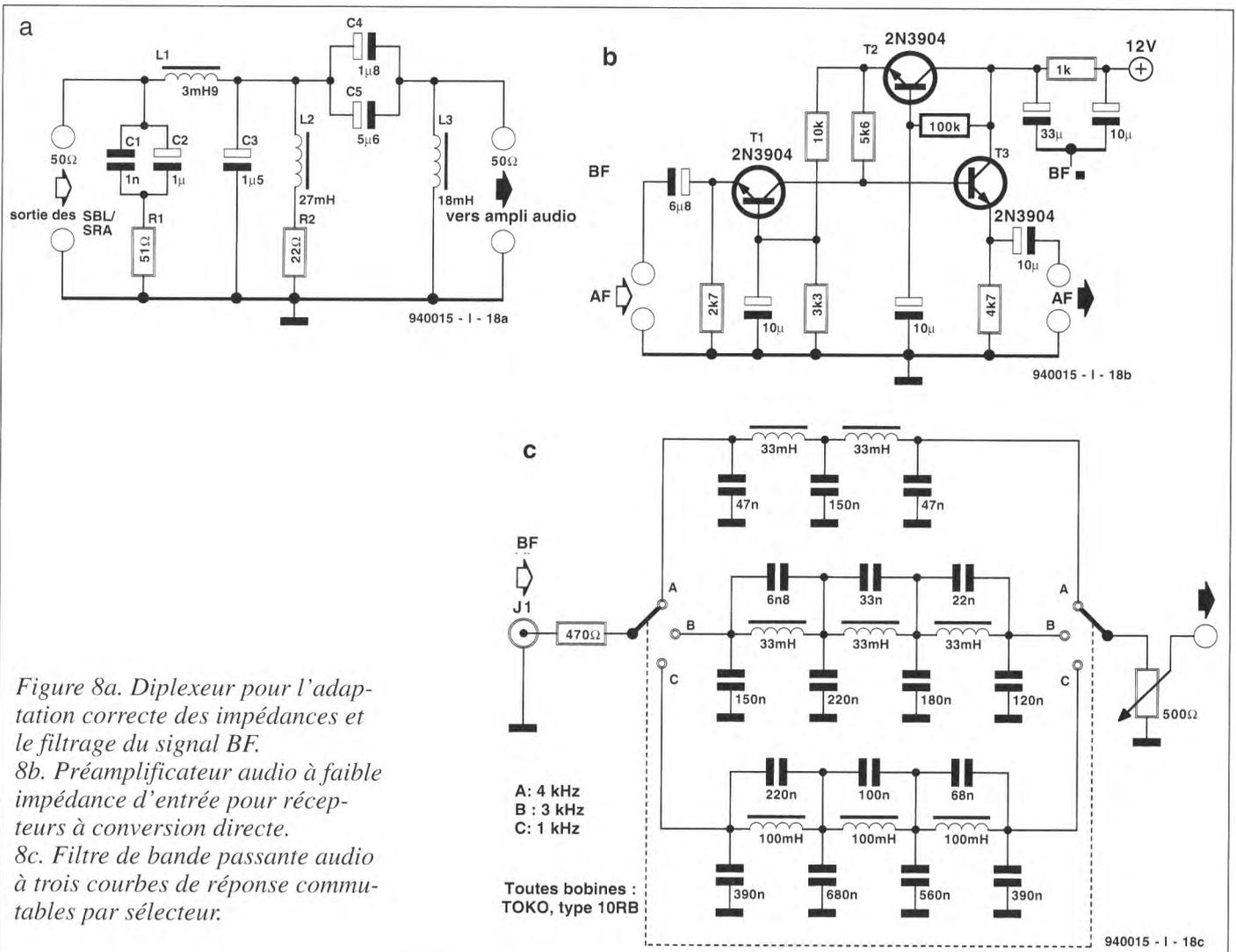


Figure 8a. Diplexeur pour l'adaptation correcte des impédances et le filtrage du signal BF.  
8b. Préamplificateur audio à faible impédance d'entrée pour récepteurs à conversion directe.  
8c. Filtre de bande passante audio à trois courbes de réponse commutables par sélecteur.

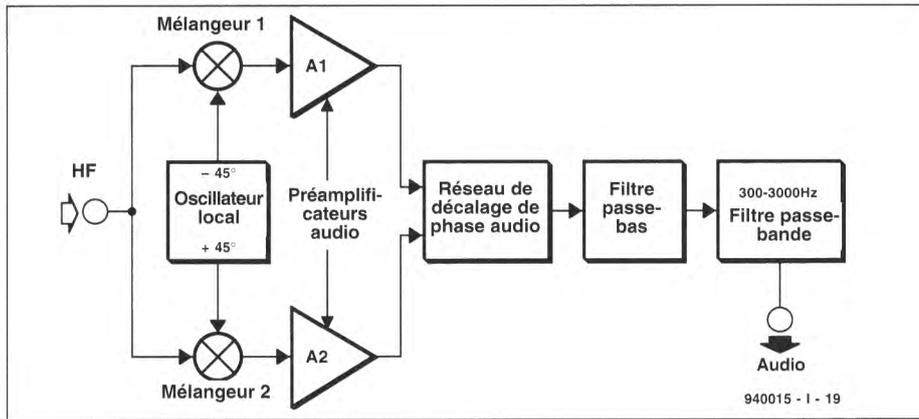


Figure 9. Récepteur à conversion directe utilisant deux mélangeurs à double équilibrage et un réseau de décalage de phase pour la démodulation d'une seule bande latérale.

TOKO et du type 10RB ; L1 est du modèle 181LY-392J, L2 est une 181LY-273J et L3 une 181LY-183J. La figure 8b est celle d'un amplificateur audio à impédances d'entrée et de sortie identiques et égales à 50 Ω. Ce circuit fournit un gain de 40 dB et possède un facteur de bruit d'environ 5 dB. Le niveau du signal d'entrée peut être compris entre 10 μV et 10 mV sans que n'apparaisse un taux de distorsion excessif. Grâce à ces spécifications, le préamplificateur convient parfaitement pour les mélangeurs à circuits SBL/SRA. L'étage d'entrée est formé d'un transistor monté en base commune (T1) alimenté par un transistor de découplage vis-à-vis de la tension d'alimentation(T2). Les variations de courant de collecteur de T2 sont injectées dans la base de T3, montés en émetteur-suiveur.

La figure 8c est un assemblage de trois filtres passe-bande passifs qui peuvent être insérés n'importe où sur le trajet du signal BF à bas niveau. Ils ont été conçus pour des impédances de source et de charge de 500 Ω, représentées par le résistor de 470 Ω et le potentiomètre de sortie. Ces circuits permettent de choisir l'une des trois fréquences de coupure suivantes : 1 kHz, 3 kHz et 4 kHz. Le filtre de 4 kHz est un filtre de Butterworth du cinquième ordre, le filtre de 3 kHz est un filtre elliptique de Niewadomski du septième ordre ; le filtre de 1 kHz est dérivé du précédent. Ces réseaux ont un facteur de forme de 1,1 : 1, avec une caractéristique de transfert étonnamment plate...« avec des coins arrondis, sans ondulations, ni bosses ni festons ». Well !

Un circuit de récepteur à conversion directe beaucoup plus complexe est parfois décrit comme un récepteur de bande latérale unique à conversion directe (SSB-DCR). Petit retour à la théorie avant d'en parler davantage. L'émission en bande latérale unique, ou SSB de *Single Side Band*, s'appelle officiellement de la *Emission of Single Sideband Suppressed Carrier Amplitude Modulation*, soit de l'émission en modulation d'amplitude d'une seule bande latérale avec suppression de la porteuse. Tout est dit : la SSB, c'est de l'AM sans porteuse avec une bande latérale supprimée. Cette méthode est couramment utilisée par les émetteurs de hautes fréquences, tant en radio qu'en télévision, parce que la bande passante et donc l'encombrement du spectre HF sont réduits de moitié, parce que la suppression de la porteuse évite l'apparition de sifflements gênants lors de la démodulation, et surtout parce que toute la puissance de l'émetteur est concentrée dans une seule bande latérale, ce qui permet d'accroître considérablement la portée à puissance émise équivalente ou, ce qui revient au même, diminue la puissance nécessaire pour un résultat équivalent, avantage d'une importance capitale pour tous équipements devant fonctionner de manière autonome. La SSB peut être fabriquée de deux manières. Actuellement, la méthode la plus utilisée consiste à recourir à un modulateur à double équilibrage pour fabriquer un signal à deux bandes latérales à partir du signal basses fréquences et d'un oscillateur HF à fréquence fixe. L'une des bandes latérales est ensuite éliminée

par filtrage. Un principe plus ancien et d'une mise au point (à l'époque) nettement plus compliquée est basé sur des circuits de mélange et de décalage de phase des signaux BF et du signal de l'oscillateur à fréquence fixe. Le SSB-DCR évoqué quelques lignes plus haut reprend le même principe, mais à l'envers, pour démoduler une seule bande latérale d'un signal HF quelconque. Son schéma, plus compliqué mais digne d'un intérêt certain, est représenté par la figure 9. Dans ce montage, le signal HF est dirigé vers deux mélangeurs attaqués par deux signaux de l'oscillateur local déphasés de 90°. Les sorties de chaque mélangeur sont amplifiées et filtrées séparément avant d'être combinées dans un réseau de décalage de phase basses fréquences. Le signal produit par ce réseau est à nouveau filtré puis amplifié. Ce procédé permet de choisir la bande latérale à décoder, ce qu'aucun DCR traditionnel n'est capable de faire : il suffit d'inverser les sorties du VFO ou les entrées du réseau de décalage BF pour passer de la USB à la LSB, et inversement.

## Circuits basse fréquence

La partie audio des récepteurs à conversion directe doit fournir une amplification très élevée pour compenser le niveau relativement faible du signal disponible à la sortie de la plupart des mélangeurs. La tâche principale des amplificateurs audio est d'amener le signal à un niveau d'écoute confortable, tandis qu'un filtre de bande passante plus ou moins étroite se charge d'éliminer le maximum de bruit et de parasites indésirables. Bien que d'innom-

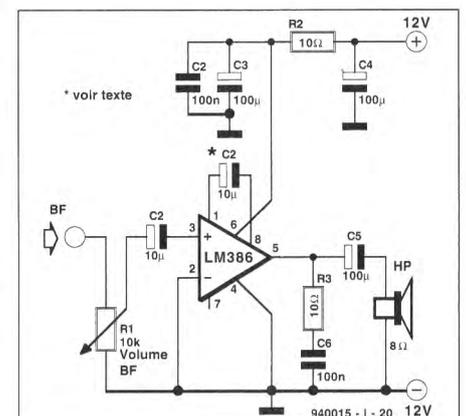


Figure 10. Etage final audio basé sur un LM386.





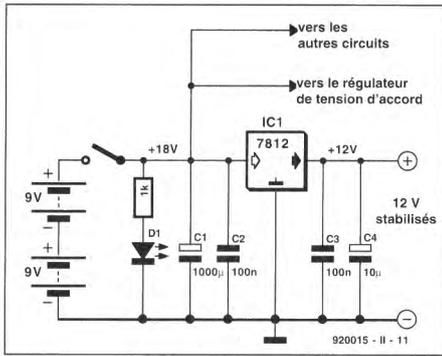


Figure 14. Circuit d'alimentation pour le châssis de test de DCRs. Deux piles de 9 V fournissent la tension de départ, ramenée à 12 V par un régulateur tripode du type 7812.

Il est préférable de bobiner à spires non jointives pour augmenter le facteur de qualité, et de jouer sur les dimensions plutôt que sur un noyau. Pour étirer une bobine en lui conservant sa valeur, le rapport  $N^2/l$  doit rester constant ( $N$  et  $l$  représentent respectivement le nombre de spires et la longueur de départ de l'enroulement) ; cette bricole de formule (extraite de  $L = 4 \pi \cdot 10^{-7} N^2 S/l$ ) permet aussi de dire que l'inductance varie comme le carré du nombre de spires et l'inverse de la longueur.

Les condensateurs de liaison ne font pas partie du principe d'un circuit : ils doivent se faire oublier. Si l'influence est négligeable, les tolérances et les dérives le sont également. Prenons l'exemple de deux oscillateurs, Hartley et Colpitts, déjà « chouchoutés » par une alimentation indépendante et un couplage magnétique vers un étage tampon/amplificateur. Le condensateur de sortie disparaît et la quantité d'énergie consommée par la charge est minimale ; reste le condensateur C2. But

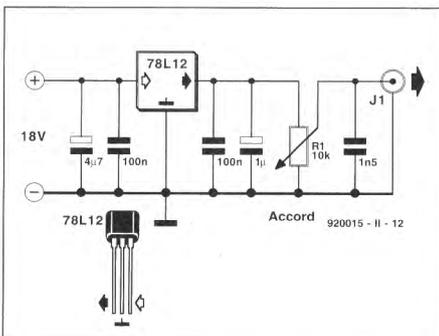


Figure 15. Circuit d'alimentation pour la tension de syntonisation. Le potentiomètre est couplé mécaniquement par une démultiplication au bouton du cadran.

recherché : diminuer au maximum la charge appliquée au circuit oscillant. Préliminaire : les transistors doivent posséder une transconductance ou un gain les plus élevés possible. Solution : prévoir un taux de réinjection élevé (prise à 40% sur L1 ou  $C4 = 1,5 \times C3$ ) et *déplacer progressivement vers le bas* le point de connexion de l'armature gauche de C2 jusque avant la limite de l'arrêt des oscillations. Effet et avantage : met le point chaud du circuit oscillant « en l'air » et diminue la quantité d'énergie prélevée comme le carré du rapport du nombre de spires de l'autotransformateur formé par l'enroulement de prélèvement et le nombre total de spires de la bobine. Deux améliorations supplémentaires consistent à utiliser une diode à faible seuil (Schottky) et à augmenter la valeur du résistor R1 pour diminuer la quantité d'énergie consommée par le circuit de stabilisation d'amplitude.

Cet amalgame de considérations ne prétend pas être complet ni apporter la solution à tous les problèmes d'instabilité à court ou à long terme ; mais si vous essayez de respecter la majorité des principes énoncés, vous obtiendrez à coup sûr un VFO de qualité inégalée.

## Après la théorie...

Nous voici arrivés au terme de la première étape. Après avoir parcouru – du moins dans les grandes lignes – la théorie de la réception par conversion directe, il va falloir retrousser ses manches pour aborder le côté pratique de la question. Nous allons vous présenter trois projets de construction de récepteurs à conversion directe simples, basés sur les principes énoncés dans la première partie de cet article. Pour pouvoir mesurer et comparer, nous avons choisi trois montages bien précis. Chacune des composantes de ces montages peut être assemblée sur un châssis de test, spécialement mis au point à cet effet.

## Le châssis de test

Pour pouvoir construire, mesurer et comparer valablement différents récepteurs à conversion directe, il nous fallait un châssis de test commun aux trois montages. Chose dite,

chose faite ! Avec ses morceaux de tôles d'aluminium récupérés au fond d'une poubelle, le « châssis » n'est peut-être pas très élégant, mais il est pratique et bon marché. La photo du panneau avant se trouve au début de l'article. Le gros machin, en plein milieu, est une échelle de syntonisation calibrée de Jackson Brothers avec démultiplication de 10 : 1. L'axe de 6,35 mm du bouton de réglage est couplé soit à un condensateur variable (mécanique) à air, soit à un potentiomètre de commande de varicap : dans la plupart de nos expérimentations, nous utiliserons le couplage au potentiomètre. Deux potentiomètres ont été ajoutés de part et d'autre de l'échelle de Jackson ; le potentiomètre de droite sert au réglage de volume tandis que celui de gauche est utilisé pour la syntonisation de l'étage HF (pour les présélecteurs d'entrée commandés en tension). Trois circuits auxiliaires ont été montés sur le châssis : deux alimentations en tension continue et un amplificateur audio basé sur le LM386. Le premier circuit d'alimentation (figure 14) délivre une tension stabilisée de 12 V destinée au circuit de DCR à essayer, produite par un régulateur tripode d'un type bien connu : un 7812 alimenté par un minimum de 15 VDC. Dans notre projet, la tension de départ est fournie par deux piles de 9 V reliées en série. Le second circuit d'alimentation (figure 15) est formé d'un régulateur pour faible puissance 78L12 et d'un potentiomètre. Ce potentiomètre est utilisé pour la syntonisation ; il est couplé mécaniquement au bouton de la face avant et sert à commander l'oscillateur local du DCR à tester. L'amplificateur audio est construit à partir d'un LM386, qui est un « système audio intégré sur une puce », comme disent si bien les anglophones : *One-Chip Audio System*. Le LM386 n'a besoin que de quelques composants externes pour fonctionner ; il contient déjà un pré-amplificateur et un amplificateur « embarqués » et peut fournir entre 250 et 700 mW, selon la version utilisée. Le schéma de l'amplificateur est reproduit à la figure 16 tandis que la figure 17 permet de voir où nous l'avons installé sur le châssis. Remarquez que l'amplificateur audio est pourvu de son propre circuit de régulation d'alimentation ; cela évite

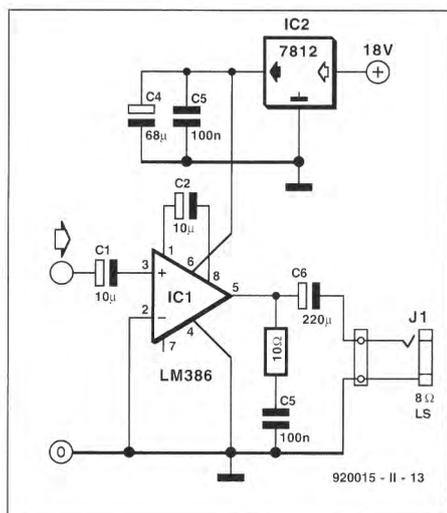


Figure 16. Le schéma du LM386 tel qu'il est utilisé sur le châssis de test.

que les variations de charge de ce circuit n'influencent le comportement des autres éléments du châssis. La section audio se trouve sur un petit circuit, à gauche sur la photo, tout près du potentiomètre de volume.

Continuons notre tour du propriétaire. La grosse boîte métallique du centre contient soit le condensateur d'accord à air, soit le potentiomètre de syntonisation et le circuit d'alimentation auquel il est associé (le schéma de la figure 15) ; les deux systèmes peuvent être utilisés pour régler la fréquence du DCR en cours de test. Le circuit de l'alimentation « générale » de la figure 14 est placé derrière le boîtier blindé de l'électronique de syntonisation ; il est alimenté par les piles fixées en dessous de la tôle du châssis. Et finalement, à droite sur la photo, un espace est réservé aux circuits imprimés de DCR ; c'est ici que seront montés les différents projets à tester.

Pour les essais des trois DCR de cet article, nous avons également installé trois systèmes d'antennes différents : Une 5BTV de Cushcraft (une antenne fouet pour les bandes amateur), une antenne « long fil » de 30 m avec descente d'extrémité, et une antenne de 6 m de long accrochée au plafond de la cave où nous procédions à nos essais. Il est intéressant de signaler que dans les bandes HF, nous n'avons pas constaté grande différence entre les prestations des deux antennes extérieures, et que les performances de l'antenne intérieure étaient à peine inférieures à celles des deux autres. Ce n'est que dans la bande VLF que l'antenne de 30 m

s'est distinguée par des résultats nettement supérieurs à la moyenne des trois.

## Un récepteur 80/40 m avec le NE602

Le premier circuit de DCR sur lequel nous nous sommes penchés est un circuit proposé par John Dillon, déjà publié dans le QST (un journal des radioamateurs), et que nous avons nous-mêmes mis à contribution pour appuyer nos explications dans la partie théorique de cet article. Le circuit est basé sur le convertisseur de fréquence (le mélangeur) NE602 de Signetic. Le schéma du « Dillon's DCR » est représenté à la figure 18. Le NE602 comprend les circuits nécessaires à la fabrication d'un oscillateur local et contient un mélangeur à double équilibrage à transistors, réalisé sous forme de cellule à transconductance. Cette structure procure un gain de conversion de l'ordre de 20 dB tout en atténuant les signaux incidents de la radiofréquence et de l'oscillateur local.

Malheureusement, la gamme dynamique acceptée par ce circuit intégré assez ancien n'est pas très étendue (le bruit court qu'une nouvelle version du circuit, appelée NE612, a été mise au point pour résoudre ce problème). L'amplificateur BF est un LM386 ; la méthode utilisée dans le circuit de Dillon pour le relier au NE602 permet de récupérer le signal de sortie différentiel sur les sorties symétriques du mélangeur (la plupart des réalisations se contentent d'une seule sortie) pour améliorer la réjection des signaux AM (nous y reviendrons). Le récepteur peut être utilisé pour la bande de 80 m et pour la bande des 40 m, selon la configuration de l'oscillateur local. Les prestations sont optimisées pour la bande des 80 m.

Malgré les réserves émises par l'auteur, notre expérience nous a cependant prouvé que les performances en 40 m étaient à peine inférieures à celles de la bande des 80 m, à l'exception peut-être de quelques problèmes de saturation dus aux émetteurs puissants qui sévissent en

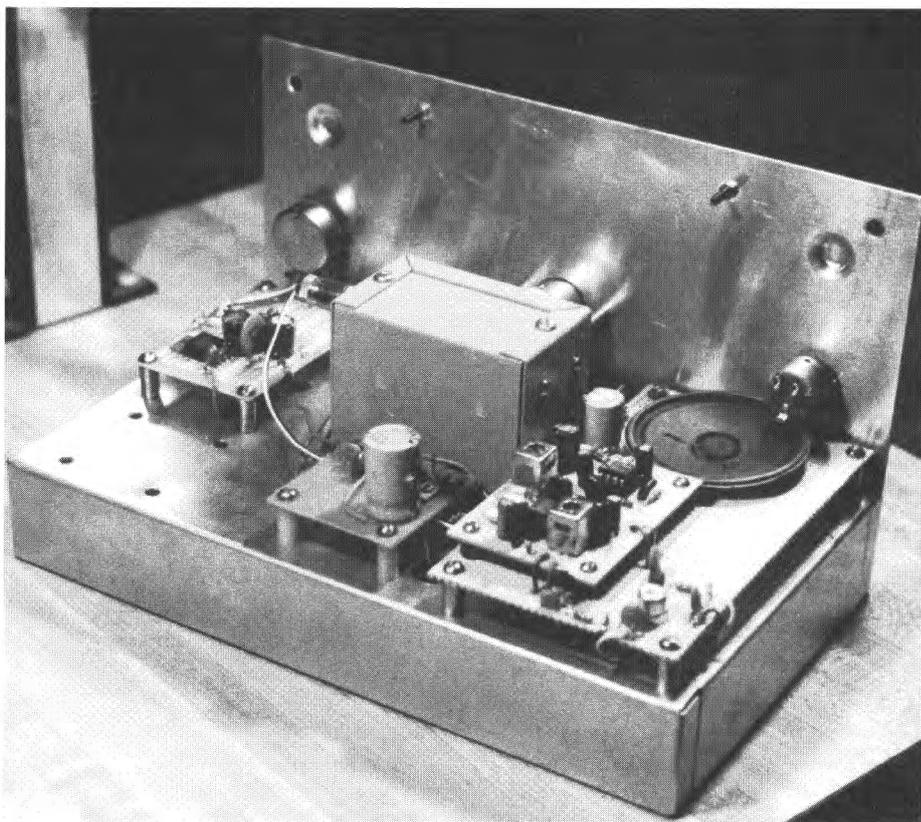


Figure 17. Vue générale du châssis de test pour DCR. L'amplificateur BF se trouve à gauche, tandis que les circuits d'accord sont protégés par le blindage au centre du châssis. Le circuit d'alimentation est placé derrière ; les piles sont en dessous de la tôle. Chaque circuit de récepteur à tester est assemblé sur une platine perforée (le montage de la photo est celui de M. Dillon). Dans cet exemple, l'amplificateur audio n'était pas nécessaire, puisqu'il existait déjà sur le circuit préfabriqué qui est fixé sous le récepteur.

modulation d'amplitude dans cette même bande des 40 m.

L'utilisation des sorties symétriques n'est pas un barrage infranchissable à l'intrusion des émetteurs en AM. C'est finalement logique, puisque la SSB est une forme d'AM ! Mais il faut appeler un chat, un chat : les émetteurs en AM ne perturbent pas parce qu'ils émettent en AM, ils perturbent parce qu'ils sont **puissants**. La seule manière de les empêcher de nuire est de ...les empêcher d'entrer, en plaçant des filtres passe-haut ou passe-bas entre le radioamateur et le perturbateur, selon leurs positions respectives. Quoi qu'il en soit, c'est une excellente idée que d'exploiter les sorties différentielles parce que, primo, tous les résidus HF en phase sur les deux sorties sont spontanément éliminés et parce que, secundo, le signal BF disponible est d'office multiplié par deux : + 6 dB gratuits sont toujours bons à prendre ! Nous n'en voulons pour preuve que l'excellente sensibilité de ce récepteur, nettement meilleure que celle que nous espérions. Si les 20 dB étaient connus d'avance, puisqu'au menu du '602, les 6 dB de plus furent la surprise du *chief*.

Nous avons néanmoins deux critiques à formuler, toutes deux relatives à l'amplification BF. En premier lieu, le réglage de volume brille par son absence. Le réglage du niveau sonore s'effectue au moyen d'un potentiomètre linéaire de 1 kW qui atténue le signal d'antenne à l'entrée du mélangeur. C'est un pis-aller au problème de la faible dynamique d'entrée, d'accord, mais ce n'est pas très élégant. Ce n'est pas très pratique de ne pas disposer de « vrai » réglage de volume, mais on peut s'en accommoder. En second lieu, et cette critique est valable pour tous les schémas, nous déplorons l'emploi de LM386 sans préamplificateur additionnel. Le taux d'amplification audio est insuffisant pour permettre une écoute confortable, surtout si l'on utilise un haut-parleur au lieu d'un casque d'écoute. A notre avis, cet handicap peut être résolu par l'adjonction d'un préamplificateur. Pour conserver au schéma son caractère différentiel, il suffit de remplacer le LM386 par un ampli opérationnel capable de travailler avec tension d'alimentation unique et monté en ampli différentiel avec un gain

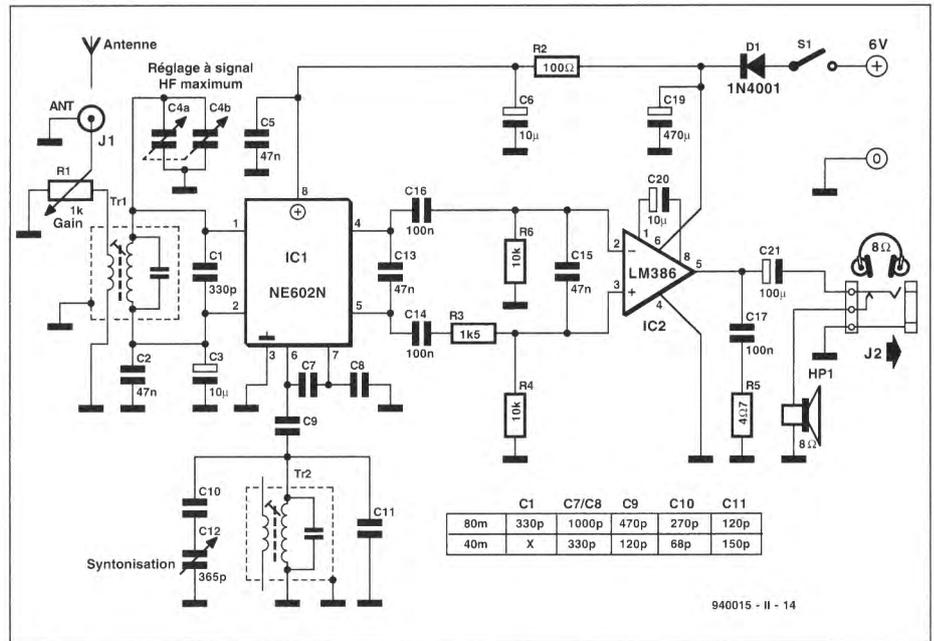


Figure 18. Récepteur à conversion directe mis au point par M. Dillon.

d'environ 10x, puis de compléter le schéma par un clone de l'étage final tel qu'il était initialement prévu. Nous avons en effet procédé à l'essai suivant : nous avons atténué le signal de sortie du récepteur de Dillon avec un résistor de 1 kW pour l'appliquer à l'entrée de l'amplificateur audio de notre châssis de test. L'amplification totale de l'hybride ainsi formé est devenue nettement supérieure à celle du seul récepteur de Dillon. Le résultat ? Un son clair, parfaitement compréhensible, même pour ceux qui, les années survenant, souffrent d'une perte d'insertion aux pavillons d'écoute. John Dillon a admis que l'amplification était déficiente et nous a signalé qu'un nouveau circuit était à l'étude. Celui-ci comportera trois circuits intégrés, dont un double amplificateur opérationnel monté en préamplificateur et en filtre passe-bande. Selon ses dires, le montage original avait été conçu dans l'esprit de n'utiliser que deux seuls circuits intégrés.

Notre appréciation globale sur le montage de Dillon est la suivante : pour quelqu'un qui veut expérimenter dans le domaine de la réception par conversion directe, il y a là de quoi passer un agréable week-end. Le récepteur peut être réalisé conformément au schéma original, pour un premier contact avec ce genre de réception. Sa structure permet de le modifier facilement, par exemple pour l'adapter à d'autres bandes de fréquences : le schéma et son implan-

tation parlent d'eux-mêmes. Le circuit constitue également une excellente plate-forme d'expérimentation d'autres variantes du schéma initial.

## Avec un DBM passif

Le second récepteur que nous avons construit et essayé est un récepteur avec mélangeur passif à double équilibre, le SBL-1-1 de Mini-Circuits. Ce mélangeur est capable d'effectuer des changements de fréquences jusqu'à 500 MHz avec un signal d'oscillateur local de maximum + 7 dBm et un signal radiofréquence inférieur à + 1 dBm. Il est possible d'obtenir un autre modèle de ce mélangeur, doté d'une plus grande dynamique sur les entrées de signal OL et de signal RF ; il est bien sûr plus cher que le SBL-1-1. S'il vous est difficile voire impossible de vous procurer un SBL-1-1, vous pourrez toujours le remplacer par un SBL-1 ou un SRA-1. Il est également relativement facile d'arriver à un résultat acceptable au moyen d'un mélangeur passif de fabrication-maison (relisez la partie théorique de cet article sur ce sujet). Pour mettre tous les atouts de son côté, il faut utiliser des tores de ferrite pour les transformateurs et choisir des diodes HF à « porteurs chauds » (ou *hot carrier diodes*) pour le mélangeur proprement dit. Le signal radiofréquence est appliqué à la broche 1 d'un mélangeur de Mini-Circuits tandis que le signal oscillateur local l'est à la broche 8. Les broches 2, 5, 6 et 7 sont

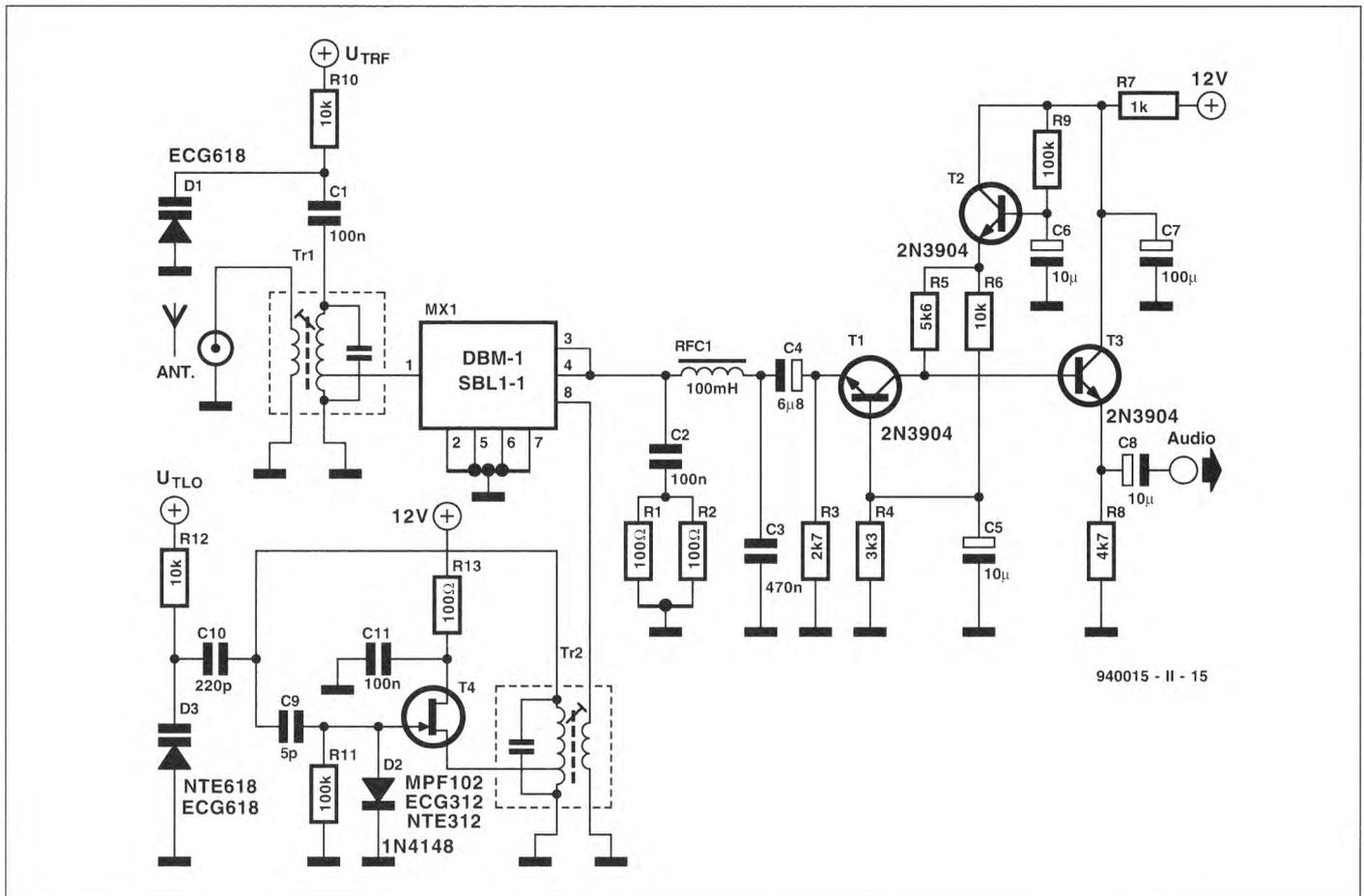


Figure 19. Récepteur à conversion directe basé sur un mélangeur à double équilibrage du commerce : le SBL-1.

reliées à la masse. Le signal de sortie du mélangeur est disponible sur les broches 3 et 4 qui doivent être reliées entre elles pour un fonctionnement correct du DBM.

Le schéma du récepteur est représenté par la **figure 19**. Le circuit est assemblé sur une plaquette de circuit imprimé avec pastilles perforées. L'étage HF du mélangeur est constitué d'un transformateur de moyenne fréquence en bande FM (10,7 MHz), du même modèle que ceux employés dans les postes de radio à transistors. Nous avons utilisé un 42IF123 de Mouser Electronics. Les transformateurs MF pour récepteurs de modulation de fréquence ont une bande passante trop large pour l'usage que nous voulons en faire ici (plus de 200 kHz), mais on en trouve partout et ils sont faciles à intégrer à un schéma qui ne leur est pas destiné. Si le cœur vous en dit, vous pouvez tout aussi bien fabriquer votre propre transfo MF, doté d'un meilleur facteur de qualité et donc d'une bande passante plus étroite.

Un autre problème surgit avec ces transformateurs. L'impédance à la prise intermédiaire de l'enroulement

accordé ne correspond pas exactement au 50 W requis par l'entrée du mélangeur lorsque l'impédance reliée à l'autre enroulement vaut elle-même 50 W. L'impédance reflétée à la prise vaut environ 100 W ; cette légère désadaptation n'a toutefois que peu d'influence sur les prestations du récepteur – cette légère perte est compensée par la disponibilité du composant sur le marché. Pour optimiser le montage, nous devrions trouver ou fabriquer un « vrai » transformateur MF avec une « vraie » prise à 50 W.

Le condensateur incorporé au transfo MF peut être supprimé ou conservé, auquel cas il fera partie de la capacité d'accord totale du circuit d'entrée HF. Notez sa valeur sur le capot, cela viendra à point nommé en temps utile. Il est évident qu'il faudra l'enlever pour des fréquences d'oscillation supérieures à 10,7 MHz, et ce n'est pas une mince affaire ! N'essayez pas de le dessouder, vous risquez d'endommager le bobinage. Le plus simple est de l'écraser avec une pointe de tournevis et d'enlever soigneusement tous les débris pour

qu'ils n'aillent pas faire de courts-circuits dans une quelconque partie du montage (la plus fragile ou la plus précieuse – corollaires N et N + 1 de la loi de Murphy).

Avec les valeurs indiquées sur le schéma, la fréquence d'accord du récepteur évolue entre environ 5 MHz jusqu'à plus de 9 MHz ; cette gamme est obtenue à l'aide d'une varicap de 440 pF. La capacité totale appliquée au secondaire du transformateur vaut la somme de la capacité incorporée (pour autant qu'elle n'ait pas été enlevée) et de la capacité équivalente à C1 en série avec la varicap C<sub>D1</sub>. Celle-ci est égale à :

$$C_{TRF} = (C1 \cdot C_{D1}) / (C1 + C_{D1})$$

Il est possible de modifier la gamme de fréquences en prenant pour C1 une valeur différente des 100 nF indiqués sur le schéma. Avec C1 = 100 nF, la capacité équivalente est identique à la capacité de la varicap. C1 peut éventuellement être remplacé par un petit condensateur de valeur fixe associé à un condensateur variable monté en parallèle.

L'oscillateur local de ce récepteur est un oscillateur Hartley à transistor JFET qui utilise pour son circuit accordé le même modèle de transformateur MF que la tête HF du mélangeur. Au départ, le bobinage secondaire du transformateur est accordé sur 10,7 MHz, mais cette valeur sera modifiée par le réseau associé à la varicap de syntonisation. Le transformateur devra être relié conformément à la disposition du schéma : la prise à la source du transistor JFET, l'extrémité de l'enroulement ayant le plus petit nombre de spires (identifié par sa plus petite résistance, mesurée à l'ohmmètre) à la masse, et l'autre extrémité de l'enroulement au point commun des capacités de liaison vers la varicap et vers la grille du JFET. A titre indicatif, les résistances que nous avons mesurées sur le transformateur de Mouser Electronics étaient de 0,3 W pour le petit enroulement et de 0,8 W pour le plus grand, soit une résistance totale de 1,1 W. Ce type d'oscillateur a déjà été présenté dans la partie théorique de l'article, où il a fait l'objet d'une description succincte assortie de conseils de réalisation et d'une nouvelle philosophie de conception du circuit. Pour en juger, calculez l'impédance de 5 pF à 10 MHz, et comparez à la valeur de R1...

La capacité de syntonisation peut prendre une valeur maximale de 440 pF. Cette valeur est trop élevée pour la gamme de fréquences qui nous intéresse ; nous allons jouer sur la valeur de la capacité de liaison au circuit oscillant (de toute façon nécessaire, pour bloquer la composante continue) pour que ce dernier voie un condensateur de valeur plus faible. La capacité équivalente se calcule au moyen de la formule énoncée quelques lignes plus haut. Mais comment calculer la fréquence d'oscillation sans connaître la valeur de l'inductance ? Il suffit de réécrire la sacro-sainte formule de Thomson de la manière suivante :

$$\omega_2 L C_2 = \omega_1^2 L C_1 \quad (= 1)$$

et d'en déduire :

$$f_2^2 / f_1^2 = C_1 / C_2 \quad \text{ou}$$

$$f_2 = f_1 \times \sqrt{(C_1 / C_2)}$$

La nouvelle fréquence de l'oscillateur local f2 est entièrement définie avec f1 = 10,7 MHz, C1 = la capa du capot (relisez), et lorsque C2 vaut la capacité totale du circuit. Facile, n'est-ce pas ?

Le récepteur est alimenté en 12 V comme les autres circuits du montage.

Pour améliorer cette version, il faudrait ajouter un petit régulateur de 9 V au seul circuit de l'oscillateur. Cela permet d'éviter les dérives de la fréquence de syntonisation provoquées par du bruit sur la ligne d'alimentation ou par des variations de tension résultant de variations de la charge appliquée au circuit d'alimentation. Si le récepteur était complet, avec son propre amplificateur audio (au lieu de celui du châssis de test, avec son alimentation indépendante), une stabilisation de la tension d'alimentation de l'oscillateur local serait plus que chaudement recommandée.

Lorsque le circuit est alimenté en 12 V, la tension de sortie de l'oscillateur vaut environ 800 mVcc, valeur située dans la gamme de tensions d'entrée du SBL-1-1. Le signal de sortie du DBM, disponible aux broches 3 et 4, traverse deux réseaux de filtrage avant d'être appliqué à un étage d'amplification de tension. Le premier réseau est constitué du condensateur C2 et des résisteurs R1 et R2 ; il représente une impédance de charge nominale de 50 W pour la sortie du mélangeur puisque C2 est équivalent à un court-circuit en hautes fréquences. La charge (à valeur nominale) de la sortie du mélangeur permet de réduire la production et d'absorber d'éventuels résidus de signaux aux fréquences RF et OL. Le second réseau est un filtre passe-bas basse fréquence, constitué de la self L1 et du condensateur C3. Ce filtre ne laisse passer que les fréquences habituelles des récepteurs de communication : sa fréquence de coupure est de 3 kHz.

Le préamplificateur audio qui équipe ce récepteur est un préamplificateur à deux étages avec découplage actif de la tension d'alimentation, réalisé au moyen de transistors bipolaires du type 2N3904 ou équivalents. Le transistor T1 est monté en base commune ; cette configuration permet d'obtenir la faible impédance d'entrée nécessaire à la charge correcte du filtre BF et/ou de la sortie du DBM. Le transistor T3 est un émetteur-suiveur qui assure la faible impédance de sortie du circuit, tandis que le transistor T2 effectue un découplage actif de la tension d'alimentation des transistors d'amplification.

Comme pour les autres récepteurs, ce montage pêche par un manque

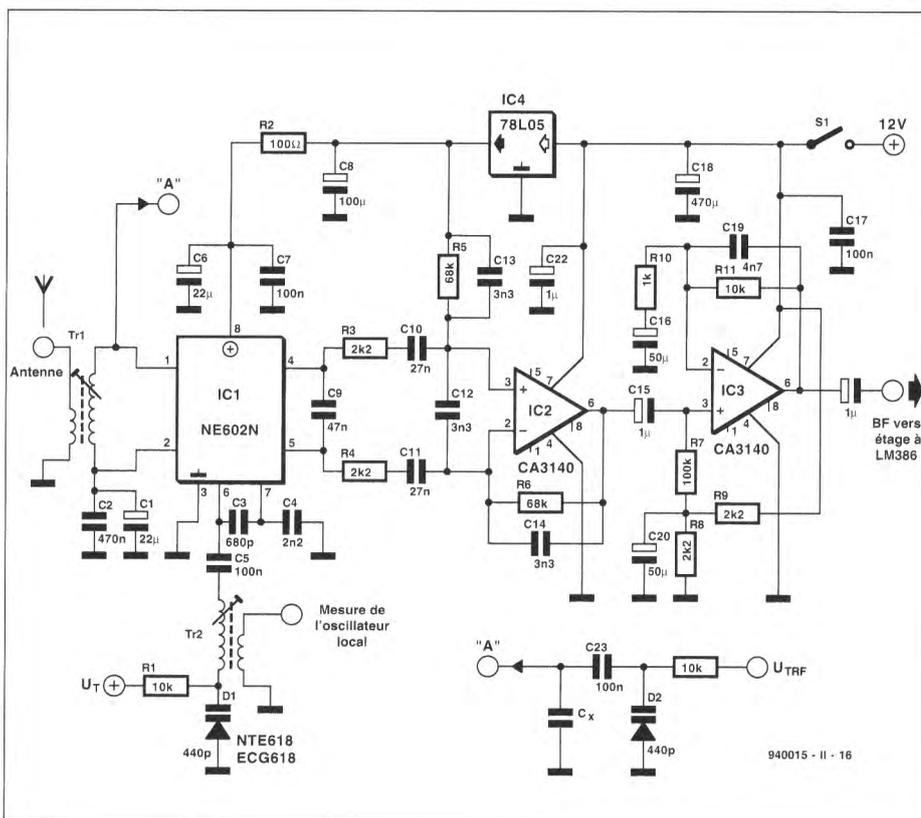


Figure 20. Récepteur à conversion directe pour la bande des TBF.

d'amplification audio pour la commande d'un haut-parleur, ce qui n'a bien sûr pas d'importance lorsque l'on se limite à l'écoute au casque. Une amélioration consisterait à ajouter un étage d'amplification supplémentaire, sous la forme d'un ampli à circuit intégré inséré entre la sortie de T3 et l'entrée de l'amplificateur de puissance, ou encore d'utiliser un amplificateur de puissance à gain plus important, mais plus complexe qu'un simple LM386.

## Récepteur VLF

Le domaine des très basses fréquences (TBF ou VLF, acronyme de Very Low Frequencies) est celui de toutes les fréquences situées en dessous de la bande de radiodiffusion en AM en ondes moyennes, c'est-à-dire inférieures à 540 kHz. La bande VLF est utilisée dans le monde entier pour toutes sortes d'activités, comme par exemple des émissions en CW (en morse), des balises de fréquence, des balises horaires ou des émetteurs de stations météorologiques automatiques. En Europe, une autre bande de radiodiffusion a été créée dans la bande VLF : la bande des ondes longues ou « grandes ondes », comprises entre 145 et 280 kHz.

Le schéma du DCR pour VLF est reproduit par la figure 20. Il est comparable au montage de Dillon et à un autre schéma publié dans «The ARRL Handbook for Radio Amateurs», édition 1993. Un certain nombre de composants ont été modifiés, en relation avec la nouvelle bande de fréquences à recevoir. Le circuit principal du récepteur est un NE602. Dans le montage de test, le circuit d'entrée n'est pas accordé, bien que cela soit facilement réalisable par l'adjonction d'un condensateur variable entre le point A et la masse sur le schéma de la figure 20. La plupart des lecteurs préféreront indubitablement utiliser un circuit tel que représenté dans le bas de cette figure, une combinaison entre une varicap et un condensateur fixe ou réglable. Le condensateur CX permet alors de définir une zone de la bande VLF à explorer, tandis que la varicap sert à la passer au peigne fin.

Le transformateur HF d'entrée (Tr1) et le transformateur de l'oscillateur local sont en réalité des transformateurs moyenne fréquence en modula-

tion d'amplitude : des transfos à 455 kHz avec bobine de 0,63 mH. Nous avons utilisé le type RAN-10A6845EK de TOKO. Le circuit de l'oscillateur local, relié aux broches 6 et 7 du NE602, est un circuit de Clapp (un oscillateur Colpitts avec self en condensateur en série), où l'inductance est formée par le primaire d'un transfo MF et où le condensateur d'accord est une varicap de 440 pF. La varicap peut être des modèles NTE618 ou ECG618. L'emploi d'un transformateur comme bobinage pour le circuit de l'oscillateur local procure en outre l'avantage de disposer d'un circuit indépendant pour la mesure de la fréquence : le secondaire du transfo, normalement inutilisé mais baptisé « TEST OSC. » sur le schéma...

Comme dans le montage de Dillon, les sorties du NE602 sont utilisées en mode différentiel. Un condensateur de 47 nF entre les broches 4 et 5 permet d'atténuer les résidus de signaux d'ondes moyennes ou de grandes ondes qui parviendraient jusqu'à ce point du schéma. L'amplificateur différentiel IC2 est utilisé comme préamplificateur audio ; il fournit déjà un gain de l'ordre de 30 dB. La sortie de ce circuit est reliée par le condensateur C15 à l'entrée d'un second circuit intégré monté en amplificateur non-inverseur qui donne un gain supplémentaire de 11 fois. Lors de nos premiers essais, nous avons voulu essayer en reliant la sortie du premier préamplificateur à l'entrée de notre amplificateur de « puissance », mais le niveau du signal laissait quelque peu à désirer, comme dans les autres récepteurs à un seul étage d'amplification BF. Ici, le problème est résolu par IC3.

Ces deux derniers circuits intégrés sont du type CA3140, mais nous devons quand même vous signaler que nous les avons utilisés parce que nous les avons sous la main. N'importe quel amplificateur opérationnel peut convenir (la bande de fréquences à amplifier atteint à peine 3 kHz en SSB, et encore moins en CW), à commencer par le bon vieux 741 qui possède d'ailleurs le même brochage que le CA3140. Pensez plutôt aux condensateurs de découplage C17 et C22 qui sont indispensables en cas d'utilisation du CA3140 et doivent être soudés le plus près possible des broches 7 des circuits intégrés.

L'alimentation de ce montage est déjà bien étudiée. Les circuits IC2 et IC3 (utilisables avec une alimentation unique) sont alimentés directement en +12 V tandis qu'un petit régulateur stabilise la tension destinée à l'étage d'entrée (et incidemment à l'oscillateur local) à +5 V. Comme IC2 est utilisé en amplificateur différentiel et qu'aucune tension continue convenable n'est disponible aux sorties du NE602, le pied du résistor qui retourne normalement à la masse a été relié au +5 V pour définir le point de fonctionnement en continu de cet IC. La tension continue en sortie est d'environ +5 V et justifie la présence du condensateur de liaison C15. Le point de fonctionnement en continu de IC3 est quant à lui fixé par un diviseur à résistances (R8 et R9) dont la tension de point milieu est appliquée à l'entrée non-inverseuse (broche 3) par le résistor R7 de 100 kW. La tension continue présente à la sortie du montage (+6 V) est bloquée en sortie par le condensateur C21.

Le circuit fonctionne bien, mais nous donne l'impression d'être moins sensible que les montages précédents, en HF. Nous avons été assaillis d'interférences par des émetteurs sur des fréquences de radiodiffusion de 560, 630 et 1220 kHz (ce dernier en particulier, dont les antennes ne s'élèvent pas loin de chez nous). Ces deux problèmes ont été résolus par l'adjonction d'un préamplificateur HF et par la protection de l'entièreté du montage par un blindage de bonne qualité. Nous avons également l'intention de placer un filtre HF passe-bas pour atténuer les fréquences supérieures à 520 kHz et donc réduire les interférences produites par les émetteurs de radiodiffusion.

## En conclusion

Par cet article, nous avons essayé de rendre les principes de la réception par conversion directe accessibles à chacun d'entre vous ; nous vous avons indiqué les points forts et les points faibles de ce mode de réception, nous vous avons décrits plusieurs sous-ensembles et trois récepteurs complets, faciles à construire et prêts à fonctionner. A votre tour ! Sortez vos idées, concevez et construisez votre récepteur DCR. Bon travail !

Ewout de Ruiter, PAoOKA

*Construire un circuit de haute fréquence est un art en soi. La réussite ou l'échec, quelles que soient les qualités du projet, dépendent souvent de la disposition physique des composants. La question la plus fréquente des lecteurs est : « Y a-t-il un circuit imprimé ? ». Si la réponse est négative, beaucoup décrochent, alors qu'un peu de savoir-faire suffit. Lisez cet article : vous n'hésitez plus à prendre le fer à souder lorsqu'il sera question de microhenrys ou de mégahertz.*

C'est plus facile que vous ne l'imaginez !

## Platines et expérimentations en haute fréquence

### Mise au point de montages HF

Le comportement bizarre de certains composants en hautes fréquences et la façon dont ils sont associés les uns avec les autres pour constituer un circuit HF peuvent conduire à d'étranges résultats : l'amplificateur calculé avec une précision exemplaire se transforme en oscillateur, et l'oscillateur, tout aussi parfait sur le papier, amplifie comme s'il était fait pour ça. Dans le premier cas, la solution consiste souvent à modifier le montage, en blindant là où cela est nécessaire et en veillant à supprimer les couplages parasites (par les lignes d'alimentation, qui portent souvent une grande part de responsabilité). Mais qu'est-ce qu'un bon blindage et comment peut-on découpler efficacement un circuit d'un autre ? Le bricoleur expérimenté le sait. D'où le sait-il ? De ses expériences, c'est-à-dire de ses échecs passés et des solutions



qu'il leur a apportées. Il sait, sans savoir toujours clairement pourquoi, éviter certaines erreurs. Pour le débutant, ce n'est pas la même chose. Il faut essayer, essayer et encore essayer. Il faut scruter le comportement du circuit et tâcher de

comprendre pourquoi il ne fonctionne pas. Cet article a pour but de dégager les grandes lignes de la construction de montages expérimentaux en HF. Lorsque vous aurez lu ces lignes, vous ne serez plus tout à fait désarmés devant un montage qui ne fonctionne pas : nous vous aurons appris à éviter (au moins) les erreurs habituelles des néophytes de la HF.

### Expérimenter

La HF ne s'apprend pas que dans les livres, elle demande des essais, fer à souder d'un côté, voltmètre de l'autre. Ces expériences peuvent se faire sur des parties de circuits. Décomposer les gros problèmes en plus petits a toujours, au moins depuis Descartes, aidé à les résoudre. Ainsi, monter isolément chaque circuit d'un projet et le soumettre à des mesures en apprend beaucoup sur les

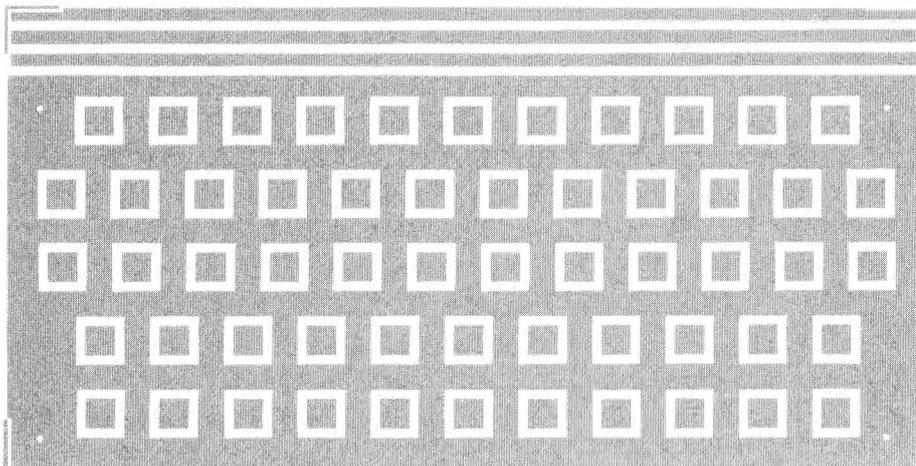


Figure 1. Platine d'expérimentation HF Elektor.

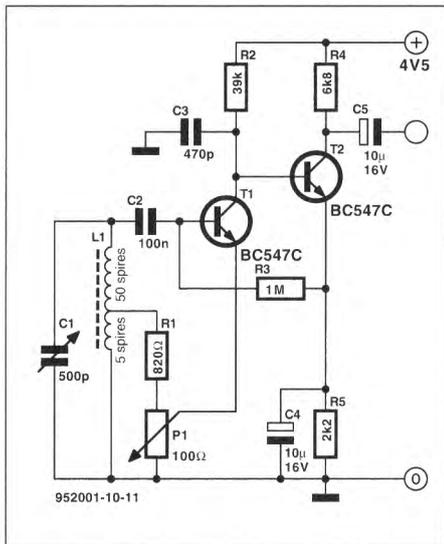


Figure 2. Schéma du récepteur reflex.

comportements possibles du résultat final. La manière dont chaque partie est ainsi montée a son importance. En basse fréquence, les plaques pastillées font généralement l'affaire ; en haute fréquence, il n'y faut pas compter, l'effet d'écran de ces supports est nul et les risques d'oscillation sont garantis.

Il y a deux façons au moins de fabriquer des circuits expérimentaux qui évitent ces problèmes. La première, surnommée méthode de la « vache morte », présente surtout de l'intérêt pour les montages à circuits intégrés. Elle consiste à coller les circuits et les transistors à l'envers, broches tournées vers le haut, sur une plaque de circuit imprimé non gravée. Les autres composants sont soudés directement sur les broches des semi-conducteurs. La surface cuivrée sert de plan de masse. Les pattes des composants qui ne sont pas reliées à la masse sont supportés par des petits carrés de circuit imprimé collés en îlots isolés sur la face cuivrée. Les petits condensateurs céramique de 1 pF ou moins peuvent aussi faire l'affaire, pourvu qu'ils soient sans influence prévisible sur le comportement du circuit.

Le travail au-dessus d'une plaque complètement cuivrée est tout à fait satisfaisant. La méthode est même parfaite lorsqu'il s'agit de circuits prévus pour des fréquences de l'ordre du gigahertz. Ces circuits expérimentaux permettent des liaisons très courtes, condition sine qua non du bon fonctionnement de circuits HF, quelle que soit leur fréquence de

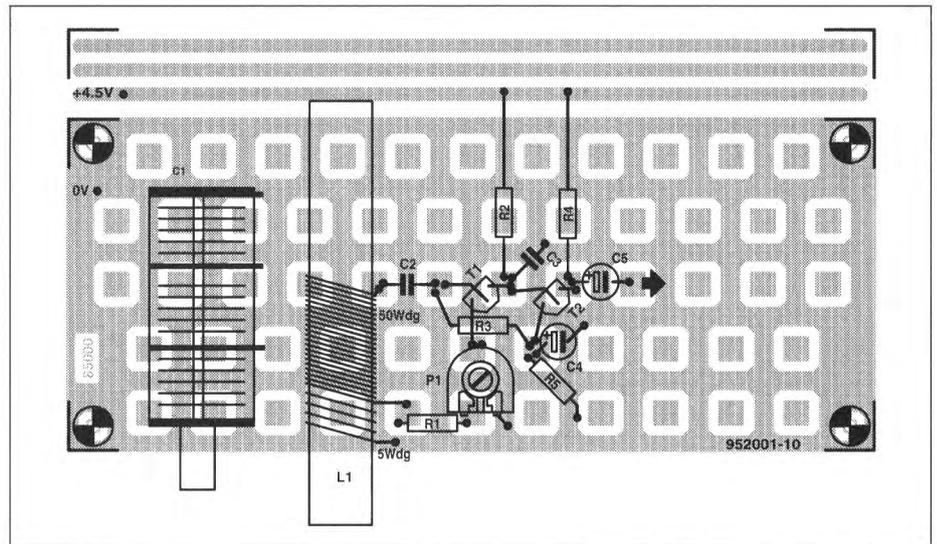


Figure 3. Implantation des composants du récepteur reflex sur une platine d'expérimentation.

fonctionnement. Il existe des platines toutes faites, dites platines d'expérimentation HF, qui facilitent le travail. La figure 1 en présente un modèle que vous pouvez vous procurer auprès des sources habituelles. Elles ont fait leurs preuves et permettent les essais jusqu'à des fréquences de l'ordre du GHz. Nous n'irons pas jusque-là avec le montage suivant qui nous servira d'illustration.

## Un récepteur reflex

Le récepteur proposé est prévu pour les ondes moyennes. Son principe, dit « reflex », est censé permettre une bonne économie de composants. En effet, un seul transistor y assure l'amplification HF et la démodulation basse fréquence. La figure 2 en présente le schéma et la figure 3 l'implantation des composants sur

une platine d'expérimentation. Comment fonctionne ce petit circuit ? Plutôt bien, merci. Son premier transistor T1 constitue à la fois l'amplificateur à haute fréquence et le détecteur (redresseur). Il reçoit son signal du circuit d'accord constitué par l'antenne ferrite et le condensateur variable. Une fraction du signal HF est réinjecté depuis l'émetteur de T1 vers le circuit accordé par le résistor R1 pour compenser les pertes du signal provoquées par la charge que représente la base de ce transistor T1. L'ajustable P1 est réglé de telle façon que le circuit soit prêt d'osciller mais reste stable. La sensibilité et la bande passante sont alors optimales. Grâce à C3, la tension de collecteur de T1 n'est constituée que du signal alternatif à basse fréquence que T2 amplifie à son tour. Le signal de sortie est découplé via C5 vers un écouteur à

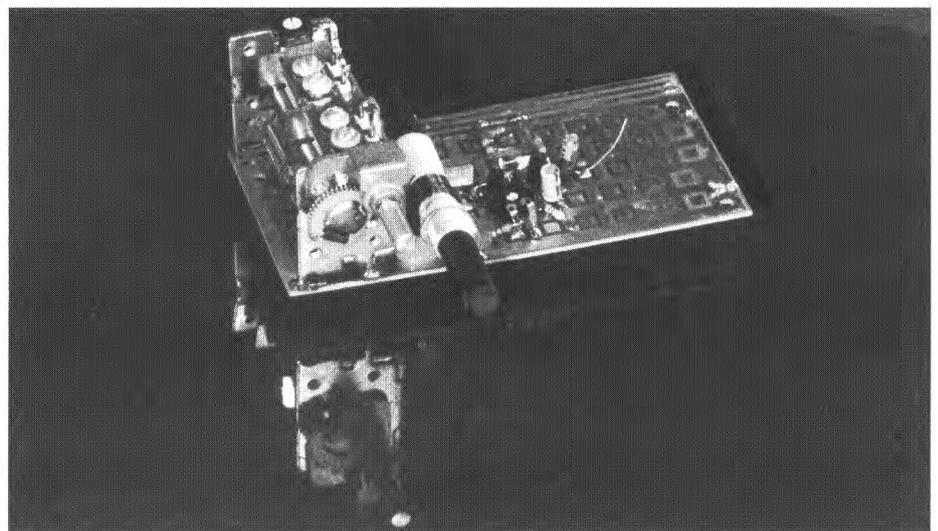


Figure 4. Le récepteur reflex assemblé sur une platine d'essais HF.

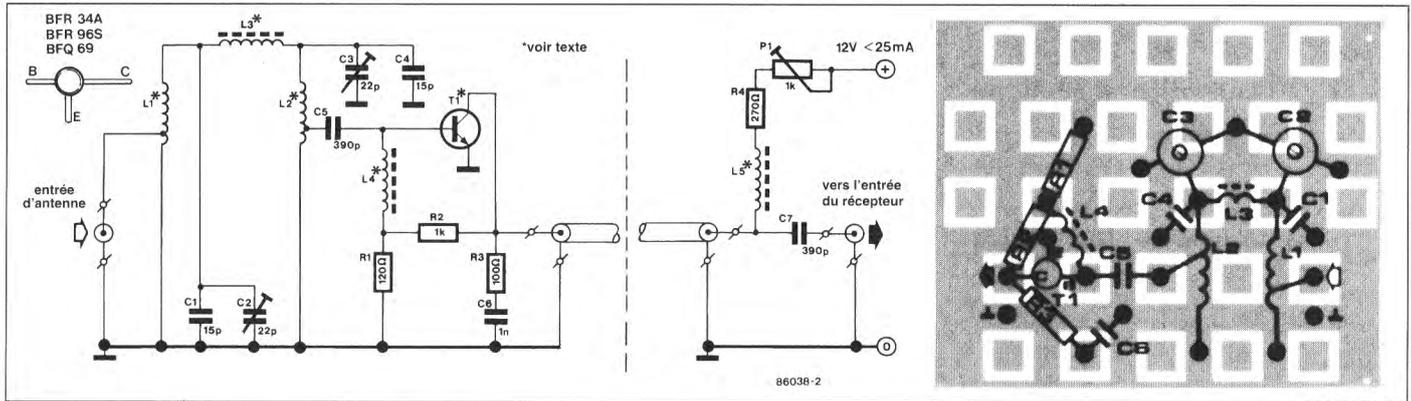


Figure 5. La platine d'expérimentation d'Elektor convient aussi pour des fréquences plus élevées.

cristal ou l'entrée pick-up d'un amplificateur.

Le bobinage L1 est constitué de 55 spires avec une prise de 5 spires. Ces spires sont bobinées sur un bâton de ferrite d'environ 10 cm de longueur. Le condensateur variable C1 est câblé en dérivation sur la bobine, ce que la **figure 3** ne met guère en évidence. La raison en est qu'il n'est pas possible de dire précisément où sont les connexions de C1. Il s'agira le plus souvent d'un condensateur variable prélevé sur un récepteur d'ondes moyennes au rebut. Ce que la **figure 3** met en revanche en évidence, ce sont les liaisons, courtes (si elles étaient brèves, nous pourrions parler de leur brièveté, mais elles sont prévues pour durer). Prenez R3, par

exemple, littéralement recouverte par l'émetteur de T1. A ce propos, les transistors ne sont pas montés ici selon la méthode préconisée plus haut. Il faut avouer que le circuit n'a pas belle allure, mais il s'agit d'expérimenter et de raccourcir le plus possible les liaisons. C'est ce qui donne cet aspect peu engageant, un peu moins évident sur le cliché (**figure 4**). Et pourtant, cela fonctionne, et même très bien : la journée, tous les émetteurs nationaux en ondes moyennes sont parfaitement reçus ; en soirée, les stations captées ne se comptent plus...

### VHF et au-delà

Notre deuxième exemple concerne les très hautes fréquences. Il s'agit

d'un amplificateur d'antenne prévu pour la bande FM et peut-être déjà connu de certains de nos lecteurs. La **figure 5** en présente le schéma et l'implantation des composants sur un petit morceau de platine d'expérimentation. Trois transistors sont proposés pour T1, mais le meilleur est le BFQ69 dont le courant de repos se règle à l'aide de P1 à environ 15 mA. Les bobinages sont constitués comme suit :

L1, compte quatre spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de diamètre sur un corps de 6 mm avec une prise à 1,5 spire ;

L2 est identique à L1 mais la prise est à deux spires ;

L3, 11 spires, du même fil, sur un noyau T50-12 ;

L4, L5 sont identiques, 4,5 spires

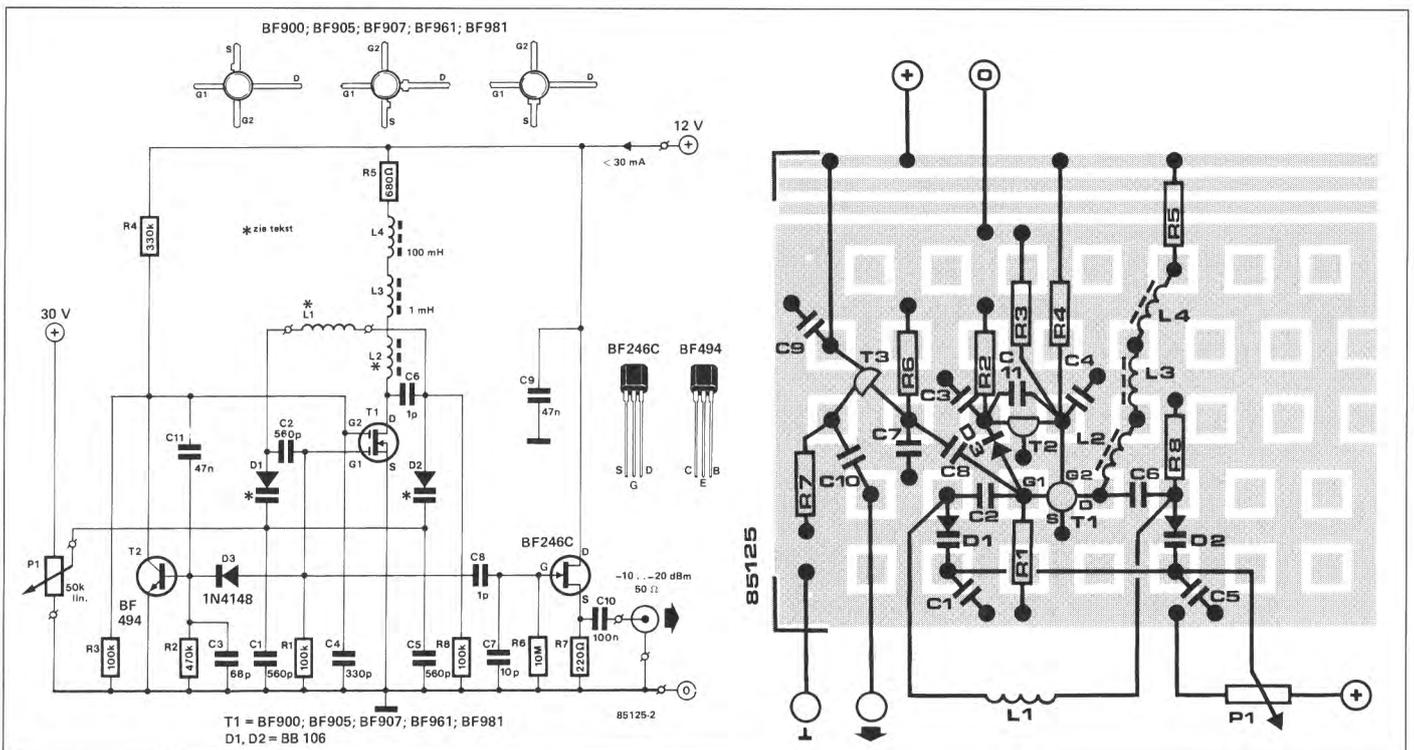


Figure 6. Schéma et implantation des composants d'un mini émetteur d'essai.

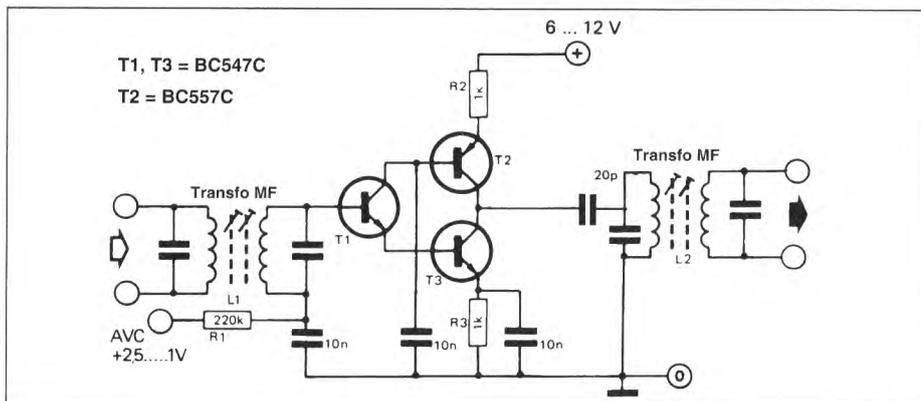


Figure 7. Amplificateur moyenne fréquence. Deux de ces étages et un détecteur à diode ont été assemblés en un amplificateur/détecteur de moyenne fréquence qui fonctionne au premier essai.

bobinées sur perle de ferrite de 3 x 3 mm.

La première impression n'est pas meilleure que celle donnée par le montage précédent. L'implantation des composants privilégie leur rapprochement et non la régularité géométrique, bien qu'on puisse distinguer ici quelques éléments de symétrie. Il s'agit d'un amplificateur alimenté par l'intermédiaire du câble coaxial. Si l'on veut l'utiliser comme préamplificateur incorporé à un tuner FM, on doit isoler le transistor par un petit écran afin d'éviter que l'entrée ne voie la sortie (la place ne manque pas sur la platine). Dans le cas de préamplificateur placé à la base d'une antenne, cela n'est pas utile puisque le signal quitte directement le circuit par le câble coaxial.

Le troisième exemple est celui d'un mini émetteur de mesure (figure 6). L'appareil atteint facilement les 300 MHz. Le dessin de l'implantation des composants montre clairement la façon dont est traité le problème. Les liaisons sont aussi courtes que possible, même si la présentation

s'en ressent. Essayez-le, essayez de comprendre comment il fonctionne. Sa description nous conduirait trop loin.

## A votre tour maintenant !

Les projets précédents ne sont donnés ici qu'à titre d'exemples, rien ne vous empêche de les réaliser à votre tour, à titre d'exercice. Ils sont fonctionnels et ont été réalisés en de nombreux exemplaires. Nous allons maintenant décrire brièvement le mode d'emploi des platines d'expérimentation pour les lecteurs qui souhaiteraient adopter cet outil. Supposons que nous voulions fabriquer un amplificateur à moyenne fréquence. Il faut bien sûr commencer par le schéma. A défaut de le concevoir soi-même et même dans ce cas, une recherche dans la littérature s'impose. Les recherches et les trouvailles des autres sont toujours instructives. Dans le cas présent, le schéma est celui de la figure 7. Au départ, il s'agissait d'un étage d'amplification simple auquel nous

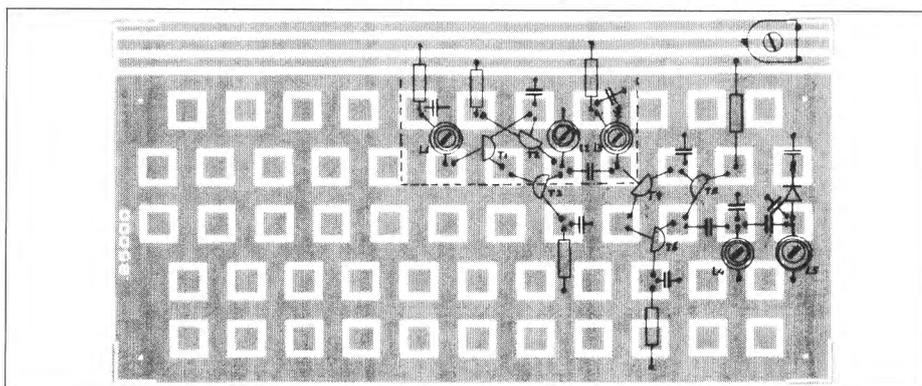


Figure 8. Avant de commencer à implanter les composants, il est judicieux de faire un croquis préliminaire sur une photocopie de la platine d'expérimentation HF.

avons ajouté un transistor pour qu'il puisse fournir un gain respectable (comprenez : pour courir volontairement le risque d'une oscillation spontanée...). Pour corser le tout, nous avons décidé de monter deux étages d'amplification en cascade et de les faire suivre par un circuit de détection. Partant de ce schéma, doublé donc, munis d'un crayon et de papier, nous avons commencé. Sur une version agrandie de la figure 1, nous avons dessiné une esquisse du montage. Il est évidemment recommandé d'avoir les composants à portée de main. L'esquisse préalable permet d'avoir une bonne impression de la disposition optimale des composants et évite les surprises bizarres pendant le montage. Il est en effet plus facile de gommer la représentation d'un composant sur le papier que de le dessouder. Tenez toujours à l'esprit la longueur des liaisons. Qu'elles soient courtes, même si cela choque votre sens de l'architecture, l'électronique le trouvera à son goût. La figure 8 montre le résultat d'une première ébauche. Elle comporte un peu plus que le schéma, complété à notre idée par un second étage et un détecteur AM en sortie. Le cliché du début de l'article donne encore une meilleure idée de l'ensemble. Les lecteurs qui compareront (à la loupe) verront que le type de bobinage prévu par l'esquisse s'est transformé pour la platine d'essai. Nous étions à peine levé de notre planche à dessin que le préposé au courrier nous livrait des bobinages tout prêts, surplus soldés d'une fabrique de téléviseurs. Ces bobines de 5 MHz convenaient parfaitement à notre montage d'essai, moyennant quelques petites modifications. Ainsi une rapide esquisse nous permettait, partant d'un schéma, de passer rapidement à la pratique. Le montage fonctionnait de façon tout à fait satisfaisante et pouvait nous donner une impression en vraie grandeur du résultat que permettrait d'obtenir la version définitive de l'amplificateur à moyenne fréquence. Au risque de nous répéter : si un projet présente une certaine complexité, décomposez-le en petites unités fonctionnelles, testez-les, puis assemblez votre puzzle au fur et à mesure de l'avancement de vos travaux. Si chacune des parties fonctionne, il y a des chances pour que l'ensemble réponde à vos attentes.

*Bien que le nombre d'émissions en morse décline tout doucement, ce mode de transmission fait toujours de nombreux adeptes parmi les radioamateurs. Beaucoup d'entre eux sillonnent encore et toujours le monde entier au seul moyen de leur manipulateur. Il est évident que ce système, archaïque au sens propre du terme, ne peut rivaliser avec les réseaux informatiques ou les procédés de transmission de données par « paquets ». Mais il restera toujours l'attrait extraordinaire de pouvoir établir des liaisons à longue distance à un niveau de puissance qui frise aujourd'hui la dérision, exploite dont la réussite dépend bien plus de l'homme face à l'univers infiniment vaste des transmissions radio que des moyens technologiques et financiers mis en œuvre pour le réaliser.*

# Manipulateur électronique

Il faut un début à tout. Avant de devenir un vrai « moustachu » de la transmission de messages en morse, il faudra commencer par égrener, tel un métronome, les points et les traits des premières lettres de l'alphabet. Un oscillateur BF, un haut-parleur et une bonne vieille clé traditionnelle vous permettront de forger vos premières armes à l'émission et à l'écoute de signaux morse.

Vous pourrez alors affronter victorieusement les examinateurs de la Régie des Télécommunications et ainsi décrocher une première licence d'émission en classe A ou B. Et si vous avez été mordu par le morse, cette clé vous permettra encore de réaliser de nombreuses liaisons radio là où les partisans de la phonie déclareront forfait.

Il n'empêche que, l'expérience et la vitesse aidant, il viendra un jour où vous rechercherez un meilleur confort de conditions d'émission. L'un des buts de cette quête peut être l'acquisition d'un manipulateur électronique. Et puisqu'il est toujours plus agréable de travailler avec du matériel fabriqué de ses propres mains, nous vous en proposons un schéma.

Pour devenir l'heureux propriétaire d'un manipulateur électronique vous aurez besoin, outre une clé d'un autre modèle, d'un peu d'électronique et



de ferblanterie pour fabriquer les traits et les points du code morse. Quatre circuits intégrés de la série 74HC suffiront à cette tâche. Un boîtier, un morceau de circuit imprimé pour expérimentations, quelques boutons, fiches et prises et vous serez parés !

En morse, les traits doivent être d'une durée triple de celle des points, tandis que les intervalles entre signes doivent être de la même longueur que celle des points. Avec le genre de manipulateur utilisé, les signes sont émis en basculant la clé vers la

gauche ou vers la droite, et les silences se produisent tout simplement lorsque la clé est au repos, en position centrale.

Le schéma que nous vous proposons offre à l'utilisateur, en plus de la génération automatique des points et des traits, la possibilité de modifier la longueur de ces traits. Ceci vous permet, en manipulant uniquement à gauche (ou à droite), de définir vous même le « profil » des signaux morse que vous émettez : les « traits courts » représenteront les points, tandis que les « traits longs » repré-

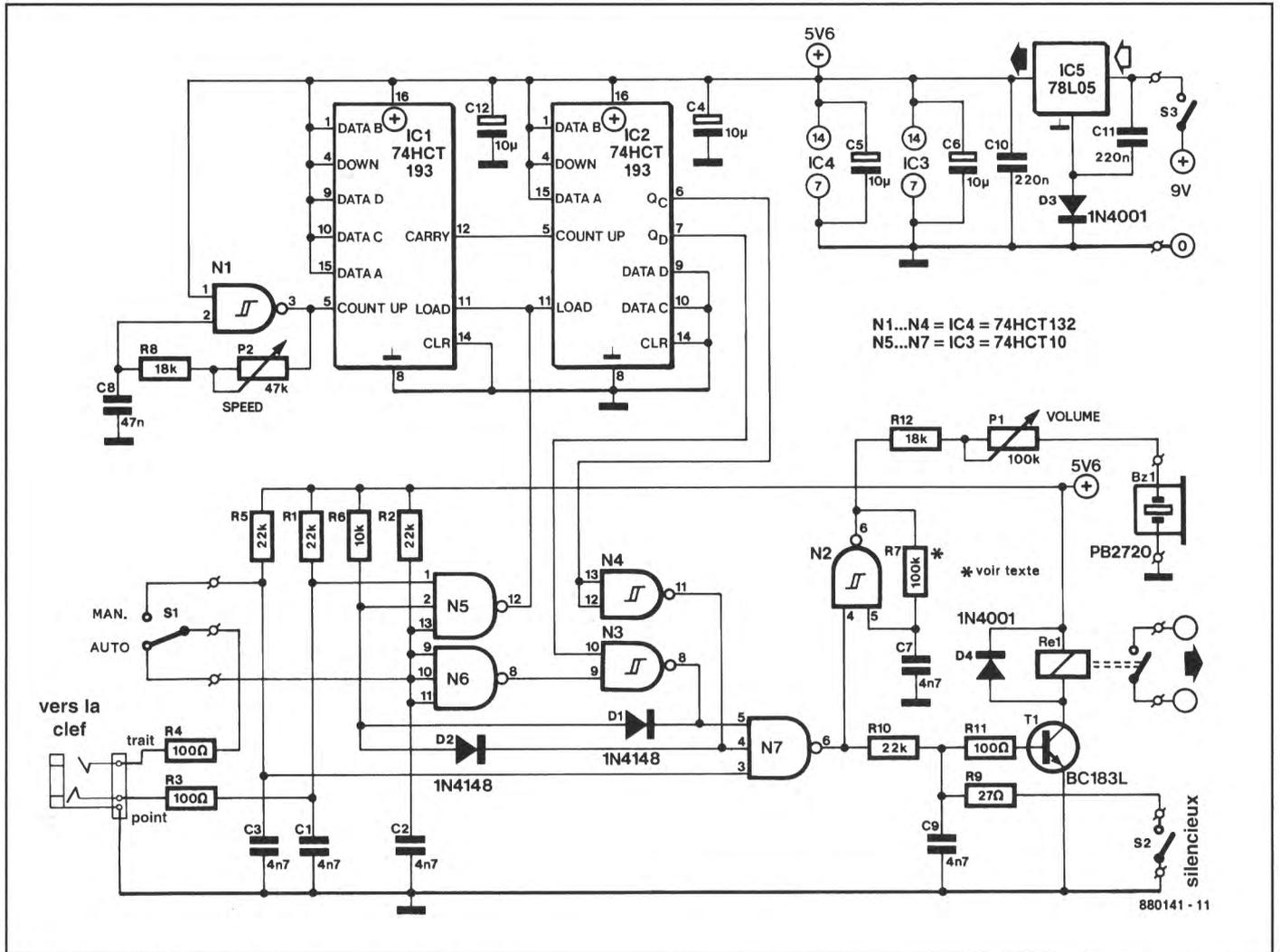


Figure 1. Le schéma du manipulateur électronique avec sortie sur relais et transducteur acoustique auxiliaire.

senteront les barres. En d'autres termes, vous pourrez manipuler à l'horizontale comme vous le faisiez auparavant à la verticale avec votre ancien manipulateur en fibroplex.

La cadence des points peut être réglée entre environ 130 et 910 points par minute. Ceci correspond grosso modo à une vitesse de transmission de 3 à 20 mots dans le même intervalle de temps. Si cette gamme convient à un débutant acquérant petit à petit de l'expérience, la vitesse maximale paraîtra certainement trop lente à un radioamateur chevronné. Il est heureusement très simple de remédier à ce petit problème, il suffit en effet de diminuer la valeur d'un condensateur pour que tout rentre dans l'ordre.

La génération du code morse se traduit par la fermeture du contact NO d'un petit relais, contact destiné à commander un émetteur à pleine puissance en tout ou rien.

Ce procédé permet d'obtenir une isolation galvanique totale des circuits

de l'émetteur et du manipulateur électronique, évitant de la sorte tout risque d'interférences et permettant la connexion du manipulateur à n'importe quel type d'émetteur disposant d'une commande en tout ou rien. Si votre matériel ne dispose pas de cette opportunité, le signal fourni par le buzzer incorporé au générateur pourra très bien enclencher votre émetteur par le biais du micro de

Afin de diminuer la consommation de courant lors d'essais ou de séances d'écologie, un interrupteur (S2) permet de désactiver l'enclenchement du relais pendant ce type d'activités. Dans ces conditions, le manipulateur peut fonctionner de manière tout à fait autonome, alimenté par une simple pile de 9 V, pile qui ne risque donc pas de s'épuiser en moins de temps qu'il ne faut pour le dire. Puisqu'un régulateur de tension est de toute façon nécessaire pour abaisser cette tension de 9 V aux 5,6 V requis par les circuits inté-

grés, rien ne vous empêche de prévoir simultanément la possibilité d'une alimentation par un adaptateur secteur du commerce, fournissant de 8 à 15 V non régulés.

## Un plus deux égale trait

Le schéma du manipulateur électronique est représenté en **figure 1**. Dans le coin supérieur gauche se trouve dessiné le cœur du montage, constitué par l'oscillateur construit à l'aide de la porte N1. Le potentiomètre P2 permet d'ajuster la vitesse d'émission des signes entre les cadences citées quelques lignes plus haut, de 130 à 910 points / minute, correspondant à 2 à 20 mots / minute. Cet oscillateur commande le compteur programmable IC1. Lorsque l'un des contacts du manipulateur est fermé, celui-ci est chargé à la valeur 15 par le niveau haut présent en sortie de N5, tandis que le compteur programmable IC2 est chargé à la valeur 3. Le premier flanc montant

du signal d'horloge fait passer le compteur IC1 à 0. La sortie Carry passe au niveau haut et le compteur IC2 passe à l'état 4. La sortie QC de IC2 passe ainsi au niveau haut, et le restera pendant soixante-quatre impulsions d'horloge.

À l'impulsion d'horloge suivante,  $Q_C$  retombera à 0 tandis que  $Q_D$  passera au niveau haut. Après 64 nouvelles impulsions d'horloge, les deux sorties  $Q_C$  et  $Q_D$  se retrouveront simultanément au niveau haut, et ce pour une troisième durée de 64 impulsions. La durée pendant laquelle  $Q_C$  est au niveau haut correspond à la durée d'un point, et la durée pendant laquelle  $Q_C$  puis  $Q_D$  sont au niveau haut correspond à celle d'un trait.

Le diagramme temporel des impulsions décrites ci-dessus est représenté par la **figure 2**. Cette manière de compter n'est pas nouvelle, et nous allons l'examiner d'un peu plus près puisqu'elle est à l'origine de la formation des points et des traits. Si vous vous reportez à la **figure 1**, vous constaterez que les portes N3 et N4 inversent la valeur des sorties  $Q_C$  et  $Q_D$  de IC2 pour les présenter aux entrées de la porte N7. Cette porte additionne les deux signaux de manière à former les signes morse, traits ou points. La porte N3, quant à elle, travaille de manière quelque peu différente. En effet, elle n'inverse le signal de  $Q_D$  que lorsque sa broche 9 est au niveau haut, c'est-à-dire

lorsque le manipulateur est basculé du côté demandant la formation de traits. Cela signifie également qu'il arrive en permanence des impulsions de la longueur d'un point à l'une des entrées de N7, et que cette porte ne formera un trait que lorsque le manipulateur sera basculé du côté correspondant.

Le diagramme temporel de la **figure 2** représente la formation d'un trait. La ligne inférieure représente le signal LOAD, qui provoque le chargement des valeurs 15 et 3 dans les deux compteurs. Cette situation ne dure pas plus de 3,5 ms, puisque le premier flanc montant du signal d'horloge fait passer les compteurs aux états 0 et 4.

La ligne supérieure représente le signal en sortie de la porte N7. Elle représente l'addition des signaux présents aux sorties  $Q_C$  et  $Q_D$ , ce qui nous donne bien une longueur de trait égale à trois fois la longueur d'un point. Le signal LOAD est dessiné au niveau haut pendant toute la durée du trait. Ceci est provoqué par les diodes D1 et D2, qui forcent un niveau bas sur la broche 2 de N5 pendant toute la durée des signaux de  $Q_C$  et  $Q_D$ . Sans ces diodes, le montage ne forme pas de signe complet lorsque le manipulateur est relâché trop rapidement, avant la fin de leur exécution.

Lors de la génération d'un trait, le comportement du montage peut

paraître bizarre si l'on relâche le manipulateur trop rapidement. S'il est relâché pendant le premier tiers du temps, il y a génération d'un point de longueur correcte ; pendant le second tiers, formation d'un signal de longueur intermédiaire entre point et trait ; et pendant le dernier tiers, formation d'un trait de longueur correcte. Pour y remédier, il suffit d'ajouter deux diodes dont les cathodes seront également reliées aux sorties de N4 et N3, mais dont les anodes le seront à l'une des entrées de N6. Il peut également être nécessaire d'augmenter le temps de retour à zéro de la tension aux entrées de N6, en augmentant la valeur du condensateur C2.

La troisième entrée de N7 est utilisée lorsque le manipulateur est basculé par en mode de formation manuelle des traits. Le circuit continue cependant à envoyer des points calibrés si le contact correspondant est activé.

## Les circuits de sortie

Le signal fourni par la porte N7 commande un petit oscillateur local et le transistor T1 qui amène la fermeture du contact du relais. Prenez garde à choisir un relais suffisamment rapide, afin qu'il puisse assurer la vitesse maximale de transmission des points et des traits.

Vous obtiendrez un signal de sortie audio optimal de la part du transducteur piézoélectrique passif PB2720 de TOKO en ajustant la fréquence de l'oscillateur construit autour de la porte N2 entre 3 et 3,5 kHz, mais le choix d'une fréquence plus basse permet néanmoins d'obtenir un signal audio acceptable. Cette fréquence peut être réglée en fonction de vos goûts personnels par le choix, pour R7, d'une valeur de résistance comprise entre 68 et 220 k $\Omega$ .

Le circuit intégré IC5 permet d'alimenter le montage en 5,6 V. Le supplément de 0,6 V est obtenu par le placement de la diode D3 entre le point commun du régulateur 78L05 et la masse. Ce circuit peut être alimenté à partir d'une pile de 9 V, ou d'un module d'alimentation par le secteur du commerce, délivrant entre 8 et 15 V non régulés. Le courant de repos du montage est de l'ordre de 7 mA, sa consommation atteignant 10 mA en mode de fonctionnement « économique », lorsque l'interrupt-

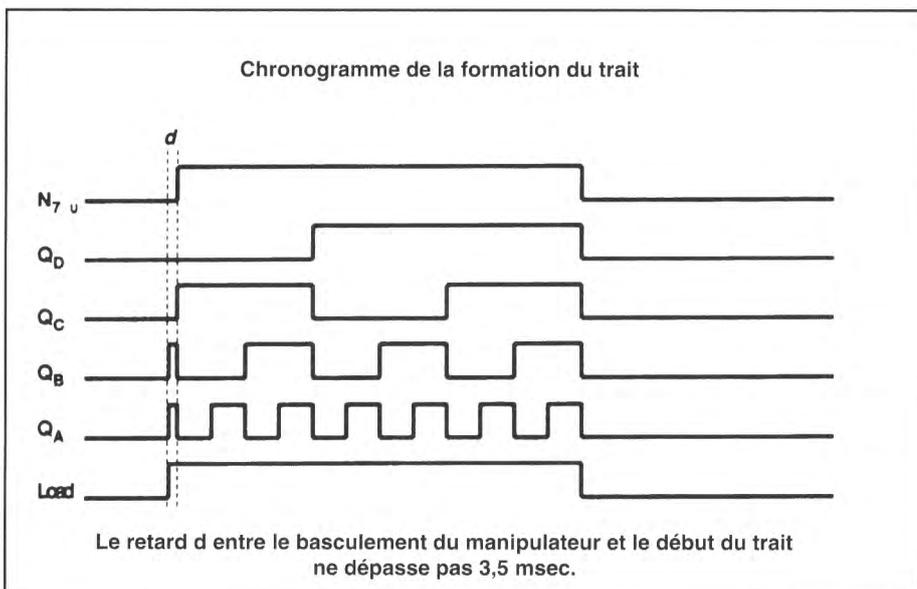


Figure 2. Un trait résulte de la combinaison de  $Q_C$  et de  $Q_D$ . N'oubliez pas que la formation d'un trait est interrompue si le manipulateur est relâché avant que la sortie  $Q_D$  ne passe au niveau haut.

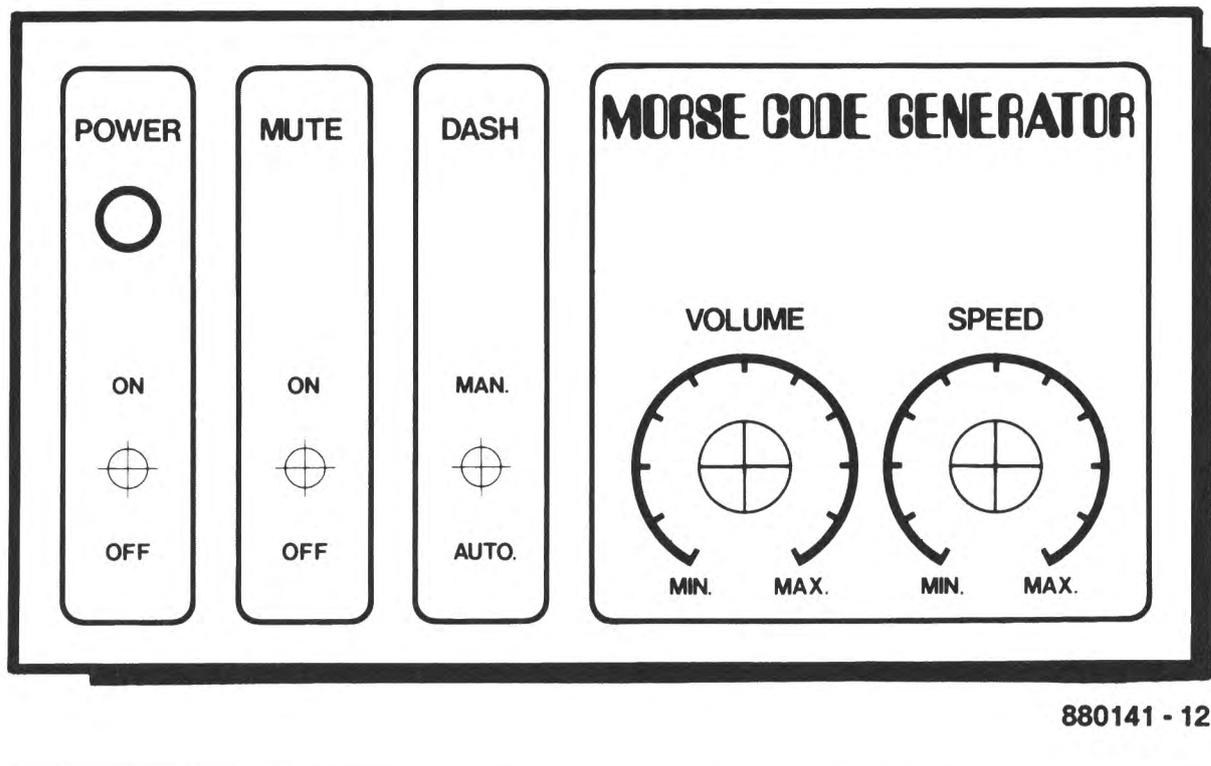


Figure 3. Proposition de face avant.

teur S2 est fermé. Le supplément de consommation du manipulateur électronique, lorsque le relais travaille, dépendra de la valeur de la résistance de la bobine du relais utilisé.

## Construction

Le manipulateur électronique sera monté sur une plaquette d'expérimentation. Utilisez des supports du genre « *wire-wrap* » pour le montage des circuits intégrés. Les longues broches de ces supports permettront de réaliser facilement les différentes interconnexions et le câblage des composants annexes.

Choisissez un relais rapide, dont la résistance de bobine ne soit pas inférieure à 500  $\Omega$ . N'oubliez pas la diode D4, destinée à absorber les surtensions apparaissant sur la bobine du relais au moment de la coupure de son courant d'alimentation. Si vous désirez modifier la gamme de vitesses de transmission, il faudra intervenir au niveau du condensateur C8 : une diminution de sa valeur permettra de transmettre les signes morse plus rapidement.

La photo du début de l'article vous montre notre prototype du manipulateur électronique associé à un émetteur Yeasu FT200. Nous avons utilisé

un petit boîtier métallique, qui reprend tous les éléments de commande sur sa face avant. Le transducteur piézoélectrique a été collé à l'intérieur du boîtier, à proximité des ouïes de ventilation. Le manipulateur à deux contacts est relié au boîtier par un morceau de câble stéréo ; vous pouvez utiliser aussi

bien des prises et fiches DIN ou jack pour réaliser cette connexion. La tresse de masse de ce câble sera reliée au contact central du manipulateur.

Bon QSO.

### Liste des composants du manipulateur électronique

#### Résistances :

R1, R2, R5, R10 = 22 k $\Omega$   
 R3, R4, R11 = 100  $\Omega$   
 R6 = 10 k $\Omega$   
 R7 = 100 k $\Omega$  nominal  
 R8, R12 = 18 k $\Omega$   
 R9 = 27  $\Omega$   
 P1 = 47 k $\Omega$   
 P2 = 100 k $\Omega$

#### Condensateurs :

C1, C2, C3, C7, C9 = 4,7 nF  
 C4, C5, C6, C12 = 10  $\mu$ F / 16 V  
 C8 = 47 nF  
 C10, C11 = 220 nF

#### Semiconducteurs :

D1, D2 = 1N4148  
 D3, D4 = 1N4001

T1 = BC183L

IC1, IC2 = 74HCT193

IC3 = 74HCT10

IC4 = 74HCT132

IC5 = 78L05

#### Divers :

S1 = inverseur miniature

S2, S3 = interrupteurs miniature

BZ1 = buzzer passif, PB2720

de TOKO par exemple

câble, fiche et prise châssis stéréo pour casque

4 supports pour circuits intégrés, style wire-wrap

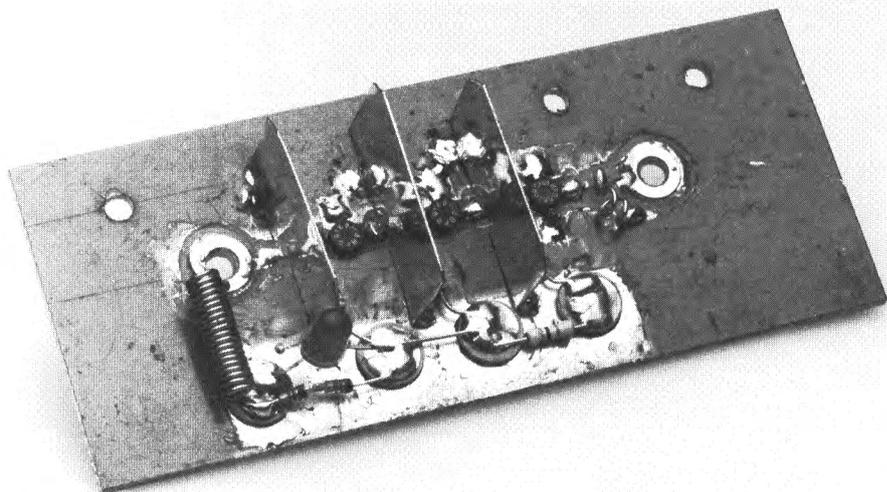
plaquette d'expérimentation coffret métallique

*Si, bien que possédant une antenne superbe haute comme la tour Montparnasse (et donc utilisant un câble coaxial d'une longueur non négligeable), la réception des émissions télévisées reste misérable, nous avons de quoi mettre fin à votre tourment.*

*L'amplificateur UHF décrit ici apporte une solution simple à ce genre de situation problématique.*

*L'obtention de la meilleure efficacité exige que ce préamplificateur soit disposé le plus près possible de l'antenne, et idéalement au sommet du mât.*

# Amplificateur UHF



## à large bande

La sortie de l'amplificateur est conçue de façon à ce que l'on puisse utiliser le câble de l'antenne pour l'application de la tension d'alimentation.

À une fréquence de 400 MHz, le montage fournit un gain de plus de 40 dB; à 800 MHz ce gain est encore de 20 dB.

Le premier étage, réalisé autour d'un BFG65, se caractérise par un niveau de bruit intrinsèque faible (1,8 dB). Il est possible de remplacer le BFG65 par un transistor du type 2SC3358.

Les deux étages suivants, basés chacun sur un transistor BFR91A, sont en fait des étages de puissance. On

notera qu'il est impossible d'utiliser ici un BFR91B en raison des caractéristiques de puissance très différentes de ce transistor.

Les deux bobines à air L1 et L2 ont un diamètre interne de 3 mm.

L1 consiste en deux spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de section ; L2 comporte 20 spires du même fil, cette dernière correspond à une inductance de 1  $\mu$ H environ. Comme le courant d'alimentation circulant dans ces bobines a une intensité de 50 mA environ, il ne saurait être question d'utiliser ici du fil de cuivre émaillé de section plus faible.

Exception faite des condensateurs disque C6 à C9, tous les autres condensateurs de couplage (C1 à C5) utilisés sont du type CMS (Composant pour Montage en Surface).

Il faudra régler individuellement, par l'intermédiaire de leur résistance collecteur / base propre (R1, R4 et R6) chacun des étages amplificateurs. Si, lors des mesures, on obtient une valeur différente, s'éloignant trop des valeurs de référence indiquées dans l'encadré de la figure 1, il faudra impérativement remplacer la résistance concernée par une résistance de valeur convenable (selon le cas, moindre ou plus importante).

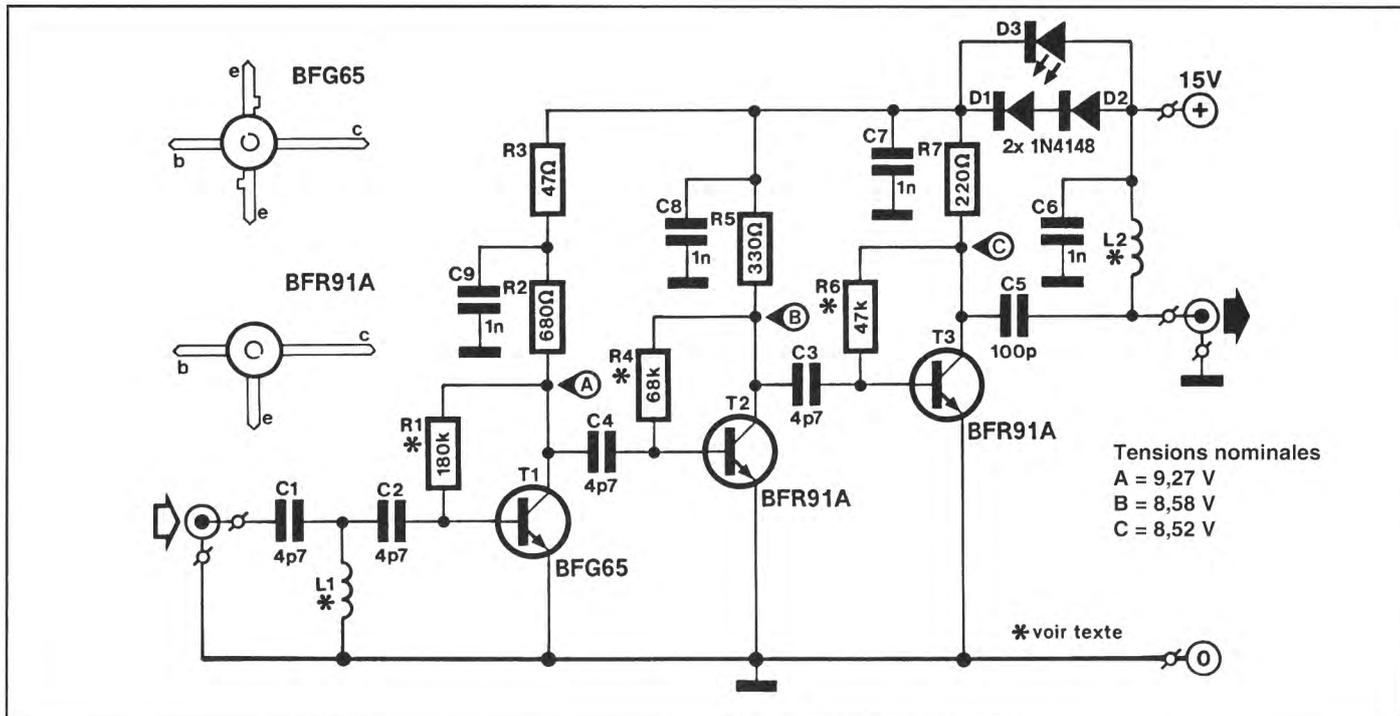


Figure 1 : Schéma de l'amplificateur UHF à large bande.

### Liste des composants de l'amplificateur UHF

#### Résistances :

- R1 = 180 kΩ \*
- R2 = 680 Ω
- R3 = 47 Ω
- R4 = 68 kΩ \*
- R5 = 330 Ω
- R6 = 47 kΩ \*
- R7 = 220 Ω

#### Condensateurs :

- C1 à C4 = 4,7 pF CMS
- C5 = 100 pF CMS
- C6 à C9 = 1 nF disque

#### Semiconducteurs :

- D1, D2 = 1N4148
- D3 = LED
- T1 = BFG65 ou 2SC2258
- T2, T3 = BFR91A \*

#### Divers :

- L1 = bobine à air, Ø intérieur 3 mm, 2 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm
- L2 = bobine à air, Ø intérieur 3 mm, 20 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm

\* voir texte

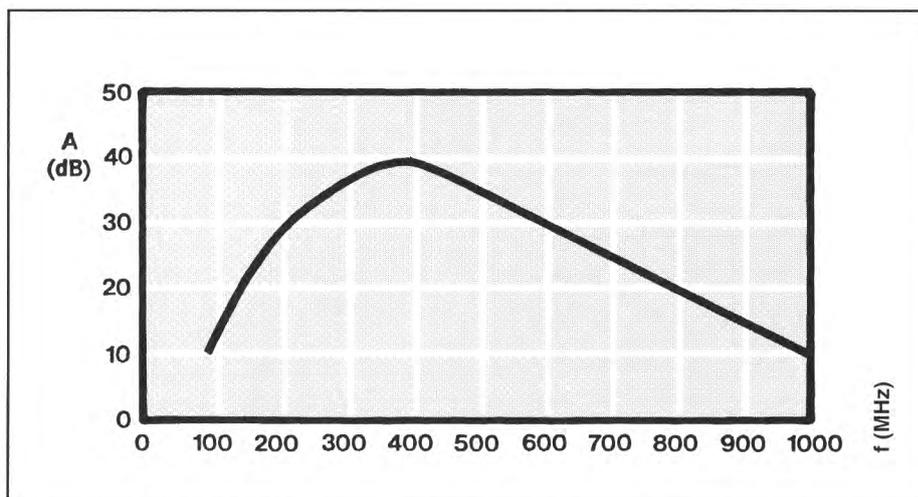


Figure 2 : Courbe de réponse en fréquence typique.

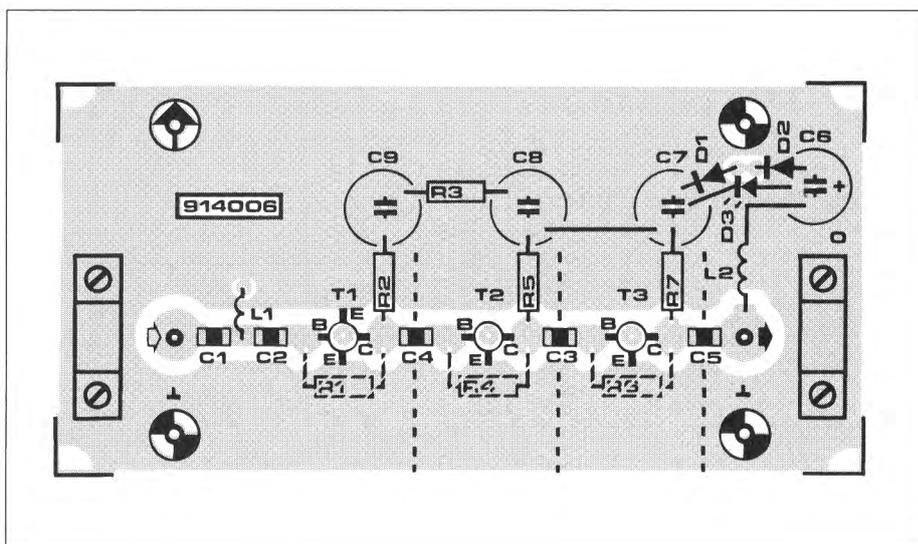


Figure 3 : Implantation des composants.

B.H. van Ingen, PA3CCU

*Les émetteurs amateur n'ont que l'embaras du choix: choix de la gamme de fréquences, choix de la modulation. Ils n'émettent pas seulement en audio ou en morse, depuis quelque temps déjà, ils envoient des images. Quelles images? Le meilleur moyen de le savoir est de les capter et pour cela de disposer d'un récepteur qui en soit capable et d'une antenne. Le récepteur (plus précisément le tuner, ou syntoniseur, c'est-à-dire l'ensemble des organes permettant de s'accorder sur la fréquence désirée) vous est proposé ici, en prêt à monter. Il ne vous manquera plus, en amont, que l'antenne et en aval, la « télé » proprement dite.*

# Syntoniseur ATV sur 23 cm

## Un plat tout préparé

L'« éther » résonne d'un grand nombre d'émissions sur tout le spectre des fréquences radio-électriques. Certaines sont dues à des amateurs. Elles ne demandent qu'à être écoutées, décodées ou regardées. S'ils émettent aux normes standard, ils ne peuvent occuper que les bandes de 70 cm ou au-delà. D'autres formes, comme la SSTV (*Slow Scan TeleVision*) télévision à balayage lent, dont la largeur de bande est assez étroite pour leur permettre de passer sur les lignes téléphoniques, sont autorisées à des fréquences moins élevées. La SSTV réclame toutefois des tubes spéciaux, nous la laisserons donc de côté. Les émissions de TV standard ne réclament pas un matériel aussi spécialisé et sont d'accès relativement facile. Un appareil doté d'un circuit de syntonisation continue (ce dont sont dotés presque tous les téléviseurs modernes) permet de recevoir les émissions de la bande des 70 cm (430 MHz à 440 MHz), à condition que l'antenne les laisse passer.

Hélas pour nous, la bande des 70 cm est tombée en disgrâce. La bande occupée par une station d'émission est si large, qu'elle ne laisse pas de place aux voisins. Les émetteurs de TV dérangent assez les autres utilisateurs de la bande pour qu'il en résulte des problèmes.

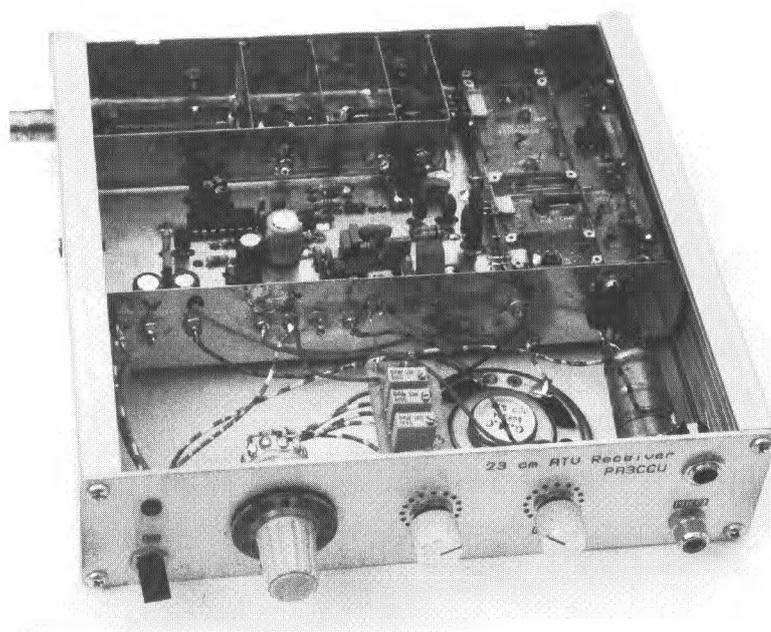
Laissant tomber les 70 cm, les amateurs se sont réfugiés plus haut, sur la bande des 23 cm (1 215 MHz à 1 300 MHz). Ses 85 MHz de large leur offrent assez de place pour émettre et être reçus sans difficulté.

### FM

En télévision, si l'on s'en tient à la norme, on module, d'une certaine façon, en amplitude. Au lieu de moduler en amplitude (AM), les amateurs de la bande des 23 cm

modulent en fréquence (FM), aussi bien l'image que le son. Ils ne peuvent de fait pas utiliser un téléviseur standard et un changeur de fréquence sans quelque aménagement. Bien sûr, il est possible d'obtenir une image acceptable avec une détection de flanc. La solution est toutefois loin d'être idéale, pour les stations les plus faibles en tout cas qui disparaissent sous la neige.

La meilleure solution est encore un vrai récepteur FM. N'allez pas penser qu'il s'agit d'un problème difficile !



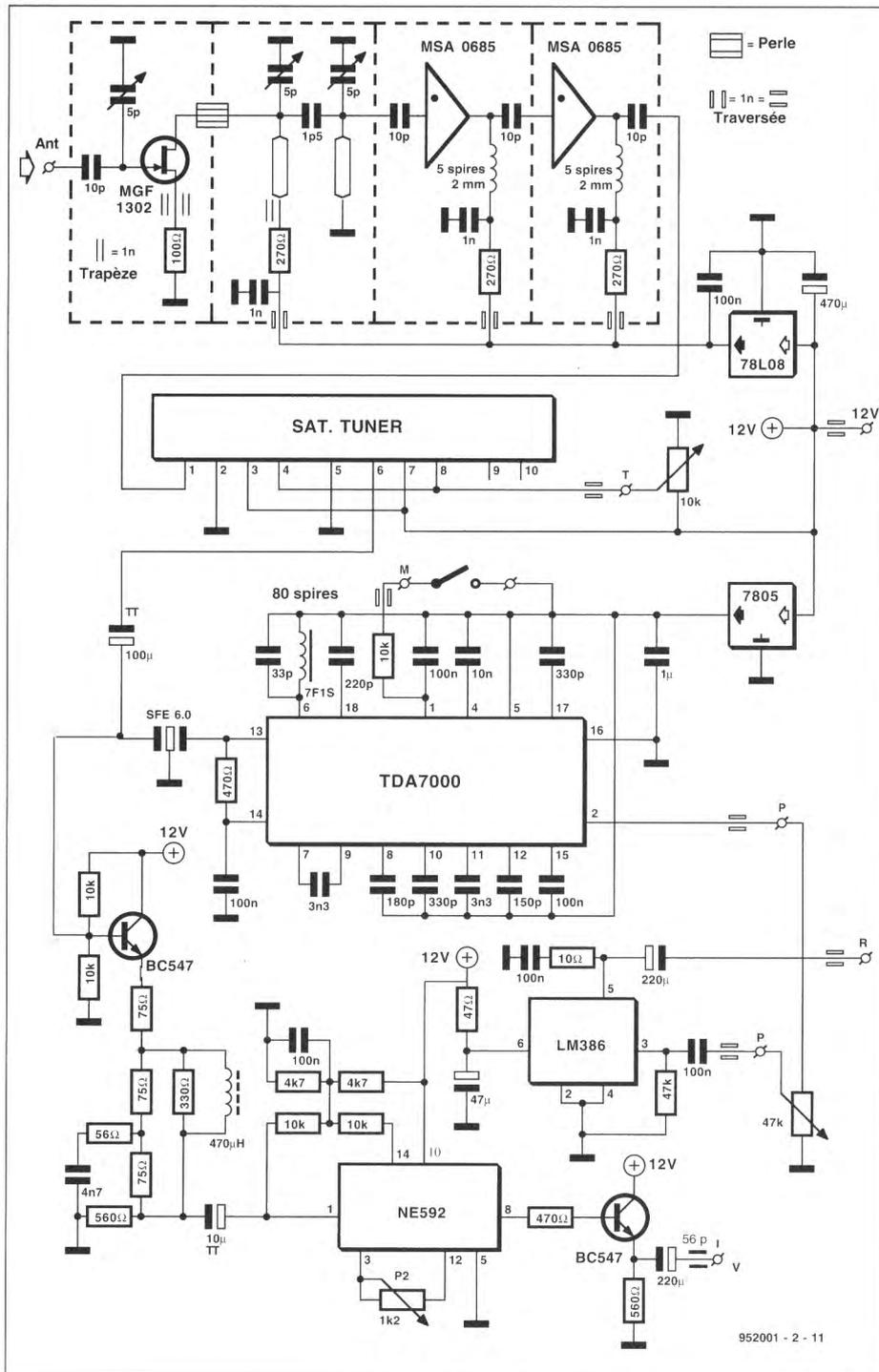


Figure 1. Le principal avantage de ce syntoniseur prêt à monter (et bon marché) est qu'il a déjà traité pour une grande part les problèmes HF.

Non, le marché propose des modules qui le résolvent. Ces modules présentent, en plus des étages HF, un démodulateur FM.

Le circuit de syntonisation de Ferguson que nous avons trouvé est de ceux-là. Les modules de Ferguson sont conçus pour des syntoniseurs de TV satellite. Or pour la TV satellite il s'agit aussi de modulation FM. Ajoutons à cela que de tels syntoniseurs peuvent aussi se caler sur la bande des 23 cm. Que demander de plus ? Il suffit d'ajouter un bon pré-

amplificateur HF, un démodulateur pour le son, un amplificateur pour le signal vidéo et le syntoniseur ATV sera complet.

### Avant... et après

Le plus compliqué, l'étage UHF, est traité avec le syntoniseur satellite. Il n'y a donc pas de souci à se faire pour sa construction. Comme le montre la figure 1, un préamplificateur le précède. Il donnera un peu de « pêche » au signal d'antenne. Si la

réception de TV par satellite nécessite le traitement du signal par un LNB, lequel contribue aussi à la sensibilité, le syntoniseur ATV en a besoin pour la préamplification. Un double amplificateur MAR et un MGF1302 se chargeront de ce travail et remerciez PA3CCU dont le circuit imprimé vous épargnera bien des erreurs (qu'il a faites mais surtout corrigées pour vous).

Le syntoniseur lui-même, en plus des deux tensions d'alimentation de 5 V et 12 V, ne demande plus qu'une tension de syntonisation. Il met à disposition sur sa broche 6 le signal vidéo démodulé plus la sous-porteuse modulée d'environ 6 MHz, laquelle contient l'information sonore. Un filtre céramique extrait la porteuse auxiliaire après quoi un simple circuit à TDA7000 achève le traitement. Supposons connu le fonctionnement de ce circuit intégré et poursuivons. Le signal à basse fréquence démodulé est disponible au point P. Un brin d'amplification et d'adaptation d'impédance lui permettra d'attaquer un haut-parleur. Il est mis à niveau par un LM386. Au besoin, l'interrupteur M mettra hors circuit le silencieux (*muting*) du TDA7000.

Le signal vidéo quant à lui parvient, via le BC547 (à gauche sur le schéma) et le filtre adaptateur suivant, au NE592. Ce dernier l'amplifie, lui donnant un niveau que n'importe quel moniteur (ou entrée vidéo d'un téléviseur) comprendra une fois découplé via un tampon.

### Fabrication

De ce qui vient d'être dit, on peut conclure que le dispositif n'est pas excessivement compliqué. Le montage ne l'est pas non plus. Si le préamplificateur HF nécessite un certain soin, le travail sera facilité par un circuit imprimé (implantation des composants sur la figure 2) que l'auteur propose, entre autres choses. Procédons dans l'ordre. La partie destinée à recevoir le préamplificateur sera séparée à la scie du circuit imprimé. Ensuite, perçage, aux bonnes dimensions pour les amplificateurs MAR, le MGF1302 et les trois condensateurs trapèze (deux pour chaque source de FET et un pour la résistance de 270 Ω). Enlevez un peu de circuit imprimé en bas afin



# Synthétiseur pour syntoniseur

Le syntoniseur ATV décrit dans ce numéro se règle à l'aide d'un potentiomètre multicouche. Il n'y a rien à redire à cela et la mécanique a d'excellents côtés. Celui qui se sent fatigué des phalanges préférera pourtant une syntonisation numérique, comme celle que propose le présent montage que nous avons obtenu par l'intermédiaire de Barend Hendriksen. Voyons-en le schéma.

Le circuit de syntonisation de Ferguson est représenté en bas et à gauche. Si nous comparons cette partie avec le syntoniseur ATV, nous remarquons que seul le potentiomètre avec lequel était fabriquée la tension d'accord a disparu: les broches 4 et 8 sont reliées à la sortie du TL081 et la broche 9 a trouvé un emploi. Cette broche reçoit en effet le signal de l'oscillateur de syntonisation incorporé, divisé par deux (ce dont est responsable le SL1452). Le SAB6456 divise encore ce signal par 64. Il est donc divisé par 128. Si l'on veut que le SAB6456 divise par 256, il faut mettre sa broche 5 à la masse.

Le signal de l'oscillateur de syntonisation, divisé donc par 128, est appli-

qué à la broche 1 du MC145151. Ce circuit intégré de Motorola contient un synthétiseur complet composé d'un diviseur programmable de 14 bits, d'un diviseur de 12 bits à quoi s'ajoutent un diviseur par deux, un oscillateur à quartz, chargé de produire le signal de référence, et un double comparateur de phase, pour la comparaison finale entre le signal produit par l'oscillateur commandé en tension (VCO) et le signal de référence. C'est aussi à partir des détecteurs de phase qu'un signal sera fourni à un détecteur à verrouillage. Ce n'est pas tout, le circuit contient encore un registre à décalage. Ce registre, sans intérêt pour le présent montage, est prévu pour qu'un émetteur puisse faire osciller l'oscillateur commandé en tension à une fréquence différente de la fréquence de réception.

Les broches 5, 6 et 7 permettent de programmer le diviseur à appliquer au signal issu de l'oscillateur à quartz, ici 2048. La fréquence de référence a donc été abaissée à environ 2 kHz.

Le diviseur du signal de l'oscillateur commandé en tension se programme

à l'aide d'interrupteurs DIP. C'est un peu primitif comme procédé et un microcontrôleur, par exemple, commanderait avec plus de souplesse les quatorze niveaux logiques.

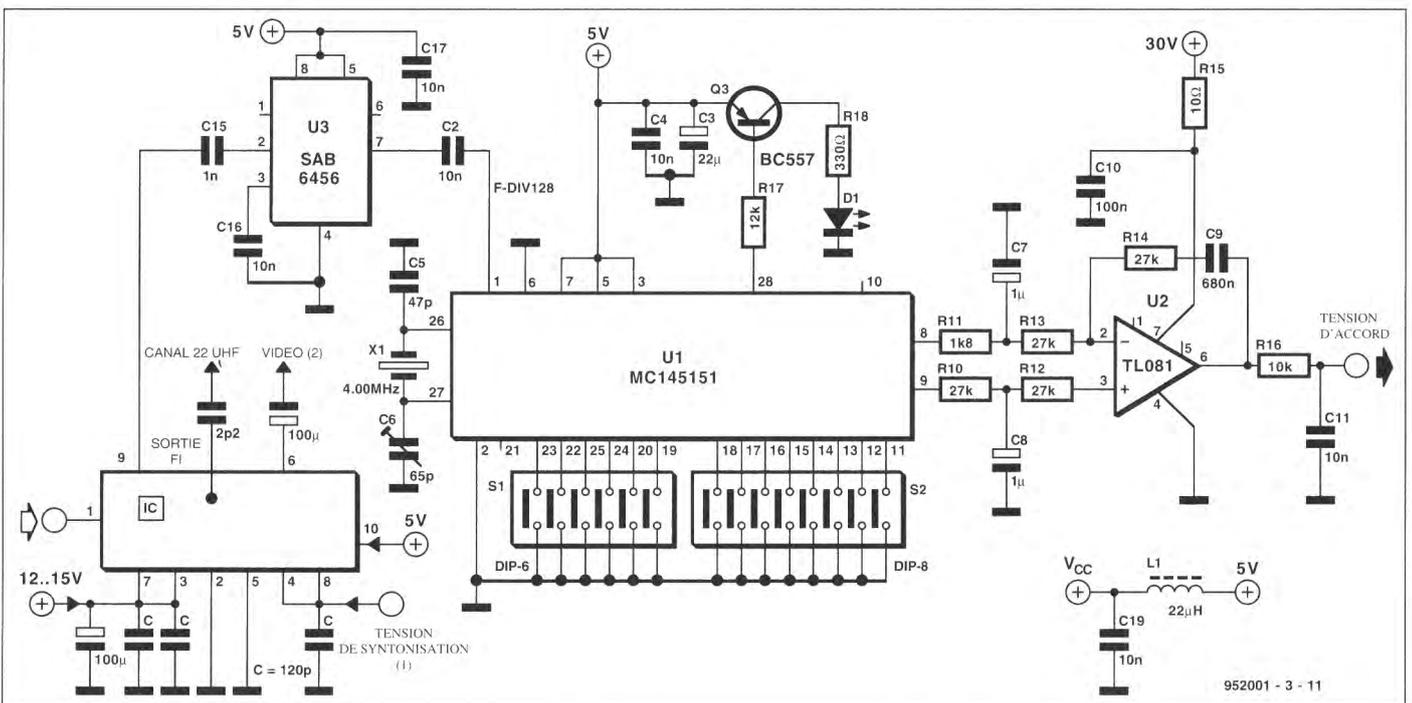
Le signal de sortie du détecteur de phase est appliqué symétriquement au TL081, lequel en tire une tension continue appliquée à l'entrée de l'oscillateur commandé en tension. Nous voici revenu au point de départ. Le détecteur de boucle enverra finalement un signal à Q3 quand la boucle à verrouillage de phase (PLL) sera verrouillée.

La fabrication de ce montage n'est pas très difficile. Il n'y a pratiquement pas de signal à haute fréquence, en dehors du SAB6456 s'entend, de sorte qu'il est possible de travailler avec de la plaquette pastillée. Les composants prendront ensuite en main les tâches les plus importantes. Il s'agit vraiment d'un ouvrage de tout repos.

Barend Hendriksen HF Elektronika  
PB 66

NL-6970 AB Brummen

e-mail: barend.hendriksen@tip.nl



Trois circuits intégrés transforment le circuit de Ferguson en syntoniseur à synthèse.

Günther Borchert, DF5FC

*Excellent, bon marché et d'une bonne reproductibilité : tel est le RX 80/20, un récepteur BLU et CW pour les bandes amateur des 80 m et des 20 m. La qualité de sa réception est garantie par l'utilisation de circuits intégrés pour haute fréquence modernes et un filtre à quartz (à fabriquer soi-même !). Et si vous souhaitez mêler votre voix au concert, à condition d'être radioamateur licencié, vous pourrez le compléter pour en faire un « transceiver » (émetteur/récepteur) en CW et BLU.*

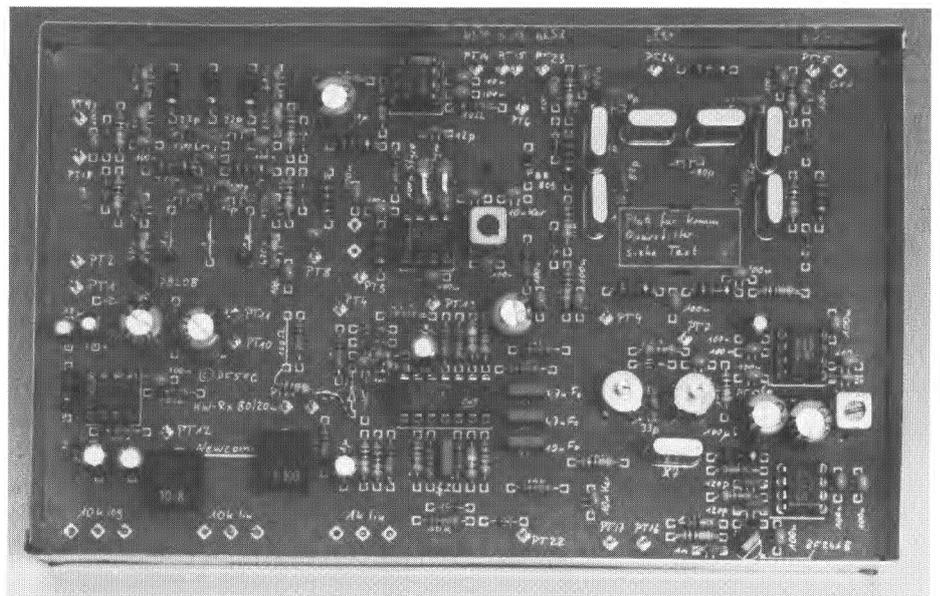
# RX 80/20

Un circuit performant, facile à réaliser pour aborder les ondes courtes en toute sérénité !

Les nombreux transceivers décrits de nos jours dans les publications spécialisées partent de schémas d'appareils CW superhétérodynes. Cette solution, largement éprouvée, demande cependant pour la BLU des filtres à quartz dont le prix peut être rédhibitoire. Des expériences menées sur des circuits de filtres à quartz simples, fabriqués avec des cristaux standard et bon marché donnèrent pourtant d'excellents résultats et conduisirent à la conception du présent montage, basé sur la fabrication d'un filtre de prix modique et facile à reproduire.

Le principal obstacle à la réalisation d'un puissant transceiver superhétérodyne était ainsi balayé.

La conversion directe offre aussi de nombreux avantages. Elle simplifie relativement la fabrication puisqu'elle ne comporte pas d'étages à fréquence intermédiaire et permet d'utiliser le signal de l'oscillateur à fréquence variable (VFO) pour la commande de l'émetteur en télégraphie (CW). Ces avantages ne compensent toutefois pas les inconvénients. Si le projet est simple, le réglage du niveau HF, par exemple, fait défaut et les variations de l'intensité du champ poseront toujours problème. Ensuite, la sélectivité dépend uniquement du filtre basse fréquence qui suit le changeur de fréquence (ou mélangeur). Il ne faut pas non plus négliger le fait que toute l'amplifica-



tion est à la charge de la partie basse fréquence. Si l'affaire n'est pas menée de main de maître, l'appareil souffrira de délicats problèmes d'oscillations, s'étranglera dans des boucles de ronflement ou soufflera comme une vieille locomotive ! Certes, les composants modernes récemment apparus sur le marché rendent bien des choses possibles, mais ne simplifient pas la conception, loin de là. Par contre, le principe du superhétérodyne permet de répartir le gain total sur tous les étages, et sa sélectivité est meilleure. Plus de problème de bande latérale indésirable puisqu'elle est éliminée par le filtre. Le niveau de l'amplification de

fréquence intermédiaire est généralement réglé par un circuit de commande automatique de gain. En cas d'émission en BLU, il faut inévitablement passer par un changeur de fréquence et par un système de suppression d'une bande latérale : faisons donc en sorte que le filtre mis au point pour la réception puisse être également utilisé pour l'émission.

Le schéma (**figure 1**) présente les différents blocs fonctionnels nécessaires à l'émetteur et au récepteur, indiquant ceux communs aux deux parties : ce diagramme permet ainsi de déterminer les composantes essentielles d'un montage de conception modulaire. Avant de nous attaquer à

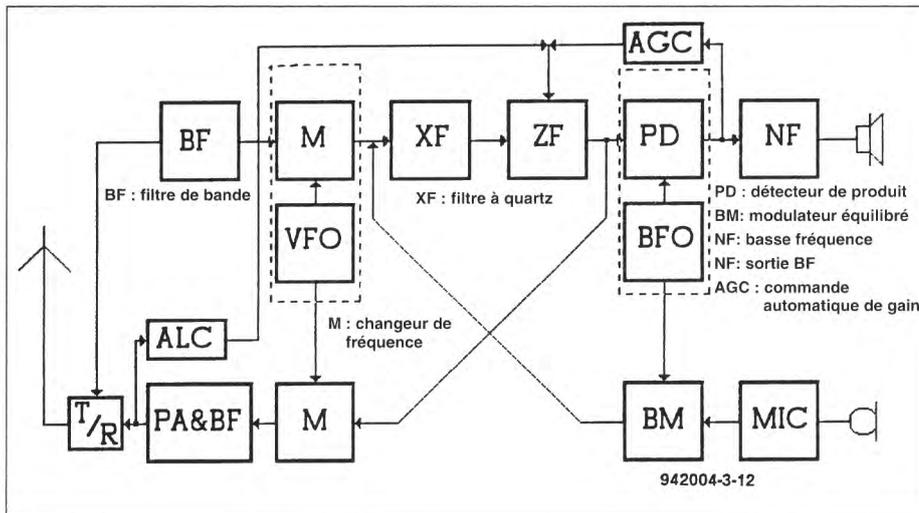


Figure 1. Schéma synoptique du transceiver.

la description détaillée du circuit, disons encore quelques mots du spectre des fréquences.

En théorie, le choix de la fréquence intermédiaire est arbitraire. Si vous disposez d'autres cristaux pour le filtre, vous pouvez en principe les utiliser, mais n'oubliez pas de changer les condensateurs. Il y a encore d'autres points à respecter : la réponse optimale du filtre ne sera obtenue que si vous disposez d'un vobulateur pour le contrôler ; la fréquence de l'oscillateur local devra également être adaptée en veillant à ce que la fréquence-image soit suffisamment éloignée de la fréquence de réception. En moins de mots : la voie n'est praticable qu'aux constructeurs expérimentés.

Quel est l'avantage de la fréquence utilisée ? Pour une fréquence intermédiaire de 9 MHz, par exemple (choix de nombreux filtres du commerce) et une fréquence d'oscillateur local de 5 MHz à 5,5 MHz, le changeur de fréquence permet d'obtenir par soustraction 4,0 MHz à 3,5 MHz, et par addition 14,0 MHz à 14,5 MHz comme fréquences d'entrée possibles. Ces fréquences correspondent (quel heureux hasard !) aux bandes de 80 m et 20 m. Si les fréquences correspondant à la bande des 80 m sont données « à l'envers », ce n'est pas par accident, lorsqu'il y a soustraction, la situation est vraiment inversée. Cela n'a de conséquence que sur les inscriptions à porter sur le bouton de syntonisation, la réception n'en souffre pas. Un tout petit inconvénient qui permet de simplifier considérablement les circuits, en évitant plusieurs étages de changement

de fréquence. La **figure 2** présente graphiquement la répartition des fréquences dont nous venons de parler. 9 MHz, soit ! Malheureusement, les quartz de 9 MHz ne sont pas bon marché. Un quartz de CB ? C'est à quoi nous avons d'abord pensé. Leur précision ne semble pas des meilleures et ils sont de plus en plus difficiles à se procurer. Nous nous sommes rabattus sur un quartz de 8,867 MHz très prisé par l'industrie et donc bon marché. La fréquence de l'oscillateur local variera donc entre 5,067 MHz et 5,367 MHz pour la bande des 80 m (3,800 MHz à 3,500 MHz) et entre 5,133 MHz et 5,483 MHz pour la bande des 20 m (14,000 MHz à 14,350 MHz).

## Le circuit

Commençons par le commencement : l'antenne. Elle est suivie d'un filtre passe-bande du troisième ordre pour chaque bande de réception. Le filtre est calculé de telle manière qu'aucun ajustement ne soit nécessaire. Le facteur de qualité des inductances HF miniature utilisées devra être assez élevé. Différents fabricants en proposent. Celles de Siemens, par exemple, ont un excellent comportement HF et possèdent un facteur de qualité relativement élevé. Elles permettent des configurations compactes d'une bonne reproductibilité. Les condensateurs seront, cela va de soi, des modèles HF. Les petits céramiques sont particulièrement recommandés du fait de leur faible encombrement. Les commutateurs de changement de gamme sont des commutateurs à

diode. Ces composants offrent une perte d'insertion et un isolement assez satisfaisants pour que nous puissions nous passer de relais. La conception du montage est d'ailleurs telle que polarisées en inverse, les diodes n'introduisent qu'une faible capacité parasite. Des résistances de 1 kΩ fixent le courant qui les traverse à 6 mA environ. Diverses bobines d'arrêt et quelques résistances isolent le signal HF des tensions de commande à l'entrée et à la sortie.

Le filtre d'entrée est suivi du changeur de fréquence. Après de nombreux essais, notre choix s'est porté sur le NE612 fabriqué par Signetic. Il a bien des avantages. Son oscillateur incorporé, par exemple, est facile à configurer. Certes ce circuit a été conçu pour des niveaux de signaux HF relativement faibles, ce qui risque de poser des problèmes dès qu'ils s'élèveront un peu ; mais les avantages sont trop nombreux pour qu'on puisse s'en passer. Voyons sa configuration. Le résistor de 4,7 kΩ sur la broche 7 produit un certain accroissement du courant de repos et permet ainsi d'obtenir une amplitude plus élevée du signal à fréquence intermédiaire. Le signal HF est également découplé sur la même broche pour la liaison, en temps utile, vers l'émetteur ou vers un fréquence-mètre. Le transistor FETMOS à double grille sert ici d'amplificateur tampon.

L'utilisation d'une bobine du commerce de 10 μH (Neosid) évitera les problèmes de reproductibilité de la fréquence. Si la stabilité en fréquence (dans des conditions normales de température) est excellente, cela est aussi dû aux condensateurs styroflex utilisés pour le circuit oscillant. Le comportement en température des condensateurs compense en effet plus ou moins celui de la bobine. Ils sont chaudement recommandés. Le circuit imprimé offre toutefois une place suffisante à d'autres types de capacités, mais la stabilité en température du montage risque d'être détériorée. La syntonisation, grossière et fine, de la fréquence reçue s'effectue au moyen de deux potentiomètres. On peut bien sûr penser à d'autres solutions (attention au prix !).

Sortis du changeur de fréquence, nous en arrivons au cœur du montage : le filtre à quartz. Nous l'avons dit plus haut, ce montage est le résultat

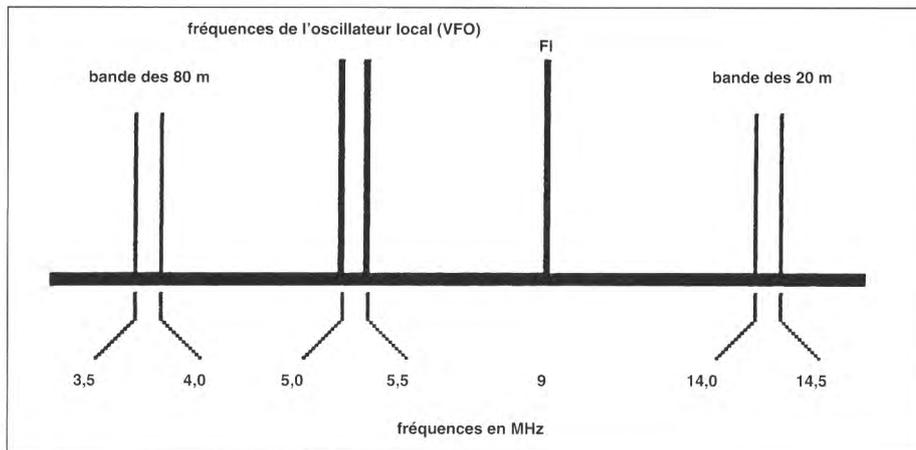


Figure 2. Spectre des fréquences. Toutes les fréquences sont exprimées en MHz.

tat d'expériences effectuées sur cette partie précisément. Avec six quartz, nous pensons avoir trouvé le meilleur compromis entre raideur de flancs, largeur de bande et reproductibilité. Cette structure de filtre « en échelle », qui permet la fabrication d'excellents filtres à des prix très intéressants connaît pourtant des limites. Plus l'ordre du filtre est élevé, plus il est difficile à calculer. Il faut une bonne expérience et bien maîtriser les techniques de mesure en HF pour pouvoir se concocter le filtre de son choix. La commutation pour l'introduction du filtre dans le circuit d'émission de la version transceiver s'effectue par des diodes. Le circuit imprimé peut aussi recevoir un filtre du commerce de 9 MHz. Ces filtres sont toutefois beaucoup plus chers, mais leurs performances sont encore meilleures. Poursuivons. La suite, c'est l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Il est aussi conçu autour d'un circuit intégré, le MC1350P, qui offre un gain de 50 dB et une plage de réglage de 70 dB. Ce gain est permis par l'introduction entre le filtre et le circuit intégré d'un transistor basse fréquence tout ordinaire. Le MC1350P est chargé par un circuit oscillant à 10,7 MHz, réalisé au moyen d'un filtre de 10,7 MHz mis en résonance par l'adjonction d'un condensateur de 22 pF. Ce circuit est nécessaire pour limiter la bande passante du bruit et augmenter le gain.

Le détecteur de produit suivant est construit autour du même circuit intégré que le changeur de fréquence. L'adjonction d'une inductance et de condensateurs en série avec le cristal du détecteur de produit méritent

quelques explications. Le but du jeu est de faire osciller le cristal du BFO (*Beat Frequency Oscillator*) ou oscillateur de battement à deux fréquences différentes, pour démoduler correctement les bandes latérales utilisées en 80 m (LSB) et en 20 m (USB). Le cristal fonctionne ici en tant que résonateur série ; la bobine de 10  $\mu$ H va donc diminuer quelque la fréquence d'oscillation (loi de Thomson). Mais le ou les condensateurs ajustables, en série avec la capacitance équivalente du quartz, vont la faire remonter ! Le réglage judicieux des condensateurs permettra de faire osciller le circuit aux fréquences correctes, le second condensateur étant « mis en service » par la polarisation de la diode dans le sens passant. Le réglage de la fréquence pour la bande latérale inférieure s'effectuera ainsi à l'aide de l'ajustable Tr1, et pour la bande latérale supérieure, à l'aide de Tr1 + Tr2. Et pour commuter correctement les condensateurs en fonction de la bande de réception choisie, la solution la plus simple consiste à relier les points PT7 et PT8, puisque ce dernier commande la sélection du filtre d'entrée.

Nous voici arrivés au point où la bonne vieille technique HF a terminé son travail : nous allons à présent examiner la partie BF du circuit.

La partie basse fréquence commence avec deux filtres actifs du second ordre. Un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 3 kHz alimente un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est de 300 Hz. L'ensemble forme un filtre passe-bande qui fera obstacle à d'éventuels bruits ou ronflements. Ce filtre

attaque un étage de puissance des plus classiques, construit autour d'un LM386, et un étage chargé de produire la tension de commande automatique de gain. Cette dernière est fabriquée par la seconde moitié du quadruple amplificateur opérationnel qui commence par amplifier cinquante fois le signal de basse fréquence (OP3). Cette amplification permet au signal de passer les tensions de seuil des diodes de redressement. L'inconvénient de ce circuit est qu'il amplifie vigoureusement, sans que rien ne s'y oppose, n'importe quel signal. Si le signal reçu comporte des craquements de bonne amplitude, il faudra attendre environ une seconde (constante de temps de réglage) pour qu'il reprenne ses esprits. Il est possible d'avoir barre sur ce phénomène grâce à un petit réseau de deux diodes tête-bêche, en série avec un résistor, en dérivation sur le résistor de contre-réaction. Si les niveaux amplifiés dépassent  $\pm 0,7$  V, l'une des diodes conduit et le gain du circuit de réglage descend à 5. C'est ainsi que le dispositif évite le surmenage (*overdriving*).

Suivent des diodes câblées en doubleur de tension, lesquelles précèdent le quatrième amplificateur opérationnel du LM324. Il fonctionne en amplificateur de courant continu et adapte la tension des diodes aux caractéristiques de commande du MC1350. Le signal dépendra de deux constantes de temps, celle de la charge du condensateur de 1  $\mu$ F à travers un résistor de 1 k $\Omega$ , et celle de la décharge du même condensateur à travers un résistor de 1 M $\Omega$ . La tension de commande est appliquée à l'entrée idoïne par l'intermédiaire d'une diode et de deux résistors de 1 k $\Omega$  chacun. Il s'agit en fait d'un résistor de 2 k $\Omega$ , coupé en deux pour les besoins du circuit imprimé. La même entrée sera aussi accessible via une diode depuis le point PT22. Ce point est prévu pour l'application d'une tension de commande de commutation de silencieux mais concerne l'émetteur. La sortie du dernier amplificateur commande, à travers un résistor de 10 k $\Omega$ , un S-mètre (indicateur de force de réception) dont l'aiguille déviara à pleine échelle pour 6 V. Comme la tension de commande est d'environ 3 V au repos, l'entrée moins de l'appareil de mesure sera reliée à un



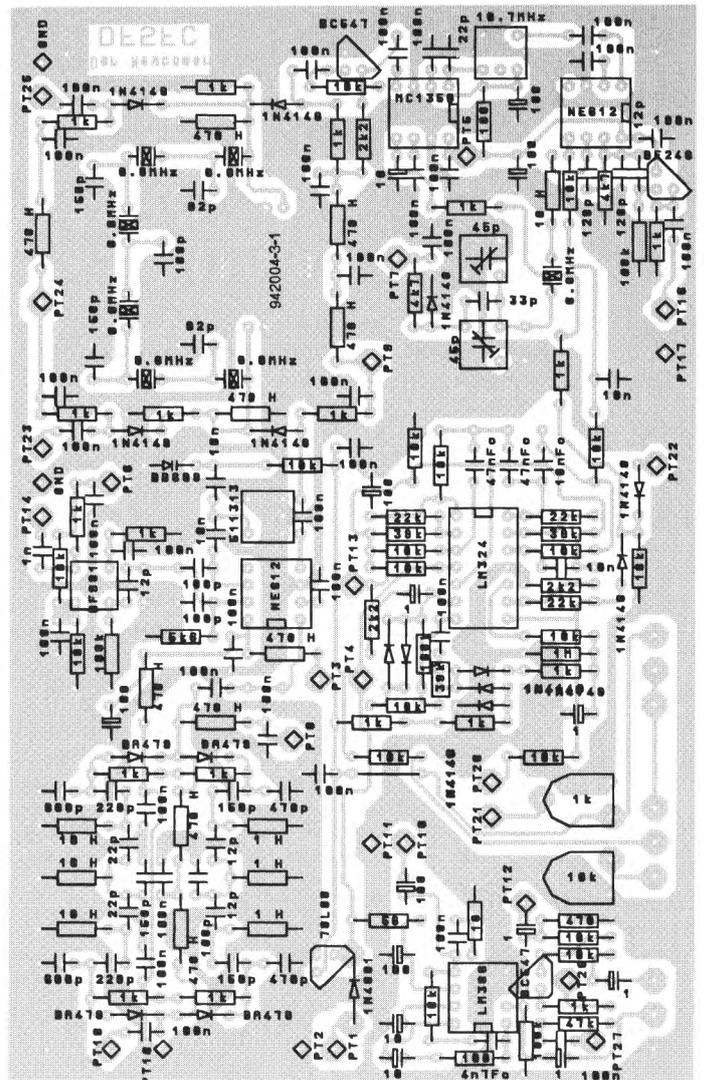
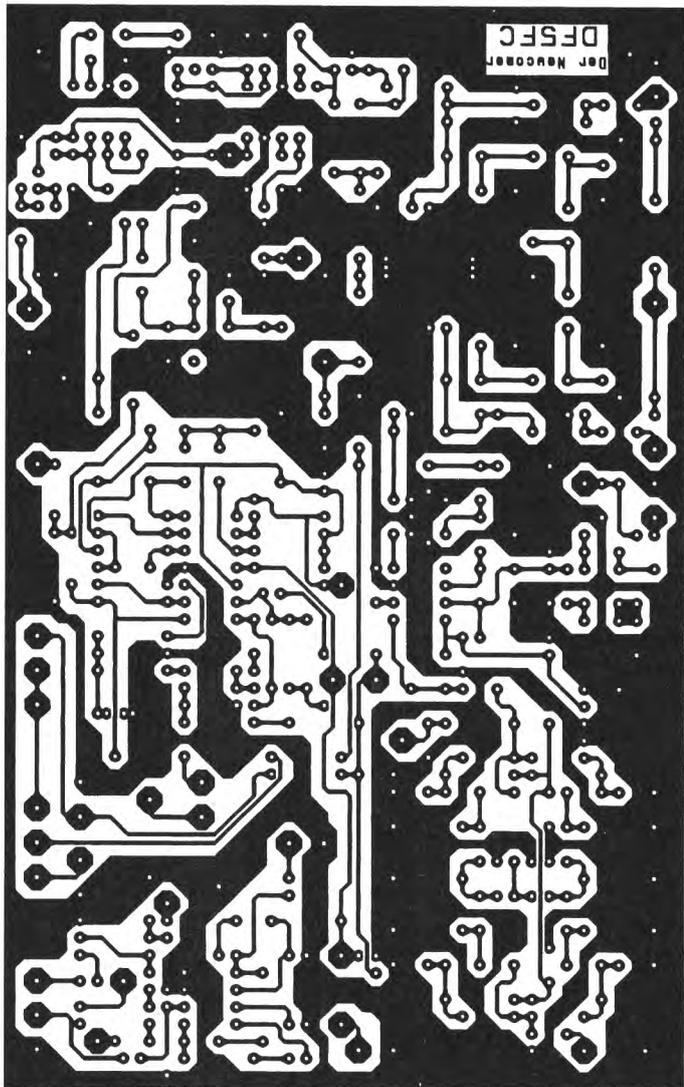


Figure 5. L'espace n'est pas compté sur ce circuit imprimé. Cela facilitera la tâche aux débutants (et aux plus aguerris !).

les deux condensateurs ajustables, les condensateurs électrolytiques, les bobines et les quartz. Sont enfin reliés par l'intermédiaire de fils au circuit imprimé les trois potentiomètres de commande. Laissez pour l'instant, et jusqu'à nouvel ordre, les circuits intégrés de côté.

## Réglages

Le matériel nécessaire aux réglages et à la mise en service n'est pas des plus compliqués. Il s'agit d'un multimètre, bien sûr, et d'une alimentation de 12 V à 13,5 V, si possible d'un fréquencemètre capable de mesurer 10 MHz au moins et dont l'entrée ait une sensibilité minimum de 100 mV. Il est aussi possible de se débrouiller sans ce dernier accessoire, mais c'est sensiblement plus compliqué. Vous disposerez d'un tournevis en matière plastique (facile à fabriquer) pour les noyaux de

bobines et d'un petit tournevis ordinaire pour les ajustables.

Par quoi commencer ? Par une vérification soignée de la face soudée du circuit imprimé ! Les circuits intégrés ne sont pas encore en place. La **figure 6** nous permettra de nous repérer sur le terrain où nous allons maintenant décrire pas à pas le protocole de réglage.

La première étape consiste à brancher l'alimentation en série avec un milliampèremètre entre PT1 et PT2 : le « plus » en PT1. Non, les ponts de fil ne sont pas encore établis ! Le milliampèremètre témoignera d'un appel de courant de brève durée à la mise sous tension mais son indication se stabilisera aux environs de 10 mA (à 50% près).

Si tout est en ordre, coupez l'alimentation et reliez PT3 à PT5. A la remise sous tension, même appel de courant qui finit par se stabiliser entre 10 mA et 15 mA. La liaison

PT4-PT6 ne donne pas lieu à une variation de courant.

Au tour de PT7 et PT8, ce dernier point est relié à PT4 par l'intermédiaire d'un commutateur qui servira (plus tard) de commutateur de gamme. Si le contact est établi avec la masse, l'intensité du courant passe à 25 mA environ ; s'il est au « plus », le milliampèremètre indique 10 mA de moins environ.

Puisqu'il ne s'agit pour l'instant que d'un récepteur, court-circuitez PT4 et PT9, le courant doit augmenter de quelque 15 mA.

C'est tout. Si l'aiguille du milliampèremètre n'a pas fait dix tours, témoignant d'une alimentation en court-circuit, tout est en ordre. Le courant maximum est de l'ordre de 40 mA. Coupez la tension.

Branchez maintenant un haut-parleur entre PT10 et PT11 puis posez le LM386, dans le bon sens, sur son support. Mettez sous tension. Le

haut-parleur rend le bruit de commutation et le courant croît de quelques 5 à 10 mA. Si l'on touche PT12, lorsque le volume est à fond, le haut-parleur ronfle. Sinon, vérifiez les composants voisins de PT12.

Reliez ensuite PT12 à PT13, hors tension bien sûr, puis placez, toujours hors tension, les LM324, NE612 (un seul, le plus proche du bord du circuit imprimé) et MC1350 sur leurs supports respectifs. Réglez le potentiomètre du volume à mi-course. L'intensité affichée par le milliampèremètre est déjà plus imposante, de l'ordre de 65 mA à 80 mA. Le haut-parleur fait entendre un bruit plus ou moins intense et le niveau du bruit varie lorsque la position du noyau de Fi1 est modifiée. Réglez le filtre de façon que le bruit soit maximum. Touchez la broche 4 du MC1350 pour que la « réception » commence.

Les parties moyenne fréquence (fréquence intermédiaire) et basse fréquence fonctionnent. Reste à placer le second NE612 (entrée du changeur de fréquence et oscillateur). L'intensité du courant augmente encore de 5 mA à 10 mA. La consommation dépend maintenant du signal de basse fréquence, si l'intensité est trop importante, vous pouvez la diminuer en

jouant sur le potentiomètre de volume. On procède maintenant au réglage à la bonne fréquence de l'oscillateur local. Le fréquencemètre numérique est branché entre PT15 (masse) et PT14. La fréquence affichée devrait être comprise entre 4 MHz et 6,5 MHz. Tournez les potentiomètres d'accord P3 et d'accord fin P4 en butée à droite. Réglez ensuite la fréquence à 5,5 MHz aussi précisément que possible en jouant sur le noyau de L1. C'est la limite supérieure de fréquence de l'oscillateur à fréquence variable (VFO). Ramenez maintenant P3 en butée à gauche et réglez la fréquence à 5 MHz à l'aide de P1. Il ne sera plus nécessaire à l'avenir de modifier le réglage de L1 et l'oscillateur principal est maintenant fonctionnel.

Pour l'oscillateur de battement (BFO), le fréquencemètre se branche entre PT16 et PT17 (masse) et doit afficher spontanément 8,866 MHz  $\pm$  3 kHz. Ajustez la fréquence à 8,8665 MHz à l'aide de Tr1 sans oublier de tourner le commutateur de sélection de gamme à la masse. Basculez-le maintenant sur l'autre gamme et ajustez la fréquence à 8,8635 MHz à l'aide de Tr2. La différence entre les fréquences de démodulation des bandes latérales est

maintenant de 3 kHz. Il est possible, compte tenu de l'incertitude sur la valeur des quartz, qu'il faille éventuellement, dans la gamme des 80 m, améliorer la netteté à l'aide de Tr1 ; ne plus toutefois toucher au réglage de Tr2.

Il ne manque plus au récepteur qu'une antenne, à relier à PT18, et... des émetteurs à recevoir ! Ceux-ci ne seront pas difficiles à trouver, le soir en particulier, sur la bande des 80 m. Il suffit de tourner lentement et patiemment P3 pour rapidement découvrir des stations émettant en CW ou en BLU. Terminez la syntonisation à l'aide de P4 une fois que vous avez accroché un émetteur intéressant. Il faut peu de temps à un amateur pour jongler avec ces deux boutons. S'il est un peu (voir plus) fortuné, il pourra cependant remplacer P3 par un potentiomètre dix tours doté d'un bouton convenable.

Nous avons parlé d'un S-mètre, témoin silencieux de réception. Il s'agit d'un simple galvanomètre à cadre mobile (calibre 100  $\mu$ A) branché avec un résistor série entre PT20 et PT21. On règle son zéro, en l'absence de signal d'entrée, à l'aide de P5.

(suite et fin page 87)

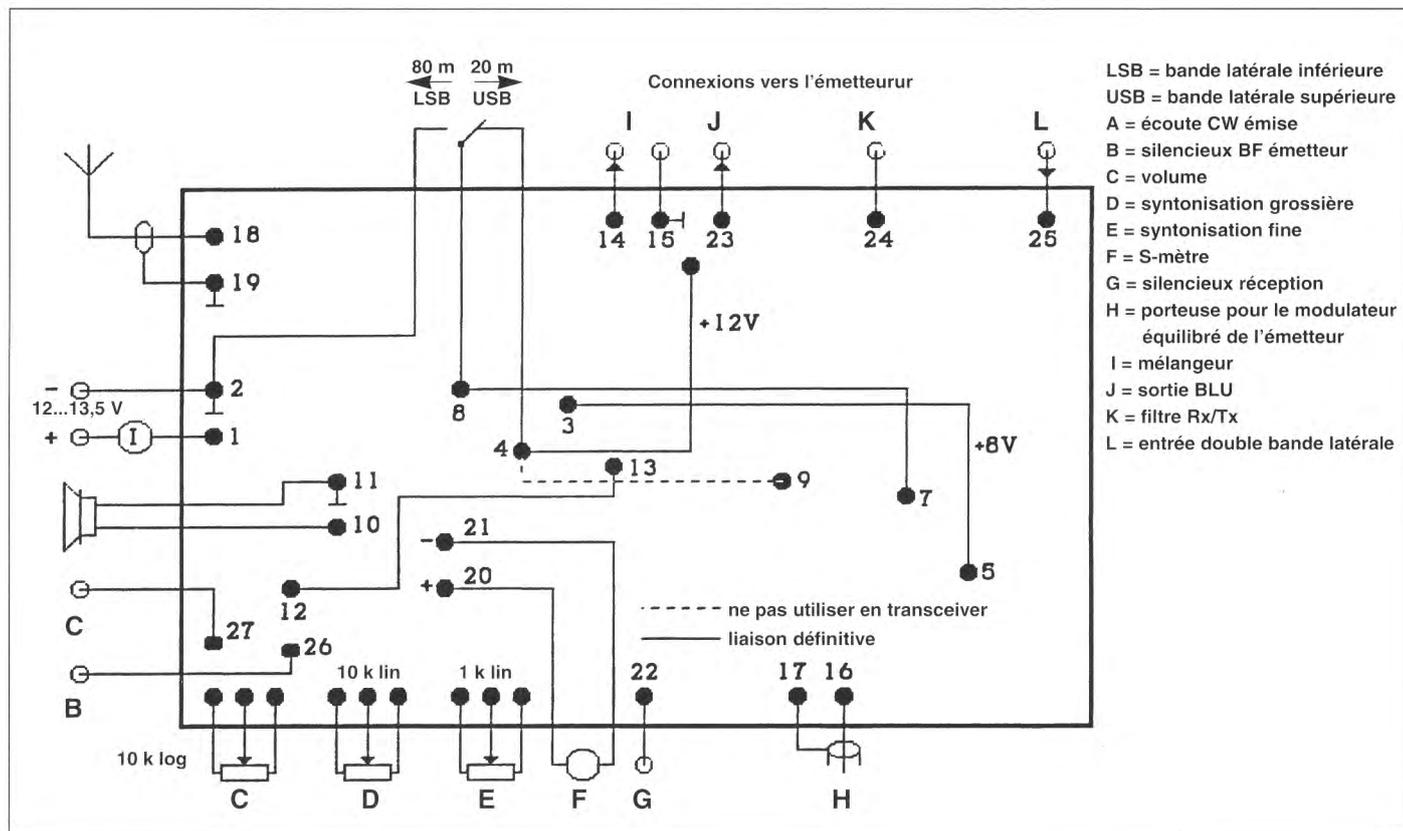


Figure 6. Vue d'ensemble des connexions à effectuer.

Tim Forrester G4WIM

*Les pages qui suivent décrivent un émetteur de télévision en modulation de fréquence simple et particulièrement fiable. Il est construit presque entièrement en technique CMS. Nous levons le voile aussi sur le fonctionnement d'une station de télévision d'amateur et sur la réception des signaux TV (émis directement ou par l'intermédiaire d'une station-relais).*

# Émetteur de télévision FM

Pour la bande amateur des 24 cm

Pour beaucoup de radio-amateurs (et très vraisemblablement pour le grand public aussi), la possibilité de communiquer à grande distance avec ses semblables est une chose naturelle, dénuée de l'aura de mystère dont elle était entourée par le passé. Naturellement, c'est parce que l'infrastructure des moyens de communication est devenue depuis des années le bien commun de notre société moderne. De plus, les radio-amateurs ont maintenant le choix entre de nombreux appareils tout prêts qui ont éliminé le côté aventureux de la construction et de l'expérimentation personnelles.

Il reste que la majorité des communications se limite à des liaisons par la parole. La télévision à balayage rapide (*fast scan TV*) est l'un des rares domaines où subsiste le côté mystérieux et romantique de la construction et de l'expérimentation d'amateur. Peu de gens résistent, une fois qu'elles ont fait connaissance avec le phénomène par la télévision d'amateur ou autrement, à l'envie de converser avec quelqu'un à travers l'éther, mais aussi de voir l'interlocuteur « en temps réel ». C'est une expérience unique, même si l'autre station ne se trouve qu'à quelques kilomètres de distance.

La construction d'une station de télévision d'amateur, en soi, ne prend pas un temps énorme, surtout si la maison est déjà équipée, ce qui est courant maintenant, d'une caméra vidéo et d'un récepteur satellite. De ce fait, l'appareillage supplémentaire nécessaire à l'émission d'images télévisées peut se limiter à un émetteur et une



antenne (et une autorisation d'émettre, naturellement).

## Télévision d'amateur

Le chapitre de la « télévision amateur » n'est pas quelque chose de nouveau. Les émetteurs amateurs expérimentent depuis des années la transmission de signaux de télévision fast-scan. Jusqu'à présent, ces expériences se déroulaient principalement dans la bande des 435 MHz (70 cm). La bande passante disponible s'en trouve forcément limitée, ce qui impose la modulation d'amplitude et subordonne les émissions en couleurs à un filtrage soigné de la sortie de l'émetteur. L'utilisa-

tion de répéteurs (stations-relais) est absolument impossible dans la bande des 70 cm ! D'ailleurs cette bande est encombrée d'une foule d'émetteurs-amateurs quand des conditions favorables leur permettent de couvrir des centaines de kilomètres avec leurs émetteurs en modulation d'amplitude à bande latérale atténuée.

L'arrivée de récepteurs satellite à des prix abordables a bouleversé cette situation. Comme ces récepteurs couvrent aussi la bande amateur des 1,3 GHz, la télévision en modulation de fréquence (avec la couleur et le son) est arrivée à portée de tous les amateurs qui, jusque là, ouvraient de grands yeux devant les problèmes qui

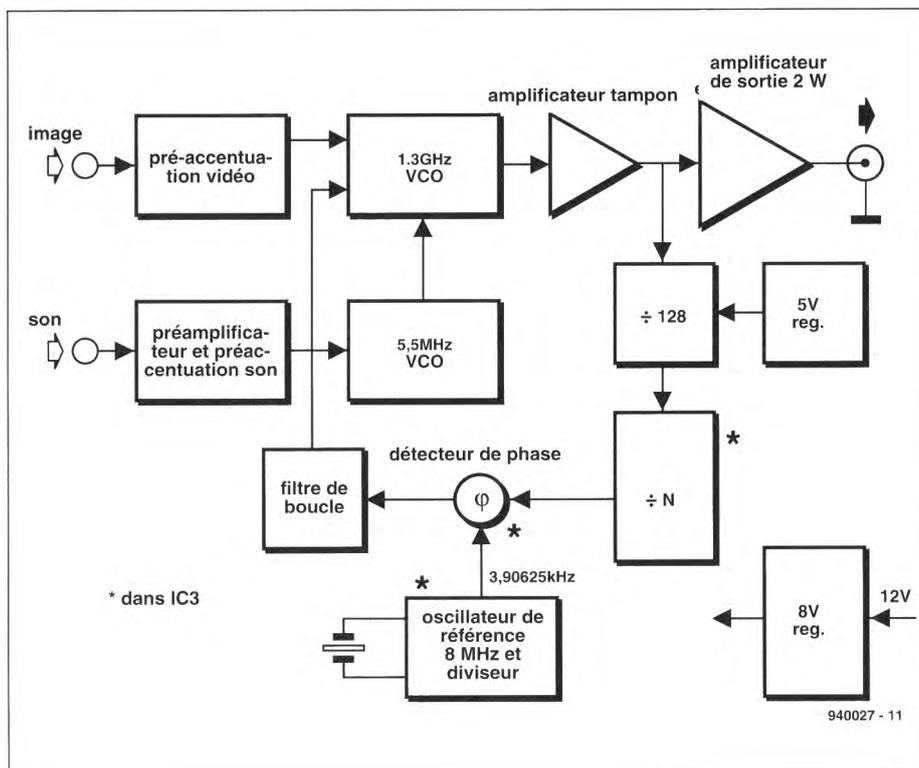


Figure 1. Schéma synoptique de l'émetteur ATV. L'oscillateur qui produit la porteuse travaille directement sur 1,3 GHz avec une correction par une boucle à verrouillage de phase.

accompagnent des fréquences aussi élevées.

Autre point, peut-être plus important : la bande passante disponible sur 1,3 GHz, beaucoup plus large, permet l'utilisation de répéteurs.

## Utilisation de récepteurs commerciaux de télé par satellite

La meilleure façon de se rendre compte de ce que recouvre la télévision d'amateur (ATV) est de se procurer un récepteur adéquat. Il y a tant de types et de modèles sur le marché actuellement que c'est le choix qui est devenu un problème. Un problème de luxe certes, mais...

Il ne faut en aucun cas se précipiter à bride abattue dans la première boutique pour acheter la dernière merveille « hi-tech » japonaise. Comme de nombreux amateurs de télévision par satellite renouvellent périodiquement leur équipement, les offres de matériel d'occasion sont légion. Les émetteurs-amateurs débutants auront intérêt à se procurer un de ces appareils usagés et à le modifier éventuellement.

Il y a quelque temps encore, on trouvait au prix de la ferraille des

ensembles BSB neufs ou quasi-neufs. Le seul problème est qu'ils étaient conçus pour le D2MAC, un système qui utilise une pré-accentuation un peu particulière et un son analogique. Comme la transformation en PAL et la construction d'un démodulateur de son représente une bonne somme de travail, nous vous conseillons de chercher ailleurs un type plus conventionnel.

Citons pour vous faciliter les choses quelques types de récepteurs parfaitement utilisables avec un minimum de modifications : les Nokia SAT1600/SAT1700, Pace PRD800/PRD900 et Bush SM1000 [note de la rédaction : le Bush est disponible exclusivement en Grande-Bretagne]. Il est sans doute possible de se procurer d'autres types, mais leur liste nous emmènerait loin du cadre de cet article.

## Répéteurs

Le grand avantage des répéteurs ou stations-relais est qu'ils donnent à tout amateur la possibilité de communiquer sur de grandes distances, même si la station se trouve à un emplacement défavorable et s'il ne dispose que d'une petite puissance à l'émission. Plus la position d'un répéteur est

élevée, plus la zone couverte est grande. Grâce à des récepteurs sensibles et à des démodulateurs FM optimisés, certains répéteurs sont assez sensibles pour capter à une distance de vingt kilomètres un émetteur de 50 mW. Les répéteurs proprement dits ont une puissance de plusieurs watts qui permet de renvoyer sur une zone étendue une image exempte de bruit.

Les stations-relais actives sont déjà nombreuses et elles se multiplient. Le plus souvent, elles fonctionnent en permanence et diffusent une mire quand elles ne servent pas de répéteur. Les mires sont des balises précieuses pour les amateurs qui souhaitent orienter leurs antennes ou régler leurs récepteurs. En plus des barres de couleur habituelles, les mires contiennent aussi des informations propres au monde des amateurs et des informations techniques. Les balises s'identifient périodiquement pendant les pauses par des signaux en morse sur le canal son.

Le répéteur est activé simplement par la présence d'un signal vidéo à l'entrée ; il commence alors automatiquement à relayer le signal reçu. Généralement aucun signal de départ n'est nécessaire, contrairement aux répéteurs en phonie.

## Péripéties de la mise au point

Comme nous l'avons dit, la disponibilité des récepteurs satellite facilite aujourd'hui la prise de contact avec le phénomène des émetteurs-amateurs de télévision. Après avoir regardé les émissions pendant un certain temps, on ressent souvent l'envie de passer soi-même à l'émission. Le problème qui se pose immédiatement est celui de se procurer un émetteur convenable, parce que la construction de matériel à 1,3 GHz reste problématique.

Les tolérances de fabrication sont le plus gros obstacle à ces fréquences très élevées. En fait, il faut faire en sorte que tous les exemplaires d'un projet soient exactement identiques, sur tous les points, y compris la longueur des connexions, la distance entre les composants et la surface du circuit imprimé, etc. De toutes petites variations peuvent avoir des conséquences gigantesques. En plus de cela, il y a naturellement toutes les

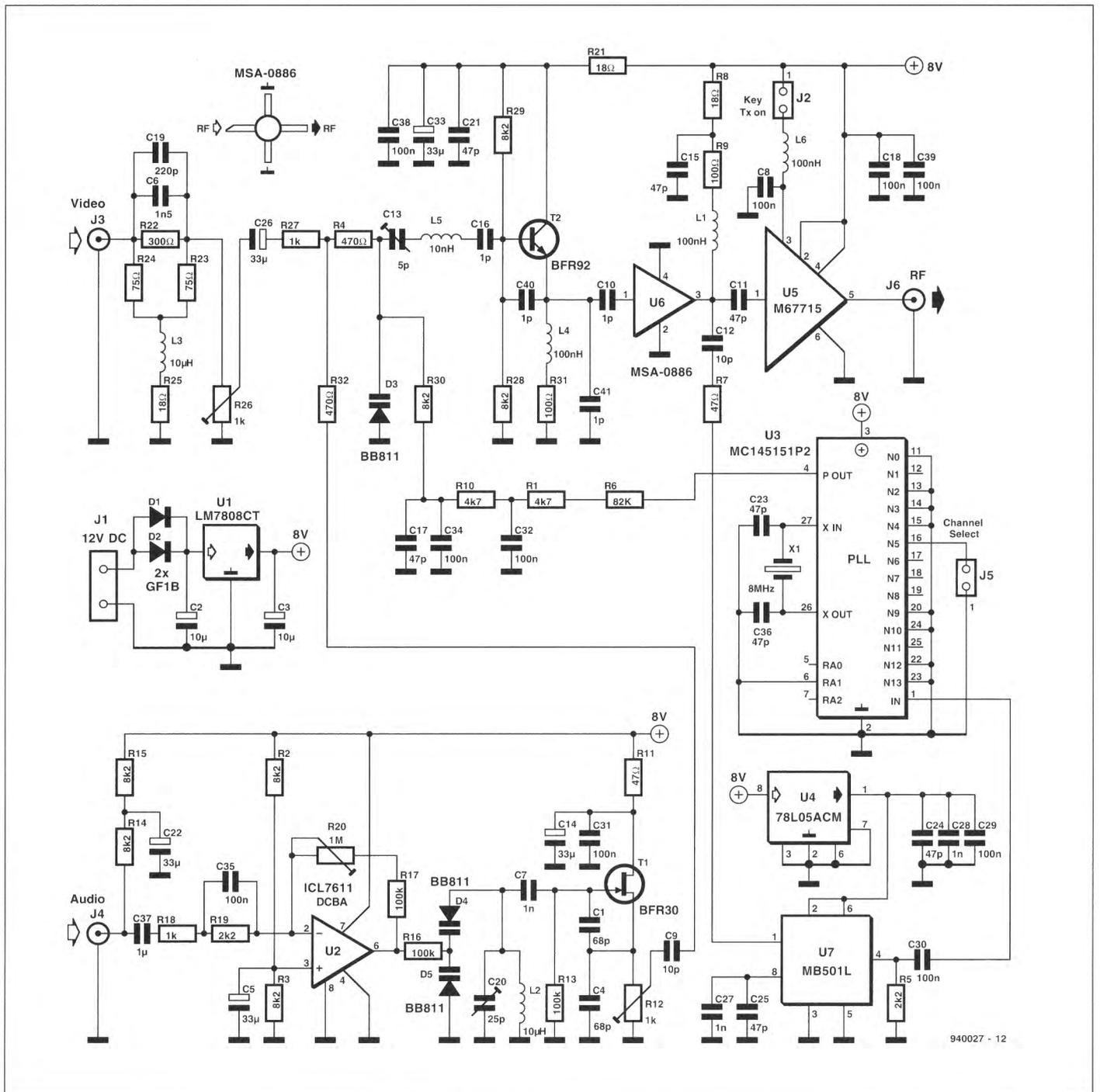


Figure 2. Schéma électrique complet de l'émetteur de télévision FM 24 cm. L'étage de sortie recourt à un module de puissance (U5) inconditionnellement stable et sans aucun réglage.

contraintes habituelles : sans une fréquence stable et une puissance de sortie suffisante, il ne faut pas compter sur une image exempte de bruit.

Nous avons résolu en grande partie le premier problème, celui des tolérances de fabrication, par le recours à la technique du montage en surface. Les variations de longueur des connexions sont quasiment exclues et tous les composants se trouvent à une distance du circuit définie précisément. Nous faisons d'une pierre deux coups, parce que la bonne reproducti-

bilité des CMS s'accompagne d'une compacité qui rend le montage aisément portable !

En ce qui concerne la mise au point, nous nous sommes heurtés d'abord au choix de l'oscillateur. Il est évident qu'un oscillateur libre sur 1,3 GHz permettrait l'excursion en fréquence nécessaire, et que cela ne doit pas être un problème sérieux avec une bande passante de 15 MHz. En fait, comme notre émetteur ne fonctionnera pas sans un dégagement de chaleur et qu'il sera logé dans un coffret compact, l'élévation de tem-

pérature risque de provoquer une dérive de fréquence intolérable. C'est pourquoi la fréquence de l'oscillateur est commandée par une boucle à verrouillage de phase simple (PLL). Si on n'est pas rebuté par un réglage manuel de la fréquence de temps à autre, on peut faire l'économie d'une petite cinquantaine d'euros en remplaçant la boucle à verrouillage de phase par un simple potentiomètre, mais cela ne nous semble pas une économie judicieuse.

L'amplification de puissance sur 1,3 GHz était encore, il y a peu,

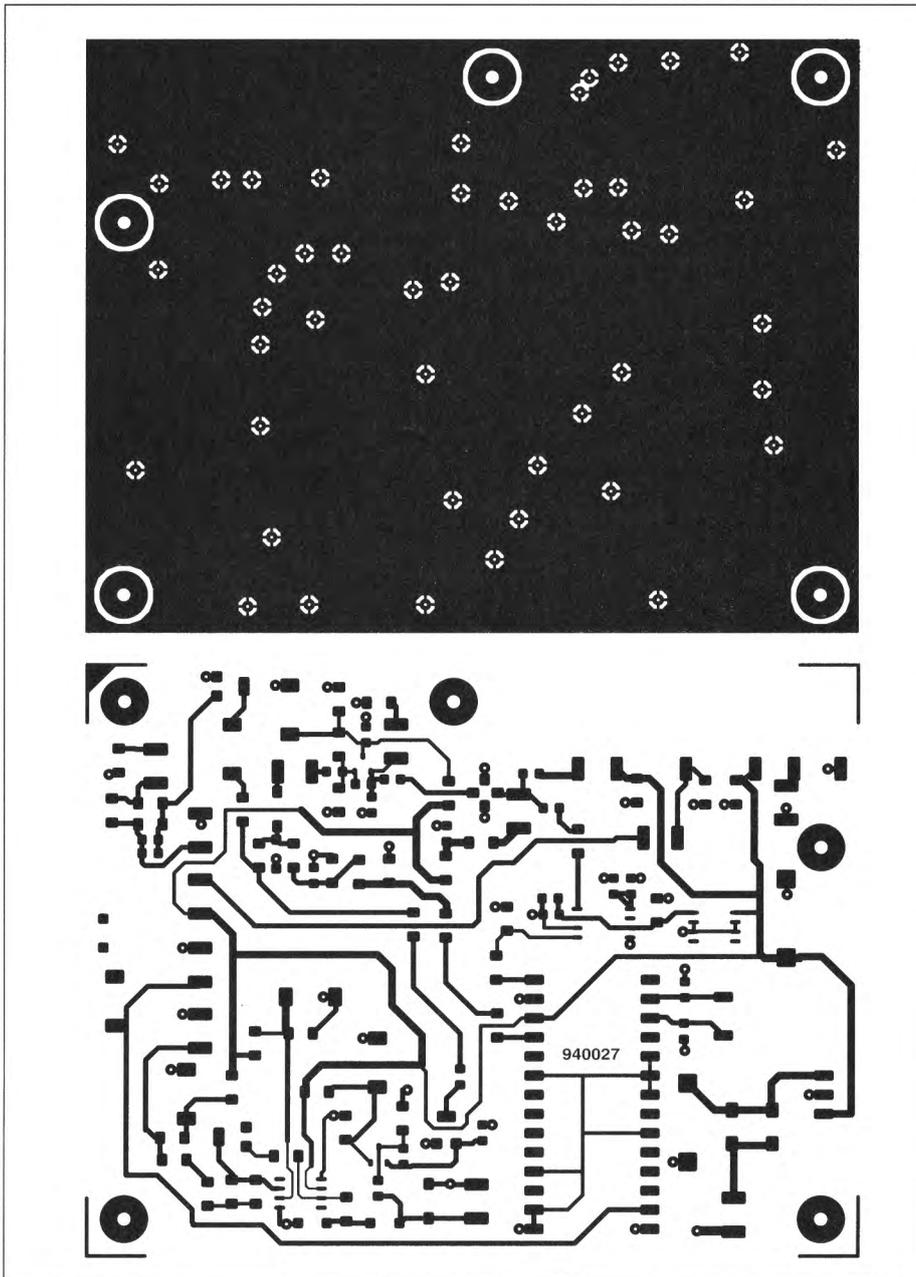


Figure 3a. L'utilisation quasi-exclusive de composants de surface permet de garder des dimensions très réduites. L'autre face est une plaque de cuivre qui sert de plan de masse.

exclusivement réservée aux composants discrets et réputée à juste titre difficile et coûteuse. Au jour d'aujourd'hui, il existe des modules de puissance HF tout prêts qui balayent ce problème. Les modules fournissent des résultats prévisibles, ont un prix attrayant et ne posent pas de problèmes de réglage. La partie audio de l'émetteur est d'une conception simple et classique qui ne demande guère d'explications supplémentaires. Les composants à monter en surface sont mis à profit ici aussi pour constituer un ensemble homogène. Il existe certes des conceptions d'émetteurs avec des circuits audio complexes et des généra-

teurs de porteuses auxiliaires, mais cette conception simple a fait la preuve qu'elle remplit parfaitement sa fonction.

Nous avons vu que la télé amateur sur 70 cm fait un usage constant de la modulation d'amplitude. Cela signifie en fait que tous les étages de modulation et d'amplification doivent être linéaires, au moins si on veut éviter les dégradations de la qualité de l'image. En 24 cm, la modulation de fréquence est quasiment la seule utilisée, ce qui présente évidemment plus d'avantages que d'inconvénients. Le plus gros avantage est que l'amplification peut se faire en classe C (non linéaire), avec

un rendement largement supérieur. De plus, la modulation de fréquence autorise une bien meilleure qualité d'image, grâce au rapport signal/bruit plus favorable à l'entrée du récepteur. Ces deux raisons expliquent pourquoi la modulation de fréquence est utilisée dans la diffusion de télévision par satellite et pourquoi le monde des amateurs a choisi des techniques et des standards similaires.

## Réalisation pratique de l'émetteur

Tout émetteur de télévision à modulation de fréquence sera constitué, globalement, des mêmes éléments :

- 1) oscillateur HF, quelquefois à la fréquence d'émission, quelquefois à une fréquence inférieure, avec des multiplicateurs de fréquence à la suite ;
- 2) modulateur FM avec pré-accélération, généralement combiné à l'oscillateur ;
- 3) stabilisateur de fréquence, par une boucle à verrouillage de phase par exemple ;
- 4) amplificateur audio et générateur de porteuse auxiliaire ;
- 5) étage de puissance HF.

Le schéma synoptique de la **figure 1** montre que notre projet est conforme à l'inventaire ci-dessus. Une fois que vous vous serez imprégné de cet assemblage de petits carrés, vous pourrez passer à l'examen du schéma électrique de la **figure 2** qui représente la totalité de l'émetteur. L'oscillateur, qui travaille directement sur 1,3 GHz, est constitué par le transistor T2 et les composants qui l'entourent. La diode varicap D3 module la fréquence de l'oscillateur, à la fois avec les signaux vidéo et avec la sous-porteuse son à 5,5 MHz. Elle est utilisée en plus par la boucle à verrouillage de phase pour maintenir constante la fréquence de l'oscillateur.

Comme le bruit en modulation de fréquence augmente avec la fréquence, on recherche une amélioration du rapport signal/bruit en amplifiant (pré-accélération) les hautes fréquences du signal vidéo avant la modulation, pour les atténuer dans le récepteur (désaccélération), comme on le fait pour la radiodiffusion en

## Liste des composants

### Résistances (CMS 0,25 W)

R1, R10 = 4,7 k $\Omega$   
R2, R3, R14, R15, R28, R29,  
R30 = 8,2 k $\Omega$   
R4, R32 = 470  $\Omega$   
R5, R19 = 2,2 k $\Omega$   
R6 = 82 k $\Omega$   
R7, R11 = 47  $\Omega$   
R8, R21, R25 = 18  $\Omega$   
R9, R31 = 100  $\Omega$   
R12, R16 = 1 k $\Omega$  ajustable  
(Bourns 3304W)  
R13, R16, R17 = 100 k $\Omega$   
R20 = 1 M $\Omega$  ajustable  
(Bourns 3304W)  
R22 = 300 $\Omega$   
R23, R24 = 75  $\Omega$

### Condensateurs (CMS)

C1, C4 = 68 pF  
C2, C3 = 10  $\mu$ F chimique  
C5, C14, C22, C26, C33 = 33  $\mu$ F  
tantale  
C6 = 1,5 nF  
C7, C27, C28 = 1 nF  
C8, C18, C29  $\mu$   
C32, C34, C35, C38, C39 = 100 nF  
céramique  
C9, C12 = 10 pF  
C10, C16, C40, C41 = 1 pF  
C11, C15, C17, C21, C23, C24, C25,  
C36 = 47 pF  
C13 = 5 pF ajustable (Stettner)  
C37 = 1  $\mu$ F céramique

### Semiconducteurs

D1, D2 = GF1B  
D3, D4, D5 = 3 x BB811  
T1 = BFR30  
T2 = BFR92  
U1 = LM7808CT  
U2 = ICL7611DCBA  
U3 = MC145151P2 (Motorola)  
U4 = 78L05ACM  
U5 = M67715 (Mitsubishi)  
U6 = MSA-0886 (Avantek)  
U7 = MB501L (flatpack, Fujitsu)

### Bobinages (Siemens SMD02)

L1, L4, L6 = 0,1  $\mu$ H  
L2, L3 = 10  $\mu$ H  
L5 = 10 nH

### Divers

J1 à J6 = HE10 mâle 2 broches  
X1 = quartz 8 MHz  
1 BNC châssis  
1 SMC HF châssis  
1 jack (3,5 mm)  
1 bloc secteur et prise châssis  
2 interrupteurs marche/arrêt miniatures  
1 radiateur 7,5 x 9,7 x 2,5 cm  
(SKO4 75 mm)  
1 coffret, par exemple Hammond  
1590BB  
1 circuit imprimé EPS 940027

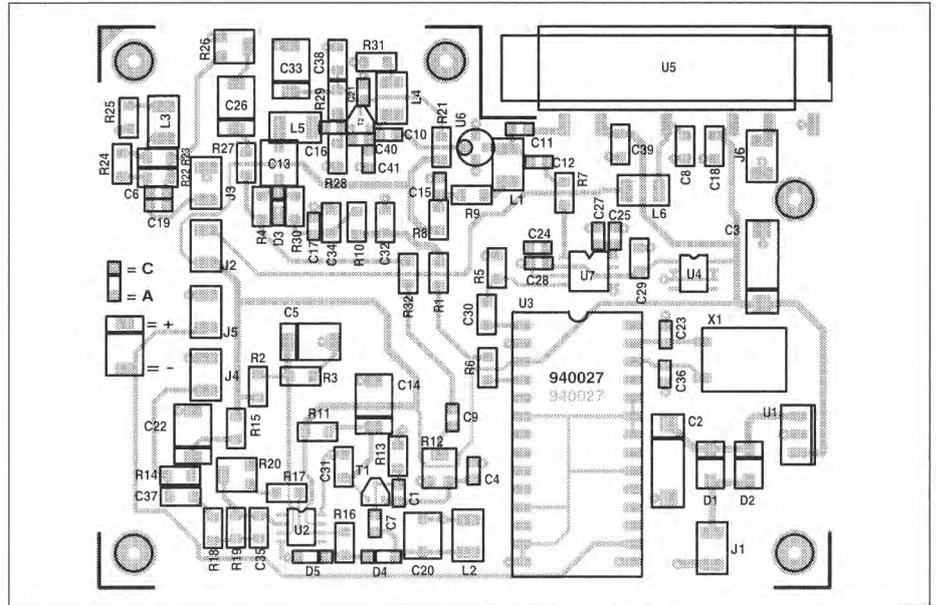


Figure 3b. Implantation des composants de l'émetteur.

modulation de fréquence. Dans ce montage, les composants entre J3 et R26 réalisent la pré-accentuation suivant la norme CCIR405, très courante en télé-diffusion. Le potentiomètre ajustable R26 permet de couvrir toute l'excursion de fréquence vidéo.

Le signal de l'oscillateur modulé est amplifié en deux paliers par le pilote U6 et l'étage de sortie U5, pour atteindre une puissance de quelque 2 W. L'étage de sortie est enclenché par l'application d'une tension de base à U5, au moyen d'un interrupteur raccordé à J2. La boucle à verrouillage de phase fonctionne tant que la tension d'alimentation est présente.

Si nous portons notre regard jusqu'au bas de la figure 2, nous voyons que la préamplification et la pré-accentuation du signal audio sont pris en charge par U2, alors que T1 forme un oscillateur à fréquence modulée de 5,5 MHz. La fréquence exacte et l'amplitude de la sous-porteuse se règlent au moyen de C20 et de R12, respectivement. La boucle à verrouillage de phase utilisée dans ce circuit est de conception spartiate : elle ne comporte que deux circuits intégrés, U3 et U7, et se passe d'amplificateur séparé pour le filtre de boucle. Ce filtre (C17, C34, C32, R10, R1, R6) est attaqué directement par la sortie (broche 5) de U3, il commande à son tour la tension de la varicap D3, et par là la fréquence de l'oscillateur. Le montage en série de R1 et R6, plutôt fantaisiste, a pour

seul but de simplifier l'implantation sur le circuit imprimé.

Le prédiviseur U7 divise le signal provenant de U6 par un facteur 128, afin de ramener sa fréquence dans la plage admissible par U3. La fréquence de référence utilisée par U3 est le résultat de la division de 8 MHz par 2048, soit 3,90625 kHz. Il en résulte un espacement des canaux de 500 kHz sur 1,3 GHz, en tenant compte du facteur 128 de U7. Pour une bonne transmission de l'image, la plage de fréquence d'un émetteur de télévision devrait s'étendre dans le cas idéal du courant continu à 5,5 MHz. De ce point de vue, les hautes fréquences ne posent pas de problème en général, à condition que le circuit soit conçu correctement. Par contre, aux basses fréquences, la boucle à verrouillage de phase peut faire des siennes. Comme elle s'emploie à maintenir la fréquence à sa valeur nominale, les fréquences basses peuvent être complètement rejetées si la bande passante de la boucle est trop grande. Pour éviter que les impulsions de synchronisation trame soient détériorées, il faut limiter la bande passante de la boucle à une valeur inférieure à 50 Hz. Pour ce projet, nous avons retenu une valeur de 30 Hz environ, ce qui permet à la plage de fréquence de s'étendre suffisamment vers le bas.

La limitation de la bande passante a un effet accessoire : elle allonge le « temps de verrouillage » de la boucle. Dans ce cas, il peut atteindre quelques centaines de millisecondes après la mise sous tension ; c'est

pourquoi nous avons choisi de laisser la boucle en fonctionnement permanent et de rendre l'étage de sortie déconnectable. Cela présente l'avantage supplémentaire de laisser toujours un signal disponible aux fins de réglage. La basse fréquence de la boucle facilite aussi grandement la réjection des résidus de la fréquence de référence de 3,90625 kHz, laquelle, sans cela, parviendrait au chemin du signal et provoquerait une modulation indésirable.

Il est possible, par une modification du rapport de division interne de U3, de programmer la fréquence de la porteuse sur n'importe quelle autre valeur, par pas de 500 kHz. Un cavalier (ou un interrupteur) en position J5 fixe la fréquence à 1249 MHz, une fréquence de répéteur usitée. Du fait des tolérances sur la valeur de X1, C23 et C36, il se peut que la fréquence de l'oscillateur de référence ne soit pas exactement de 8 MHz, d'où un décalage de 100 kHz au maximum. Cela ne pose pas un vrai problème avec une bande passante de 15 MHz. Si vous le souhaitez, vous pouvez caler la fréquence précisément sur 1249 MHz, au moyen de C23.

Si le cavalier J5 est absent, la fréquence d'émission est de 1265 MHz. Toutes les entrées N de U3 sont munies de résistances de polarisation positive internes, si bien qu'il n'y a pas d'inconvénient à laisser J5 ouvert.

## Construction

Le circuit imprimé de l'émetteur est représenté sur la **figure 3**. Trois particularités sautent aux yeux : la grande surface de cuivre au dos, l'encoche sur un des côtés et l'absence de trous de passage des broches de composants. La surface cuivrée constitue un bon plan de masse. L'espace libre est destiné au montage du module de puissance U5 et l'absence de trous tient au choix du montage en surface. Presque tous les composants sont de type CMS, à trois exceptions près : X1, U1 et U3. Leurs broches sont simplement pliées de façon à arriver avec un trajet aussi court que possible sur les îlots de cuivre du circuit imprimé.

L'utilisation du montage en surface supprime une grande partie des incertitudes de la construction (longueur

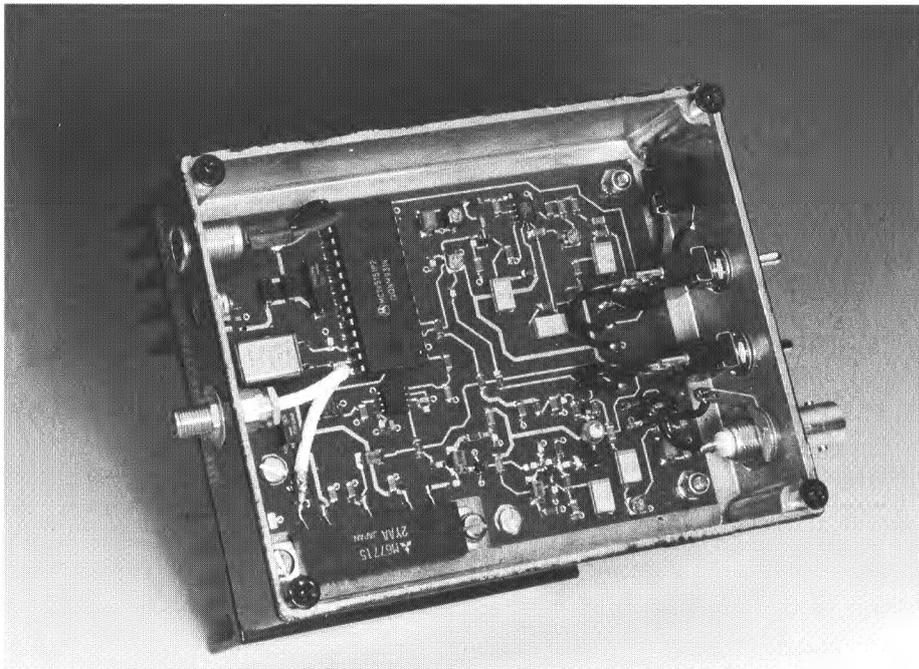


Figure 4. Coup d'oeil à l'intérieur du prototype de l'émetteur TV construit par l'auteur.

des broches). Comme le circuit est vissé directement sur le fond du coffret, une liaison de masse correcte est assurée entre le circuit, le module de puissance et le coffret. Tout cela donne un montage facilement reproductible et limite les risques d'instabilité en HF.

Grâce aux dimensions réduites du circuit, l'ensemble est un module très compact. Le prototype a été installé dans un coffret en aluminium moulé de 12 x 9,5 x 3,5 cm muni d'un radiateur à l'extérieur, de façon à supporter un usage continu sans problème. La **figure 4** illustre la disposition à l'intérieur du coffret.

Quelques remarques sur le montage des composants de surface sur le circuit imprimé. Le soudage des composants miniatures reste un travail délicat, mais pas impossible si vous travaillez calmement avec l'outillage adéquat (brucelles, fer à panne fine). Étamez toujours d'avance les deux extrémités du composant et les îlots de cuivre ; ensuite posez le composant en place et soudez un côté ; vérifiez le positionnement, puis soudez l'autre côté. Commencez de préférence par le montage des composants passifs, et continuez par les semiconducteurs. Attendez pour monter le module de puissance que le reste du circuit soit testé ! Veillez en particulier à la bonne orientation des composants polarisés, diodes et condensateurs chimiques, parce que le

marquage des composants de surface est parfois difficile à reconnaître. Sur le plan d'implantation des composants de la figure 3b, les cathodes des diodes et les pôles positifs des condensateurs chimiques sont repérés par un trait. En cas de doute, n'hésitez pas à vous reporter au schéma.

Contrôlez toutes les soudures. Une fois les composants soudés et le circuit imprimé nettoyé avec le solvant adéquat, vérifiez une fois de plus toutes les soudures ; une vérification soignée peut faire gagner des heures de recherche de pannes.

## Tests

Nous supposons que l'amateur ne dispose d'aucun appareil de mesure sur 1,3 GHz, mais d'un récepteur satellite, de l'une ou l'autre source de signaux vidéo composites et d'un voltmètre numérique ou au moins à forte impédance. On commence par vérifier si la fréquence de la boucle à verrouillage de phase est effectivement stabilisée à 1249 MHz. Assurez-vous que le cavalier J5 est en place et appliquez la tension d'alimentation. Mesurez la tension au point commun de R10 et R30 et tournez C13 jusqu'à lire une valeur de 4 V environ. Retirez le tournevis après chaque action sur le condensateur ajustable : la capacité du tournevis peut avoir une influence sur la fréquence de l'oscillateur, donc sur

celle de la boucle à verrouillage de phase.

Retirez maintenant le cavalier J5, de façon à régler la boucle à verrouillage de phase sur 1265 MHz. La tension mesurée au même point que précédemment doit atteindre maintenant une valeur juste inférieure à 7,5 V. Si tout est correct, le cavalier peut être remis en place pour caler la fréquence d'émission à 1249 MHz. Une image blanche doit être visible maintenant. Si ce n'est pas le cas, une antenne de fortune, sous la forme d'un petit morceau de fil, peut apporter une solution. Ce petit morceau de fil sera soudé sur l'îlot de cuivre destiné à la broche 1 de U5. Attention à ne pas saturer le récepteur !

Tournez R12 et R26 à fond à gauche et appliquez un signal vidéo à l'entrée J3. Réglez maintenant R26 (lentement) jusqu'à obtenir une image avec un bon équilibre entre le contraste et l'échelle de gris. Utilisez de préférence un générateur de mire comme source de signal vidéo.

Raccordez un microphone à électret à l'entrée J4 et réglez R20 à mi-course. Vérifiez que le canal son du récepteur est réglé sur 5,5 MHz. Surveillez l'écran et tournez R12 jusqu'à ce qu'un motif flou s'affiche ; tournez maintenant R12 légèrement en arrière jusqu'au point où le motif disparaît. Réglez ensuite C20 pour obtenir le minimum de bruit, c'est-à-dire la qualité optimale du son.

La procédure décrite ci-dessus doit être suffisante pour mettre la chose en marche. Il conviendra d'affiner ensuite quelque peu les réglages, si nécessaire, en travaillant avec une station éloignée.

Maintenant que le réglage « à faible puissance » est terminé, il est temps d'installer le circuit dans le coffret et de monter le module de puissance. Sur le prototype, nous avons intercalé une petite bande de cuivre entre U5 et le fond du coffret pour améliorer le contact de masse. La figure 4 montre tout le câblage nécessaire.

Si vous disposez d'un wattmètre HF ou d'une charge fictive, vous pouvez connecter le tout à la sortie. Insérez un ampèremètre en série avec l'alimentation et activez l'étage de sortie au moyen de J2. La consommation totale de courant doit s'établir juste en-dessous de 1 A ; la puissance est alors de 2 W environ. Le courant de repos est de quelque 75 mA.

Si tout cela fonctionne, vous pouvez raccorder une antenne et mettre l'émetteur en service. L'auteur ne renie pas ses origines [insulaire britannique, NDIR] et conseille comme antenne une yagi spéciale de G3JVL, qui offre à la fois un gain élevé et une grande bande passante. Le créateur de l'antenne est Mike Walters, G3JVL.

On utilise souvent deux antennes, une pour l'émission et une pour la réception. Si les deux sont suffisamment éloignées, il est possible en général de « regarder » par l'intermédiaire d'un répéteur sans filtrage supplémentaire.

## Télévision d'amateur (ATV) pratique

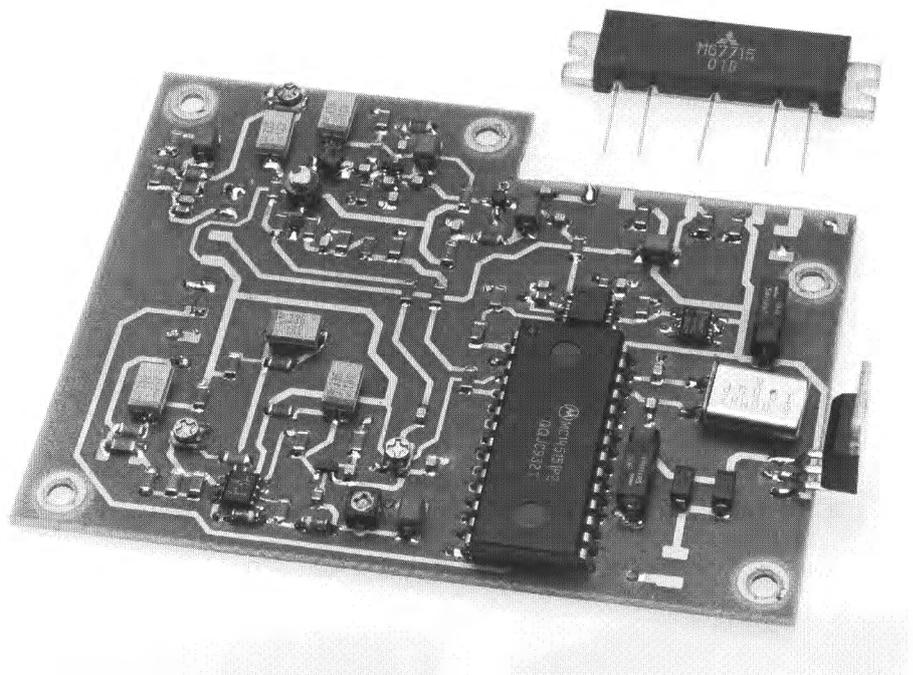
L'utilisation des répéteurs offre la possibilité non négligeable de « regarder à travers ». Par regarder à travers, on entend capter son propre signal après qu'il ait été relayé par le répéteur. Cela facilite le réglage optimal du récepteur et de l'émetteur. Si quelqu'un d'autre veut utiliser le répéteur pendant ce temps, c'est facile à voir aux interférences dans l'image. La politesse veut alors que l'on s'efface !

Un des aspects inhabituels, et intéressants à la fois, de la télévision d'amateur est que pendant une liaison, d'autres personnes (non licenciées) apparaissent à l'image et prennent part à la conversation. La loi non

écrite veut que ce soit autorisé, à condition que le titulaire de la licence soit présent. Ainsi toute la famille peut participer au passe-temps.

N.B. Si vous avez été enthousiasmé par ce qui précède au point de vouloir remplacer illico le convertisseur (LNB) de votre parabole par un modèle 24 cm, un petit avertissement n'est peut-être pas superflu. L'alimentation (fantôme) du LNB circule en principe par le câble coaxial. Tout va bien si vous aviez l'intention de monter un amplificateur d'antenne sur le mât et de l'alimenter comme le convertisseur ; si ce n'est pas le cas, il faut faire attention. Vous devez alors déconnecter la source d'alimentation dans le récepteur ou utiliser une antenne qui ne constitue pas un court-circuit pour le courant continu ! Naturellement, cet article ne prétend pas faire la lumière sur tous les aspects de la télévision d'amateur, mais nous espérons que les lecteurs intéressés en auront tiré quelque chose. L'utilisation de la télévision semble, à juste titre, être une affaire compliquée, qui n'a rien à voir avec la communication en phonie. La satisfaction en est d'autant plus grande quand les efforts sont couronnés de succès. En espérant vous VOIR bientôt !

Au risque de nous répéter, nous signalons que ce circuit ne peut être construit et utilisé que par des émetteurs-amateurs licenciés, titulaires d'une licence de classe A, B ou C.



*Un audion à deux circuits accordés pour les bandes de 80 m, 40 m et 20 m ! La fréquence du signal reçu est stabilisée par un synthétiseur à boucle de verrouillage de phase (PLL). Nous avons tout lieu de penser qu'il s'agit d'une nouveauté.*

Michael Arnoldt

# Audion à PLL

## Une redécouverte

Le principe de l'audion (du latin *audire*, entendre) à réaction ou du récepteur « reflex » n'est pas neuf. Il permet en tout cas de réaliser des appareils d'excellente qualité, voire, compte tenu de leur relative simplicité et de leur prix, meilleurs que d'autres à prix égal. L'application du principe n'est pas évidente et pose quelques problèmes délicats. Malgré ou à cause de cela, les amateurs d'ondes courtes débutants en tireront grand profit.

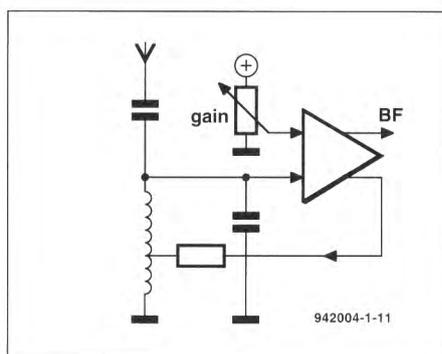
Les bonnes performances de ce montage sont dues principalement à l'exécution de plusieurs fonctions par la seule association d'un transistor (T2) et d'un circuit oscillant, à savoir :

- la sélection ;
- l'amplification HF ;
- la variation de la bande passante par l'ajustement du taux de réaction ;
- la détection (redressement).

Un audion jouit d'une bonne sensibilité. Le plus souvent pourtant, la puissance obtenue en sortie suffit tout juste à attaquer un casque et dépend beaucoup du niveau niveau d'entrée HF : pour tirer le meilleur parti de ces circuits, il faut les utiliser avec de longues antennes filaires et un amplificateur BF d'appoint.

Les performances de l'audion sont étroitement liées à la réaction. Cette réaction, la **figure 1** le montre sur une variante du circuit, consiste à ramener une fraction du signal HF de la sortie vers l'entrée de l'amplificateur HF.

Les pertes (et non l'amortissement) du circuit accordé sont diminuées, le facteur de qualité augmente (fictivement) et la bande passante se réduit (réellement !). Grâce à cette compensation de l'amortissement, l'amplitude des oscillations s'accroît et donc aussi le volume sonore. Dans



*Figure 1. Le principe d l'audion combine amplification, filtrage et démodulation en un seul élément actif.*

la variante de la figure 1, la boucle de réaction se referme sur une prise du circuit oscillant parallèle. L'amplification positive globale qu'a subie le signal réinjecté risque toutefois d'amener le dispositif à osciller.

C'est la raison pour laquelle la fraction de signal ramenée à l'entrée par la réaction doit être réglable : si la réaction est trop importante, le circuit se met à osciller et se transforme en émetteur. Il est indispensable de maintenir au plus bas la puissance rayonnée par l'antenne et d'isoler l'antenne par un étage tampon. Rien n'empêche que cette isolation soit combinée avec une première présélection : ces fonctions seront assurées par un amplificateur d'entrée qui permet d'améliorer considérablement la sensibilité et le sélectivité du montage.

Les collectionneurs avertis reconnaîtront ici les fameux *Volksempfänger*, qui sont à la radio ce que les Coccinelles VW furent à l'automobile, et les *Deutsche Kleinempfänger (DKE)*, encore plus populaires. Jadis, le coût des matériaux jouait encore un grand rôle et la solution proposée par ces appareils qui réunissaient plu-

sieurs fonctions en un seul tube était idéale.

Pour recevoir des signaux télégraphiques (CW, pour *Continuous Wave*) ou des signaux à bande latérale unique (BLU) il **faut** régler le taux de réaction de façon à ce que le dispositif oscille à une fréquence voisine de la fréquence d'entrée. On assiste alors au mélange du signal oscillant et du signal d'entrée. Le fonctionnement devient celui d'un étage mélangeur (ou changeur de fréquence) auto-oscillant : dans ces conditions, le montage se comporte comme un récepteur à conversion directe. Dans tous les modes de réception, le signal de différence obtenu est le signal basse fréquence utile ; il est traité par un filtre passe-bas puis amplifié par un étage à transistor et circuit intégré.

Parler de stabilité en fréquence, il n'y faut pas songer : c'est le point faible du procédé. On le constate en particulier en ondes courtes pour les fréquences les plus élevées, puisqu'en BLU et en CW la tolérance en fréquence admissible ne dépasse pas quelques centaines de hertz. Un calcul rigoureux des composants du montage assorti d'une compensation en température efficace ne pourrait être que bénéfique, mais... il y a mieux !

## Synthétiseur de fréquence

Le meilleur moyen de pallier à l'instabilité est d'introduire un étage de synthèse de fréquence. Comme le récepteur à réaction se comporte en oscillateur pour les signaux BLU et CW, rien n'empêche de le faire fonctionner en oscillateur asservi en fréquence à l'aide d'une boucle à phase asservie, plus connue comme boucle à verrouillage de phase (« PLL »).

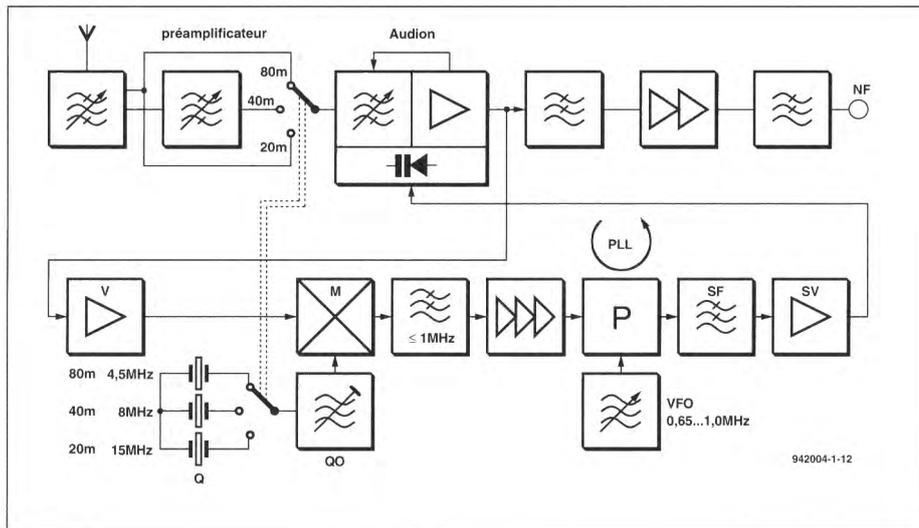


Figure 2. Le schéma fonctionnel inclut partie basse fréquence et synthèse de fréquence.

Dans un poste de radio moderne, la complexité du synthétiseur de fréquence dépasse de beaucoup celle du récepteur proprement dit. Il en va de même pour notre récepteur à réaction commandé par synthétiseur ; mais le projet que nous vous présentons reste toutefois raisonnable. Son synthétiseur, relativement simple, le limite aux bandes amateur (20 m, 40 m et 80 m) et utilise un réglage en fréquence purement analogique. Si cette façon de stabiliser la fréquence ne correspond pas, il est vrai, à celle de synthétiseurs entièrement numériques, elle est tout à fait convenable ici.

Voyons le schéma fonctionnel de la **figure 2**. Il est en deux parties, l'une concernant le récepteur, l'autre, le synthétiseur. Le récepteur proprement dit comprend le filtre sélectif d'entrée, l'amplificateur/isolateur d'antenne, l'audion à réaction, le filtre passe-bas et l'amplificateur basses fréquences.

Une partie de l'énergie HF issue de l'oscillation de l'audion est dérivée vers l'étage amplificateur V qui attaque le mélangeur M. Le mélangeur, à l'aide de l'oscillateur à quartz QO, abaisse la fréquence du signal issu du détecteur. Le quartz est choisi de telle façon que la fréquence de battement soit toujours inférieure à 1 MHz. L'informatique fait un usage abondant de quartz propres à cette application. Ils sont donc non seulement disponibles mais en plus bon marché. Après avoir traversé un filtre passe-bas et un amplificateur, le signal du mélangeur parvient au comparateur de phase P. Il faut bien sûr un signal de référence si l'on veut

effectuer une comparaison. Ce signal de référence est fourni par un oscillateur à fréquence variable (VFO, à l'envers et en anglais) qu'il est possible de régler analogiquement entre 650 kHz et 1 MHz. La tension continue disponible à la sortie du filtre de boucle (SF) puis de l'amplificateur (SV) servira de consigne de réglage de fréquence à l'oscillation de l'audion. Le verrouillage d'une boucle à phase asservie (PLL) fait toujours suivre à son signal la fréquence de l'oscillateur à fréquence variable. Ou, en termes plus clairs : lorsque la PLL est verrouillée, la fréquence d'oscillation de l'audion est strictement liée à la fréquence d'oscillation du VFO.

La stabilité de la fréquence d'entrée n'est donc pratiquement déterminée que par celle de l'oscillateur à fréquence variable. Travaillant entre 650 kHz et 1 MHz, le VFO est beaucoup plus stable que dans le domaine des ondes courtes. La pratique en fournit la preuve. Dans un audion sans boucle à phase asservie, une variation du taux de réaction produit toujours un glissement de fréquence. L'asservissement en fréquence permet d'éliminer complètement ce gros défaut, ce qui dégage l'utilisateur de l'obligation de baptiser son récepteur de nom d'oiseaux en cas de réception difficile.

Enfin, pour pouvoir obtenir la même fréquence de battement après mélange pour plusieurs gammes de fréquence, il sera nécessaire d'adapter la fréquence du quartz à chaque gamme de réception. Les exigences posées sont les suivantes :

- stabilisation par oscillateurs à quartz ;
- utilisation de quartz courants donc bon marché (ceux qu'utilisent l'informatique) ;
- fréquence de PLL basse (de l'ordre du MHz) ;
- même fréquence de battement à la sortie du mélangeur sur toutes les gammes ;
- tension de sortie du comparateur de phase évoluant dans le même sens pour les trois bandes.

Des fréquences de quartz de 4,5 MHz, 8,0 MHz et 15,0 MHz (tableau 1) satisfont à ces exigences. L'oscillateur à quartz à 4,5 MHz convertit la gamme 3,5 MHz à 3,8 MHz en 1,0 MHz à 0,7 MHz. Pour la bande des 40 m, la fréquence de battement est comprise entre 1,0 MHz et 0,9 MHz et entre 1,0 MHz et 0,65 MHz pour la bande des 20 m. Les fréquences de battement à la sortie du mélangeur commencent donc toujours à 1,0 MHz et s'étendent, suivant la bande, jusqu'à 0,65 MHz. En conséquence, et personne ne s'en plaindra, un seul oscillateur à fréquence variable (VFO) et une seule échelle de fréquence suffiront pour toutes les bandes. Il n'y a bien sûr aucun inconvénient à ce que la fréquence du VFO évolue à l'inverse de la fréquence d'entrée.

## Stabilité en fréquence

La sélectivité et la stabilité en fréquence du récepteur dépend de l'oscillateur à fréquence variable, et de lui seul, ou presque. Les écarts des oscillateurs à quartz sont négligeables. L'erreur sur la fréquence ne dépassera pas 30 ppm et la dérive en fréquence sera d'au plus 10 ppm/°C. Pour les fréquences les plus élevées, la dérive en température atteindra à peu près celle de l'oscillateur à fréquence variable.

Les caractéristiques correspondantes de l'oscillateur à fréquence variable se répercutent à 100% sur la stabilité en fréquence absolue. Est-ce vraiment dramatique ? Non, l'erreur de fréquence d'un oscillateur LC à 1 MHz sur une durée assez longue n'excède pas un 1 kHz. Cela veut dire que la dérive maximale en fréquence restera bien en dessous de 1 kHz et qu'à l'écoute d'une émission un peu longue (QSO) il faudra peut-être

légèrement retoucher le réglage de syntonisation.

Il n'est pas interdit de compenser en température les oscillateurs à quartz si l'on souhaite une plus grande stabilité des fréquences de référence. On complètera alors par un synthétiseur supplémentaire. L'ouvrage Récepteur piloté par ordinateur décrit un circuit très convenable de ce point de vue, basé sur le SAA1057 de Valvo (cet ouvrage n'est malheureusement disponible qu'en allemand). Ce circuit intégré est commandé sériellement par un microprocesseur ou un microcontrôleur et se branche sur un bus à trois fils. Ce synthétiseur doit être adapté à notre circuit : puisque l'oscillateur fonctionne entre 6,5 MHz et 10 MHz par pas de 1 kHz, sa fréquence devra être divisée par 10. Les pas sont alors de 100 Hz. Le nombre de composants que nécessiterait ce circuit supplémentaire ne se justifie pas dans un projet comme celui-ci.

## Le récepteur

Le récepteur (**figure 3**) utilise deux FET à double grille et faible bruit (BF961). Le premier fonctionne en amplificateur d'entrée réglable, le second en audion à réaction. Le taux de réaction est déterminé par la tension appliquée à la seconde grille du transistor.

Le signal de haute fréquence issu de l'antenne parvient à travers des condensateurs commutables au circuit d'entrée (ils permettent de varier le couplage avec l'antenne ; S1 est normalement en position médiane). Ce circuit d'entrée se compose de la bobine L1 (7 µH, Amidon T94-6, jaune, diamètre externe 23,9 mm), des condensateurs et d'une varicap. La sélection de la bande de fréquences s'effectue à l'aide de S2a à S2c qui commutent les prises sur L1 et les condensateurs appropriés. Le potentiomètre P1 permet d'accorder le circuit d'entrée à signal HF maximum tandis que P3 règle le volume par ajustement du taux de réaction.

La réception dans la bande des 40 m est influencée en fin d'après-midi et dans la soirée par les stations de radiodiffusion très puissantes qui émettent dans la bande voisine (41 m). Un second circuit beaucoup plus sélectif a pu être prévu pour cette fréquence, puisque la bande utile

**Tableau 1. (fréquences en MHz)**

Bande	fmin entrée	fmax entrée	Quartz	fmin sortie	fmax sortie
80 m	3,5	3,8	4,5	1,0	0,7
40 m	7,0	7,1	8,0	1,0	0,9
20 m	14,0	14,35	15,0	1,0	0,65

n'est que de 100 kHz aux environs de 7 MHz, ou 1,4% de la fréquence centrale. Construit autour de L2 identique à L1, son réglage à signal HF maximum est effectué au moyen de P2. Il est couplé au premier circuit d'entrée par l'intermédiaire d'un condensateur de 1 pF.

Après amplification par T1, le signal arrive à l'audion. La construction du circuit oscillant est identique à celle des circuits de L1 et L2. Toute l'inductance de la bobine est prise en compte pour les bandes de 80 m et 40 m. La sélection s'effectue à l'aide de S2e.

Le signal de la source de T2 est injecté en un point à basse impédance de L3 pour provoquer la réaction souhaitée. Le taux de réaction, donc du « désamortissement » (facteur de diminution de l'affaiblissement) par le circuit construit autour de L3, se règle avec le potentiomètre P4, lequel joue sur le gain de T2. Le passage de l'état « presque oscillant » à l'état « oscillant » s'effectue en douceur et progressivement. Le synthétiseur, par l'intermédiaire de la varicap D5 (BB204), règle la fréquence de réception de l'audion.

A la sortie de T2, le signal de basse fréquence et celui de haute fréquence sont envoyés vers deux circuits distincts. Le signal HF est dirigé vers le synthétiseur et le signal basse fréquence gagne T3 (BC547B ou similaire), à travers un filtre passe-bas tout simple. L'amplificateur IC1a (une moitié de TL072) lui procure une amplification supplémentaire ; sa faible impédance de sortie permet en outre d'ajuster facilement l'impédance de source du filtre LC à trois étages qui lui fait suite. En fait, il est bon que l'impédance de source totale du filtre LC soit de 1 kΩ et cette impédance est réalisée à l'aide de R43. Symétriquement, et pour conserver les performances du filtre, la sortie basse fréquence (LF) est chargée par R42 de 1 kΩ ; elle pourra alimenter

un casque à impédance élevée (supérieure à 10 kΩ) ou, au besoin, un amplificateur pour le branchement d'un haut-parleur.

L'amplificateur/mélangeur du synthétiseur est un circuit intégré de réception bien connu, le TCA440 (IC2). Comme on ne souhaite pas de réglage de niveau, le potentiel de ses broches 3 et 9 est fixé à 0 V. La sélection des quartz s'effectue à l'aide du commutateur S2f. Quelques aménagements ont été rendus nécessaires par le fait que l'oscillateur d'IC2 n'est pas conçu pour fonctionner avec un quartz. Le condensateur de 22 pF sur la broche 4, le réseau 3,3 µH/40 pF sont-ils vraiment indispensables ? Seule l'expérience permet d'en décider.

Le signal à la fréquence intermédiaire disponible en sortie du mélangeur atteint, par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas, l'amplificateur de fréquence intermédiaire non réglé d'IC2. Ensuite, les opérateurs ET-NON d'IC3 fabriquent de beaux créneaux à partir du signal du circuit intégré. Cette forme d'onde est nécessaire pour le fonctionnement correct du comparateur du circuit intégré d'asservissement par verrouillage de phase IC4.

Le signal de la seconde entrée du comparateur de phase est fourni par l'oscillateur à fréquence variable. La tension de sortie du comparateur de phase n'a besoin que d'un filtrage sommaire (R24, R26 et C39) pour fournir la tension de commande nécessaire à la boucle. La courbe de réponse en fréquence du filtre construit autour de IC1b assure un verrouillage efficace de la boucle ; la tension tout à fait « épurée » est appliquée à la varicap D5 de l'audion. Seule la version HC du 4046 pourra être utilisée pour la PLL, en raison de la fréquence relativement élevée du signal à traiter (de l'ordre du MHz).

Le transistor T4 (BF245B) fonctionne en oscillateur à fréquence variable entre 0,65 MHz et 1 MHz. La

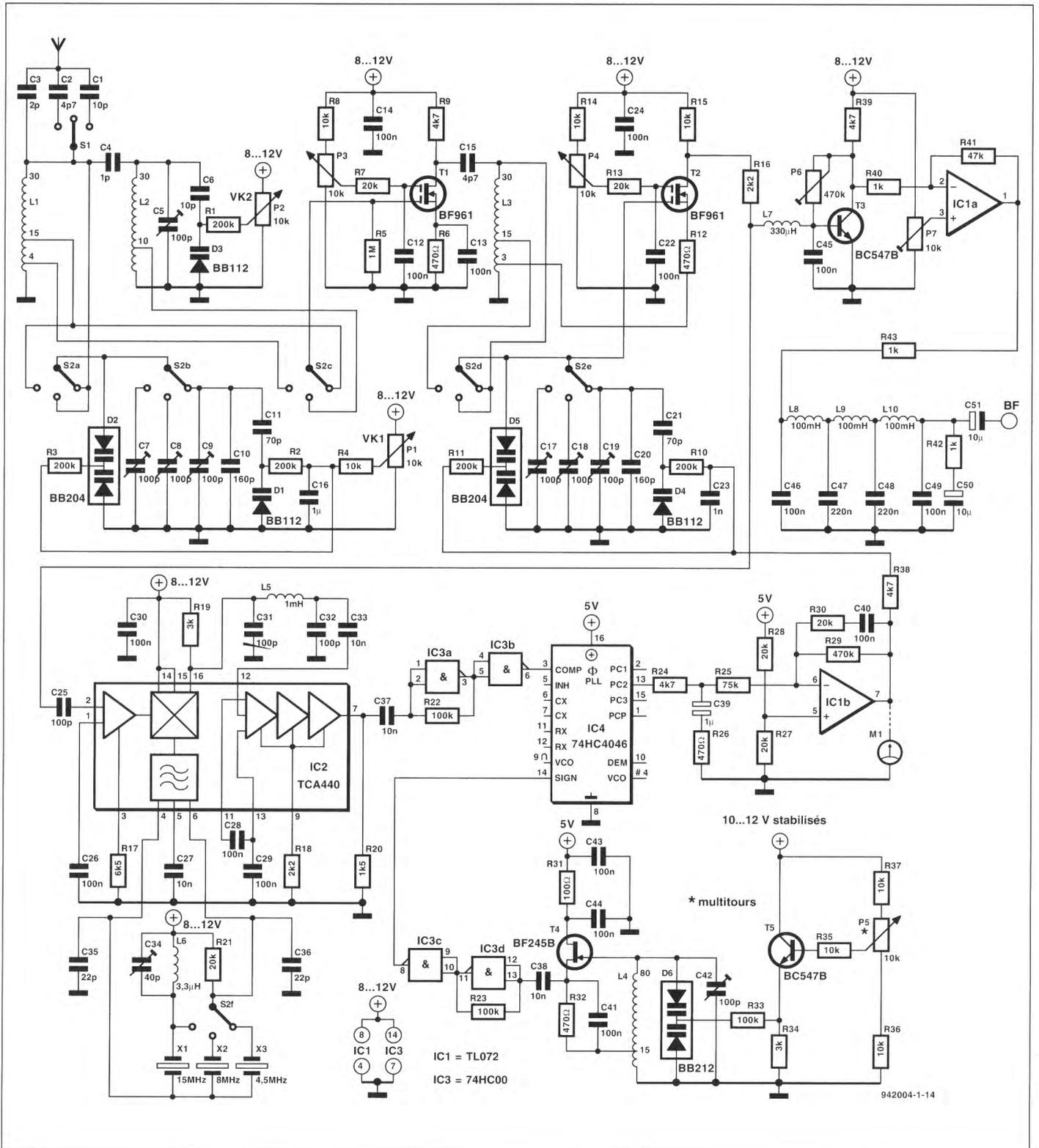


Figure 3. Schéma de l'audion à synthèse de fréquence.

fréquence est déterminée par le potentiomètre dix tours P5 (entre 1 et 50 kΩ, de préférence 10 kΩ) en association avec la varicap D6. L'ennui est que la capacité de ces diodes varie beaucoup avec la température : + 500 ppm/°C. Mais la solution est immédiate et radicale : il suffit d'intercaler un transistor (T4) pour annuler les dérives en température des jonctions et (encore mieux) de monter T4

et D6 l'un contre l'autre. Le corps de la bobine L4 est un D41-2519 de Vogt avec un  $L/n^2$  de 23,5 nH/n<sup>2</sup>.

## Construction

Les trois règles à respecter pour ce montage sont :

1. Des liaisons courtes ;
  2. Des liaisons courtes ;
  3. Des liaisons courtes.
- Réalisé en câblage « volant », le pro-

totype fonctionnait déjà de façon tout à fait satisfaisante sur une platine d'essai. Mais il est recommandé de câbler l'audion sur une platine et le circuit de boucle à phase asservi (PLL) accompagné de l'oscillateur à fréquence variable sur une autre : il faut absolument veiller à la stabilité mécanique des éléments du récepteur parcourus par des courants de haute fréquence.

Par quel bout commencer ? A tout seigneur tout honneur, par l'audion bien sûr en laissant suffisamment de place au filtre et à l'amplificateur d'entrée. Les bobines L1, L2 et L3 sont constituées chacune de trente spires de fil de cuivre émaillé de 0,8 mm à 1 mm de diamètre, bien tendues et réparties régulièrement sur tout le corps de bobinage. Chaque nouvelle spire doit coller étroitement au cylindre pour assurer la stabilité mécanique de l'ensemble. Pour compliquer encore les choses, la fragilité du matériau ne permet pas sa fixation sur un étai par exemple, qui viendrait pourtant bien à propos. Pour finir, dénudez proprement les extrémités de chaque bobine en grattant l'émail, à l'aide d'une petite lime à ongles si vous n'avez pas mieux.

Les réglages commencent avec la bande des 80 m. Pour chaque bande, positionnez les ajustables de façon que la plage de réception complète soit couverte avec la diode D5 pour une tension de 1 V à 7,5 V. Comment ? Approchez l'audion de l'entrée antenne d'un récepteur, pour capter le rayonnement du circuit oscillant ! Après montage des étages amplificateurs basse fréquence et le branchement d'une antenne couplée par un condensateur de 10 pF, il n'y a plus d'obstacle à la réception. La réaction doit varier en continu et sans hystérésis.

La fabrication de l'amplificateur d'entrée suivra. Vérifiez que le réglage de P1 (puis de P2, pour la bande des 40 m) permettent d'obtenir le gain maximum sur toute la plage de fréquences, tandis que le réglage de P3 produit une variation très nette de son niveau. Une fois l'audion relié à ce pré-amplificateur, le signal montrera beaucoup plus de vigueur. Le synthétiseur, comme nous l'avons dit plus haut, aura sa propre platine. Pourquoi ? Tout simplement pour disposer d'une marge suffisante en cas de perturbation si l'on doit séparer les principaux composants les uns des autres.

Pour commencer, il faut provoquer l'oscillation de l'audion, en réglant son gain (P4) au maximum, et vérifier l'oscillation des cristaux de TCA440. Le signal à fréquence intermédiaire issu du mélangeur (fréquence de battement) puis du filtre passe-bas doit être à peu près pur avec une amplitude

de quelques centaines de millivolts. A la sortie d'IC3a, il présentera des flancs très raides et son amplitude sera portée à environ 5 V.

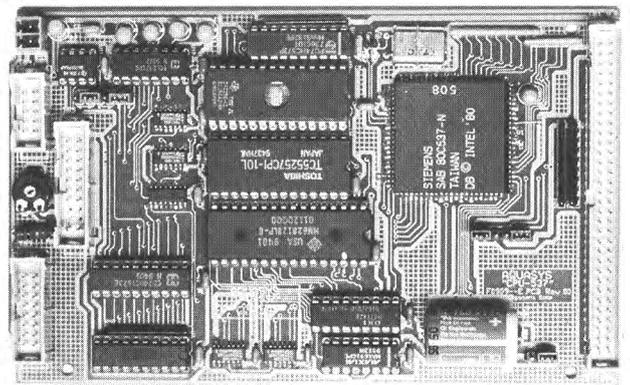
L'oscillateur à fréquence variable vient à son tour. Il sera réglé pour que la rotation de P5 lui fassent couvrir la plage de fréquences prévue pour le signal de sortie du mélangeur (0,65 MHz à 1 MHz). Au moyen d'un oscilloscope, des impulsions pourront être mises en évidence à la sortie du comparateur de phase ; leur allure dépendra des fréquences de l'oscillateur à fréquence variable et de l'audion. Après l'amplificateur de boucle IC1b, c'est une tension redressée filtrée qu'une liaison, éventuellement blindée, appliquera à la varicap D5. L'asservissement opéré par la boucle stabilisera l'audion à une fréquence égale à celle du cristal diminuée de celle du VFO.

L'étape suivante déterminera si la fréquence de réception suit effectivement la fréquence de l'oscillateur à fréquence variable. Il suffit de vérifier, à l'aide d'un voltmètre (numérique), que la tension en sortie d'IC5 suit les variations de P5 et force l'audion à balayer toute la plage des fréquences pour chaque bande de réception. Le récepteur est maintenant réglé, au moins grossièrement.

Il est possible (mais non recommandé) de mettre un potentiomètre ordinaire à la place du potentiomètre dix tours : mais le réglage de la fréquence devient beaucoup plus pointu. L'accord avec un condensateur variable au lieu d'une varicap présente en revanche des avantages : amélioration du facteur de qualité

du circuit et réduction du bruit. Le réglage fin de la fréquence nécessitera l'adjonction d'une démultiplication ou d'un petit condensateur variable monté en parallèle. Enfin, le récepteur sera pourvu d'une échelle de fréquences graduée qui aura même commencement et même fin pour chacune des bandes. On ne manquera pas de brancher aussi un instrument de mesure à la sortie d'IC1b, pour s'assurer du verrouillage de la boucle d'asservissement.

L'audion, plusieurs expériences le démontrent, est un très bon outil de réception. Le plus gros défaut de ses prédécesseurs, l'instabilité en fréquence, est vaincu ici par la synthèse de fréquence. Il faut bien sûr le prendre en main, mais ce n'est qu'une question d'habitude, surtout en ce qui concerne le réglage de la réaction : si l'audio cesse d'osciller, l'asservissement ne fonctionne plus ; mais la boucle se rétablit dès que le transistor T2 recommence à osciller.



**NOUVEAU ! Carte universelle à microcontrôleur  
Siemens 80C537 (compatible famille 80C51)**

**Applications multiples :**

automatisme, prototypage, mesure, contrôle, enregistrement de données

**Caractéristiques principales :**

Format eurocarte / Microcontrôleur SAB80C537N sur support, 12 Mhz /  
Eeprom prog.: 64 Kb / Ram ou Eeprom prog. (basic): 32 Kb / Ram données:  
128 Kb / Horodateur MSM64X42B / 12 entrées analogiques avec ADC sur  
8 ou 10 bits / 24 E-S digitales libres / 2 liaisons série RS232, RS232-485/  
21 sorties haute vitesse ou PWM / Rég. 5 V, réf. 2.5 V, batterie 'back-up'/  
Connecteur 64 contacts: accès total micro. / connecteurs séparés pour un  
clavier 3\*8, un afficheur 4\*20 caractères, les 2 accès RSxxx et le bus I<sup>2</sup>C.

**Logiciels gratuits :** interpréteur basic 537, logiciel terminal sur PC et  
routines de base ASM pour horodateur, interface clavier-afficheur, bus I<sup>2</sup>C.

**Pour toute information:** Aquasys 32 (0)2/733 60 79 (tél.)-734 86 06 (fax)

**Commande:** Aquasys SA, av. de la Chasse, 207, B1040 Bruxelles,  
Belgique; soit par mandat postal à la commande:

**1850 FF ou 11100 FB TTC**

soit acompte de 330 FF ou 2000 FB, par mandat postal, et solde contre  
remboursement (avec suppl.: 90 FF en Fr. et 150 BEF en Belg.)

# Résistance caractéristique et adaptation

## Ou comment relier correctement une charge à la source qui l'alimente

G. Kleine

*L'application des notions d'impédance caractéristique et d'adaptation ne se limite plus à la haute fréquence traditionnelle : ces notions prennent en effet une importance sans cesse croissante lors de la conception de circuits numériques rapides.*

*L'adaptation correcte des impédances de source et de charge et le calcul de l'impédance caractéristique des lignes de transmission que constituent les pistes d'un circuit imprimé garantissent un fonctionnement fiable des équipements de transmission de données à très haute vitesse.*

Dans les domaines de la haute fréquence entretenue (la HF) et de la haute fréquence impulsionnelle (la transmission de signaux numériques), l'assemblage de deux conducteurs parallèles en une structure homogène continue porte le nom de ligne de transmission. Cette ligne de transmission possède une caractéristique fondamentale appelée impédance caractéristique ; elle peut prendre la forme d'un câble plat, d'un câble coaxial ou d'une piste de cuivre opposée à un plan de masse.

### Définitions

Pourquoi une ligne de transmission, et qu'est-ce donc qu'une impédance caractéristique ?

Pour définir ces deux notions, imaginons tout d'abord un assemblage constitué de deux conducteurs de résistance nulle maintenus à écartement constant par un isolant parfait, de longueur infinie et non chargé à son extrémité, tel que représenté par la **figure 1a**.

À la fermeture de l'interrupteur, un courant constant non nul sera absorbé par la ligne de transmission. Pourquoi ? Le courant ne peut pas

être nul, puisqu'il faut charger la capacité transverse (ou répartie) de la ligne ; de plus, le courant ne peut pas être infini, puisqu'il est limité par l'inductance linéique ou série des conducteurs : il **faut** qu'il s'établisse à une valeur de régime. Les deux premières déductions conduisent à la représentation d'une ligne de transmission sous la forme du schéma de la figure 1b, où  $L$  et  $C$  représentent respectivement le coefficient d'auto-induction et la capacité d'un tronçon de ligne de longueur arbitraire. La théorie des lignes de transmission prouve que le courant est bel et bien constant. Le quotient de la tension appliquée par le courant absorbé vaut la racine carrée de  $L/C$ , possède la dimension d'une résistance mais –paradoxalement– aucune puissance n'est dissipée puisque les matériaux sont considérés comme idéaux ; il portera donc le nom d'impédance caractéristique et sera symbolisé par  $Z_L$ . Que se passe-t-il donc ? Tout simplement ceci : la puissance disponible à la sortie du générateur n'est pas consommée mais se déplace tout au long de la ligne sous la forme d'un front d'onde vers une charge

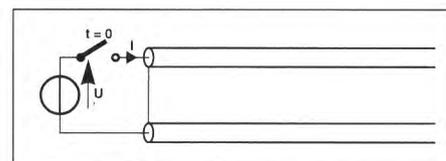


Figure 1a. Une source de tension est appliquée à une ligne de transmission bifilaire sans pertes, de longueur infinie et non chargée.

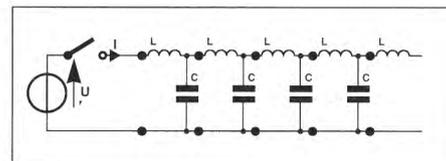


Figure 1b. La fermeture de l'interrupteur provoque le passage d'un courant. C'est le courant de charge de la capacité transverse de la ligne, limité par son inductance linéique. La ligne est divisée en tronçons de longueur arbitraire, représentés par leur schéma équivalent. L'impédance caractéristique  $Z_L$  de la ligne vaut la racine carrée de  $L/C$  ; elle permet de relier le courant  $I$  à la tension  $U$  par la formule traditionnelle  $U = Z_L / I$ .

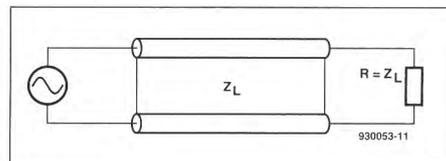


Figure 1c. La source de tension ne voit pas de différence si l'on simule la fin de la ligne de longueur infinie de la figure 1a par un résistor  $R$  de valeur égale à  $Z_L$ .

terminale qu'elle ne trouve (provisoirement) pas. Comment revenir à une situation réelle ? Il suffit de tenir le raisonnement suivant. Supposons que l'on ampute la ligne de longueur infinie d'un tronçon de longueur quelconque. Il subsiste toujours un mor-

ceau de ligne de longueur infinie ! Si le générateur est relié à cette nouvelle ligne infinie, rien n'est changé : il « voit » toujours une « résistance » égale à l'impédance caractéristique  $Z_L$ . Pour revenir à la situation initiale, il suffira de relier le générateur à une extrémité du morceau de ligne de **longueur finie et de substituer** un résistor de valeur égale à  $Z_L$  à la partie de ligne infinie manquante, opération représentée par le schéma de la **figure 1c**. Dans ces conditions, il est dit que l'impédance de la charge est adaptée à l'impédance de la ligne ; si l'impédance de la ligne est également adaptée à celle de la source, la tension présente à l'entrée de la ligne est appliquée intégralement à la charge, la transmission de puissance est maximale : tout se passe comme si la ligne n'existait pas. Une ligne parfaitement adaptée ne sert qu'à transmettre la puissance d'un point à un autre ; voilà pourquoi elle est appelée ligne de transmission...

## Formules

Les formules qui permettent de déterminer l'impédance caractéristique d'un câble plat ou d'un câble coaxial à partir de leurs dimensions et de la constante diélectrique de l'isolant utilisé sont incorporées à la **figure 2a**. Les câbles sont utilisés pour la réalisation d'interconnexions par lignes symétriques (en câble plat) ou par lignes asymétriques (en câble coaxial) ; ils servent également à la simulation de lignes à retard de courte durée mais à très large bande passante. Sur les platines de circuits numériques à très haute vitesse, les liaisons entre composants ou groupes de composants relativement éloignés les uns des autres (quelques centimètres!) sont réalisées au moyen de ce que les anglophones appellent des

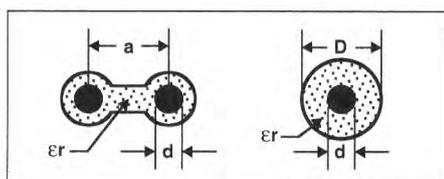


Figure 2a. L'impédance caractéristique des câbles plats ou coaxiaux se calcule à partir de la même formule, en fonction des dimensions géométriques et de la constante diélectrique de l'isolant utilisé.

**tableau 1**

Grandeur	VSWR	Taux d'adaptation	Taux de réflexion	Atténuation de l'onde réfléchie	Puissance réfléchie
Unité	-	-	%	dB	%
	1,02	0,980	0,99	40,1	0,01
	1,07	0,935	3,38	29,4	0,11
	1,15	0,870	6,98	23,1	0,49
	1,20	0,833	9,09	20,8	0,83
	1,40	0,714	16,67	15,6	2,78
	1,80	0,555	28,57	10,9	8,16
	2,00	0,500	33,33	9,5	11,10
	2,40	0,416	41,18	7,7	17,0
	2,80	0,357	47,37	6,5	22,4
	3,50	0,286	55,56	5,1	30,9
	4,00	0,250	60,00	4,4	36,0
	6,00	0,166	71,43	2,9	51,0
	8,00	0,125	77,78	2,2	60,5
	10,00	0,100	81,82	1,7	66,9

strip-lines, ou lignes de transmission simulées par un tronçon de piste opposé à un plan de masse. Dans ce cas, le calcul de l'impédance caractéristique doit tenir compte du fait que les lignes des champs magnétiques et électriques se propagent autant dans l'air ambiant que dans l'épaisseur du circuit (en époxy, en Téflon,...) ; les formules de calcul approchées, nettement plus complexes, sont données par la **figure 2b**.

## Comportement d'une ligne mal adaptée

Revenons à la **figure 1c**, représentant une ligne de transmission fermée sur son impédance caractéristique. Les ondes de tension s'y propagent uniquement dans le sens générateur-résistor (appelé sens direct), où elles sont complètement absorbées : on dira que la ligne fonctionne en régime d'ondes progressives. Mais si l'on connecte maintenant un résistor  $R$  dont la valeur est différente de  $Z_L$ , un point de rupture d'impédance est créé par la désadaptation de l'impédance de la charge à l'impédance de la ligne.

Ce point de rupture d'impédance provoque l'apparition de réflexions :

lorsque l'onde directe (également appelée onde incidente) parvient à la charge, elle n'y est plus complètement absorbée ; la différence est renvoyée vers la source et est appelée onde réfléchie. L'onde incidente et l'onde réfléchie se superposent tout le long de la ligne de transmission ; cette superposition provoque à son tour l'apparition de points où la tension est maximale et de points où la tension est minimale : la ligne est à présent soumise à un régime d'ondes stationnaires. La courbe en forme de sinusoïde redressée du diagramme de la **figure 3** représente l'évolution de la tension le long d'une ligne dont l'extrémité est court-circuitée ; si l'extrémité est ouverte, la même courbe apparaît, décalée de  $\lambda/4$  vers la droite. Dans le premier cas, la tension d'extrémité est évidemment nulle et le courant est maximal ; dans le second, le courant est nul et la tension vaut le double de la tension normalement présente à la charge. La courbe « sinus + continu » est représentative d'une ligne mal adaptée ; la ligne droite est quant à elle l'image d'une adaptation parfaite.

Dans les circuits de haute fréquence entretenue, il faut veiller à ce que l'amplitude de l'onde réfléchie soit

$$Z \approx \frac{60\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) \quad \text{pour } \frac{W}{h} \leq 1$$

$$\text{ou } F = \frac{1}{\sqrt{1+12h/W}} \quad \text{pour } \frac{W}{h} \geq 1$$

$$\text{avec } \epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \times F$$

$$Z \approx \frac{120\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \frac{1}{W/h + 1,393 + 0,677 \ln(W/h + 1,44)} \quad \text{pour } \frac{W}{h} \geq 1$$

$$\text{et } F = \frac{1}{\sqrt{1+12h/W}} + 0,04(1-W/h)^2 \quad \text{pour } \frac{W}{h} \leq 1$$

$$Z_L \approx \frac{60\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D \text{ ou } a}{d}$$

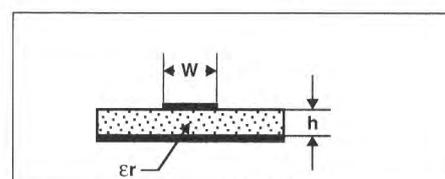


Figure 2b. Comme vous pouvez le constater, le calcul de la valeur approchée de l'impédance caractéristique des pistes d'un circuit imprimé est nettement plus compliqué !

aussi faible que possible, puisqu'elle représente de la puissance perdue. Dans les circuits numériques à haute vitesse, les impulsions réfléchies peuvent provoquer des distorsions importantes de la forme des signaux et entraîner un mauvais fonctionnement des circuits voire la destruction des sorties des circuits intégrés.

## Quantification de l'adaptation

Plusieurs variables ont été définies pour mesurer la qualité de l'adaptation d'une charge à une source. Elles sont sans dimensions et représentent des grandeurs proportionnelles (exprimées en pourcentage) ou logarithmiques (exprimées en décibels). La première variable utilisée pour la mesure de l'adaptation est le taux de réflexion ( $r$ ) qui n'est rien d'autre que le quotient de l'amplitude l'onde réfléchie par l'amplitude de l'onde directe :

$$r = U_R / U_D$$

L'adaptation est optimale lorsque  $r$  est égal à 0. Dans les cas particuliers de circuit ouvert ou de court-circuit, l'amplitude de l'onde réfléchie est identique à celle de l'onde incidente et  $r$  serait égal à 1. Les formules de la théorie des lignes de transmission nous permettent cependant de différencier ces deux cas. Le taux de réflexion peut en effet s'exprimer en fonction des impédances de ligne et de charge par la formule suivante :

$$r = (Z - Z_L) / (Z + Z_L)$$

où  $Z$  représente l'impédance de charge de la **figure 3**. Il devient évident que  $r = 0$  lorsqu'il y a adaptation parfaite ( $Z = Z_L$ ) ; en cas de court-circuit ( $Z = 0$ ),  $r$  vaut  $-1$  et vaut  $+1$  en cas de circuit ouvert, lorsque  $Z$  est égal à l'infini ( $Z = \infty$ ). Si vous vous intéressez aux calculs

de la théorie des lignes de transmission, vous constaterez qu'ils tiennent compte des impédances de charge sous forme d'impédances complexes, en incluant les composantes réactives des éléments. Les formules complexes du calcul du taux de réflexion sont très lourdes à manipuler, aussi préfère-t-on se tourner vers une résolution graphique des problèmes, au moyen du diagramme de Smith. Celui-ci permet de transformer la valeur de l'impédance complexe placée en bout de ligne en l'impédance complexe vue en n'importe quel point de cette ligne, et en particulier au point de connexion au générateur. Ce diagramme est d'une valeur inestimable pour tous ceux qui sont régulièrement confrontés à des calculs ardu de lignes de transmission en techniques de radiofréquences.

L'atténuation de l'onde réfléchie ( $a$ ) vaut 20 fois le logarithme décimal de 100 fois l'inverse de la valeur absolue du taux de réflexion exprimée en nombre décimal, ce qui se traduit par la formule suivante :

$$a = 20 \log (100 / |r|)$$

Elle s'exprime en décibels (dB) ; le passage à une forme logarithmique du taux de réflexion produit des chiffres plus faciles à comparer et à manipuler : reportez-vous aux colonnes concernées du tableau 1 où vous constaterez que des valeurs importantes –plutôt que décroissantes vers zéro– sont le signe d'une bonne adaptation.

Deux autres variables permettent de quantifier la qualité de l'adaptation. Elles se déduisent des maxima et des minima de tension mesurables sur une ligne de transmission en régime d'ondes stationnaires produites, rappelons-le, par la superposition des ondes incidentes et des ondes réfléchies issues de la désadaptation. Le taux d'ondes stationnaires (TOS) cal-

culé en tension ( $s$ ) ou VSWR, acronyme de *Voltage Standing Wave Ratio*, est défini comme le quotient des valeurs de tensions maximale et minimale présentes sur la ligne mal adaptée :

$$s = U_{\max.} / U_{\min.}$$

Lorsque l'adaptation est parfaite, il n'y a pas d'ondes stationnaires sur la ligne ; en d'autres termes, l'amplitude de la tension (sur une ligne sans pertes) est la même partout, et  $s$  est égal à 1. Des valeurs importantes de  $s$  sont le signe d'une mauvaise adaptation ; ce paramètre vaut l'infini lorsque  $U_{\min.}$  est égal à zéro (ligne en court-circuit).

L'inverse du VSWR peut également être utilisé pour juger de la qualité de l'adaptation :

$$m = U_{\min.} / U_{\max.}$$

La variable  $m$  s'appelle le taux d'adaptation ; celui-ci varie de 0 (pour une désadaptation totale) à 1 (pour une ligne parfaitement adaptée).

Le taux de réflexion  $r$  ou le taux d'ondes stationnaires  $s$  permettent de calculer facilement le pourcentage de puissance réfléchie par un point de rupture d'impédance :

$$P_{\text{réf.}} = r^2 \cdot 100 \%$$

ou

$$P_{\text{réf.}} = [(s - 1) / (s + 1)]^2 \cdot 100 \%$$

Ce pourcentage permet de calculer la quantité de puissance émise puis renvoyée vers la source lors du passage de l'énergie au droit du point de rupture d'impédance. Si l'impédance de la source est adaptée à celle de la ligne (remarquez que le point de vue a changé, en concordance avec le sens de déplacement de l'énergie), cette puissance réfléchie sera entièrement absorbée et dissipée en chaleur par la source. Elle y provoquera un échauffement supplémentaire : il faudra donc diminuer la puissance d'émission afin que la quantité de chaleur dissipable par les circuits de puissance de la source ne dépasse pas le maximum admissible, sous peine de voir l'émetteur se mettre hors service ou, dans le pire des cas, être détruit.

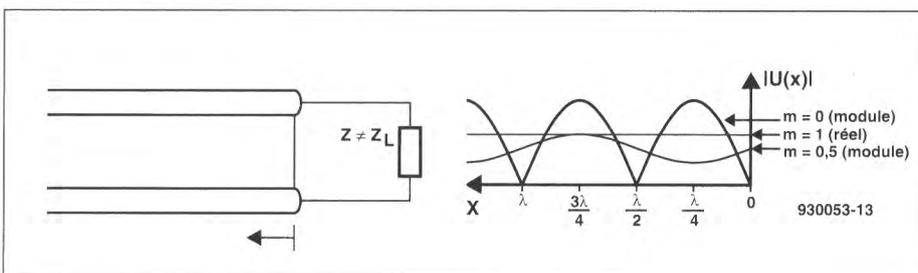


Figure 3. En cas de désadaptation, la superposition des ondes incidentes et réfléchies produit des ondes stationnaires caractérisées par des maxima et des minima de tension mesurables sur la ligne.

**référence :** *Formeln der Elektrotechnik und Elektronik*, Hanser Verlag, München/Wien.

Dans le hors-série Hautes Fréquences numéro 1 d'Elektor, nous avons publié le schéma d'un convertisseur destiné à la bande des Très Basses Fréquences ou VLF. Nous n'avons pas encore parlé d'antennes. De nombreux lecteurs nous ont demandé un complément d'informations à ce sujet : voici un article qui les intéressera au plus haut point.

Richard O. Marris - G2BZQ

# Réception de la VLF

## Avec le convertisseur d'Elektor

Les bandes inférieures du spectre des radiofréquences sont probablement les moins connues et les plus délaissées par la nouvelle génération de radio-amateurs. Peut-être leur –basse– fréquence leur confère-t-elle un aspect vieillot et suranné, qui fait se détourner tous ceux qui font la course aux gigahertz ? Pourtant, le détour en vaut la chandelle : ces amateurs de nanosecondes seraient surpris d'y découvrir des étalons de temps ou de fréquence d'une précision à faire pâlir un oscillateur à quartz thermostaté. Encore faut-il leur donner le moyen d'y arriver. Le convertisseur publié dans le premier numéro hors-série Hautes Fréquences représentait déjà une bonne partie du chemin à parcourir ; il ne manquait plus que quelques modèles d'antennes pour pouvoir découvrir les nombreux et parfois mystérieux signaux véhiculés par les TBF.

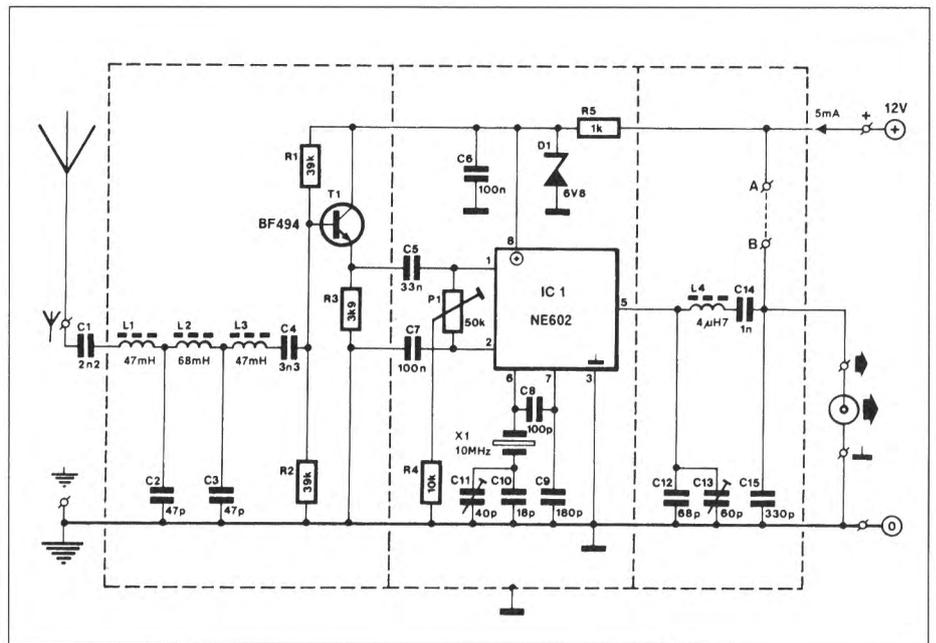


Figure 1. Le schéma du convertisseur publié dans le numéro hors-série HF-1 de Elektor.

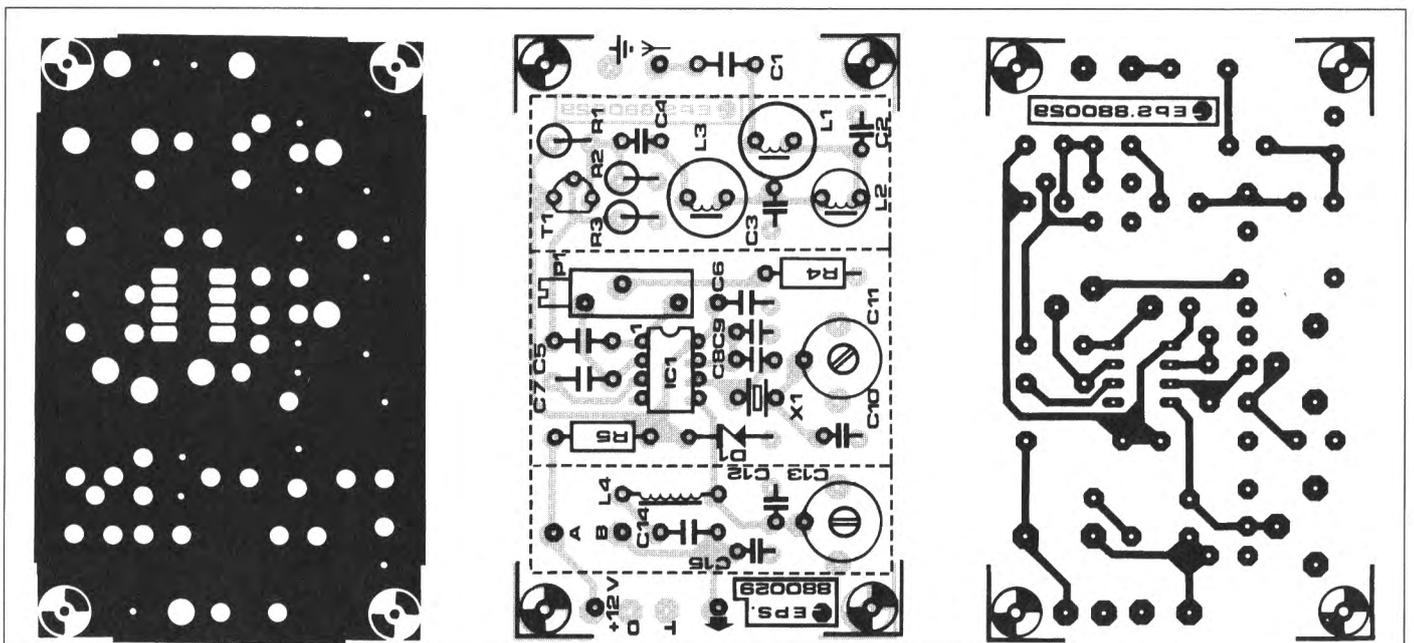


Figure 2. Le circuit imprimé du convertisseur VLF sous toutes ses faces.

Avant de parler antennes, revenons quelque peu sur le convertisseur que nous vous avons proposé. La **figure 1** en représente le schéma, tandis que la **figure 2** vous fournit toutes les informations nécessaires à la réalisation d'un circuit imprimé : plan de masse, dessin des pistes et implantation des composants. Quelques mots d'explications ne seront pas à dédaigner ; reportez-vous à l'article publié précédemment pour une description plus complète. Le signal d'antenne traverse d'abord un filtre qui définit une bande passante comprise entre 10 et 150 kHz. Le transistor T1 se charge ensuite d'adapter le signal à l'entrée du NE602, un circuit intégré avec mélangeur et oscillateur. Ce dernier est piloté par un cristal de 10 MHz ; le mélangeur déplace ainsi la bande TBF de 10 à 150 kHz vers une bande OC comprise entre 10,010 et 10,150 MHz. Un bon récepteur de trafic pour la bande des 20 m suffit alors pour recevoir la TBF et décoder tous les signaux qu'elle contient. Ce récepteur devra être capable de démoduler les signaux AM et CW. Un décodage de la SSB, avec sélection USB/LSB sera également le bienvenu. Un bouton destiné à mettre la commande automatique de gain (CAG ou AGC, de *Automatic Gain Control*) en ou hors service est un accessoire bien utile, et un réglage manuel des circuits suppresseurs de bruit peut être d'une valeur inestimable. Ceux qui disposent d'un équipement RTTY trouveront ici une belle occasion de s'en servir, tandis qu'un enregistreur à bandes ou à cassettes permettra d'analyser ultérieurement les mystérieux signaux reçus en TBF. Si le virus de l'informatique vous a aussi contaminé, enregistrez des extraits de signaux sur votre disque dur avec un taux d'échantillonnage supérieur à 8 kHz (supérieur à deux fois la bande passante BF, mais le maximum est l'idéal). Le fournisseur de votre carte son vous a certainement fait cadeau d'un logiciel de visualisation de fichiers WAV, et voici une application à laquelle il n'a certainement jamais pensé : l'étude sur écran d'ordinateur de séquences de signaux analogiques ou numériques émis TBF ! L'installation d'une antenne d'au moins 30 m de long à une hauteur respectable n'est pas toujours pos-

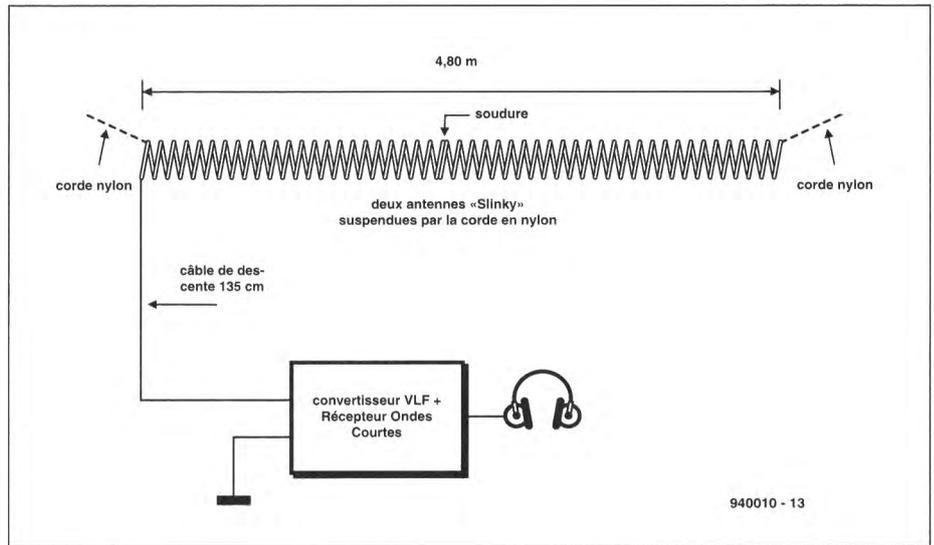


Figure 3. Une antenne Double-Slinky avec descente d'extrémité (2...500 kHz).

sible, principalement chez ceux qui habitent en milieu urbain et doivent maugréer contre le manque d'espace, les règlements municipaux et les protestations des défenseurs de l'environnement.

Il existe cependant différents modèles d'antennes compactes pour la TBF, testées, construites et conçues par et pour les radioamateurs. Deux d'entre elles sont à l'honneur dans cet article : une antenne « Double-Slinky » et une antenne à barreau de ferrite accordé.

### L'antenne « Double-Slinky »

L'antenne « Double-Slinky » est une antenne à descente d'extrémité qui convient pour les fréquences comprises en 2 (!) et 500 kHz. Elle est schématisée en **figure 3**. Elle peut

être utilisée à l'intérieur comme à l'extérieur. Sa longueur physique est de 4,80 m, non compris les 135 cm de liaison au convertisseur. L'assemblage est formé de deux antennes en ressort boudiné « Slinky » soudées par leur extrémité. Ces antennes « Slinky » sont constituées d'un ressort d'acier flexible comportant 90 spires d'un diamètre de 7 cm. Elles pèsent un peu plus d'un kilo et portent bien leur nom. *to slink*, en anglais, a le sens de s'esquiver en douce (nous dirions « filer à l'anglaise ») et c'est ce qu'elles font : complètement étirées, leur longueur approche 20 m, tandis que le ressort ramené au repos ne dépasse plus 6 cm !

Elles sont prévues pour une extension maximale de l'ordre de 5 m. Ces antennes sont vendues aux USA par Antenna West [1], mais vous

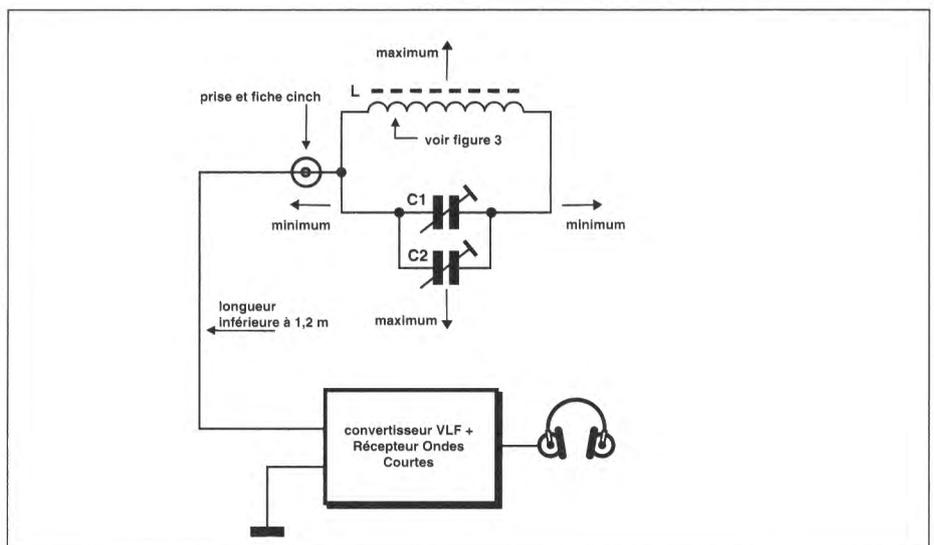


Figure 4. Schéma de raccordement de l'antenne ferrite (95...500 kHz).

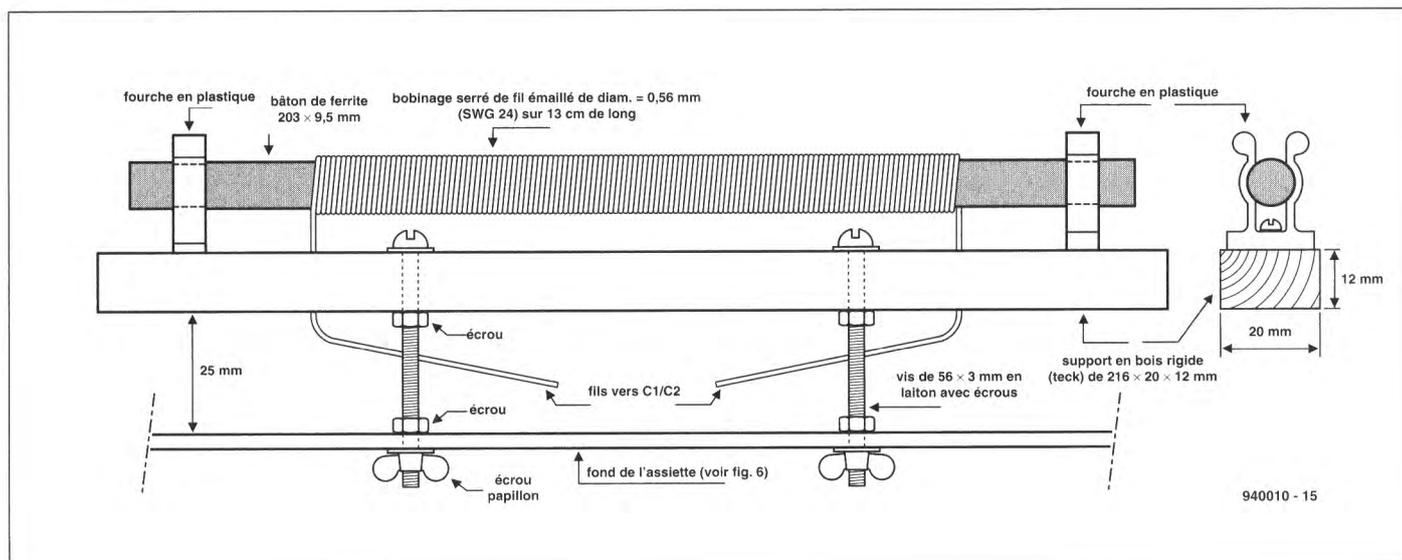


Figure 5. Préparation du bâton de ferrite.

trouvez votre bonheur beaucoup plus près, dans un magasin de jouets : c'est le genre de ressort que l'on utilise pour accrocher des fanfreluches au plafond des chambres d'enfants.

L'antenne « Double-Slinky » est donc formée de deux ressorts soudés bout à bout, la liaison au convertisseur s'effectuant par un fil isolé souple d'environ 135 cm (cette longueur n'est pas critique). Reportez-vous à la **figure 3** pour de plus amples détails sur la construction de l'antenne. Pour pouvoir les souder facilement entre elles, les deux extrémités des ressorts sont chauffées à la flamme. La suspension est assurée par une corde de Nylon enfilée dans les deux ressorts avant leur étirement à 4,80 m.

A l'intérieur, l'antenne peut être accrochée à un plafond, entre les deux coins opposés d'une pièce. A l'extérieur, l'extrémité comportant la descente sera accrochée au châssis d'une fenêtre, pour permettre le raccordement au convertisseur ; n'importe quel point d'ancrage à même hauteur fera l'affaire pour l'autre bout de la corde. Pour éviter toute corrosion, il est préférable d'appliquer une couche de protection au fil de l'antenne. La manière la plus simple de procéder consiste à la suspendre à l'extérieur, étirée, à hauteur de poitrine et de la traiter généreusement par un vernis ou une laque plastique disponible en aérosol. Appliquez trois couches pour que la protection soit suffisamment résistante aux intempéries.

L'antenne « Double-Slinky » est efficace pour les fréquences comprises entre 2 et 500 kHz, mais son emploi peut s'étendre à toute la gamme des ondes moyennes.

### L'antenne ferrite accordée

La seconde antenne est une antenne ferrite reliée au convertisseur par l'une de ses extrémités. Elle peut fonctionner entre 95 et 500 kHz. Cette petite antenne, peu encombrante, est constituée d'un enroulement bobiné sur un bâton de ferrite, accordé et relié au convertisseur par l'une de ses extrémités au moyen d'un fil d'une longueur maximale de 1,2 m. Son dessin est reproduit par la **figure 4**. Cette antenne donne d'excellents résultats ; sa directivité est remarquable, tout autant que sa capacité à définir les directions de réception nulle.

La **figure 5** nous montre la construction de la bobine proprement dite. Le bâton de ferrite est d'un modèle standard de 20 cm de long et de 9,5 mm de diamètre, comme ceux que nous rencontrons le plus souvent dans les récepteurs de radiodiffusion en Ondes Moyennes et en Ondes Longues. La plupart des magasins d'électronique ont ces barreaux dans leur programme de vente ; si vous n'en trouvez pas, vous pourrez toujours en récupérer un sur un vieux poste à transistors.

La bobine est constituée de fil émaillé de 0,65 mm bobiné à spires jointives très serrées pour couvrir une longueur de 12,7 cm. Le bobinage sera

centré sur la longueur du bâton. Il est beaucoup plus facile de bobiner jusqu'à concurrence de 127 mm que de se risquer à compter les 225 spires que comporte cet enroulement. Les extrémités du bobinage sont maintenues en place par du papier collant ; après un premier test, la tenue du bobinage sera consolidée par un couche de laque plastique.

Le bâton de ferrite et son enroulement sont fixés sur un morceau de bois rigide par deux fourches en plastique. Comme vous pouvez le constater en **figure 5**, le morceau de bois est également muni de deux vis de 56 mm maintenues par un écrou. Au moyen d'un second écrou et d'un papillon, l'ensemble sera fixé sur une plaque de base en plastique, à environ 25 mm de distance.

Le condensateur variable de 1000 pF est un condensateur ordinaire mais robuste de deux fois 500 pF dont les cages sont reliées en parallèle. Un prolongateur d'axe en matière isolante est fixé à l'axe de commande du condensateur et complété par un bouton. La plaque de base est en réalité le fond d'une assiette en plastique pour pique-niques, utilisée à l'envers. Sacrifiez une assiette d'un diamètre de 22 cm pour supporter l'antenne et le condensateur. L'implantation des « composants » sur l'assiette n'est pas critique ; elle dépend surtout de l'encombrement du condensateur variable, vissé ou collé sur le fond. L'assemblage sur une assiette (ronde) plutôt que sur un support rectangulaire permet de faire pivoter l'antenne plus facilement ; rien ne

vous empêche de la poser sur le plateau d'un petit tourne-disques pour profiter au maximum des performances de directivité.

## Panorama des TBF

Pour le plaisir, nous avons parcouru la partie inférieure du spectre des radiofréquences, depuis les VLF (de 2 à 30 kHz ou 15000 à 10000 m) jusqu'au milieu de la bande de radiodiffusion AM, aux environs de 500 kHz ou 600 m. La bande de radiodiffusion européenne des grandes ondes a donc été incluse dans nos investigations. Cette gamme de fréquences est plus large que celle initialement prévue pour le convertisseur, mais il y a moyen de la parcourir en adaptant ou en supprimant tout simplement le filtre d'entrée.

Le "dépouillement" des très basses fréquences radio est une expérience tout à fait différente de l'écoute dans les bandes HF. Sans oublier que les

frontières de la TBF sont beaucoup plus élastiques que les limites fixées aux bandes radioamateur "traditionnelles" ! Il n'est pas rare de découvrir l'un ou l'autre émetteur bizarre : on a alors tout le loisir d'essayer de l'identifier et de savoir ce qu'il fait là...

En général, la réception des stations fortement éloignées est meilleure la nuit, surtout pendant les longues nuits d'hiver. Il y a quand même des exceptions. En dessous de 30 kHz, il est possible de recevoir des signaux VLF de stations DX 24 heures sur 24. Il est aussi malheureusement assez dommage que ces stations soient peu nombreuses. Si vous voulez procéder à quelques essais, réglez votre récepteur en mode CW. Sur 16 kHz, vous recevrez la balise de temps et de fréquence GBR (Rugby). La longueur d'onde est de 19 km. Essayez donc d'imaginer une simple antenne dipôle d'un peu moins de 10 km de long ! Les émissions du réseau de communications des sous-

marins de la US. NAVY peuvent être reçues jusqu'aux alentours de 70 kHz. De ci de là, vous découvrirez des émetteurs rapides de code morse que nous n'avons pas pu identifier. L'écoute en dessous de 30 kHz peut être la plus intéressante ; nous n'en dirons pas plus, à vous d'investiguer.

Vous constaterez comme nous que l'activité radio augmente au fur et à mesure que l'on se dirige vers des fréquences plus élevées. Le bruit atmosphérique est un véritable trouble-fête ; son activité est minimale aux environs de midi et maximale pendant la nuit. La plus grosse partie du bruit semble souvent venir d'une seule direction, ce qui nous permet d'apprécier à sa juste valeur la directivité de l'antenne à ferrite accordée. Des radioamateurs ont remarqué que les phénomènes d'évanouissement semblent diminuer lorsque l'on se dirige depuis 500 kHz vers les fréquences plus faibles.

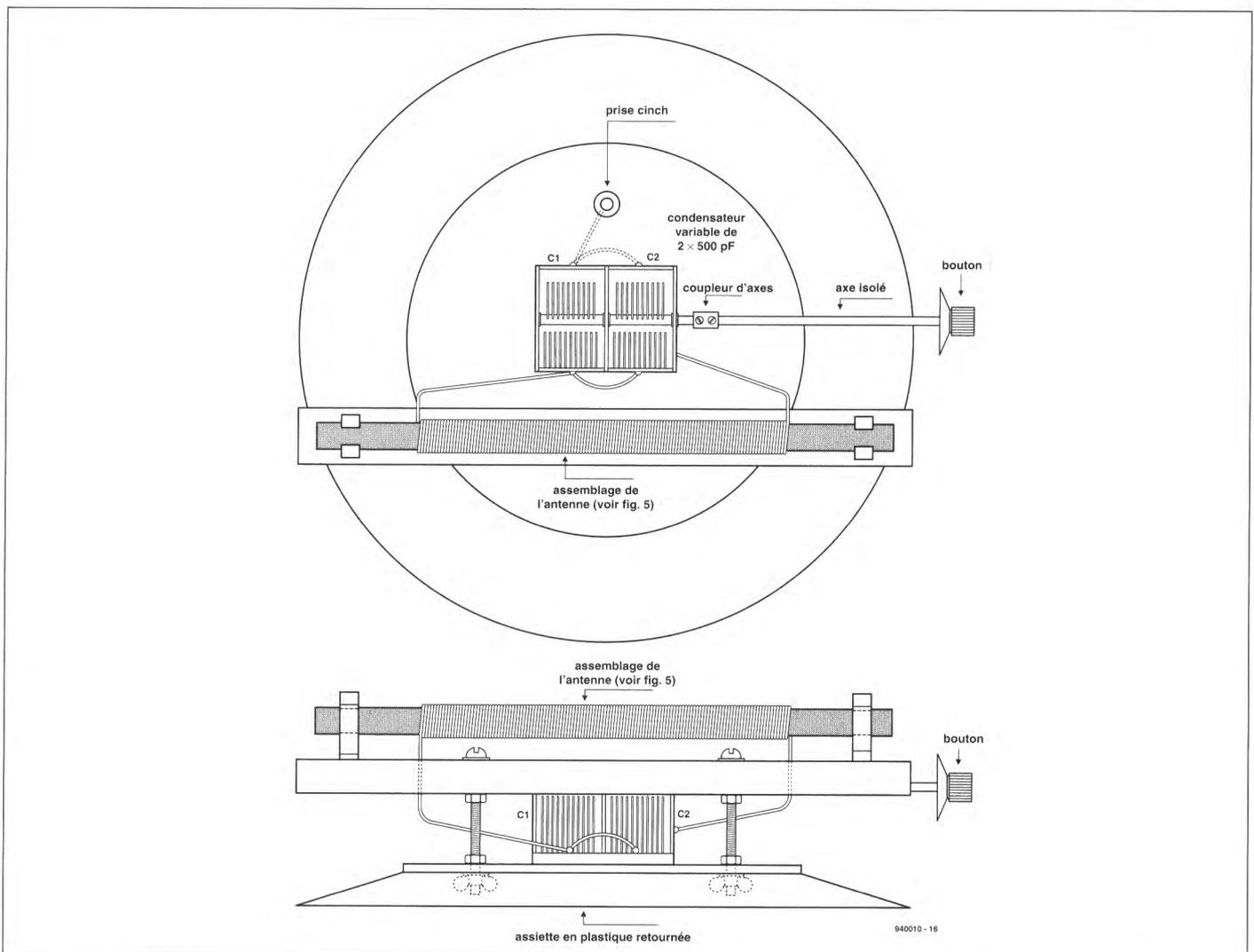


Figure 6. Assemblage de l'antenne ferrite complète sur une assiette en plastique.

L'une des premières choses à faire lorsque l'on prend l'écoute des TBF est de noter soigneusement les fréquences des différentes balises de temps ou de fréquence que l'on peut recevoir. Une revue intéressante à ce propos est le « *Standard frequency and time signal stations in the World* » [2] qui reprend les fréquences, les codes d'identification ainsi que la situation géographique de 17 stations d'émission entre 16 et 500 kHz. La méthode du codage des signaux horaires est également explicitée pour chacune d'entre elles. Une station facile à recevoir est la balise de Loran C qui émet des signaux morse, des signaux horaires et d'autres informations destinées à la navigation sur la fréquence très précise de 100 kHz.

Les récepteurs en ondes moyennes européens sont pourvu d'une échelle de syntonisation pour émetteurs de radiodiffusion situés dans la bande VLF : les grandes ondes ou ondes longues comprises entre 2000 et 1100 m, soit de 150 kHz à 270 kHz. Cette bande est propre à l'Europe et aux pays avoisinants. La plupart des

pays européens possèdent leur émetteur en ondes longues ; quelques pays de l'Afrique du Nord (comme l'Algérie et le Maroc) en disposent également et, plus loin vers l'est, la Turquie. Des émetteurs en ondes longues semblent également exister dans la partie asiatique de la nouvelle CEI.

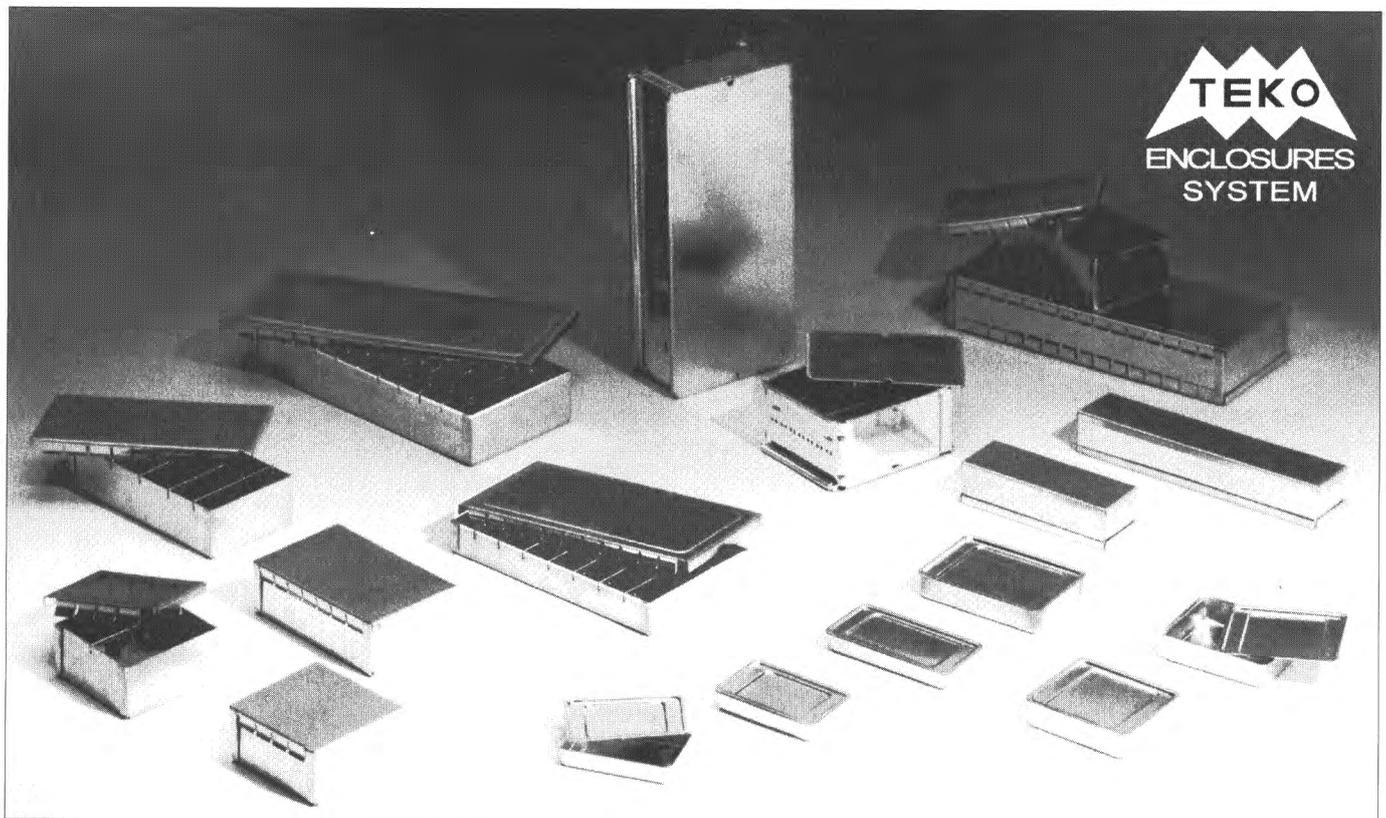
En Europe, on ignore généralement l'existence d'une bande pour radioamateurs dénommée *Amateur Experimental Band*, située autour de 1750 m utilisée aux Etats-Unis, au Canada et par quelques pays limitrophes de l'Océan Pacifique. Cette bande comporte les fréquences comprises entre 160 et 190 kHz ; le « *Long Wave Club of America* » [3] édite par ailleurs un mensuel appelé —comme il se devait— « *Lowdown* ». On peut entre autres y lire que des radioamateurs d'Australie (et peut-être également de Nouvelle-Zélande) utilisent une fréquence de 196 kHz pour communiquer entre eux.

Un grand nombre de balises sont répandues de par le monde, que ce soit pour la navigation aérienne ou maritime, la météorologie automa-

tique ou la transmission d'informations. La plupart d'entre elles peuvent être reçues dans la gamme des grandes ondes ; il en existe probablement d'autres entre 270 et 500 kHz. Entre 300 et 500 kHz, on rencontre également des stations d'émission en AM, en SSB, en CW et en RTTY. Beaucoup de stations ne peuvent pas être identifiées immédiatement ; c'est ici qu'un enregistreur idéalement complété par un ordinateur équipé pour le décorticage des sons vient bien à propos, pour l'analyse ultérieure des signaux reçus en TBF.

#### Références :

- [1] *Antenna West, 1500 North 150 West, Provo, UT84604, USA*
- [2] *Standard frequency and time signal stations in the World, édité par International Short Wave League, disponible auprès du Hon. Secretary, 10 Clyde Crescent, Wharton, Winsford, Cheshire CW7 3LA, UK*
- [3] *The Long Wave Club of America, 45 Wildflower Road, Levittown; PA19057, USA*



## BOITIERS BLINDES POUR H.F. ET COMPATIBILITE C.E.M.

LA GAMME LA PLUS COMPLETE DE BOITIERS STANDARD EN METAL ET MATIERE PLASTIQUE

Catalogue abrégé franco sur demande à :

FRANCLAIR - DIFFUSION - Boite Postale 42 - 92133 ISSY-LES-MOULINEAUX

Tel 01 46 48 03 00

Fax 01 46 48 76 01

Un instrument  
de mesure  
compact,  
complet et  
universel

# Traceur

Le montage que nous vous proposons dans cet article vous permettra de disposer d'un instrument dont la réalisation sera meilleure marché et pourtant possède des performances sensiblement supérieures à celles d'un appareil du commerce équivalent.

Le boîtier aux dimensions relativement compactes de notre traceur de signal BF / HF recèle tout ce dont vous aurez besoin pour effectuer des mesures à basses fréquences et le permettra sans exiger l'assemblage et l'interconnexion d'un tas d'instruments aussi divers que disparates. Dès la mise en fonction de notre traceur vous serez en état de commencer les mesures ou les tests. Le préamplificateur intégré doté d'un étage de sortie avec haut-parleur —qui permet de rendre audibles toutes sortes de signaux— et la possibilité d'utiliser séparément les différents éléments constitutifs de notre traceur en font un instrument de mesures universel. Vous disposez à tout instant d'un amplificateur à gain fixe mais commutable, d'un générateur de signal sinusoïdal, d'un millivoltmètre ou encore d'un amplificateur audio avec sortie sur haut-parleur.

A l'inverse de ce que permet un instrument de mesure conventionnel doté d'un générateur de signal sinusoïdal et d'un (milli)voltmètre, vous pourrez vérifier très rapidement à peu près n'importe quoi sans avoir à faire appel à d'autres accessoires ou transducteurs (convertisseurs) de signaux électro-acoustiques tels que haut-parleurs,

*Cet instrument de mesure universel réunit dans un boîtier compact et un générateur de signal sinusoïdal et un amplificateur de mesure et un millivoltmètre et un amplificateur audio avec sortie pour haut-parleur ou écouteur. Il constitue ainsi un ensemble multifonctionnel extrêmement pratique pour faire des mesures, procéder à des tests ou rechercher l'origine d'une panne.*



microphones et cellules de tables de lecture.

## Le circuit d'entrée

Le traceur de signal comporte deux entrées (**figure 1**) : l'embase d'entrée LF (*Low Frequency* ou basse fréquence = BF en gaulois courant) est connectée directement au diviseur de tension d'entrée à haute impédance (1 M $\Omega$ ) alors que la connexion de l'embase d'entrée HF (*High Frequency* ou haute fréquence, qui reste HF en vieux français) se fait par l'intermédiaire d'une diode au germanium (D1) et d'un condensateur (C1). Les mesures de tensions alternatives du domaine de l'audio se feront par connexion à l'entrée LF, tandis que l'on utilisera l'entrée HF pour le suivi de signaux modulés en amplitude (AM) ou en fréquence (FM), lors de l'examen de circuits parcourus par des signaux de fréquences plus élevées rencontrés dans l'électronique de récepteurs radio ou TV.

La diode effectue un redressement mono-alternance, ne laissant passer que l'alternance négative du signal HF. Le condensateur quant à lui élimine la composante de tension continue du signal avant redressement de sorte que l'on trouve à l'entrée du diviseur de tension d'entrée et de l'amplificateur d'entrée IC1 le signal de modulation seul. Outre la recherche de pannes sur des récepteurs (AM / FM) ou des émetteurs (OC), l'entrée HF convient aussi parfaitement au suivi de signaux IF vidéo (*Intermediate Frequency* ou fréquence intermédiaire, FI de ce côté du Shuttle).

Le contacteur rotatif à 2 circuits et 6 positions S1 sert d'une part à la commutation entre les différentes plages du diviseur de tension d'entrée (circuit S1A) et d'autre part à la coupure de la tension d'alimentation (circuit S1B). La plage des tensions acceptable aux deux entrées s'étend jusqu'à 100 V DC +V AC crête, elle est déterminée par la tenue en tension du condensa-

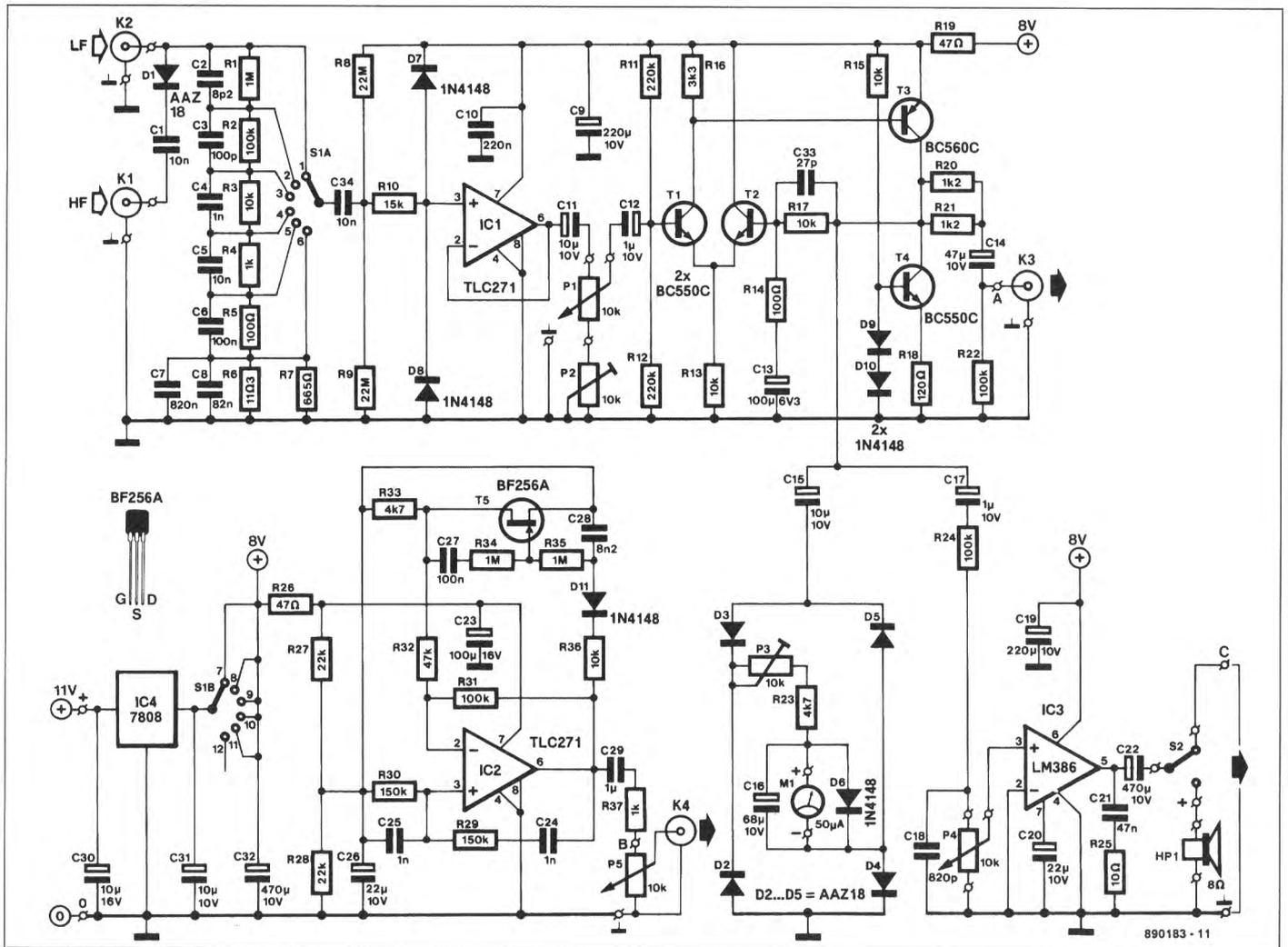


Figure 1. L'examen de l'électronique complète du traceur BF / HF nous permet de découvrir :

- un diviseur de tension d'entrée bâti autour du contacteur S1A,
- un régulateur de tension (circuit intégré IC4) associé au contacteur S1B,
- un amplificateur-tampon (circuit intégré IC1),
- un amplificateur de mesures (transistors T1 à T4),
- un circuit d'affichage (diodes D2 à D6 et galvanomètre de 50  $\mu$ A),
- un amplificateur audio (circuit intégré IC3) avec haut-parleur,
- et un générateur de signal sinusoïdal stabilisé en amplitude (circuit intégré IC2 et transistor T5).

teur d'entrée C1. La position extrême (« OFF ») du rotateur (borne 6 de l'interrupteur S1A) du diviseur de tension d'entrée aurait pu permettre l'adjonction d'une plage supplémentaire, permettant d'étendre la plage de tensions admissibles à l'entrée jusqu'à 1000 V DC +V AC crête. La tenue en tension du condensateur d'entrée choisi ne s'y prête pas, nous sommes en effet d'avis qu'une gamme de 100 V DC +V AC crête est largement suffisante puisque dans le cas d'un amplificateur avec une charge de 4  $\Omega$ , une valeur de crête de 100 V représente une puissance de sortie de 1250 W (!). C'est pour cette raison que nous n'utiliserons que les positions 1 à 5 du rotateur pour faire le choix entre les gammes de tension d'entrée en 5 calibres (décades) : de

10 mV, en position 1, jusqu'à 100 V, en position 5. Comme nous l'indiquons, la position 6 (broche 12 de S1B) permet la coupure de la tension d'alimentation par l'intermédiaire du second circuit. Notre traceur, conçu pour des mesures de signaux BF et HF, ne convient pas aux mesures de la tension secteur, que l'on réservera de préférence aux multimètres. La résistance R10 associée aux diodes D7 et D8 protège l'amplificateur-tampon à haute impédance placé en aval du diviseur de tension d'entrée contre les surtensions transitoires dépassant le niveau de la tension d'alimentation ou inférieures à 0 V au point central du rotateur S1. Une surtension persistante ou de trop longue durée provoquera sans doute le claquage du condensateur d'entrée C1 et éventuel-

lement une surcharge de la résistance R10 et des diodes D7 et D8. On pourrait fort bien envisager d'augmenter la valeur de la résistance R10 pour pouvoir résister à des « parasites » de plus fortes durée ou amplitude, mais ceci résulterait en une diminution de la bande passante de mesures, en raison de l'augmentation de la constante de temps du réseau R/C passe-bas formé par cette résistance R10 et les capacités des deux diodes D7 et D8 normalement polarisées dans le sens bloquant. Puisque nous avons opté pour un diviseur d'entrée à haute impédance (1 M $\Omega$ ), les capacités parasites des résistances et du contacteur rotatif exercent –comme d'habitude– une influence néfaste importante sur le spectre de fréquence des signaux

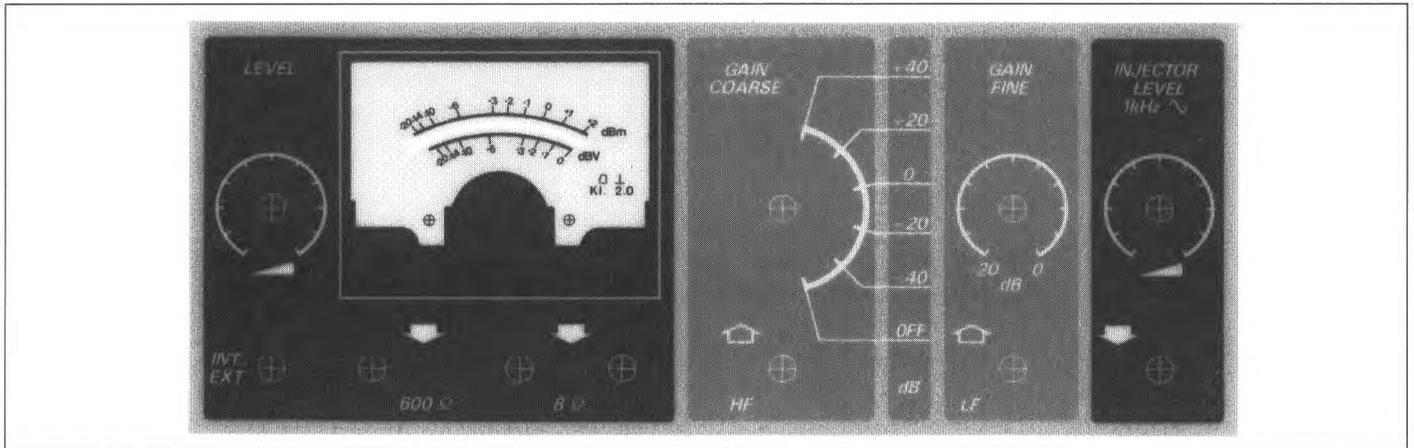


Figure 2. Dessin de la face avant dotée d'une échelle en dBV et dBm pour galvanomètre de 50  $\mu$ A et diodes du type AAZ18.

mesurables. Une compensation en fréquence du diviseur de tension constitue une nécessité absolue. Cette compensation prend la forme des condensateurs C2 à C8 ; ils sont calculés de manière à ce que chaque étage du diviseur ait la même constante de temps tout en veillant à ce que le condensateur d'entrée de la chaîne soit suffisamment faible pour ne pas présenter de charge capacitive importante au circuit mesuré. Les condensateurs choisis, de valeurs et de tolérances courantes, garantissent une bande passante de mesure de 350 kHz à  $-3$  dB.

Le circuit intégré TLC271 possède des caractéristiques qui en font l'amplificateur d'entrée idéal pour notre millivoltmètre : une résistance d'entrée très élevée (due à sa technologie CMOS), une bande passante importante et une utilisation sans problèmes avec une alimentation unique. L'abaissement à la moitié de la valeur de la tension d'alimentation de la tension appliquée à l'entrée non-inverseuse de cet amplificateur opérationnel, à l'aide des résistances R8 et R9, nous garantit une amplification sans distorsion par écrêtage asymétrique. La valeur extrêmement élevée de ces résistances (22 M $\Omega$ ) permet de donner à l'amplificateur proprement dit une impédance d'entrée de plus de 10 M $\Omega$  sans pour autant surcharger le diviseur de tension d'entrée.

## L'amplificateur de mesure

En aval de l'amplificateur-tampon IC1 nous trouvons d'abord un potentiomètre linéaire P1 suivi par l'amplificateur de mesure proprement dit, réalisé en technologie discrète. L'ajus-

table P2 pris en série avec le potentiomètre P1 permet de fixer la plage de réglage à 20 dB très précisément. De cette façon le potentiomètre bat continûment le domaine de chacun des calibres du diviseur de tension d'entrée qui ont eux aussi une taille de 20 dB. Ce réglage « fin » de l'atténuation permet, à un niveau de signal donné qui servira de référence, de donner à l'aiguille du galvanomètre la position (de référence) désirée. Lors de mesures d'un signal allant s'atténuant le galvanomètre indiquera par exemple d'une manière très nette et lisible quand le niveau arrive au point  $-3$  dB ou  $-6$  dB (en supposant que vous ayez ajusté le niveau de référence à 0 dB). Le potentiomètre P1 a été placé au-dessus de l'ajustable P2 parce que l'atténuation doit varier entre **1 x et 0,01 x** ; c'est donc le talon du potentiomètre qui doit être ajusté à l'inverse des configurations habituelles où un potentiomètre doit pouvoir permettre un réglage entre **0 x et un maximum** donné. Cette disposition impose l'utilisation de câble blindé à deux conducteurs (point chaud et curseur) plus masse (point pseudo-froid) pour le raccordement du potentiomètre au circuit imprimé. La carcasse du potentiomètre **doit** être reliée à cette tresse de masse et doit être isolée complètement de la masse générale de l'appareil, sous peine de court-circuiter l'ajustable P2. Il est également possible de réaliser cette connexion au moyen de câbles blindés hybrides, simulant par exemple trois conducteurs plus masse ou trois fois un conducteur plus masse. Dans ces conditions, les tresses de masse des câbles blindés peuvent être reliés à la masse générale du circuit, les trois conducteurs assurant les liaisons indi-

viduelles des trois points du potentiomètre, dont la carcasse pourra être reliée à la masse générale de l'appareil à condition d'être isolée du circuit du potentiomètre.

La largeur de la bande passante de quelque 600 kHz de notre amplificateur de mesure discret est plus importante que celle de l'étage d'entrée. Elle est définie par la constante de temps du condensateur C33 de 27 pF associé à la résistance R17 de 10 k $\Omega$ . La mise à la masse en alternatif de la résistance de contre-réaction R14 de 100  $\Omega$  à travers le condensateur C13 de 100  $\mu$ F fixe à 16 Hz la fréquence de coupure basse de cet amplificateur. Les résistances R17 et R14 fixent le gain de cet étage à 101 x, comme s'il s'agissait d'un amplificateur opérationnel. Une bande passante s'étendant davantage vers les très basses fréquences peut être obtenue par augmentation de la valeur du condensateur C13. Le temps de stabilisation des différents niveaux de tensions continues à la mise sous tension –qui est de 1 seconde dans le cas présent– augmentera aussi si l'on effectue cette adaptation. La limite supérieure de 600 kHz a été choisie afin de ne pas détériorer davantage les performances en fréquences de l'atténuateur d'entrée et de l'étage tampon, dont la bande passante est déjà limitée à 350 kHz.

Le signal disponible à la sortie à basse impédance de notre amplificateur de mesure est transmis d'une part, au circuit du galvanomètre par l'intermédiaire du condensateur C15, et d'autre part, à travers le condensateur C14, à l'embase de sortie K3 dont l'impédance de sortie de 600  $\Omega$  est fixée par les résistances R20 et R21. Nous disposons ainsi, entre l'entrée sur 10 M $\Omega$

(embase BF) et la sortie sous 600  $\Omega$  (embase K3) d'un amplificateur étaloné aux applications universelles, présentant une bande passante très large, dont le gain peut être ajusté par pas fixes de 20 dB entre - 40 dB et + 40 dB, et qui offre en outre la possibilité d'une atténuation progressive de 20 dB à l'intérieur de chaque décade.

## L'affichage

Le seul dispositif d'affichage qui puisse entrer en ligne de compte dans le cas d'un traceur de signal est un galvanomètre. En effet, avec un tel instrument, à l'inverse d'un afficheur numérique, les valeurs affichées sont plus aisées à interpréter et l'évolution d'une valeur est beaucoup facile à suivre.

Autre avantage : l'utilisation d'une échelle graduée spécialement à cet effet permet un affichage direct en dB. Le choix d'un redresseur passif constitué par les diodes au germanium D2 à D5 présente plusieurs avantages. Il permet d'obtenir, sans faire appel à une électronique complexe, d'une part, une bande passante très importante sans problèmes de dynamique ; et d'autre part, une évolution légèrement logarithmique dans la partie basse de la plage d'affichage, caractéristique qui favorise une meilleure lecture de l'échelle graduée en dB. Il a été tenu compte de cette caractéristique dans le dessin de l'échelle du galvanomètre du traceur de signal BF / HF, représenté en **figure 2**.

La faible chute de tension de 0,15 V à un courant de 50  $\mu$ A caractéristique typique des diodes AAZ18 (D2 à D5) fait que leur influence sur la linéarité dans la partie basse de l'échelle est relativement peu sensible. La plupart des diodes au germanium peuvent être utilisées sur ce circuit ; cependant, si l'on choisit un type de diode différent de celui mentionné dans le schéma, il se peut qu'il faille procéder à une vérification de la correction de l'échelle, en raison des caractéristiques différentes d'autres diodes. En cas de divergences importantes, vous devrez adapter l'échelle en lui apportant quelques modifications, ou encore la redessiner complètement.

Le condensateur électrochimique C16, mis en parallèle sur le galvanomètre, sert à assurer un affichage stable aux fréquences peu élevées. Il faut pourtant ne pas lui donner une valeur trop

importante afin d'éviter que le temps de stabilisation de l'aiguille à la valeur moyenne du signal appliqué ne devienne trop important. La diode au silicium D6, une 1N4148, qui limite la tension à 0,5 à 0,6 V, sert à protéger le galvanomètre contre les surcharges.

Il va sans dire que vous pourriez doter le galvanomètre d'une échelle graduée en volts -après avoir modifié le début de l'échelle dont l'évolution n'est pas, comme indiqué plus haut, parfaitement linéaire. Nous avons opté pour une échelle double graduée en dBm et en dBV, plus pratique pour les mesures de rapports de signaux. L'échelle du haut est graduée en dBm (0 dBm correspond à 1 mW dans 600  $\Omega$ ) ; la tension au point 0 dB correspond par conséquent à 775 mV<sub>eff</sub>. Lors d'un débattement à pleine échelle à 1 V l'aiguille ira légèrement au-delà de + 2 dBm. Le point 0 dBV de l'échelle du bas se trouve exactement à son extrémité et correspond donc à 1 V<sub>eff</sub> à fond d'échelle.

## L'amplificateur audio

Le signal provenant de l'amplificateur de mesure arrive, à travers le condensateur C17, à l'amplificateur audio intégré IC3. Nombre d'entre nos lecteurs connaissent déjà le LM386, un circuit intégré utilisé dans bien des réalisations comparables.

Le potentiomètre P4 sert à régler le volume. Nous avons prévu une résistance de limitation de 100 k $\Omega$ , R24, pour deux raisons : primo, pour faire en sorte que le débattement à pleine échelle du galvanomètre corresponde à la modulation maximale admissible par le LM386 et secundo, et surtout !, pour atténuer le niveau trop important

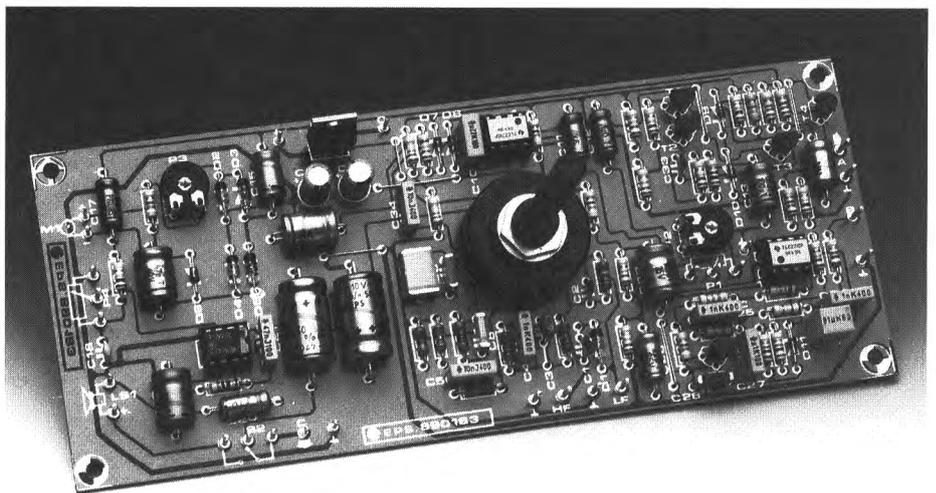
du signal en provenance de l'amplificateur de mesure. La tension de sortie de l'amplificateur est dans ces conditions de 6 V (crête à crête) environ, ce qui correspond à 2,12 V<sub>eff</sub>, ou encore une dissipation de 0,56 W dans 8  $\Omega$ . L'inverseur S2 permet de diriger ce signal vers l'embase de sortie pour haut-parleur située dans la face avant et à laquelle on pourra brancher un haut-parleur extérieur ou un casque d'écoute lors des tests.

## Le générateur sinusoïdal

Un générateur de signal sinusoïdal au taux de distorsion très faible nous permet de découvrir facilement, voire de les rendre audibles, les distorsions dans un circuit en cours d'examen.

Comme dans le circuit d'entrée nous avons utilisé un TLC271 doté d'un diviseur de tension constitué par les résistances R27 et R28 permettant la définition des conditions de fonctionnement DC de l'amplificateur. Le circuit d'oscillateur dont la stabilité est améliorée par les condensateurs électrochimiques de découplage C23 et C26, est formé d'un pont de Wien dans la ligne de réaction et d'un réglage d'amplitude dans celle de contre-réaction. La partie « Wien » du circuit se compose de la résistance R29 et du condensateur C24 ainsi que de la résistance R30 et du condensateur C25. La contre-réaction, réalisée par rapport à la masse à travers les résistances R31, R32 et le transistor FET (*Field Effect Transistor* - transistor à effet de champ) T5, détermine le gain de l'oscillateur (3 x en régime) en boucle fermée.

Le circuit drain-source sert de résistance variable pour obtenir un réglage



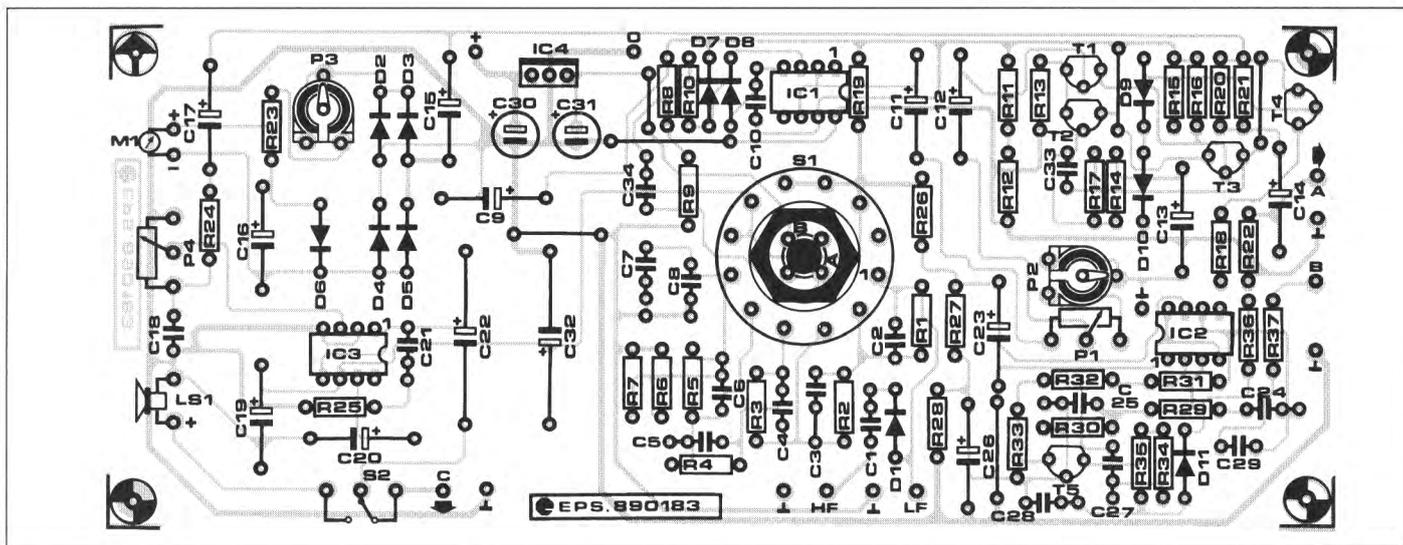


Figure 3. Implantation des composants. La quasi-totalité des composants, y compris le contacteur rotatif, prennent place sur le circuit imprimé qui sera monté en gigogne à l'arrière de la face avant.

du gain en fonction de la tension de sortie. Cette tension, redressée par la diode D11 et mémorisée par le condensateur C28, commande la grille du FET. Le condensateur C27 et le diviseur par deux formé par les résistances R34 et R35 ont pour rôle de

superposer la moitié de la tension alternative présente entre le drain et la source du FET à la tension de commande appliquée à sa grille. La résistance R33 remplit deux fonctions : primo elle définit le gain minimal en cas de blocage du FET et secundo elle

amortit l'évolution du réglage du gain en shuntant la résistance drain-source de T5.

Cette astuce permet de réduire d'un facteur 10 (au moins) la distorsion engendrée par le FET utilisé en tant que résistance variable en alternatif, et permet ainsi d'arriver à un taux de distorsion global extrêmement faible (moins de 0,05 %) ; seule la seconde harmonique est mesurable, à -75 dB. La fréquence est fixée à 1 kHz ; le potentiomètre P5 vous permettra un réglage de l'amplitude de 0 à 1,5 V<sub>eff</sub>.

### Liste des composants

#### Résistances :

R1 = 1 MΩ 1 %  
 R2 = 100 kΩ 1 %  
 R3 = 10 kΩ 1 %  
 R4 = 1 kΩ 1 %  
 R5 = 100 Ω 1 %  
 R6 = 11,3 Ω 1 %  
 R7 = 665 Ω 1 %  
 R8, R9 = 22 MΩ  
 R10 = 15 kΩ  
 R11, R12 = 220 kΩ  
 R13, R15, R17, R36 = 10 kΩ  
 R14 = 100 Ω  
 R16 = 3,3 kΩ  
 R18 = 120 Ω  
 R19, R26 = 47 Ω  
 R20, R21 = 1,2 kΩ  
 R22, R24, R31 = 100 kΩ  
 R23, R33 = 4,7 kΩ  
 R25 = 10 Ω  
 R27, R28 = 22 kΩ  
 R29, R30 = 150 kΩ  
 R32 = 47 kΩ  
 R34, R35 = 1 MΩ  
 R37 = 1 kΩ  
 P1 = 10 kΩ lin.  
 P2, P3 = 10 kΩ rég.  
 P4, P5 = 10 kΩ log.

#### Condensateurs :

C1 = 10 nF cér.  
 C2 = 8,2 pF  
 C3 = 100 pF  
 C4, C24, C25 = 1 nF  
 C5, C34 = 10 nF  
 C6, C27 = 100 nF  
 C7 = 820 nF  
 C8 = 82 nF

C9, C19 = 220 μF / 10 V  
 C10 = 220 nF  
 C11, C15 = 10 μF / 10 V  
 C12, C17 = 1 μF / 10 V  
 C13 = 100 μF / 6,3 V  
 C14 = 47 μF / 10 V  
 C16 = 68 μF / 10 V  
 C18 = 820 pF  
 C20, C26 = 22 μF / 10 V  
 C21 = 47 nF  
 C22, C32 = 470 μF / 10 V  
 C23 = 100 μF / 16 V  
 C28 = 8,2 nF  
 C29 = 1 μF MKT  
 C30 = 10 μF / 16 V rad.  
 C31 = 10 μF / 10 V rad.  
 C33 = 27 pF

#### Semiconducteurs :

D1 à D5 = AAZ18 (Philips/RTC)  
 D6 à D11 = 1N4148  
 T1, T2, T4 = BC550C  
 T3 = BC560C  
 T5 = BF256A  
 IC1, IC2 = TLC271 (Texas Instruments)  
 IC3 = LM386  
 IC4 = 7808 (éventuellement 7809)

#### Divers :

S1 = commutateur rotatif pour montage sur CI, 2 circuits - 6 positions  
 S2 = inverseur simple  
 M1 = galvanomètre à bobine mobile de 50 μA, tel que Monacor PM-2/29.0660  
 HP1 = haut-parleur 8 Ω / 500 mW  
 K1 à K4 = embases BNC isolées, telles que Monacor 34.1880  
 Boîtier tel que Elbomec/Telet LC850 par exemple

## L'alimentation

Un module d'alimentation par le secteur non régulé des plus simples suffit ici, puisque le circuit comporte son propre régulateur de tension de 8 V. Si la tension fournie par votre alimentation dépasse légèrement 12 V vous pouvez aussi utiliser un régulateur de tension tripode de 9 V du type 7809, plus facile à dénicher. Notre traceur de signal BF / HF se contente aussi d'une alimentation par piles (soit une pile compacte de 9 V, soit 6 piles de 1,5 V montées en série).

En cas d'alimentation par pile(s), il ne faut **pas utiliser** de régulateur de tension IC4 sur le circuit imprimé. En remplacement de ce régulateur, il suffira de placer un pont de câblage reliant les points correspondants à l'entrée et à la sortie du circuit intégré.

La consommation du montage dépend presque uniquement du niveau de la modulation de l'amplificateur audio, de son volume donc. En utilisation

normale (volume modéré) elle atteint 15 à 18 mA environ (alimentation par pile 9 V sans circuit intégré IC4).

## La réalisation

Les dessins de circuit imprimé et de face avant que nous vous proposons garantissent une réalisation sans problème. Afin de réduire le câblage au minimum et pour garantir une excellente reproductibilité de notre traceur, nous avons fait en sorte que le circuit imprimé et la face avant soient parfaitement concordants. La position des composants sur le circuit imprimé, dont le montage se fait parallèlement à la face avant, tient également compte de la disposition des embases et des boutons qui viennent se fixer sur cette face avant. Vous pouvez également utiliser une plaque intermédiaire de même dimensions que le circuit imprimé pour le montage des trois potentiomètres et du galvano-

mètre. Prévoyez un trou pour le passage de l'axe du contacteur rotatif. Cette astuce permet de raccourcir les connexions, de camoufler les écrous de fixation des potentiomètres et d'utiliser ainsi des boutons plus petits qui ne cacheront pas le dessin du panneau frontal.

La plaque se fixera en sandwich entre le panneau et le circuit imprimé au moyen des entretoises, vis et écrous traditionnels. Les embases BNC doivent être du modèle isolé et être munies de leurs propres connexions de masse.

Il est en effet plus que déconseillé d'utiliser le boîtier ou les armatures pour assurer de telles connexions, afin d'éviter tous problèmes d'instabilité, de capacité parasite ou de ronflement induit par des pertes de masse. Respectez soigneusement les consignes énoncées précédemment en ce qui concerne le câblage du potentiomètre P1. Le contacteur rotatif et le

diviseur de la tension d'entrée ne nous posent pas le moindre problème puisqu'ils se trouvent directement sur le circuit imprimé. Notons en passant que la distance maximale entre la face avant et le circuit imprimé est fonction de la longueur de l'axe du contacteur. On pourra mettre en place une embase pour le branchement de l'alimentation par le secteur dans la face arrière du boîtier ; il reste encore suffisamment de place derrière le circuit imprimé pour y mettre un haut-parleur et un éventuel porte-piles. On peut également envisager de doter l'appareil de son alimentation secteur propre, mais en utilisant un transformateur d'alimentation torique et/ou blindé afin de limiter au maximum son rayonnement électromagnétique à l'intérieur du boîtier.

## L'étalonnage

L'étalonnage de l'appareil se fait par action sur la résistance d'ajustage du réglage fin d'atténuation P2 et de limitation de fond d'échelle P3.

Reliez la sortie du générateur de signal à l'entrée LF, placez « GAIN COARSE » et « GAIN FINE » sur 0 dB. Réglez P2 à mi-course puis ajustez « INJECTOR LEVEL » pour obtenir une déviation à fond d'échelle du galvanomètre. Placez ensuite « GAIN COARSE » sur + 20 dB et « GAIN FINE » sur - 20 dB. Ajustez P2 pour retrouver une déviation à fond d'échelle, et recommencez plusieurs fois cette procédure si nécessaire. En utilisant d'autres valeurs de signal d'entrée, vérifiez que le réglage reste correct sur les autres positions, principalement - 20 dB et - 40 dB. Si tel n'est pas le cas, choisissez le meilleur compromis pour P2 ou utilisez des résistances d'une meilleure précision pour l'atténuateur d'entrée.

Connectez ensuite une source de tension alternative de  $1 V_{\text{eff}}$  à l'entrée LF et mettez le contacteur S1 et le potentiomètre P1 en position 0 dB. Agissez ensuite sur l'ajustable P3 jusqu'à atteindre un débattement pleine échelle. La valeur affichée correspond alors aux valeurs suivantes pour les autres positions du contacteur S1 : 10 mV (- 40 dB), 100 mV (- 20 dB), 10 V (+ 20 dB) et 100 V (+ 40 dB).

Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter d'effectuer le meilleur travail possible à l'aide de votre nouvel appareil de laboratoire.

### Caractéristiques techniques :

#### Calibres de mesures :

- Tension sinusoïdale : - 40 dB (10 mV)  
- 20 dB (100 mV)  
0 dB (1 V)  
+ 20 dB (10 V)  
+ 40 dB (100 V)
- Bande passante BF : 16 Hz à 350 kHz (- 3 dB)  
30 Hz à 200 kHz (- 1 dB)
- Bande passante HF : 20 kHz à 50 MHz (- 3 dB)
- Impédance d'entrée :  $\geq 1 M\Omega$
- Tension maximale d'entrée : **70 V<sub>eff</sub>** (36,9 dBV ou 39,1 dBm)

#### Amplificateur de mesures :

- Impédance de sortie : 600  $\Omega$
- Bande passante : voir « Calibres »
- Gain fixe : + 40 dB
- Ajustage : + 0 dB à - 20 dB

#### Amplificateur Audio :

- Bande passante : 35 Hz à 21 kHz (- 3 dB)
- Tension de sortie : 0 à 6 V<sub>cc</sub> (2,12 V<sub>eff</sub>)
- Impédance de sortie nominale : 8  $\Omega$
- Puissance de sortie nominale : 560 mW

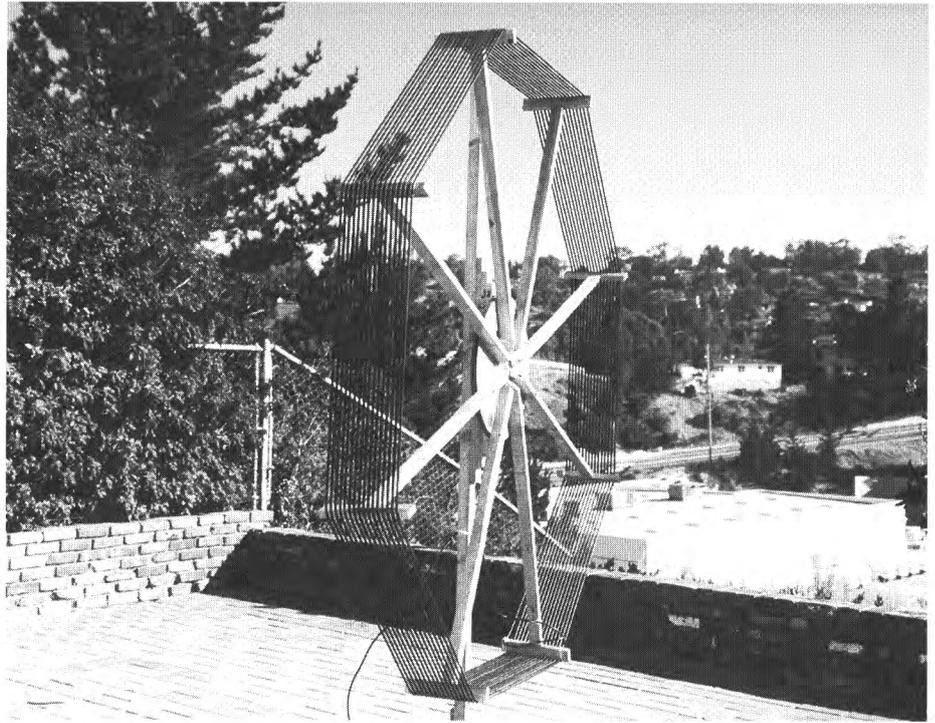
#### Générateur de signal sinusoïdal :

- Fréquence : 1 kHz
- Amplitude de sortie : 0 à 4,5 V<sub>cc</sub> (1,5 V<sub>eff</sub>)
- Taux de distorsion :  $\leq 0,05\%$  (seconde harmonique uniquement)
- Impédance de sortie : 909  $\Omega$  à 5,5 k $\Omega$ , fonction de la position du potentiomètre.

#### Alimentation :

- Tension continue d'entrée (alimentation secteur) : 11 V non régulés minimum
- Courant de repos : - alimentation secteur (11 V) : 5 mA (S1 ouvert) 18 mA (S1 fermé)  
- alimentation par pile(s) 9 V (pas de IC4) : nulle (S1 ouvert) 13 mA (S1 fermé)
- Courant maximal consommé (ampli audio à puissance maximale) : 125 mA environ (alimentation par pile(s) 9 V sans IC4)  
115 mA environ (alimentation secteur avec IC4)

Joseph J. Carr, B.Sc.



# Petites antennes-cadres

## Introduction et bases théoriques

Les activités dans les bandes des ondes très longues, longues et moyennes offrent des possibilités très intéressantes. Les émissions en modulation d'amplitude occupent la plage de 145 kHz à 280 kHz, alors que les émissions marines (en morse) se trouvent vers 500 kHz. Nous trouvons les balises de navigation Loran-C vers 100 kHz, les balises Omega de 10 kHz à 14 kHz. Les étalons de temps et de fréquence sont émis, entre autres fréquences, sur 50 kHz et 60 kHz. Toute une série de balises et d'autres stations se font entendre sur le spectre des ondes longues et très longues. Les marines de différents pays utilisent des stations en ondes très longues pour communiquer avec les sous-marins (la plupart entre 20 kHz et 40 kHz).

L'observation des signaux radio naturels dans la gamme des ondes très longues se développe de plus en plus, qu'il s'agisse de signaux d'origine terrestre ou d'origine solaire, observés par la radio-astronomie. Nous distinguerons deux sortes d'activités. Certains écouteront de préférence les « siffleurs » : des parasites atmosphériques naturels qui naissent de la propagation de charges orageuses le

long des lignes de force du champ magnétique terrestre. Ces ondes électromagnétiques (et non acoustiques) présentent une décroissance exponentielle de fréquence, comprise entre 1 kHz et 10 kHz. La radio-astronomie solaire s'emploie à enregistrer les conséquences des événements solaires qui provoquent des perturbations brutales de l'ionosphère (*Sudden Ionospheric Disturbances* ou SID). Les SID atténuent de façon spectaculaire la propagation des ondes courtes du fait de l'absorption dans la couche D, au contraire elles favorisent la propagation des ondes très longues. Les enregistreurs utilisent principalement cette amélioration de la propagation pour détecter les SID.

Le bruit est un gros problème dans le spectre des ondes longues et très longues, et jusqu'à une certaine hauteur dans la bande des ondes moyennes. Nous ne faisons pas allusion seulement au bruit de l'orage et aux autres bruits « atmosphériques » ; nous avons affaire aussi à une quantité considérable d'harmoniques des lignes à haute tension à 50 Hz ou 60 Hz. Les signaux à ces fréquences ne produisent pas beau-

coup d'harmoniques élevés, mais dans le cas des lignes à haute tension, il semble que même ces harmoniques faibles produisent des champs considérables à cause de la grande quantité d'énergie que transportent les lignes. Il s'ensuit que les récepteurs radio sensibles captent beaucoup de « bruit de haute tension ». Les récepteurs de télévision, magnétoscopes et autres appareils électroniques ména-

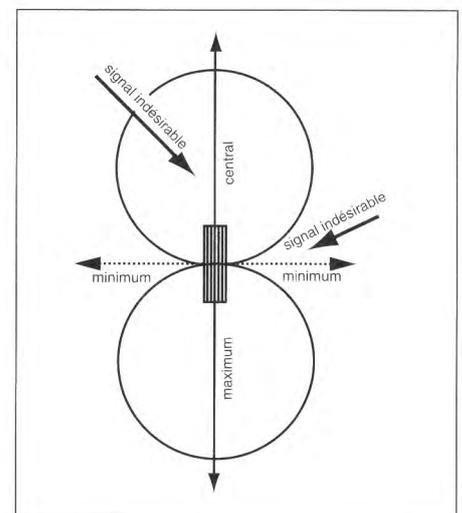


Figure 1. Diagramme de rayonnement d'un cadre de petites dimensions.

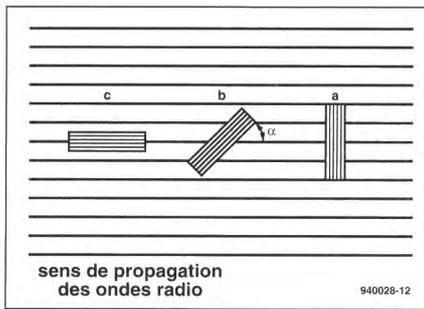


Figure 2. Trois possibilités d'orientation d'un cadre par rapport aux ondes radio incidentes. Elles montrent pourquoi le minimum correspond à l'orientation perpendiculaire au plan du bobinage.

gers et industriels produisent aussi une grande quantité de bruit et de « rossignols » (*birdies*).

## Le problème des antennes

Quelle que soit la bande à laquelle s'intéressent les auditeurs des ondes très longues, longues et moyennes, ils ont un problème en commun : celui de l'antenne. Les antennes accordées pour les ondes longues et très longues ont des dimensions gigantesques, les antennes de radio-diffusion en ondes moyennes ne sont guère moins encombrantes. Au début des années soixante, il existait au Pérou une antenne losange, prévue pour les communications en ondes longues avec les sous-marins, dont les dimensions atteignaient 38,6 km au carré. Dans le cas d'utilisation d'antennes plus courtes, verticales ou en fil de longueur quelconque, le rendement diminue en conséquence. Il est évident que de telles antennes ne sont pas accessibles au commun des mortels.

La solution répandue pour la réception des signaux en OTL/OL/OM est celle des antennes-cadres de dimensions réduites. Ces antennes ne sont pas forcément accordées, même si une antenne accordée donne un signal de sortie plus fort. Dans cet article, nous donnerons les principes de base de l'étude des petites antennes-cadres pour les ondes très longues et longues.

## Petite ou grande boucle ?

Plusieurs types d'antennes-cadres sont utilisés à grande échelle ; ils peuvent être divisés en deux catégories : grands cadres et petits cadres. Les grands cadres ont un périmètre compris entre  $0,5 \lambda$  (par exemple le *mini-loop*) et  $2 \lambda$  (comme le *bi-square*). L'exemple le plus connu de grand cadre est probablement le cadre  $1-\lambda$ , dont le côté mesure précisément un quart de la longueur d'onde. Le diagramme de rayonnement de cette antenne à la fréquence de résonance est bidirectionnel, en forme de huit, comme celui d'un dipôle. Le minimum se trouve dans le plan du bobinage, le maximum est à la perpendiculaire de ce plan. L'antenne delta est un autre exemple connu de ce type. Dans les petits cadres, le périmètre est notablement inférieur à  $1 \lambda$ . Un manuel de la marine datant de la deuxième guerre mondiale indique que le maximum du périmètre est de  $0,22 \lambda$ .

Nous constatons une grande différence entre les grands cadres et les petits cadres en ce qui concerne la répartition des courants au long du périmètre de l'antenne. Pour un grand cadre, le courant varie en fonction de la distance entre les ventres et les nœuds en des points critiques

(leur position dépend de la polarisation, donc du point d'alimentation). Dans les petits cadres, le courant est réparti uniformément sur tout le périmètre.

Un signal radio est une onde électromagnétique transversale avec un champ magnétique perpendiculaire au champ électrique ; le tout se déplace simultanément dans la même direction. L'énergie oscille entre les champs  $E$  et  $H$ . La polarisation (horizontale ou verticale) d'une antenne correspond à l'orientation du champ  $E$ . Un grand cadre réagit principalement à la composante  $E$  du signal radio, alors qu'un petit cadre capte principalement la composante  $H$ . Cette caractéristique explique que les petits cadres donnent de bons résultats même à proximité de lignes à haute tension ou d'appareils électriques. Leurs signaux parasites sont principalement de type électrique dans la zone du récepteur, si bien que le petit cadre y est moins sensible qu'aux « vrais » signaux radio. Les petits cadres ont toujours une forme symétrique « simple » (cercle, carré, hexagone, octogone, pentagone et triangle), mais les variétés rondes et carrées sont les plus répandues.

Pour la plupart des applications, le cadre carré est apparemment le plus facile à construire ; c'est donc de ce type que nous parlerons dans la plupart des exemples de cet article. Ces types rond et carré ont une propriété intéressante : leur champ éloigné est à peu près identique quand le carré de la surface de la boucle ( $A$ ) est égal ou supérieur à un centième de la longueur d'onde (autrement dit  $A^2 \geq \lambda/100$ ).

## Directivité

La directivité d'un petit cadre est exactement opposée à celle d'un grand cadre, bien que le diagramme de rayonnement soit en forme de huit dans les deux cas. Comme pour un dipôle, la sensibilité d'un grand cadre est la plus grande à la perpendiculaire du plan du bobinage. Pour les petits cadres, la sensibilité est maximale dans le plan du bobinage, minimale à la perpendiculaire (voir le **figure 1**).

La figure 1 met en évidence la raison pour laquelle cette antenne est utilisée en radio-goniométrie et pourquoi elle est répandue pour la réception de

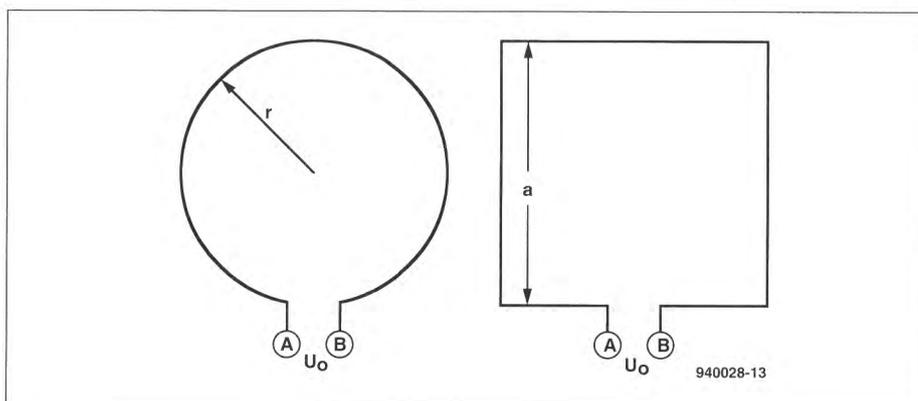


Figure 3. Formes et dimensions de deux sortes d'antennes-cadres : circulaire à gauche et carrée à droite.

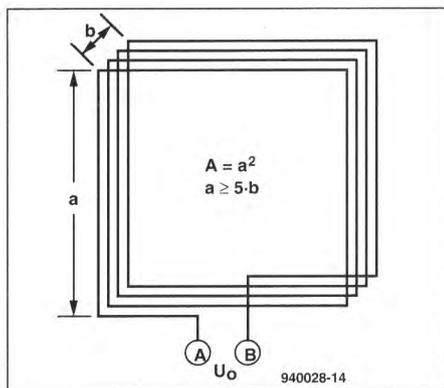


Figure 4. Antenne-cadre carrée typique.

la partie basse du spectre des ondes courtes (en-dessous de 7 MHz environ). Les minima sont particulièrement pointus, par rapport aux maxima, si bien que cette antenne peut servir aussi bien à déterminer la position d'un émetteur qu'à éliminer une station indésirable. L'opérateur peut diriger le minimum vers l'émetteur perturbateur (ou toute autre source de parasites) de façon à en annuler la réception, même si le maximum n'est pas exactement en direction de la station à recevoir. Même si l'antenne n'est pas orientée de façon optimale vers la station à recevoir, le résultat est bon parce que le rapport entre le signal utile et le signal perturbateur est augmenté. Le rapport entre le signal utile et le signal parasite est de première importance, tout comme le rapport signal/bruit, pour l'élimination des interférences de canaux adjacents. La directivité des petits cadres, telle qu'elle est représentée par la figure 1 n'est pas évidente tant qu'on n'a pas

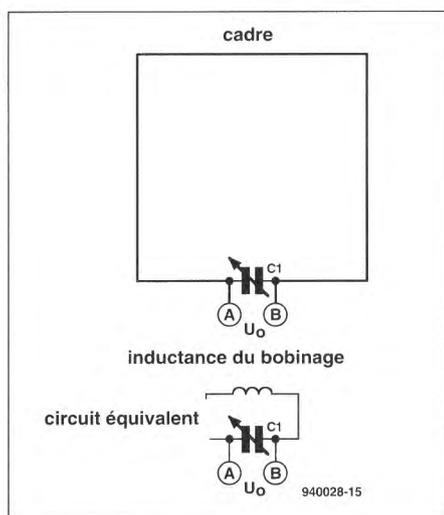


Figure 5. Antenne-cadre accordée (résonance parallèle).

pris connaissance de la **figure 2**. Cette figure représente le petit cadre dans trois positions relativement au front des ondes radio incidentes. En « a », l'antenne présente la sensibilité maximale au signal radio (angle de 0°). Remarquez que l'antenne englobe un maximum de lignes de champ, de sorte qu'un maximum de courant est induit dans les spires du bobinage. En « b », l'antenne se présente avec un angle non nul par rapport au front des ondes. Elle « voit » une fraction inférieure du signal, égale au produit du niveau de « a » par  $\cos \alpha$ . En « c » enfin, le plan de l'antenne fait un angle de 90° avec le front des ondes. Dans ce cas, le signal capté est nul en théorie, bien qu'en pratique un faible signal soit toujours capté. Cela explique pourquoi le petit cadre a un minimum aussi précis.

## Réalisation

L'exécution la plus simple comporte une seule spire circulaire ou carrée (**figures 3a et 3b**). Nous rencontrons couramment ce type d'antenne pour la réception des bandes d'ondes courtes en dessous de 7 MHz. Les antennes RDF à une spire sont bien connues pour les applications de pointage dans la bande des 10 m et 6 m. Pour la réception de la radiodiffusion en OTL/OL/OM, les antennes-cadres à une seule spire sont moins répandues à cause du petit nombre de signaux à recevoir. L'équation [1] montre qu'un petit cadre doit avoir des dimensions physiques considérables (en particulier une grande surface A) de façon à compenser le faible nombre de spires pour les grandes longueurs d'ondes. La tension de sortie découle de

$$U_O = \frac{2 \pi A N E_f \cos \alpha}{\lambda} \quad [1]$$

avec :

- $U_O$  signal de sortie en volts,
- A surface du cadre en  $m^2$ ,
- N nombre de spires du cadre,
- $E_f$  champ du signal en V/m,
- $\alpha$  angle d'incidence en degrés,
- $\lambda$  longueur d'onde du signal incident.

Une antenne-cadre circulaire est plus difficile à réaliser en pratique qu'un cadre carré, nous nous intéresserons donc davantage aux cadres carrés. La figure 4 représente le principe de

construction d'un cadre carré à plusieurs spires. Nous connaissons deux formes largement équivalentes de cadres carrés : en volume (comme sur la figure 4) et en plan. Dans le dernier cas, les spires se trouvent dans le même plan, si bien que la surface embrassée par chaque spire est un peu plus grande ou un peu plus petite que celle qu'embrasse la spire voisine. Dans la forme en volume, toutes les spires ont la même surface mais elles sont comme empilées. Dans ce cas, le paramètre « b » représente la hauteur du bobinage, alors qu'il représente sa largeur dans le cas du bobinage plan. Lors du calcul d'un cadre, il convient de tenir compte d'une limitation : la longueur de chaque côté doit être au moins cinq fois plus grande que la largeur ou la hauteur ( $a \geq 5 \cdot b$ ). Quelquefois les petits cadres sont caractérisés par une grandeur dénommée « hauteur effective » ( $H_{eff}$ ). Il s'agit du rapport théorique entre la tension de sortie  $U_O$  et celle que délivrerait une antenne filaire verticale de hauteur  $H_{eff}$ . La hauteur effective se calcule au moyen de :

$$H_{eff} = \frac{2 \pi N A}{\lambda} \quad [2]$$

Nous constaterons en traitant quelques exemples pratiques que, pour une valeur réelle du champ, la tension de sortie d'un petit cadre est relativement faible. Nous disposons de trois méthodes pour rehausser la tension de sortie de l'antenne sans recourir à l'amplification. En premier lieu, il apparaît que la tension de sortie en [1] et la hauteur effective en [2] sont directement proportionnelles au nombre de spires N. Plus le nombre de spires est grand, plus la tension de sortie augmente. Cette conception connaît des limites pratiques parce que les pertes résistives augmentent avec le nombre de spires ; de même la capacité répartie augmente. Cette dernière peut prendre une valeur considérable et abaisser la fréquence de résonance propre de l'antenne. La deuxième méthode consiste à augmenter la surface embrassée par l'antenne-cadre. Cette surface est proportionnelle au carré du côté ( $A = a^2$ ). En doublant la dimension du côté, nous quadruplons la surface et la tension de sortie. Ici aussi, il existe une limite pratique, du fait des problèmes physiques posés

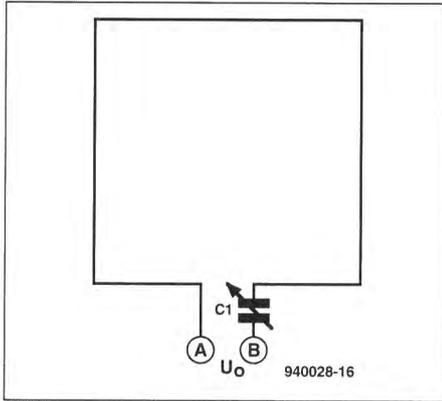


Figure 6. Antenne-cadre accordée (résonance série).

par la construction et l'installation d'un cadre de grandes dimensions. La troisième méthode consiste à faire résonner l'inductance de la bobine du cadre au moyen d'un condensateur. La tension de sortie d'un cadre accordé est supérieure d'un facteur Q à celle d'une antenne non accordée. Le symbole Q représente le coefficient de surtension du circuit oscillant LC ; sa valeur peut aller de 5 à 200 ; une valeur de 100 peut être obtenue facilement. La tension de sortie d'un cadre accordé se calcule selon :

$$U_o = \frac{2 \pi A N Q E_f \cos \alpha}{\lambda} \quad [3]$$

La figure 5 représente un cadre résonnant et le circuit LC équivalent (la résistance est ignorée). Pour simplifier, une seule spire est dessinée, mais le même schéma convient pour un cadre à plusieurs spires. Le condensateur est connecté en parallèle avec l'inductance du bobinage. Le circuit délivre une tension beaucoup plus forte quand la résonance est atteinte qu'en l'absence de résonance. Le gain en tension du signal de sortie se paie par une plus grande difficulté d'exploitation. Le circuit résonnant doit être accordé, ce qui peut comporter de gros inconvénients quand l'antenne est disposée dans un endroit éloigné (par exemple à l'extérieur de la maison ou dans le grenier). On utilise quelquefois la résonance série, comme sur la figure 6. C'est moins répandu que la résonance parallèle, mais chacun peut l'expérimenter.

Dans de nombreux cas, on utilise pour accorder les antennes-cadres des condensateurs variables comme ceux que nous trouvons dans les récepteurs. Nous avons utilisé nous-

Forme	K1	K2	K3	K4
triangle	0,006	1,155	0,655	0,135
carré	0,008	1,414	0,379	0,33
hexagone	0,012	2,00	0,655	0,135
octogone	0,016	2,613	0,7514	0,0715

Tableau 1. Facteurs de forme Kx de l'équation de Grover.

mêmes des condensateurs variables de 365 pF (une section), 380 pF et 3 x 365 pF avec les trois sections en parallèle (1100 pF). La figure 7 illustre l'utilisation d'une diode varicap pour accorder l'antenne. Nous voyons un condensateur ajustable (C1) et un condensateur fixe supplémentaires (C2) montés en parallèle pour augmenter la capacité totale. Ces condensateurs sont indispensables parce qu'il n'existe pas de diodes varicap de plus de 500 pF ; cela signifie qu'il ne sera pas facile de faire résonner une antenne maniable pour les OTL/OL si nous utilisons seulement une varicap.

## Auto-induction

Le coefficient d'auto-induction d'une antenne peut être calculé de différentes façons ; les différentes méthodes donnent des résultats quelque peu différents. La littérature recense trois méthodes ; l'une d'elles s'applique exclusivement à des cadres à une seule spire, avec des conducteurs de forte section (de 3 à 20 mm), elle ne convient donc que pour le haut du spectre des ondes moyennes et pour les ondes courtes. Pour la radiodiffusion en ondes moyennes et sur les fréquences inférieures, nous pouvons utiliser l'équation de Somerfield ou l'équation de Grover.

### Équation de Somerfield

$$L = \frac{2 a \mu_o N^2}{\pi} \ln (16a/b) \quad [4]$$

Le facteur  $\mu_o$  est égal à  $4\pi \times 10^{-7}$ , les spires occupent une largeur b avec un espacement  $b/(n-1)$  (autrement dit elles sont jointives). L'équation de Somerfield semble donner de bons résultats (avec une certaine marge d'erreur) mais les résultats de l'équation de Grover sont plus proche de

l'inductance réelle, telle qu'on peut la mesurer en pratique.

### Équation de Grover

$$L = K_1 N^2 a \left( \ln \left( \frac{K_2 a n}{(N+1) b} \right) + K_3 + \left( \frac{K_4 (n+1)b}{a n} \right) \right) \quad [5]$$

L représente l'inductance en  $\mu\text{H}$ ,  
a est la longueur d'un côté du cadre en cm,  
b est l'épaisseur de la bobine en cm,  
n est le nombre de spires,  
 $K_1$  à  $K_4$  sont des coefficients résumés dans le tableau 1.

L'équation de Patterson et David s'écrit :

$$L = (0,00508 a) \{ 2,303 \log \frac{4a}{d} - \phi \} \quad [6]$$

L représente l'inductance en  $\mu\text{H}$ ,  
a est la longueur d'un côté du cadre en cm,  
d est le diamètre du conducteur en cm,  
 $\phi$  est une constante reprise dans le tableau 2.

Il ressort de différentes expériences en ondes très longues que l'équation de Somerfield donne des résultats qui s'écartent de 20 à 25% de la valeur de l'inductance mesurée avec un

Forme	facteur ( $\phi$ )
cercle	2,451
octogone	2,561
hexagone	2,66
pentagone	2,712
carré	2,853
triangle (équilatéral)	3,197

Tableau 2. Facteurs de forme pour l'équation de Patterson.

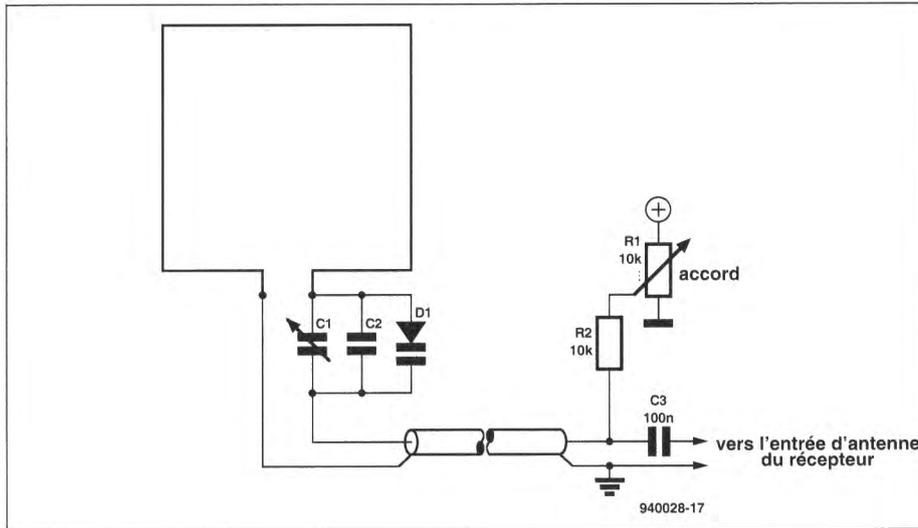


Figure 7. Une diode varicap permet d'accorder à distance, au moyen d'une tension continue, une antenne-cadre sur une fréquence déterminée.

inductancemètre numérique ; les résultats de l'équation de Grover sont plus proches de la valeur réelle. Nous avons mesuré sur une antenne une inductance de 6,96 mH alors que l'équation de Grover donnait 6,33 mH.

Pour réaliser l'accord du circuit, le condensateur doit avoir une valeur précise, déterminée par la formule de Thomson. Comme nous sommes souvent en présence d'une forte capacité répartie, sa valeur doit être prise en compte dans le calcul. Une antenne de construction maison (61 cm de côté, 50 spires) présentait une capacité apparente de près de 200 pF. Cette valeur peut être déterminée de deux façons : d'abord par la détermination de la fréquence de résonance propre ; si l'inductance

est connue, la capacité peut être calculée. Ensuite par la mesure de la fréquence de résonance avec une capacité connue (330 pF) ; la fréquence mesurée apparaît inférieure à la fréquence calculée pour l'inductance et la capacité données. La capacité répartie se calcule par la soustraction de la valeur du condensateur (330 pF) de la valeur nécessaire en théorie pour obtenir la résonance sur la fréquence mesurée. Ce n'est peut-être pas élégant, mais c'est efficace. Les deux méthodes donnent une valeur proche de 200 pF (à quelque 15% près). La capacité totale nécessaire peut être calculée à partir de l'inductance (connue) et de la fréquence de résonance souhaitée :

$$C_I + C_s = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 L} \quad [7]$$

$f$  est la fréquence de résonance en hertz,

$C_I$  est la valeur du condensateur fixe en farads

$C_s$  est la capacité répartie en farads,

$L$  est l'inductance du cadre en henrys.

## Cadre blindé

Le diagramme de rayonnement idéal de la figure 1 comporte deux lobes principaux de même forme et des minima très marqués. Ces minima sont essentiels pour une utilisation efficace de l'antenne. Si l'antenne-cadre est utilisée près du sol ou d'une autre surface, le diagramme idéal se trouve fortement perturbé par les inductances parasites. Les minima ont alors tendance à être moins

marqués, alors que les lobes principaux sont déformés. Ce problème peut être résolu par l'isolement de l'antenne dans un logement blindé, tel qu'il est schématisé sur la figure 8.

L'ouverture dans le blindage est indispensable pour que l'antenne puisse capter la composante magnétique de l'onde électro-magnétique. Comme le blindage est efficace surtout vis à vis de la composante électrique et que l'antenne est sensible principalement à la composante magnétique, le blindage se révèle efficace contre les champs électriques parasites des lignes à haute tension et des appareils électriques.

La méthode usuelle consiste à loger le condensateur et le réseau de couplage éventuel dans un coffret métallique séparé et à envelopper le bobinage d'antenne dans une feuille de cuivre.

## Vers le récepteur

Pour être utilisable, l'antenne doit être raccordée au récepteur. La méthode de raccordement la plus simple consiste à connecter un morceau de câble coaxial à la sortie de l'antenne (A-B). Cette méthode a l'attrait de la simplicité, mais c'est loin d'être l'idéal en réalité (parce que la capacité du câble coaxial décale la fréquence de résonance). Il nous faudra donc concocter autre chose.

La figure 9 indique une façon d'établir le couplage avec une antenne-cadre. Le bobinage « primaire » est celui de l'antenne, accordée par C1 sur une fréquence donnée ; les antennes non accordées sont utilisables suivant le même principe. L'enroulement de couplage est constitué d'une ou deux spires de fils disposées par-dessus le bobinage principal. Certains préfèrent intercaler les spires de couplage entre celles du bobinage principal. Pour la plupart des usages, nous aurons assez d'une ou deux spires de couplage, sauf pour les applications en ondes longues, pour lesquelles le bobinage principal comporte de 50 à 150 spires.

Certaines antennes ont un enroulement de couplage accordable par un condensateur monté en série. Comme l'enroulement de couplage comporte peu de spires, le condensateur doit

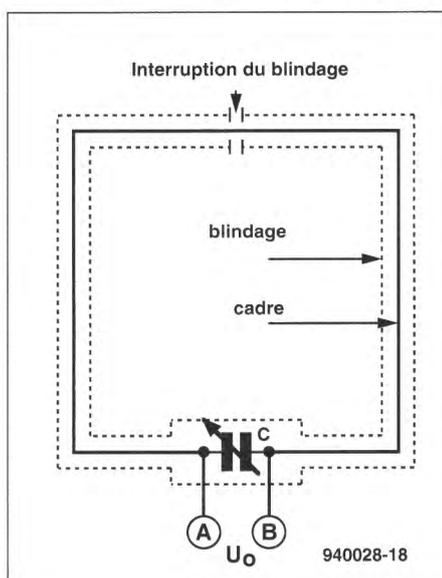


Figure 8. Antenne-cadre accordée et blindée.

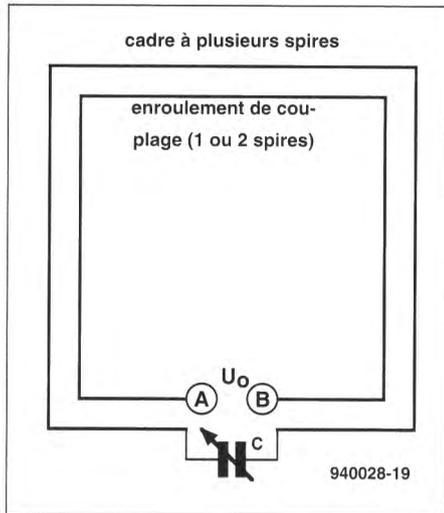


Figure 9. Antenne-cadre avec enroulement de couplage.

être beaucoup plus « trapu » que le condensateur d'accord du bobinage principal. C'est pourquoi nous trouverons rarement des enroulements de couplage accordés dans la partie « basse » de la gamme des ondes moyennes : les condensateurs prendraient des tailles peu pratiques. L'enroulement de couplage peut être mis à la terre d'un côté (sortie asymétrique) ou câblé de façon symétrique. Dans les deux cas, il est courant d'intercaler un préamplificateur pour rehausser la tension de l'enroulement de couplage. Tout amplificateur à large bande qui traite la fréquence souhaitée est utilisable. Certains raccordent l'enroulement de couplage à l'entrée de l'amplificateur par l'intermédiaire d'un transformateur. La plupart des petits transformateurs de sortie destinés à des montages à transistors conviendront

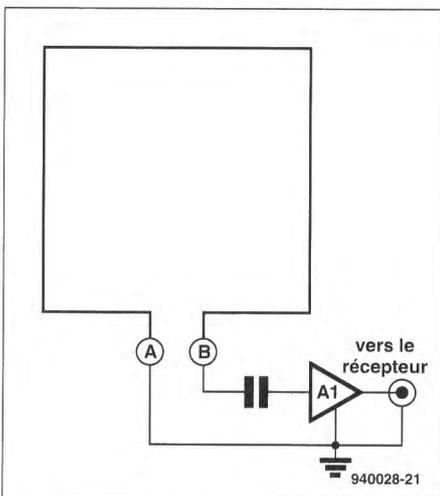


Figure 11. Amplificateur asymétrique raccordé à la sortie de l'antenne.

parfaitement pour les applications en ondes très longues. Le type le plus utilisé pour le couplage d'antenne comporte un secondaire de  $8 \Omega$  d'impédance et un primaire de  $1000 \Omega$  environ, pour les applications audio. Pour le couplage d'antenne, le rôle des enroulements est inversé : l'enroulement de  $8 \Omega$  est relié à la bobine de couplage de l'antenne, le primaire de  $1000 \Omega$  attaque l'entrée du préamplificateur.

La caractéristique de fréquence des transformateurs audio, même les moins bons, atteint sans problème les 70 à 80 kHz, même si la courbe s'affaisse à partir de 50 kHz. On trouve aussi des transformateurs audio de qualité dont le rapport d'impédance est comparable aux valeurs ci-dessus, mais avec une bande passante de  $150 \text{ kHz} \pm 1 \text{ dB}$ . Bien qu'ils ne soient pas particulièrement bon marché, ils sont parfaits pour ces applications. Le fabricant Mini-Circuits fournit de petits transformateurs en radio-fréquences logés dans un boîtier de circuit intégré DIP à huit broches. Les différents types disponibles ont des rapports de bobinages divers et une caractéristique de fréquence qui atteint la plage inférieure des ondes très longues ; certains ont même le point  $-3 \text{ dB}$  à 10 kHz. Pour les antennes-cadres destinées aux ondes très longues et à la plage inférieure des ondes moyennes, rien n'empêche d'utiliser, après modification, un transformateur à fréquence intermédiaire de 455 kHz. Supprimez le condensateur qui est monté en parallèle sur l'enroulement primaire. Sur la plupart des transformateurs FI de récepteurs à transistors, il se trouve dans un logement en bas du blindage. Il s'agit le plus souvent d'un condensateur tubulaire en céramique qui peut être mis hors circuit d'un simple coup de pince coupante au milieu.

La figure 10 présente une approche un peu différente du problème. Une antenne-cadre non accordée blindée est utilisée sans enroulement de couplage. Le transformateur est un transformateur de ligne BF. Des expériences concluantes ont été menées avec des types  $150:150 \Omega$ ,  $500:500 \Omega$ ,  $600:600 \Omega$  et  $1000:1000 \Omega$  ; des transformateurs de tension ont été utilisés aussi. La condition essentielle est que l'enrou-

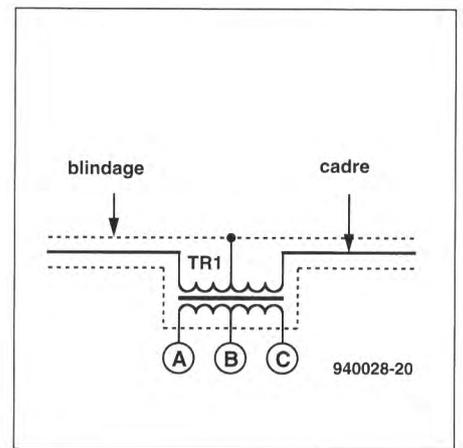


Figure 10. Raccordement de l'antenne-cadre au récepteur par l'intermédiaire d'un transformateur audio.

lement primaire comporte une prise médiane qui sera raccordée au blindage de l'antenne. L'enroulement secondaire est raccordé à l'entrée du préamplificateur ou directement à l'entrée du récepteur.

Les figures 11 et 12 montrent comment raccorder le préamplificateur à l'antenne ou à l'enroulement de couplage. La figure 11 représente un amplificateur à sortie asymétrique ; l'une des bornes de l'antenne est mise à la terre, alors que l'autre est raccordée à l'entrée de l'amplificateur. Le schéma synoptique de la figure 12 représente un préamplificateur symétrique. Les sorties des deux éléments actifs attaquent le transformateur de sortie ; l'enroulement secondaire du transformateur peut être raccordé à un deuxième amplificateur ou à l'entrée d'antenne du récepteur par un câble coaxial.

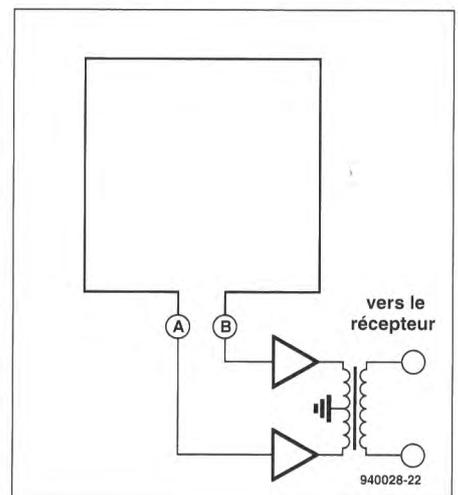


Figure 12. Amplificateur push-pull raccordé aux deux sorties de l'antenne.

# Petites antennes-cadres

## Travaux pratiques

Toute cette théorie très intéressante apporte de grandes satisfactions intellectuelles, mais elle ne s'attaque toujours pas à la pratique. Nous allons tenter de donner à nos idées l'une ou l'autre forme tangible, ce qui risque de ne pas être le plus facile.

### Antenne-tambour à canevas

L'antenne-cadre la moins facile à réaliser est certainement le modèle circulaire. Pour les fréquences les plus hautes, nous pouvons utiliser un morceau de câble coaxial RG52/U pour bricoler une antenne acceptable à une seule spire. Nous trouvons effectivement dans la littérature des radioamateurs d'innombrables exemples d'antennes portatives destinées à la « chasse au renard », ou radiogoniométrie amateur, dans les bandes de 14 MHz à 54 MHz, toutes réalisées avec du câble coaxial. Pour les fréquences plus basses, c'est plus difficile, mais heureusement pas impossible, comme nous le verrons.

(Note : La chasse au renard est très pratiquée en Allemagne, aux Pays-Bas, et dans les pays dits « de l'Est ». Il s'agit d'une course d'orientation à pied, radioguidée. Les participants doivent trouver un émetteur caché qui lance des signaux périodiquement sur une fréquence donnée. D'autres articles de ce numéro sont consacrés à cette activité. On y trouvera des informations sur la radiogoniométrie amateur en France.)

Les figures 13a et 13b illustrent une solution que nous avons trouvée plus ou moins par hasard. La figure 13a expose schématiquement le principe ; la photo 13b représente le résultat pratique en service. La petite boîte en matière plastique abrite le préamplificateur et le condensateur d'accord (au passage, remarquons que la boîte aurait dû être métallique).

Nous en avons eu l'idée alors que nous avons échoué dans une boutique d'ouvrages de dames. La base de la construction n'est autre qu'un tambour à canevas. Il s'agit de deux anneaux de bois ou de matière plastique de dimensions telles qu'ils

s'emboîtent l'un dans l'autre. Le plus grand des deux anneaux est coupé en un point et muni d'un tendeur à vis qui permet de le serrer sur le plus petit (dans le but de tendre la toile sur laquelle Madame Radioamateur exerce ses talents de Pénélope).

Dans la première version, nous avons utilisé un morceau de câble plat dont chaque fil était relié au voisin (nous en dirons plus ci-dessous). La photo montre comment les extrémités du câble émergent entre les anneaux de bois.

### Antenne-cadre de peintre

Il existe une autre conception de l'antenne-cadre plane, celle de la figure 14. Cette antenne est bobinée sur un cadre comme en utilisent les artistes peintres pour tendre leurs toiles. Les pièces en bois sont conçues pour être assemblées par l'utilisateur, elles sont livrées en longueurs de 60 cm et 1 m. Elles sont munies d'une pièce en laiton et d'une entaille sur les extrémités coupées à 45°. Il est possible ainsi de les assembler à angle droit ou dans le prolongement l'une de l'autre. Pour l'antenne carrée, nous avons utilisé quatre sections de 60 cm. Le bobinage est une fois de plus en câble plat, mais cette fois il est fixé par des punaises fichées dans le bois. Attention à ce que les punaises n'atteignent pas les conducteurs ! Nous n'avons pas noté d'influence défavorable des punaises sur le fonctionnement de l'antenne. Remarquez que le câble plat est plié à 90° aux angles. Ce pli non plus ne semble pas avoir d'influence sur le fonctionnement, même si on peut supposer que les performances en souffrent quelque peu.

### Bobinage en câble plat

Dans les deux antennes que nous venons de décrire et dans la suivante, le bobinage fait appel à du câble plat. Le but est de raccorder les conducteurs de façon à constituer un seul bobinage. Dans la version à 50 conducteurs de la figure 15, les fils 1

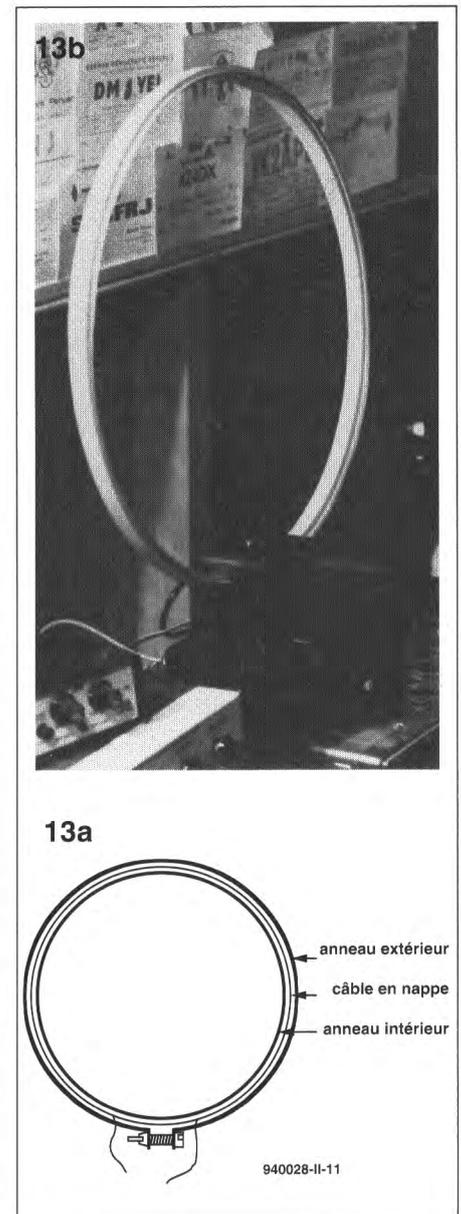


Figure 13. Antenne-cadre sur un tambour à canevas : schéma du principe en (a), réalisation pratique en (b).

et 50 constituent les connexions de l'antenne-cadre. À l'autre bout, le fil 1 est soudé au fil 2, le fil 2 au fil 3, jusqu'au fil 49 qui est soudé au fil 50 ; l'autre extrémité de ce fil 50 représente la deuxième sortie du bobinage.

Pour les petites antennes-cadres (de moins d'un mètre carré) avec quelques spires seulement, nous utiliserons du câble plat avec des connecteurs à déplacement d'isolant (un mâle à un bout, un femelle à l'autre

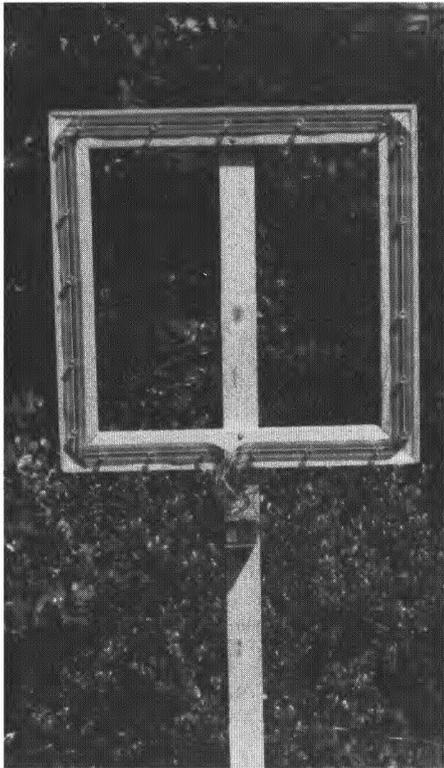


Figure 14. Antenne-châssis sur un cadre de peintre.

bout). Le câble est disposé sur le cadre et les connecteurs sont enfichés l'un dans l'autre avec un décalage l'un dans l'autre avec un décalage d'un cran (voir la figure 15). La connexion « A » est une broche du connecteur mâle, la connexion « B » est prise dans la douille libre du connecteur femelle.

## Cadre en croix

La figure 16 représente la construction d'une antenne en croix traditionnelle. Nous avons construit différentes antennes de ce genre en bois de sapin, acheté dans un magasin de modèles réduits. Le sapin se travaille à peu près comme le balsa. Les planches que nous avons utilisées mesuraient  $7,6 \times 60$  cm, pour une épaisseur de 4,8 mm. Il nous en faut deux exemplaires. Chaque planche est entaillée dans son milieu (« c »), précisément, de façon à ce qu'elles puissent s'assembler en croix (figure 16b). Aux extrémités des planches, nous avons pratiqué à la scie à déchiqueter de petites entailles de 6 mm de profondeur. Ces entailles recevront le fil de cuivre émaillé de 0,45 mm du bobinage principal. Des trous de 1 mm de diamètre, au milieu de la planche et à 12 mm de l'extrémité, recevront les quelques spires de l'enroulement de couplage.

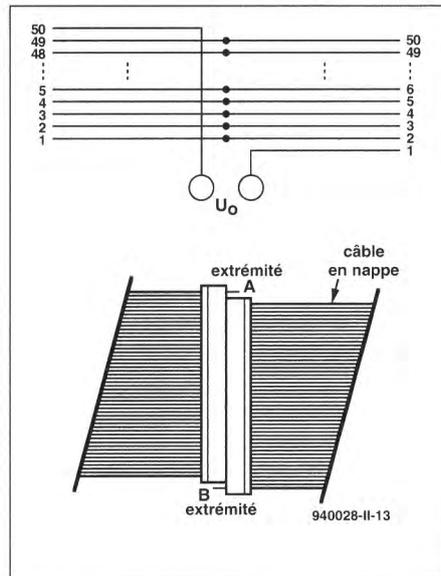


Figure 15. Le raccordement croisé des fils d'un câble en nappe donne un bobinage unique.

La figure 16b précise le détail de l'assemblage de la croix. Le point où les deux planches s'emboîtent est renforcé par quatre tasseaux de bois de 1 cm de côté, collés pour donner de la solidité à l'ensemble. Il n'est pas interdit de renforcer encore l'ensemble par quelques vis.

La figure 16c montre l'antenne terminée, avec ses bobinages. Elle est montée sur une tige de bois de 1,5 m de longueur et d'un diamètre de 2,5 cm. Cette antenne s'est révélée très bonne pour les bandes amateur des 75/80 m, et utilisable aussi pour la chasse au renard.

Au fur et à mesure de l'utilisation, la solidité de la construction a laissé à désirer. C'est pourquoi nous avons ajouté quatre goussets aux angles et un renfort carré au centre, comme sur la figure 16d. Les goussets sont découpés à 45° dans le même bois que les croisillons. Il n'est pas interdit de coller des tasseaux derrière les goussets.

## Grande antenne-caisson

Pour les ondes très longues, il n'y a pas d'autre choix que de construire une très grande antenne-caisson ; la littérature décrit des antennes de 1,5 à 3 m<sup>2</sup>. Les grandes antennes carrées sont plus difficiles à construire parce que la solidité mécanique joue un rôle déterminant, surtout si l'antenne doit être installée à l'extérieur. Dans les régions venteuses, il faut tenir compte de la résistance au vent.

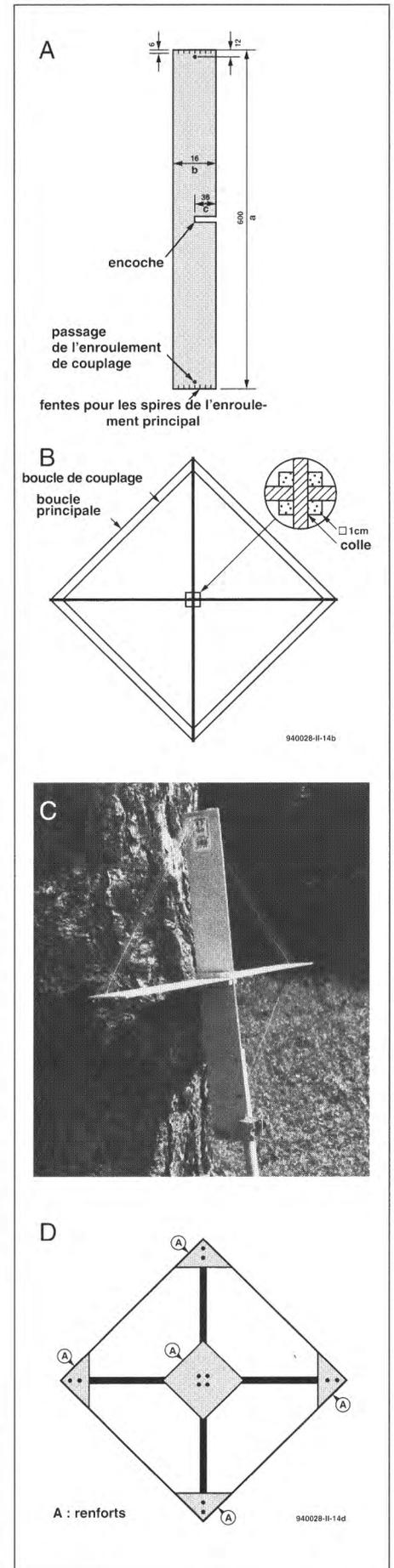


Figure 16. Antenne-cadre en croix : (a) découpe des deux croisillons ; (b) assemblage ; (c) photo du prototype ; (d) version améliorée.

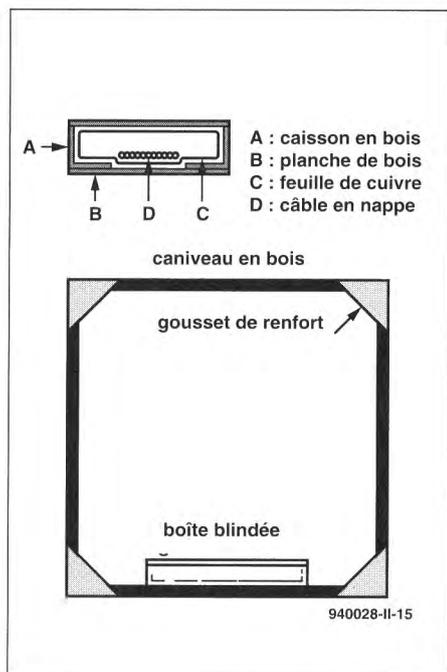


Figure 17. Conception d'une grande antenne-cadre.

L'antenne que nous allons décrire est faite de matériaux solides (figure 17).

La base du montage est un châssis carré renforcé par des goussets. La figure 17 en donne aussi une vue en coupe. Les quatre côtés de l'antenne sont des profilés comme on en trouve dans les magasins de bricolage. Leur largeur peut être de 1,6 à 2,5 cm. Ils sont collés et vissés contre la plaque de base « B » de façon à former un caniveau en « U ». La plaque de base peut avoir de 6 à 16 mm d'épaisseur (ce qui n'a pas grande importance) et sa largeur doit être suffisante pour laisser de la place aux bobinages (« D ») et aux profilés en équerre. Ensuite les bobinages sont disposés dans le caniveau (ils pourront être constitués de câble plat ou de fil de cuivre émaillé, au choix). Pour les applications en ondes très longues, deux ou plusieurs couches de câble plat peuvent être superposées, bien que cela risque d'augmenter la capacité répartie.

Si nous voulons blinder l'antenne (ce qui n'est certes pas une mauvaise idée), nous commençons par habiller l'intérieur du caniveau avec une feuille de cuivre (« C ») avant de disposer les bobinages. Une fois ces derniers (« D ») installés, vérifiés et testés, les extrémités de la feuille sont repliés l'un sur l'autre et soudés, ce qui termine le blindage. N'oubliez pas l'ouverture de 1 à 2 cm néces-

saire pour ressortir le point d'alimentation de l'antenne.

Une fois cette petite affaire réglée, nous collons le couvercle (« E ») sur le caniveau du bobinage. Il peut être aussi épais que la plaque de base, mais aussi plus mince sans inconvénient. Au point d'alimentation, nous pratiquons quelques entailles par lesquelles les câbles plats arrivent au coffret d'accord ; c'est là que toutes les connexions sont effectuées et que sont installés le condensateur d'accord et le préamplificateur (si vous y avez recours).

## Réduction de la capacité répartie

En plus de leur inductance, toutes les bobines possèdent une certaine capacité répartie (et indésirable). C'est pourquoi la bobine est caractérisée par une fréquence de résonance propre, dont nous espérons qu'elle est largement supérieure à la fréquence à recevoir. Les antennes-cadres ne font pas exception à cette règle, elles peuvent même présenter une capacité répartie considérable.

Les constructeurs d'antennes ne s'inquiètent guère en général de la capacité répartie et dans certains cas, ils peuvent même en tirer profit, par exemple si la valeur du condensateur (400 pF ou quelque chose comme ça) n'est pas suffisante pour accorder le circuit sur la fréquence souhaitée. Grâce à la capacité répartie du bobinage de l'antenne, il est possible d'obtenir l'accord avec de plus petits condensateurs en parallèle. Dans d'autres cas, au contraire, si la fréquence de résonance est trop basse, l'effet de la capacité répartie est préjudiciable au fonctionnement de l'antenne.

Il ressort de conversations avec des chercheurs qui enregistrent l'activité solaire (Taylor et Sokes, 1992) que la capacité répartie est un gros problème pour eux.. et qu'ils ont trouvé une solution. Ils utilisent une antenne pour ondes très longues de 20 kHz à 30 kHz pour enregistrer les perturbations brutales de l'ionosphère (SID). Il s'agit d'un carré de un à deux mètres de côté avec 100 à 150 spires. Les bobinages sont disposés comme sur le schéma de la figure 18, de façon à réduire la capacité répartie. Les conducteurs, qui peuvent être en

câble plat ou en fils isolés, sont rassemblés en groupes de 20 à 50, séparés par des intervalles de 2 cm environ. Tous les enroulements sont connectés en série, pour former un seul bobinage.

## Antenne-cadre en câble coaxial pour 100 kHz

Un ami radio-amateur est responsable de l'étude de la figure 19 (Ingram, 1993). L'antenne était destinée à l'origine à la réception des balises de navigation Loran-C dans la bande des 100 kHz. Le bobinage est constitué de 16 spires de câble coaxial RG59/U de 75 Ω (le schéma ne représente qu'une spire) sur un diamètre moyen de 2 m. Les spires sont reliées de telle façon que l'âme de la dernière spire soit soudée au blindage au point d'alimentation. La photo et le schéma de la figure 19 montrent le principe mécanique de la construction de cette antenne. Le raccordement passe par un transformateur audio 8:1000 Ω. Bien qu'elle soit plutôt encombrante, cette antenne coaxiale permet une réception exceptionnelle avec peu de bruit grâce au principe qui fait penser à une cage de Faraday. Le concepteur affirme qu'une station sur 100 kHz (500 kW) éloignée de presque

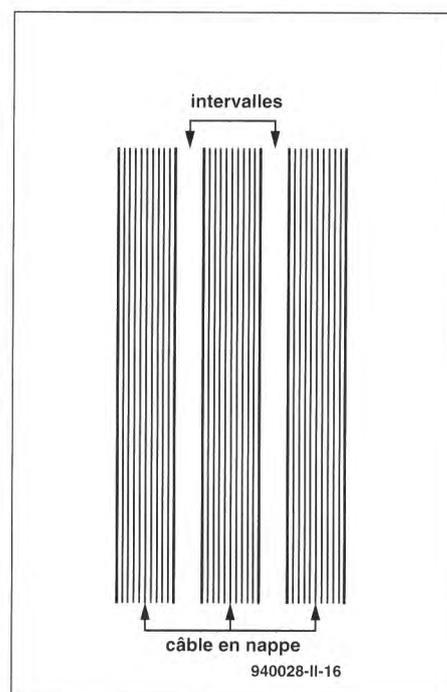


Figure 18. La capacité répartie est réduite si les conducteurs sont disposés en petits groupes séparés par des intervalles.

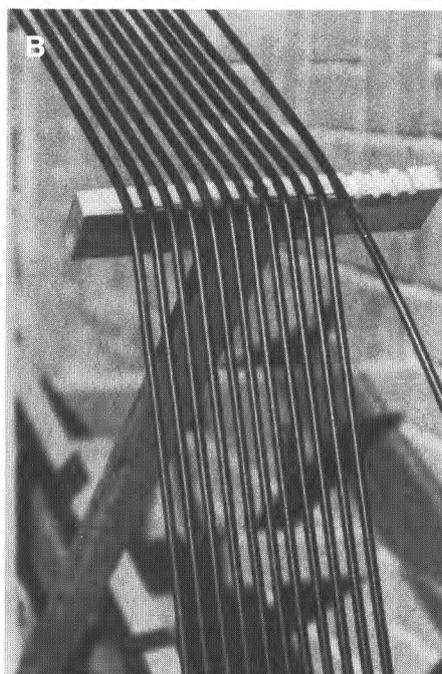
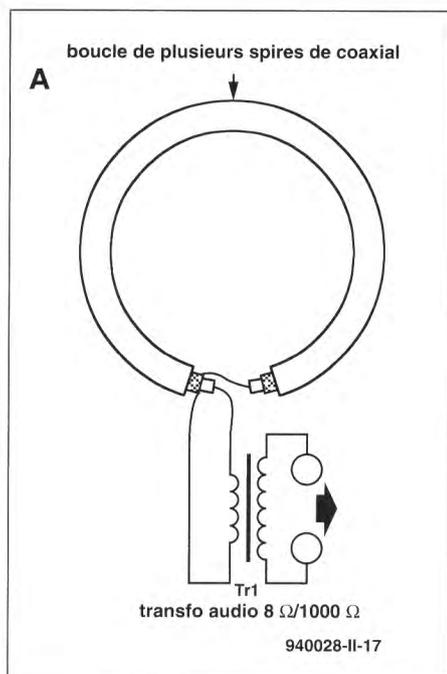


Figure 19. Antenne-cadre en câble coaxial pour 100 kHz : (a) principe schématique ; remarquez que l'âme du câble à une extrémité est reliée au blindage à l'autre extrémité au point d'alimentation ; (b) gros plan.

500 km produit un signal de 1000  $\mu\text{V}$  sur l'entrée à 50  $\Omega$  du récepteur.

## Antenne à ferrites couplées

L'antenne de la **figure 20** résulte de la modification d'une étude de Marris (Marris, 1992). La figure 20a représente le schéma électrique, la figure 20b montre une réalisation pratique. Cette antenne est constituée de barreaux de ferrite de 19 cm de lon-

gueur logés dans des tubes de PVC de 25 cm environ. Chaque bâtonnet de ferrite est entouré de ruban adhésif pour le maintenir quand il est introduit à frottement doux dans le tube de PVC. Il est apparu que 14 couches de ruban isolant 3M sont nécessaires pour maintenir correctement un barreau de ferrite dans un tube de PVC de 2,5 cm de diamètre extérieur.

Les bobinages sont constitués du nombre de spires correspondant à la

fréquence souhaitée. Pour recevoir la plage des 2 MHz à 5 MHz (y compris la bande des 75/80 m prévue dans le projet initial de Marris), nous utilisons 10 spires par bâtonnet de ferrite avec une perméabilité  $\mu$  de 800. Pour les fréquences plus basses, il faut plus de spires ou éventuellement des ferrites de perméabilité supérieure, de 1200 à 2000.

Trois des quatre côtés de l'antenne ferrite sont identiques et parfaitement conformes à l'étude de Marris. Ils sont collés ensemble à l'aide de coudes à 90°. Le quatrième côté se distingue de trois autres. Il est pourvu au milieu d'une pièce en « T ». Son bobinage est scindé en deux parties de cinq spires bobinées — comme sur les autres côtés — à l'extérieur du tube de PVC. L'enroulement de couplage (L5) est constitué de cinq spires bobinées directement sur le bâtonnet de ferrite correspondant à L1a et L1b. Les connexions de L5 passent par un fil blindé fin ou un câble coaxial jusqu'au récepteur.

## Préamplificateurs

Les antennes-cadres fournissent un signal assez faible, même quand elles sont accordées sur la fréquence à recevoir. Il n'est donc pas étonnant que la tension de sortie soit rehaussée le plus souvent par un préamplificateur. Bien que n'importe quel préamplificateur « s'en tire » à peu près correctement, certains montages jouissent d'une grande popularité. Nous allons les passer en revue.

Quel que soit le préamplificateur que nous utilisons, il doit pouvoir traiter dans tous les cas la fréquence pour laquelle l'antenne est prévue. Un préamplificateur qui convient parfaitement pour la bande des ondes très longues ne sera pas utilisable pour les ondes longues ou les ondes moyennes. Certains circuits intégrés le réalisent pourtant de façon exceptionnelle. Par exemple, la série de MMIC MAR-x de Mini-Circuits, conçue pour les très hautes fréquences (VHF) et la partie basse du spectre des micro-ondes, fonctionne parfaitement depuis les ondes très longues jusqu'aux ondes courtes. De même, certains fabricants de circuits intégrés spécialisés (comme Burr-Brown) fournissent des amplificateurs opérationnels et OTA dont le produit gain-bande passante est de

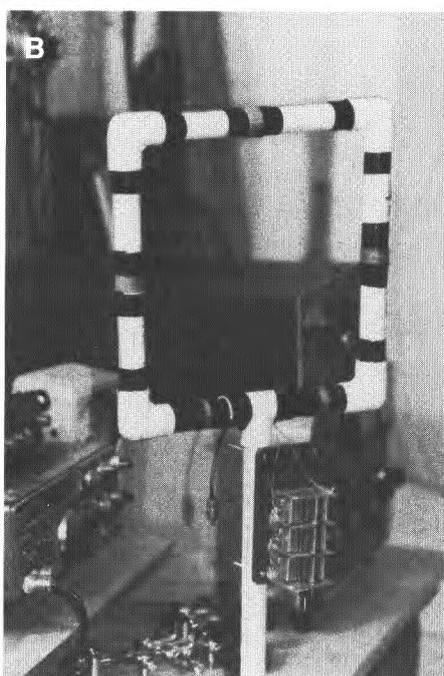
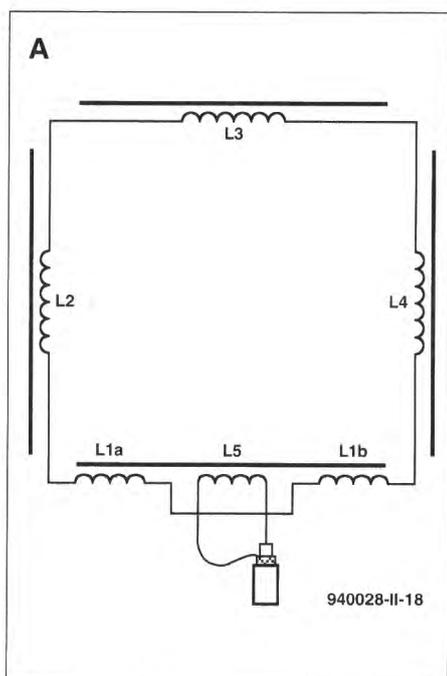


Figure 20. Antenne-cadre ferrite : (a) schéma ; (b) photo.

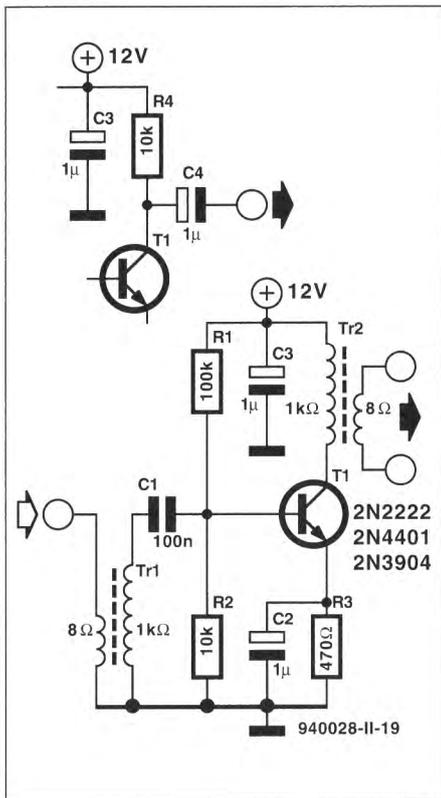


Figure 21. Préamplificateur asymétrique pour antenne-cadre.

150, 200, 350 ou 500 MHz. Ils sont excellents pour les fréquences des ondes très longues et des ondes moyennes. Burr-Brown fabrique aussi le seul amplificateur commandé par tension (VCA) utilisable jusqu'à 35 MHz. Son entrée présente une forte impédance, sa sortie une basse impédance ; une tension de  $\pm 2$  V permet de régler le gain sur une plage de  $\pm 40$  dB. Le VCA-610 a été mis au point à l'origine pour des appareils médicaux d'échographie à ultra-sons, c'est-à-dire pour des fréquences comparables à celles des ondes très longues et moyennes.

Pour attrayant que paraissent les circuits décrits plus haut, ces solutions sont trop coûteuses pour les applications d'amateur, à l'exception du MAR-x. C'est pourquoi nous tournons notre attention vers quelques circuits moins chers et faciles à trouver.

Le préamplificateur d'antenne-cadre de la **figure 21** peut être réalisé avec des composants ordinaires de qualité « amateur », mais il n'en est pas moins utilisable jusqu'à une fréquence de 70 kHz ou plus. L'élément actif est un transistor NPN de consommation courante. Nous avons même utilisé avec succès des 2N2222, 2N3904 et 2N4401 (ce der-

nier a la préférence). La polarisation en continu repose sur un simple diviseur résistif ( $R1/R2$ ), la stabilité est assurée par une résistance d'émetteur ( $R3$ ). La valeur du condensateur en parallèle sur  $R3$  est telle que sa réactance soit inférieure au dixième de  $R3$  pour la fréquence la plus basse ( $R3/10 = 47 \Omega$ ). Le but est de maintenir la résistance au courant alternatif aussi faible que possible sans modifier la polarisation en courant continu, stabilisée par  $R3$ . C'est très facile à réaliser en pratique. Par exemple, un condensateur de  $1 \mu\text{F}$  présente à 10 kHz une réactance de  $16 \Omega$  qui satisfait la condition empirique  $R/10$ . Une valeur de  $2,2 \mu\text{F}$  ou  $3,3 \mu\text{F}$  nous rapprocherait encore plus de l'idéal de  $R/100$ .

Pour les récepteurs d'ondes très longues sur des fréquences inférieures à 100 kHz,  $C2$  pourra être à peu près n'importe quel condensateur électrochimique, bien que les modèles goutte au tantale soient préférables. Les condensateurs de la série V de Panasonic sont disponibles jusqu'à  $1 \mu\text{F}$  ; il ne s'agit pas de condensateurs électrochimiques, ils ne posent donc pas de problème de polarité. Ils conviennent mieux pour les fréquences plus élevées. Quelques concepteurs ajoutent un disque céramique de 100 nF en parallèle avec une goutte au tantale de  $1 \mu\text{F}$  pour élargir

la bande passante. Pour la bande passante de ce montage (plus de 70 kHz), un unique condensateur au tantale de  $1 \mu\text{F}$  est plus que suffisant.

Certains amateurs qui habitent à proximité d'émetteurs en ondes moyennes ou d'autres sources puissantes de signaux préféreront rendre réglable le gain de l'étage d'entrée, en supprimant complètement le condensateur  $C2$ . Les chasseurs de « siffleurs » aussi (amateurs qui recherchent les signaux radio d'origine naturelle ; Mideke 1992) suppriment pour la même raison le condensateur en parallèle sur la résistance d'émetteur du premier étage. Le gain en est quelque peu réduit, mais le niveau des signaux parasites aussi.

Les transformateurs  $Tr1$  et  $Tr2$  sont des transformateurs audio ordinaires destinés à l'étage de sortie de récepteurs à transistors. Dans le montage de la figure 21,  $Tr1$  est utilisé « à l'envers » : l'enroulement de  $8 \Omega$  est raccordé à l'antenne et l'enroulement de  $1000 \Omega$  attaque l'entrée de l'amplificateur. Avec certaines antennes-cadres, on utilise un transformateur de  $1000 \Omega:1000 \Omega$  pour le couplage de l'antenne au préamplificateur.

Jusqu'à une fréquence de quelque 70 kHz, les deux transformateurs  $Tr1$  et  $Tr2$  peuvent être des transformateurs ordinaires pour récepteurs à

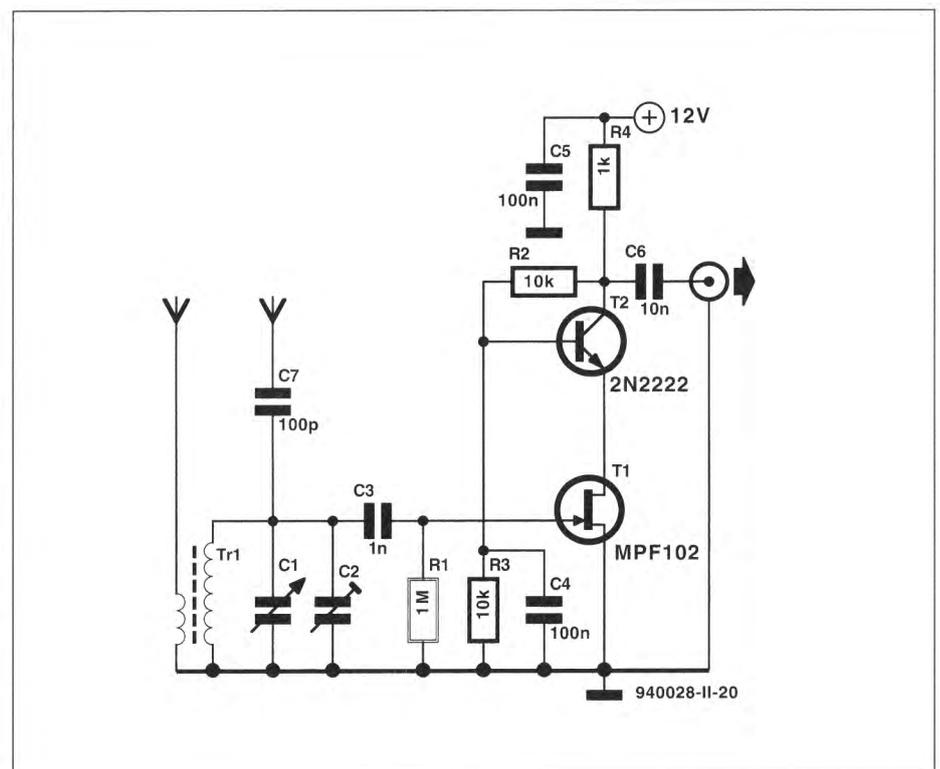


Figure 22. Préamplificateur cascode pour antenne-cadre.

transistors. Si la fréquence doit monter jusqu'à 150 kHz, il faudra des transformateurs audio de très bonne qualité, dont la caractéristique sera garantie à  $\pm 1$  dB jusqu'à cette fréquence. On trouve encore de tels transformateurs dans les catalogues de vente par correspondance.

Dans ce préamplificateur, il faudra choisir une des deux configurations de sortie dessinées. La première est celle du schéma, avec le couplage par transformateur, la deuxième est celle du couplage par condensateur. Le transformateur y est remplacé par une résistance de 10 k $\Omega$ , le signal est transmis à l'étage suivant – ou au récepteur – par un condensateur de 1 nF (C4).

### Préamplificateur cascode

Le préamplificateur de la **figure 22** comporte deux étages en montage cascode. L'entrée se fait sur un JFET (T1), la sortie par un NPN au silicium. Les types utilisables sont le MPF102 pour T1 et le 2N4401 pour T2. Les deux transistors sont couplés en continu ; la polarisation continue de T2 est fixée par le diviseur R2/R3. L'étage d'entrée de ce circuit est accordé sur une fréquence donnée, mais dans certains cas il est possible de recourir à un circuit à transformateur comme celui de la figure 9. Pour les fréquences les plus basses, il sera souvent difficile d'obtenir l'inductance nécessaire à l'accord de l'antenne-cadre. Dans ce cas, deux bobines ou plus peuvent être connectées en série. Quelquefois, un transformateur d'amorçage de tube à éclats au xénon peut fournir une partie de l'inductance, le reste peut être fourni par des bobines de 10 nH à 100 nH. Le transformateur comporte l'enroulement de couplage nécessaire à l'isolement galvanique de la bobine de l'antenne.

L'autre possibilité consiste à utiliser l'inductance de l'antenne elle-même comme inductance d'accord. Ce n'est pas rare du tout et cela convient parfaitement, surtout quand l'antenne est installée à proximité de l'amplificateur (le plus souvent, ils sont installés au même endroit, ce qui est la meilleure solution).

Enfin, il est possible de doter l'amplificateur d'une entrée à haute impédance. Si vous utilisez une antenne fouet, un fil de longueur

quelconque, ou n'importe quelle antenne autre qu'un cadre, les meilleurs résultats seront obtenus dans le cas où l'antenne est raccordée au point « chaud » de l'amplificateur par un petit condensateur disque céramique ou mica.

### Applications spéciales des antennes-cadres

L'antenne-cadre est suffisamment différente des autres types d'antennes pour se prêter à certaines applications spéciales intéressantes. Le diagramme de rayonnement d'une antenne-cadre est en forme de huit, avec un minimum marqué perpendiculairement au plan des bobinages. Nous avons déjà évoqué l'exploitation de ces propriétés pour atténuer un signal parasite ou pour pointer sur des émetteurs. Nous décrivons ici deux autres applications : le cadre « sportif » et le cadre unidirectionnel.

#### Cadre « sportif »

Il s'agit ici d'une antenne-cadre spéciale destinée à améliorer la réception avec un poste de radio portatif à ondes moyennes. L'histoire veut que cette application soit née quand des amateurs de sport cherchaient à recevoir les résultats de compétitions émis par des stations en ondes moyennes normalement hors de portée de leurs postes portatifs. L'antenne-cadre est réalisée sous la

forme d'un caisson carré de 60 cm à 150 cm de côté. Un carré de 100 cm de côté, avec 8 spires réparties sur une largeur de 2,5 cm, présente une inductance de 330  $\mu$ H environ ; un condensateur de 240 pF environ permet de réaliser un circuit résonnant sur 550 kHz. Aucun préamplificateur n'est nécessaire ; le condensateur du circuit est monté obligatoirement dans un coffret métallique blindé. Le récepteur est placé à l'intérieur du cadre de telle façon que l'antenne ferrite incorporée soit dirigée de façon optimale par rapport à l'émetteur ; l'antenne-cadre est disposée de même (voir la **figure 23**). Alors que le minimum d'une antenne-cadre est perpendiculaire à sa surface, celui d'une antenne ferrite se trouve dans le prolongement du bâtonnet. Les signaux captés par l'antenne-cadre sont couplés par induction dans le barreau de ferrite, si bien que le récepteur capte un signal plus puissant que sans le cadre. La première version que nous avons construite ne fonctionnait pas, d'où la naissance d'un doute sur ce que nous avons pu entendre au sujet de cette antenne. La raison a été vite trouvée, en fait : nous avons négligé de vérifier la position du bâtonnet de ferrite dans le récepteur. Nous avons supposé aveuglément qu'il était disposé dans la longueur du coffret, parallèlement à la face avant. Que non : il était monté verticalement, le long du côté droit du récepteur, tout près du condensateur variable ! Une fois la radio rem-

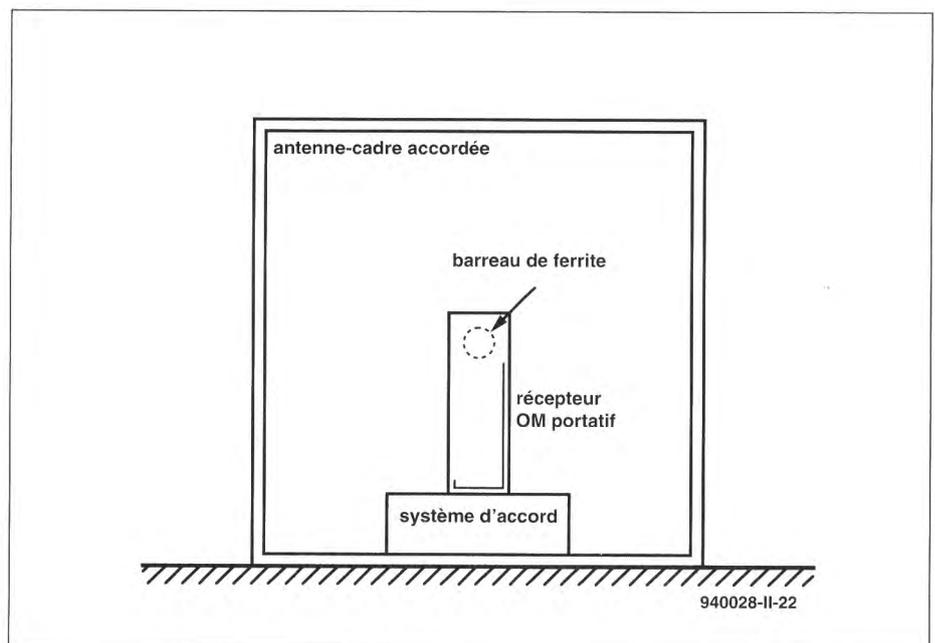


Figure 23. Antenne-cadre « sportive ».

placée par un modèle dont l'antenne-ferrite était montée « normalement » (comme sur la figure 23), le dispositif a montré un fonctionnement correct.

## Réception unidirectionnelle

Le diagramme de rayonnement normal d'une antenne-cadre est bidirectionnel. Les minima marqués se trouvent sur la perpendiculaire à la surface et sont assez pointus pour permettre de pointer sur un émetteur. Malheureusement la caractéristique bidirectionnelle pose deux problèmes. Le résultat du pointage est équivoque parce qu'il est effectué le plus souvent sur un minimum du signal. La perpendiculaire au cadre indique la direction de l'émetteur, mais on ne sait pas si l'émetteur se trouve devant ou derrière l'antenne. Dans certains cas, on relève la direction de l'émetteur à recevoir (réception maximale). L'antenne-cadre est éloignée de 30 à 150 cm du récepteur et dirigée vers la station indésirable ; la distance optimale entre les deux antennes sera déterminée expérimentalement. En tournant l'antenne-cadre d'un angle de 30 à 90° par rapport à la direction commune des stations, on trouve une position pour laquelle la réception de la station perturbatrice est atténuée.

Les antennes-cadres posent un autre problème, sans rapport avec la détermination de la direction, qui apparaît quand le récepteur est situé juste entre deux émetteurs. Si nous voulons écouter l'une des stations alors que l'autre est assez puissante pour provoquer des interférences, l'« atténuation » de la station perturbatrice entraîne aussi l'atténuation de la station recherchée. Si nous supposons que la puissance des signaux n'est pas assez différente pour que la même atténuation appliquée aux deux en amène une seule en-dessous du seuil de détection (situation que nous n'avons jamais rencontrée en pratique), il nous faut une antenne monodirectionnelle, avec un seul minimum.

Ce problème peut être abordé de deux façons. La solution « classique » est celle de la **figure 24**. Elle fait appel à une antenne-cadre combinée à un fouet, utilisé comme élément « capteur » ; le résultat est une courbe dite cardioïde (en forme de cœur) représentée par la

figure 24a. Le signal de l'antenne-fouet omnidirectionnelle est combiné à celui de l'antenne-cadre bidirectionnelle par un réseau tel que celui de la figure 24b.

En pratique, le minimum est dirigé vers la station indésirable, alors que le maximum est dirigé vers la station souhaitée.

L'autre méthode a recours à un réseau absorbeur schématisé par la figure 25 (Levintow). Ici, nous nous trouvons dans une situation inconfortable : la station indésirable est sur le même canal que la station souhaitée, ou sur un canal adjacent, alors que le récepteur se trouve entre les deux stations. Il nous faut deux antennes : une petite antenne ferrite et une antenne-caisson de 60 à 150 cm. L'antenne ferrite peut être extérieure si elle n'est pas incorporée au récepteur ; elle est orientée perpendiculairement à la direction de l'émetteur à recevoir (réception maximale). L'antenne-cadre est éloignée de 30 à 150 cm du récepteur et dirigée vers la station indésirable ; la distance optimale entre les deux antennes sera déterminée expérimentalement. En tournant l'antenne-cadre d'un angle de 30 à 90° par rapport à la direction commune des stations, on trouve une position pour laquelle la réception de la station perturbatrice est atténuée.

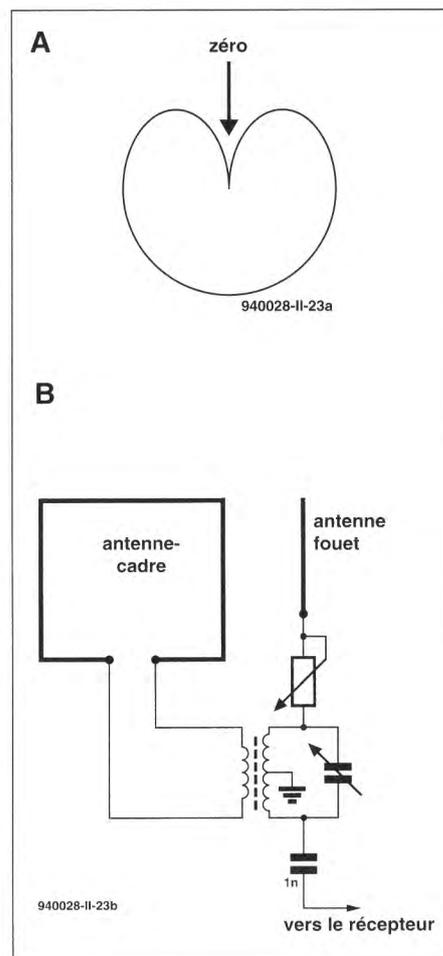


Figure 24 (a). Diagramme de rayonnement monodirectionnel cardioïde ; (b). combinaison d'une antenne omnidirectionnelle et d'une antenne bidirectionnelle.

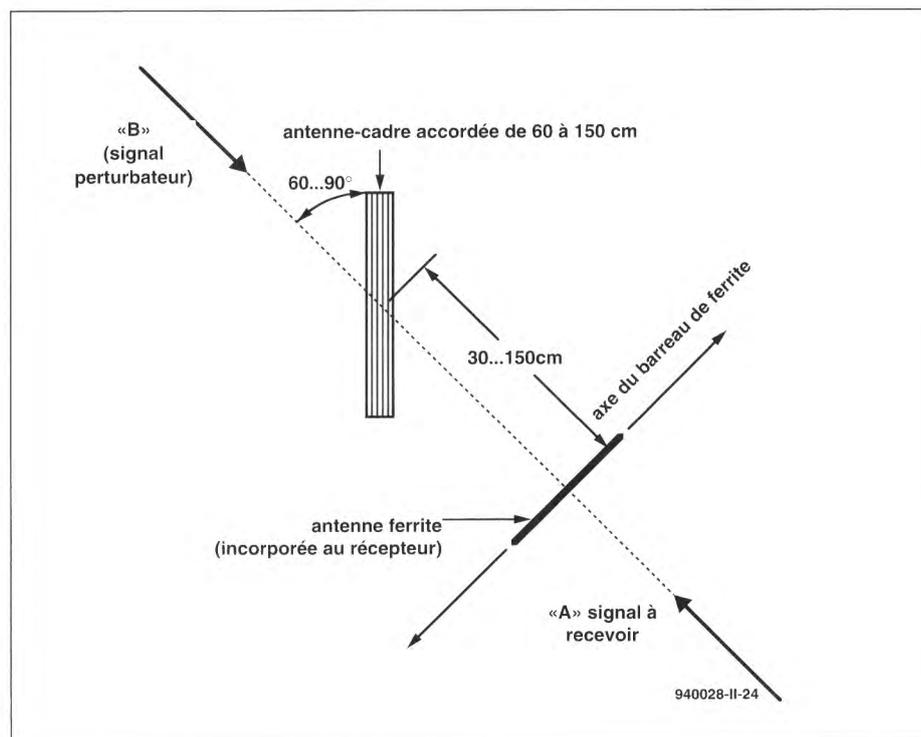


Figure 25. Utilisation d'une antenne-cadre auxiliaire pour neutraliser une interférence.

## Bibliographie Petites antennes-cadres

- \* *The ARRL Antenna Book*. ARRL, Newington, CT, USA, 1988.
- \* Carr, Joseph. J. (1993), *Joe Carr's Receiving Antenna Handbook*, Solana Beach, CA : Hightext Publications.
- \* David, Erwin (1991), *HF Antenna Collection, chapitre 5, « Very Small Transmitting and Receiving Only Antennas »*, Radio Society of Great Britain, Potters Bar, Herts., UK.
- \* F. W. Grover, *Inductance Calculation - Working Formulas and Tables*, D. VanNostrand Co., Inc. (New York, 1946).
- \* Jasik, Henry (ed.) (1961), *Antenna Engineering Handbook*, New York : McGraw-Hill Book Company.
- \* Kraus, John D. (1950), *Antennas*, New York : McGraw-Hill Book Company
- \* Koontz, Floyd (1993), « A High-Directivity Receiving Antenna for 3.8 MHz », *QST*, août 1993., pp. 31-34.
- \* Levintow, M., « Using Two Loop Antennas to Generate Asymmetrical Receiving Patterns », *National Radio Club Reprint nr. A13, National Radio Club Publications Centre, P.O. Box 164, Mannsville, NY, 13661 USA.*
- \* Marris, Richard Q., *G2BZQ (1991), « Experimental Quadriform Ferrite Transmit/Receive Antenna »*, *Elektor Electronics* (édition anglaise), novembre 1991, pp. 57-59
- \* McCoy. L.. « Technical Topics », *QST*, mars 1968.
- \* Mideke, Michael (1992), « Listening to Nature's Radio ». *Science Probe!*, juillet 1992, p. 87 : « A Whistler Hunter's Guide (sans date), monographie à compte d'auteur (P.O. Box 123, San Simeon, CA, 93452) : « Introduction to Natural Radio » (casette audio avec la monographie).
- \* Patterson, K. (1967), *Electronics*, 21 août, édition U.S. Army Limited Warfare Laboratory.
- \* Somerfield, A. (1952), « electro-dynamics », *Academic Press (New York, p. 111; repris dans T.H. O'Dell, « Esonant-Loop Antenna for Medium Waves, Electronics World & Wireless World, mars 1992, p.235.*
- \* Taylor, Peter O. et Arthur Stokes, « Recording Solar Flares Indirectly », *Communications Quarterly*, été 1991, p. 29.

## RX 80/20 (Suite de la page 47)

Reste à régler quelques problèmes de quincaillerie, qui sont loin d'être négligeables. Il est conseillé, par exemple, de trouver un boîtier correct au récepteur. Une bonne masse le protégera de toutes les émissions indésirables, qu'il s'agisse de puissants émetteurs de radiodiffusion ou d'autres bruits moins glorieux.

La syntonisation s'effectue, comme on le sait, à l'aide d'un potentiomètre qu'il est possible de câbler directement sur le circuit imprimé. S'il est monté à quelque distance, les liaisons seront obligatoirement blindées. Les signaux CW ou BLU sont en effet très sensibles, au bruit comme à tous les parasites. Pensez aussi à relier la masse du potentiomètre à celle du circuit.

Un tel filtre à quartz « maison » ne prétend pas rivaliser avec les 9 MHz du commerce, dont la qualité est certaine et le prix... élevé. L'espace est suffisant sur le circuit imprimé pour des filtres de la série XF9 de KVG et pour des filtres de NKD.

Avant d'investir, il est pourtant bon de faire des essais avec le matériel que nous proposons, c'est le meilleur moyen de se faire une idée claire des performances du récepteur, et la modification pourra s'effectuer plus tard. Ce qu'il faut faire tout de suite par exemple, c'est une entrée d'antenne coaxiale dont la masse sera prise en PT19. Est-il utile de dire ensuite qu'il est conseillé de ne pas monter l'alimentation

dans le boîtier du récepteur ? Toutes les précautions sont bonnes à prendre pour ne pas transformer l'appareil en ronfleur éveillé ! La consommation ne dépasse pas 300 mA à 500 mA et un petit bloc secteur y satisfait, à condition toutefois d'être de bonne qualité et de fournir une tension continue tout à fait stabilisée.

L'émetteur, actuellement mis au point, fera l'objet d'un autre article.

*L'adresse de l'auteur  
Günther Borchert  
Blauer Kamp 48  
D. 31141 Hildesheim  
Allemagne*

*N'oubliez pas de joindre un coupon réponse international à votre correspondance si vous désirez de plus amples renseignements.*

CABLES A FAIBLE PERTE	
<b>AIRCOM plus</b>	
Cable semi-rigide 11mm	
Fréquences	Att.dB/m
10MHz	0.9dB/100m
145MHz	4.5dB/100m
432MHz	7.5dB/100m
1296MHz	14.5dB/100m
2320MHz	21.5dB/100m
<b>AIRCELL 7</b>	
Cable souple 7mm	
Fréquences	Att.dB/m
10MHz	2.dB/100m
145MHz	7.9dB/100m
432MHz	14.1dB/100m
1296MHz	26.1dB/100m
2320MHz	37.9dB/100m
<b>RG213</b>	
Cable souple 11mm	
Fréquences	Att.dB/m
10MHz	2.2dB/100m
145MHz	8.5dB/100m
432MHz	17.3dB/100m
1296MHz	30.dB/100m
2320MHz	46.5dB/100m



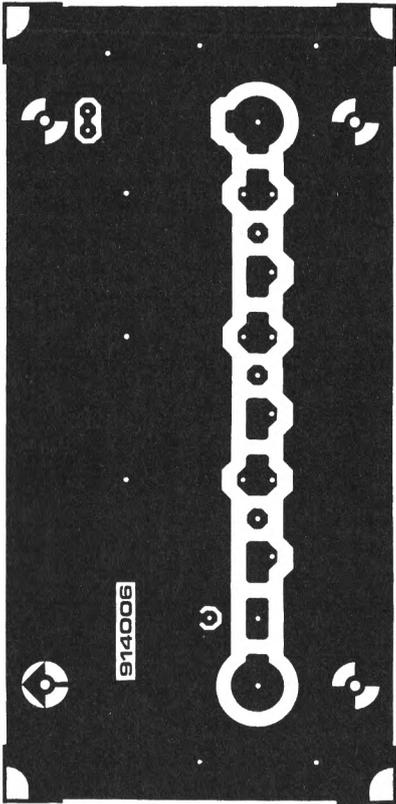
**BATIMA Electronic**  
120, rue du Maréchal Foch  
F 67380 LINGOLSHEIM  
(Strasbourg)

☎ : 03 88 78 00 12  
Fax : 03 88 76 17 97

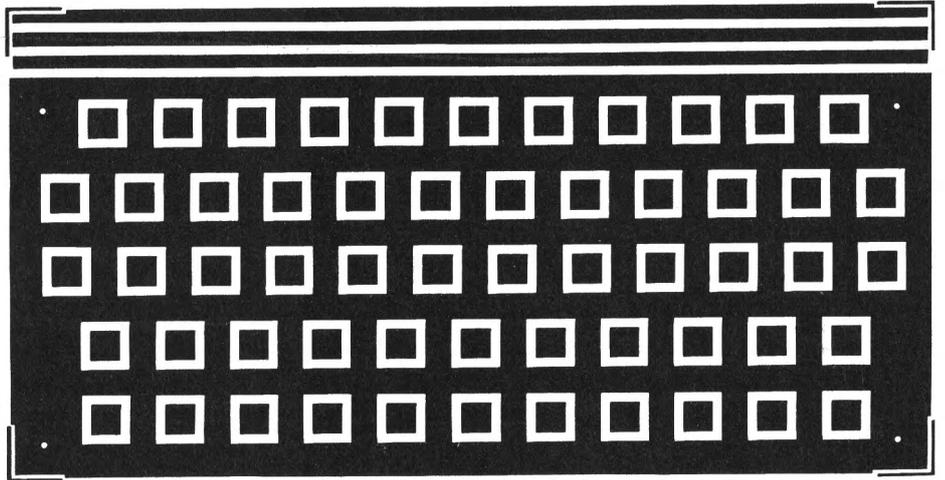
BATIMA vous propose également toutes ses gammes de produits :

- Transceivers (Kenwood, Yaesu, Icom...)
- Antennes (HF, VHF, UHF, SHF)
- Relais coaxiaux
- connectiques diverses (UHF, N, BNC, etc...)

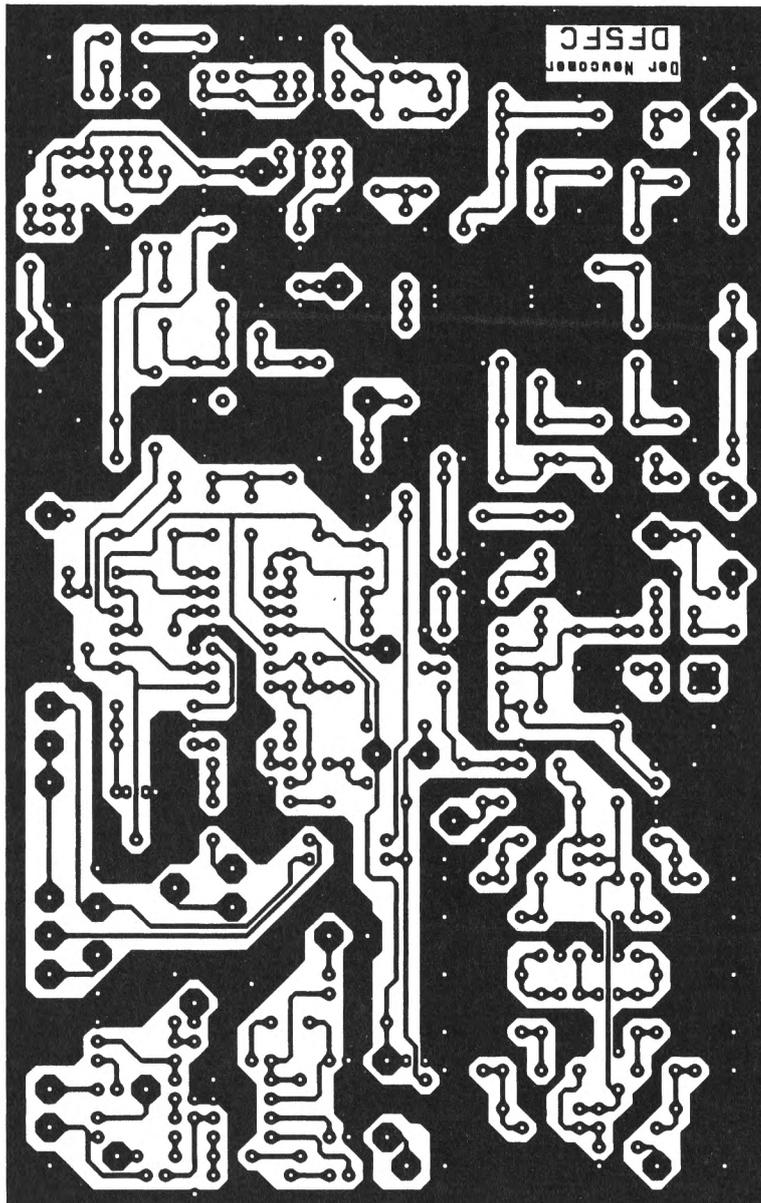
**CONSULTEZ NOUS !**



Amplificateur UHF

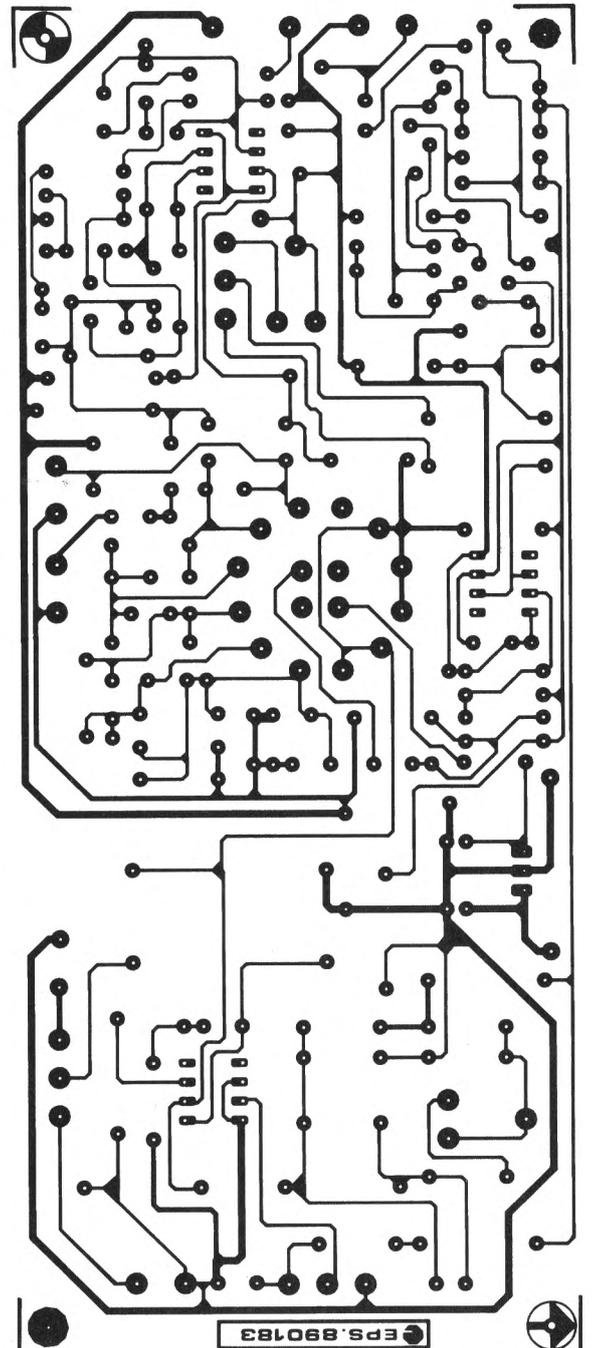


Platine d'expérimentation HF



RX 80/20

Traceur de signal BF/HF



19<sup>e</sup> année

Hors-Série HF 3

21-23 rue des Ardennes  
75019 PARIS

BP 11568  
75920 PARIS Cedex 19

T : 01.44.72.28.00  
F : 01.44.72.28.44  
Minitel 3615 Elektor (1,01 F/mn)

Le standard est ouvert du lundi au vendredi  
de 8h30 à 16h00.

**ABONNEMENTS :**  
Voir encart. Avant-dernière page.

**Rédaction internationale :**

H. Baggen, J. Buiting, R. Gerstendorf, E. Krempelsauer,  
Guy Raedersdorf, J. van Rooij, L. Seymour, J. Steeman

**Composition :** Guillaume Dols

**Sécretariat :** H. Hennekens, H. Wilmes

**Laboratoire :** H. Bonekamp, T. Giesberts, L. Lemmens

**Chef du laboratoire :** K. Walraven

**Editeur-Rédacteur en chef :** Pierre Kersemakers

**DIRECTEUR du département Livres & Hors-Série :**

A. Schommers

**RÉDACTION et COORDINATION de ce numéro :**

Denis Meyer

**Ce numéro hors-série a été réalisé avec la collaboration de**

Jean-Paul Brodier, Jean-Pierre Charlier, Jean-Christophe Vieillard,

Ewout de Ruiter et Karin van der Veen

**MAQUETTE et PHOTOCOPOSITION de ce numéro :**

TTR Support B.V., Tiel (NL)

**PUBLICITE :**

Odile Baffard

**CHEF DE BUREAU :**

Philippe Taupenas

**ADMINISTRATION :**

Claudine Perrin

**DROITS D'AUTEUR :**

© Segment B.V. 1996

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente publication, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées (Loi du 11 mars 1957 - art. 40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier de droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet.

Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice.

**S<sup>t</sup>e Éditrice : Segment BV**

Gérant et directeur de la publication : J. Boermann

ISSN 0181-7450 - Commission paritaire : 64739 NL

Siège Social : Bourgognestraat 13 • NL-6191 HX BEEK

Imprimé aux Pays-Bas par NDB

Distribué en France par NMPP

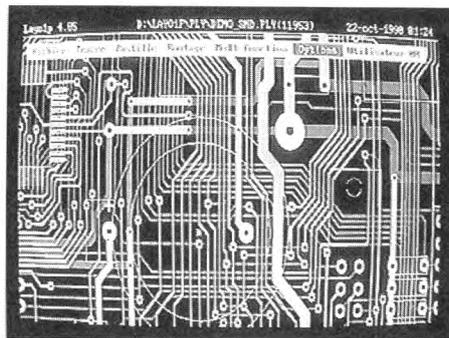
et en Belgique par AMP

## PUBLICITE

# LAYO1

Vous avez dit CAO ! Si comme moi, vous connaissez plusieurs logiciels et que vous avez à réaliser des circuits imprimés, vous avez sûrement passé des nuits blanches. Si en plus, vous avez la responsabilité d'un bureau d'études et des achats, alors vous en avez connu d'autres. En effet, la plupart des logiciels de CAO ont la particularité de se présenter d'abord sous leur angle financier... et ce n'est souvent pas une paille... Le prix justifiant la complexité, nous passons ensuite à la formation qui outre d'être très chère, a aussi la particularité d'être très concentrée et fastidieuse. Viennent enfin la prise en main et la découverte toujours très douloureuse que le fameux logiciel qui route à cent pour cent n'est d'aucun secours dans le cas particulier qui est le nôtre. Il faut dire que nous faisons du spécifique... (c'est en tout cas ce que l'on vous répondra si vous tentez de vous rebiffer). Mais tout cela est bel et bien terminé. En effet, il existe sur le marché un logiciel LAYO1E (E pour Evaluation) qui ne coûte presque rien (195 F TTC). Il dispose de toutes les fonctionnalités qu'un professionnel de la CAO peut souhaiter et ne nécessite pas une auto-formation supplée de plus de quelques heures, un quart d'heure même

si l'on veut travailler dans son mode simple, comme une planche à coller, c'est-à-dire sans création ou importation d'une netliste. De plus, il possède un routeur pour ce mode simple et un auto-routeur programmable (oui ! oui !), simple et double face qui route comme l'éclair (en



de 1000 pastilles autorise la réalisation de circuits conséquents. Je comprends parfaitement que ce routeur fasse fureur aux USA. Alors, avant de dépenser et même si vous possédez déjà un ensemble haut de gamme, renseignez-vous vite, éventuellement auprès des utilisateurs de ce fabuleux produit. Vous pouvez le tester sans véritable investissement et aucun commercial volubile ne sera là pour vous submerger de détails et de louanges sur le produit. Vous pourrez vous faire une idée par vous-même ! Finalement, c'est encore là la meilleure preuve de sérieux... C'est seulement lorsque vous êtes complètement satisfait que vous décidez de vous procurer un upgrade correspondant à vos besoins : 2000 (Double), 4000, etc. Un regret ! Je connaissais le nom Layo1 depuis trois ans. Pourquoi ai-je continué à «travailler» avec mon programme haut de gamme si longtemps en pensant : «Que pour ce prix, ça ne pouvait pas être sérieux !»

tout cas aussi simple que les autres). Mais ce routeur est surtout complètement interactif, c'est l'art du créateur qui s'exprime et c'est le logiciel qui fait le reste. On s'aperçoit tout de suite que l'ensemble est conçu par les électroniciens et non par les informaticiens. De par sa convivialité, sa simplicité (entièrement en français) et sa rapidité, c'est même sûrement le plus rapide de tous... et donc encore le plus économe. La capacité ? La version limitée

de 1000 pastilles autorise la réalisation de circuits conséquents. Je comprends parfaitement que ce routeur fasse fureur aux USA. Alors, avant de dépenser et même si vous possédez déjà un ensemble haut de gamme, renseignez-vous vite, éventuellement auprès des utilisateurs de ce fabuleux produit. Vous pouvez le tester sans véritable investissement et aucun commercial volubile ne sera là pour vous submerger de détails et de louanges sur le produit. Vous pourrez vous faire une idée par vous-même ! Finalement, c'est encore là la meilleure preuve de sérieux... C'est seulement lorsque vous êtes complètement satisfait que vous décidez de vous procurer un upgrade correspondant à vos besoins : 2000 (Double), 4000, etc. Un regret ! Je connaissais le nom Layo1 depuis trois ans. Pourquoi ai-je continué à «travailler» avec mon programme haut de gamme si longtemps en pensant : «Que pour ce prix, ça ne pouvait pas être sérieux !»

**J.-C. Charles**  
Bureau d'études ILEP Lille

**Distributeur :**  
Layo France SARL  
Château Garamache - Sauvebonne  
83400 Hyères  
Tél. : 94 28 22 59  
Fax : 94 48 22 16  
3614 code LAYOFrance

# **ELEKTOR, le mensuel de l'électronique qu'il vous faut! ELEKTOR A CHANGÉ!**

Elektor, le magazine mensuel européen consacré à l'électronique, au tirage le plus important et au contenu le plus complet, est devenu encore plus intéressant, plus accessible et plus facile à lire.

Elektor vous propose un choix varié de sujets, dont des projets de degrés de difficulté divers à réaliser soi-même, allant des montages domestiques aux réalisations de niveau professionnel.

En tant qu'abonné d'Elektor et adhérent à la Bibliothèque ELEKTOR d'Electronique vous bénéficierez d'une réduction attrayante sur chacun des ouvrages paraissant dans la Bibliothèque d'Electronique. Vous pouvez ainsi économiser au maximum 360 FF/2 208 FB par an.

Les abonnés d'Elektor bénéficient en outre de réductions intéressantes sur les ouvrages, l'Item Tracer et le CD-ROM.

Vous n'êtes pas encore abonné à Elektor?  
Vous désirez profiter des nombreux avantages d'un abonnement?

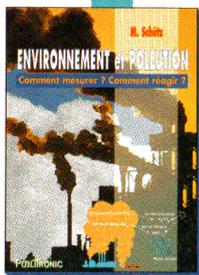
Un abonnement annuel à Elektor coûte 270 FF / 1 950 FB.

**Si vous décidez de prendre aujourd'hui un abonnement à Elektor nous vous faisons CADEAU DES 2 PREMIERS NUMÉROS !**

*Profitez de cette offre et remplissez le bon encarté à la fin de la revue et renvoyez-le nous rapidement!*



# **ELEKTOR**

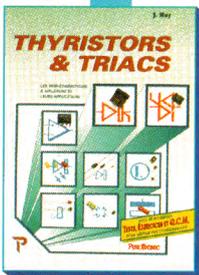


## Environnement et pollution • Comment mesurer ? Comment réagir ?

Est-ce un livre d'applications de l'électronique, un livre de chimie, de biologie ou d'écologie ? Il est à la fois tout cela et davantage. Lisez-le ! Si la vie ne vous intéresse pas, si le paysage lunaire est votre idéal et si vous en voulez à mort aux animaux de tout poil, à la nature et à sa diversité, lisez-le aussi, ne serait-ce que pour apprendre dans quel sens va le progrès.

Ce livre parle d'écologie. Il propose des moyens pour chacun de se faire une opinion, il explique, en gros, de quoi il retourne, de quels outils de mesure individuels on dispose et comment ils fonctionnent.

159 FF • 230 pages illustrées • format 14 x 21 cm



## Thyristors & Triacs

Principes et utilisation des semi-conducteurs à avalanche

Plus de 280 pages d'explications, plus de 400 schémas inédits, et de nombreux exercices pour tester vos connaissances

199 F • 283 pages • format 17 x 23,5 cm

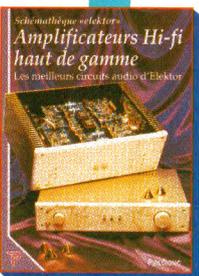


## L'art de l'amplificateur opérationnel

Le composant et ses principales utilisations

Plus de 170 pages, 200 schémas, graphiques et exercices (avec leurs corrigés !)

155 F • 171 pages • format 17 x 23,5 cm

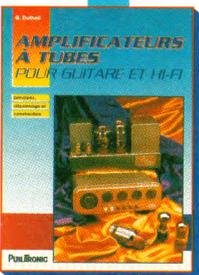


## Amplificateurs Hi-fi haut de gamme • Les meilleurs circuits audio d'Elektor complétée par des inédits

229 FF • 256 pages • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée

«Si le plombier vous installait votre salle de bains comme d'aucuns vous torchent votre chaîne hi-fi, vous ne seriez pas propre sur vous tous les jours !» Voici donc une compilation de luxe des meilleures réalisations électroniques dans le domaine audio haut-de-gamme publiées dans le magazine Elektor, avec certains inédits.

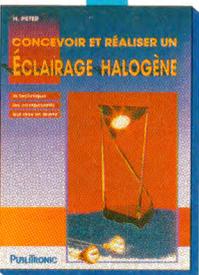
Extrait du sommaire : Préamplificateur «The Complet» • HexFet 60 : Amplificateur de puissance symétrique • FFA2000 : Etage de puissance en classe A • Préamplificateur «The Preamp» • Mini-Preamp, un préampli sans compromis • Central de commutation Hi-Fi • Amplificateur de casque à commande numérique • Filtre soustractif • Amplificateur de symétrisation • Système actif à trois voies • Mini caisson de graves etc



## Amplificateurs à tubes pour guitare et Hi-Fi • Principes, dépannage et construction

Référence moderne (et en français!) pour tous les amateurs de tubes. L'auteur présente les composants et les techniques des amplificateurs à tubes pour instruments de musique : diode, triode, pentode, étages d'entrée, correction de tonalité, déphasage, fonctionnement en classe A, push-pull, caractéristiques de tubes courants etc. Il donne ensuite des conseils pour la réparation des amplificateurs à tubes, un recensement des pannes et leur suppression, étage par étage. Pour finir, le lecteur trouvera la description de trois appareils à construire soi-même: un amplificateur pour guitare de 6 W, un amplificateur pour guitare de puissance moyenne et un amplificateur hi-fi de puissance à tubes.

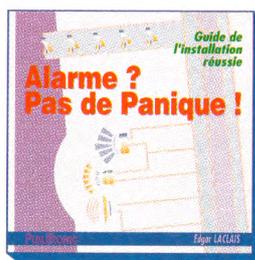
229 FF • 185 pages • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée



## Concevoir et réaliser un éclairage halogène

La technique, les composants et leur mise en œuvre avec schéma de télécommande infra-rouge et gradateur

99 FF • 150 pages • format 14 x 21 cm



## Alarme ? Pas de panique !

Guide de l'installation réussie

«Dis-moi comment a été installée ton alarme et je te dirai ce qu'elle vaut»

95 FF • 88 pages • format 19 x 19 cm



## J'exploite les interfaces de mon PC • Mesurer, commander, réguler avec les ports standard de mon PC

L'informatique ? Pas de panique ! Pour tout savoir sur les ports standard de votre PC, sur leurs caractéristiques matérielles et sur la manière de les commander à l'aide de petits programmes simples et rapides.

Même si vous débutez, ce livre vous donnera la matière à faire des expériences captivantes et instructives sous la forme de circuits de saisie, de comptage, de régulation, de mesure, de conversion, mais aussi un circuit de programmation d'EPR0M, un oscilloscope à mémoire, et même des applications du bus I<sup>2</sup>C.

155 F • 155 pages • format 14 x 21 cm



## Je pilote l'interface parallèle de mon PC • Commander, réguler, simuler en BASIC avec le port d'imprimante de mon PC avec un système d'interfaces polyvalent

Ce deuxième livre de la collection «L'informatique ? Pas de panique !» vous explique comment faire, pas à pas, simplement, en utilisant la sortie «imprimante» de votre micro-ordinateur, pour faire marcher des «trucs».

Ces trucs, ce sont des moteurs, des relais, des capteurs, c'est-à-dire des bras, des jambes, des yeux et des oreilles, tout ce dont a besoin un cerveau pour agir sur le monde extérieur et le percevoir. Le langage que parle le cerveau, dans ce cas précis, est le BASIC, que tout le monde connaît ou a envie de connaître.

155 F • 170 pages • format 14 x 21 cm

# HAUTES FRÉQUENCES

L'ELEKTOR L'ELECTRONIQUE CREATIVE

HORS-SÉRIE HF-1



- Récepteur V-UHF 47-860 MHz
- Antenne QTC 80 mètres
- Convertisseur T8E
- Interface fac-similé
- Inductance-mètre HF
- Antenne Turnstile
- Emetteur de test 27 MHz AM/FM
- Récepteur de satellites 13

Le hors-série HF n°1 est épuisé. Photocopies sur demande.

# HAUTES FRÉQUENCES

L'ELEKTOR L'ELECTRONIQUE CREATIVE

HORS-SÉRIE HF-2



- Spécial «Antennes»
  - Appareils de mesure, test et accessoires
  - Récepteurs, convertisseurs
- certains articles n°1

# Micro Contrôleurs

L'ELEKTOR L'ELECTRONIQUE CREATIVE

HORS-SÉRIE µC-1



- Thermostat à 8032 avec convertisseur °C/Hz
- AT89C2051 : expérimentation et applications
- Diagnostic de panne sur systèmes à 8031
- Variateur de vitesse pour modèle réduit
- Jeu d'orgue à ordinateur monocarte
- Jeu de construction à microcontrôleurs

La disquette gratuite du hors-série µC est disponible sur simple demande (15 FF forfait port et emballage)

# Audio Hi-Fi & musique

L'ELEKTOR L'ELECTRONIQUE CREATIVE

HORS-SÉRIE BF-1



- amplificateur de puissance 50 W en classe A
- amplificateur de guitare à tubes et à transistors
- préamplificateur de classe A
- réglage de volume et télécommande infra-rouge

trois enceintes acoustiques à réaliser soi-même



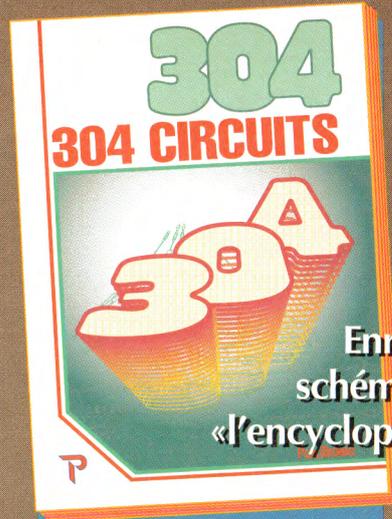
Les hors-série d'elektor sont disponibles chez l'éditeur

Utilisez le bon de commande elektor encarté dans la revue

## PUBLITRONIC

BP 11564 - 75920 PARIS Cedex 19

DANS LA COLLECTION «300 CIRCUITS»



300 CIRCUITS\*  
301 CIRCUITS\*  
302 CIRCUITS\*  
303 CIRCUITS\*  
+ 304 CIRCUITS  
= 1510 SCHÉMAS

Enrichissez votre schémathèque avec «l'encyclopédie ELEKTOR»!

## 304 CIRCUITS

pour 169 F seulement (+ port)

Les meilleurs schémas sont dans ELEKTOR ; les meilleurs schémas d'Elektor sont dans le «304 circuits».

Commandez aussi par correspondance avec le BON DE COMMANDE à la fin de la revue, ou par MINITEL : 3615 code ELEKTOR, mot-clé PU 1,01 F/m

Nos ouvrages sont disponibles chez les revendeurs de composants électroniques et chez les libraires spécialisés

\* CES VOLUMES SONT TOUJOURS DISPONIBLES

## UN NOUVEAU LIVRE PUBLITRONIC À GARDER À PORTÉE DE MAIN ENTRE MULTIMÈTRE ET FER À SOUDER

# RÉPERTOIRE DES BROCHAGES DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

J.C. Chauveau

Circuits logiques et analogiques transistors et triacs



2000 circuits intégrés logiques, analogiques, transistors et triacs les plus courants

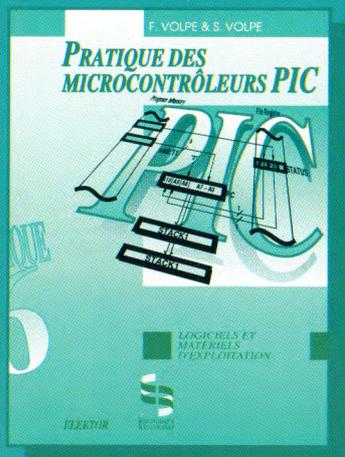
145 FF/870 FB + port

UTILISEZ LE BON DE COMMANDE ENCARTÉ DANS LA REVUE OU COMMANDEZ PAR MINITEL 3615 ELEKTOR 1,01 F/m

NOS OUVRAGES SONT DISPONIBLES CHEZ LES LIBRAIRES SPÉCIALISÉS ET LES REVENDEURS DE COMPOSANTS

# Oui, la Bibliothèque ELEKTOR d'Électronique m'intéresse sans aucune obligation d'achat de ma part.

Je commande l'édition spéciale\* de l'ouvrage PRATIQUE DES MICROCONTRÔLEURS PIC (disquette incluse) au prix exceptionnel de 254 FF (port compris)



Pour commander les autres ouvrages de la Bibliothèque Elektor d'Électronique parus en 1996, utilisez le bon de commande Publitronic encarté dans la revue.

Veuillez remplir lisiblement le dos de ce bon de commande et nous le retourner sous enveloppe affranchie sans oublier d'y joindre votre paiement.

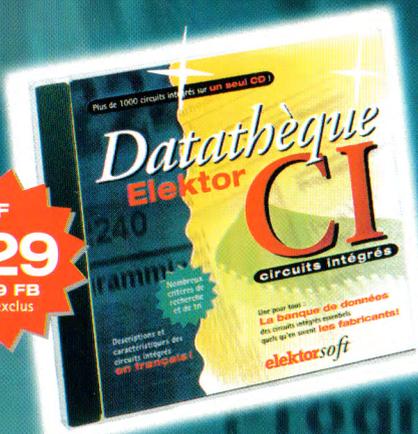
\*L'édition courante est disponible en librairie et chez les revendeurs spécialisés

# Une pour tous...

Enfin une seule **DATATHÈQUE** sur le même CD-ROM...

... pour les circuits intégrés de fabricants différents !

FF **229**  
1299 FB  
port exclus



Également disponible :



Apprentissage interactif des langues et de l'électronique

259 FF  
1650 FB

l'électronique en quatre langues

... la bibliothèque numérique

**elektorsoft**

☎ 01.44.72.28.00

☎ 01.44.72.28.44

Cochez si vous êtes déjà abonné

Envoyez sous enveloppe affranchie à : **PUBLITRONIC - B.P. 11 564 75920 PARIS CEDEX 19**  
**ÉTRANGER : PAR CARTE VISA OU MANDAT UNIQUEMENT**

nom et prénom : \_\_\_\_\_

adresse ou complément d'adresse : \_\_\_\_\_

adresse ou lieu-dit : \_\_\_\_\_

code postal : \_\_\_\_\_ bureau distributeur : \_\_\_\_\_

(Pays/Dom-Tom) : \_\_\_\_\_

Ci-joint \_\_\_\_\_ FF

par  carte bancaire  
 chèque bancaire  
 CCP à PUBLITRONIC  
 mandat à PUBLITRONIC  
 justification de virement au CCP de LILLE  
n° 7.472.29.A libellé à PUBLITRONIC

N° \_\_\_\_\_

Date Validité \_\_\_\_\_

Signature \_\_\_\_\_

**CB VISA**  
carte bleue

**un nouveau CD-ROM ELEKTOR en quatre langues: SOFTWARE ÉLECTRONIQUE 96-97 programmes, cours, code source, ... 123 FF/725**

### ABONNEMENT ELEKTOR

Oui, je prends un abonnement d'un an à Elektor et je reçois les 2 premiers numéros gratuitement. L'année compte 11 parutions dont un numéro double en juillet/août. La réception du règlement avant le 10, vous permettra d'être servi le mois suivant. En cas de réabonnement, joignez votre étiquette d'envoi s.v.p.

France	Étranger ou DOM/TOM		Belgique en FB	Suisse* en FS
	surface	avion		
270 FF	380 FF	495 FF	1 950 FB	94 FS

\* Pour la Suisse, adressez-vous à : URS MEYER - CH2052 FONTAINEMELON  
\* Pour la Belgique virement au CCP 000-1347214 - 78 à Warneton

### ANCIENS NUMÉROS ELEKTOR : CERCLEZ les numéros désirés.

1990	139	140	141	142	143	144	145*146	147	148	149	150
1991	151	152	153	154	155	156	157*158	159	160	161	162
1992	163	164	165	166	167	168	169*170	171	172	173	174
1993	175	176	177	178	179	180	181*182	183	184	185	186
1994	187	188	189	190	191	192	193*194	195	196	197	198
1995	199	200	201	202	203	204	205*206	207	208	209	210
1996	211	212	213	214	215	216	217*218	219	220	221	222
1997	223										

Prix par exemplaire, port (surface) inclus :  
37 FF (64 FF\*) le premier ou seul n° demandé  
et 27 FF (54 FF\*) les n°s suivants. (\* n°s doubles)

### ANCIENS NUMÉROS ELEX :

Tarif 33 FF pour le premier ou seul exemplaire, puis 23 FF pour chacun des numéros suivants.  
ATTENTION ! Les numéros 4, 5, 6 et 7 sont épuisés.

### CASSETTE DE RANGEMENT : 49 FF

Emballage + port (surface) : 15 FF pour 1 cassette  
30 FF pour 2 (ou plus)

UTILISEZ LE BON DE COMMANDE AU VERSO  
COMPLÉTEZ CI-CONTRE ET JOIGNEZ VOTRE RÈGLEMENT.

n° 223

Découpez ce bon après l'avoir dûment rempli et retournez-le avec votre paiement dans une enveloppe affranchie à Publitronic • BP 11 564 • 75920 PARIS Cedex 19

la bibliothèque numérique **elektorsoft**

Pour la Suisse, adressez-vous à URS-MEYER CH - 2052 FONTAINEMELON

Nom : \_\_\_\_\_ Prénom : \_\_\_\_\_  
 Adresse : \_\_\_\_\_  
 Code Postal : \_\_\_\_\_  
 Localité : \_\_\_\_\_  
 Pays-DOM/TOM : \_\_\_\_\_  
 Je commande \_\_\_\_\_  
 exemplaires du **CD-ROM L'électronique en 4 langues**  
**au prix unitaire de 259 FF (1650 FB)** \_\_\_\_\_ F  
 \_\_\_\_\_  
 exemplaires du **CD-ROM Datathèque - CI**  
**au prix de 229 FF (1299 FB)** \_\_\_\_\_ F  
 forfait port + emballage \_\_\_\_\_ F  
 15 FF / 90 FB pour un seul CD \_\_\_\_\_ F  
 gratuit à partir de deux CD  
**TOTAL : \_\_\_\_\_ F**  
 Ci-joint \_\_\_\_\_ F  
 virement au CCP 000-1347214-78 à Warneton (pour la Belgique uniquement)  
 chèque bancaire/CCP établi à l'ordre de PUBLITRONIC  
 justification de virement au CCP de Lille n° 20041 01005 0747229A 02614 libellé à PUBLITRONIC  
 carte bancaire (complétez et signez ci-dessous s.v.p.)  
 n° de carte de crédit : ou date de validité : \_\_\_\_\_  
 \_\_\_\_\_  
 signature \_\_\_\_\_

## BON DE COMMANDE PRATIQUE DES MICROCONTRÔLEURS PIC

Nom : \_\_\_\_\_  
 Prénom : \_\_\_\_\_  
 Adresse : \_\_\_\_\_  
 Code Postal : \_\_\_\_\_  
 Localité : \_\_\_\_\_  
 Pays-DOM/TOM : \_\_\_\_\_  
 Je commande \_\_\_\_\_exemplaire(s) du livre  
**PRATIQUE DES MICROCONTRÔLEURS PIC** à 254 FF/1500 FB \_\_\_\_\_FF/FB  
 port et emballage (forfait) (30 FF/180 FB) \_\_\_\_\_FF/FB  
 Ci-joint \_\_\_\_\_ FF/FB par  
 chèque bancaire/CCP établi à l'ordre de PUBLITRONIC  
 justification de virement au CCP de Lille n° 20041 01005 0747229A 02614 libellé à PUBLITRONIC  
 virement au CCP 000-1347214-78 à Warneton (pour la Belgique uniquement)  
 mandat  
 carte bancaire (complétez et signez ci-dessous s.v.p.)  
 n° de carte de crédit : ou date de validité : \_\_\_\_\_  
 \_\_\_\_\_  
 signature : \_\_\_\_\_

Découpez ce bon après l'avoir dûment rempli et retournez-le avec votre paiement dans une enveloppe affranchie à **ELEKTOR BP 11 568 • 75920 PARIS Cedex 19**

ETRANGER : PAR CARTE VISA OU MANDAT UNIQUEMENT

## BON DE COMMANDE

	quantité	unité	prix total		quantité	unité	total	
<b>LE BUS SCSI</b>	.....	249 FF	.....	FF	300 Circuits	119 FF	.....	FF
<b>PRATIQUE DES MICROCONTRÔLEURS PIC</b>	.....	249 FF	.....	FF	301 Circuits	119 FF	.....	FF
<b>RÉPERTOIRE DES BROCHAGES DES COMP. ÉLECTRON.</b>	.....	145 FF	.....	FF	302 Circuits	129 FF	.....	FF
<b>ENCEINTES ACOUSTIQUES &amp; HAUT-PARLEURS</b>	.....	249 FF	.....	FF	303 Circuits	163 FF	.....	FF
<b>TRAITÉ DE L'ÉLECTRO. ANALOG. ET NUMÉR. VOL 2</b>	.....	249 FF	.....	FF	304 Circuits	169 FF	.....	FF
<b>TRAITÉ DE L'ÉLECTRO. ANALOG. ET NUMÉR. VOL 1</b>	.....	249 FF	.....	FF	<b>Créations électroniques</b>	119 FF	.....	FF
<b>LE MANUEL DU MICROCONTRÔLEUR ST62</b>	.....	249 FF	.....	FF	Guide des applications vol. 1	198 FF	.....	FF
<b>JE PILOTE L'INTERFACE PARALLELE DE MON PC</b>	.....	155 FF	.....	FF	Guide des applications vol. 2	199 FF	.....	FF
<b>AMPLIFICATEURS HI-FI HAUT DE GAMME</b>	.....	229 FF	.....	FF	<b>Vidéo : RÉSI &amp; TRANSI La conquête de l'électr.</b>	167 FF	.....	FF
<b>MULTIMÉDIA ? PAS DE PANIQUE !</b>	.....	169 FF	.....	FF	<b>ELEKTOR HORS-SÉRIE Hautes Fréquences HF-1</b> (épuisé)			
<b>LE MANUEL DU BUS I2C</b>	.....	259 FF	.....	FF	<b>ELEKTOR HORS-SÉRIE Hautes Fréquences HF-2</b>	50 FF	.....	FF
<b>LE MANUEL DES MICROCONTRÔLEURS</b>	.....	229 FF	.....	FF	<b>ELEKTOR HORS-SÉRIE Hautes Fréquences HF-3</b>	50 FF	.....	FF
<b>Alarme ? Pas de panique !</b>	.....	95 FF	.....	FF	<b>ELEKTOR HORS-SÉRIE Audio, Hi-Fi &amp; Musique BF-1</b>	50 FF	.....	FF
<b>Environnement et pollution</b>	.....	159 FF	.....	FF	<b>ELEKTOR HORS-SÉRIE Microcontrôleurs µC-1</b>	50 FF	.....	FF
<b>Automates programmables en BASIC</b>	.....	249 FF	.....	FF	<b>Mémo Formulaire</b>	74 FF	.....	FF
<b>Amplis à tubes pour guitare et Hi-Fi</b>	.....	229 FF	.....	FF	<b>Mémotech Électronique</b>	245 FF	.....	FF
<b>J'exploite les interfaces de mon PC</b>	.....	155 FF	.....	FF	<b>Mesures et Essais - Tome 1</b>	135 FF	.....	FF
<b>Éclairage halogène</b>	.....	99 FF	.....	FF	<b>Mesures et Essais - Tome 2</b>	141 FF	.....	FF
<b>Thyristors &amp; triacs</b>	.....	199 FF	.....	FF	<b>ITEM TRACER (abonnés)</b>	99 FF	.....	FF
<b>Votre PC à la carte</b>	.....	259 FF	.....	FF	<b>ITEM TRACER (non-abonnés)</b>	125 FF	.....	FF
<b>Le manuel des GAL</b>	.....	275 FF	.....	FF	<b>CD-ROM ELEKTOR 95 (abonnés)</b>	288 FF	.....	FF
<b>L'art de l'amplificateur opérationnel</b>	.....	155 FF	.....	FF	<b>CD-ROM ELEKTOR 95 (non-abonnés)</b>	320 FF	.....	FF
<b>Logique floue &amp; régulation PID</b>	.....	188 FF	.....	FF	<b>CD-ROM L'ÉLECTRONIQUE EN QUATRE LANGUES</b>	259 FF	.....	FF
<b>Microcontrôleurs PIC à structure RISC</b>	.....	95 FF	.....	FF	<b>CD-ROM DATATHEQUE CIRCUITS INTÉGRÉS ELEKTOR</b>	229 FF	.....	FF
<b>Apprenez la conception des montages</b>	.....	95 FF	.....	FF	.....	.....	.....	FF
<b>Apprenez la mesure des circuits analogiques</b>	.....	95 FF	.....	FF	.....	.....	.....	FF
<b>Apprenez à utiliser le microcontrôleur 8051</b>	.....	95 FF	.....	FF	.....	.....	.....	FF
<b>Électronique et programmation pour débutants</b>	.....	95 FF	.....	FF	.....	.....	.....	FF
<b>Le cours technique</b>	.....	69 FF	.....	FF	<b>Port &amp; emballage : Ajoutez le forfait selon les articles désirés. Le forfait maximum est de 30 FF.</b>	<b>TOTAL</b>	.....	FF
<b>L'électronique ? Pas de panique ! vol. 1</b>	.....	159 FF	.....	FF	<b>REPORT</b>	.....	FF	
<b>L'électronique ? Pas de panique ! vol. 2</b>	.....	159 FF	.....	FF	<b>PORT*</b>	.....	FF	
<b>L'électronique ? Pas de panique ! vol. 3</b>	.....	159 FF	.....	FF	<b>TOTAL À PAYER</b>	.....	FF	
<b>Guide des circuits intégrés</b>	.....	169 FF	.....	FF				

**COMMANDEZ AUSSI PAR MINITEL 3615 + ELEKTOR (1,01 F/min)**

Titres diffusés par Publitronic  
 circuits et logiciels

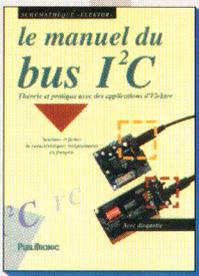
SECAM  
 PAL  
 Précisez !

\* (PORT GRATUIT À PARTIR DE 300 FF)

**PUBLITRONIC**

**Total à reporter ..... FF**

**Regroupez ici l'ensemble de votre commande**



## Le manuel du bus I2C • théorie et pratique avec des applications d'elektor

Schémas et fiches de caractéristiques en français • Avec disquette 3,5 pouces (3 logiciels ESS GRATUITS)

Le bus I2C a été conçu pour relier des circuits intégrés d'une même platine. D'extension en extension, la vitesse de transmission a augmenté, les distances entre appareils se sont allongées, le bus I2C est devenu la solution rationnelle omni-présente quand il s'agit de diminuer le coût du câblage, sur les platines, entre les platines ou entre les appareils. Le principe du bus est exposé au début du livre, la théorie du fonctionnement de chaque platine, maître ou esclave, est détaillée ensuite (avec des feuilles de caractéristiques en français !).

259 FF • 344 pages sous couverture cartonnée • format 17 x 23,5 cm



## Le manuel des microcontrôleurs 8032, 8051 & 80535 et leurs familles

Conception & programmation d'automates

Ce livre s'adresse à ceux qui programment ou voudraient programmer des microcontrôleurs. Loin de se contenter du seul apprentissage de la programmation des automates, ce manuel passe aux réalisations sérieuses, sans rien perdre de son caractère pédagogique. Les exemples de programmation ne sont pas seulement des prétextes didactiques, mais des réalisations grandeur nature, pratiques et utiles. L'ouvrage a été conçu à partir et autour du célèbre moniteur EMON 51.

229 FF • 272 pages avec disquette 3,5 pouces • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée

Offre spéciale (jusqu'à 35 % de réduction) sur le prix de certains logiciels associés à ce livre

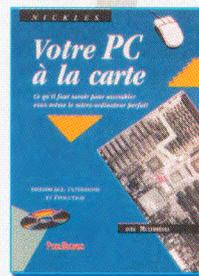


## Multimédia ? pas de panique

Assemblage, extensions et évolution

169 FF • 264 pages • format 17 x 23,5 cm

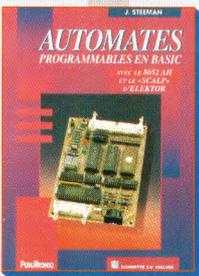
Avec ce livre, assemblez vous-même votre PC-MULTIMÉDIA à la carte



## vosre PC à la carte

Assemblage, extensions, et évolution

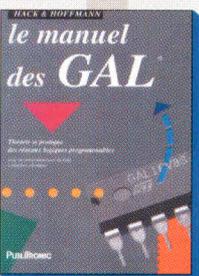
259 F • 296 pages illustrées avec disquette 3,5 pouces format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée



## Automates programmables en BASIC • avec le 8052 AH et le SCALP d'ELEKTOR

Il existe un microcontrôleur que vous pouvez programmer en même temps en BASIC et en assembleur. Voici le livre qui va avec ! Il vous aidera à donner enfin toute la mesure de votre astuce en matière d'automates programmables. Y sont décrits le processeur 8052AH et son BASIC mais aussi la fameuse passerelle BASIC-ASSEMBLEUR. A l'occasion de la publication de ce livre, Publitronec vous propose la carte SCALP en kit (voir l'encart à la fin de cette revue) avec un puissant assembleur sur disquette.

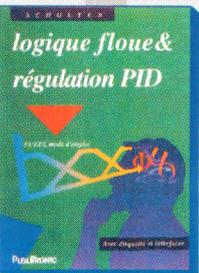
249 FF • 250 pages illustrées • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée, avec les schémas et les dessins de circuits imprimés, et les listings du livre et la documentation de l'assembleur sur disquette 3,5"



## Le manuel des GAL • Théorie et pratique des réseaux logiques programmables

Une synthèse théorique avec des exemples pratiques d'utilisation des GAL et la réalisation d'un programmeur de GAL. Après une introduction aux principes de base de la logique numérique moderne, le manuel traite des circuits intégrés à GAL et détaille, à l'aide de nombreux exemples, le déroulement de la conception du circuit logique jusqu'à la programmation des GAL. À cela s'ajoute un assembleur GAL qui produit des fichiers normalisés JEDEC. La troisième partie décrit la construction d'un programmeur de GAL complet, aisément reproductible. Le logiciel pour commander le programmeur se trouve sur la disquette.

275 F • 288 pages • avec disquette 3,5 pouces • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée



## Logique Floue & régulation PID • FUZZY, mode d'emploi

La logique floue et, plus généralement, les régulations actives connaissent un essor sans précédent. C'est pourquoi ce livre expose tous les aspects importants de la régulation de processus par ordinateur ; il envisage successivement la théorie générale de la régulation, la logique floue, la régulation classique en PID, et enfin les notions connexes de mesure et de précision. Pour répondre le mieux possible au souhait d'une approche pratique, l'étude est complétée par des programmes de démonstration, pour la régulation en PID et pour le traitement statistique des signaux de mesure. Une large place est faite à la régulation en logique floue.

188 FF • 248 pages • avec disquette 3,5 pouces • format 17 x 23,5 cm • couverture cartonnée



## Microcontrôleurs PIC à structure RISC • La famille PIC-16C5X

95 FF • 95 pages • format 12 x 23 cm

Avec leur mémoire de programme et de données interne, les contrôleurs CMOS de la série PIC 16C5X en sont l'exemple, par excellence, de ce qu'est devenue la micro-électronique moderne. Ce livre, conçu comme un guide pour la mise au point et la programmation de ces composants, dont il décrit la structure, les caractéristiques électriques, et enfin le jeu d'instructions, s'adresse aux électroniciens et aux programmeurs familiarisés avec la programmation en assembleur.

PUBLITRONIC

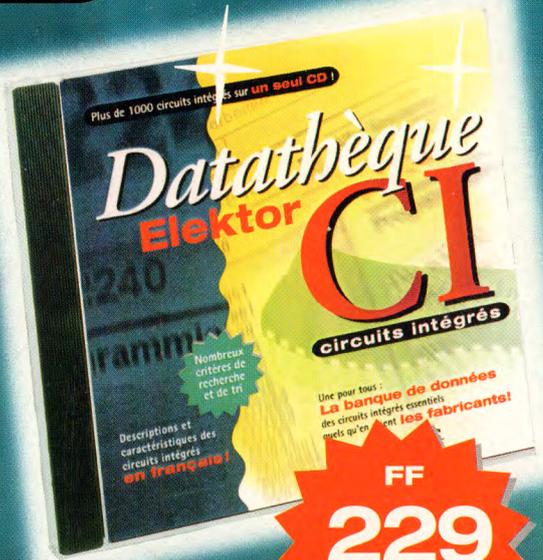
BP 11 564 - 75920 PARIS Cedex 19

# Une pour tous...

Enfin une seule **DATATHÈQUE** sur le même CD-ROM...

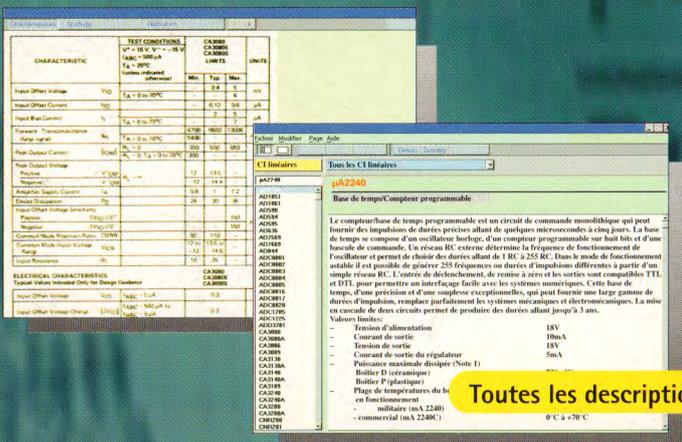
... pour les circuits intégrés de fabricants différents !

Plus de recherches interminables dans les listes et les recueils de caractéristiques des fabri-cants ! Voici le nouveau CD-ROM d'Elektor, flambant neuf, avec les caractéristiques complètes de plus de 1000 circuits intégrés. Le choix des circuits intégrés est tel qu'un seul CD-ROM suffit : tous les fabricants sont représentés. Le prix modique de cette banque de données n'est pas la moins attrayante de ses qualités.



**FF 229**  
1299 FB  
port exclus

## Caractéristiques techniques détaillées



Toutes les descriptions en français

## Les circuits intégrés de plusieurs dizaines de fabricants

- toutes les catégories de circuits intégrés sont représentées ; par exemple HCMOS, TTL, CMOS, circuits linéaires, etc
- description et caractéristiques détaillées fournies par les fabricants, avec schémas d'application
- nombreux critères de recherche et de tri

Également disponible :



Apprentissage interactif des langues et de l'électronique

**259<sup>FF</sup>**  
1650 FB

l'électronique en quatre langues

Ce CD-ROM est à la fois un dictionnaire de langues, un répertoire pour la prononciation (oui, il parle à haute voix !) en quatre langues, et un cours d'électronique complet, avec des leçons, des dessins, des schémas, des exercices (questions à choix multiples, avec les réponses justes !) Installation et utilisation archi-simples !

... la bibliothèque numérique  
**elektorsoft**

☎ 01.44.72.28.00

📄 01.44.72.28.44