

PREAMPLIFICATEURS 144 MHz ET 137 MHz FAIBLE BRUIT

La description suivante complète l'article précédent sur le préamplificateur 70 cm par une version VHF très semblable pour les bandes amateur et satellites. Le montage est parfaitement reproductible et la mise au point se trouve simplifiée par un seul réglage.

Jean-Matthieu STRICKER, F5RCT

Par rapport à la version 70 cm, ce préamplificateur VHF lui ressemble beaucoup. Le circuit d'entrée n'est plus une ligne imprimée, trop longue en VHF, mais une self spéciale de type résonateur hélicoïdal. Afin d'améliorer la réjection des fréquences hautes (> 200 MHz), un filtre en Pi adapte la sortie de l'amplificateur tout en fixant le gain à une valeur choisie.

DESCRIPTION DES CIRCUITS D'ADAPTATION

Le constructeur donne les paramètres du transistor pour quelques fréquences de test. A partir de ces données, il faut extrapoler les chiffres pour en déduire une valeur proche à la fréquence de travail (145 MHz). Pour le BF988, le facteur de bruit est optimal si on lui présente entre la

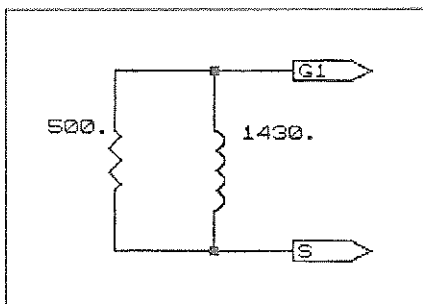


Figure 1. Circuit équivalent de l'admittance à présenter au BF988.

grille 1 et la source, une admittance de $Y_s = 0,7 - j 2 \text{ mS}$ (ou Ω^{-1}).

Cette admittance est équivalente à $Y_s = 1/1430 - j 1/500$ soit une résistance de 1430Ω et une inductance en parallèle de $500 \Omega (= L\omega)$ de réactance (Figure 1).

Il faut ensuite adapter cette impédance à 50Ω . Pour cela, l'abaque de SMITH est intéressant. Plus simple encore, il existe des logiciels sur PC qui travaillent dans l'abaque de SMITH ce qui évite de prendre son matériel de dessin !

Rappelons quand même les quelques règles de base de l'abaque de SMITH qui n'est autre qu'un plan complexe ! L'axe des réels traverse le cercle diamétralement à l'horizontale, gradué de zéro à l'infini. Les imaginaires sont reportés sur le périmètre du cercle entourant les graduations ; de 0 à $+\infty$ pour la moitié supérieure et de 0 à $-\infty$ pour la moitié inférieure. Les impédances ou admittances y sont reportées sous forme réduites, c'est-à-dire divisées par une valeur de référence. En transformant un point symétriquement par rapport au centre de l'abaque, on passe d'une impédance ($Z = A + jB$) à une admittance ($Y = C + jD$). Comme le module de l'admittance d'entrée Y_s est très supérieure à 50Ω , il vaut mieux centrer l'impédance réduite sous 200Ω environ pour que le graphe ne soit concentré dans un coin de l'abaque !

Le point départ Y_s est transformé en admittance réduite :

$$y_s = Y_s/Y_o = Y_s.R_o = [0,7 \cdot 10^{-3} - j 2 \cdot 10^{-3}] \times 200 = 0,14 - j 0,4$$

Ce point se trouve en A sur l'abaque (Figure 2). Le circuit d'adaptation est le suivant : une self et une capacité en parallèle sur la grille et une capacité entre l'entrée 50Ω et la grille. Le but à atteindre est le point sur l'axe réel à impédance réduite y_B .

$$y_B = 50/R_o = 50/200 = 0,25$$

De là, on fait partir un contour à impédance réelle constante segment [BC]. On reporte son symétrique B'C' par rapport au centre de l'abaque (point repère 1 sur l'échelle réelle).

Cet arc est en fait la partie imaginaire apportée par la capacité C_{10} , non encore définie. Si l'on regarde le point de départ A, on voit qu'un contour à partie réelle constante vient couper le segment [B'C'] dans la moitié supérieure de l'abaque près du point C'. En joignant ces deux arcs au point F, on peut déterminer la valeur de C_{10} . Pour cela, il faut regarder quelle est la graduation du point F sur l'axe imaginaire.

On lit 0,73 d'admittance réduite Y_{C10}

$$Y_{C10} = Y_{C10} \times R_o = 0,73/200 = C\omega = 3,65 \cdot 10^{-3}$$

d'où $C = YC_{10} / 2 \pi f$ avec $f = 145.10^6$ Hz

$C_{10} = 4$ pF soit 3,9 pF

Il reste la détermination de la self L10 et du condensateur C12. Pour cela, quelques contraintes s'imposent : La self L10 est une sorte de résonateur hélicoïdal miniature. En effet, ce sont les selfs qui ont souvent plus de pertes que les capacités en HF. Une self à air à 145 MHz possède un facteur de qualité de 100 environ, mais si l'on réduit ses dimensions, le facteur de qualité baisse. Un blindage ou une masse métallique entourant le périmètre de la self réduit l'inductance mais augmente le facteur de qualité. On se rapproche ainsi d'une cavité coaxiale. Sur le marché, il existe de telles bobines présentant un facteur de qualité de 150 à 200 MHz dans un encombrement de 7 x 7 x 10 mm. Ici, la self L10 est une 511830 de NEOSID) de 65 nH 10% réglable par un noyau. Pour minimiser les pertes à l'entrée du transistor, le facteur de qualité à vide doit être le plus élevé possible et en charge le plus faible possible. Mais, ceci se fait au détriment de la bande passante. Le facteur de qualité du circuit d'adaptation se matérialise sur l'abaque de SMITH par des arcs partant des extrémités de l'axe réel. Plus le contour d'adaptation se trouve près des bords, plus le facteur de qualité sera meilleur, mais ceci sous risque d'une instabilité de l'amplificateur. Retournons sur l'abaque de SMITH. Il faut déterminer L10 et C12 pour rejoindre le point F au point A. La self L10 fait avancer le point F vers le point A, tandis que la capacité agit dans le sens contraire. Nous avons :

$$Y_L = j(L_{10} \cdot \omega)^{-1} = \\ j(65 \cdot 10^{-9} \times 6.28 \times 145 \cdot 10^6)^{-1} = \\ -j16,8 \cdot 10^{-3} \text{ mS}$$

$$y_L = Y_L \times R_0 = -j3,38.$$

Partant donc du point F, on se retrouvera dans la moitié inférieure de l'abaque au point G qui aura pour valeur imaginaire $y_G = j(Y_F - Y_L) = j0,73 - j3,38 = -j2,65$.

La valeur de l'admittance de la self L10 paraît trop grande car le point A est dépassé en allant vers le point G. L'adaptation peut suffire rien qu'avec C10 et L10 mais le préamplificateur ne serait pas protégé contre les fréquences élevées.

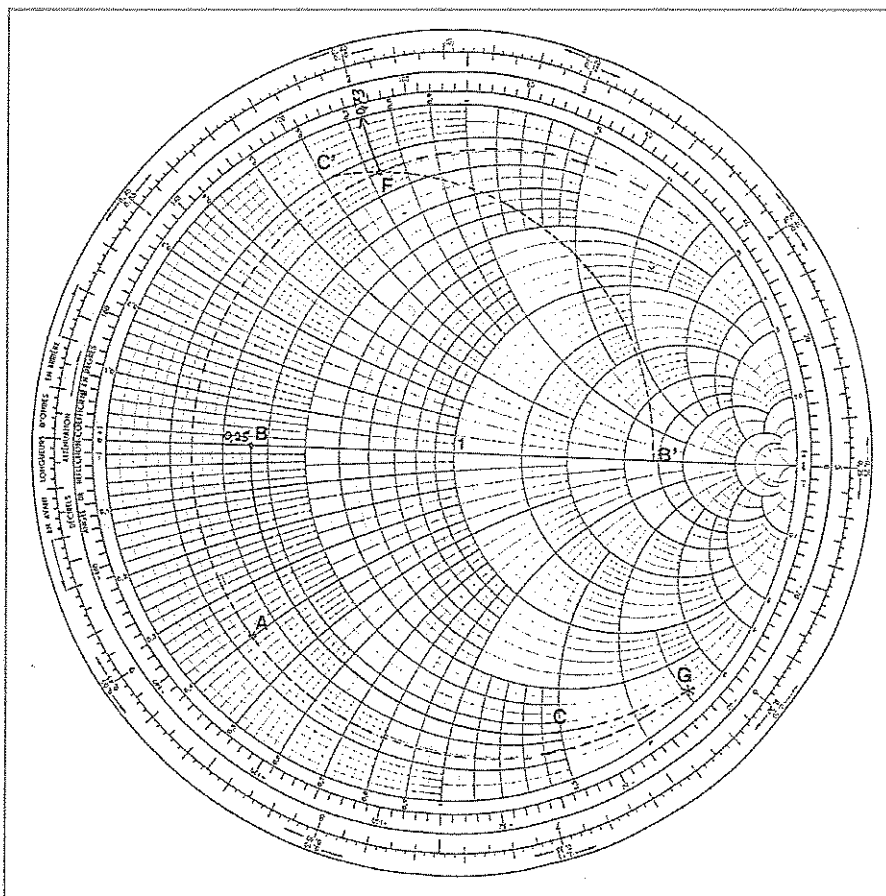


Figure 2. Abaque de SMITH de l'adaptation d'entrée du préamplificateur.

La capacité C12 produira un effet de passe bande sur le circuit d'entrée. La valeur de C12 correspond à la différence d'admittance entre les points A et G.

$$y_A = -j0,4 \text{ et } y_G = -j2,65 \\ y_{C12} = j y_G - y_A = j2,64 - j0,4 = j2,25 \\ \text{soit } Y_{C12} = y_{C12} / R_0 = 0,01125 \Omega^{-1} \\ C_{12} = Y_{C12} / 2 \pi f = \\ 0,01125 / (2 \pi \cdot 145 \cdot 10^6) \\ C_{12} = 12,3 \text{ pF prenons } C_{12} = 12 \text{ pF}$$

Le réglage de L10 fera légèrement déplacer le point A sur le contour [FG] pour atteindre l'adaptation parfaite.

Pour la version 137 MHz la méthode est la même. On peut considérer que les paramètres du transistor varient peu par rapport à 145 MHz, seule la capacité C12 passe à 15 pF.

L'adaptation en sortie utilise un classique filtre en Pi. Une telle structure possède plusieurs avantages :

- La caractéristique amplitude-fréquence est celle d'un filtre passe bas.

- L'adaptation d'impédance aux deux extrémités se prête bien à des charges réelles complétées d'un terme capacitif en parallèle.

- Le faible facteur de qualité de ce circuit permet de se passer de réglage.

La stabilité du préamplificateur dépend beaucoup du circuit de sortie. L'admittance de sortie d'un transistor MOSFET est très faible (ou plutôt son impédance de sortie est élevée !). Or, le gain du montage dépend de l'impédance de la charge et de la transconductance du transistor en première approximation. Si la valeur de l'impédance de la charge du transistor varie en fonction de la fréquence, le gain peut augmenter et provoquer des oscillations parasites.

Comme le BF988 possède suffisamment de gain, une résistance de 330 Ω en parallèle sur le drain fixe le gain à une valeur raisonnable de 15 à 18 dB. Cette résistance contribue aussi à fixer la partie réelle de l'impédance de sortie du transistor à une valeur plus faible et augmenter la stabilité

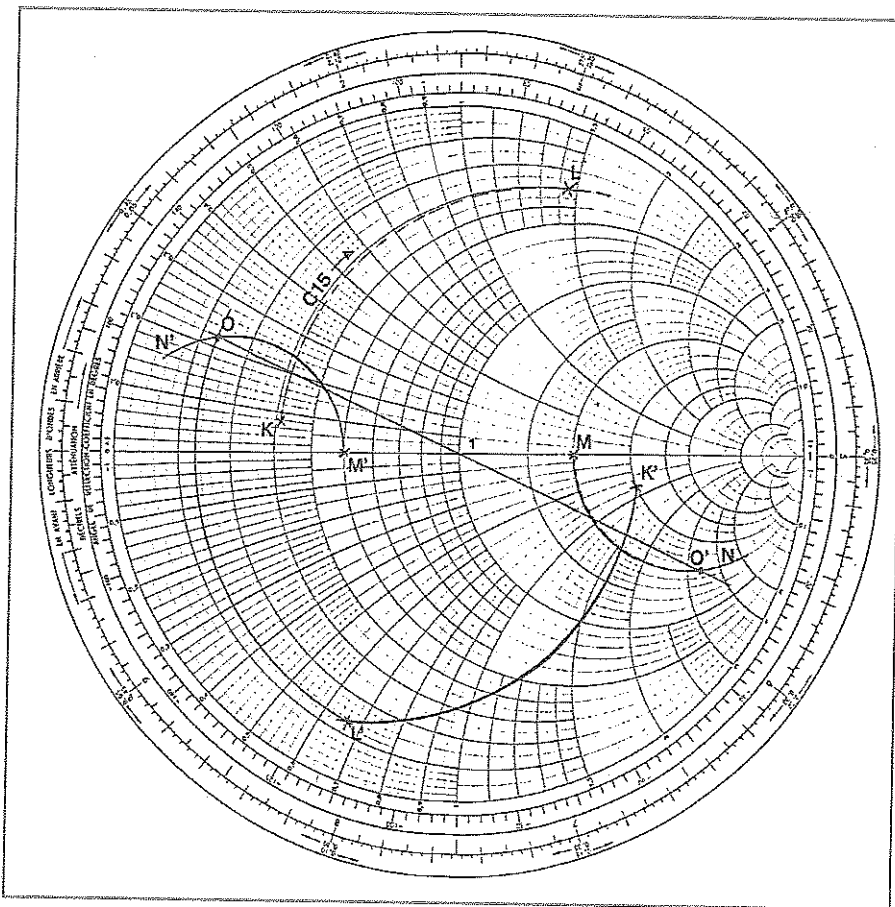


Figure 3. Abaque de SMITH de l'adaptation en sortie du préamplificateur.

du préamplificateur. Ainsi, le préamplificateur se trouve adapté en entrée et en sortie à 50Ω . L'adaptation par le filtre en Pi est très aisée en utilisant l'abaque de SMITH, elle peut se faire aussi de façon analytique par quelques formules de calcul. L'admittance de sortie du BF988 à 145 MHz s'élève à : $Y_S = 0,1 + j0,8 \text{ mS}$. La résistance en parallèle sur le drain de 330Ω modifie la partie réelle de l'admittance.

$$Y_d = 1/330 + 0,1 \cdot 10^{-3} + j0,8 \cdot 10^{-3} = 3,13 + j0,8 \text{ mS}$$

Cette admittance est transformée en admittance réduite normalisée à 100Ω

$$y_d = Y_d \times R_0 = 0,313 + j0,08$$

puis ce point est reporté dans l'abaque de SMITH (point K). La capacité C15 fait augmenter la partie imaginaire de cette admittance sur un contour KL à partie réelle constante (Figure 3).

Ce contour est transformé en son symétrique K'L'. Puis, partant de la sortie

50Ω on transforme cette impédance réelle en admittance réduite $Y_M = 100/50 = 2$; ce point est placé en M sur l'abaque. On serait arrivé à ce point si l'adaptation du filtre en TT était réalisée. Or, il faut retrancher l'effet de la capacité C16 pour déterminer celle-ci et la self L11. Du point M, un contour à partie réelle constante se dirige vers la moitié inférieure de l'abaque (admittance inductive). Ce contour MN est transformé en son symétrique M'N'. Maintenant, on peut joindre les deux contours K'L' et M'N' par l'inductance série L11. Plusieurs solutions sont possibles. Pour cela, fixons le point L' par l'admittance de C15 (15 pF) $Y_{C15} = 0,0136 \Omega^{-1}$ soit $y_{C15} = 1,36$ d'admittance réduite.

$$\text{Et } y_L = y_K + j 1,36 = j0,08 + j 1,36 = j 1,44$$

Le point L' peut joindre l'arc M'N' au point O par un contour à partie réelle constante. En mesurant la partie imaginaire de l'arc L'O on déduit la valeur de L11.

$$z_{L11} = j0,22 - (-j 0,68) = j0,9 \text{ soit } Z_{L11} = 90 \Omega = L\omega$$

$$L11 = Z_{L11} / (2 \pi f) \approx 100 \text{ nH}$$

Puis, le point O est reporté en O' sur le contour d'origine (MN). Ce point O' reporté sur l'axe imaginaire donne la valeur de son admittance réduite :

$$y_{C16} = j3,2$$

$$Y_{C16} = y_{C16} / 100$$

$$C16 = Y_{C16} / (2 \pi f) = 35 \text{ pF} \text{ soit } 33 \text{ pF}$$

Quelques aspects pratiques ne sont pas à négliger lors de la mise en œuvre de ce préamplificateur. Le tracé du circuit imprimé et la disposition des éléments influent sur la stabilité finale du montage. Ainsi, les inductances seront disposées de manière à ce que leurs axes de bobinage soient perpendiculaires entre eux. Par exemple, la self hélicoïdale d'entrée est perpendiculaire au circuit imprimé et la self de sortie est dans le plan du circuit pour que le couplage entre elles soit minimal. Toutefois, le risque d'apparitions d'accrochages ou d'oscillations en dehors de la bande du préamplificateur n'est pas écarté. En effet, suivant les variations d'impédance d'entrée et de sortie présentées au transistor en fonction de la fréquence, celui-ci peut se comporter comme un oscillateur aux alentours du GHz. Il a été constaté que quelques prototypes de ce préamplificateur se trouvaient être de formidables oscillateurs à 1,7 GHz ! L'explication de ces phénomènes parasites se trouve dans le circuit de sortie du transistor. Aux fréquences élevées, les connexions de sortie du transistor deviennent facilement inductives. Ainsi, la connexion du drain du MOSFET et la capacité de charge du circuit de sortie forment un résonateur parasite aux alentours du GHz. Pour supprimer cet effet, une perle de ferrite ou une résistance en série dans le drain réduit le facteur de qualité de l'inductance du drain et règle ce genre de problème. Ceci explique la raison de la résistance R13 en série dans le drain qui d'un point de vue pratique est un composant CMS, plus facile à mettre en place qu'une perle ferrite.

LE CIRCUIT D'INJECTION DE COURANT

Pour la version satellite, la disposition en

tête de mât du préamplificateur s'avère indispensable. Quelques modifications (en pointillés sur le schéma) du préamplificateur et un circuit très simple permettent d'injecter le courant d'alimentation en même temps que le signal HF sur le câble.

Sur le préamplificateur, le condensateur C18 est remplacé par un strap facile à faire du côté des soudures par un petit bout de queue de composant (la résistance R15 et la diode D10 ne sont plus nécessaires). Ces dernières modifications ne changent pas le comportement HF du préamplificateur, mais d'un point de vue continu, le courant qui est sur le câble alimente le drain du BF988 et polarise la grille 2 par la résistance R14 qui devient négligeable face à R12. Le circuit d'injection de courant peut se déduire du montage d'origine. Le courant de drain passe par R14, R15 et D10 ; d'où le circuit suivant :

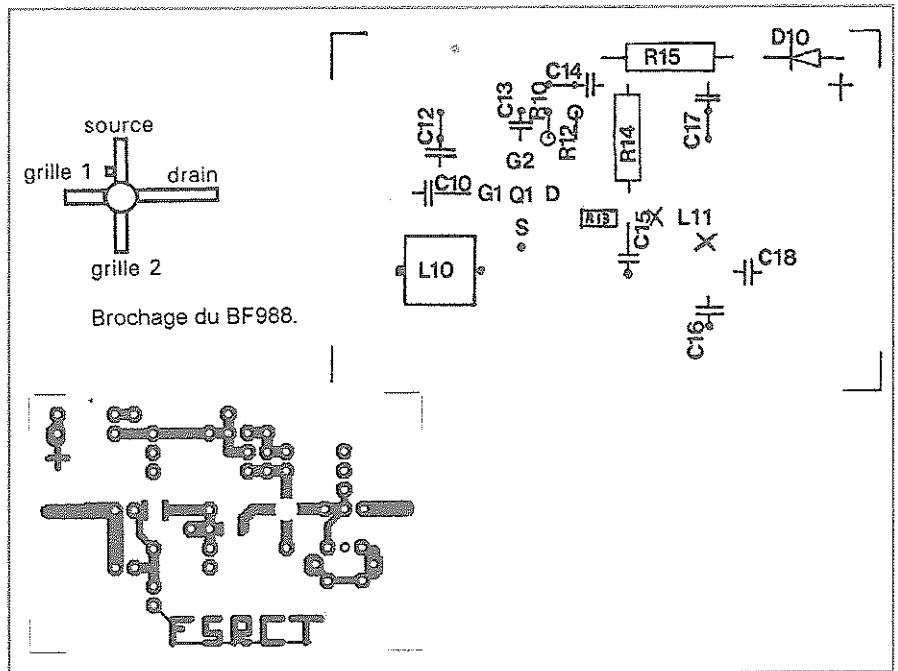
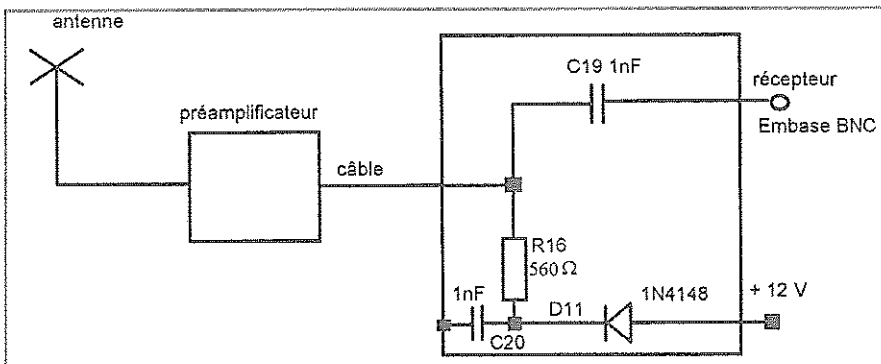


Figure 4. Circuit imprimé côté soudures.



Le condensateur C19 bloque la composante continue vers le récepteur. La résistance R16 remplace R14 et R15. D11 protège contre les inversions de polarités de l'alimentation.

Ce montage possède l'avantage d'être autoprotégé en cas de court-circuit sur le câble de descente: la résistance R16 de 560 Ω limite le courant à 20 mA.

RÉALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé est commun aux deux versions, seule la valeur de la capacité C12 change pour la version 137 MHz (C12 = 15 pF).

Si l'on respecte les dimensions du circuit imprimé en figures 4 et 5, celui-ci peut

prendre place dans un boîtier en tôle étamée SCHUBER de dimensions 37x55x30 mm.

Bien que ce montage semble simple, toutes les précautions d'un montage HF sont à prendre :

- Les condensateurs ainsi que tous les autres composants sont soudés au plus court, à ras du circuit imprimé.
- Toutes les liaisons de masse sont soudées au plan de masse de la face composant.
- Le blindage de la bobine hélicoïdale est soudé au plan de masse.
- Le BF988 est placé dans son logement afin que ses pattes soient dans le plan de la face soudures.
- La self L11 peut être une self fixe CMS ou classique (semblable à une résistance)

ou encore réalisée par vous-même en bobinant 7,5 spires jointives de fil de 0,5 mm de diamètre sur un support de 3 mm (foret par exemple). Puis, souder cette self à 2 mm du plan de masse dans les trous repérés sur le circuit imprimé par une croix (X).

- Souder en dernier le transistor BF 988 en prenant soin de bien repérer son brochage. Le drain est la patte la plus longue et la source a un petit ergot près du boîtier. La référence du composant doit apparaître du côté du plan de masse.

- La résistance R13 est un modèle CMS ou une résistance miniature soudée du côté pistes entre le drain et C15. Lorsque le circuit est assemblé, le souder dans le boîtier SCHUBER de telle façon à ce que la broche centrale des connecteurs coaxiaux soit soudée directement sur la piste du circuit imprimé (prendre garde à la hauteur

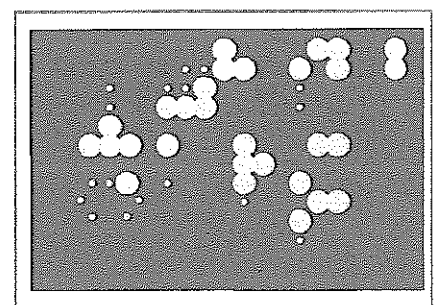
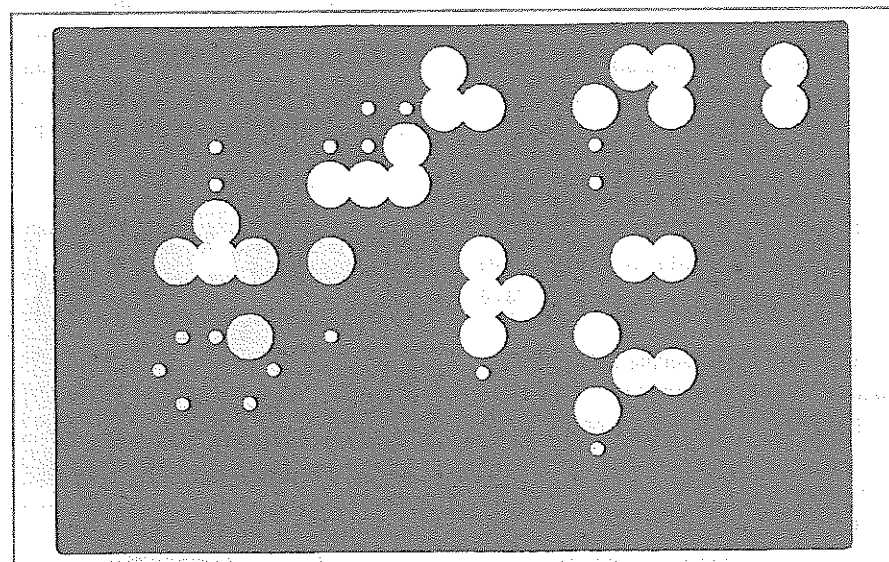
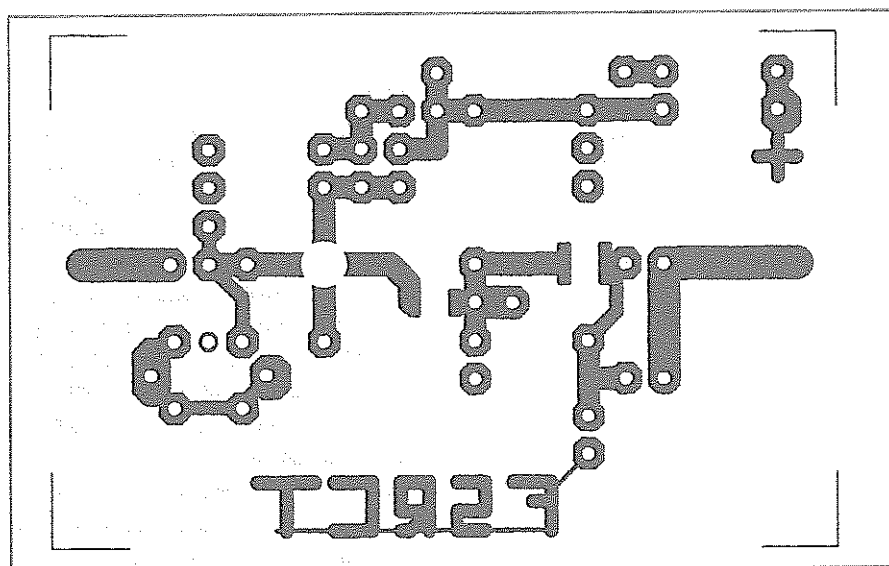
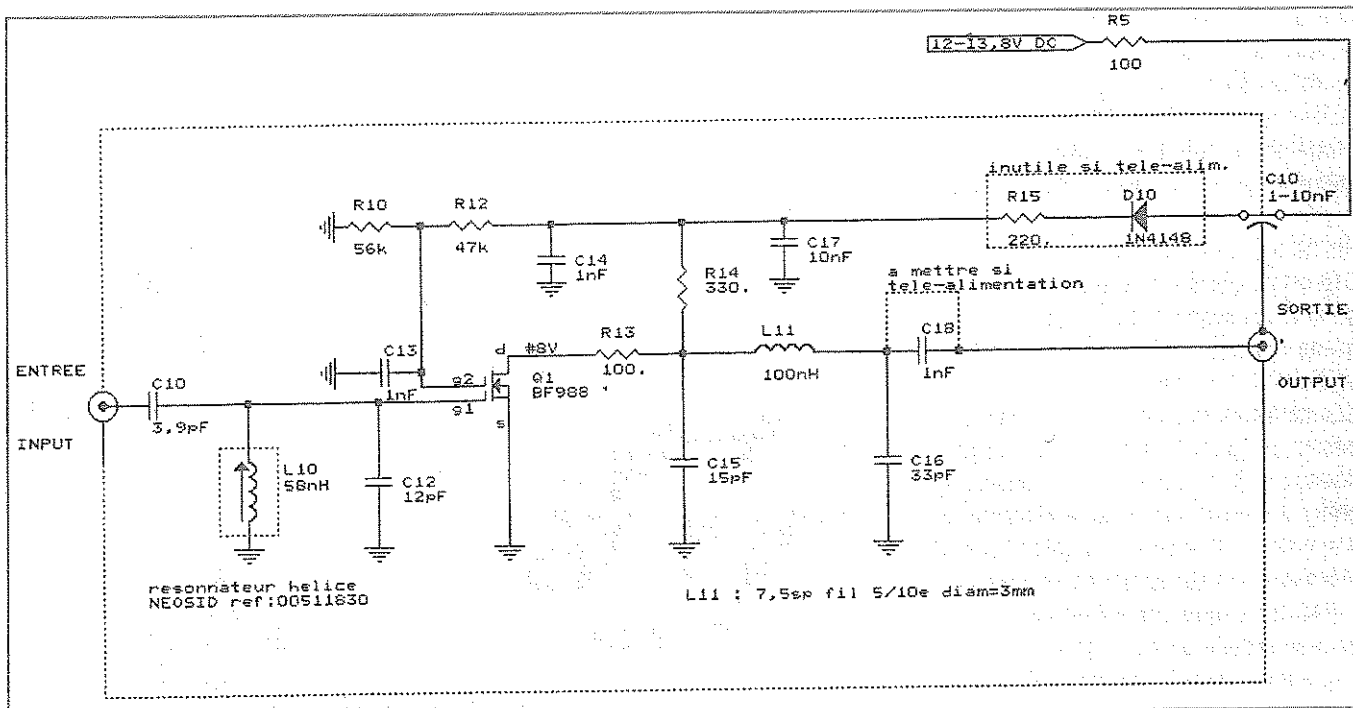


Figure 5. Circuit imprimé côté composants.



Echelle 2/1.

de la self hélicoïdale qui doit être à 5 mm du couvercle.

Avant de mettre sous tension, vérifier le montage. Que le préamplificateur soit alimenté directement ou par téléalimentation, on doit retrouver environ 8 V sur le drain et la moitié sur la grille 2. Le facteur de bruit est très raisonnable, un prototype a été mesuré à 1,7 dB.

CONCLUSION

Ce préamplificateur vous rendra beaucoup de services à condition de le disposer en tête de mât (voir précédent article sur le préamplificateur 432 MHz). Dans un radiotéléphone modifié pour la bande amateur, la sensibilité se trouve nettement améliorée (jusqu'à 6 dB de mieux sur un «copilote THOMSON TMF971»). Si vous disposez d'un récepteur à couverture générale, que faudra-t-il de plus pour décoder les satellites de la bande 137 MHz ? Depuis plus d'un an, le relais transpondeur FZ6RTB et l'accès utilisateur de la BBS F6KFG sont équipés de tels préamplificateurs sans présenter la moindre défaillance !

Jean-Matthieu STRICKER
F5RCT @ F6KFG.FCAL.FRA.EU
REF 67 Strasbourg