

QSP

www.on6nr.be

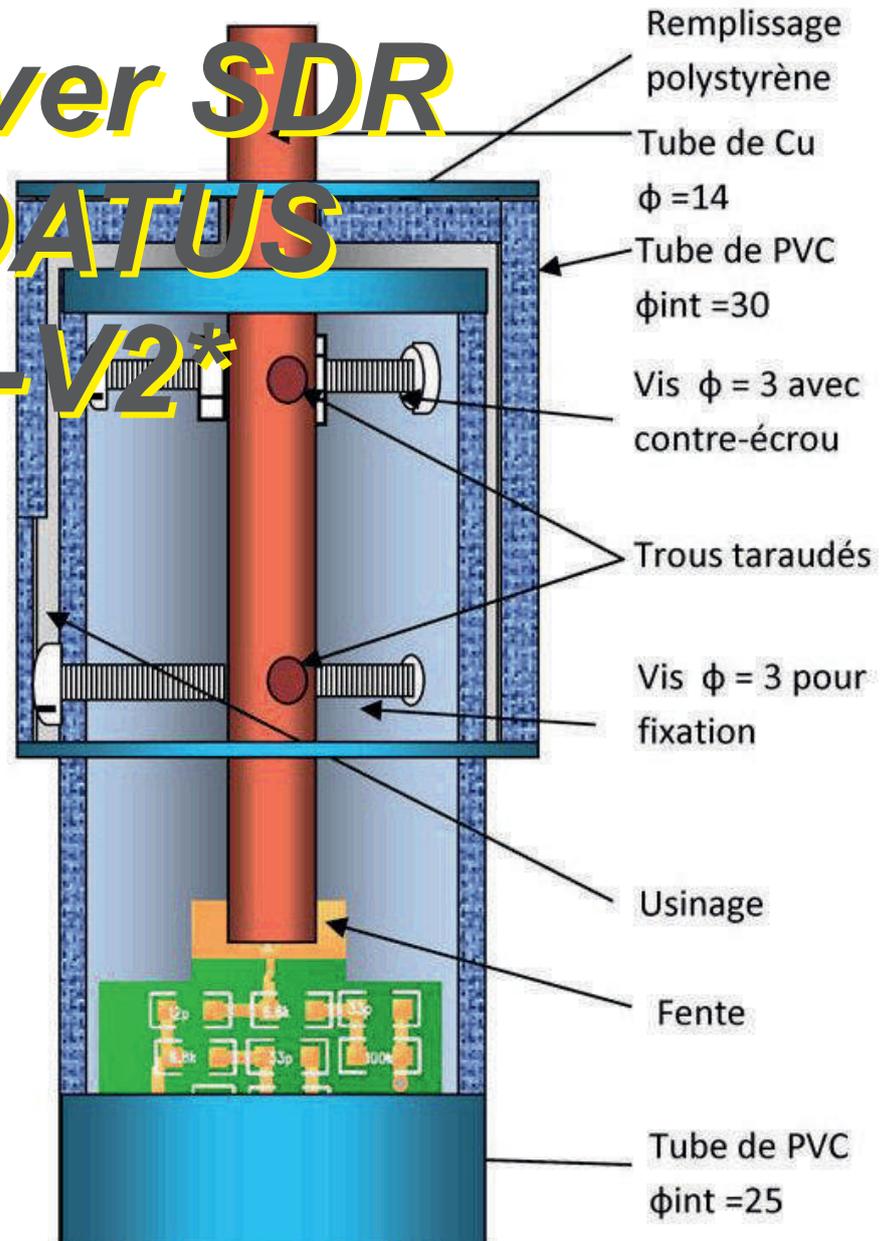
Le magazine des radioamateurs francophones et francophiles

Magazine

Transceiver SDR *DEODATUS PRO-V2*

... et aussi :

- Une antenne active GO-PO-OC
- Se procurer du fil de cuivre argenté
- Remplacer un gros tore par plusieurs petits
- Considération sur les



Et vos rubriques habituelles :

- * Sites à Citer
- * Les Schémas de QSP
- * Les jeux de QSP
- * Les Bulletins DX et Contests
- * HI

QSP-magazine est un journal numérique mensuel gratuit et indépendant, rédigé bénévolement par des radioamateurs pour les radioamateurs et SWL. Il paraît la dernière semaine de chaque mois.

Pour recevoir QSP-magazine: L'annonce de parution est envoyée par E-mail. L'abonnement est gratuit. Pour vous inscrire ou vous désinscrire, envoyez un mail à ON5FM.

on5fm@dommel.be
on5fm@scarlet.be
on5fm@uba.be

EDITION

Editeur responsable
Guy MARCHAL ON5FM
73 Avenue de Camp
B5100 NAMUR
Belgique
Tél.: ++3281 307503
Courriel:
on5fm@uba.be

MISE EN PAGE

Christian Gilson ON5CG
on5cg.christian@gmail.com

ARTICLES POUR PUBLICATIONS

A envoyer par E-mail, si possible à l'adresse du rédacteur. La publication dépend de l'état d'avancement de la mise en page et des sujets à publier. Chaque auteur est responsable de ses documents et la rédaction décline toute responsabilité pour le contenu et la source des documents qui lui sont envoyés.

PETITES ANNONCES

Elles sont gratuites. A envoyer par E-mail à l'adresse du rédacteur.

ARCHIVES ET ANCIENS NUMÉROS

Les archives des anciens numéros sont disponibles au format PDF sur le site du radio club de Namur: www.on6nr.be ainsi que sur www.on6ll.be

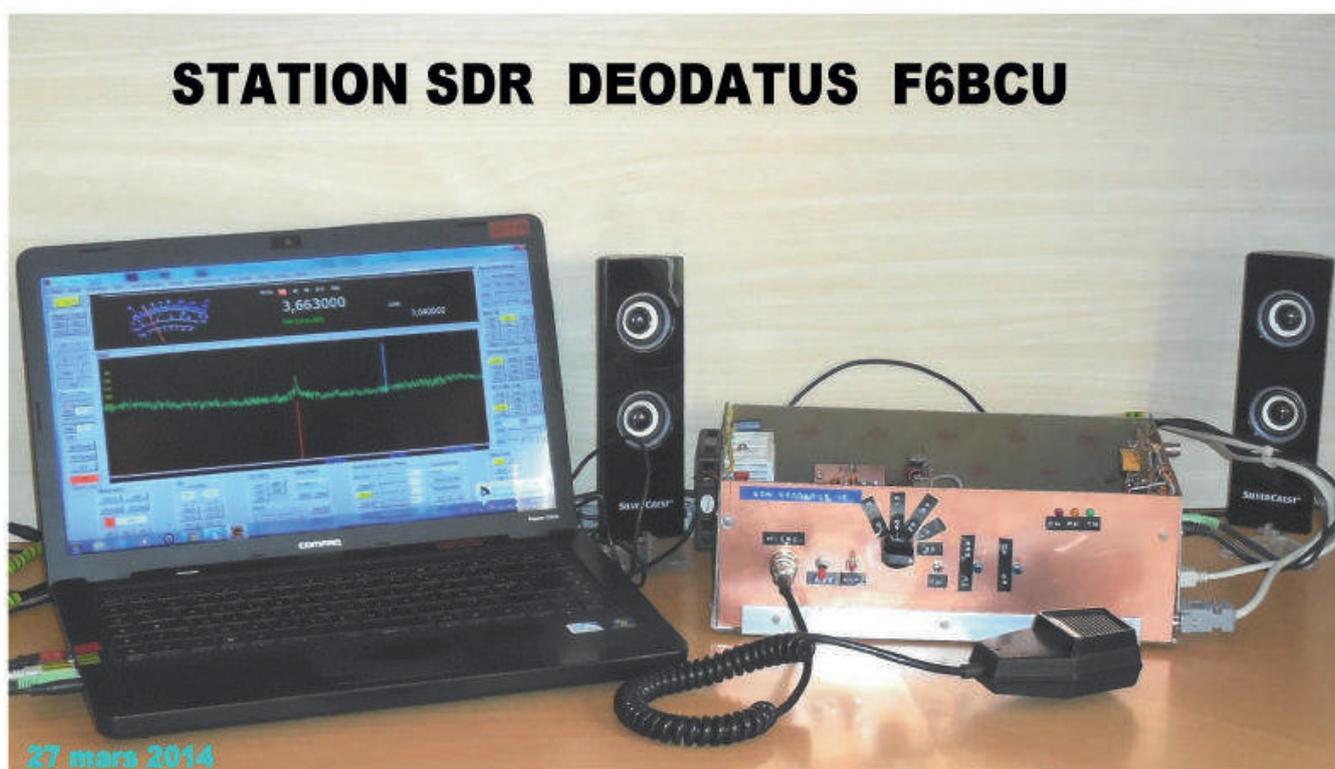
News et infos	3
Tranceiver SDR *DÉODATUS PRO-V2*	9
Antenne active GO-PO-OC	25
Où trouver du fil de cuivre argenté	43
Remplacement d'un gros tore par plusieurs petits	44
Interférences ? Pourquoi les subir alors qu'on peut les supprimer ?	46
Sites à citer	50
Les schémas de QSP.....	51
Le récepteur Howes DC2000	
Les jeux de QSP.....	52
Le composant mystère, Le Radio-Quiz	
Il y a 20 ans.....	54
Les bulletins DX et contests.....	55
HI	63



Par F6BCU

TRANSCEIVER SDR DÉODATUS PRO-V2

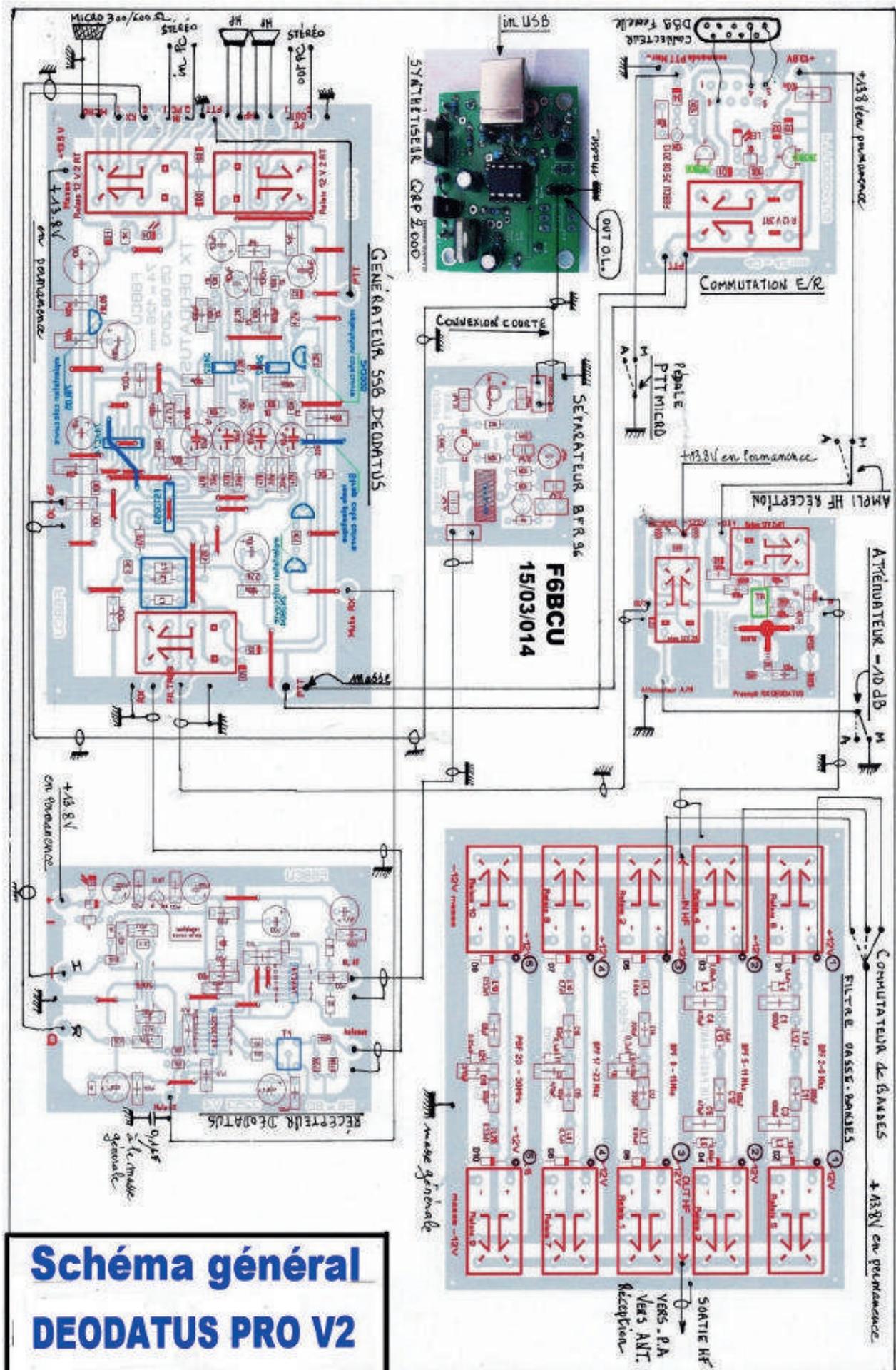
Emission-réception SSB multi-bandes 17-20-30-40-80m



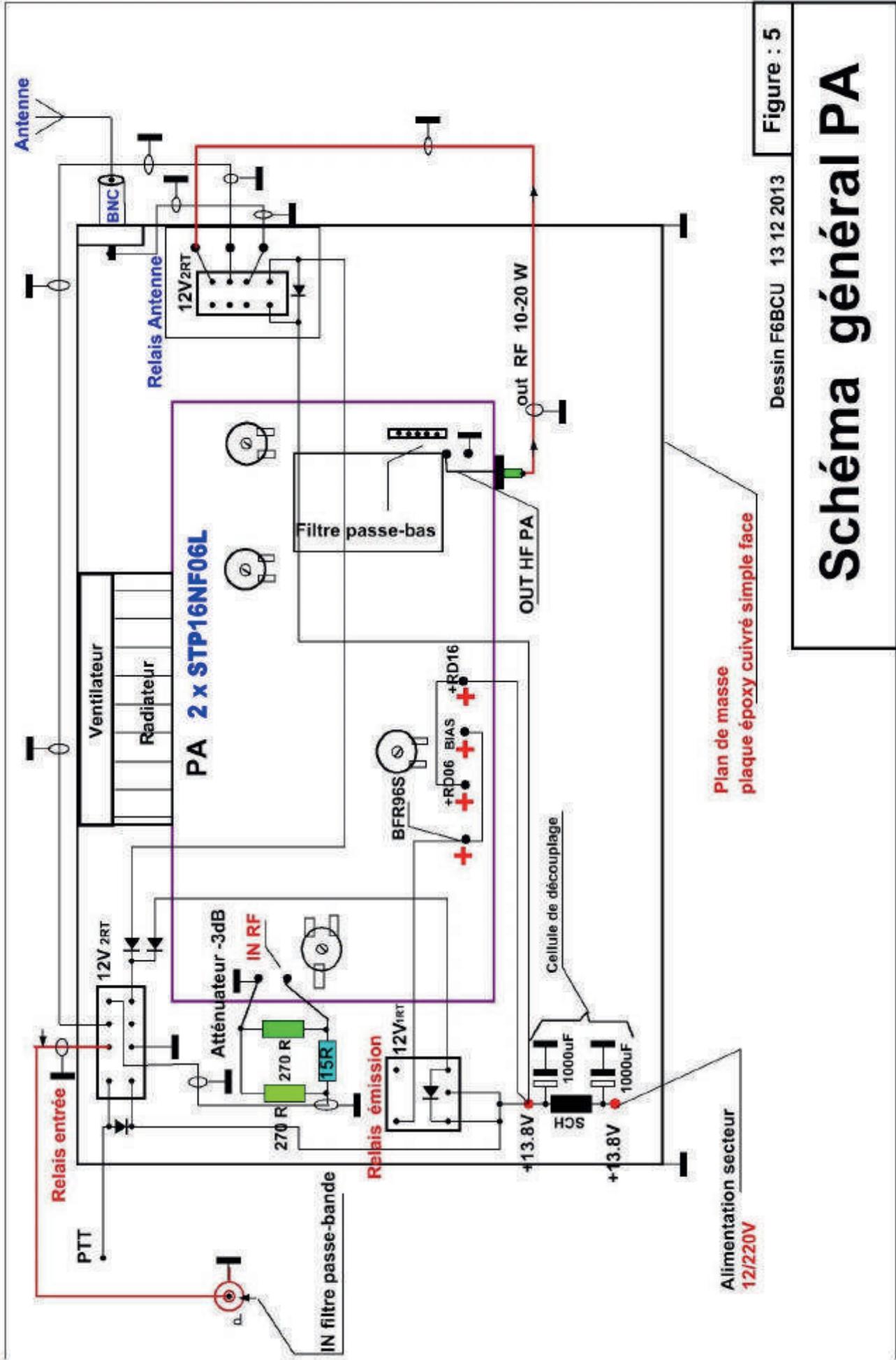
Le succès rencontré avec le transceiver SDR SSB mono-bande DEODATUS 40 et 80m, nous a encouragé à poursuivre la construction SDR et d'envisager une autre version du DEODATUS couvrant plusieurs

bandes et d'en augmenter la puissance pour rivaliser avec les stations équipées de transceivers traditionnels de 100Watts HF.

I—SCHÉMA GÉNÉRAL SDR DEODATUS PRO-V2



**Schéma général
DEODATUS PRO V2**



Plan de masse
plaque époxy cuivré simple face

Dessin F6BCU 13 12 2013 Figure : 5

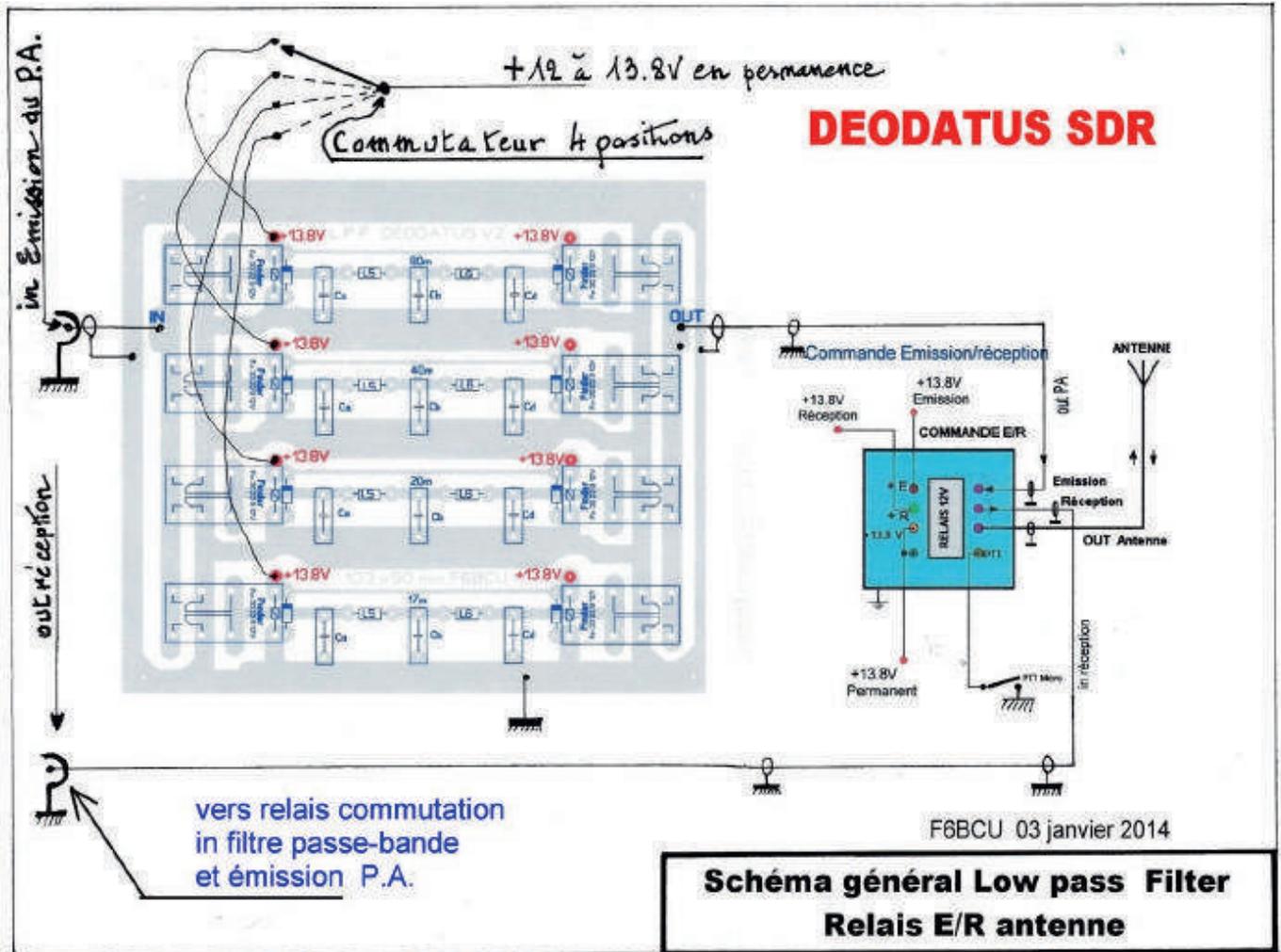
Schéma général PA



Sur la page **XXX** est représentée le SCHÉMA GÉNÉRAL du circuit principal :

- Equipé du récepteur I-Q,
- Du générateur SSB émission,
- De la commande émission/réception,
- De l'oscillateur local QRP2000
- Du séparateur HF O.L. BFR96
- Du filtre passe-bandes de 10 à 80 mètres.

La suite en sortant du filtre passe-bandes du circuit principal est sur la page xxx, le SCHÉMA GÉNÉRAL du P.A. qui d'origine pour nos expérimentations (voir le DEODATUS mono-bande 40 m) comportait un filtre passe bas mobile et enfichable. Sur le nouveau PA (3ème partie le circuit a été modifié pour l'insertion du filtre passe-bas commutable multi-bandes).

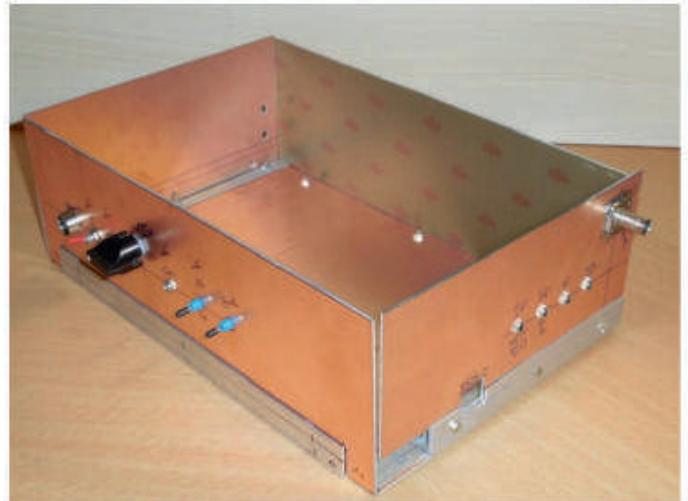
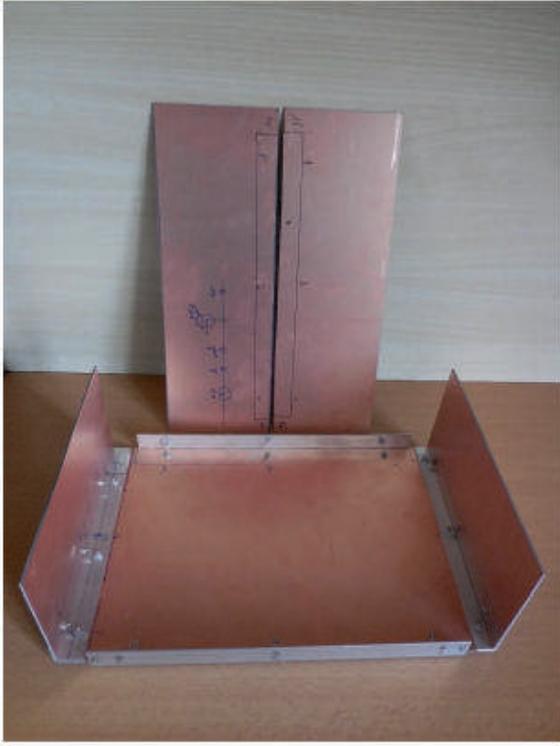




II—CONSTRUCTION DU DEODATUS PRO-V2

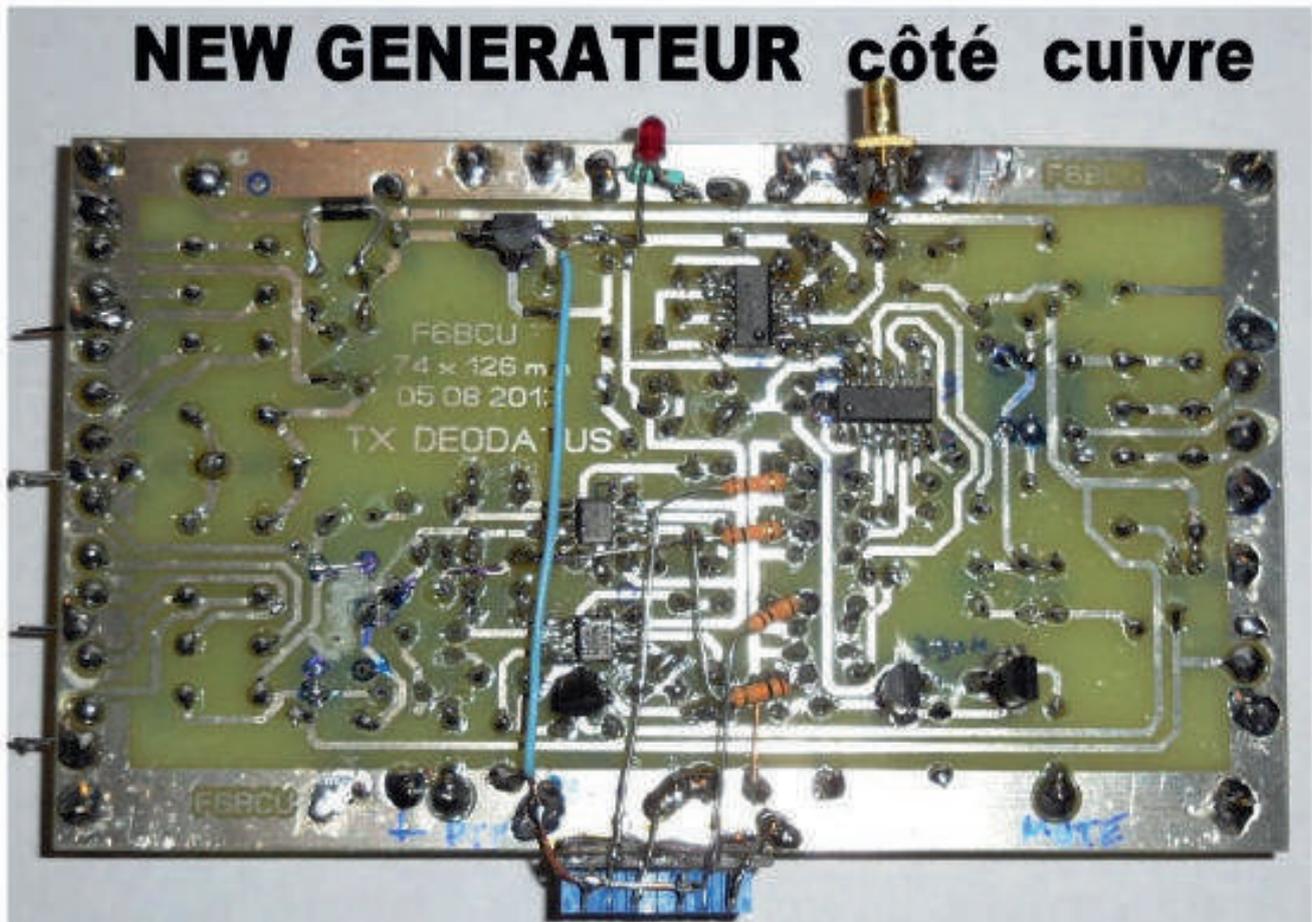
La conception pratique de la présentation du SDR DEODATUS PRO-V2 a été pensée pour être au maximum, pratique et conviviale au niveau du trafic

radioamateur et l'utilisation pour la construction, de matériaux et composants bien disponibles sur le marché du commerce de France.





NEW GENERATEUR SSB SDR DEODATUS



NEW GENERATEUR côté cuivre



III—CONTRÔLES ET RÉGLAGES DIVERS

Construire un transceiver SSB SDR, après avoir dessiné, nos propres schémas, circuits imprimés, est très motivant, lorsque tout fonctionne avec des QSO à la clé, et des observations encourageantes au niveau de l'excellente modulation et de QRK très satisfaisant à 59 et plus sur 20, 40 et 80 m.

Comme tout fonctionne, il est aussi intéressant d'écrire un article technique pour faciliter la construction d'autres transceivers SDR identiques et reproductibles, mais il reste un domaine inconnu qu'aucun manuel SDR ne mentionne, c'est la méthode pratique inhérente au véritable constructeur, expérimentateur SDR (pas de kits), qui permet d'avoir des points de repères pour savoir si sa propre construction va fonctionner ?

CARACTÉRISTIQUES DE L'ÉMISSION SDR LSB ou USB

Lorsque nous avons lu, les premiers articles SDR, nous n'y comprenions pas grand-chose et ultérieurement

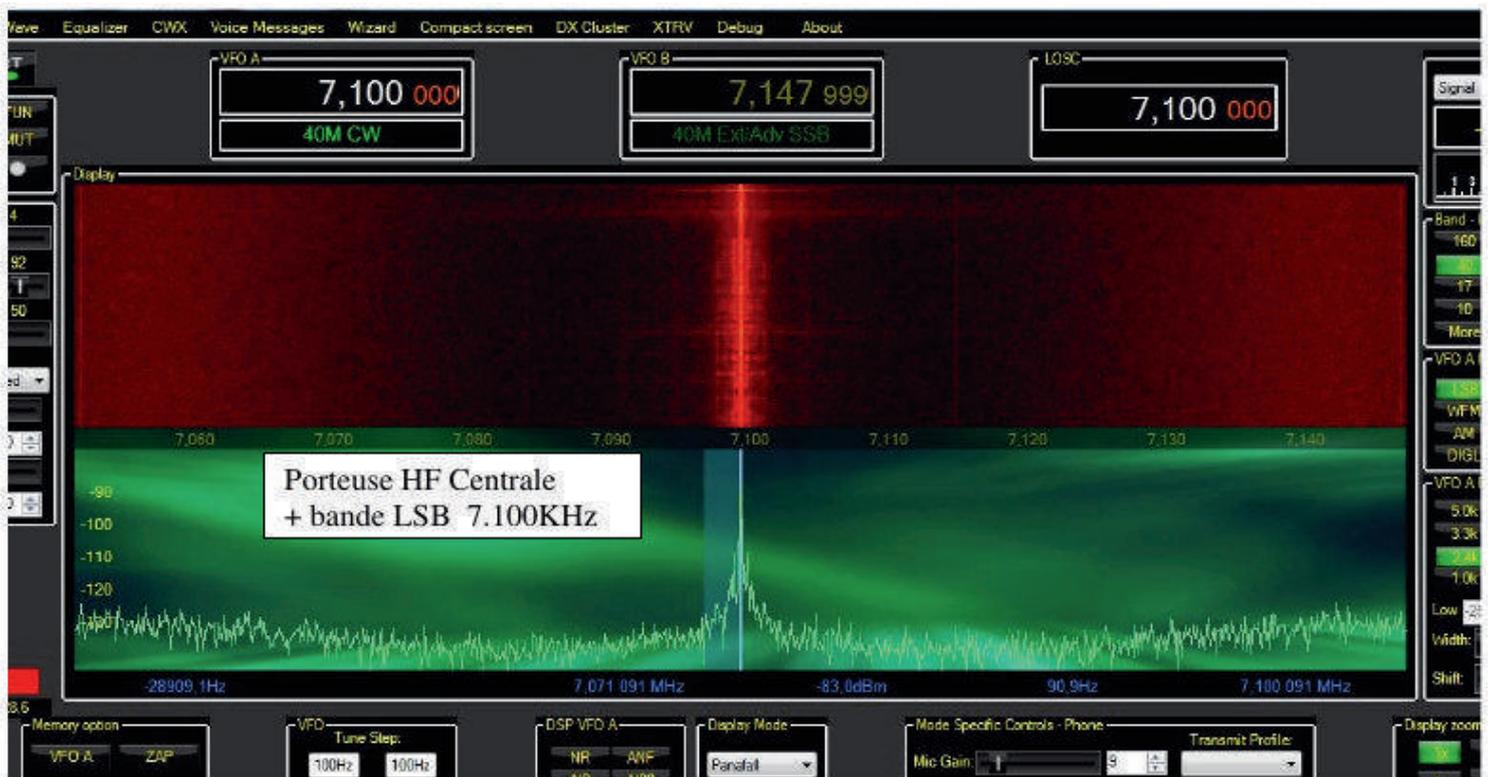
nos amis constructeurs, étaient très étonnés d'apprendre qu'en émission SDR, LSB ou USB, la porteuse (réduite au maximum) qui accompagne toute émission SSB traditionnelle, est inexistante en SDR, en bordure de la bande LSB ou USB émission.

Si vous utilisez le logiciel GSDR GENESIS, que nous conseillons, en réception vous avez toujours un pic central ou fréquence centrale et deux bandes latérales de 48 à 96 KHz suivant la qualité de la carte son.

Cette fréquence centrale qui est aussi la valeur de l'OL (oscillation locale) est en émission la fréquence centrale. Ce système un peu bizarre est inhérent à la carte son.

Manipulation :

Par hypothèse la commande émission/réception est activée, Le logiciel est en réception et vous allez passer en émission, l'image du logiciel en réception, affiche la vue ci-dessous.





1. Nous avons positionné la bande LSB sur 7100 KHz.

2. Nous pressons la commande PTT du micro et nous avons le logiciel qui passe en émission avec cette photo ci-dessus.

3. Mettre le gain micro entre 10 et 30, pousser le gain de la carte son du PC au maximum dans la fenêtre HP (barre de menu bas de l'écran à gauche) et parler dans le micro du transceiver. Le spectre de modulation s'active au rythme de la modulation.

4. Connecter un casque à la sortie HP du PC : vous allez vous entendre moduler, peut-être avec une voix de canard (rectifier la fréquence LSB pour une audition correcte de votre voix)

5. Notez auditivement la puissance du signal car ultérieurement il va vous servir de repère, car il doit être quasi identique en intensité sur les points tests (A, B, C, D,) du Générateur DEODATUS SDR SSB.

6. Si vous branchez un HP à la place du casque audio, vous vous apercevrez qu'une certaine puissance audio sort du HP mémorisez cette puissance c'est un point de repère très utile. (l'expérimentation confirme que de la puissance est nécessaire à la sortie de la carte son)

7. Maintenant modulez toujours dans le micro et déplacer lentement la fréquence de la bande LSB vers 7.120 KHz et vous passez à une modulation de plus en plus aigüe qui disparaît soudain.

8. C'est le principe de la carte son, qui continue à générer de la BF modulée en LSB en fréquences élevées, 10 à 40 KHz et plus, fréquences qui mélangées à l'OL ici 7.100 KHz vont être dans le QSE CBT3253 synthétisées et sortir de l'émission de 7.100 à 7.140 et Up en LSB.



IV- TESTS FINAUX SUR LE GÉNÉRATEUR DEODATUS

Voici quelques manipulations pratiques de contrôles qui vont confirmer le bon fonctionnement du Générateur SSB SDR DEODATUS.

1. S'entendre parler avec un casque audio à la sortie HP du PC
2. Brancher tous les cordons stéréo in et out + DB9
3. Passer en émission par le PTT micro
4. Vérifier la présence Audio sur la sortie Out, I et Q du transceiver DEODATUS, avec un signal très fort comme la sortie HP du PC
5. Mettre sous tension (13.8V) le transceiver et bien observer la photo ci-dessous.

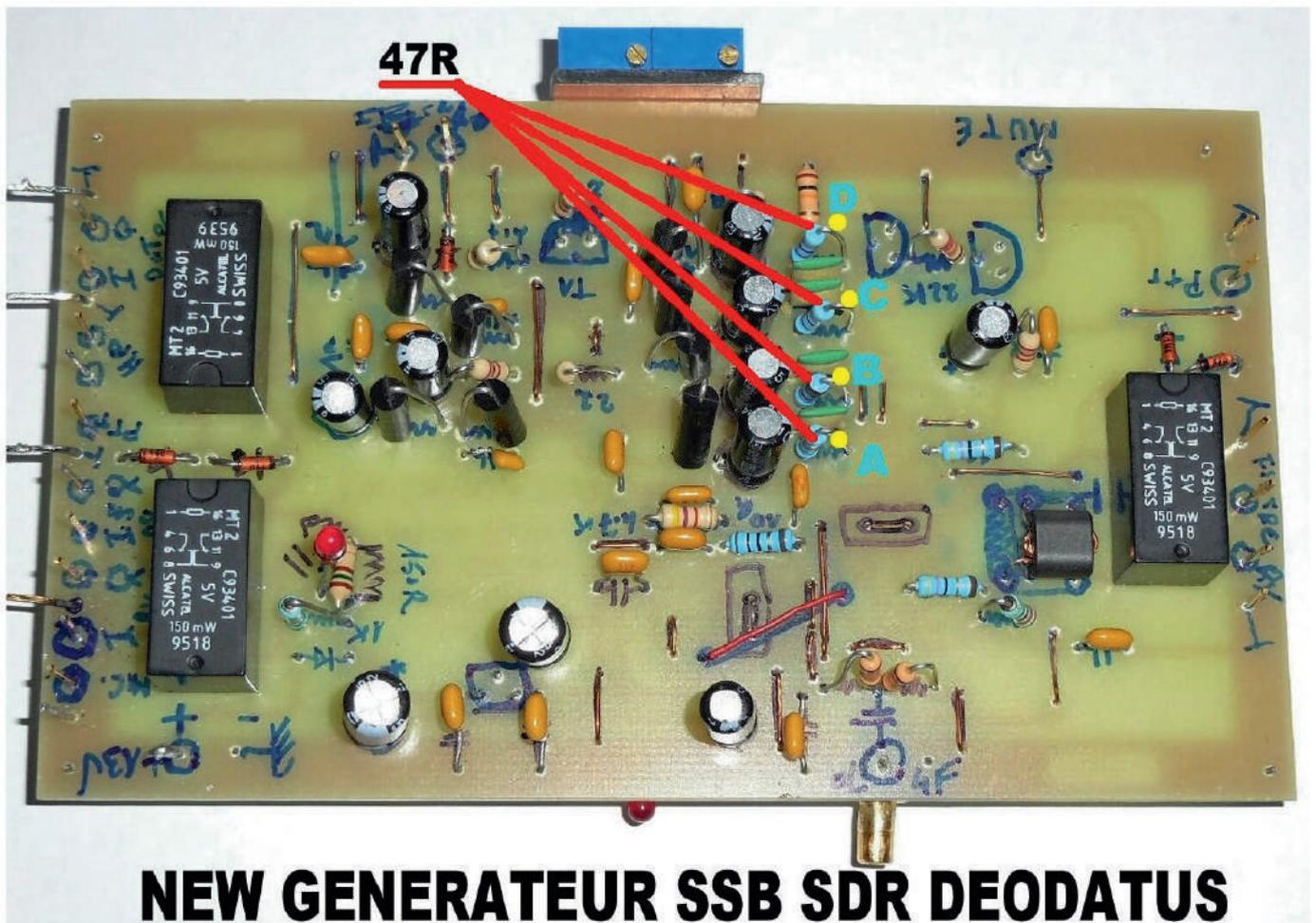
6. Disposer d'un casque ou d'un écouteur haute impédance 500 à 2000 et munir ses bornes de contacts de condensateurs de 100 nF (pour l'isolation)

7. Un condensateur est branché à la masse, l'autre est en contact à tour de rôle, avec les points A, B, C, D, sorties des 4 x résistances de 47 vers le QSE CBT3253.

8. La modulation doit-être audible fort et clair sur chaque point A, B, C, D, avec un niveau sonore identique à la sortie HP du PC.

NOTE DE L'AUTEUR

Sous ces conditions vous êtes sûr que la partie audio avec les CI TLV2462 est opérationnelle au niveau BF.





V- CONTRÔLE O.L. = 4F ET DIVISEUR 1/4

Si l'injection HF de l'OL = 4F, issue du QRP2000 ou du VFO PAOKLT, par sa présence sur la porte 3 du 74AC74 est une évidence, facilement contrôlable ; en appliquant une pointe de touche de contrôleur sur la porte 3, il est possible, d'entendre le signal OL= 4F sur un bon récepteur de contrôle à 59++.

Par contre il n'est pas certain, d'entendre la présence de la Fréquence F (fondamentale) sur les portes 2 et 14 du CBT3253, dans un récepteur de contrôle réglé sur la Fréquence F.

Par exemple si votre fréquence centrale est de 7.100KHz (40m), 4F = 28.400 KHz

Le 7.100KHz à l'aide de pointes de touche + le fil en contact alternativement sur les ports 2 et 14 du CBT3253, doit faire entendre le signal HF à 59++ dans le récepteur de contrôle.

NOTE DE L'AUTEUR

Nous avons dans l'article d'origine du Générateur SSB SDR DEODATUS, fait un additif que nous reproduisons ci-dessous. Au cas où vous auriez des

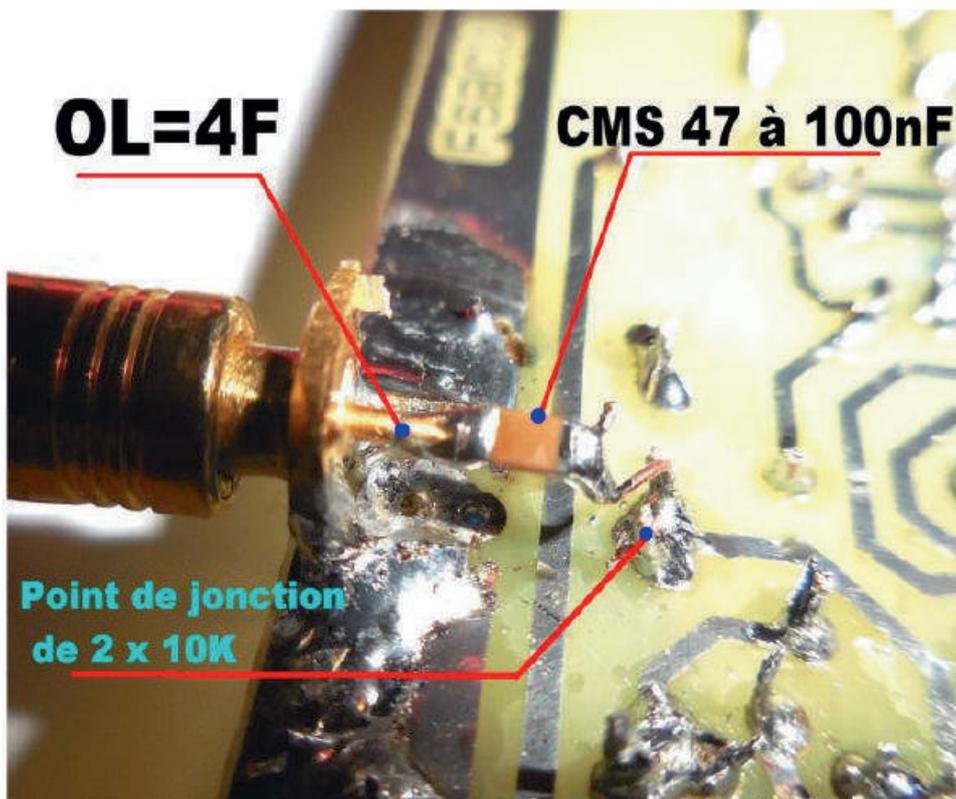
difficultés à mettre en évidence la Fréquence fondamentale F sur les portes 2 et 14 du CBT3253.

L'injection de l'OL = 4 F demande certaines précautions car si le condensateur utilisé dans la liaison HF de 100 nF vers la porte 3 du 74AC74 présente une inductance interne parasite (excessive), l'oscillation 4F n'excite pas correctement le 74AC74 et la génération de la HF sur les portes 2 et 14 du CBT3253 n'est pas présente.

SOLUTION :

La liaison : connexion OL = 4F, est faite à l'aide d'une capacité CMS comme présenté sur la photo à droite. Au choix de l'utilisation d'un connecteur miniature Sub-clic ou SMA, ou liaison directe en soudant directement l'âme et la gaine du câble coaxial de liaison.

De manière à rallonger la connexion avec le condensateur CMS prévoir quelques mm de fil de cuivre de 4/10 complémentaire à souder à la jonction des 2 x 10 k .



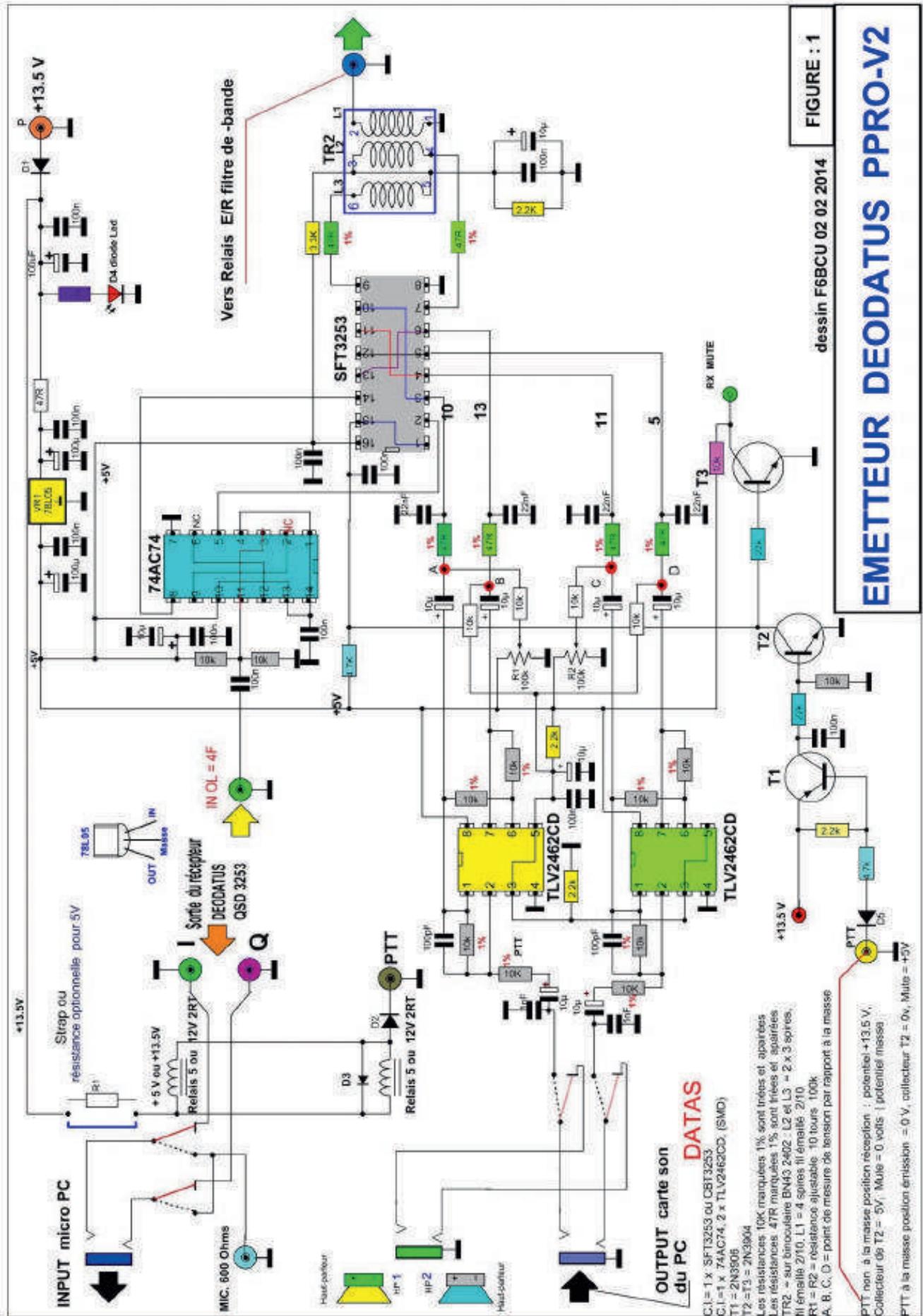
SOLUTION :

La liaison : connexion OL = 4F, est faite à l'aide d'une capacité CMS comme présenté sur la photo à droite. Au choix de l'utilisation d'un connecteur miniature Sub-clic ou SMA, ou liaison directe en soudant directement l'âme et la gaine du câble coaxial de liaison.

De manière à rallonger la connexion avec le condensateur CMS prévoir quelques mm de fil de cuivre de 4/10 complémentaire à souder à la jonction des 2 x 10 k .



VI—SUPPRESSION PORTEUSE HF CENTRALE



DATAS

C.I. = 1 x SFT3253 ou CBT3253
 C.I.1 = 1 x 74AC74, 2 x TLV2462CD, (SMD)
 T1 = 2N3906
 T2 = T3 = 2N3904

Les résistances 10K marquées 1%, sont tirées et aléatoires
 Les résistances 47R marquées 1% sont tirées et aléatoires
 TR2 - sur bobine BN45 2402 : L2 et L3 = 2 x 3 spires,
 fil émailé 2710, L1 = 4 spires fil émailé 2/10
 R1 = R2 = résistance ajustable 10 tours 100k
 A, B, C, D = point de mesure de tension par rapport à la masse

PTT non à la masse position réception : potentiel +13.5 V,
 Collecteur de T2 = 5V, Mute = 0 volts - potentiel masse
 PTT à la masse position émission = 0 V, collecteur T2 = 0v, Mute = +5V



CONSTAT

Lors de la vérification sur les bandes 17, 20, 40, 80 m du niveau de la fréquence porteuse HF centrale, ce niveau n'a jamais la même valeur d'une bande à l'autre et varie de -25 à -40dB et plus. Les tests sur 3 Générateurs SDR SSB DEODATUS, démontrent qu'ils sont encore très différents d'un montage à l'autre. (vérifications faites chez F1RFE et F6BCU).

NOTE DE L'AUTEUR : Il était nécessaire d'apporter une modification au Schéma de base et un réglage complémentaire manuel de suppression de porteuse.

MODIFICATION

Le nouveau Schéma électronique sur la page précédente comporte la modification avec l'adjonction de 2 résistances ajustables de 10/20 tours d'une valeur de 100K. Le principe est de faire varier la tension de polarisation, des branches A et D tout en fixant celle des autres branches B et C à 2.48 V (voir le pont diviseur de 2 x 2,2 K du TLV2462).

Les variations des polarisations engendrées par le réglage de R1 et R2 pour les branches A et D, vont jouer sur la phase des signaux attaquant le QSE CBT3253, jusqu'à l'atténuation de la porteuse HF centrale à -40 dB et +. (la tension relevée en A et D varie de 1,36 à 3,4 V)

NOTE DE L'AUTEUR

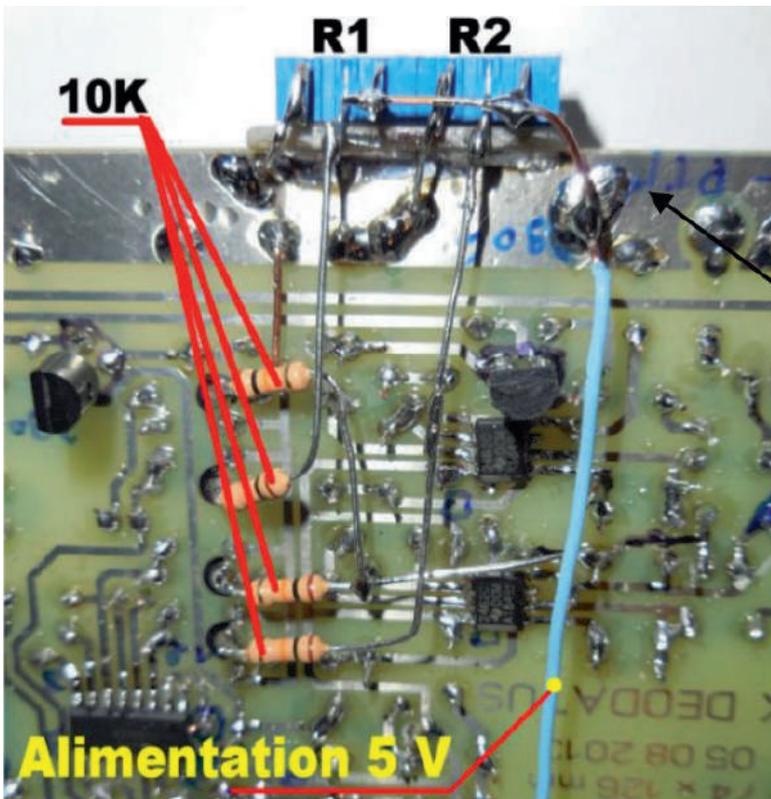
Attention la suppression de porteuse est valable uniquement, pour une seule bande de fréquences, par exemple le 40m ; le niveau de la porteuse en agissant alternativement sur R1 et R2 peut sombrer dans le souffle du bruit de fond. Pour une fonction en transceiver multi-bandes, il existera un compromis de niveau de porteuse résiduel supérieur à -30dB environ,

bande par bande.

Seul un transceiver mono-bande bénéficiera d'un réglage fin de suppression de porteuse HF centrale supérieur à -40dB.

CONSTRUCTION

Les résistances ajustables multi-tours R1 et R2 de 100K sont collées à la cyanolite en position verticale sur une plaquette en époxy soudée latéralement sur le plan de masse. Les résistances de 10 K ont une tolérance de 5% en 1/4 de Watt. L'ensemble est câblé en l'air sous le circuit imprimé. Il n'y a aucun problème de rigidité. Quant à l'accès au réglage de R1 et R2 la position verticale facilite l'accès du tournevis.



Ici résistance CMS de découplage de 100 nF ligne 5V





RÉGLAGE DE LA SUPPRESSION DE PORTEUSE CENTRALE

NOTE DE L'AUTEUR

Prérégler aux points A et D la tension à 2.48 V avec R1 et R2, à l'aide d'un voltmètre situé entre A, D, et masse. Le transceiver SDR SSB DEODATUS doit-être opérationnel à 100% et vous devez avoir à disposition un récepteur de trafic ou la partie réception de votre transceiver décimétrique. Nous allons faire le réglage de suppression de porteuse sur la fréquence centrale HF de 7.100KHz.

1. Nous restons en position phonie et passer en mode émission en pressant la pédale PTT du micro.
2. Le récepteur de trafic est accordé sur 7.100 KHz et nous entendons un sifflement fort ou faible suivant la bande choisie.
3. Si le S/mètre dévie à 52 voir 55 ou plus, nous pourrons visualiser la déviation du S/mètre en variation négative, plus facilement qu'une diminution de tonalité asservie par la CAG pas évidente à entendre s'affaiblir.
4. Il suffit de tourner dans un sens ou dans l'autre, la vis de R1 ou R2 et rechercher le bon sens de rotation qui fait baisser le S/mètre, ensuite jouer alternativement par petites fractions de tour sur R1 ou R2.
5. A un certain moment il ne restera plus qu'un léger sifflement de porteuse qui sombre dans le bruit de fond; à ce niveau la suppression de la porteuse est supérieure à 50 dB.

NOTE DE L'AUTEUR

Suivant la bande il faut savoir faire un compromis, ne pas supprimer la porteuse avec un minimum, mais laisser un certain faible niveau qui va favoriser la suppression partielle sur une autre bande. A titre d'exemple, nous concernant, sur notre 2ème Générateur SSB SDR DEODATUS d'expérimentation,

un réglage unique sur 20 m contribue à rendre exploitable les 17, 20, 4080m. Mais la bande des 15 m réagit avec un fort excédent de porteuse ce qui la rend difficilement exploitable.

VI—ANNULATION FRÉQUENCE IMAGE - BANDE DE MODULATION INVERSÉE

Lors de la finalisation du Générateur SDR SSB DEODATUS, il est possible de vérifier en connectant de 50 cm à 1 mètre de fil en volant à la sortie du relais dénommée Filtre de Bande à l'aide d'une pince crocodile l'émission HF générée, qui sera écoutée avec un récepteur de contrôle.

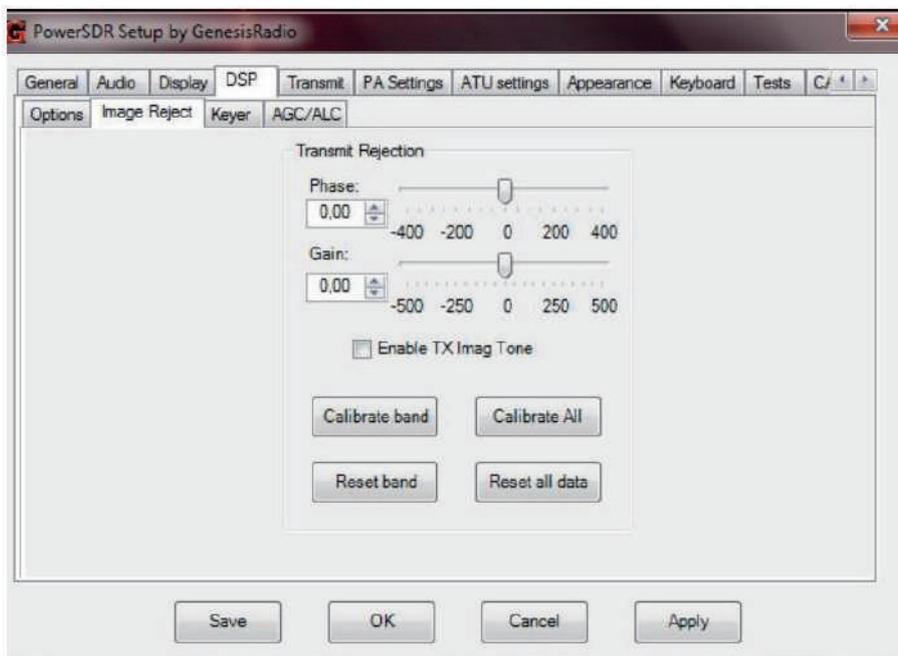
Lors de nos premiers tests sur 40 et 80 m avec le prototype N°1 du Générateur SDR SSB DEODATUS (non équipé de R1 et R2), nous n'avions pas trouvé de trace de porteuse et de bande latérale, modulation image inversée. Mais sur 20 m porteuse audible et trace d'une bande latérale image inversée très audible (559). Notre QSD et QSE sont similaires au SOFTROCK V.6.3 de KB9YIG, mais semblent, ne pas remplir un cahier des charges bien réglementaire pour l'annulation fréquence image et suppression de la porteuse. Considérant que le matériel SOFTROCK est vendu en KITS, tant à l'émission qu'à la réception, que les problèmes fréquence porteuse et image ont été évoqués, et lorsque nous avons causé de ce tabou sur un Forum dédié SOFTROCK, nous étions l'imbécile du Forum.

NOTE DE L'AUTEUR

Afin de pouvoir trafiquer sur toutes les bandes, dont la bande des 20m et UP en mono-bande ou multi-bandes, nous avons décidé de vérifier l'efficacité de la suppression de la fréquence image dont est doté le logiciel GSDR GENESIS.

La fenêtre ci-dessus est issue d'un clic sur SETUP et DSP, avec le choix sur Image Rejection.

Nous avons testé la rejection image en émission en ajustant les curseurs : Phase et Gain. Le réglage est efficace et la rejection de l'image de bande latérale inversée, supérieure à 40 dB, tout en étant valable sur d'autres bandes.





PROCÉDURE

1. Régler le récepteur de trafic de contrôle sur 7.080 KHz, le transceiver SDR SSB DEODATUS est réglé sur 7.120 KHz en émission (la porteuse centrale O.L. est sur 7.100 KHz)
2. Choisir la fonction TUN et presser le PTT du micro.
3. Une forte porteuse est audible sur 7.120 KHz (59++) et son image sur 7080 KHz également audible de 53 à 57).
4. Bloquer la commande PTT en émission permanente.
5. Faire apparaître la fenêtre ci-dessus Image Reject et clic sur Reset all data et Reset band.
6. Déplacer à tour de rôle les curseurs Phase et Gain et

significativement le sifflement du TUN diminue progressivement jusqu'à disparition dans le bruit de fond..

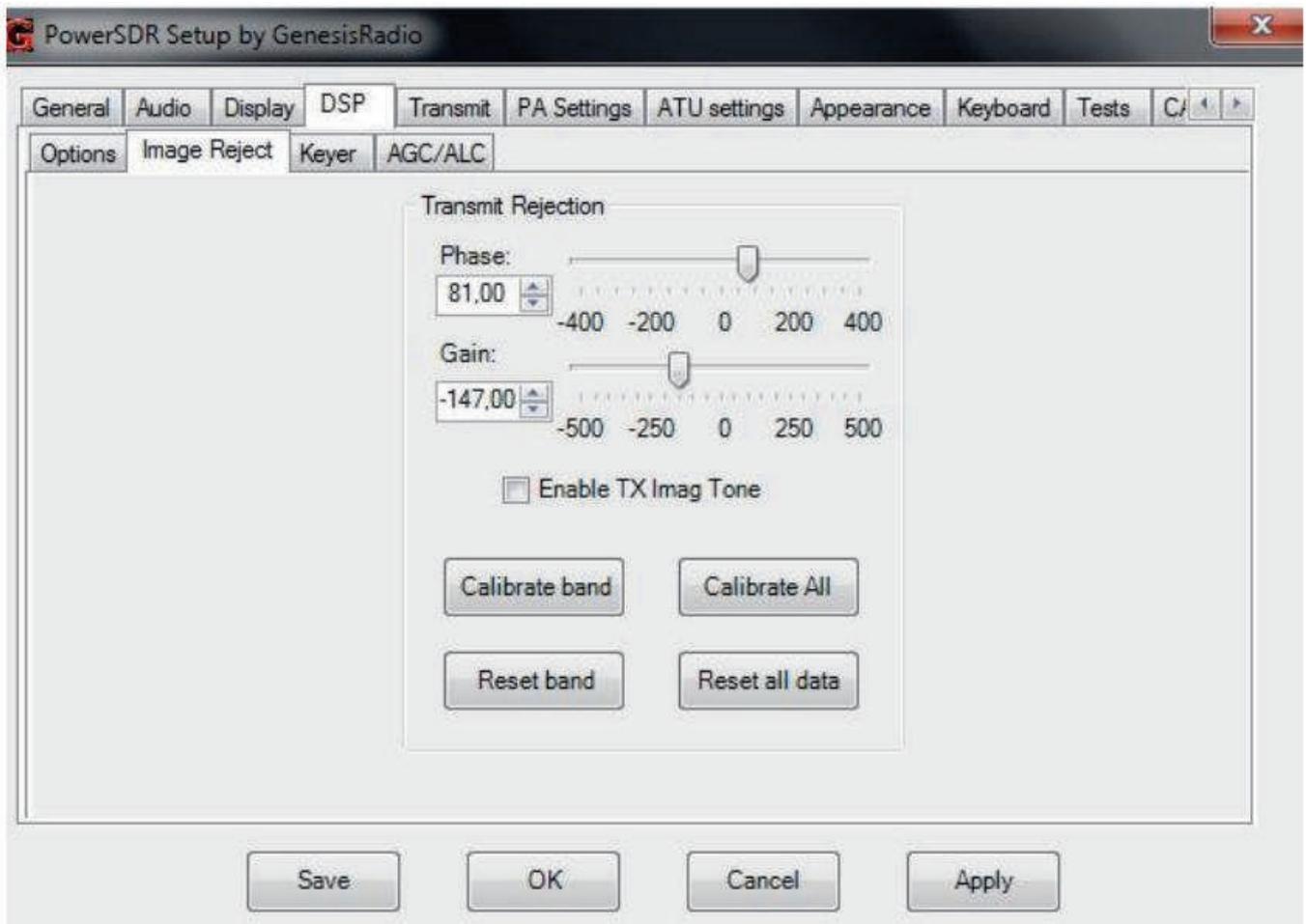
7. Clic sur Calibration band et éventuellement Calibration All + clic sur Save + Apply + OK.

8. Relâcher le PTT et passer en mode SSB, une très faible modulation inversée subsiste dans le bruit de fond.

NOTE DE L'AUTEUR

Tester l'annulation de l'image sur plusieurs bandes et s'assurer qu'après être sorti du programme GSDR et son arrêt, avec son nouveau redémarrage la position des curseurs mémorisée est bien présente comme sur la photo ci-dessous.

Mais nous vous conseillons de faire toujours des tests avant de trafiquer sur l'air.





VII— SUPPRESSION DE L'IMAGE EN RÉCEPTION

Il peut arriver qu'en réception, de part et d'autre de la fréquence centrale, sur le Spectrum et sur le Waterfall, l'image apparaisse symétrique. Cette symétrie doit disparaître car les images doivent être différentes.

Il existe dans le SETUP une configuration appelée CALIBRATION qui va supprimer la partie symétrique de l'image.

Clic sur la Fonction SETUP, clic sur GENERAL et clic sur CALIBRATION voir la photo ci-dessous qui est la fenêtre qui vient de s'ouvrir.

A droite nous avons la fonction : RX Image Reject CAL

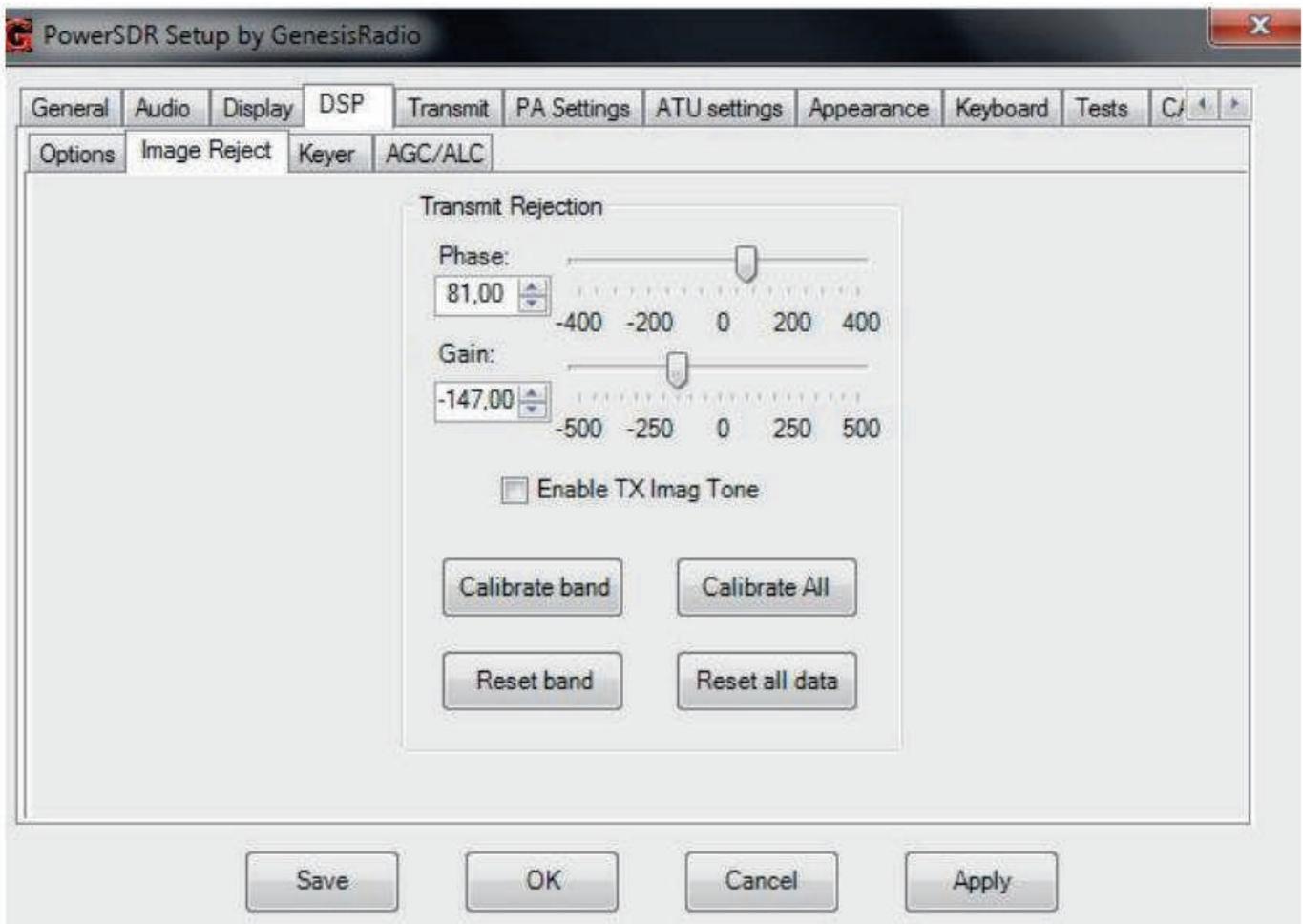
Presser sur RESET ou un clic, attendre quelques secondes et clic sur SAVE.

Pour terminer clic sur la croix en haut à droite.

Nous avons une préférence pour cette commande qui est pratiquement instantanée pour la suppression de la symétrie, qu'il est nécessaire de refaire de temps en temps ; pour le changement de bande, une manœuvre inopinée etc...

CONCLUSION

Nous tenions à écrire ce document et éventuellement, le compléter ultérieurement, car tous ces réglages, recettes de cuisines OM seront bien utiles. Pour un constructeur, expérimentateur, tous les moyens sont bons pour arriver à bonne fin.





Par Yves (ex) F1GDW

Antenne active GO-PO-OC

1 Généralités

L'antenne réalisée est montrée ci contre. Elle est montée, pour le moment, au sommet d'un mât de 5 m environ. La longueur de l'antenne proprement dite est de 3 m et réalisée en tube de cuivre. L'électronique est constituée de 3 transistors dont un MosFET double grille en entrée. Ses performances nous ont agréablement surpris. Nous ne pouvons pas juger sur les bandes OC car nous n'avons plus d'antenne de comparaison.

Par contre, en GO, près d'Angers, nous recevons bien sur les 3 principales stations françaises, mais en plus nous recevons parfaitement la BBC, Monte Carlo. Nous recevons confortablement une station allemande vers 207 kHz ainsi qu'une station de langue anglaise à 250 kHz

Habituellement ces stations sont insoupçonnables sur un récepteur commercial dans cette région. En 28 MHz nous recevons des stations DX. Sur les autres bandes également bien entendu.

2 Historique

En cherchant quelques documents sur le WEB, nous sommes tombés par hasard sur une description de Michel Terrier. Ce dernier se réfère à un schéma qui était paru il y a quelques années sur une revue. Ce montage, que nous avons remarqué, ne nous avait pas particulièrement inspiré car il nous avait semblé un peu « alambiqué ». Voir Fig 02. En fait il est très astucieux car il s'inspire tout simplement du faux Darlington. Pour mémoire, à l'origine, le vrai Darlington utilise deux transistors bipolaires de même

type, soient PNP, soient NPN. Le transistor résultant est du même genre. Le faux Darlington utilise deux transistors de genre opposé. Le résultant est du même genre que le premier.

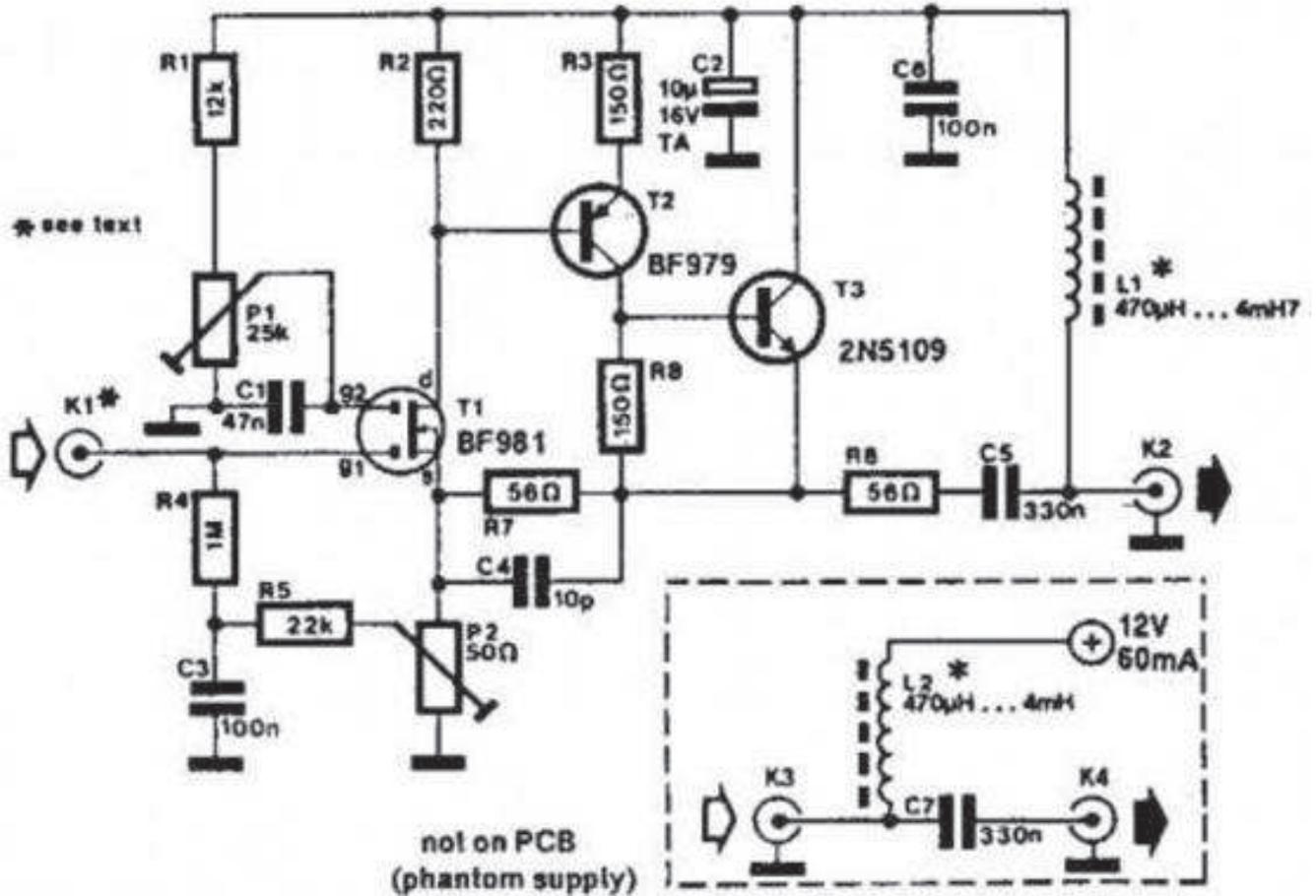
Le schéma utilise en premier transistor un MosFET, dont le principal intérêt est de posséder une forte impédance d'entrée (au moins aux fréquences basses) et un bon facteur de bruit, à condition d'être correctement adapté, mais on peut espérer qu'il ne se dégradera pas trop dans l'autre cas. La contre réaction due au montage lui-même augmente l'impédance d'entrée et améliore la bande passante. Le bruit doit subir une petite dégradation pas aisée à calculer. Ensuite, le transistor PNP assure la contre réaction. Il est assisté dans sa tâche par le NPN qui est monté en suiveur afin d'augmenter le courant traversant l'ensemble.

Nous ne disposons pas des transistors utilisés pour tester ce montage. Donc, d'une part, nous avons voulu calculer les performances à attendre, d'autre





Wideband active antenna amplifier circuit



part nous avons souhaité simuler le montage que nous voulions réaliser. Nous avons été surpris par les résultats théoriques qui furent confirmés à la réalisation. Nous avons réalisé auparavant différents essais et réalisations qui nous ont permis de nous poser quelques bonnes questions quant aux choix à effectuer.

3 Performances de l'antenne

Avant d'aller plus loin, il faut bien comprendre que l'objectif de cette antenne électronique, comme de toute antenne de réception, est de recevoir le signal utile en évitant de le dégrader par les différentes sources de bruit. Identifions ces différentes sources :

-- Bruit du récepteur, il est exprimé par son facteur de bruit.

-- Bruit de l'amplificateur d'antenne. Il doit être le plus faible possible. Le gain de cet ampli doit être tel qu'il ait tendance à « masquer » le facteur de bruit du récepteur, mais pas trop pour ne pas introduire de non linéarité.

-- Bruit atmosphérique et ambiant. C'est le bruit lié aux parasites industriels, CPL, effet Corona sur le transport d'électricité, aurores boréales, orages, soleil, bruit thermique du sol, parasites domestiques etc. Il est

inévitable. Le rapport signal à bruit ne peut être dans ce cas amélioré que par augmentation du signal, par exemple en élevant l'antenne, en la faisant directive ...

-- Bruit thermique lié à la résistance de polarisation de notre transistor d'entrée.

Nous allons en dire immédiatement quelques mots car c'est un point que nous avons négligé dans une première approche.

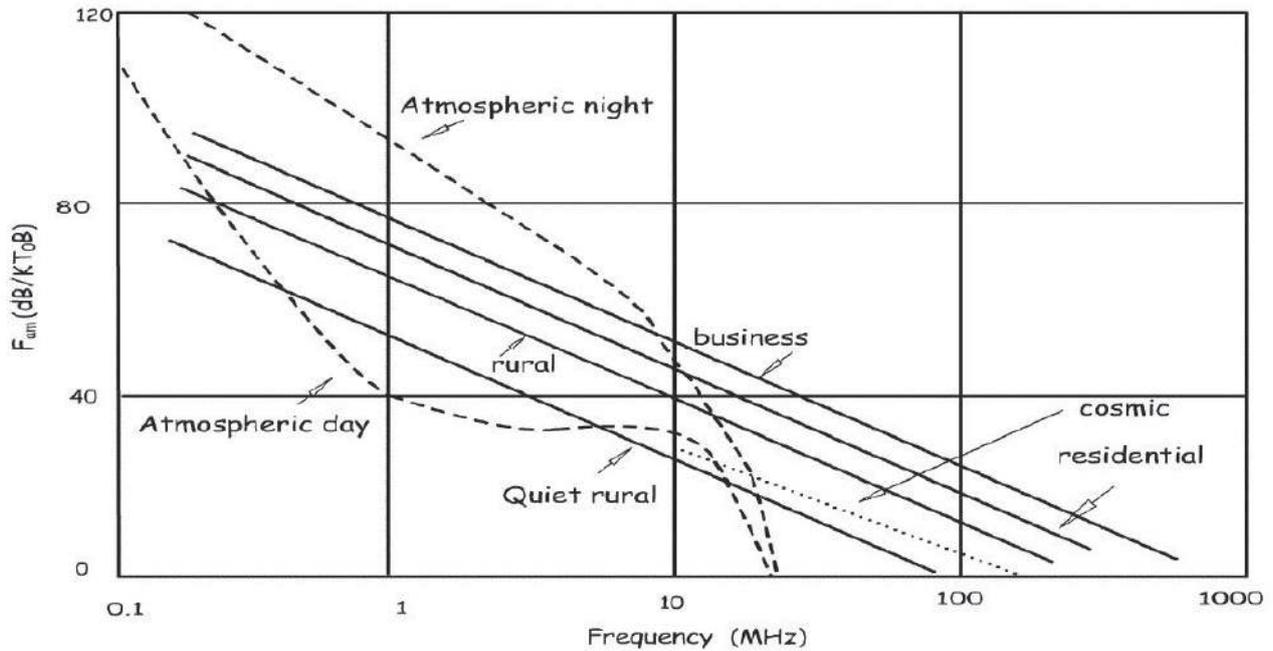
3.1 Bruit dû à la résistance de polarisation

Il est bon de s'y attarder. Nous savons que la puissance de bruit dans toute résistance idéale est exprimée par l'expression : $P_{bth} := 4 * k * T * B$. T est température absolue, B la bande passante, k est la constante de Boltzmann. Cette équation est vraie jusqu'à des fréquences extrêmement élevées, mais non infinies. Ce serait gênant car alors la puissance serait infinie ! Donc la tension de bruit disponible aux bornes de la résistance est simplement :

$$V_{bth} := \sqrt{4 * k * T * B * R}$$

Si nous effectuons le calcul pour $R = 1M$ et $B = 10$ KHz, nous obtenons $V_{bth} \# 13 \mu V$! Il faut bien voir que le montage utilisé est un convertisseur d'impédance transformant une impédance infinie en 50 par





exemple. En fait c'est l'impédance de la charge rapportée par le coaxial qui détermine l'impédance de charge et donc le gain à travers le produit de cette charge par la transconductance du montage. La fameuse pente « s » de ceux qui ont connu les lampes. Le gain en tension est de l'ordre de l'unité, donc ces 13 μV se retrouveraient en entrée récepteur de donneraient donc un signal d'environ S5. On ne pourrait donc décoder qu'un signal arrivant S7 sur notre récepteur. L'antenne évidemment présentera de plus un gain faible par rapport à un dipôle. Etant de dimension réduite par rapport au dipôle, sa hauteur effective est d'autant plus faible. Heureusement notre brin d'antenne se comportera comme une capacité comprise entre quelques pF et une trentaine de pF selon la longueur du brin. Accessoirement, le montage présentera également comme une capacité de quelques pF. Donc nous allons avoir un générateur de tension de valeur définie précédemment débitant dans un circuit RC passe bas du premier ordre. Le niveau appliqué, dans ce cas à l'amplificateur sera :

$$V_{be} := \sqrt{4kTBR / (1 + (RC\omega)^2)}$$

Donc, nous voyons que plus la résistance est faible plus la tension de bruit générée aux fréquences basses sera faible. Mais alors la fréquence de coupure sera plus élevée, donc l'atténuation de ce bruit commencera à une fréquence élevée. Cependant, sous la racine, l'un varie à la puissance 1 et l'autre à la puissance 2 donc, il faudra effectuer un choix pour obtenir un meilleur compromis au long de la bande à recevoir. Il apparaît

que contrairement à ce que l'on pourrait penser a priori, il est plus intéressant d'utiliser une résistance de forte valeur. Cependant nous préférons limiter nos ambitions, car une (Fig O3) résistance trop élevée pourrait provoquer des dérives de polarisation étant donné l'environnement humide extérieur, d'autre part nous craignons l'aspect ESD sur la gate du MosFET. Nous reverrons cela par la suite.

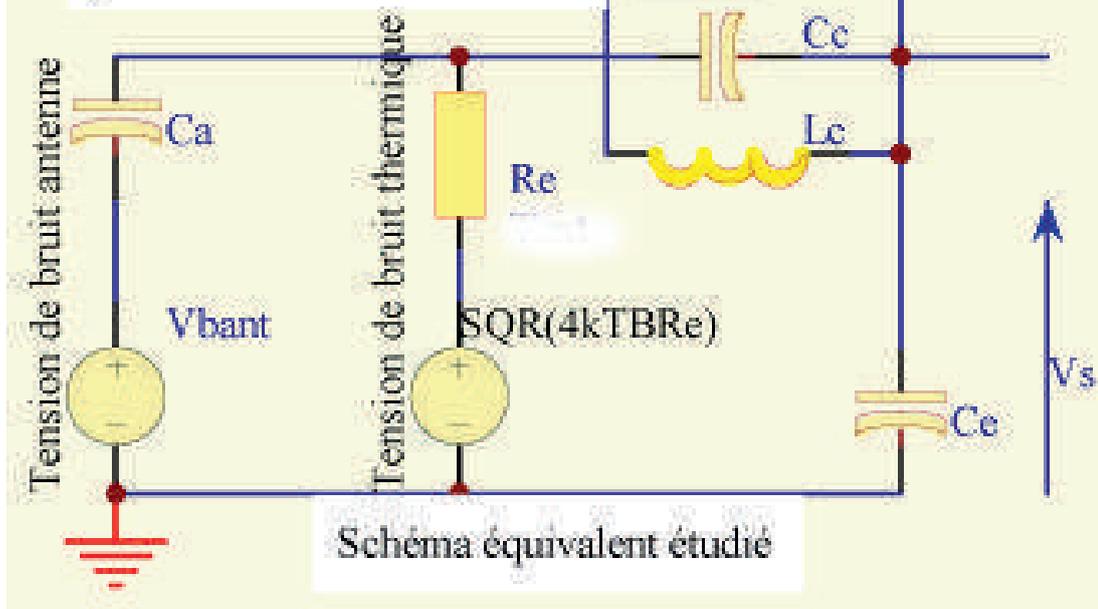
3.2 Bruit radioélectrique ambiant.

Ce bruit nous l'avons vu est inéluctable. C'est en fait ce handicap qui va rendre possible la réalisation d'une antenne de petite dimension possédant des performances raisonnables. Nous avons introduit dans nos calculs une équation inspirée du document Fig O3, donnant le bruit atmosphérique dans les conditions favorables (Quiet Rural). Nous voyons que ce bruit est conséquent, même en prenant les valeurs minimalistes. En effet, ce bruit limite déjà le rapport signal à bruit avant sa dégradation par le facteur de bruit du récepteur. Donc il n'est pas nécessaire que l'antenne possède, en réception, l'efficacité d'un dipôle par exemple. Nous allons nous baser là-dessus dans nos calculs. Etant donné le choix des conditions favorables sur le document Fig O3, celui ci sera le plus contraignant pour obtenir un S/B correct en fonction du facteur de bruit de l'amplificateur car la dégradation est plus faible dans ce cas.



C_a := Capacité équivalente à l'antenne
 C_e := Capacité d'entrée du montage
 R_e := Résistance de polarisation du MosFET

Circuit LCR permettant d'améliorer le transfert de puissance en haut de bande



4 Performances théoriques

Nous reproduisons plus loin les calculs effectués. Nous établissons l'impédance de l'antenne, qui se résume à une capacité de quelques pF en série avec un générateur d'impédance extrêmement faible, pour le moins en dessous la fréquence de résonance, et fonction de la fréquence. Petite remarque, cette capacité est celle que présenterait l'antenne isolée dans l'espace. Ce n'est pas celle que l'on pourrait imaginer entre le fil et la terre ou des éléments environnants. Cette capacité en fait viendrait faire un diviseur capacitif qui diminuerait d'autant la tension disponible. Nous avons calculé la tension développée entre antenne et masse en considérant cette antenne comme en faisant appel à la notion de hauteur fonctionnant en régime quasi-statique et donc en faisant appel à la notion de hauteur effective.

Nous avons considéré une bande passante en AM de 10 kHz. Nous avons estimé la capacité d'entrée à 2 pF. La tension à l'entrée de l'amplificateur est telle que la puissance est la somme de la puissance de bruit reçue

par l'antenne et la puissance de bruit thermique de la résistance. Nous avons exprimé cela par les équations indiquées. Sur les courbes suivantes, la puissance en entrée de récepteur est exprimée en dBm. Fig 04, l'amplificateur est attaqué par un brin d'antenne de longueur 2,2 m diamètre 12 mm. Nous avons représenté d'une part le bruit généré par différentes résistances de polarisation et d'autre part le niveau de bruit reçu par ce brin. Nous avons également fait figurer l'action l'un circuit LRC dont le but est d'augmenter la puissance transmise à l'amplificateur et ainsi d'augmenter le confort d'écoute. Nous présentons ci-dessous les résultats de nos simulations avec différentes longueurs de brin, en ayant choisi la valeur de la résistance de polarisation qui paraissait nous convenir. Nous avons optimisé pour un bon compromis aux fréquences basses. En effet, aux fréquences plus élevées, le bruit thermique diminue rapidement. Ceux qui désireraient une réception correcte seulement à partir de 1,6 MHz aboutiraient à des solutions beaucoup moins encombrantes.





Données, Définitions

MHz := 10⁶ pF := 10⁻¹² kHz := 10³ M := 10⁶ K := 10³ uH := 10⁻⁶ mm := 10⁻³ nH := 10⁻⁹
 c := 3·10⁸ Zv := 120·π k := 1.38·10⁻²³ T := 300 Rcar := 50 u := -1, -.99., 1.99 f(u) := 10¹¹·MHz

Bande passante récepteur

B := 10·kHz

Antenne sur contrepois

l est la longueur de l'antenne

l := 3

a est le rayon du fil

a := 6·mm

$$Rc(f, l, a) := 120 \cdot \left(\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1 - \frac{1}{2} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot l}{c \cdot f}\right) \right) \quad \beta(f) := \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c}$$

$$F(\theta, f, l) := \frac{\cos(\beta(f) \cdot l \cdot \cos(\theta)) - \cos(\beta(f) \cdot l)}{\sin(\theta)} \quad Rr(f, l) := 60 \cdot \int_0^\pi F(\theta, f, l)^2 \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \quad \alpha(f, l, a) := \frac{Rr(f, l)}{l \cdot Rc(f, l, a)}$$

$$Zo(f, l, a) := \frac{1}{2} \cdot Rc(f, l, a) \cdot \left[\frac{\left(\operatorname{sh}(2 \cdot \alpha(f, l, a) \cdot l) - \frac{\alpha(f, l, a)}{\beta(f)} \cdot \sin(2 \cdot \beta(f) \cdot l) \right) - j \cdot \left(\frac{\alpha(f, l, a)}{\beta(f)} \cdot \operatorname{sh}(2 \cdot \alpha(f, l, a) \cdot l) + \sin(2 \cdot \beta(f) \cdot l) \right)}{\operatorname{ch}(2 \cdot \alpha(f, l, a) \cdot l) - \cos(2 \cdot \beta(f) \cdot l)} \right]$$

Composants présentés par l'antenne :

$$Ya(f, l, a) := \frac{1}{\operatorname{Im}(Zo(f, l, a))} \quad Ra(f, l, a) := \operatorname{Re}(Zo(f, l, a))$$

$$Ca(f, l, a) := \frac{|Ya(f, l, a)|}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

Bruit atmosphérique minimum :

x1 := lg(1·MHz)

y1 := 55

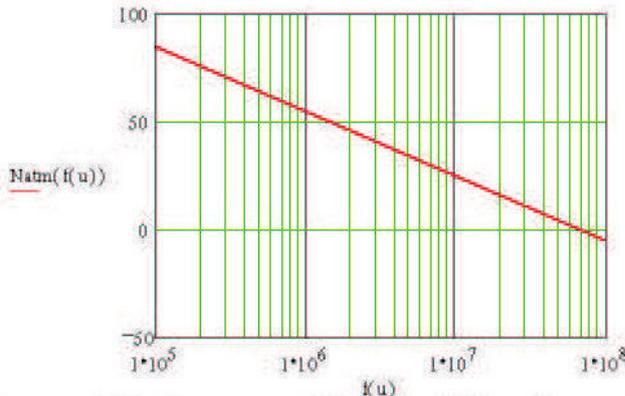
x2 := lg(10·MHz)

y2 := 25

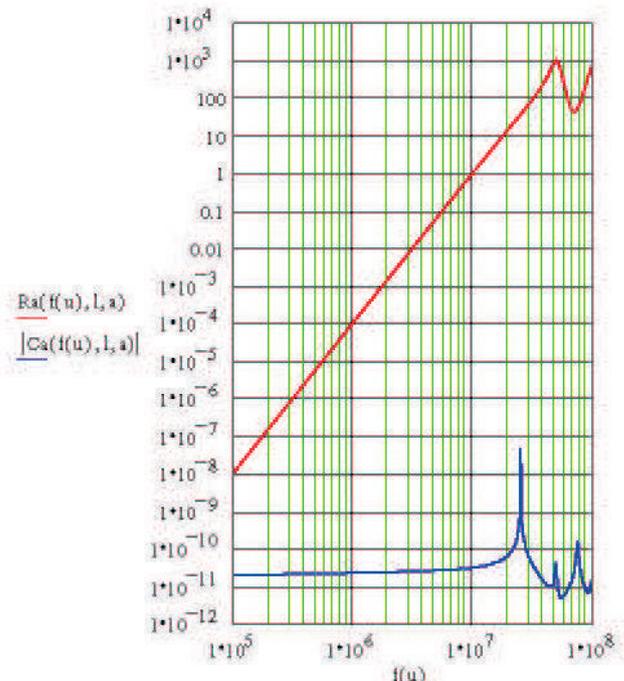
Données

$$\operatorname{Natm}(f) := \frac{y2 - y1}{x2 - x1} \cdot \lg\left(\frac{f}{\text{MHz}}\right) + (y1 - a \cdot x1)$$

Bruit ambiant en fonction de la fréquence



Résistance et capacité de l'antenne en fonction de la fréquence



Puissance de bruit : Pb(B) := 10·lg(4·k·T·B)

Puissance minimum reçue : Pr(f, B) := Pb(B) + Natm(f)

Seq = λ2/4·π donc puissance surfacique

$$Ps(f, B) := \frac{Pr(f, B)}{c^2} = 10^{10} \cdot f^2 \cdot 4 \cdot \pi$$

Tension antenne en fonction de la longueur l/2 et du champ électrique :

$$v_{\text{bant}}(f, l, B) := \frac{1}{2} \cdot \sqrt{Ps(f, B) \cdot Zv}$$





Réponse du circuit

Vis à vis du bruit reçu par l'antenne

$$\text{Hant}_a(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := \frac{1}{1 + \text{Zo}(f, l, a) \cdot \left[\frac{1}{\text{Re}} + \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{\text{Rc}} + \frac{1}{j \cdot \text{Lc} \cdot 2 \cdot \pi f} + j \cdot \text{Cc} \cdot 2 \cdot \pi f} + \frac{1}{j \cdot \text{Ce} \cdot 2 \cdot \pi f}} \right]}$$

$$\text{Hant}_b(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := \frac{1}{1 + \frac{j \cdot \text{Ce} \cdot 2 \cdot \pi f}{\frac{1}{\text{Rc}} + \frac{1}{j \cdot \text{Lc} \cdot 2 \cdot \pi f} + j \cdot \text{Cc} \cdot 2 \cdot \pi f}}$$

$$\text{Hant}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := \text{Hant}_a(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) \cdot \text{Hant}_b(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc})$$

$$\text{Pant}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{B}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := 10 \cdot \lg \left(\frac{\text{vbant}(f, l, \text{B})^2}{\text{Rcar}} \right) + 20 \cdot \lg(|\text{Hant}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc})|) + 30$$

Vis à vis du bruit thermique lié à la résistance de polarisation

$$\text{Pth}(\text{B}) := k \cdot T \cdot \text{B} \quad \text{Vre}(\text{B}, \text{Re}) := \sqrt{\text{Pth}(\text{B}) \cdot 4 \cdot \text{Re}} \quad \text{Pbth}(\text{B}) := 10 \cdot \lg(\text{Pth}(\text{B})) + 30$$

$$\text{Hre}_a(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := \frac{1}{1 + \text{Re} \cdot \left[\frac{1}{\text{Zo}(f, l, a)} + \left(\frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{\text{Rc}} + \frac{1}{j \cdot \text{Lc} \cdot 2 \cdot \pi f} + j \cdot \text{Cc} \cdot 2 \cdot \pi f}} + \frac{1}{j \cdot \text{Ce} \cdot 2 \cdot \pi f} \right) \right]}$$

$$\text{Hre}_b(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := \frac{1}{1 + \frac{j \cdot \text{Ce} \cdot 2 \cdot \pi f}{\frac{1}{\text{Rc}} + \frac{1}{j \cdot \text{Lc} \cdot 2 \cdot \pi f} + j \cdot \text{Cc} \cdot 2 \cdot \pi f}}$$

$$\text{Hre}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := \text{Hre}_a(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) \cdot \text{Hre}_b(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc})$$

$$\text{Pre}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{B}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := 10 \cdot \lg \left(\frac{\text{Vre}(\text{B}, \text{Re})^2}{\text{Rcar}} \right) + 20 \cdot \lg(|\text{Hre}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc})|) + 30$$

Bruit résultant :

$$\text{Pa}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{B}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := \frac{(\text{Vre}(\text{B}, \text{Re}) \cdot |\text{Hre}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc})|)^2}{\text{Rcar}}$$

$$\text{Pb}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{B}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := \frac{(\text{vbant}(f, l, \text{B}) \cdot |\text{Hant}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc})|)^2}{\text{Rcar}}$$

$$\text{Pbt}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{B}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) := 10 \cdot \lg(\text{Pa}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{B}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc}) + \text{Pb}(f, l, a, \text{Re}, \text{Ce}, \text{B}, \text{Lc}, \text{Cc}, \text{Rc})) + 30$$



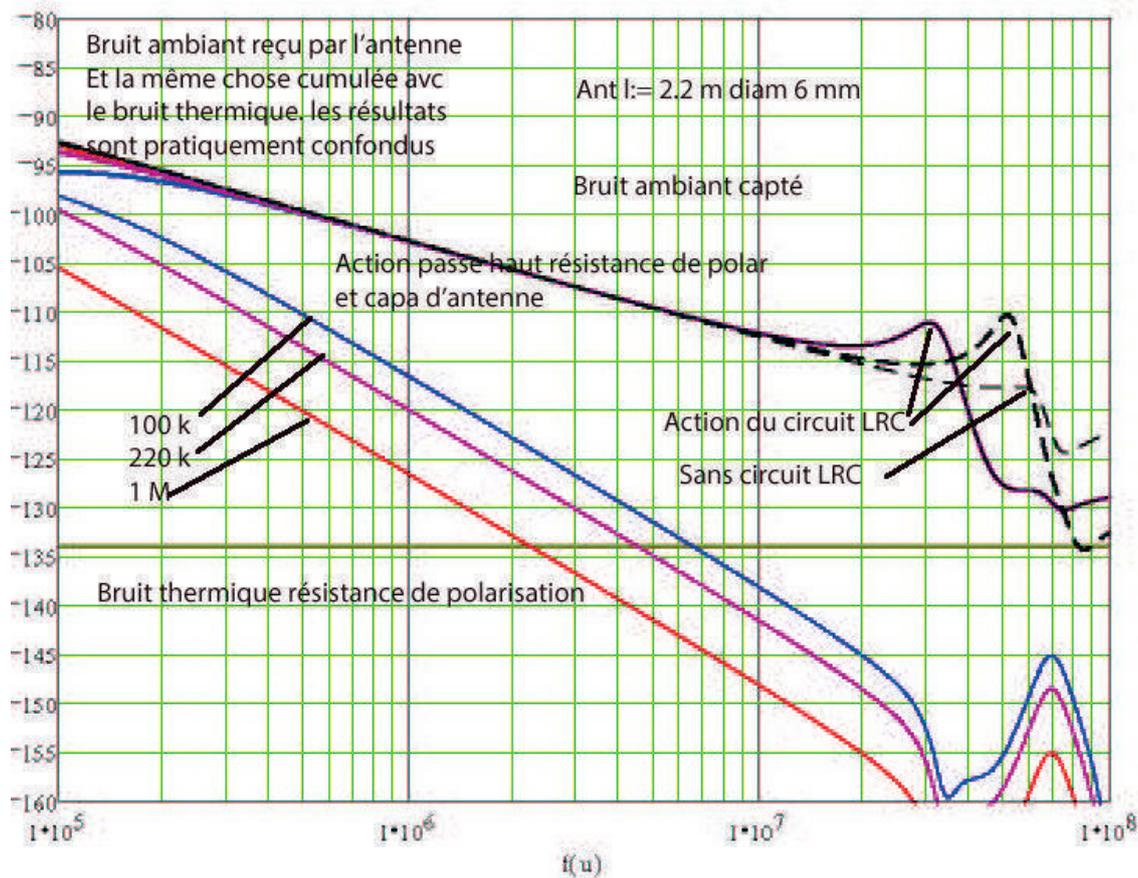


Fig 4

l := 2 m
Re := 220 k

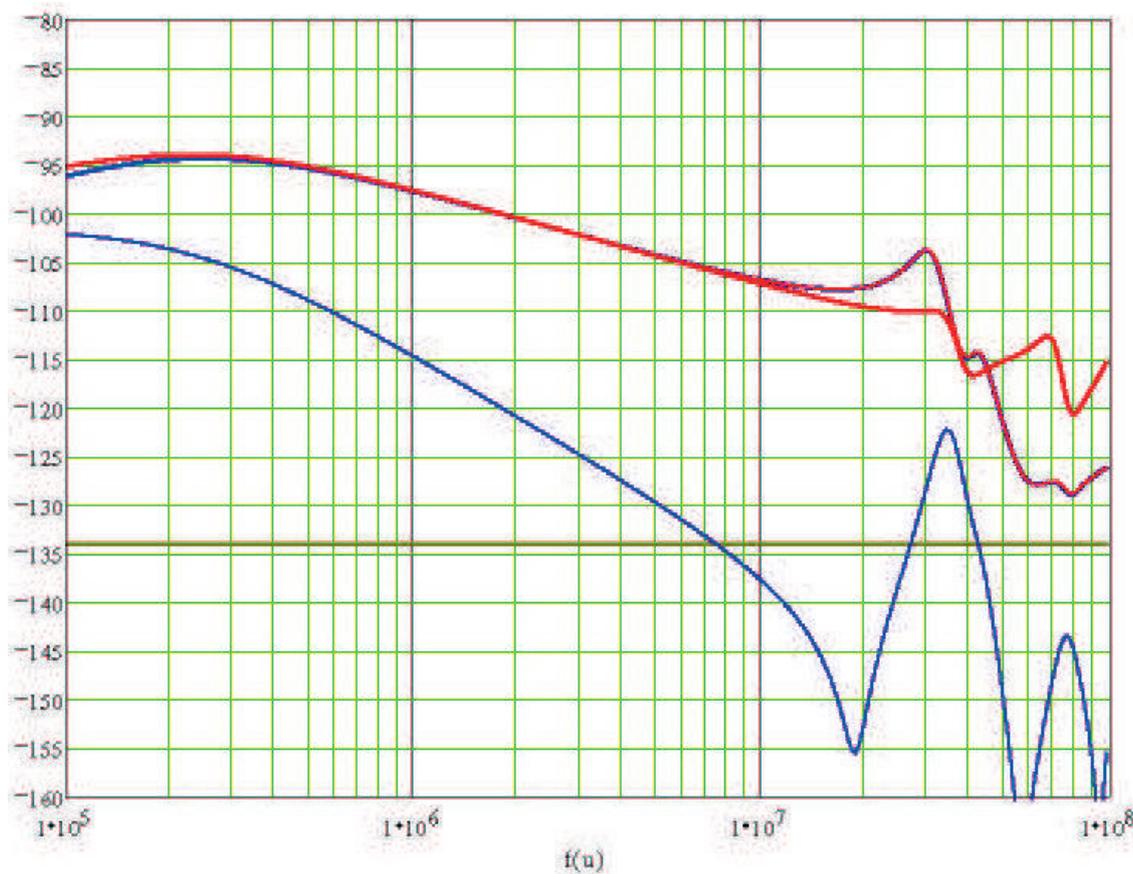


Fig 5

l := 4 m
Re := 22 k



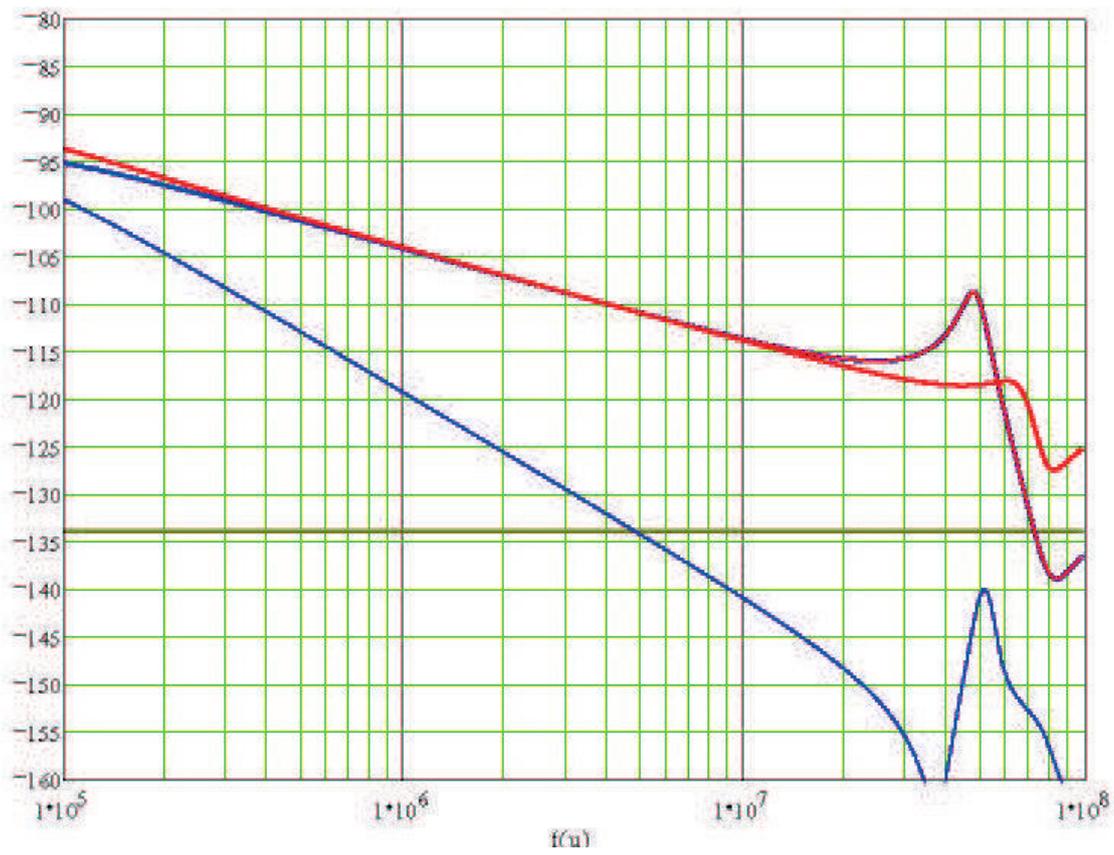


Fig 06

$l := 2 \text{ m}$
 $Re := 220 \text{ k}$

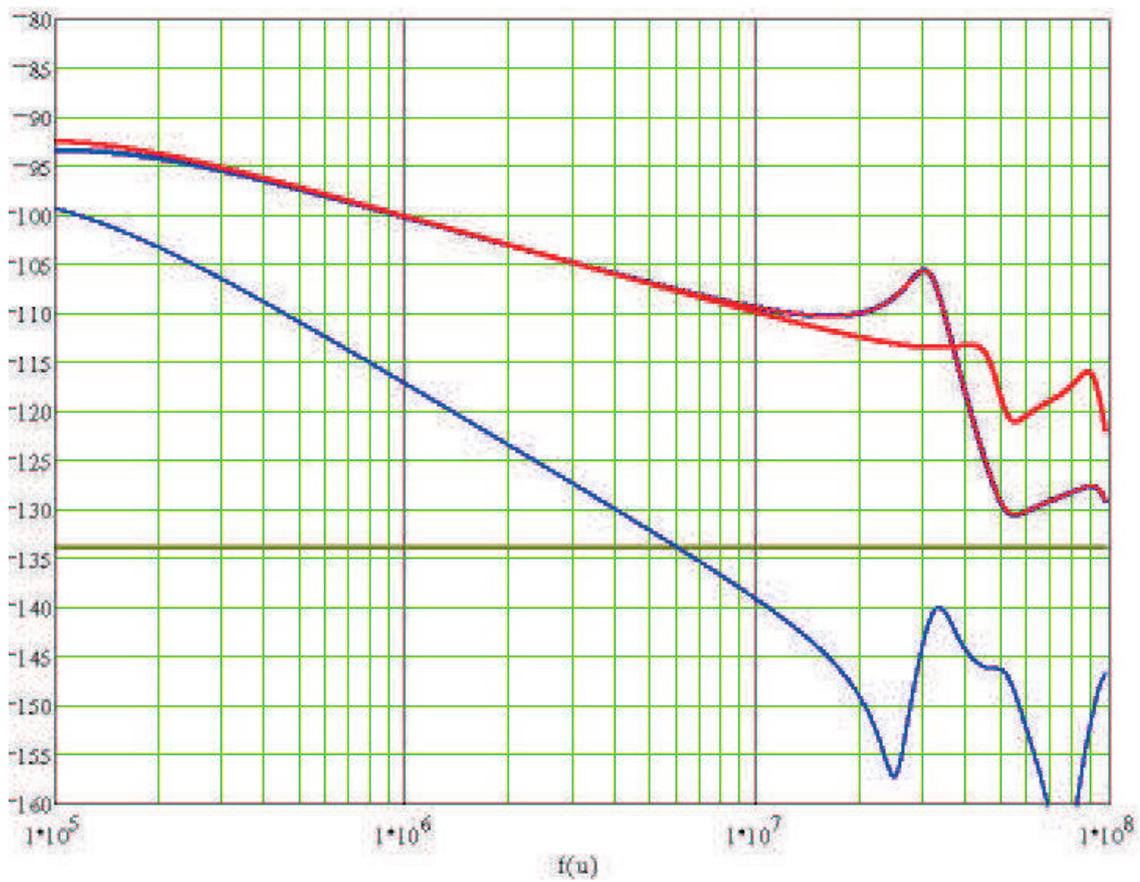


Fig 7

$l := 3 \text{ m}$
 $Fe := 68 \text{ k}$



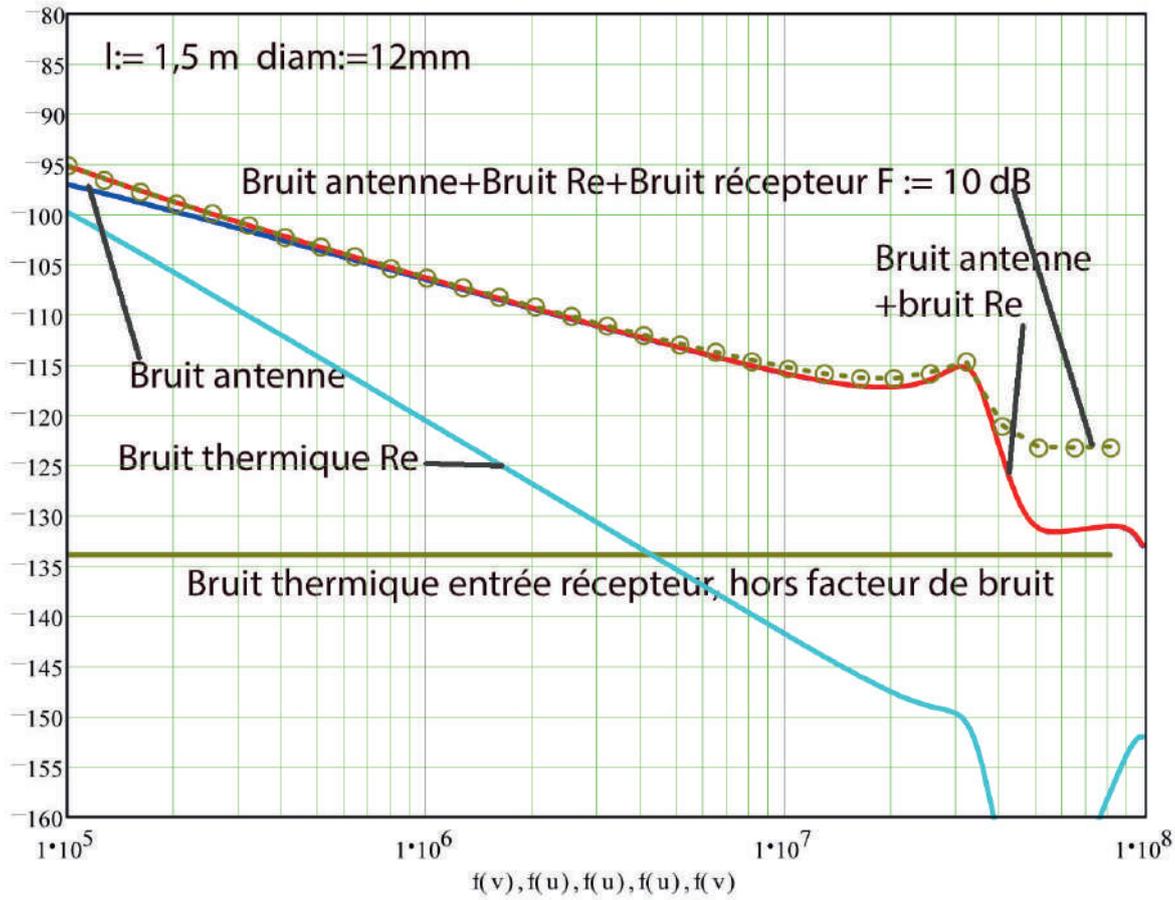
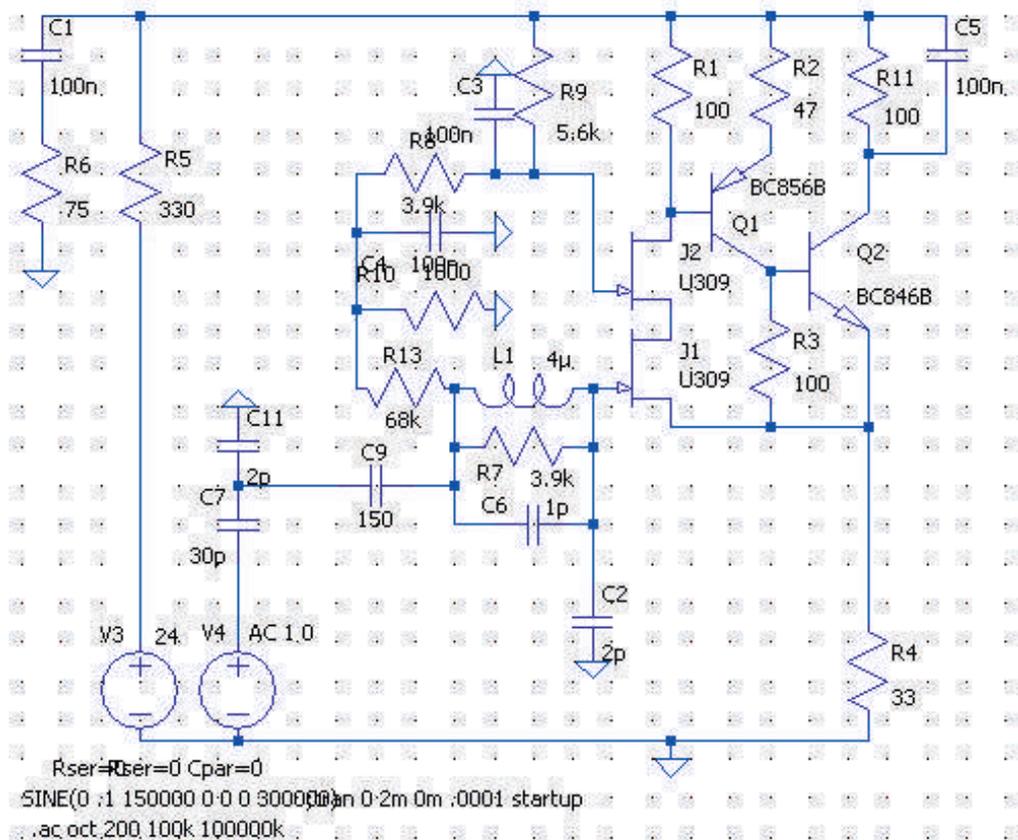


Fig 8

l := 1,5m
Diam := 12mm
Re := 330k

Fig 9





-- En Fig 05 nous avons simulé une antenne de 4 m chargée par 22 k Ω . A 10 MHz, le niveau de bruit reçu est de -107 dBm environ.

-- En Fig 06 nous avons simulé une antenne de 2 m chargée par 220 k Ω . A 10 MHz, le niveau de bruit reçu est de -114 dBm environ.

-- En Fig 07 nous avons simulé une antenne de 3 m chargée par 68 k Ω . A 10 MHz, le niveau de bruit reçu est de -110 dBm environ.

Le niveau de bruit thermique sur le récepteur est de -134 dBm. Il faut y ajouter le facteur de bruit du récepteur qui classiquement est en moyenne de 10 dB en décimétrique. Donc la puissance de bruit sera de l'ordre de -124 dBm.

Nous concluons que la longueur optimum pourra être comprise entre 2 et 3 m avec un diamètre de 12 mm ainsi qu'une résistance de polarisation comprise entre 68 et 220 k Ω selon la longueur choisie. Nous avons opté pour 3 m. Dans ce cas, le niveau minimum de bruit que voit le récepteur à 20 MHz est de -110 dBm à comparer aux 124 dBm estimés pour le récepteur. L'écart est donc de 14 dB, soit un rapport de 20 en puissance. La dégradation ne sera donc que de 1/4 de dB environ. Dans nos calculs, nous avons négligé le bruit apporté par notre amplificateur pour deux raisons. La meilleure est que nous ne le connaissons pas, l'autre est que nous pensons que celui-ci est tout à fait négligeable devant celui capté par l'antenne.

Nous ne l'avons pas montré sur les simulations, car ce

serait trop rébarbatif, mais il faut retenir qu'avec un brin de faible longueur ou de diamètre trop faible, la qualité de la réception risque d'être dégradée par le bruit thermique de la résistance de polarisation, pour le moins aux fréquences basses. Chacun pourra effectuer son choix en fonction de ses objectifs, nous avons donné les éléments de calcul. Fig-08, nous présentons une solution permettant de recevoir correctement de 1,5 MHz à 30 MHz. La longueur du brin est de 1.5 m son diamètre est de 12 mm. Par contre l'inductance de compensation aura une valeur un peu plus élevée, 6 μ H au lieu de 5 μ H théoriquement. Cette solution reste tout à fait convenable, avec un encombrement et des problèmes mécaniques moindres. En conclusion, les données issues de la théorie nous permettent d'espérer l'obtention de performance optimale par rapport à un doublet.

Pourquoi ne pas essayer ?

5 Simulation

Fig 09, nous trouvons le schéma simulé. Nous alimentons le montage sous 24 V à travers une résistance de 330 Ω . La charge est constituée par une résistance de 50 Ω , qui représente l'impédance présentée par le récepteur. Le condensateur est destiné à bloquer le courant d'alimentation. En fait, l'alimentation passera par le coaxial que nous n'avons pas représenté car inutile dans la simulation.

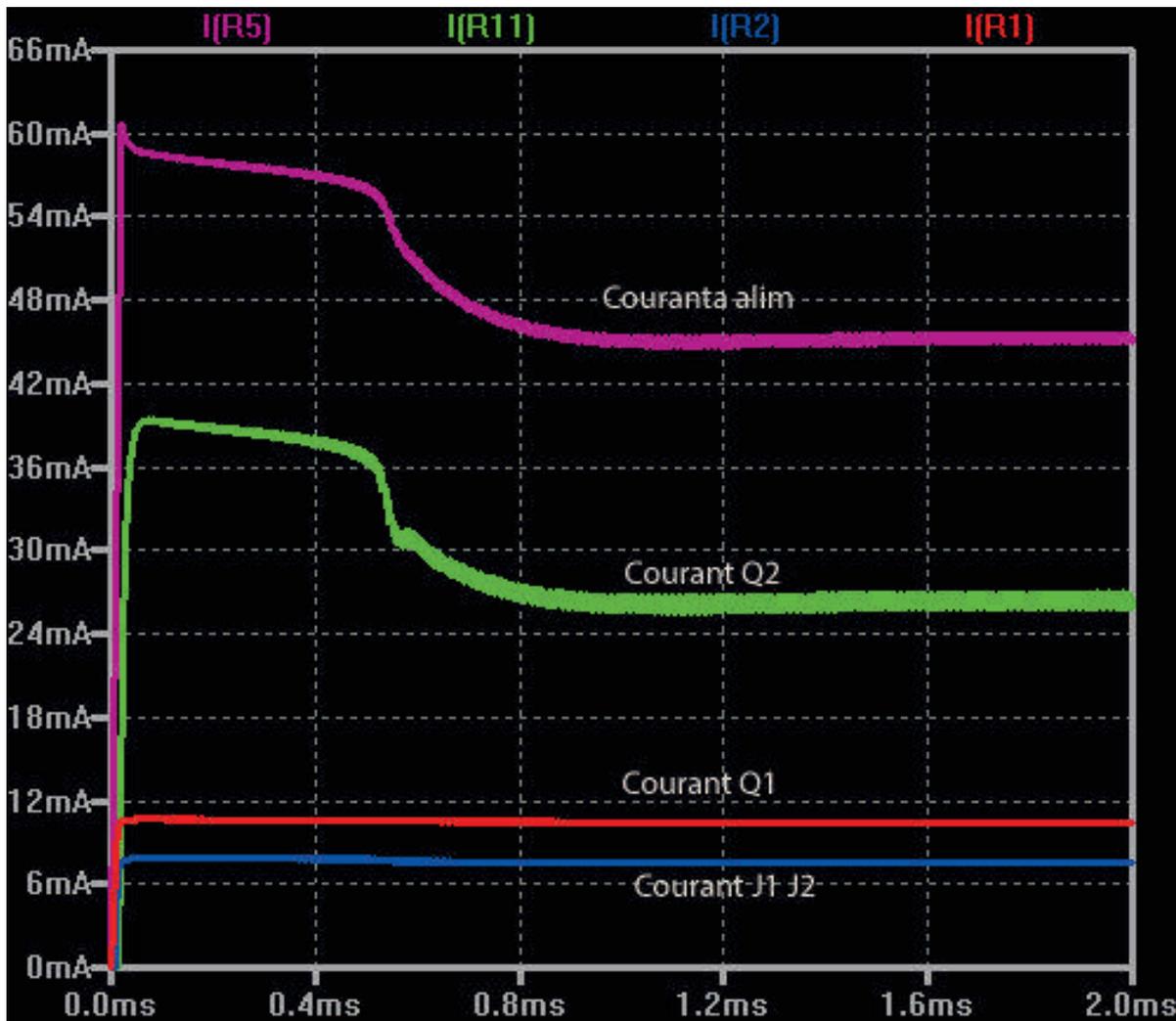


Fig 10



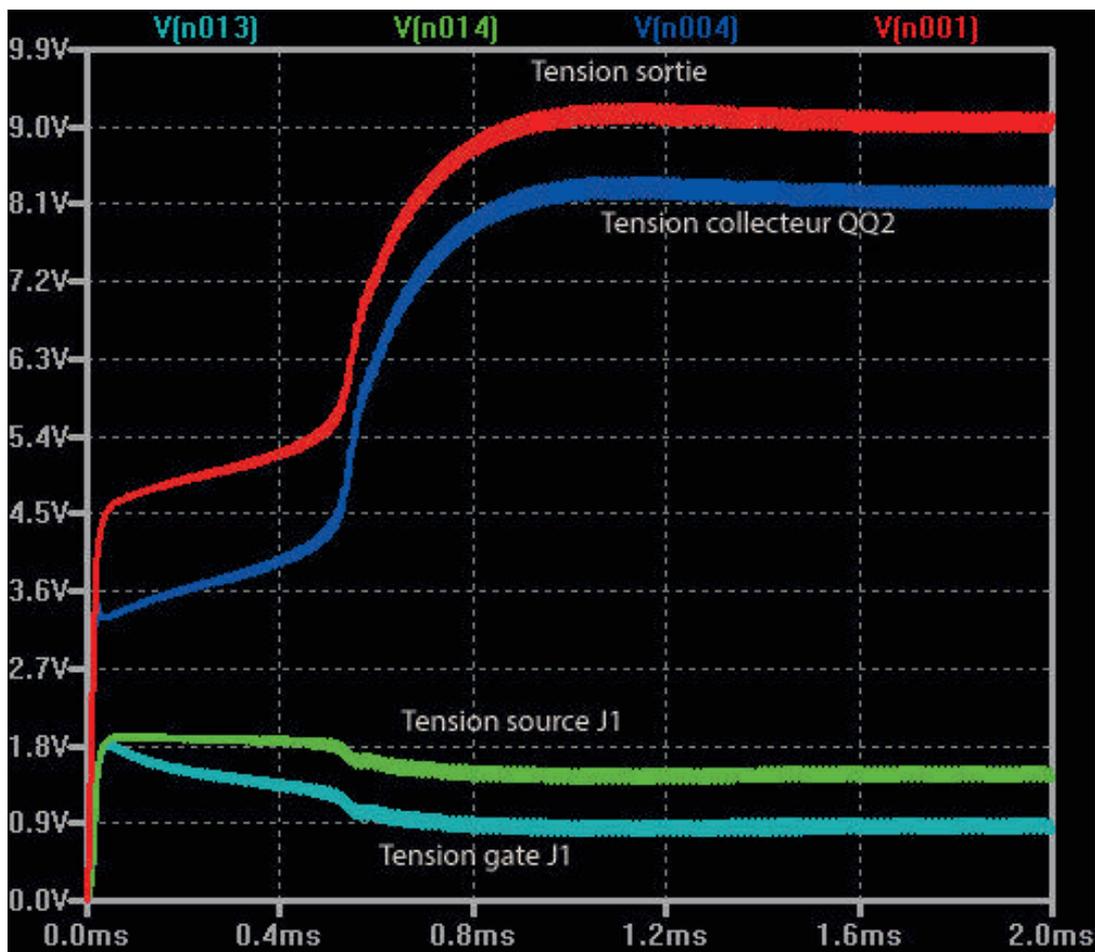


Fig 11

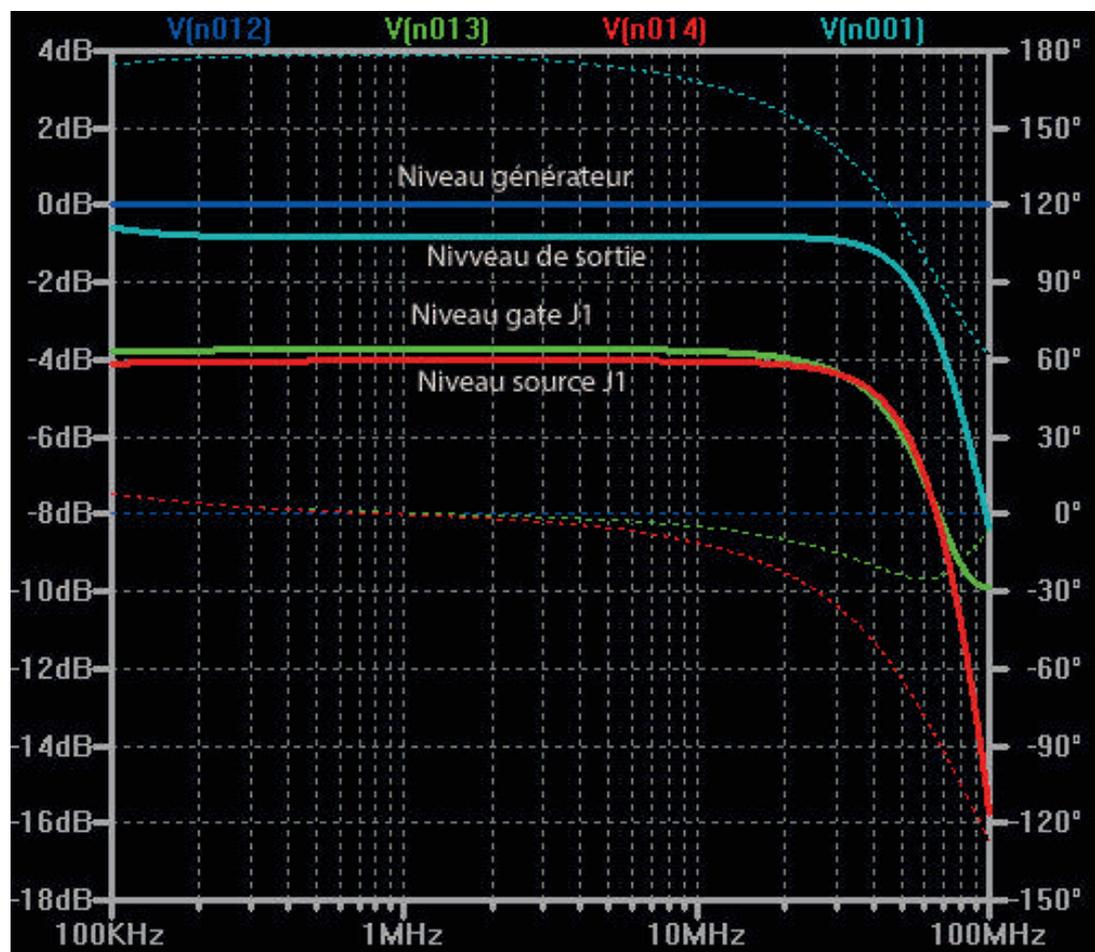


Fig 12

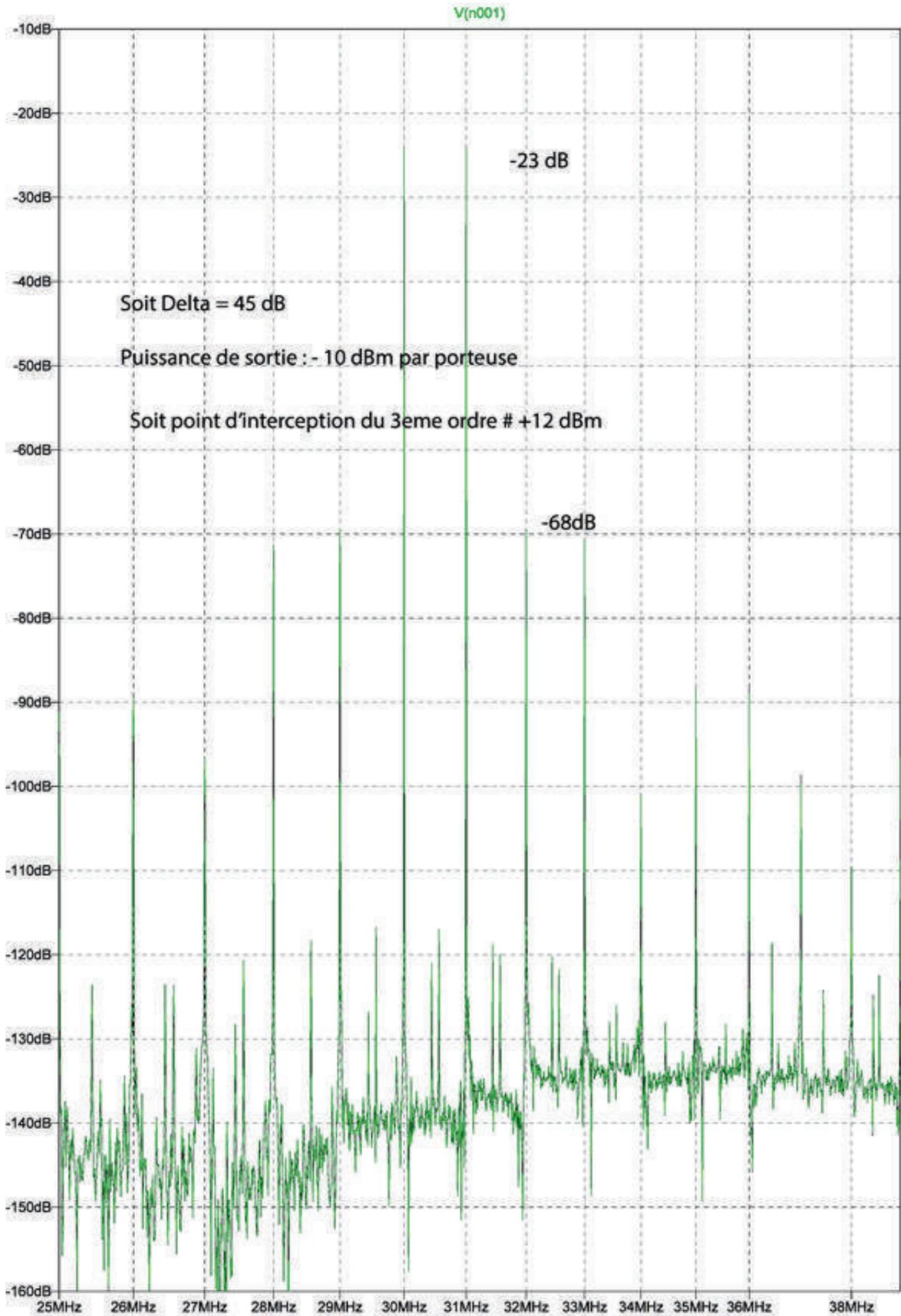


Fig 13





Nous avons représenté le MosFET par 2 U309 en cascade. La simulation est un peu faussée sur le plan de la polarisation continue. De plus la bande passante est beaucoup plus faible que celle du BF966, donc les résultats obtenus seront pessimistes. Nous ne possédons pas le bon modèle Spice. Néanmoins nous pouvons approcher le fonctionnement du système.

Pour ceux qui s'inquiéteraient que le coaxial ne soit pas adapté, il faut bien comprendre que contrairement aux idées reçues, il n'est pas indispensable qu'il le soit aux deux extrémités. En effet, s'il l'est par exemple dans la charge, la source « voit » l'impédance de celle-ci, c'est le cas du PA de l'émetteur qui en aucun cas ne doit être adapté, mais relié à la charge convenable.

Si la ligne est réunie à une source dont l'impédance n'est pas celle de la ligne, il délivre sa puissance sous l'impédance de la charge transformée par la ligne, là il apparait des ondes stationnaires qui apportent des pertes supplémentaires en plus des pertes mêmes de la ligne et liées à la valeur de celles ci. C'est le cas du récepteur qui ne présente que peu fréquemment l'impédance requise, mais en est quand même assez proche. Dans ce cas, il n'y a pas de risques de claquage, mais seulement des pertes supplémentaires, qui ici sont masquées par le fort gain en puissance de notre amplificateur.

A remarquer que ce gain n'est pas un gain en tension, mais en courant car la tension de sortie est du même ordre de grandeur que celle d'entrée, par contre le courant est considérablement plus élevé.

Les résultats de la simulation sont donnés en Fig 10, 11, 12 et 13.

Nous avons d'abord les courants dans les différentes branches. Le courant passant dans le coaxial est de l'ordre de 45 mA. Le courant dans le transistor NPN est de l'ordre de 25 mA. Nous avons 10 mA dans le PNP et environ 10 mA dans le MosFET. C'est le courant conseillé pour un fonctionnement optimum. Puis nous montrons les tensions en différents points.

La tension sur le coaxial est de 9 V environ. Le transistor NPN dissipe environ 200 mW, ce qui est limite, mais diminuer la tension collecteur-base détériore les performances. Enfin nous trouvons la réponse en fréquence. Nous observons que la bande passante va jusqu'à un peu plus de 30 MHz. Sur la réalisation, nous trouvons environ 60 MHz. Là, ce sont plutôt les bipolaires qui fatiguent, mais ce n'est déjà pas si mal pour des transistors BF. Nous avons également simulé les non-linéarités.

Nous avons appliqué la somme de 2 générateurs délivrant l'un 0,1 V Cac à 30 MHz et l'autre à 31 MHz. Ce devraient être les fréquences les plus défavorables pour ce test. Le résultat est le suivant Fig 13 après FFT. Le calcul nous donne un PIP3 de 12 dBm en sortie ce qui n'est pas exceptionnel mais pas si mal quand même et en tous cas suffisant dans l'application.

6 Réalisation

6.1 Réalisation de l'amplificateur

Le schéma pratique sera celui présenté en Fig 14

Il est très proche du schéma simulé, seules quelques polarisations ont été modifiées pour tenir compte de l'emploi du BF 966. Nous avons placé entre antenne et masse une résistance de 1M pour écouler à la masse

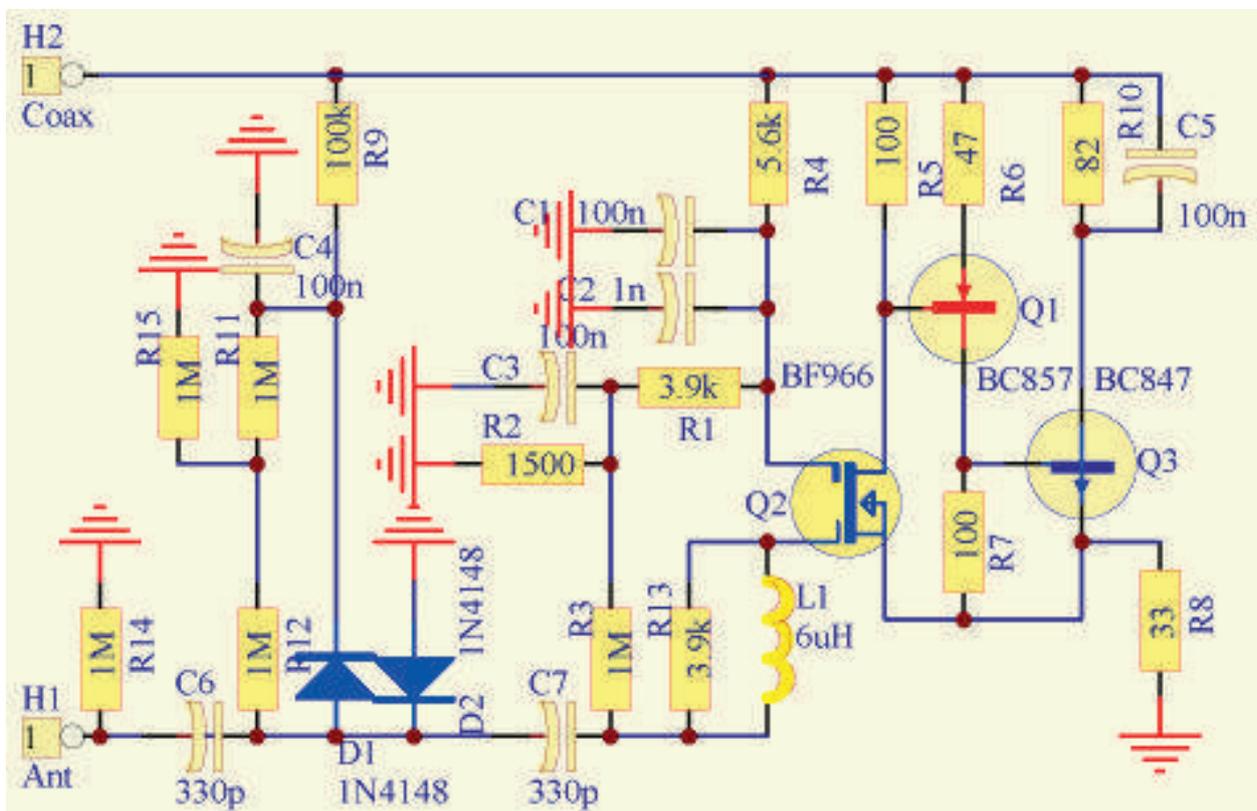


Fig 14



les charges récupérées par l'antenne. Sinon, nous risquons un claquage de C6. Petite remarque, si la résistance de polarisation de l'amplificateur devait être de valeur élevée, de l'ordre du M Ω , les jours de pluie, des fuites entre antenne et terre pourraient avoir lieu avec pour conséquence une atténuation des fréquences basses et augmentation du bruit. C6 isole l'antenne d'une protection par diode contre des bursts récupérés lors des décharges orageuses. Nous ne sommes pas certains de l'efficacité de ce dispositif, car il faudrait des diodes rapides. C'est sans doute mieux que rien !

IMPORTANT : La résistance R2 du pont de polarisation sera peut être à ajuster pour obtenir le bon courant de fonctionnement. Ce besoin dépendrait de la dispersion des caractéristiques du BF966 ou l'emploi d'un autre MosFET (BF981, BF960 etc). L'ajuster pour trouver 9 à 10 V sur le coaxial.

En fait, nous avons réalisé maintenant 3 prototypes correspondant à différentes évolutions, ceux-ci n'ont absolument pas eu besoin de retouche. Il est vrai que les BF 966 sont issus d'un même lot.

R10, permet de réduire la puissance dissipée dans le transistor Q3.

Le circuit imprimé est présenté en Fig 15. L'implantation des éléments y est précisée. Nous avons utilisé des composants CMS 1206 car aisés à souder. Les précautions de câblage seront celles habituelles.

Câbler les résistances et les condensateurs en premier puis les bipolaires et surtout le MosFET en évitant les ESD ou les fuites secteur du fer à souder. Ne pas oublier, auparavant de réaliser les quelques traversées de masse entre face supérieure et inférieure du circuit imprimé. Nous avons laissé un évidement sur le cuivre de masse, autour de toute la partie entrée antenne et gate afin de réduire au mieux la capacité d'entrée. Une fois câblée, on obtient la platine montrée sur la photo Fig 16.

L'inductance L1 avec la résistance R13 n'est là que pour un confort en haut de bande. Si elle n'est pas montée, elle sera remplacée par un court circuit. Sinon, nous l'avons réalisée par 50 tours de fil de cuivre émaillé 6/100 répartis sur une longueur de 10 mm. Le diamètre est de 5 mm. Nous avons réalisé un semblant de mandrin en enroulant quelques tours de bande adhésive à l'envers sur un foret. Il sera bon de vernir le cuivre. Nous vaporisons de la peinture en bombe pour voiture (non métallisée). Cette peinture apparemment se comporte bien en HF voir en UHF !

Dans l'article cité en début, l'auteur avait prévu de placer un petit néon, nous ne l'avons pas fait car nous n'en avons pas sous la main, mais c'est certainement une bonne idée. Le montage est en test, pour le moment, le MosFET continue une vie normale !

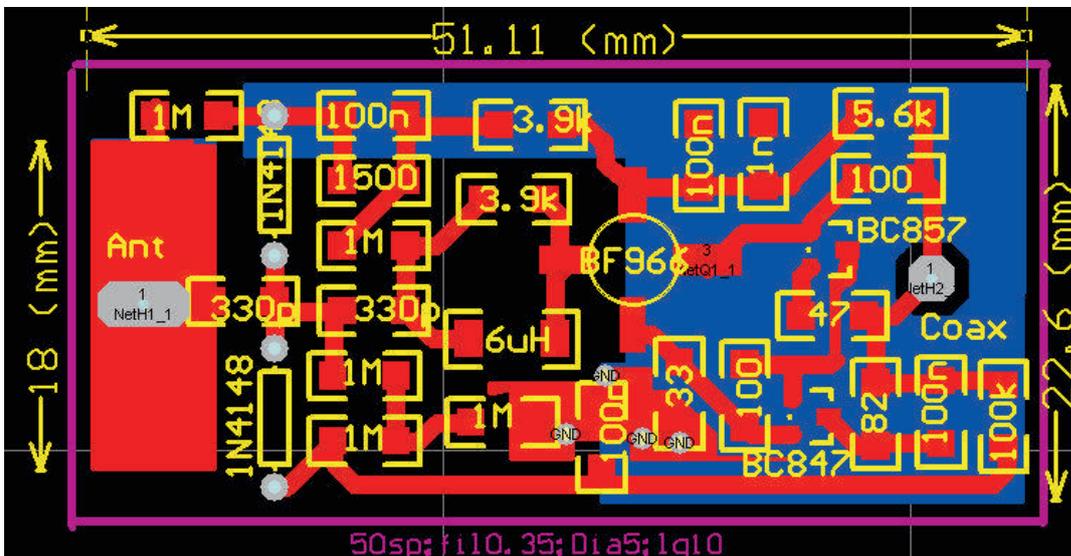


Fig 15

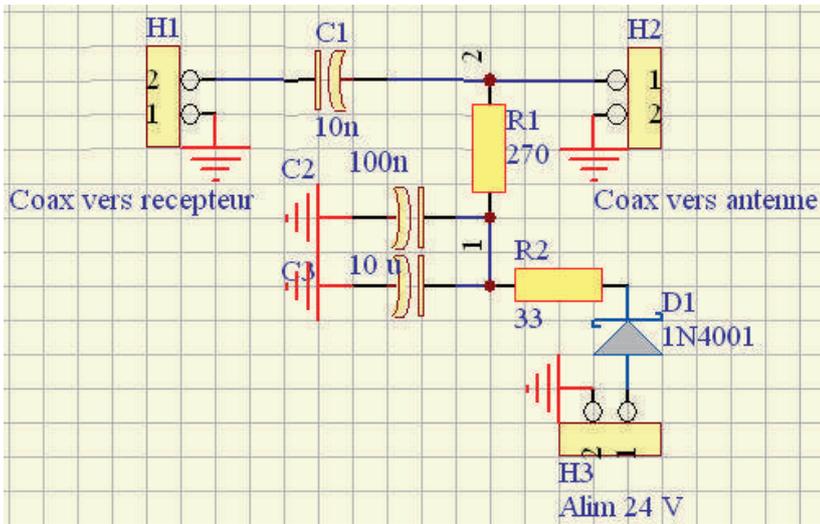


Fig 17

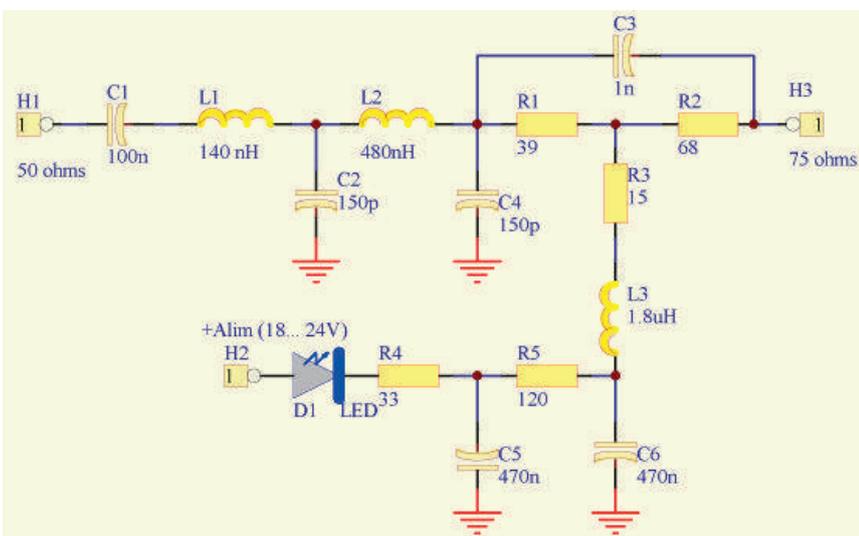


Fig 18

6.2 Réalisation de l'alimentation

L'alimentation s'effectue à partir d'un petit boîtier secteur de récupération. Nous l'avons modifié pour sortir environ 24 V. Une tension comprise entre 18 et 26 V assurera un fonctionnement correct. Nous avons effectué les calculs pour 18 V. A 24 V, le montage se comporte correctement, seule la dissipation est un peu plus élevée. Mesure effectuée en posant le doigt sur le transistor T3 la température est tout à fait convenable ! Ensuite le schéma est extrêmement élémentaire. Nous le trouvons Fig 17. A cause de la puissance à dissiper, en fait la résistance R1 de 270 est constituée de deux résistances de 470 1/2 W en parallèle, la résistance R2 de 33 est 1/4 W.

Les capacités de découplage servent surtout à refermer le circuit sur le plan HF. Ceci évite de ramener des parasites en provenance du secteur ou captés par le fil de liaison. Un condensateur chimique peut aider si besoin à filtrer les résidus à 50 ou 100 Hz. Nous ne l'avons pas monté. La diode ne présente pas de caractère obligatoire si on est certain de ne pas inverser l'alimentation.

Nous avons câblé l'ensemble en l'air et placé dans un tube de PVC car c'est uniquement ce dont nous disposons comme petit boîtier ! Pour les puristes, le montage pourrait être celui de la Fig-18 car nous effectuons la descente en 75 pour un récepteur sensé

faire 50 .

Nous faisons une transformation d'impédance aux fréquences élevées et introduisons un atténuateur aux fréquences basses pour réduire le niveau de bruit qui intrinsèquement fait monter le Smetre à 59. Dans un premier temps, nous n'avons pas encore testé ce montage. Fig 19, nous constatons que nous avons rendu le bruit capté constant le long de la bande, à quelques dB près. L'échelle est de 5 dB/div. Il faut bien voir que le Smetre indiquerait en fait le niveau du signal au dessus du bruit, à condition évidemment que notre modèle de bruit soit le bon.

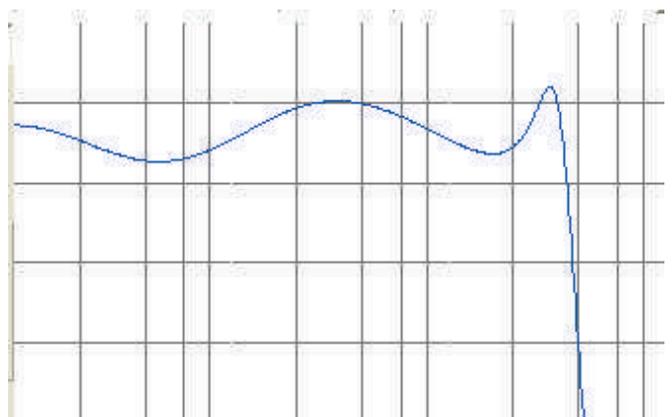


Fig 19



7 Réalisation mécanique



Fig 21

Vous allez constater que n'est pas la partie où excelle l'OM ! Fig 20 nous avons établi un plan de ce que nous souhaitons réaliser. Nous utilisons deux tubes de PVC de diamètre 25 mm et 30 mm. Nous faisons s'appuyer le tube de cuivre diamètre 14 mm sur la paroi intérieure à l'aide de 3 vis diamètre 3 mm vissée dans le tube par des trous taraudés et bloqués par des contre écrous. Plus loin, nous avons aussi taraudé 3 trous pour fixer le tube par trois autres vis, mais traversant le tube de PVC.

Pour la réalisation du brin d'antenne, nous avons une longueur de 80 cm environ de diamètre 14 dans lequel s'emmanche environ 120 cm de diamètre 12 puis environ 100 cm de diamètre 10 mm. Nous considérerons que le diamètre moyen est 12 mm, comme nous l'avons simulé. Ce qui nous amène à 3 m approximativement pour la longueur du brin. Il est bien clair que pour la réalisation, on peut prendre certaines libertés sans grave conséquence. Dans nos calculs, nous avons considéré que le contre poids

était parfait, ce qui est loin d'être le cas. La Fig 21, nous donne à l'aide d'un photomontage quelques détails concernant l'assemblage. La partie « couvercle » est réalisée avec un morceau de tube PVC diamètre 30 mm. Le disque troué assurant l'étanchéité au ruissellement est fabriquée par dépôt d'une pate exécutée en dissolvant du polystyrène expansé dans un peu de trichloréthylène, jusqu'à obtenir une consistance proche de celle du beurre ! Ensuite, il suffit de verser celle-ci à l'intérieur du petit cylindre constitué par le tube de PVC, ce dernier reposant à plat sur une feuille de papier reposant elle-même sur un plan horizontal. Il faut attendre environ 3 jours. On peut placer au centre le tube du bon diamètre afin d'avoir à éviter de percer le trou. Il suffira de chauffer légèrement le tube pour le décoller. Il faudra, comme indiqué sur le plan « usiner » un peu le tube de façon à laisser passer les têtes de vis. L'ensemble monté, placer un peu de colle pour l'étanchéité. De même, ne pas oublier de refermer le haut du dernier tube de cuivre constituant le brin d'antenne. Nous avons soudé une grosse vis dont la tête a été usinée en sphère pour limiter l'effet de pointe. Ce sont quelques idées et nous faisons confiance à chaque OM pour effectuer une réalisation plus sérieuse !

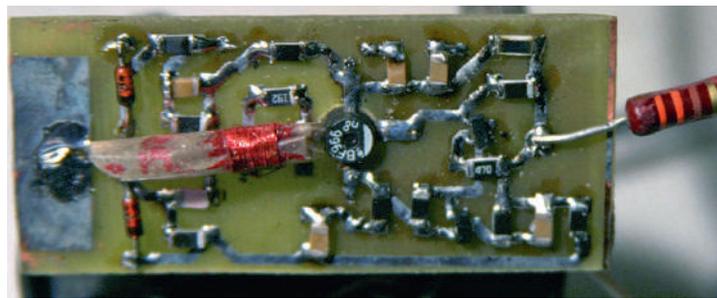
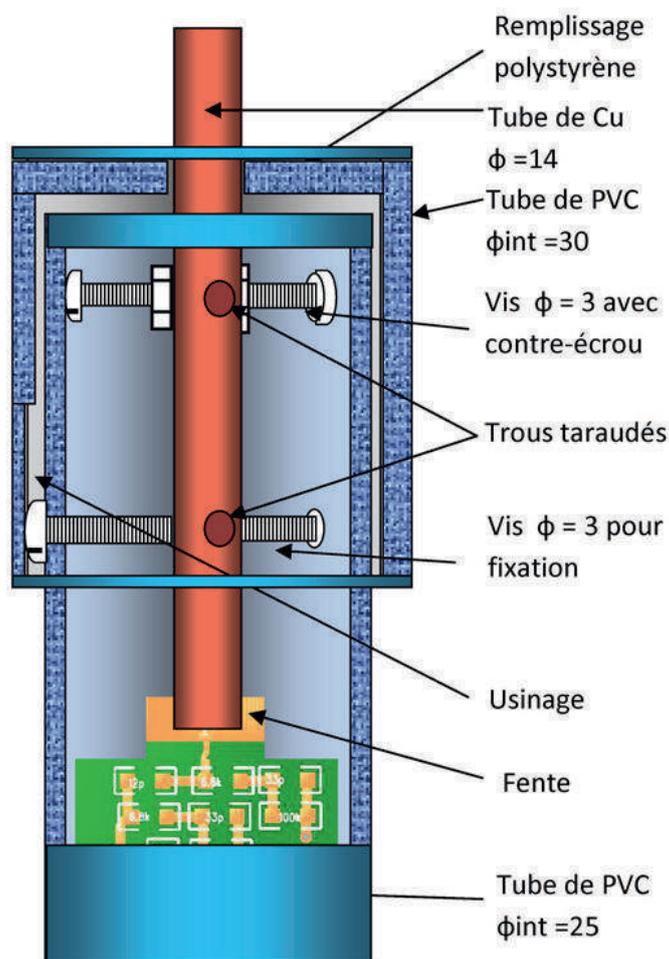


Fig 22



Détails de la réalisation

Fig 20



8 Tests

Nous alimentons l'ensemble sous 24 V à travers une résistance de 330 Ω voir Fig 22.

Si la tension est de l'ordre de la dizaine de volts sur l'âme du coaxial, tout devrait être OK. La sortie « coaxial » est réunie à un analyseur de spectre, l'entrée est attaqu e par un générateur HF. Nous balayons la bande tous les MHz. Nous obtenons les résultats Fig 23, nous trouvons bien la remont e en bout de bande, à comparer avec la réponse donn e par la simulation Fig 24. Remarquer que l'une est en échelle linéaire et l'autre en logarithmique. A l'utilisation, la résonance sera att nu e, car l'impédance de l'antenne interviendra.

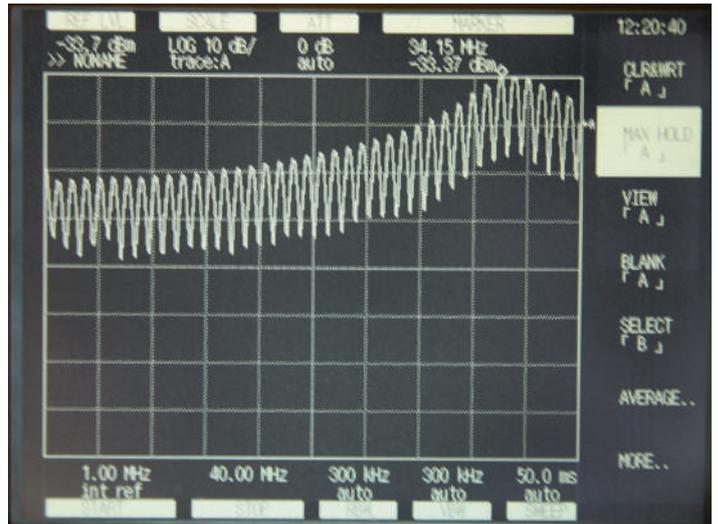


Fig 23

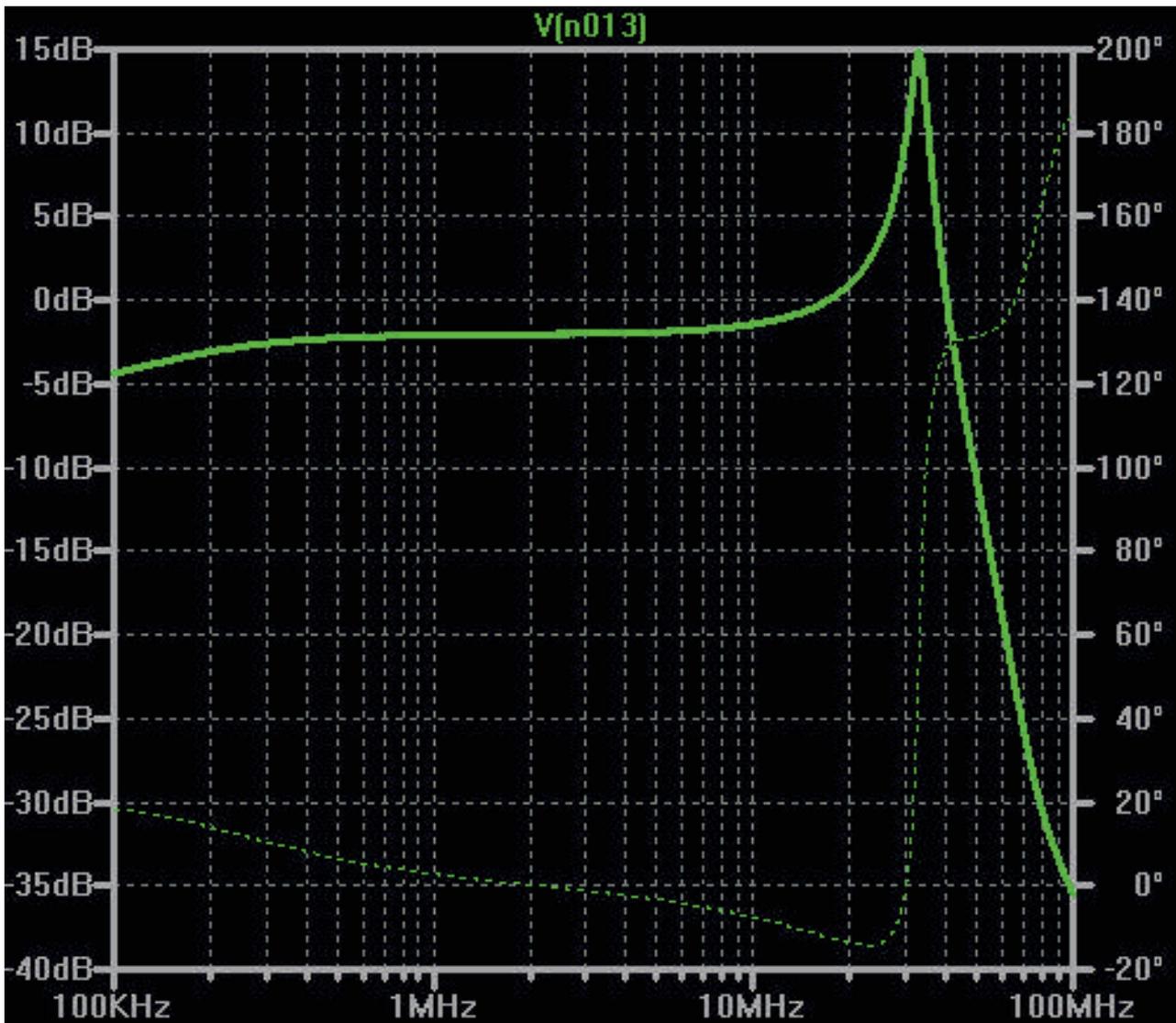


Fig 24





9 Conclusion

Notre W3HH n'a pas résisté à une tempête. Nous n'avons plus de référence d'antenne pour effectuer une comparaison. Nous n'avons constaté ni intermodulation, ni transmodulation, contrairement à ce que semble indiquer l'auteur qui préconise d'ajuster la tension de gate 2. Ceci est par ailleurs curieux car la caractéristique des FET est plutôt parabolique et donc ne donne pas (peu) d'intermodulation, alors que les bipolaires ont une réponse exponentielle. Par expérience dans le pro, nous avons constaté qu'il n'est pas bon, sur le plan de la linéarité de charger un bipolaire dans son émetteur, ce qui s'explique. Surtout chargé par une capacité. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle nous avons modifié le montage pour sortir coté collecteur. Il y a tout intérêt à installer cette antenne le plus haut possible, le champ augmentant avec la hauteur. Nous avons vérifié ce point avec une précédente version que nous avons déplacé de 4 m à 7 m. nous avons constaté une amélioration de l'ordre 5 dB. Nous avons vérifié ce point théoriquement. Nous

avons constaté, sauf erreur de calcul que cela est pratiquement toujours vrai en polarisation horizontale. Par contre en polarisation verticale, cela dépendrait fortement du terrain à travers sa permittivité et conductibilité. Ce gain est vérifié en terrain humide, par contre en terrain sec (roche, sable...) ce ne serait plus vrai. Nous recevons a priori correctement toutes les bandes de 100 kHz à 30 MHz. Bien que cela n'ait pas été notre choix pour nos tests, nous conseillerions de prendre une longueur de brin de 1,5 m de diamètre 12 mm environ. Voir Fig-08.

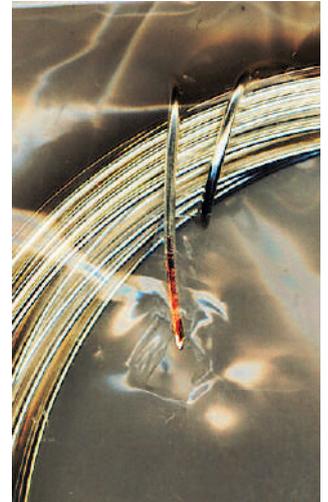
Nous serions intéressés par tout commentaire de la part des OM qui auraient la curiosité de réaliser ce montage. Ce montage devrait rendre service aux SWL manquant d'espace, mais pas d'air. Nous n'en connaissons pas l'auteur du montage de base dont nous nous sommes inspirés, mais qu'il reçoive ici nos compliments.

Bonne réalisation.





Où trouver du fil de cuivre argenté ?



Le fil de cuivre argenté est l'idéal pour réaliser des bobinages sur air ou sur mandrin, particulièrement en VHF et UHF. Ses avantages sont de rester parfaitement conducteur, de se souder magnifiquement bien et d'être le meilleur conducteur qui soit pour l'effet "de peau" en HF. Il est, actuellement, quasiment introuvable dans le commerce. A un point tel que nous avions "cannibalisé" un bout de coaxial dont l'âme était plaquée argent ! Mais nous sommes depuis longtemps arrivé au bout du stock...



Coup de chance

En suivant l'XYL dans un magasin vendant des articles de couture, une mercerie bien achalandée, nous avons trouvé, par hasard, ce fil dénommé "fil métallique plaqué argent". Il a un diamètre de 8/10mm, une longueur de 6m et coûte 3 euros. Il est destiné à la réalisation de bijoux. Avec pas mal de doutes concernant le métal sous le placage, nous avons acheté ce petit sachet.

Rentré au shack, nous en avons approché un aimant mais aucune attraction ne s'est fait sentir. Vu le poids, ce n'était manifestement pas de l'aluminium. Du laiton alors ? Très probablement.

Et bien non, après en avoir gratté une extrémité sur 1cm, c'est du vrai bon vieux cuivre qui est apparu !

Où le trouver

En Belgique, on le trouve dans les magasins Veritas et très probablement ailleurs aussi car la marque, Gütermann, est largement diffusée et est, de ce fait, très célèbre pour ses fils à coudre et ses accessoires de couture. Il est donc quasiment acquis que vous en trouverez là où on vend du fil à coudre, des boutons, etc. Sinon, vous avez les références pour en demander : Article n° 665827.

Vous pouvez aussi tenter votre chance chez les détaillants vendant le matériel de bijouterie de pacotille : perles, brillants, paillettes, émaux, etc. Vous aurez peut-être même la bonne fortune d'en trouver d'un autre diamètre !

ON5FM





Remplacement d'un gros tore par plusieurs petits

Les tores FT140-61 et FT240-61 (ou équivalents) sont universellement utilisés pour la réalisation de baluns et ununs par les professionnels et les amateurs avertis. Seulement voilà : c'est cher et pas très courant. Il est néanmoins possible de remplacer un gros tore par plusieurs petits collés en deux empilements qui sont ensuite collés entre eux pour former un "binoculaire" pour autant que la section soit équivalente.

Il est bien entendu possible de coller deux tores l'un au-dessus de l'autre. Dans ce cas, on ne double pas la puissance admissible mais on la quadruple ! C'est ainsi que 6 minuscules tores FT50 de 12,7mm montés en deux tubes de trois tores tiendra la même puissance qu'un FT140 !

Six Tores FT82 remplaceront économiquement un FT240 en supportant plus d'un KW ! Mais douze FT50 feront de même.

Pourquoi est-ce économique ?

Un FT140-61 coûte environ 7€. Chez RS Components, un sachet de dix FT50 coûte à peu près le même prix mais il n'en faut que six ! Notre balun nous reviendra à seulement +/-4,5€

En pratique

Il y a un os... Le trou par lequel doit passer le fil est très petit. Pas question donc d'y faire passer un grand nombre de spires de gros fil. Concrètement, dans un binoculaire fabriqué avec six FT50, on pourra mettre 30 spires de fil de 6/10mm. Ca peut encore convenir pour un "magnetic balun" avec un TX standard de 100W.

Pour un balun 4:1 classique à deux fois 10 spires, on pourra employer du fil de 9/10mm. Il tiendra environ 400W sans (trop) chauffer ni saturer son noyau. Pas mal pour un si petit bidule, non ?



Binoculaire de 2 x 3 tores tel que décrit dans l'article. Il est protégé par une gaine thermorétractable mais c'est facultatif





Comment le réaliser

On commence par faire deux piles égales et on colle les tores de chaque pile l'un sur l'autre à l'aide de colle cyanolite (Super-Glue). Veillez à ce que le tas soit bien droit. Collez ensuite les deux tas côte à côte avec de la colle fusible en y mettant un cordon bien large pour que ça tienne au bobinage du fil. La colle à chaud reste souple et évitera de casser les anneaux de ferrite, toujours fragiles.

Avantage - inconvénients

Hormis le prix, il y a un avantage non négligeable : l'ensemble est compact. De plus, avec un tore classique, le fil parcourt le quart de son trajet dans le tore (le long du côté intérieur). Le reste du chemin, il le fait à l'extérieur où il n'a pas d'effet. Avec un binoculaire, il se trouve dans la ferrite à l'aller comme au retour et fait seulement du chemin à vide pour aller d'un tube à l'autre. Ça représente environ 50% dans le cas de 6 petits tores mais beaucoup plus dans le cas de 2 x 5 tores. Ce n'est pas pour rien que les transfos d'un PA sont toujours réalisés sur des binoculaires !

Le couplage est aussi nettement plus important car les spires se trouvent les unes à côté des autres.

Cela est aussi l'inconvénient du système : quand vous placez deux fils l'un contre l'autre, il y a une capacité parasite qui apparaît et la HF a tendance à "sauter" d'une spire à l'autre en évitant l'inductance. Mais l'effet est minime : quelques picofarads seulement. Sur les bandes hautes (10 à 15m) cela peut toutefois être bénéfique car le couplage magnétique est moins bon du

fait des propriétés (non désirées) du matériau composant la ferrite et le couplage devient alors plus capacitif qu'inductif. C'est pour cela qu'on conseille parfois de torsader soigneusement les fils ensemble avant bobinage.

Cette capacité parasite constitue aussi un circuit oscillant avec l'inductance du bobinage. La fréquence de résonance obtenue est d'environ 10MHz, ce qui améliore encore le rendement sur les bandes hautes vu que le Q en charge de ce bobinage est très, très faible ; donc la sélectivité aussi. La bande passante est très large et se fait sentir assez loin vers le haut.

Le tableau ci-dessous vous donne la section des tores que nous utilisons et la section obtenue lorsque plusieurs sont collés entre eux.

N'oubliez pas que deux tores collés l'un sur l'autre tiendront une puissance quatre fois plus élevée qu'un seul ! C'est ainsi que deux FT50 à 75 centimes (soit 1,5€) tiendront deux fois plus de puissance qu'un seul FT114 à 2,5€ tout en étant moins encombrant.

REMARQUE : ceci est également valable pour les tores en poudre de fer (T37, T50, T68, etc.) mais il faudra tenir compte du fait que l'inductance sera plus élevée pour un même nombre de spires. En principe elle sera proportionnelle à la racine carrée du rapport de la section des noyaux.

ON5FM

Tore	D. ext. mm	D. int. mm	Haut. mm	Sect. cm ²	S x 4	S x 6	S x 8	S x 10	S x 12
FT50	12,7	7,14	4,8	0,13344	0,53376	0,80064	1,06752	1,3344	1,60128
FT82	21	13,1	6,35	0,250825	1,0033	1,50495	2,0066		
FT114	29	19,05	7,5	0,373125	1,4925	2,23875			
FT140	35,6	22,7	12,7	0,81915	3,2766				
FT240	61	35,6	12,7	1,6129					





Interférences ? Pourquoi les subir alors qu'on peut les supprimer

Comme tous les Radioamateurs, vous êtes forcément confrontés aux habituels brouillages qui sévissent sur les bandes HF en SSB. Il est vrai qu'on nous persuade depuis des décennies qu'il y a tellement de monde sur nos bandes qu'on ne peut pas faire autrement que de subir les interférences provoquées par deux émissions adjacentes. Nous nous plaignons alors des moustaches du QSO d'à côté alors qu'il se trouve à deux kilohertz du nôtre ou pire, à un kilohertz! Il est évident que dans ce cas, on ne peut pas parler, sauf exception, d'une occupation spectrale trop large mais d'un chevauchement classique et inévitable de deux QSO "normaux" trop rapprochés. Qu'importe, certains d'entre nous affirment que " le QSO voisin prend trop de place(?) et n'a rien à faire si près du leur !". Exaspérés, ils vont même se plaindre du non-respect "de la réglementation" ... Mais, sur quel texte peuvent-ils s'appuyer ? En réalité, il n'existe aucun texte pouvant légitimer la présence d'une émission sur une fréquence par rapport aux autres utilisateurs et il est délicat de demander aux participants d'un QSO adjacent de "se pousser d'un ou deux Kilohertz." En conséquence, nous devrions plutôt nous interroger sérieusement sur la façon irrationnelle de placer (ou de déplacer) nos QSO que d'accuser l'émission adjacente d'être la cause d'un brouillage ! A notre décharge, il est vrai qu'il n'existe à ce jour aucune instruction collective destinée à réguler d'une façon simple le trafic radioamateur. Ne serait-il pas primordial d'étudier ensemble un moyen susceptible d'améliorer considérablement notre trafic SSB sans pénaliser qui que ce soit ? C'est le but de cette proposition.

Sachant que l'occupation spectrale théorique d'une émission SSB est de 2.5 KHz, (300/2800 Hertz) il est absolument impossible de vouloir faire coexister deux QSO espacés d'un ou de deux Kiloherz comme nous le constatons actuellement, Or, rien n'est prévu pour respecter la sauvegarde des 2500 Hertz de bande passante nécessaire à une émission à bande latérale

unique. Cela entraîne forcément le chevauchement réciproque et involontaire de deux émissions adjacentes. Or, la seule recommandation de l' IARU relative au trafic SSB: CCIR 249 de LOS ANGELES de 1959 concerne l'utilisation de la bande latérale inférieure ou supérieure en fonction des bandes de fréquences utilisées et non la gestion du spectre, ce qui est regrettable. Il est vrai qu'il y a un demi-siècle, les émissions AM étaient majoritaires et utilisaient simultanément les deux bandes latérales. A cette époque, l'adoption d'une bande latérale attribuée à une bande de fréquences n'était donc pas critique. Il existait en effet de nombreuses liaisons mixtes AM/SSB. En outre, la technologie de l'époque ne permettait pas une précision suffisante de la fréquence utilisée pour envisager une norme de trafic. Seule, la bonne volonté des radioamateurs était sollicitée.

Au XXIème siècle, compte tenu des caractéristiques de nos équipements, doit-on se contenter de cette recommandation de 1959 totalement obsolète qui n'apporte strictement rien à la gestion de notre trafic ? Bien sûr, pour éviter de brouiller une liaison en cours il est toujours recommandé "d'écouter et de demander si la fréquence est libre avant de lancer appel ". Or, il faut bien reconnaître que cette gentille règle de savoir-vivre a largement fait la preuve de ses limites. Il suffit d'écouter la cacophonie qui sévit sur nos bandes, même lors de faible densité de trafic pour mesurer l'ineptie qui caractérise notre façon d'établir nos liaisons radio, laquelle n'a pas évolué depuis 50 ans ! Il est donc bien évident que, tant qu'il n'existera pas une nouvelle recommandation de l'IARU destinée à pallier cette incohérence, le chevauchement anarchique de nos émissions perdurera malgré notre bonne volonté. Aujourd'hui, la méthode aléatoire et empirique qui consiste à décaler légèrement son propre QSO pour tenter d'atténuer ce phénomène ne fait que reporter le brouillage plus loin.

Or, même les plus récents récepteurs ou transceivers, y





compris SDR, sont incapables de séparer deux émissions SSB dont les fréquences pilotes ne sont espacées que de 1 ou de 2 KHz. En effet, comment voulez vous éliminer les "pseudo moustaches" de deux émissions trop rapprochées dont les spectres HF se recoupent gaillardement même en étranglant exagérément la bande passante du récepteur et en épuisant toutes les possibilités de votre DSP ? Le brouillage est en effet caractérisé par une modulation perturbatrice dont la signature spectrale est identique au contenu de ce que vous voulez écouter à l'intérieur même de la bande passante de votre récepteur. Elle est donc impossible à discriminer !!!

A condition que son émission soit conforme aux normes techniques que nous devons respecter en termes de largeur de bande, réjection de la bande latérale non désirée, pureté spectrale et puissance HF, le supposé brouilleur ne peut être tenu comme responsable, pas plus que vous d'ailleurs, puisque aucun des deux n'est susceptible d'enfreindre une règle qui n'existe pas !

Chacun est actuellement libre d'utiliser n'importe quelle fréquence tout en évitant de brouiller une liaison en cours. Facile à dire : on en apprécie tous les jours le résultat catastrophique !

En réalité, c'est bien le fait de vouloir utiliser n'importe quelle fréquence sans aucune restriction technique qui provoque l'intrusion perturbatrice des 1800 Hertz d'une émission collée à seulement un Kilohertz de votre propre fréquence ! Dans ce cas spécifique il est impossible d'atténuer le violent brouillage qui affecte les 3/4 des 2500 Hertz de la bande passante de votre récepteur !

Pourquoi ne pas reconnaître que la seule solution est tout simplement de répartir nos QSO selon une méthode qui empêche la présence d'une émission située à 1 ou 2 KHz ? La répartition physique équitable de nos QSO permettrait enfin la coexistence de deux émissions SSB côte à côte sans QRM tout en augmentant le nombre potentiel de nos QSO sur nos bandes. Que souhaiter de mieux ?

Pour obtenir ce résultat, il suffit d'exploiter astucieusement les possibilités offertes par l'émission à bande latérale unique adaptées à la technologie actuelle de nos équipements.

Bien sûr, c'est à l'IARU qu'il appartiendra de modifier ou non une recommandation vieille de plus d'un demi-siècle ... à condition que beaucoup de Radioamateurs comme vous en fassent la demande !

L'instauration d'un protocole de trafic SSB international est en effet le seul moyen d'obtenir enfin une amélioration radicale de notre trafic phonie. Restons optimistes : même si quelques radioamateurs se distinguent par une attitude déplorable, l'énorme majorité d'entre nous est disposée à utiliser une nouvelle méthode de trafic. Nous respectons bien les sous-bandes de trafic, pourquoi ne respecterions nous pas un plan de fréquences SSB indiscutablement utile à tous ?

Suggestion pour l'adoption d'un protocole de trafic.

La méthode de trafic proposée n'est pas la panacée universelle mais elle a le mérite d'être simple et

efficace. Elle consiste simplement à utiliser exclusivement les fréquences terminées par 0 ou 5 KHz.

Les QSO espacés judicieusement de 5 KHz et utilisant la même bande latérale ne peuvent se perturber mutuellement. Cette particularité est déjà exploitée de plus en plus souvent sur les bandes WARC et certaines portions de bandes. Cela démontre que certains radioamateurs de toutes nationalités sont conscients de ce problème et font l'effort de le résoudre à leur échelon en répartissant leurs émissions tous les 5 KHz. Par extension, en cas de trafic plus dense, au lieu "de se pousser de 2 KHz" et de créer forcément des interférences avec le QSO adjacent, pourquoi ne pas utiliser l'autre bande latérale de la fréquence occupée par un QSO existant ? Cette méthode offre en effet l'énorme intérêt de permettre la coexistence parfaite de deux émissions indépendantes sur une fréquence unique sans aucune interférence ! Faites l'essai !

De plus, le chevauchement accidentel des QSO adjacents situés 5 KHz plus haut et plus bas est rendu impossible. C'est simple et ça fonctionne ! Pour obtenir la segmentation automatique de nos bandes de fréquences phonie il suffit de sélectionner tout simplement le pas d'incrémentement SSB au pas de 5 KHz à la place de celui de 10 Hertz. Cela offre aussi l'avantage d'optimiser le nombre potentiel de nos QSO ainsi répartis tous les 2.5 KHz sans espace perdu !

Cette façon de trafiquer permet notamment d'exploiter un signal faible n'importe où sur une bande puisque celui-ci ne sera pas ou très peu perturbé par une émission proche. Les QSO adjacents se trouveront en effet, l'un sur l'autre bande latérale et donc atténué de 50 dB, et l'autre distant de 5 KHz. L'expérience démontre que les interférences résiduelles sont inaudibles ou nettement moins gênantes que celles que nous subissons actuellement. Toutefois une perturbation peut être observée lorsque deux puissantes émissions LSB et USB respectant les 2,500 KHz (300/2800 Hertz) d'occupation spectrale sont situées en vis-à-vis et espacées de 5 KHz. Dans ce cas , il sera nécessaire de réduire la fréquence de coupure haute de la bande passante du récepteur à 2,2 KHz. Cela constitue un compromis tout à fait acceptable rendant possible coexistence de ces deux émissions adjacentes sans trop en altérer la qualité audio, ce qui est loin d'être le cas dans notre trafic actuel. Seules, les rares émissions SSB vraiment hors normes poseront problème. Dans toutes les autres situations, la réduction des interférences est spectaculaire comprise en présence d'émissions adjacentes d'une relative intensité. Evidemment certains disent ne pas vouloir changer leurs habitudes sans décision de l'IARU. Est-il si difficile pour les sceptiques de déplacer leur QSO habituel de 1 ou 2 KHz afin de ne pas perturber ce protocole sans les pénaliser pour autant ? C'est un choix ... Pourtant, utiliser un pas de 5 KHz est bien plus simple et logique que d'émettre n'importe où et d'entretenir ainsi les interférences effrénées qui empoisonnent nos liaisons radio depuis des dizaines d'années ! Pour l'instant, on ne peut que compter sur le bon vouloir de chacun.

Encore une fois, contrairement à une idée reçue, la cause du brouillage n'est pas due au nombre de liaisons simultanées effectuées sur une bande donnée, hormis





lors des "contests", mais à leur répartition complètement fantaisiste dont nous sommes tous responsables !

En effet, les interférences provoquées entre deux liaisons radioamateurs sont simplement fonction :

- 1) De l'espacement incorrect entre deux émissions,
- 2) De la force des signaux respectifs, aggravée par l'emploi abusif et systématique d'amplificateurs.
- 3) De la mauvaise qualité spectrale des émissions due à l'incompétence de certains "opérateurs".
- 4) De la qualité et de la sélectivité des récepteurs, notamment en termes de résistance aux signaux forts adjacents et du facteur de forme des filtres IF.

Quelles sont les solutions possibles pour réduire les interférences ?

Option A

Adoption d'un pas d'incrément de 2.5 KHz en conservant toujours la même bande latérale.

L'idée première est de respecter un espace de 2.5 KHz entre les fréquences pilotes de deux émissions SSB utilisant la même bande latérale. Mais cela présente deux inconvénients:

- 1) Persistance du brouillage dans la partie haute du spectre audio nécessitant une réduction importante de la sélectivité affectant la qualité audio.
- 2) Difficultés psychologiques et techniques à utiliser un "pas d'incrément de 2,5 KHz" alors que seuls les pas de 1 et de 5 KHz sont paramétrables dans la plupart de nos transceivers.

Option B

Adoption d'un pas d'incrément de 3 KHz en conservant toujours la même bande latérale.

Un espace de protection étendu à 3 KHz entre les fréquences pilotes de deux émissions SSB en conservant toujours la même bande latérale tel que cela se pratique sur les bandes HF Radio-maritimes et Aéronautiques est une alternative très intéressante pour supprimer les interférences. Toutefois, ce "pas d'incrément" de 3 KHz n'est pas non plus prévu dans nos équipements ferait perdre 500 Hertz entre deux QSO. Cela aurait pour conséquence de réduire le nombre de liaisons possibles sur une bande qui passerait de 40 à 33 sur une plage de 100 KHz. et

Option C

Adoption d'un pas d'incrément de 5 KHz permettant, en cas de densité importante de trafic, l'utilisation simultanée des deux bandes latérales autorisant la coexistence parfaite de deux QSO indépendants sur la même fréquence.

Adoptons comme postulat le fait qu'un émetteur SSB correctement réglé utilise un spectre HF de 2.5 KHz (300/2800 Hertz) ce qui est le minimum de bande

passante nécessaire à la transmission d'une modulation efficace et de qualité. Contrairement à une émission AM qui utilise les deux bandes latérales, la bande latérale non désirée d'une émission SSB est atténuée de plus de 50 dB, ce qui représente un rapport de 1 à 100 000 !!!

En théorie, un émetteur de 100 Watts génère donc 99.9 Watts sur la bande latérale sélectionnée et seulement un milliwatt sur l'autre bande latérale. Côté réception, la réjection de la bande latérale non désirée est aussi de 50 dB, ce qui représente une atténuation énorme vis à vis d'une émission potentiellement perturbatrice située sur l'autre bande latérale. Alors, pourquoi continuer à utiliser sans aucune raison technique ou obligation administrative une seule bande latérale ?

De nombreuses expérimentations sur l'air confirment en effet l'efficacité évidente de cette méthode qui offre lors de conditions normales de trafic et de propagation, la possibilité d'effectuer sur la même fréquence deux QSO "dos à dos", chacun sur sa bande latérale, sans interférence ! De surcroît, le paramétrage facile de nos VFO permet de répartir d'une façon entièrement automatique les autres couples de QSO indépendants USB/LSB tous les 5 KHz, chaque segment disposant forcément des 2.5 KHz de bande passante indispensables, sans empiéter exagérément sur l'espace vital du QSO voisin. Ce principe offre la possibilité d'installer quatre QSO sur une plage de 10 KHz! Les plages de 2.5 KHz mises bout à bout de cette façon particulière empêchent le chevauchement accidentel des QSO tout en supprimant les espaces perdus. Cette procédure de trafic, sans être parfaite est la seule qui permet à la fois une très bonne protection vis-à-vis des émissions adjacentes et la répartition automatique de QUARANTE QSO SUR UNE PLAGES DE 100 KHZ !!!

Bien évidemment le pas de 5 KHz doit être respecté sur les fréquences "rondes" telles que 7100 KHz, 7105 KHz, 21270 KHz, 21275 KHz, 28510 KHz, 28515 KHz... Est-ce un problème ?

Puisque la plupart des transceivers sont très facilement paramétrables au pas d'incrément de 1 ou de 5 KHz, il est totalement inutile et fastidieux d'utiliser encore le pas de 10 Hertz en SSB comme nous le faisons pour la CW ou pour certains modes numériques où un pas de 500 ou 200 Hertz serait à expérimenter pour éviter aussi les interférences.

Sachant que l'occupation d'une émission SSB est de 2500 Hertz, quel est l'intérêt d'utiliser pour ce mode de transmission un pas d'incrément aussi minuscule que celui de 10 Hertz alors que 90% des émissions s'effectuent aujourd'hui sur des fréquences précises, arrondies au Kilohertz telles que 3627,00 KHz, 7174,00 KHz, 21241,00 KHz ?

Rares sont les QSO qui s'établissent sur des fréquences dont 500 Hertz sont curieusement ajoutés telles que 3698.50 KHz, 7146.50 KHz, 14162,50 KHz, sans parler de celles utilisées depuis des décennies sur 40 ou 80 m et dont les derniers chiffres sont ceux du département... Histoire de changer nos habitudes, essayons aujourd'hui de paramétrer simplement notre VFO au pas d'un kilohertz pour constater, après quelques minutes d'adaptation qu'il est ainsi beaucoup plus rapide et facile de rechercher les QSO SSB sur une bande ou une portion de bande, pour la raison expliquée plus haut. Pour satisfaire plus tard au





protocole qui vous est proposé, sera-t-il plus compliqué alors de paramétrer votre VFO au pas d'incrémentaton de 5 KHz ? Evidemment non !

Supposons deux émissions LSB , l'une sur 3699 KHz et l'autre sur 3701 KHz qui s'interfèrent à cause d'un espacement insuffisant. Pour annihiler complètement les interférences et sans perturber les QSO voisins il suffit de regrouper ces deux QSO sur une seule et même fréquence: 3700,00 KHz, l'un en LSB, l'autre en USB pour constater l'effacement complet du brouillage et la réduction significative de l'emprise spectrale totale de ces deux émissions accolées dos à dos!

Contrairement aux allégations fantaisistes proférées par les détracteurs de cette méthode de trafic, le paramétrage des transceivers au pas de 5 KHz permettra au contraire de rechercher plus rapidement et de répertorier plus facilement tous les QSO présents sur une bande. Il sera en effet inutile de syntoniser fastidieusement son VFO au pas de 10 Hertz sur des fréquences totalement aléatoires comme celles que nous employons encore aujourd'hui. En fait, une seule manipulation du sélecteur de bande latérale est nécessaire en début et en fin de balayage pour découvrir sur une bande de fréquences l'intégralité des QSO en LSB puis en USB.

Autre avantage , les segments non occupés ainsi présentés permettront, après avoir demandé si la fréquence est libre, d'y LANCER UN APPEL SANS RISQUER DE GENER UN QSO VOISIN !

C'est simple, rapide et efficace et ça répond à une logique mathématique, mais certains s'y opposent! Pourquoi ??? Si cette proposition de trafic SSB est adoptée, elle aura pourtant le mérite d'apporter à tous les radioamateurs une réponse cohérente à l'exploitation rationnelle de nos bandes de fréquences. Elle n'implique aucune modification de nos équipements et elle est gratuite !

Elle permettra de calmer les réflexions de ceux qui se plaignent systématiquement du brouillage habituel mais qui, pour l'instant refusent paradoxalement d'entendre cette proposition! Ce sont les mêmes qui, cramponnés à leurs habitudes, n'hésitent pas à recourir à des puissances et à des méthodes qui sont en contradiction flagrante avec l'esprit même du radio-amateurisme pour obliger le QSO voisin à "déménager" ! Dommage si ces mêmes personnes tentent encore de nous faire croire qu'avec des filtres miraculeux et autres DSP à " virgule flottante " vantés par la publicité de leur cher transceiver ils peuvent prendre plaisir à trafiquer sur la fréquence inamovible du QSO habituel à grand renfort de Kilowatts pour "faire de la place" après avoir tenté vainement d'éliminer les "pseudo moustaches" d'un QSO installé à 1 KHz de "leur" fréquence !!! Et puis, répartir nos QSO tous les 5 KHz et utiliser indifféremment les deux bandes latérales, quelle drôle d'idée et ça ne peut pas marcher qu'ils disent, sans avoir tenté l'expérience ! Même si on leur démontre que c'est la solution à leur propre problème d'interférence, ils restent convaincus du contraire. C'est la façon la plus stupide et gravissime de scier la branche sur laquelle le radio-amateurisme non commercial est encore en équilibre, mais pour combien de temps?

Il est pourtant si simple de satisfaire tout le monde d'autant plus qu'il n'existe aucune raison sérieuse

susceptible d'empêcher l'activation de cette nouvelle façon d'établir nos QSO. Or, nous avons besoin de la motivation d'un maximum d'entre vous pour obtenir la validation de ce protocole qui ne peut que contribuer à l'adhésion de futurs "OM en puissance" jusqu'à présent peu convaincus de partager la " jungle " qui caractérise actuellement les communications radioamateurs.

CONCLUSION

Grâce à la technologie actuelle, ne pensez-vous pas qu'il est aberrant de continuer à chercher une hypothétique place libre entre deux QSO installés n'importe où comme nous le faisons depuis des décennies, avec le risque évident de brouiller et d'être brouillé?

Il y a de la place pour tout le monde sur nos bandes à condition d'en proposer un mode d'emploi. Vous savez qu'une nouvelle idée passe par trois phases : elle est d'abord taxée d'utopie par ceux qui ne veulent rien changer à leurs habitudes, ensuite elle est insidieusement critiquée par ceux qui n'acceptent pas les idées des autres mais qui évitent soigneusement de proposer une alternative, enfin elle est parfaitement acceptée et reconnue comme une évidence même par ses détracteurs les plus acharnés ! Alors, n'est-il pas temps de passer à la troisième phase ?

Pour cela, comme de plus en plus de Radioamateurs le pratiquent dans le monde, utilisez dès aujourd'hui uniquement les fréquences terminées par 0 ou 5 KHz, quelle que soit la bande utilisée. En cas d'activité importante sur une bande, plutôt que de décaler votre émission au risque de gêner un QSO adjacent , rien ne vous interdit selon le protocole proposé d'utiliser la bande latérale opposée pour créer par exemple un QSO sur 7195 KHz en USB à l'abri d'interférences réciproques si seules les fréquences 7195 et 7200 KHz sont occupées en LSB.

Grâce à ce type d'expérimentation, l'adoption progressive de la procédure de trafic décrite plus haut sera susceptible d'être reconnue et partagée avec d'autres Radioamateurs dont le but final est d'éradiquer réellement 90% des interférences qui empoisonnent nos bandes.

Nous avons la possibilité d'optimiser gratuitement la qualité, l'efficacité et le nombre potentiel de nos liaisons radiotéléphoniques analogiques avant l'avènement encore très lointain de l'ère de la phonie numérique sur les bandes décimétriques. Faut-il aller jusqu'au référendum pour faire respecter démocratiquement le choix des radioamateurs ? Pourquoi pas !

La balle est dans votre camp: soit vous cautionnez le trafic actuel qui s'effectue encore sans aucune raison sur des fréquences aléatoires avec son cortège d'interférences, soit vous exprimez votre avis en participant à l'effort collectif pour informer un maximum de radioamateurs qu'il existe une autre façon d'établir nos liaisons radio. Il est extrêmement difficile de faire évoluer la mentalité de certains radioamateurs qui s'accrochent à des préjugés qui ne résistent pourtant pas à une confrontation technique, mais la vie est ainsi faite!

Il sera pourtant nécessaire d'avoir des arguments suffisants pour convaincre l'IARU de modifier sa recommandation de 1959. Cela dépend de vous !





Par ON5CG

Sites à Citer



R emise en état d'ancêtres



Un site bien illustré qui vous présente la remise en état des deux BC191 de Bruno F4HEF
<http://www.araccma.com/bc191-et-bc375-p810122>

E couteurs: La bible de l'été est en ligne

Vous pouvez consulter le document de 300 pages ici :
<http://www.radioamateurs-france.fr/wp-content/uploads/2014/05/kHz-Temps.pdf>

Source :
<http://www.radioamateurs-france.fr/ecouteurs-la-bible-de-lete-est-en-ligne-16656/>

D Xtreme Reception Log

La version 9.0 de DXtreme Reception Log est en ligne depuis ce jour. Pour les SWL, c'est LE logiciel à posséder !
<http://www.radioamateurs-france.fr/limage-du-jour-dxtreme-reception-log-16682/>

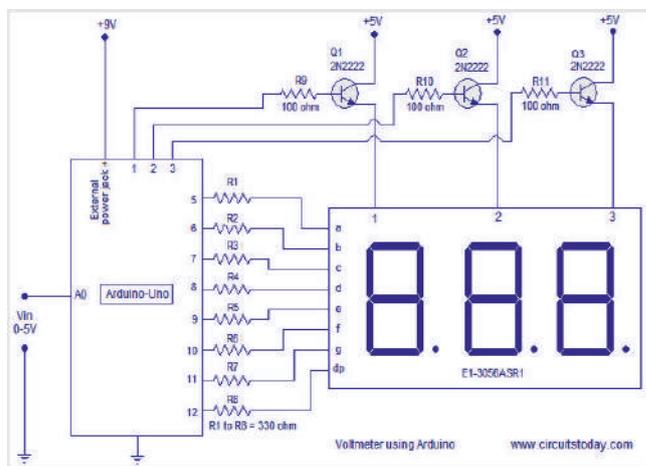
G énérateur HF (1 Hz à 40 MHz) et VFO DDS

Découvrez l'intéressante association de l'Arduino et de son module AD9850. Pour quelques euros, vous pourrez bénéficier d'un générateur HF performant !
Source : <http://f5mna.free.fr/dds.htm>

U n voltmètre 0-5V avec un Arduino

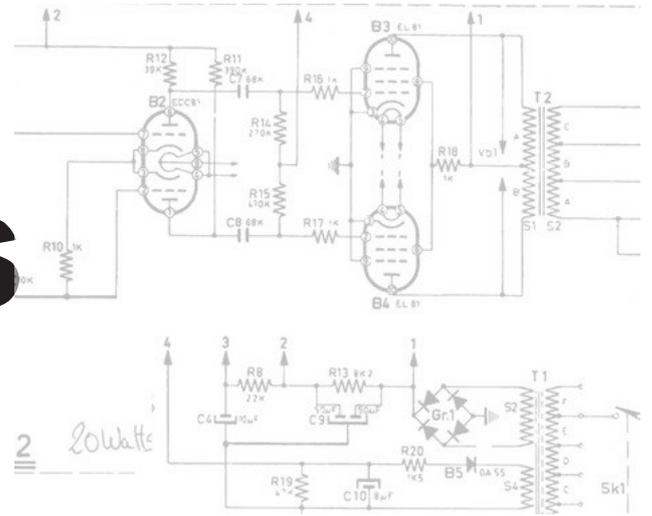
Quelques composants, quelques minutes d'assemblage et un copié-collé du code (fourni !) et vous voilà en possession d'un voltmètre de précision donnant des mesures sur 3 chiffres significatifs

Source :
<http://www.circuitstoday.com/voltmeter-using-arduino>





Les Schémas de QSP



Le récepteur Howes DC2000

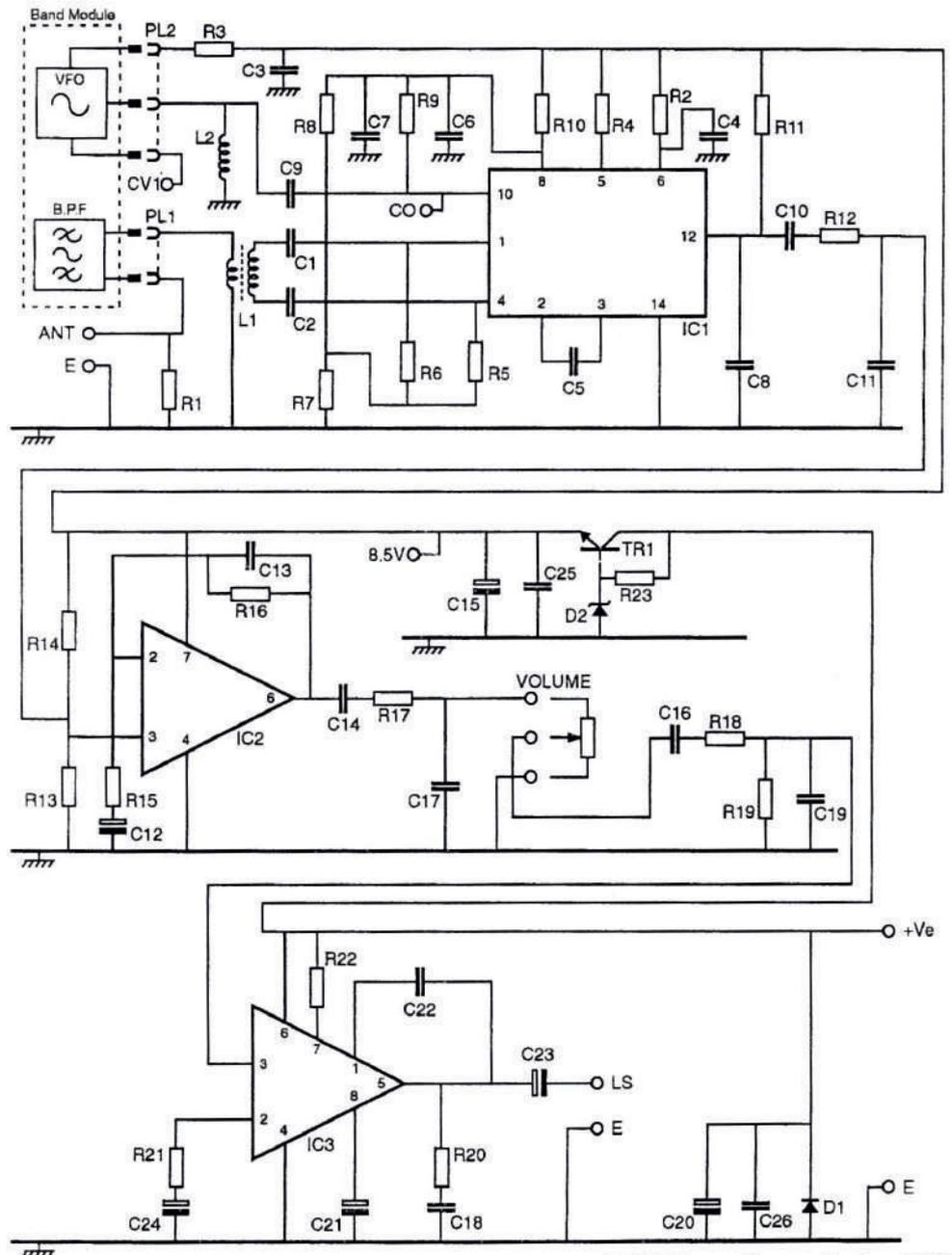
Toujours dans la ligne des produits anglais Howes, voici un récepteur de bon niveau mais à conversion directe. Il a eu beaucoup de succès parmi les OM car il était de très bonne performance et économique avec une sensibilité de $0,3\mu\text{V}$, une sélectivité de $2,6\text{KHz}$ à -6dB et une puissance BF de $1,2\text{W}$. A l'aide de modules enfichables, on pouvait recevoir toutes les bandes décadiques.

- Les semi-conducteurs :
 IC1 : LM1496 en DIL14
 IC2 : TL071
 IC3 : TBA820M
 TR1 : BC547B

C.M.HOWES COMMUNICATIONS

issue 1

DC2000 Circuit Diagram





Le Radio-Quiz de mai

Au début de la technologie des transistors une table espagnole -célèbre dans les westerns- a eu une influence considérable, par analogie, dans la fabrication des semi-conducteurs et, d'une certaine manière, elle se poursuit encore à présent. Attention, il

y a un jeu de mot mais il n'est pas de nous et n'est pas dénué de bon sens !

Réponse à on5fm@dommel.be (ou toute autre E-adresse du rédacteur)

Il y a 20 ans..

ON0NRevue de mai 1994

Peu d'infos encore valables aujourd'hui et quelques activités locales

- Des ennuis avec la souris : comment dépanner une souris de PC lorsque le curseur se bloque sur l'écran (page 10)



