



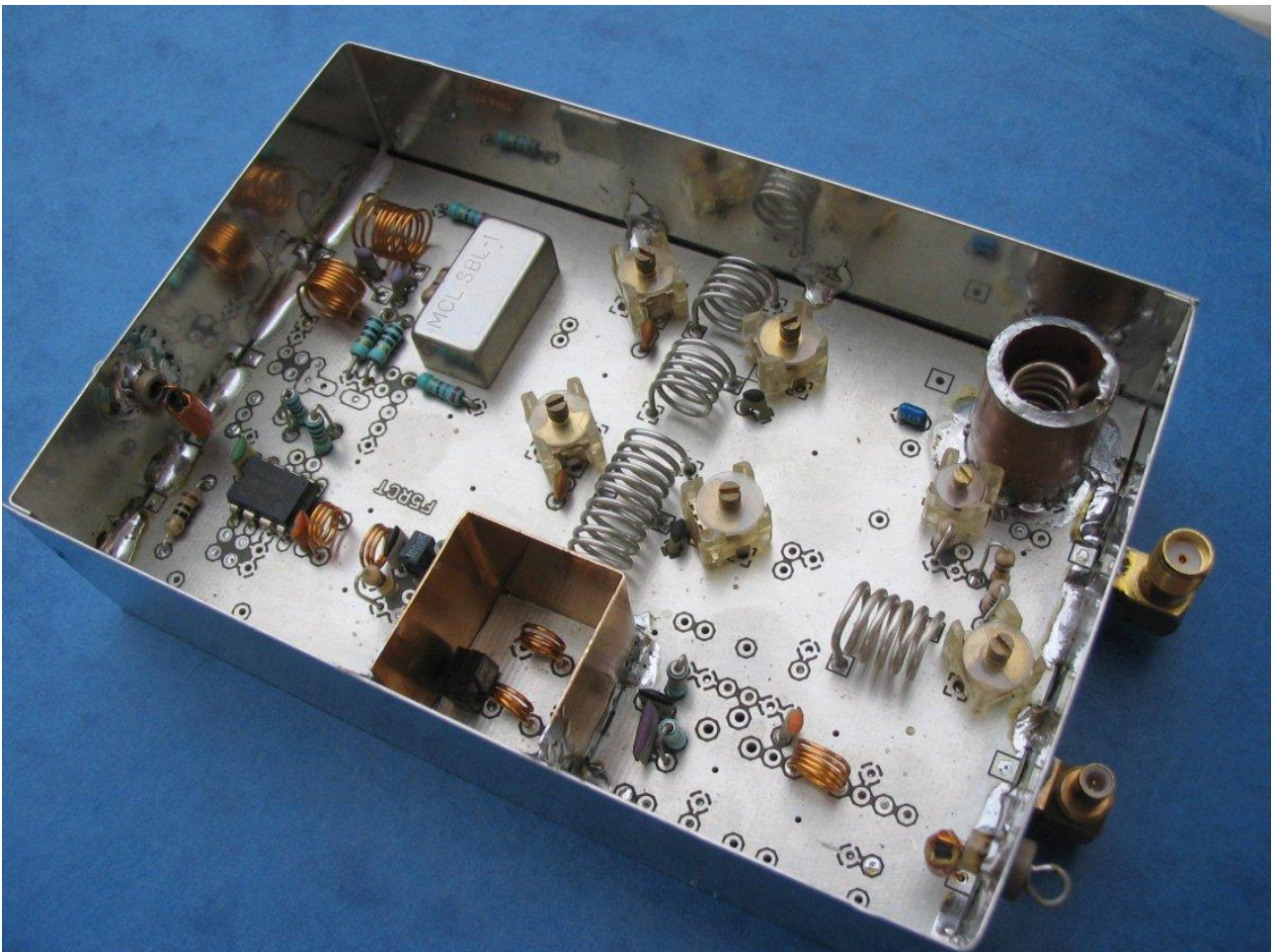
SQUIRRELY : Un nouveau concept par F4EGX F5RCT F4AVI

DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE VHF

SQUIRRELY

1ère partie le MODULE VHF

Description technique



F5RCT- Edition du 10 Août 2013



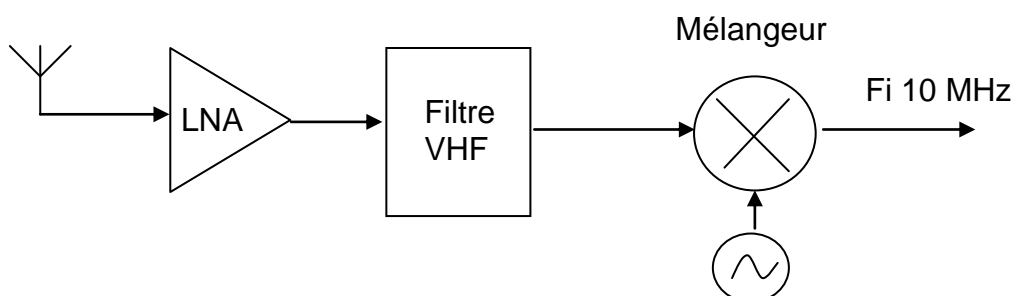
Module VHF du transceiver Squirrelly

F5RCT Jean-Matthieu STRICKER

Le projet du transceiver VHF Squirrelly conçu en différents modules a commencé par le module VHF qui convertit les signaux VHF en une fréquence intermédiaire à 10 MHz. Ce premier module développé par F5RCT fut la synthèse de plusieurs compromis pour allier aussi bien une bonne réception qu'une émission de qualité. La description technique suivante comporte deux parties correspondant aux voies de réception et d'émission. Nous détaillons ici les choix et les caractéristiques de chaque sous-ensemble. La notice de réalisation est quant à elle téléchargeable sur un site indiqué à la fin de cet article.

MODULE VHF partie réception

Structure des étages de la voie réception VHF :



Le schéma bloc ci-dessus montre le principe de la tête HF en réception. Le signal en provenance de l'antenne est amplifié par un étage faible bruit (LNA), puis filtré pour rejeter la bande de fréquence image. Un mélangeur à diode converti le signal de réception à la fréquence intermédiaire de 10MHz. L'oscillateur local provient du module synthétiseur.

Certains anciens transceivers comme l'IC-202 ou IC-290 ont fait leur réputation en termes de tenue aux signaux forts. D'autres plus récent comme le FT-857 sont beaucoup plus sensibles mais sont catastrophique en aux signaux forts. Le compromis sensibilité et dynamique a été visé pour la voie réception du module VHF du Squirrelly en s'inspirant de l'état de l'art et de ce que l'on fait dans le haut de gamme. Bien sûr, encore faut-il faire cela avec des composants courants !

Estimation du facteur de bruit de la tête HF :

Fonction	gain dB	Facteur de bruit dB
LNA	20,0	1,50
Filtre VHF	-3,0	3,00
Mixer	-5,9	5,90
Diplexeur Fi	-0,1	0,10
Post-ampli	18,0	7,00
Total	29,0	2,55

Une estimation du facteur de bruit a été calculée sous Excel pour déterminer le gain global du LNA en fonction des pertes de chaque étage.

Les pertes du filtre VHF et du mixer demandent au moins 15 dB de gain pour le LNA.

En tenant compte du facteur de bruit du module Fi, on recherchera au moins 20 dB de gain sur le LNA pour écraser à la fois le



facteur du bruit du mélangeur et celui de la chaîne de fréquence intermédiaire. Le facteur de bruit global du récepteur est estimé à 2,6 dB.

L'amplificateur faible bruit (LNA) :

Les transistors MOSFET double grille donnent de très bons résultats pour obtenir plus de 20 dB de gain sous 1,5 dB de facteur de bruit. Le comportement en signaux fort et le taux d'intermodulation sont meilleurs que certains transistors AsGa polarisé sous 3 V.



Nous nous sommes orienté vers le transistor BF994S en CMS donné pour $I_{ds} = 10$ à 12 mA et $V_{ds} = 8,5$ V. Le BF998 (CMS du BF988) convient également.

Le circuit d'entrée est constitué d'un réseau L15, C8 à couplage par capacité C7 en série. Ce type de circuit agit sur l'impédance optimale à présenter pour le minimum de facteur de bruit. La capacité série est fixe afin de faciliter la reproductibilité. Self d'entrée L15 est de type résonateur coaxial pour un meilleur facteur de qualité. Elle comporte 5 spires 10/10^e sur diamètre 6 mm dans une cavité de tube de cuivre de 14 mm de diamètre extérieur, 12 mm de diamètre intérieur.

Figure 1 : Détail de la cavité coaxiale de la self d'entrée L15.

La grille G2 du transistor MOS Q3 est polarisée à 4 V environ par un pont de résistances R3, R4 de 100k. La résistance entre la grille 2 et la masse peut être remplacée par un potentiomètre de réglage de gain ou bien en mettant la commande « RF att » à la masse, on atténue le signal de 12 dB, ce qui peut être pratique pour réduire le gain en présence d'un transverter en amont. Le découplage de la grille 2 se fait par un condensateur C12 de 1nF soudé au plus près de la grille 2.

La forte transconductance de ce transistor oblige à mettre un réseau d'amortissement sur le drain. Le réseau 1k5 en série avec 1 nF sert à stabiliser l'impédance de sortie et évite les oscillations à la fréquence de fonctionnement ; ce réseau sera monté sous le circuit imprimé.

En série avec le drain, la résistance R5 de 10 Ohms évite les oscillations dans la bande UHF. La self L16 de sortie comporte 5,5 spires jointives en fil émaillé de 10/10^e sur diamètre 6 mm. Le rapport des capacités C9 et C32 de part et d'autre de la self détermine le gain et l'accord sur la bande 144 MHz.

La qualification unitaire de cet étage donne :

- Gain 21 à 22 dB suivant le réglage de l'étage d'entrée et de la sortie.
- Compression à 1 dB : -9 dBm à l'entrée, +12,6 dBm en sortie.
- Réduction de gain : pour $V_{g2s} = 0$ V on obtient 14 dB d'atténuation.
- Point d'interception du 3^e ordre à l'entrée : -2 dBm au gain maxi ; pour -20 dBm à l'entrée on obtient -4 dBm de point d'interception en atténuation à $V_{g2s} = 0$ V.



Cet étage d'entrée a été optimisé sur un équipement de mesure de facteur de bruit. Avec 3p3 en entrée, on obtient NF = 1,9 dB. Avec 4p7 en entrée et un CV de 10pF sur la self on obtient NF = 1,5 dB et G = 20 dB avec S11 de -4 à -6 dB.

Avec des capacités ajustables Johanson on est au mieux à 1,37 dB et 19 dB de gain. Remerciements à F1CLQ pour les mesures !

Le filtre VHF à circuits couplés en ligne :

Ce filtre délimite la bande passante VHF du Squirrelly et rejette la bande de fréquence image (124 à 126 MHz) de plus de 65 dB. Après quelques essais infructueux avec des filtres hélicoïdaux couplés, F5RCT s'est inspiré d'un filtre à résonateurs en ligne couplés d'un analyseur de spectre HP. Les quatre selfs sont couplées sur un même axe. Les selfs L18, L19 et L20 écartées de 5,08 mm (2 pas de 2,54 mm) forment un filtre passe bande. La 4^e self L17 couplée à L18 résonne dans la bande image provoquant ainsi un zéro de transmission.

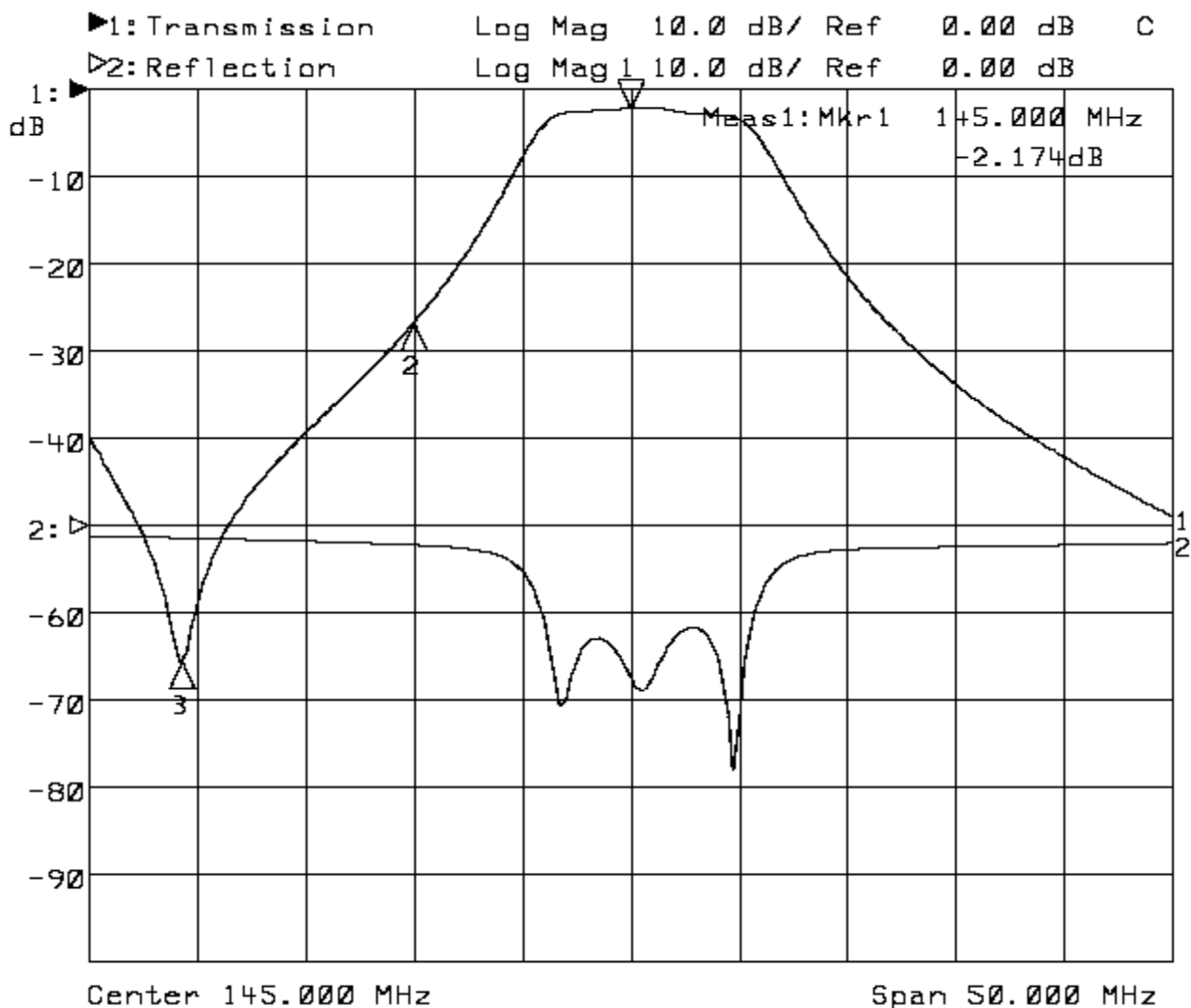


Figure 2 : Transmission et réflexion du filtre VHF. Marqueur 1 pertes 2,2 dB, le marqueur 2 représente le centre de la bande de l'OL et le marqueur 3 représente le centre de la bande image.



Bobinage sur 6 mm de diamètre avec 4,5 spires de fil argenté de 10/10^e pour L18, L19 et L20 ; 5,5 spires pour le réjecteur L17. Ecartement des connections : 3 pas de 2,54 mm dans le diamètre et 4 pas dans la largeur de chaque self.

Ecartement entre les filtres : 2 pas de 1/10", sauf le réjecteur qui est contre la self L18.

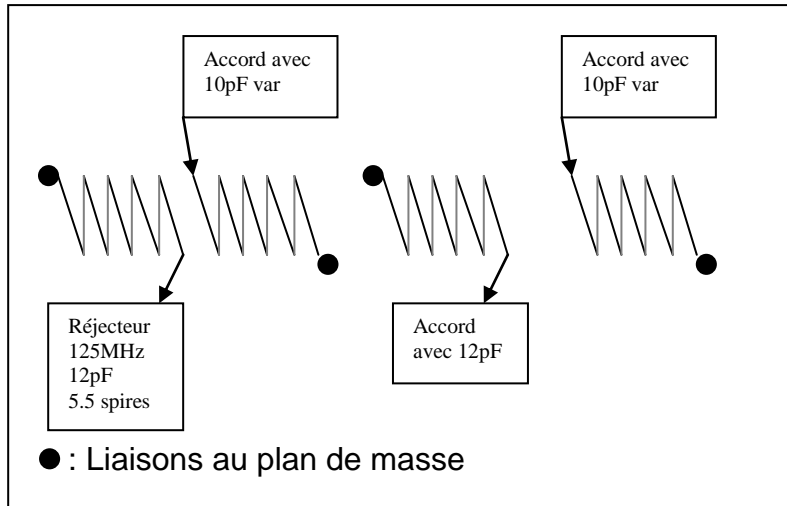


Figure 3 : Disposition du filtre VHF.

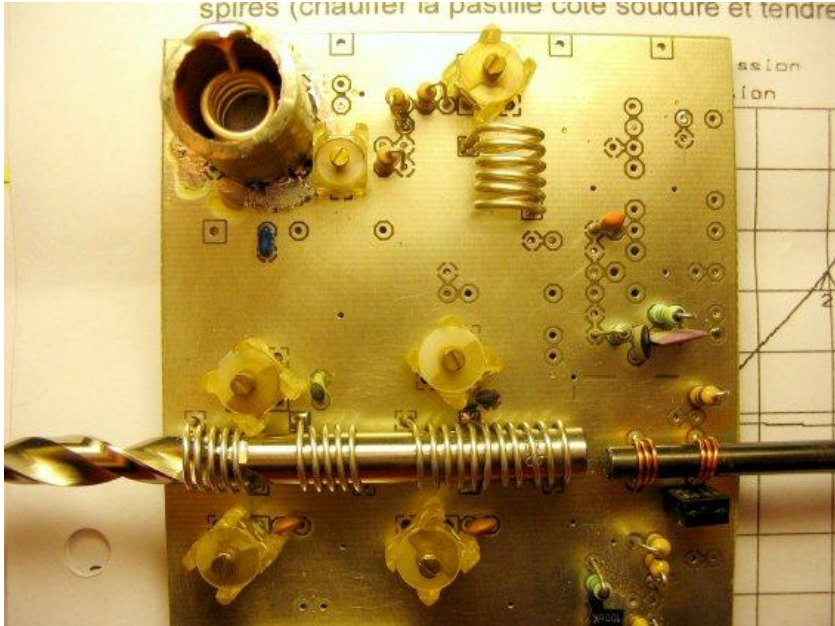


Figure 4 : Les filtres VHF réception et émission lors de leur montage.



Le mélangeur de la voie réception :

Les anciens schémas des années 80 et de l'IC 202 ou IC 290 empruntent un transistor JFET utilisé en mélangeur avec : la RF sur la grille, l'OL (oscillateur local) sur la source et la sortie Fi sur le drain. Ce type de mélangeur fonctionne par modulation de la transconductance du JFET. La charge sur le drain peut être directement le filtre à quartz via un transfo Fi. Le point faible de ce type de mélangeur étant son manque de dynamique, qui avec le LNA (préamplificateur faible bruit) ramène le point de compression à -30 dBm en entrée du récepteur.

Avec un mélangeur à diodes la dynamique est nettement améliorée à -17 dBm environ avec le LNA compris. En contre partie le niveau d'OL doit être de +10 dBm pour bien saturer les diodes. La charge en sortie de ce mélangeur doit présenter 50 Ohms pas seulement dans la bande fréquences Fi (10 MHz), mais aussi jusqu'à la fréquence du produit supérieur RF+OL, soit 290 MHz, ainsi que pour les harmoniques. Avec ce type de mélangeur, il n'est pas possible de mettre le filtre à quartz immédiatement après le mélangeur. En contre partie, le résidu assez fort de l'OL en sortie RF demande un filtrage soigné et ne peut être praticable en émission.

Pour un appareil destiné à être mis derrière un transverter ou utilisé en contest, il convient mieux de privilégier la dynamique et donc de choisir un mélangeur à diodes.

Le choix du mélangeur s'est porté sur le SBL-1 qui a le minimum de pertes pour notre application.

SBL-1 : Fabricant Mini-circuits (Ne pas utiliser le SBL-1X brochage différent : RF entre 3 et 4, et IF sur 1)

Niveau OL : +7 dBm, pertes : 5,6 dB de 126 à 156 MHz, LO/RF 1-500 MHz, IF 0-500 MHz, isolation LO/RF : 45 dB

On peut utiliser à défaut les mélangeurs suivants qui ont les mêmes brochages pour des performances similaires.

SRA-1 : Mini-circuits ou autres équivalents : IE500, IE800, HPF505.

Niveau +7 dBm, pertes : 5,9 dB de 131 à 161 MHz, LO/RF 0,5-500 MHz, IF 0-500 MHz, isolation LO/RF 45dB

Remarquons qu'il vaut mieux attaquer le mixer avec +10 dBm pour minimiser les pertes de conversion, dans tous les cas il faut au minimum +4 dBm de puissance d'OL. Un atténuateur de 3 dB normalise l'impédance et améliore les isolations de l'OL pour +13 dBm délivrés par le module synthétiseur à PLL.

Le diplexeur Fi :

Ce filtre sépare les fréquences utiles Fi (10 MHz) et non utiles OL (135 MHz) et RF+OL (280 MHz produit du 135 + 145 en réception) de la sortie du mélangeur.

Ainsi, il charge ce dernier par 50 ohms sur toute la plage de fréquence et évite toute surcharge de l'amplificateur d'adaptation en dissipant dans la charge « poubelle » (R1//R2) le produit supérieur RF+OL. On obtient ainsi une réjection supplémentaire de 20 dB de l'OL et de 35 dB pour le produit supérieur RF+OL.

L22 et C1 forme un filtre passe-bas. L21 et C2 sont conjugués en filtre passe-haut. Le produit supérieur RF+OL est dissipé dans les résistances R1 et R2 qui font ensemble 50 Ohms. La simulation des pertes donne 0,03 dB à 10 MHz ; en pratique nous mesurons 0,035 dB en figure 5a.



DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE VHF

Les selfs font 7,5 spires sur 6mm diamètre avec fil émaillé de 5/10^e, écartement 4x2,54 mm.

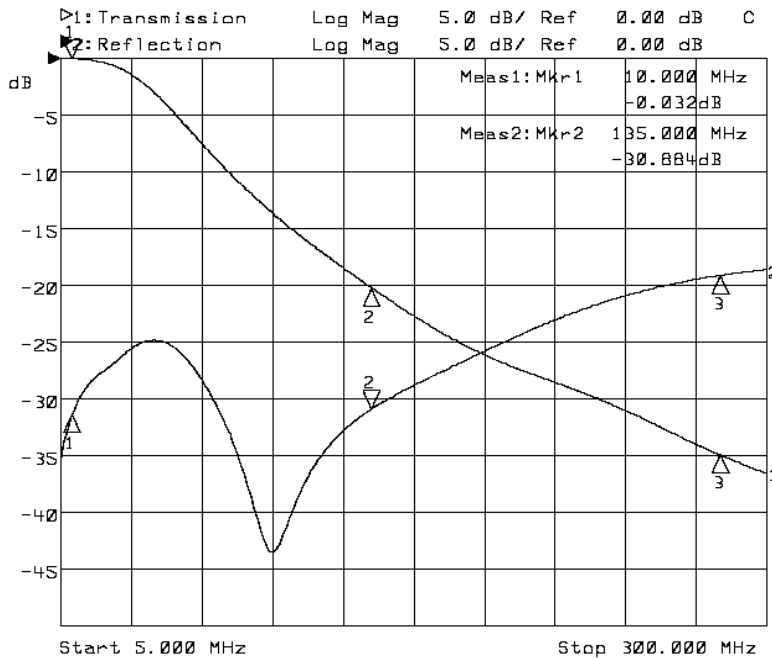


Figure 5a : A 10MHz : Mesure du filtre à l'analyseur de réseaux, pertes 0,035 dB, S11 <- 30 dB vu par le mélangeur. A 135 MHz (marqueur 2) : Atténuation de l'OL -20 dB et S11 < -18 dB sur toute la plage de fréquence.

Maintenant, désadaptions la sortie Fi du module VHF en déconnectant celle-ci. Le mélangeur verra uniquement la désadaptation dans la bande 10 MHz, tandis qu'il restera adapté pour la bande de l'OL et du produit supérieur à 280 MHz. La figure 5b montre la réflexion vue de la sortie du mélangeur, celle-ci reste inférieure à -20 dB. Le mélangeur reste adapté sous 50 ohms.

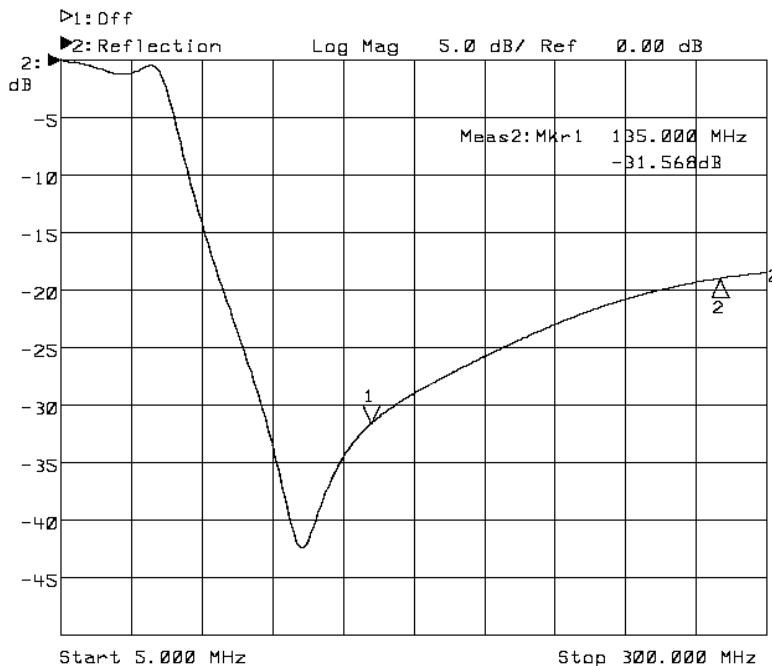
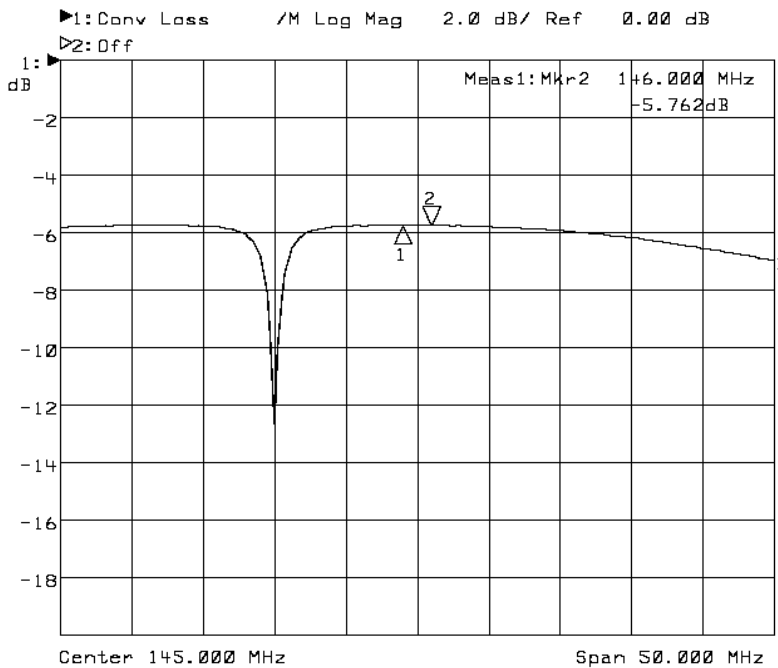


Figure 5b : Adaptation du mélangeur par le filtre diplexeur pour la sortie Fi déconnectée du module.



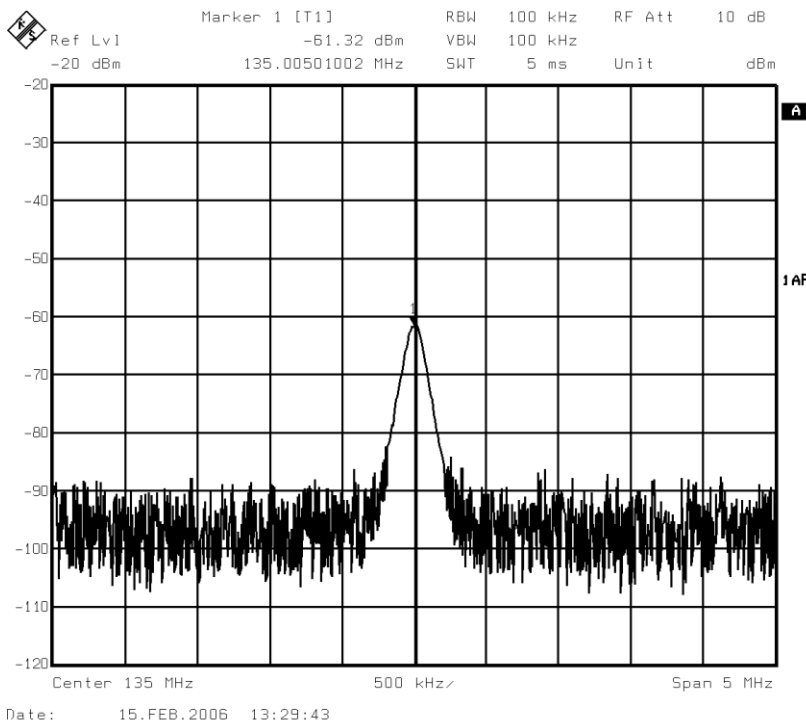
DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE VHF

Nous avons mesuré le mélangeur avec le filtre diplexeur dans les conditions suivantes. Le mélangeur SBL-1 est alimenté avec +10 dBm d'OL à 135 MHz via un atténuateur de 3 dB en Pi (270R+18R+270R). Le filtre diplexeur précédent est connecté en sortie Fi.



Mesure des pertes de conversion à l'analyseur de réseaux en mode broad-band avec -20 dBm de RF et normalisation sans le mélangeur. Ce mode de mesure permet d'exciter le mélangeur dans la bande RF et d'analyser ce qui se passe dans la bande Fi qui est décalée en fréquence. Le creux sur la trace en figure 6 correspond à la fréquence de l'oscillateur local qui pour 135 MHz sur le port RF donne un battement nul non détecté par l'analyseur de réseaux.

Figure 6 : Mesure des pertes de conversion à 5,8 dB du mélangeur et du filtre diplexeur.



Mesurons l'isolation de l'OL sur le port RF. Le port RF est connecté à l'analyseur de spectre et le port Fi est sous 50 Ohms.

On mesure -61 dBm soit 67 dB d'isolation, très bon car d'après la datasheet nous avons 45 dB !!!

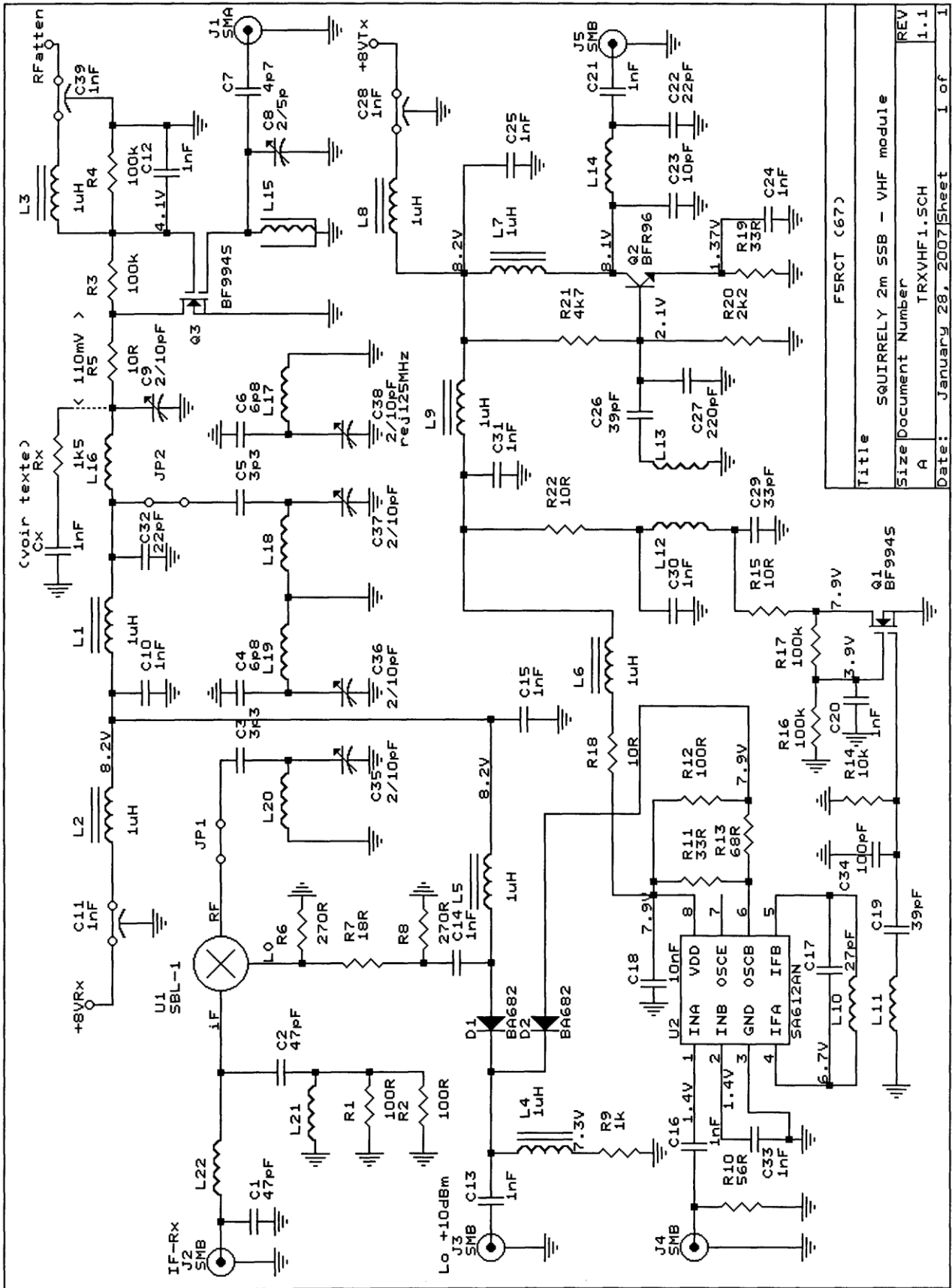
Attention, cette isolation est idéale car nous avons 50 Ohms sur le port RF à la place du filtre VHF.

Figure 7 : mesure du niveau d'OL sur le port RF du mélangeur.



DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE VHF

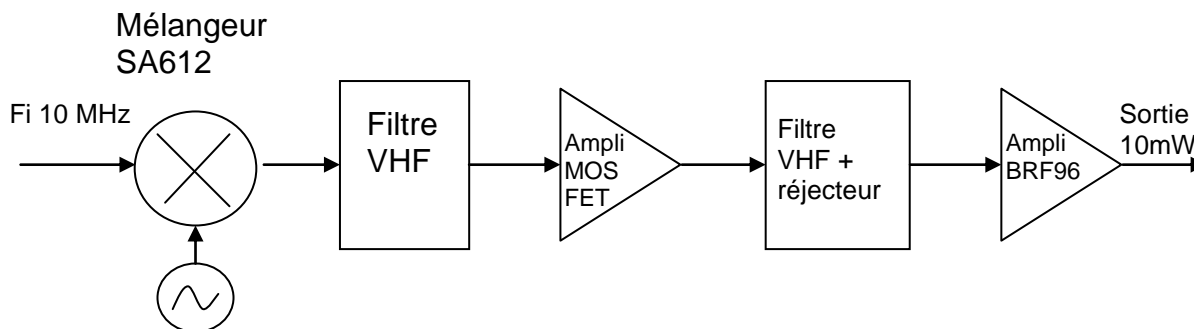
Schéma du Module VHF :





MODULE VHF partie émission

Structure des étages émission



La chaîne d'émission demande un filtrage soigné et une réjection d'au moins 60 dB des produits et signaux indésirables tel que le spécifie la réglementation radioamateur. La linéarité et la compression de chaque étage ne doit en aucun cas affecter l'étage qui suit. En d'autres termes, ce doit être le premier étage qui saturera le dernier.

La structure adoptée fut inspirée de l'IC202. Un mélangeur intégré U2, le SA612, réalise le produit du signal SSB en Fi par l'oscillateur local.

L'oscillateur local, en provenance du commutateur à diodes D1 et D2 est acheminé à un atténuateur formé par R11, R12 et R13. Cet atténuateur limite le niveau de l'oscillateur local au SA612 et garanti une impédance de charge à 50 Ohms. Le signal Fi en provenance du connecteur J4 se trouve lui aussi adapté sous 50 Ohms par R10. Sur les broches 4 et 5 d'U2, on retrouve les produits de mélange. Un filtre à circuits couplés L10 et L11 charge directement la sortie différentielle haute impédance du mélangeur sur 145 MHz.

Le transistor MOSFET Q1 amplifie le signal. Du fait de sa haute impédance il n'amortit pas les circuits résonnants ni à son entrée, ni à sa sortie. A la sortie de Q1 on retrouve le même type de circuit couplé avec L12 et L13. Ces différents circuits accordés sont ajustés par écartement des spires de chacune des selfs, cette technique est à la fois économique et bénéficie d'un excellent facteur de qualité. En jouant sur l'espacement entre les circuits couplés, on peut agir sur le sommet de la réponse du filtre afin qu'il soit bien plat de 144 à 146 MHz. Tout risque d'oscillations UHF est évité par la résistance de drain R15. La résistance R22 sert à la fois de découplage HF de l'alimentation et à mesurer facilement le courant de drain.

Le transistor Q2 (BFR 96) est polarisé en classe A et porte le signal à un niveau de +13 dBm en sortie du module. L'adaptation d'impédance de la base dépend du rapport entre C26 et C27. Le facteur de qualité de la capacité C27 est important, on évitera toute capacité céramique destinée au découplage qui peut amortir le circuit de base. Le courant de polarisation peut être mesuré dans la résistance d'émetteur R19. Le circuit de sortie en Pi (C22, C23 et L14) adapte la charge au collecteur. Cet étage de sortie sature à +17 dBm. Le niveau de de l'oscillateur local étant toujours à +10 dBm. Le produit OL-Fi ainsi que le résidu de l'oscillateur local sont atténués de 70 dB.

Vous remarquez que l'alimentation +Tx suit le trajet inverse du signal, ceci évite les remontées de l'oscillateur local à travers l'alimentation.



Mesures de la partie émission :

Comme pour la mesure des pertes de conversion en réception, l'analyseur de réseau est configuré en détection large bande avec une puissance de sortie de -20 dBm dans la bande Fi à 10 MHz. La largeur d'analyse est de 19,4 MHz car l'analyseur est limité au plus bas à 300 kHz. L'oscillateur local est calé à 135 MHz pour le milieu de la bande VHF. La courbe de réponse est plate sur 2 MHz de large comme en témoigne la figure 8.

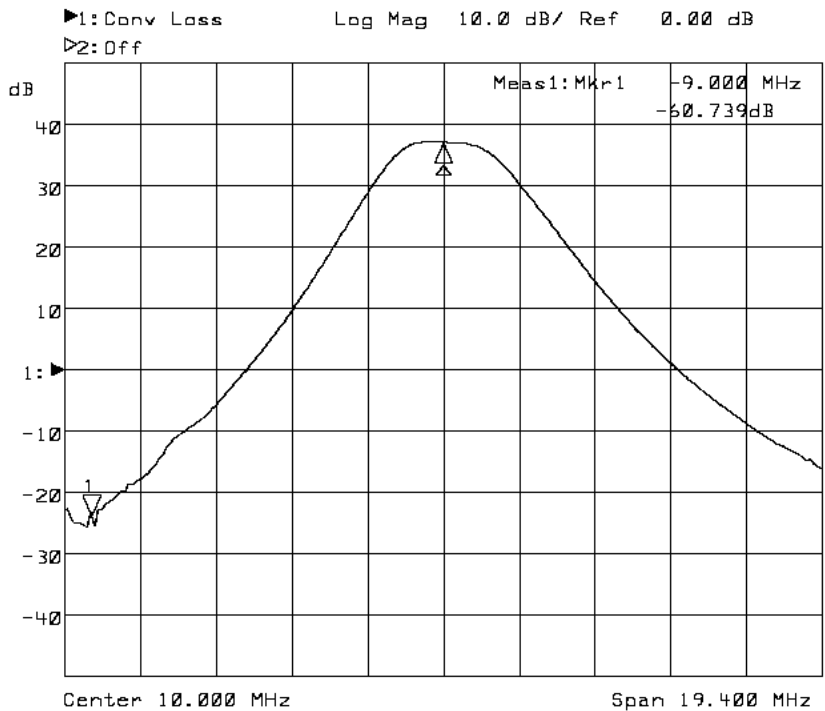


Figure 8 : Mesure de la bande passante de conversion et rejection de l'OL.

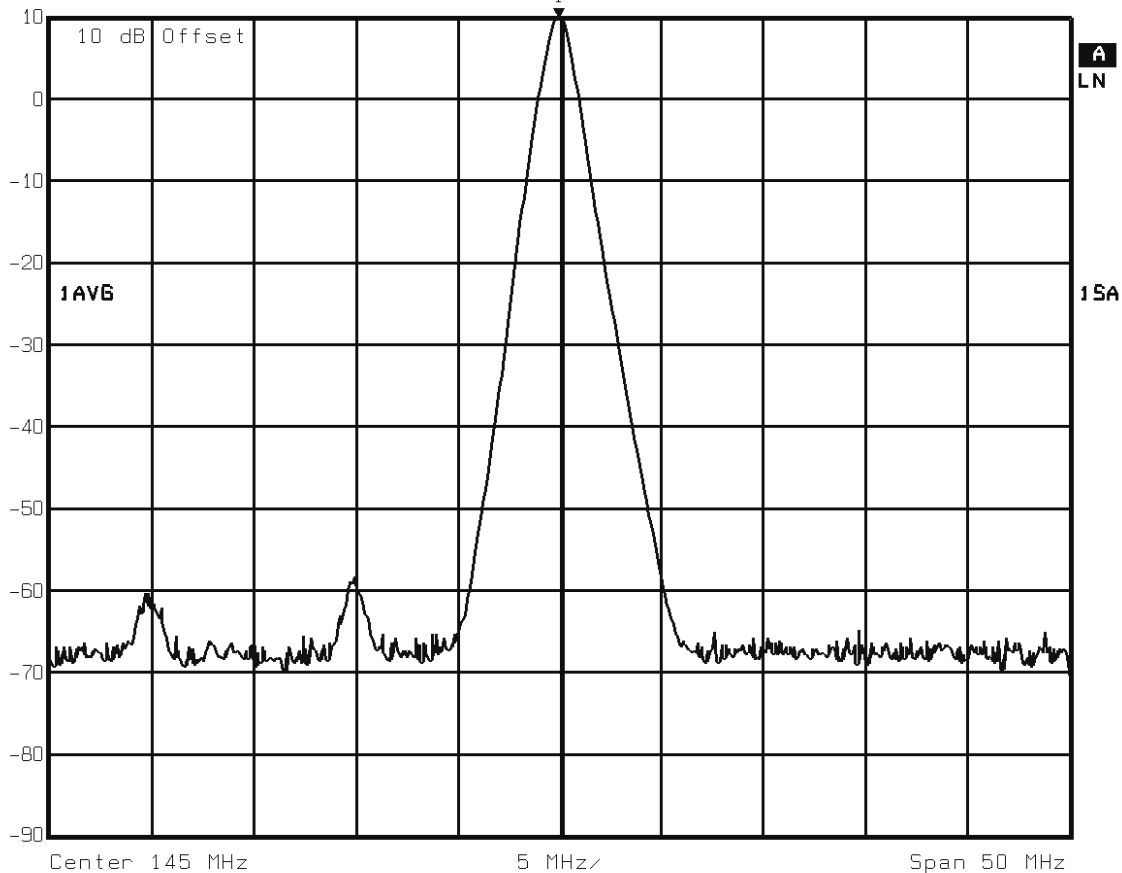
Le niveau maximum est de -16 dBm en entrée Fi-Tx à 1 dB de compression sur la sortie à +17dBm. A -20 dBm de puissance d'entrée Fi on reste dans une zone très linéaire pour +15 dBm à la sortie VHF qui ira au module hybride de 10 ou 20 W.



DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE VHF



Marker 1 [T1] RBW 1 MHz RF Att 20 dB
Ref Lvl 10.09 dBm VBW 1 MHz Mixer -20 dBm
10 dBm 145.05010020 MHz 1 SWT 5 ms Unit dBm



Date: 07.JUN.2006 12:37:05

Figure 9 : Spectre de la sortie Tx pour +10 dBm de puissance. Le niveau d'OL et de la bande image sont 70 dB sous la porteuse ainsi générée.

Cette chaîne d'émission ne consomme que 55 mA sous 8V. Alimenté sous la tension de 8V régulée, les performances de gain et linéarité sont indépendantes du 12 V, et très stables en température. Un système d'ALC incorporé au module PA agit sur le niveau Fi pour réguler la puissance d'émission et comprimer la modulation.

Cette étude a mis en application une façon astucieuse pour réaliser une inductance coaxiale avec un bout de tube de cuivre sanitaire ; nous remettrons cela en pratique pour la self du VCO du module synthétiseur. Le module VHF raccordé entre le module PA et le module VHF remplit pleinement ses performances tant en émission qu'en réception. Ce dernier peut être encore amélioré au niveau du LNA ou des filtres au détriment du temps que l'on peut y consacrer. La prochaine partie sera consacrée au module Fi.

Les détails pratiques pour la réalisation de ce module et du circuit imprimé se trouvent dans un autre document « module-VHF-montage®lages » téléchargeable sur le site de F5KAV sur <http://www.f5kav.org> rubrique *Technique & Projets > Réalisations F5RCT (lien)* ; dossier *realisations > Squirrelly > module_VHF*.



Annexe :

Essai de diodes de commutation HF :Objectif :

- Commuter un signal HF avec le minimum de pertes HF : < 0,5 dB.
- Démontrer l'usage des diodes 1N4004 en HF
- Apporter une isolation de plus de 20 dB avec -4 V de polarisation inverse.
- Eviter l'intermodulation en conduction : IP3 > 35 dBm

Conditions d'essai :

Circuit d'essai polarisation avec 1k à la masse et 1k au +, avec chaque résistance 1 μ H et 10 μ H, des capacités de 22 nF sont en série avec l'entrée et la sortie.

- Courant de polarisation : 6 mA (soit 6 V dans une résistance de 1k)
- Puissance de test à 0 dBm.
- Tension inverse d'isolation 5 V
- Test d'intermodulation à 10 MHz et 145 MHz avec -2 dBm pour chaque porteuse espacée de 1 MHz. Les mesures d'intermodulation IP3 sont très délicates, et reviennent à la chaîne de mesure (distorsion de l'analyseur de spectre et des générateurs RF).
- Courant de décrochage pour une augmentation des pertes de 1dB en plus.

Diode	Essai à 145 MHz			Essai à 10 MHz			Courant de décrochage
	Pertes dB	Isolation dB	IP3 dBm	pertes dB	Isolation dB	IP3 dBm	
1N4004 (1N4001 à 4007)	0.40	7	37	0.51	28 dB	37	0.1 mA
BAT18	0.25	18	36	0.37	46 dB	36	1.0 mA
BA282/682/782 BA592	0.30	20		0.5	50		0.1 mA
BA792 (boitier SOD110)	0.38	23		0.70	53		0.1 mA
BA779	0.90	23		1.4	47		2.3 mA
1N4148	0.90	29		1.1	52		2.3 mA
Récupération tuner TV BAX82	0.26	20		0.38	44		0.2 mA

Les diodes 1N4004, bien que prévues pour du redressement, s'apprêtent bien à **la commutation HF et Fi en dessous de 30 MHz**. La capacité résiduelle en inverse empêche l'utilisation en VHF. La 1N4148 donne des performances médiocres et demande au moins 15 mA pour limiter les pertes à 0,6 dB à 145 MHz (cette diode doit être sujette à intermodulation, non vérifiée)

Pour les VHF on préférera les BA282/682/782/792 ou BAT18

Polarisation par résistance ou inductance ?

Les éléments de polarisation se trouvent en parallèle au signal et peuvent apporter des pertes désadaptation.

Une résistance de 500R en parallèle sous 50 Ohms apporte 0,42 B de pertes

Une résistance de 1k en parallèle sous 50 Ohms apporte 0,25dB de pertes

Une inductance de 1 μ H à 145 MHz apporte 0,01 dB de pertes en théorie

Une inductance de 10 μ H à 10 MHz apporte 0,05 dB de pertes en théorie

F5RCT Jean-Matthieu STRICKER