

Préamplificateur 70cm universel

Fort du succès de la version précédente, les ATVistes du radio club de Strasbourg rééditent une nouvelle version du Préamplificateur 70 cm universel.

Selon les composants équipés, ce préamplificateur est configurable en gain et en bande passante pour convenir à toute application dans la bande 70 cm (Relais, ATV, EME, ...)

Caractéristiques principales :

Facteur de bruit 0,65 dB (mesuré à Seigy en 2008)
Gain 37 dB à 436 MHz, 17 dB sans le 2^e étage à BGA616
Compression à 1 dB du gain en entrée -20 dBm
Point d'interception en entrée IP3e = -3 dBm, IP2e = +5,3 dBm
Atténuation du 144 MHz : > 70 dB soit 107 dB / 436 MHz
Atténuation du 2350 MHz > 53 dB
Atténuation du 433.92 MHz > 35 dB
Tension d'alimentation 8 V à 16 V
Courant d'alimentation 100 mA environ

Le facteur de bruit est la principale caractéristique d'un préamplificateur, mais doit-on y mettre beaucoup d'efforts pour rechercher les dixièmes de dB aux prix de la complexité et du coût ? Nous avons avant tout privilégié une réalisation sans réglage avec des composants modernes montés en surface (CMS). Le niveau d'intermodulation et le point de compression ont été également pris en compte pour limiter les désagréments en présence de signaux forts et la proximité d'une émission en 144 MHz.

Architecture du préamplificateur :

Le synoptique **en figure 1** montre l'architecture de la chaîne d'amplification.

En entrée, un réjecteur de la bande 144 MHz à faible pertes empêche la saturation en cas d'émissions à proximité. Un étage faible bruit (LNA) va donner un minimum de gain nécessaire. Avant l'amplification de niveau par un MMIC de 20 dB, nous avons placé un filtre passe-bande et des réjecteurs (optionnels) de la bande ISM centrée sur 433.92 MHz. Suivant les besoins, il est possible d'équiper ou non les étages nécessaires. Pour une application DVB-C en modulation 16QAM, on demande >30 dB de gain, un facteur de bruit de l'ordre de 1 dB, une excellente linéarité (IP3) et un point de compression élevé. Le filtrage et la réjection des brouilleurs de la bande ISM améliore le confort en réception.

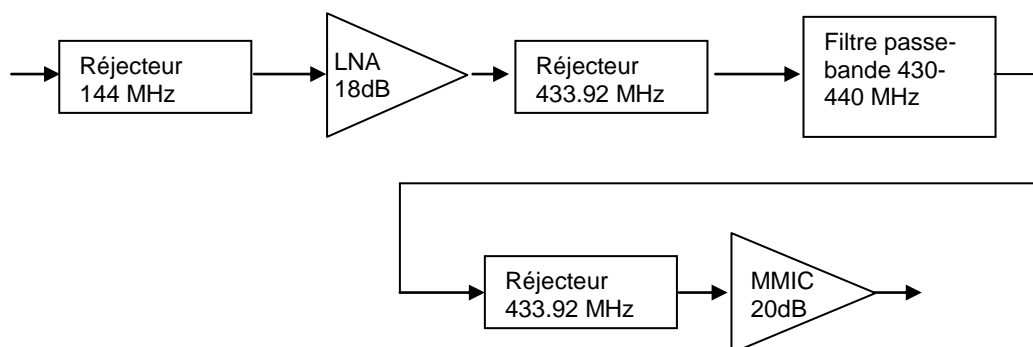
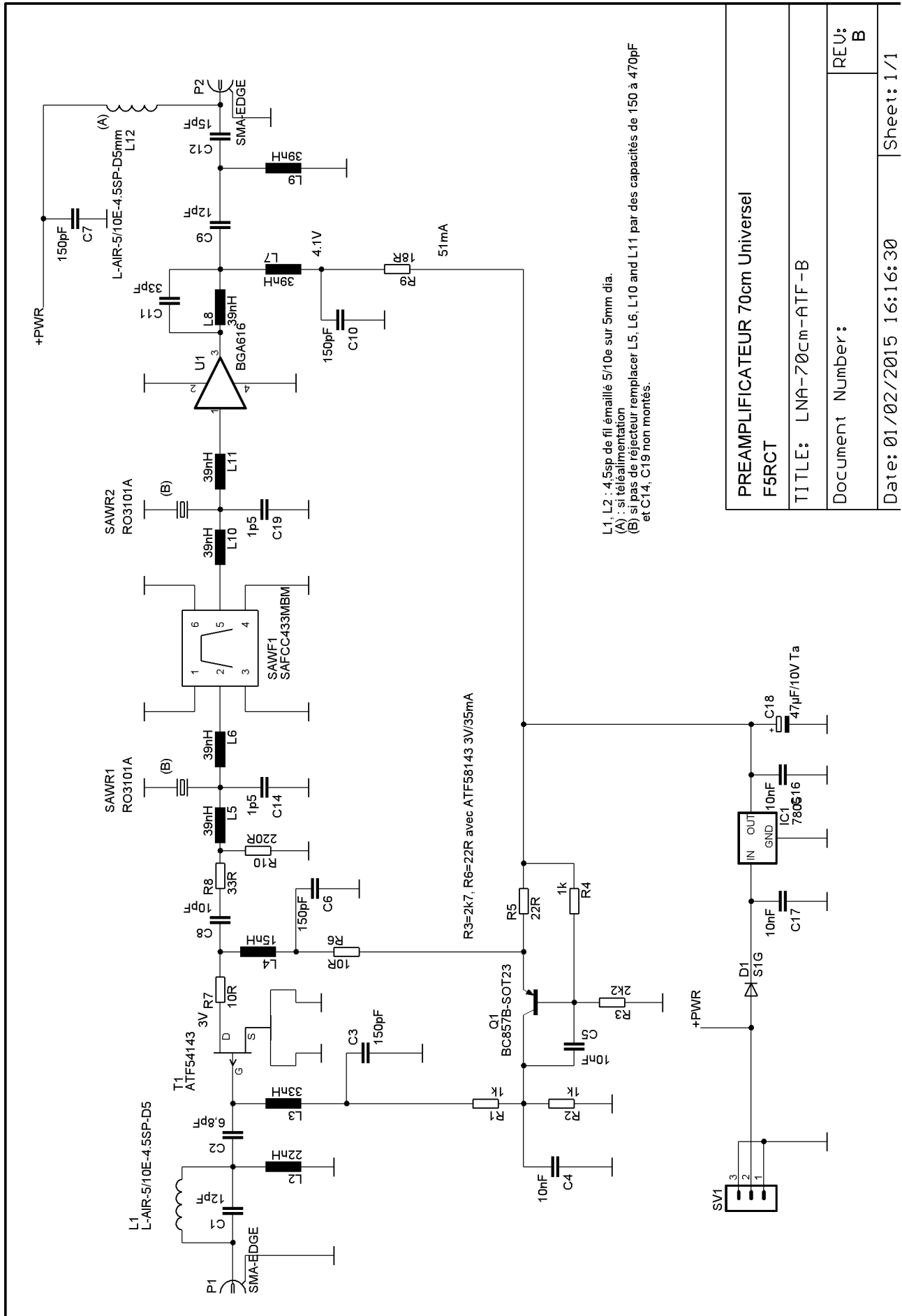


Figure1 : Synoptique de l'architecture du préamplificateur.



L'amplificateur faible bruit :

Le choix d'un bon transistor est primordial pour un bon facteur de bruit, mais bien souvent on trouve des modèles à faible courant pour les bipolaires ou les MOSfet qui sont médiocres en signaux forts. L'ATF54143 caractérisé à 3 V 60 mA est capable de délivrer +20dBm au point de compression en sortie. Sa linéarité est remarquable par son point d'interception du 3^e ordre qui dépasse +35 dBm en sortie. A 500 MHz, son facteur de bruit optimal se situe à 0,15 dB. Que peut-on demander de plus ?

Dans la même famille nous trouvons l'ATF58143, qui caractérisé à 3 V 30 mA, lui confère des performances légèrement inférieures en point de compression (+19 dBm) et en point d'interception du 3^e ordre qui se trouve à +30 dBm en sortie. Le facteur de bruit optimal de 0,12 dB diffère très peu de son frère.

En parcourant la littérature et les articles de YU1AW ce transistor est qualifié d'instable en dessous de 500 MHz si l'on ne prend pas certaines précautions dans la conception des circuits d'entrée et de sortie. La simulation de ce préamplificateur sous Ansoft Designer a permis de placer correctement les points d'adaptation tout en visualisant les contours d'instabilité.

Le circuit d'entrée du transistor transforme l'impédance de l'entrée pour présenter le coefficient de réflexion optimal au minimum de facteur de bruit. Cette transformation ne se fait pas sans pertes, par conséquent il est impossible d'atteindre le facteur de bruit optimal donné par le constructeur. Pour le développement de ce préamplificateur sans réglage d'entrée, nous nous sommes fixés un facteur de bruit inférieur à 0,8 dB. Ainsi il nous est possible d'atteindre des performances honorables avec des composants courants. Nous avons aussi privilégié la réjection de la bande 144 MHz pour éviter la saturation et limiter la génération d'harmoniques ; en ATV cela se solde par une interruption de l'image reçue dès lors que l'on prend la parole en 144 MHz.

L'étage d'entrée du préamplificateur débute par un filtre réjecteur de la bande 144 MHz. Le condensateur C1 avec la self à air L1 résonnent sur le milieu de la bande 2 m. Dans la bande 70 cm l'influence de la self L1 devient négligeable, ainsi la capacité C1 domine et forme un filtre passe-haut faible perte avec L2 et C2. Malgré l'utilisation d'une self CMS, les pertes de ce circuit ne dépassent pas 0,1 dB. L'adaptation au minimum de facteur de bruit est aperiodique, de sorte qu'il est possible de se passer de réglage contrairement à une structure LC parallèle. Au cours des simulations nous avons vu que ce transistor est très tolérant vis à vis du coefficient de réflexion qu'il faut lui présenter pour le minimum de facteur de bruit, de ce fait nous avons privilégié un point d'adaptation offrant le maximum de stabilité.

La self L3 découplée par C3 apporte la tension de polarisation par le circuit de régulation de courant du transistor Q1.

Eloignons-nous un peu de la HF pour étudier ce circuit :

Le transistor ATF est un PHEMT, (MOS à enrichissement) de sorte qu'il nécessite une polarisation de grille positive contrairement aux transistors à déplétion, comme le MGF 1302 qui a besoin d'une tension de grille négative. L'image du courant dans le drain est donnée par la résistance R5. Le transistor Q1 est monté en source de courant chargé par R2. La consigne de courant est donnée par le pont de résistances de base R3 et R4. Plus le courant du drain augmente, plus la tension sur R5 augmente, ceci aura tendance à bloquer le transistor Q1 et fera diminuer la tension sur R2, par conséquent la tension grille/source. Pour l'ATF54143, nous fixerons le courant à 44 mA (R3 = 2k2). Tandis que pour l'ATF58143, nous fixerons le courant à 34 mA (R3 = 2k7). La résistance R6 permet d'ajuster la tension drain/source indépendamment du courant qui la traverse. Sur le drain

nous devons retrouver 3 V. Pour terminer, le condensateur C5 intègre toute variation dans ce circuit pour rendre le courant de régulation stable.

La résistance R7 empêche toute oscillation hyperfréquence. Le réseau L4, C8 et R6 détermine le gain à 16 dB environ et adapte l'impédance de sortie à 50 Ohms pour attaquer le filtre dans de bonnes conditions. Des inductances parasites (2x 4 nH) dans les deux connections de source ont été volontairement ajoutées pour contribuer à la stabilité lors d'analyses de désadaptation en sortie (load pull).

Le filtre de bande :

Nous avons tenté de construire un filtre à 436 MHz ayant 2 MHz de bande passante, cela représente plus de 215 pour le coefficient de qualité ! Vu les simulations, tenter de faire ce filtre en lignes imprimées sur du circuit imprimé FR4 se solderai par un échec, étant donné les pertes HF de ce genre de matériau. Les filtres hélicoïdaux sont une bonne solution, mais leur disponibilité se fait rare et encore faut-il les régler. Les applications de la bande ISM ont développé une quantité de filtres et de résonateurs à ondes de surface (surface acoustic wave filter ; SAWF), parmi les plus grand fabricants citons EPCOS, MURATA, et RFM. Dans la catégorie des filtres, le SAFCC433MBM de Murata couvre toute la bande 70 cm de 430 à 438 MHz moyennant une légère perte supplémentaire de 3 dB à 440 MHz. L'impédance caractéristique de ce filtre est de 50 Ohms de chaque côté. Cette solution ne demande pas de réglage ni de mise au point (**figure 2**). En contre partie, ce filtre devient difficile à approvisionner hors du circuit professionnel !

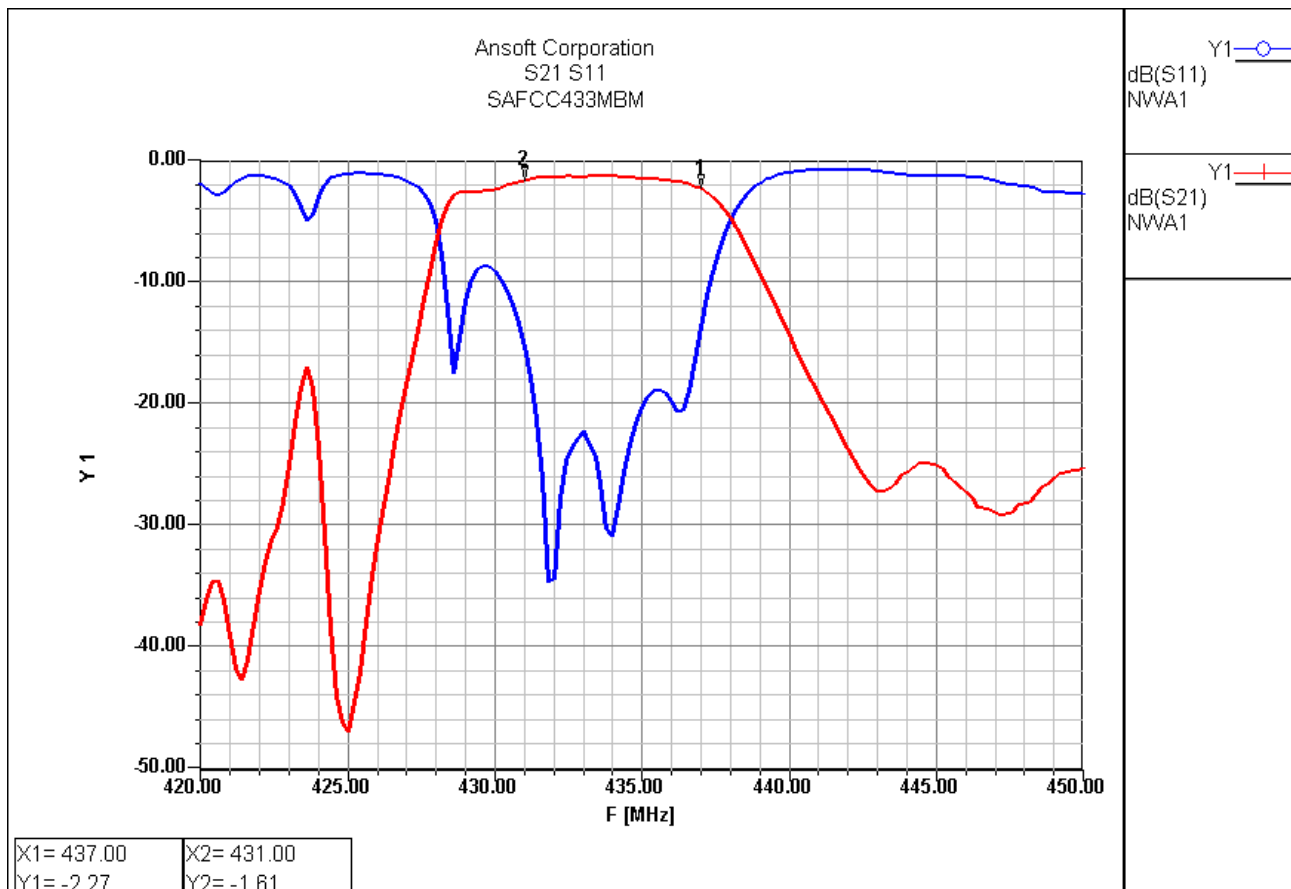


Figure 2 : Simulation du filtre de bande par les paramètres S du fournisseur.

L'option filtre réjecteur 433.92MHz :

Au cours des premiers essais en DVB-C entre F4AVI et F6CMB, nous nous sommes aperçus que les applications de la bande ISM à 433,92 MHz même intermittentes perturbaient la réception. En télévision numérique de telles perturbations provoquent des effets de mosaïques et des écrans noirs pendant quelques secondes. Réaliser un réjecteur sur la fréquence de 433,92 MHz tient de la confection d'une cavité à fort facteur de qualité pour supprimer une bande de 500 kHz !

L'idée que nous vous proposons consiste en quelque sorte à attaquer le mal par le mal ! Le schéma équivalent d'un résonateur à onde de surface (**figure 3**), couramment utilisé dans les émetteurs ISM, est semblable à un résonateur à quartz. Nous allons utiliser ce dernier pour faire un filtre réjecteur. A la fréquence de résonance, les éléments L_m et C_m résonnent sur 433,92MHz de sorte que nous retrouvons R_m en parallèle à la capacité du boîtier C_p .

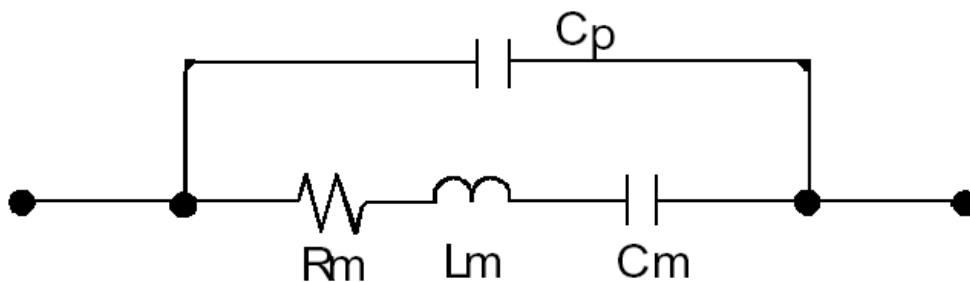


Figure 3 : schéma équivalent d'un résonateur à onde de surface

Inséré en shunt sur le signal, il nous faut trouver un moyen de neutraliser la capacité C_p . Par la même occasion, il nous faut élever l'impédance de 50 Ohms pour que l'atténuation provoquée par R_1 à la résonance soit significative.

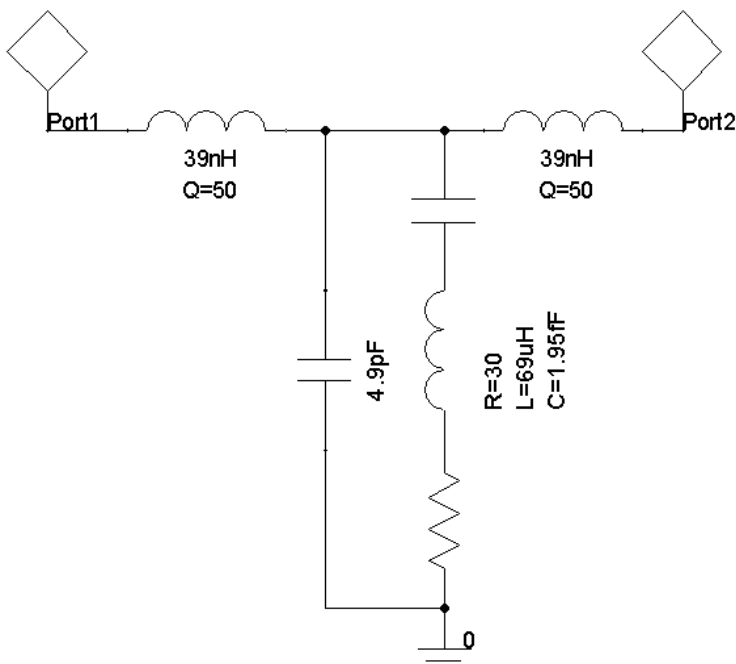


Figure 4 : Schéma de principe du réjecteur pour étude en simulation.

Si nous utilisons ce résonateur en mode shunt et que compensons sa capacité C_0 par deux inductances de part et d'autre dans la structure d'un filtre passe bas en T (**figure 4 et 5**), nous obtenons un filtre passe bas qui fait réjecteur en même temps.

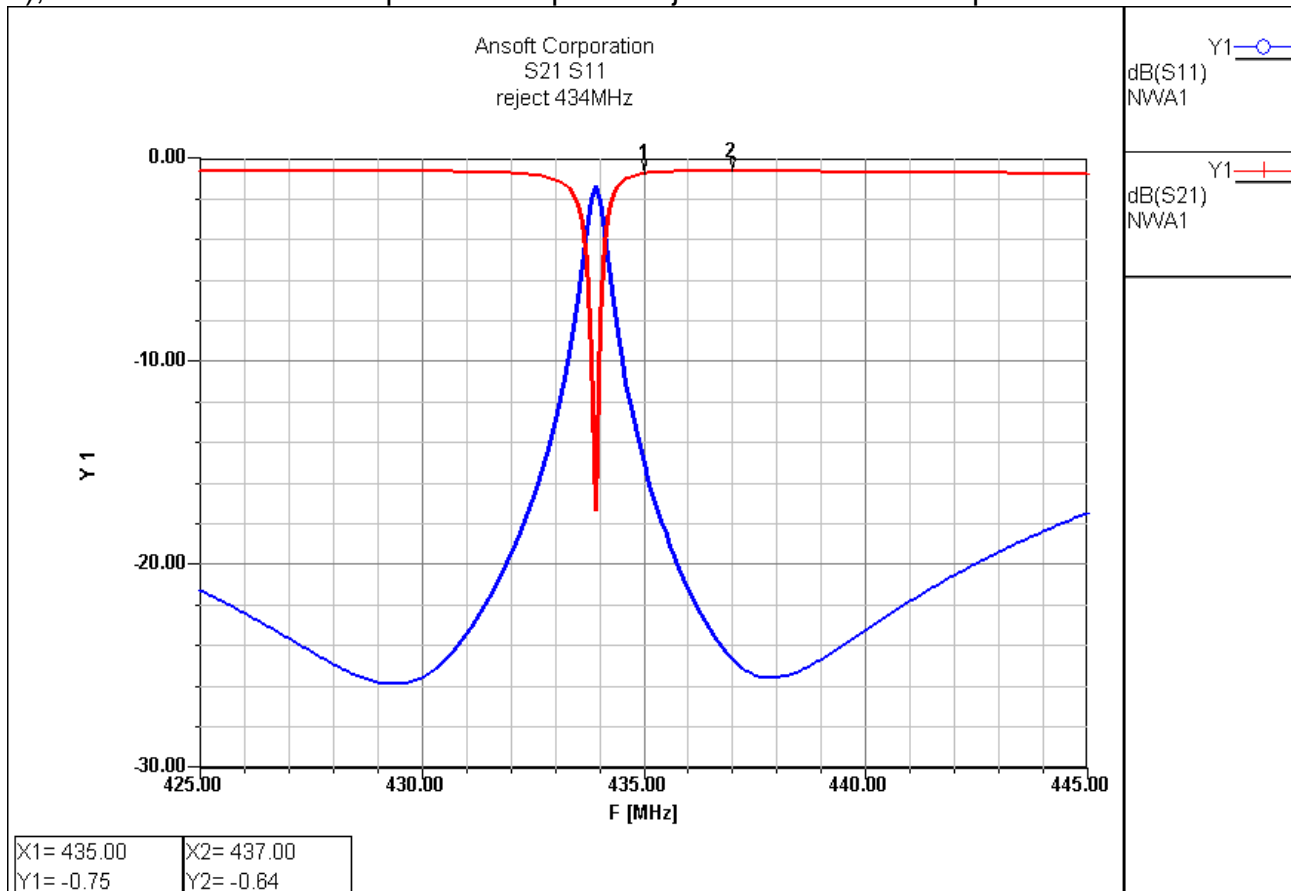


Figure 5 : Simulation du filtre réjecteur centré sur 433.92 MHz.

Le réjecteur est d'autant plus efficace que les selfs sont élevées et que la capacité de boîtier est faible. Un petit condensateur de très faible capacité (1,5 pF), en parallèle au résonateur, permet d'atteindre le minimum de pertes en compensant ainsi la désadaptation dans la bande utile.

En encadrant ainsi le filtre passe-bande par deux réjecteurs nous atteignons 35 dB de réjection pour moins de 1 dB de pertes de 435 à 436 MHz.

L'amplificateur de niveau avec le BGA 616 :

Afin de palier à la sensibilité médiocre des récepteurs DVB-C, il est nécessaire d'ajouter 20 dB de gain supplémentaire. Il nous faut un amplificateur faible bruit qui supporte bien les signaux forts. Cela implique un courant d'alimentation élevé dans l'amplificateur. De technologie SiGe, il n'a que 3 dB de facteur de bruit et un point de compression de +18 dBm en sortie. Nous l'avons polarisé à 50 mA pour augmenter sa fiabilité dans le temps et éviter toute augmentation excessive du courant à température élevée. Avec les paramètres S du constructeur nous l'avons un peu travaillé pour l'adapter dans notre bande (**figure 6**).

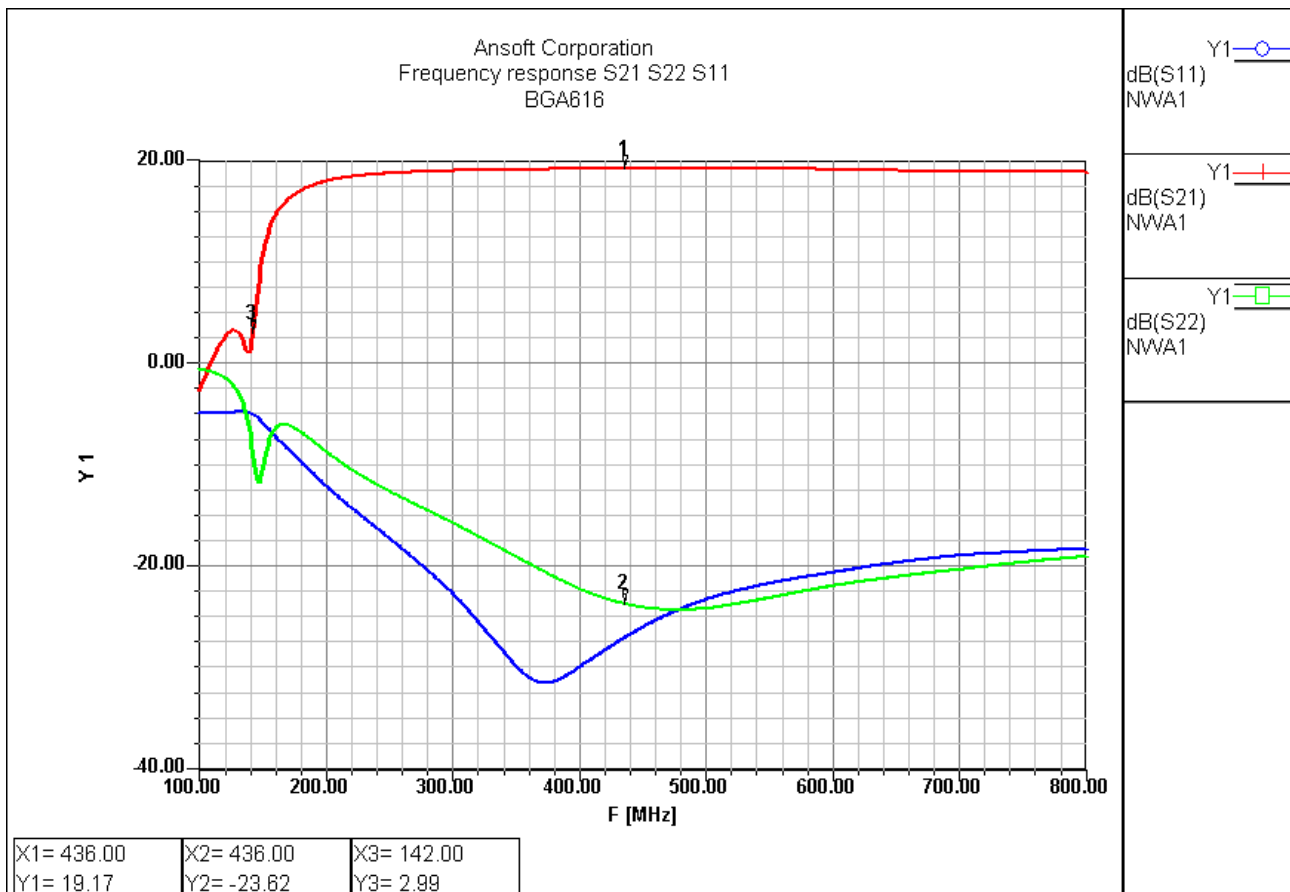


Figure 6 : Simulation amplificateur avec le BGA616 : +19 dB

Le réseau C11 L8 réduit le gain à presque 0 dB dans la bande 144 MHz pour apporter une protection supplémentaire au récepteur DVB-C vis-à-vis de la bande 144 MHz. La self d'alimentation L7 réalise un filtre passe-haut avec la capacité C9. Cet étage délivre 19 dB de gain. La self L9 et la capacité de liaison C12 qui participent au filtrage et à l'adaptation de sortie (S22 < -20 dB). Au total avec un seul BGA616 et l'étage d'entrée, nous obtenons 37 dB de gain.

Mise en œuvre pratique :

Nous venons de décrire ce préamplificateur dans sa version la plus complète. Il revient à vous de câbler les étages qui conviennent à votre application. La majeure partie des composants sont montés en surface de type 0805. Les empreintes peuvent aussi accueillir des 0603 ou 1206.

Suivant l'ATF54143 ou 58143 il convient d'adapter les résistances R3 et R6.

ATF54143 3V 45 mA R3 = 2k2 et R6 = 10 R

ATF58143 3V 35 mA R3 = 2k7 et R6 = 22 R

La self du réjecteur est bobinée avec du fil de 5/10^e en 4,5 spires jointives sur un foret de 5 mm de diamètre. Celle-ci est soudée du côté plan de masse (de l'autre côté de l'ATF) à 2 mm de hauteur par rapport à ce plan.

Le régulateur est monté à plat contre le circuit imprimé sur la face composant.

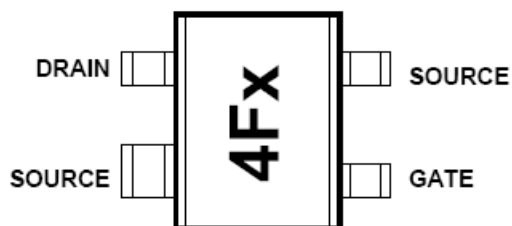


Figure 7 : brochage de l'ATF54143 ou ATF58143.

Attention : L'ATF54143 a une patte plus large du côté de la source qui se trouve vers la sortie drain.

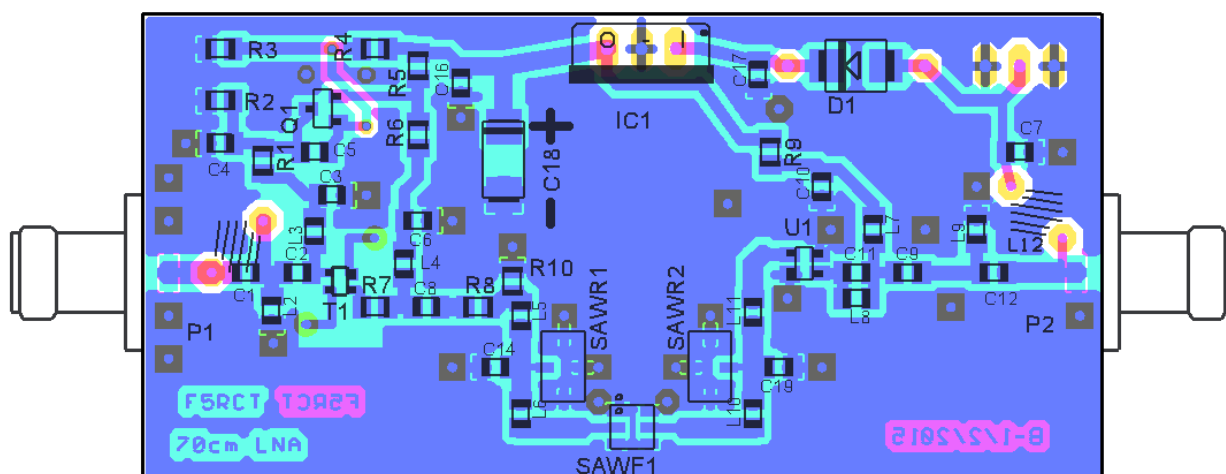


Figure 8 : Implantation des composants.

Avant de souder le transistor ATF vérifier la présence du +5V et les potentiels de grille et de drain qui doivent être à +5V sans le transistor. Souder ce dernier en prenant les précautions d'usage pour les composants sensibles. Charger l'entrée et la sortie (sur R11) par des connecteurs provisoires (SMA ou SMB) et des charges 50 Ohms. Mettre sous tension et mesurer la tension sur le drain qui doit être proche de 3 V à +/-0,15 V. Contrôler le courant en mesurant la tension sur R7 et en divisant par 10 la valeur en mV pour avoir des mA. On peut régler l'écartement de la self L1 pour un minimum de transfert à 145 MHz.

En l'absence des réjecteurs 433,92 MHz, ne pas monter L5, L6, L10, L11, C19, C20, SAWR1 et SAWR2. Souder des capacités de 150 à 220 pF aux emplacements de L5, L6, L10, L11.

Le filtre passe-bande à ondes de surface est indispensable si l'on monte les BGA616 en aval, ceci pour limiter l'intermodulation et la compression du BGA616 en présence de brouilleurs en dehors de la bande amateur. On peut le shunter par une capacité CMS 1206 soudée debout sur la tranche.

Attention : Le BGA616 a une patte plus large du côté de la masse de l'entrée (c'est le contraire de l'ATF).

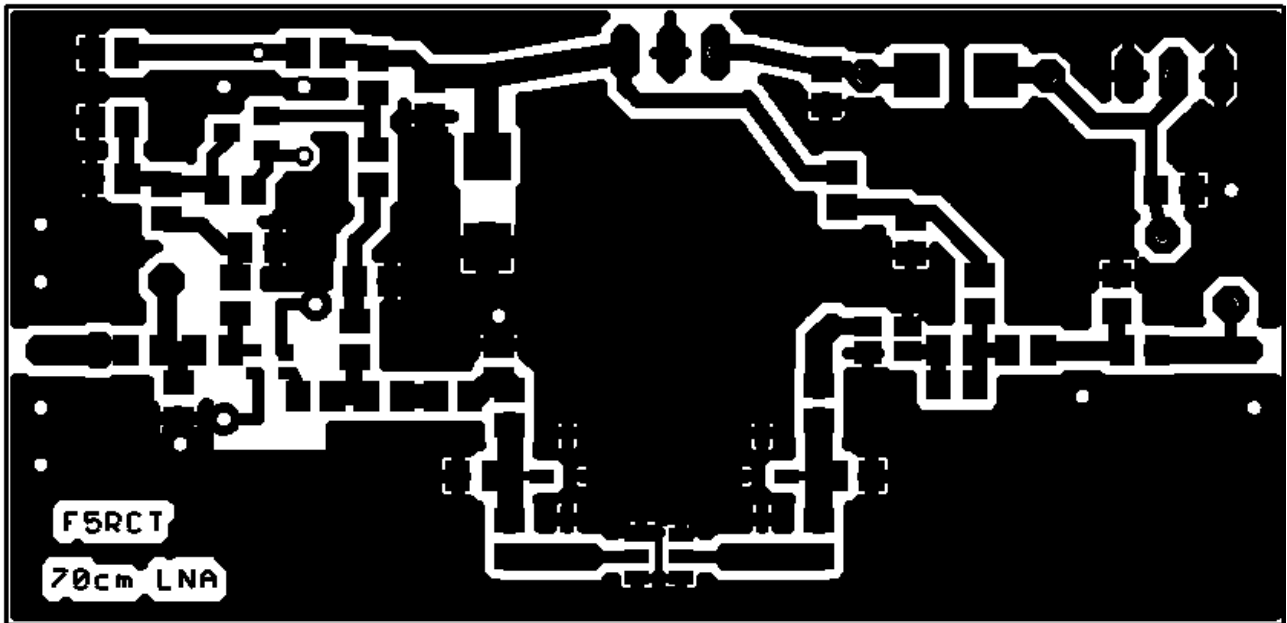


Figure 9 : Circuit imprimé côté composants.

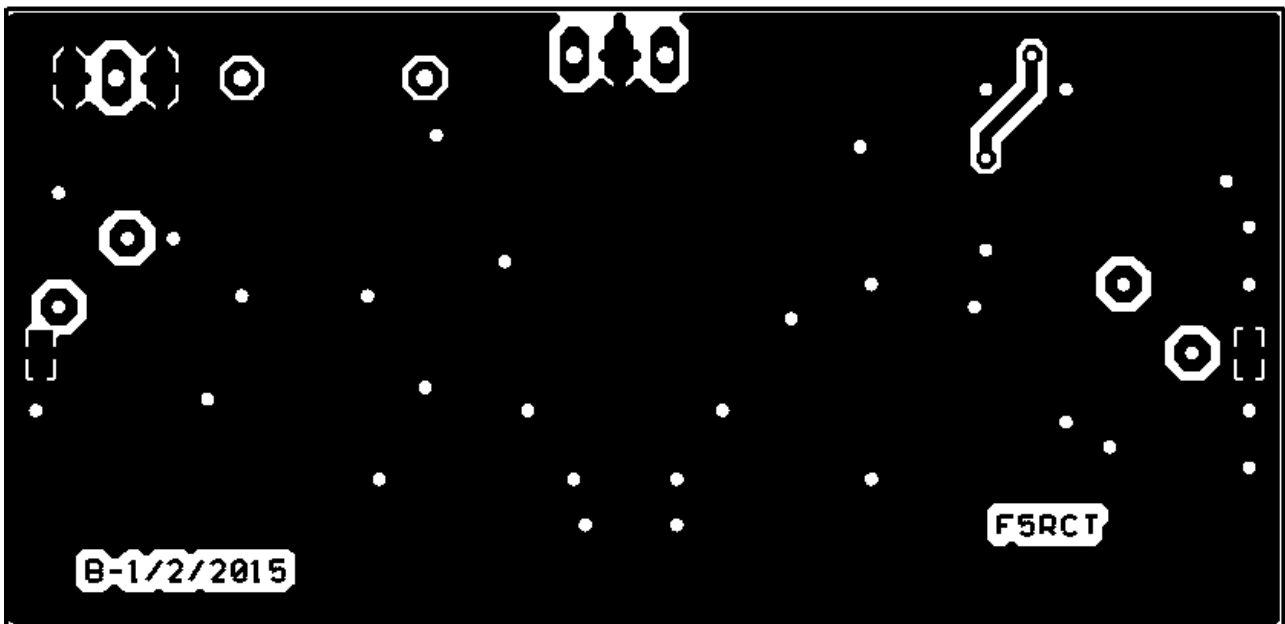


Figure 10 : Circuit imprimé coté plan de masse.

Liste de composants :

Référence	Quantité	Valeur
C1, C9	2	12 pF CMS 0805
C2	1	6,8 pF CMS 0805
C3,C6,C7, C10	4	150 pF(*)CMS 0805
C4,C5,C16,C17	4	10 nF CMS 0805
C8	1	10 pF CMS 0805
C11	1	33 pF CMS 0805
C12	1	15 pF CMS 0805
C18	1	47µF/10V Tantale ou 100µF aluminium
D1	1	S1G CMS ou 1N4148 ou équ.

IC1	1	7805
L1	1	fil émaillé 5/10 ^e 4.5 spires sur diamètre 5mm
L2	1	22 nH CMS 0805
L3	1	33 nH CMS 0805
L4	1	15 nH CMS0805
L7, L8, L9	3	39 nH CMS 0805
P1, P2	2	Embase SMA
Q1	1	BC857B ou PNP en SOT-23
R1, R2 , R4	3	1 k
R3	1	2k2
R5	1	22 R
R6,R7	2	10 R
R8	1	33 R
R9	1	18 R
R10	1	220 R
SAWF1	1	SAFCC433MBM Murata
T1	1	ATF54143 Marquage FX SOT343-R
U1	1	BGA616 de Infineon
BOX	1	Boitier Schubert 37x74x30

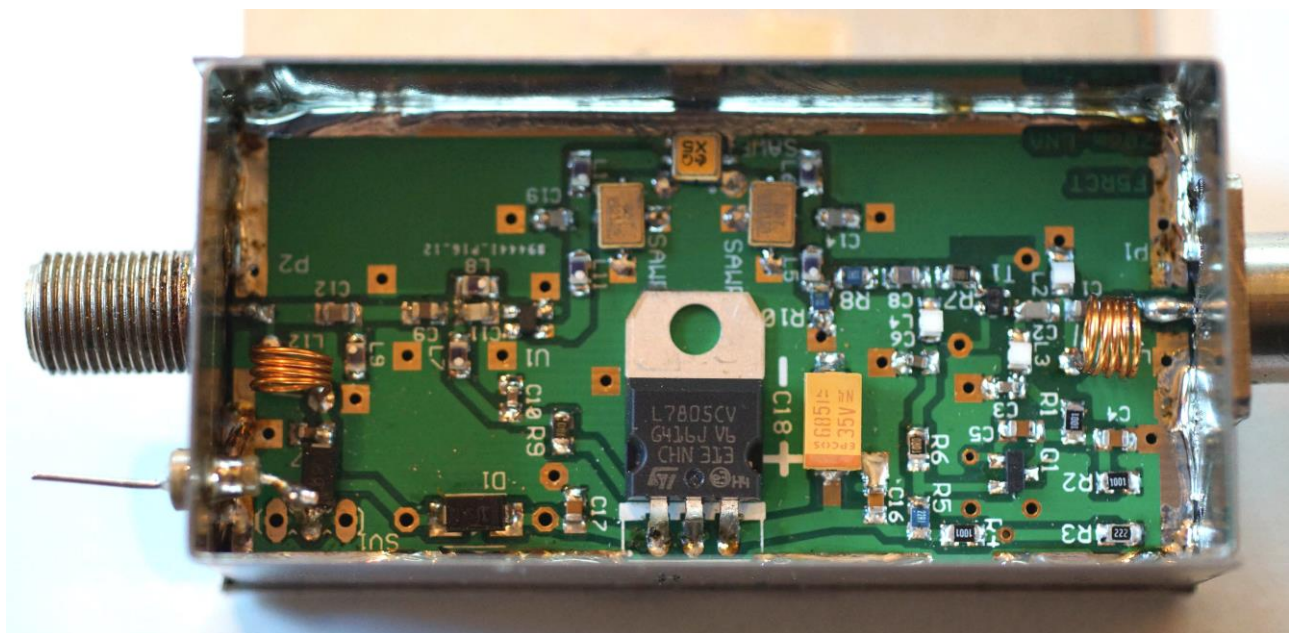
(*) + 4 x 150 pF si pas de réjecteur 433,92 MHz.

Option réjecteur 433,92 MHz

L5, L6, L10, L11	4	39 nH CMS 0805
C14, C19	2	1p5 CMS 0805
SAWR1, SAWR2	2	RO3101A RFM

Option télé-alimentation

L12	1	fil émaillé 5/10 ^e 4.5 spires sur diamètre 5mm
-----	---	---



Vue du nouveau modèle réalisé par F6CMB qui a rajouté une diode en série avec la télé-alimentation et oublié une spire sur L12 !

Mesures sur le prototype :

A l'aide de l'analyseur de réseau nous avons mesuré la bande passante et les différents paramètres de réjection.

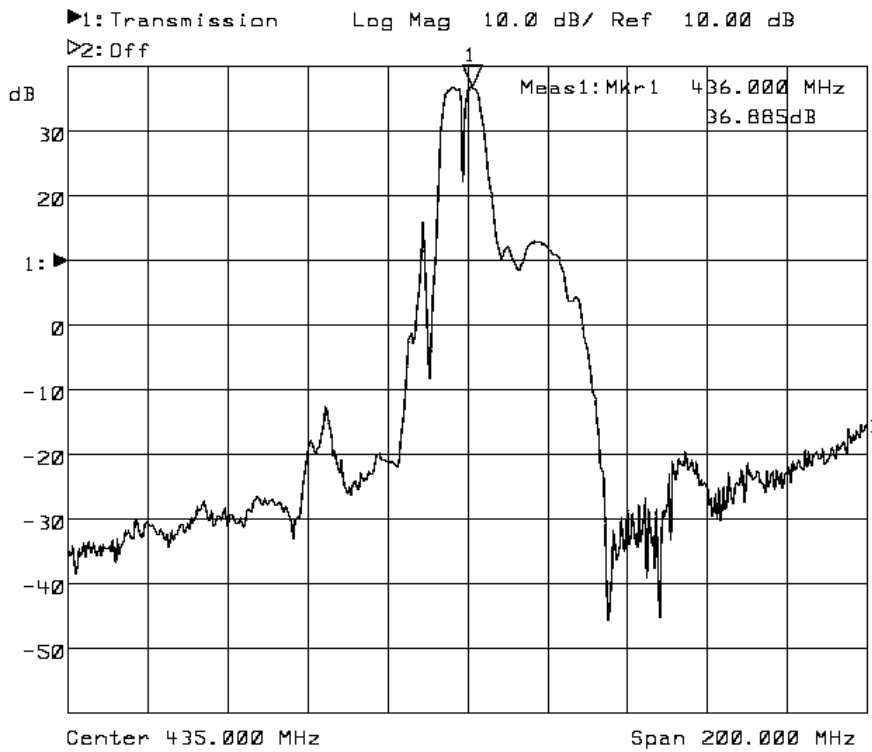


Figure 11 : Mesure du préamplificateur réponse en fréquence sur 200 MHz d'étendue.

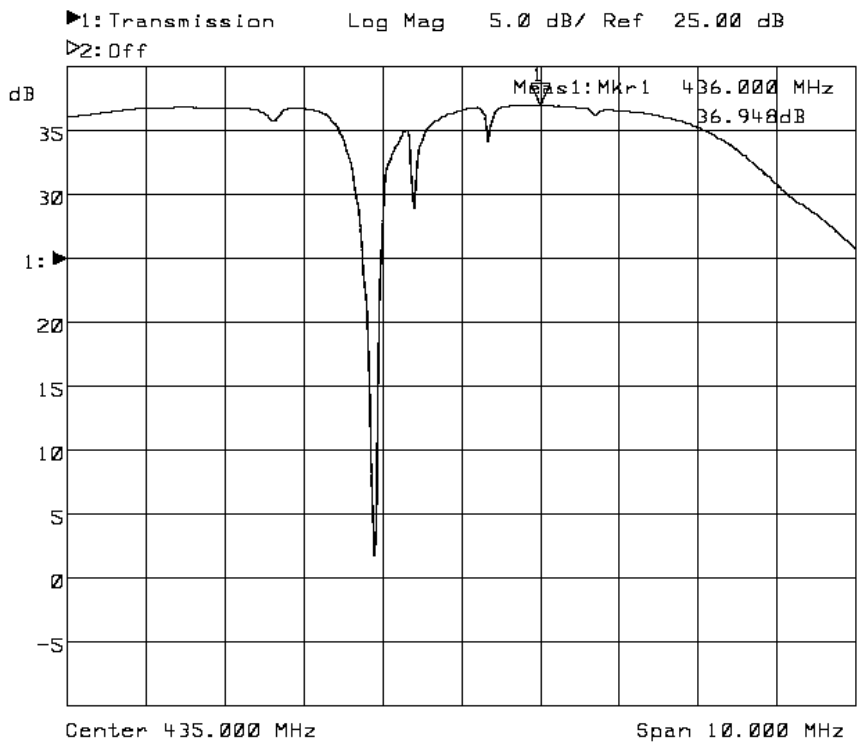


Figure 12 : Mesure du préamplificateur bande passante de 430 à 440 MHz avec réjecteurs 433,92 MHz.

Les conditions de mesures ont été réalisées avec un ATF54143 et un BGA 616 en amplification, ainsi qu'un filtre passe-bande SAW et deux réjecteurs.

Mesures de facteur de bruit par F1CLQ :

Fréquence	Facteur de bruit	Gain dB
430 MHz	0,66 dB	30,7
432 MHz	0,60 dB	35,4
434 MHz	0,56 dB	36,4
436 MHz	0,58 dB	36,0
438 MHz	0,58 dB	36,1
440 MHz	0,58 dB	35,2

Le point d'interception du 3e ordre a été évalué pour 50 dB de différence entre les raies d'ordre 1 et 3 en sortie. Contrairement à la valeur de l'IP3 en sortie (valeur bien plus élevée et trompeuse qui dépend du gain), la valeur de l'IP3 est ramenée en entrée pour permettre des comparaisons réelles.

Point d'interception en entrée IP3e = -3 dBm, et pour l'IP2e est de +5,3 dBm

N'oublions pas que l'harmonique 3 de la bande 2 mètres tombe en plein dans la bande 70 cm : il y a intérêt à ce que nos TX 2 m soient bien filtrés !

F5RCT Jean-Matthieu STRICKER

Pour la réalisation de ce préamplificateur, des kits de ce préamplificateur avec le circuit imprimé et les filtres sont disponibles en quantités limitées au radio club de Strasbourg. Le boîtier est compris dans le kit, mais les connecteurs ne sont pas fournis pour laisser à chacun la liberté de mettre ce qu'il lui convient. Commandes via F1TZV.67@gmail.com ou livraison à CJ par F6CMB.