

Préamplificateur 70cm universel

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

Ce projet de préamplificateur a été développé pour précéder un récepteur DVB-C dont la sensibilité de l'ordre de -60 dBm était insuffisante pour la réception hertzienne en télévision numérique amateur.

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 144MHz.

Architecture du préamplificateur :

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

En entrée, un réjecteur de la bande 144MHz 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 ou deux MMIC de 20dB, 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 1dB, une excellente linéarité (IP3) et un point de compression élevé. Le filtrage et la réjection des brouilleurs améliorera le confort en réception.

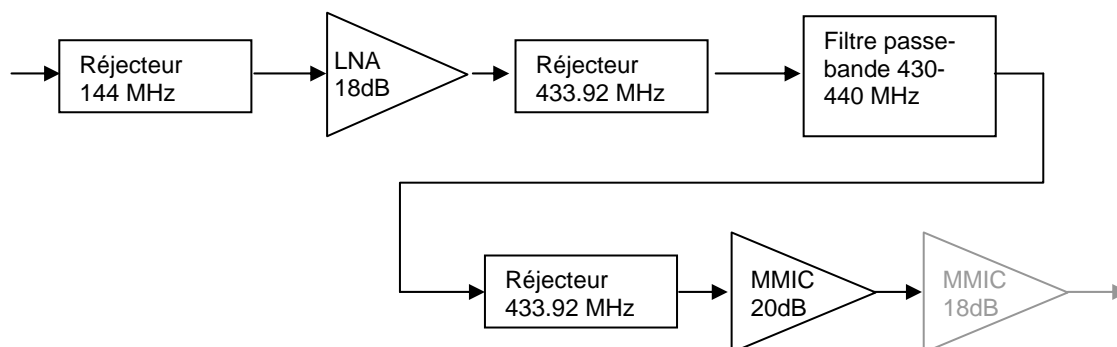
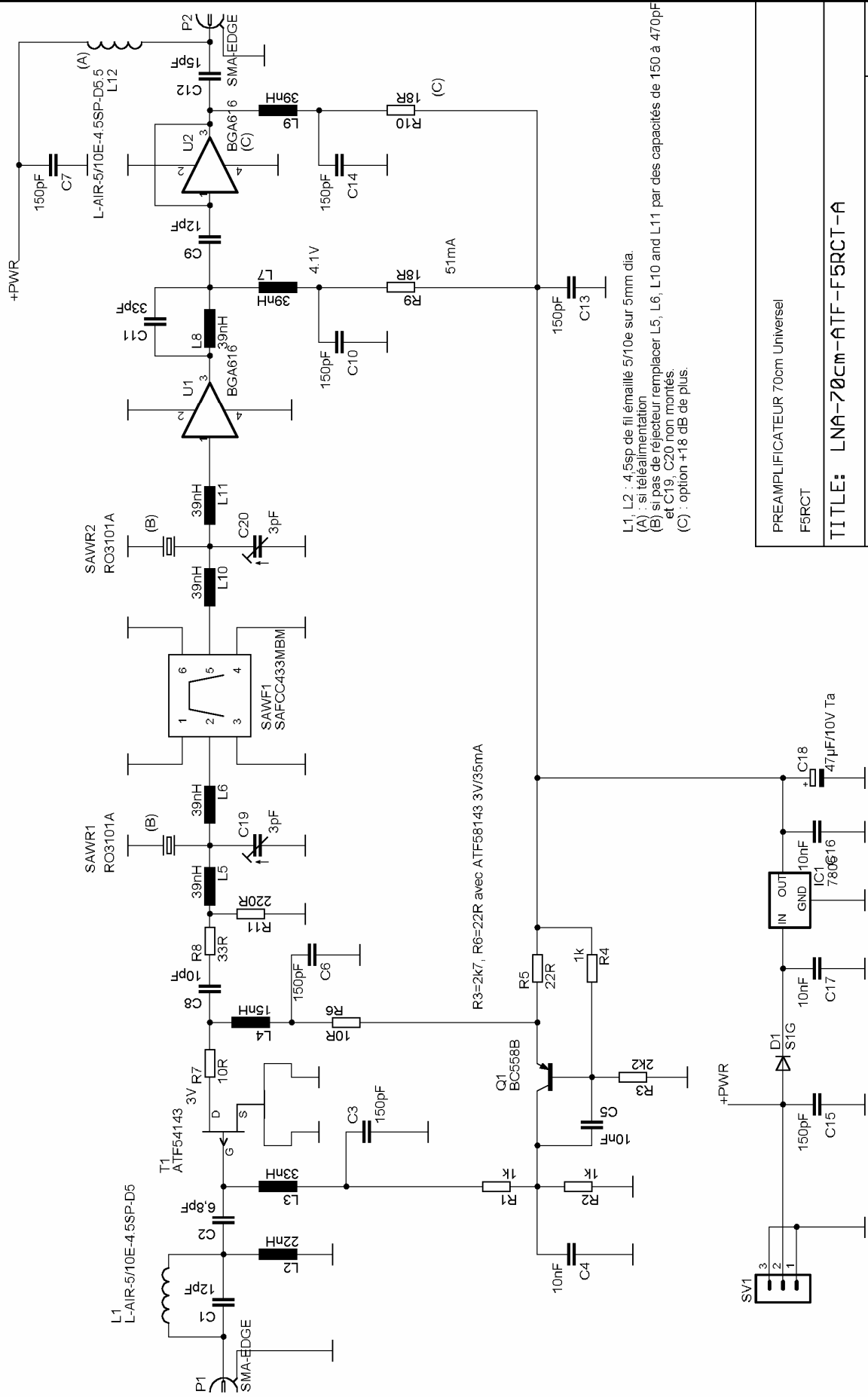


Figure1 : Synoptique de l'architecture du préamplificateur.



L1, L2 : 4,5sp de fil émaillé 5/10e sur 5mm dia.
 (A) : si téléalimentation
 (B) si pas de rejeteur remplacer L5, L6, L10 and L11 par des capacités de 150 a 470pF et C19, C20 non montés.
 (C) : option +18 dB de plus.

PREAMPLIFICATEUR 70cm Universel	
F5RCT	
TITLE: LNA-70cm-ATF-F5RCT-A	
Document Number:	REU: A
Date: 15/04/2008 11:05:14	Sheet: 1/1

L'amplificateur faible bruit :

Les travaux de recherche ont commencé par de nombreuses discussions sur la fréquence locale des ATVistes et un incontournable parcours sur l'internet. 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. F1CLQ a été de bon conseils pour nous recommander l'ATF54143 au détriment du bon vieux MGF1302 limité en point de compression (10mA de courant drain) et non caractérisé en facteur de bruit en dessous de 1GHz !

L'ATF54143 caractérisé à 3V 60mA 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 +35dBm 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 3V 30mA, lui confère des performances légèrement inférieures en point de compression (+19dBm) et en point d'interception du 3^e ordre qui se trouve à +30dBm 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 144MHz. Le condensateur C1 avec la self à air L1 résonnent sur le milieu de la bande 2m. 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 apériodique, de sorte qu'il est possible de se passer de réglage contrairement à une structure LC parallèle. Au cours des simulations (**figure 1 et 2**) 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.

Le circuit de sortie de la première cellule de ce préamplificateur a été inspiré des travaux de OZ2OE puis retravaillée en simulation pour optimiser la stabilité et le rendre plus reproductible par rapport au montage de YU1AW. La résistance R7 empêche toute oscillation hyperfréquence. Le réseau L4, C8 et R6 détermine le gain à 16dB environ et adapte l'impédance de sortie à 50 Ohms pour attaquer le filtre dans de bonnes conditions. Des inductances parasites ($2 \times 4nH$) dans les deux connections de source ont été volontairement ajoutées pour contribuer à la stabilité lors d'analyses de désadaptation en sortie (load pull).

En réception DVB-C il nous faut d'avantage de gain pour écraser le mauvais de facteur de bruit des récepteurs prévus à l'origine pour fonctionner avec des niveaux élevés. En contre partie du gain, nous devons filtrer le signal dès le premier étage pour palier à la bande passante trop large du récepteur par rapport à la bande passante utile réduite à 2MHz par le signal modulé.

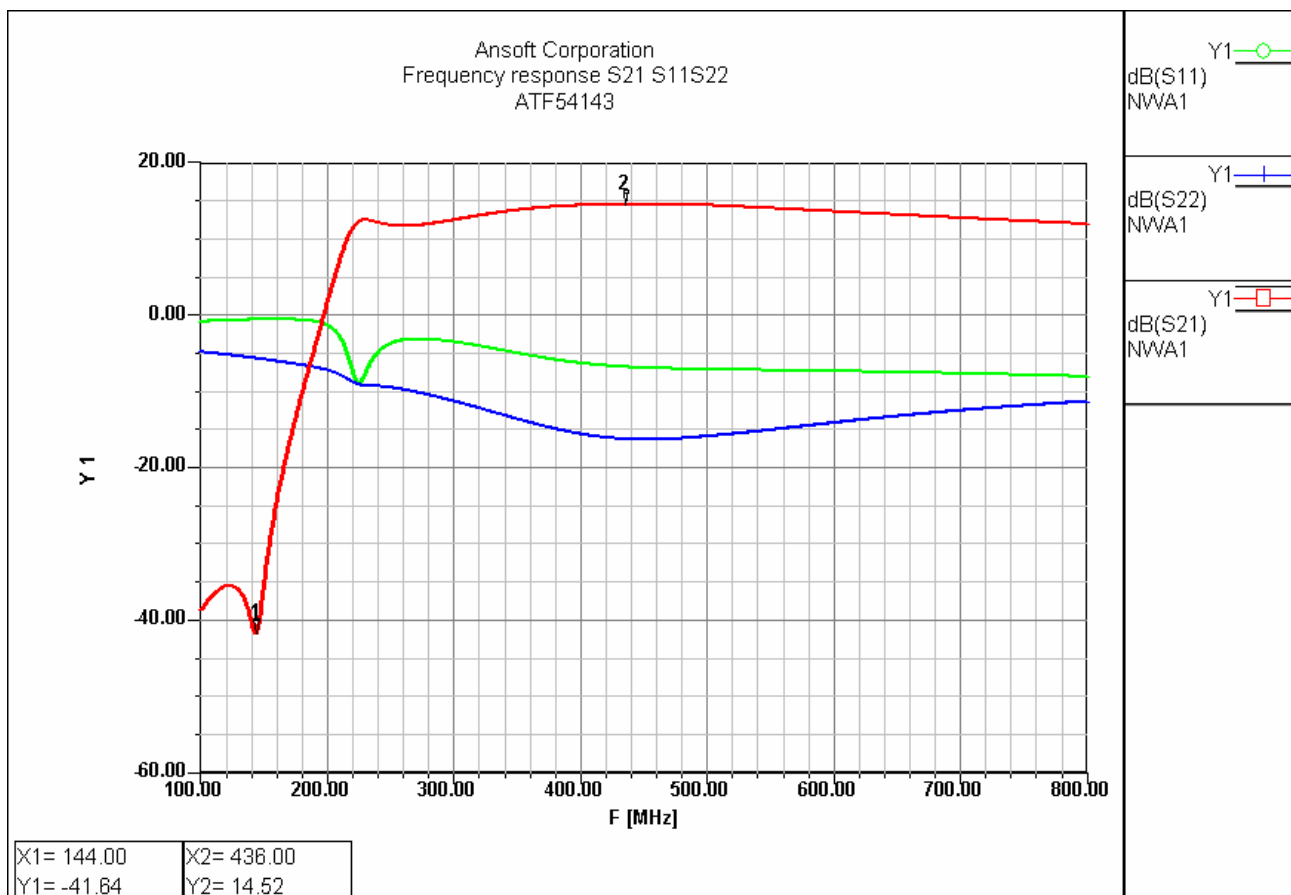


Figure 2 : Simulation du gain et des adaptations de l'étage d'entrée avec l'ATF54143.

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 soldera 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 70cm 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 4**).

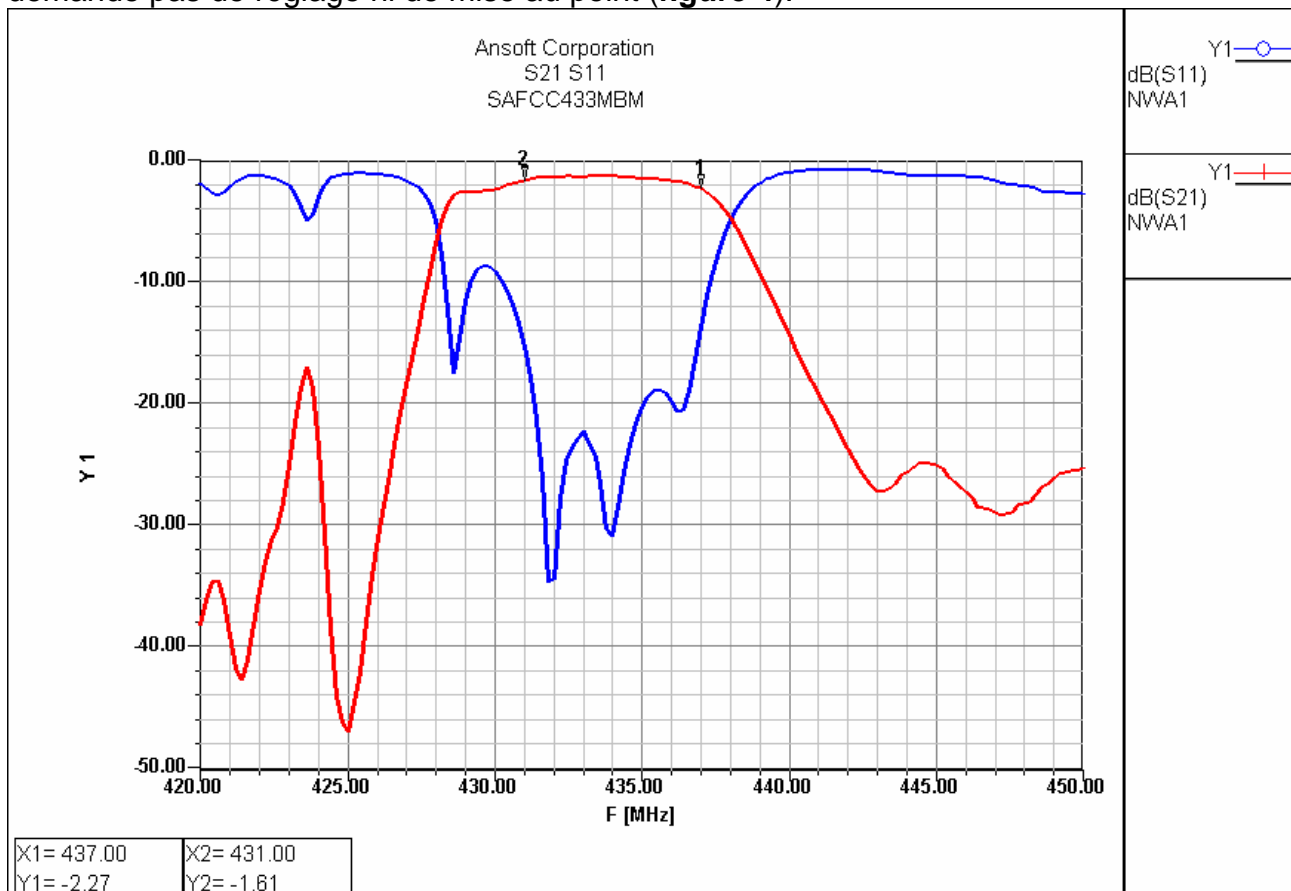


Figure 4 : Simulation du filtre de bande par les paramètres S du fournisseur.

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 433.92MHz 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 5**), 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 résonnance, les éléments L_m et C_m résonnent sur 433.92MHz de sorte que nous retrouvons R_m en parallèle à la capacité du boitier C_p .

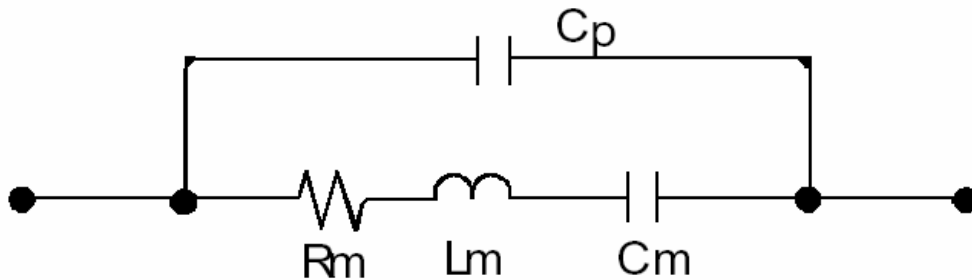


Figure 5 : schéma équivalent d'un résonateur à onde de surface

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.

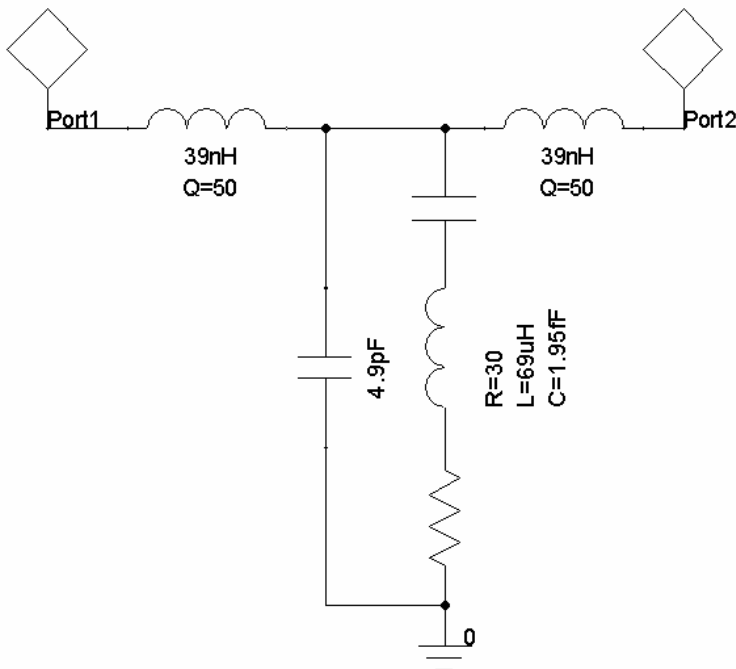


Figure 6 : Schéma de principe du réjecteur pour étude en simulation.

Si nous utilisons ce résonateur en mode shunt et que compensons sa capacité C_o par deux inductances de part et d'autre dans la structure d'un filtre passe bas en T (**figure 6 et 7**), nous obtenons un filtre passe bas qui fait réjecteur en même temps.

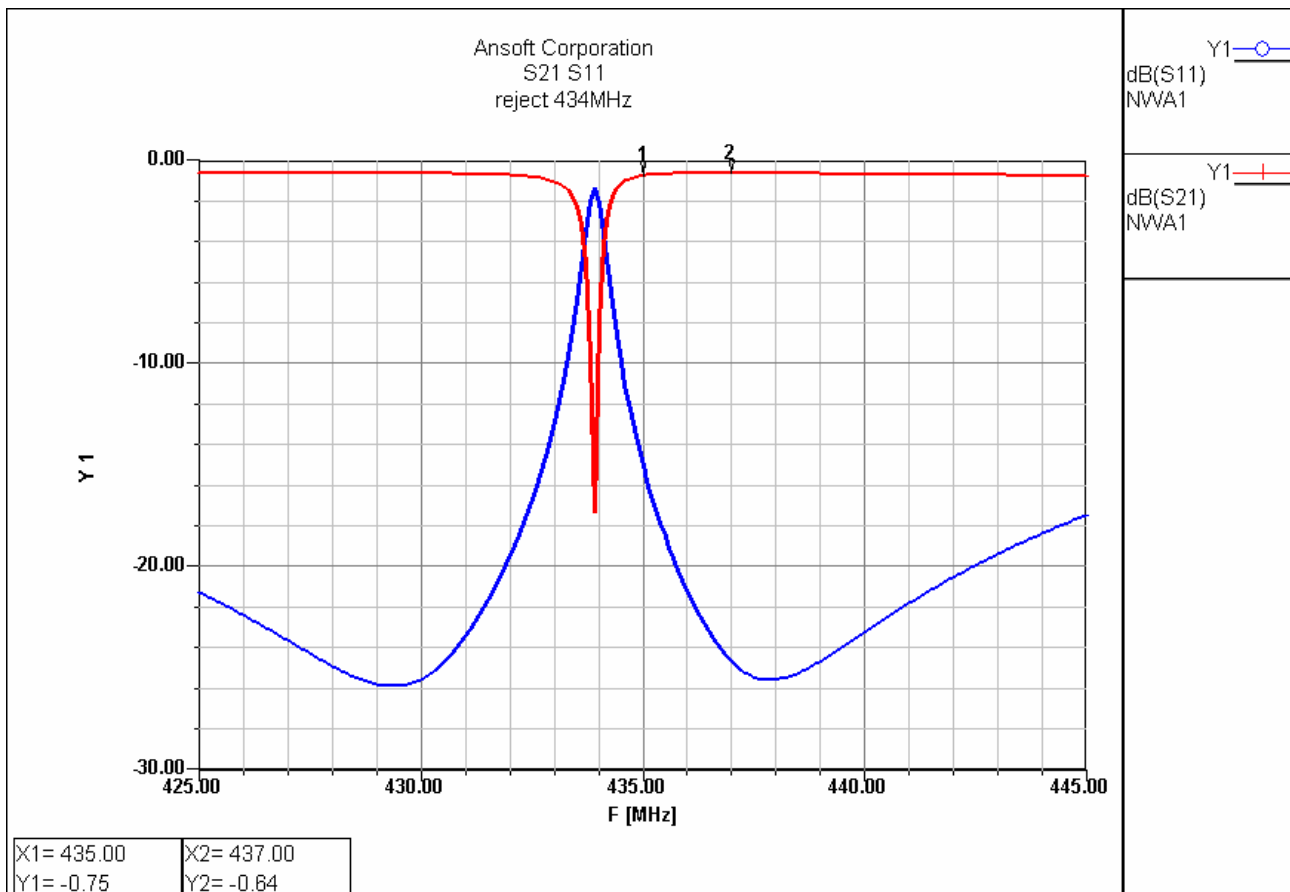


Figure 7 : Simulation du filtre réjecteur centré sur 433.92 MHz.

Le réjecteur est d'autant plus efficace que les selfs sont élevées et que la capacité de boîtier est faible. Un petit condensateur ajustable de très faible capacité (1 à 3pF), 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 réjecteur à résonateur RFM RO3101A nous atteignons 35 dB de réjection pour moins de 1 dB de pertes de 435 à 436 MHz.

A titre expérimental nous avons essayé avec un RFM RO3101A et 2x 47nH 0805 et un CV de 2 pF(**figure 8**). Le réglage du CV permet de minimiser les pertes au-delà du creux. Il n'est pas possible de déplacer la fréquence du creux à moins de changer de résonateur.

Perte : 0.7dB de 435 à 437 MHz

Réjection : -24dB à 433.92MHz

Adaptation S11 < -12dB

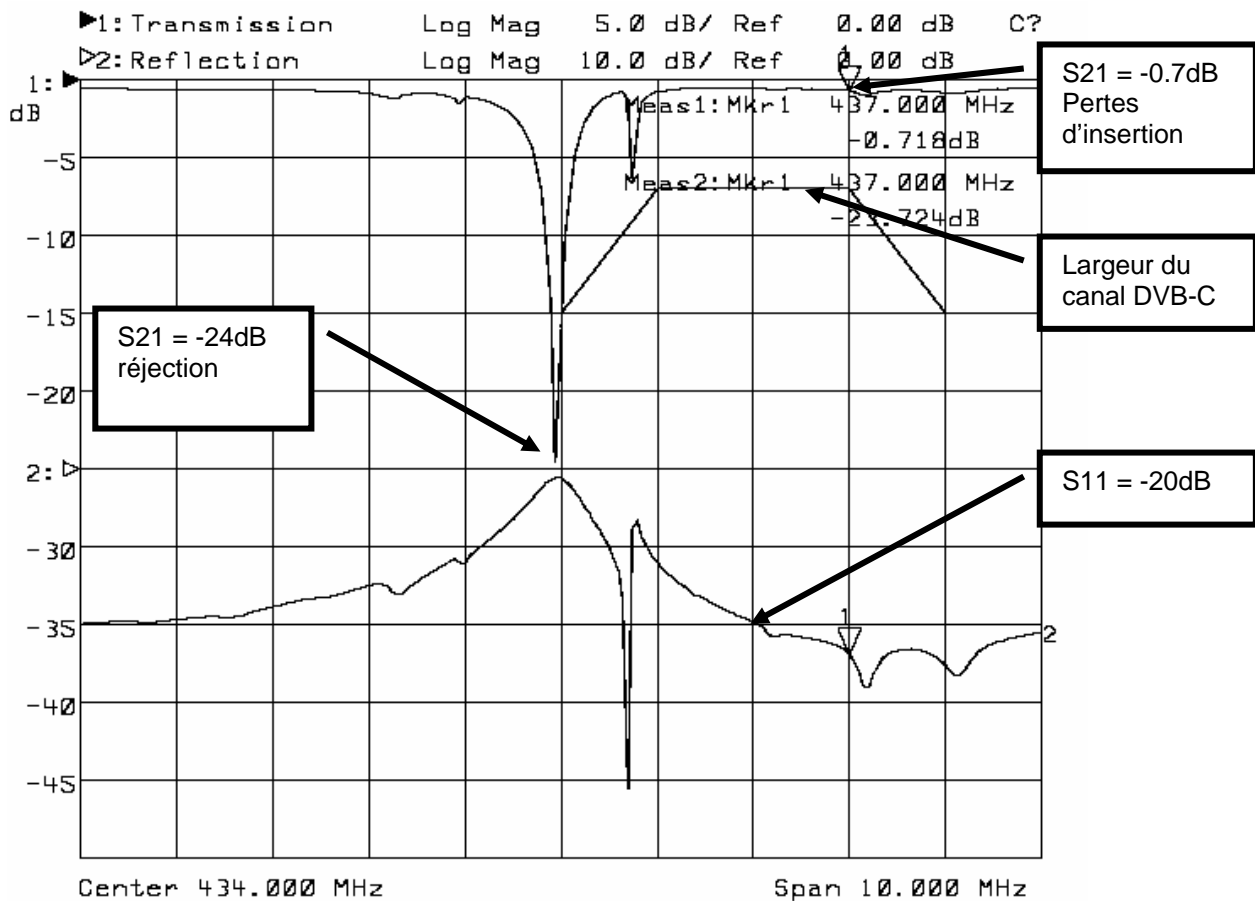


Figure 8 : Application pratique d'un résonateur onde surface en filtre réjecteur à 433.92 MHz.

Etant donné que le réglage s'obtient avec très peu de capacité ajustable, nous avons préféré mettre deux résonateurs avec 2x 39nH d'inductance d'adaptation pour chacun.

L'amplificateur de niveau avec le BGA 616 :

Afin de palier à la sensibilité médiocre des récepteurs DVB-C, il est nécessaire d'ajouter 20dB 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. Le BGA 616 fut utilisé dans un précédent préamplificateur 1.2GHz, il est également bon marché (vendu chez radiospares.fr ; ref 462-2878 à moins de 12€ les 10). De technologie SiGe, il n'a que 3 dB de facteur de bruit et un point de compression de +18dBm en sortie. Nous l'avons polarisé à 50mA 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 9 et 10**).

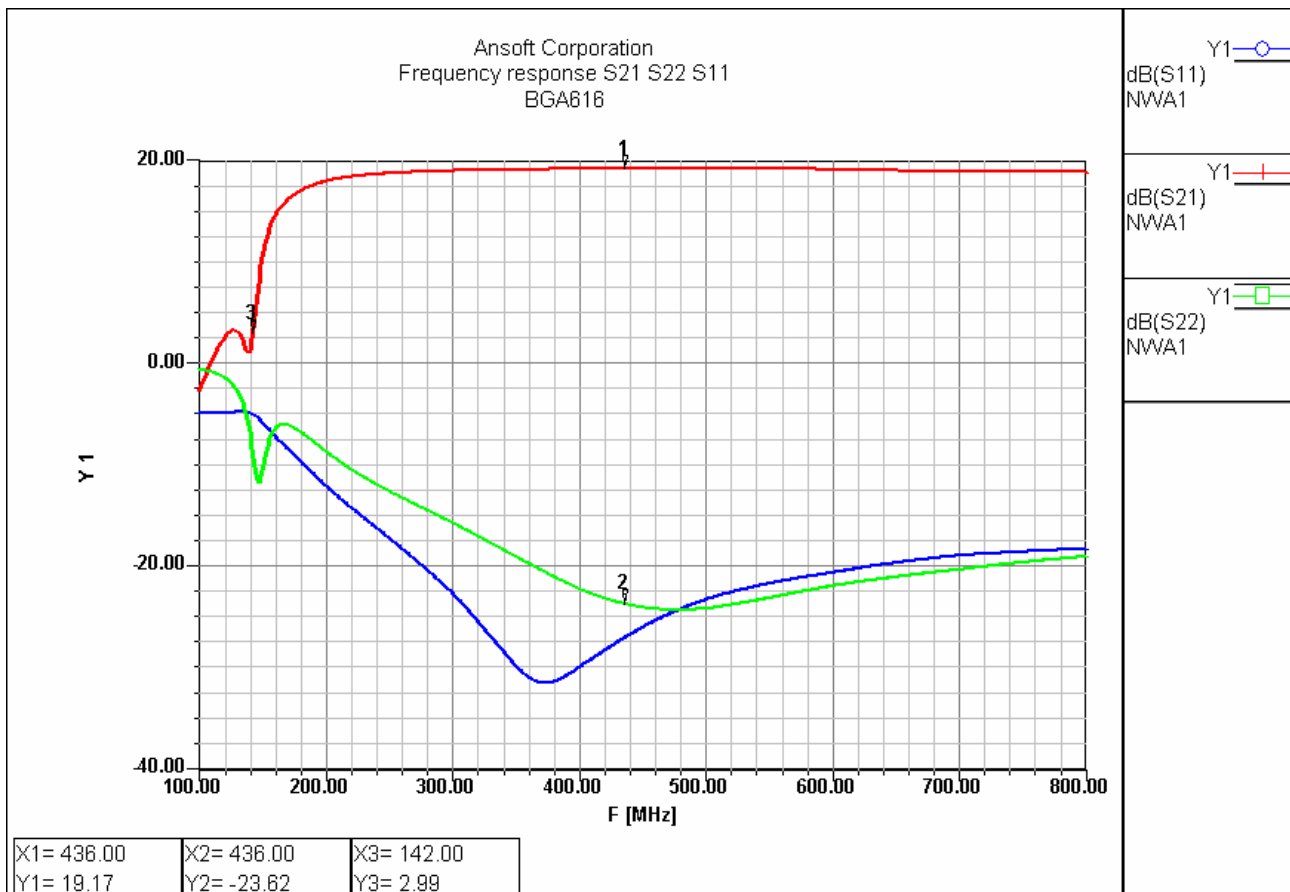


Figure 9 : Simulation amplificateur avec un seul BGA616 : +19 dB

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. Le premier étage délivre 19 dB de gain. Sur le schéma, un 2^e BGA 616 peut être implanté pour avoir 19 dB de gain supplémentaire. Par défaut, ce 2^e étage n'est pas monté, il y a un pont sur le circuit imprimé qui le shunte. On laissera la self d'alimentation 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.

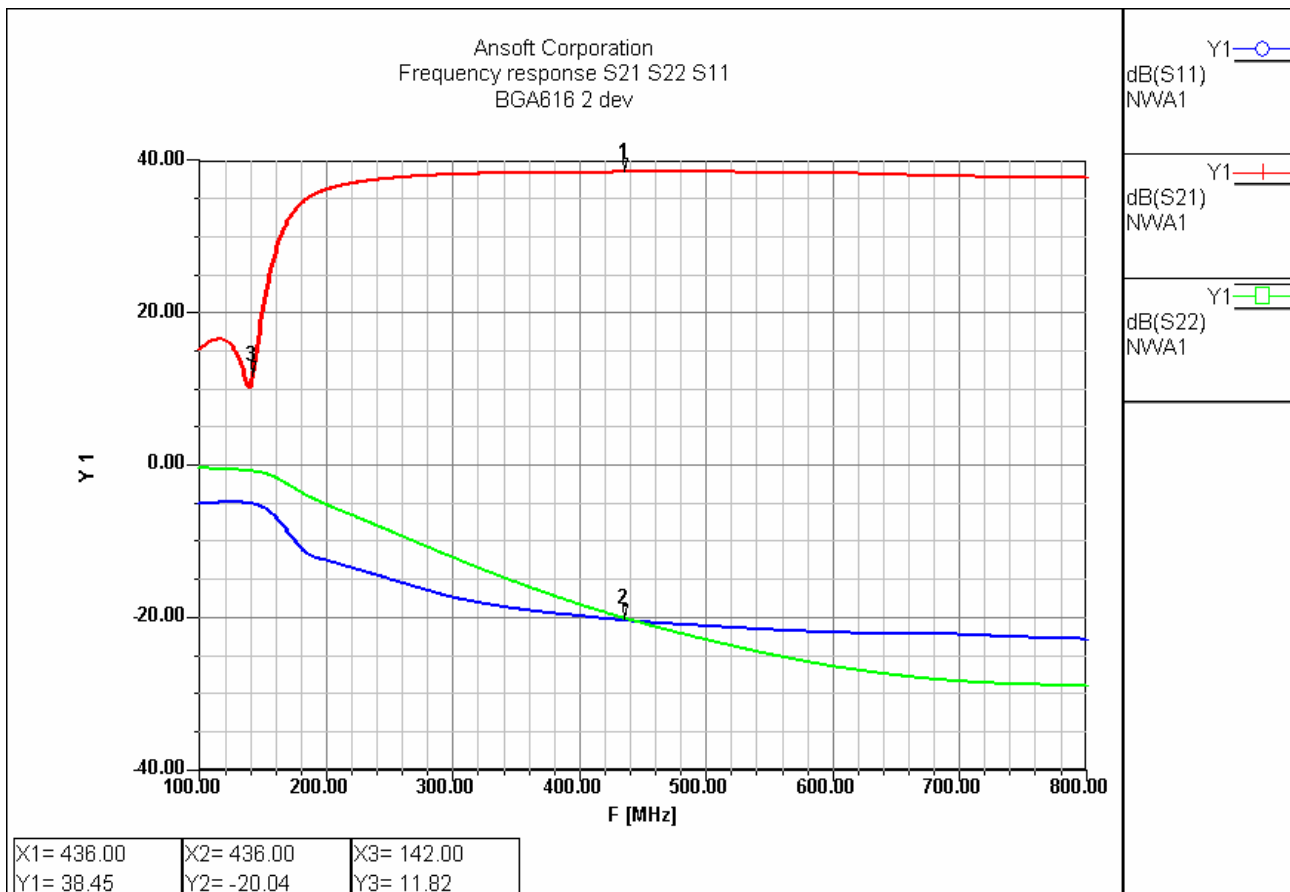


Figure 10 : Simulation amplificateur avec deux BGA616 : +38 dB

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 45mA R3 = 2k2 et R6 = 10R

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

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

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

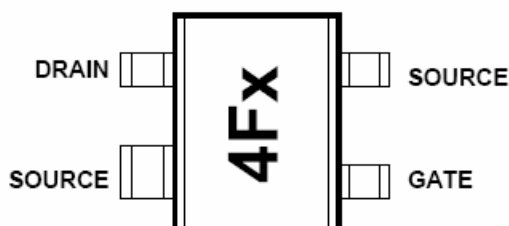


Figure 11 : brochage de l'ATF54143 ou ATF58143.

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

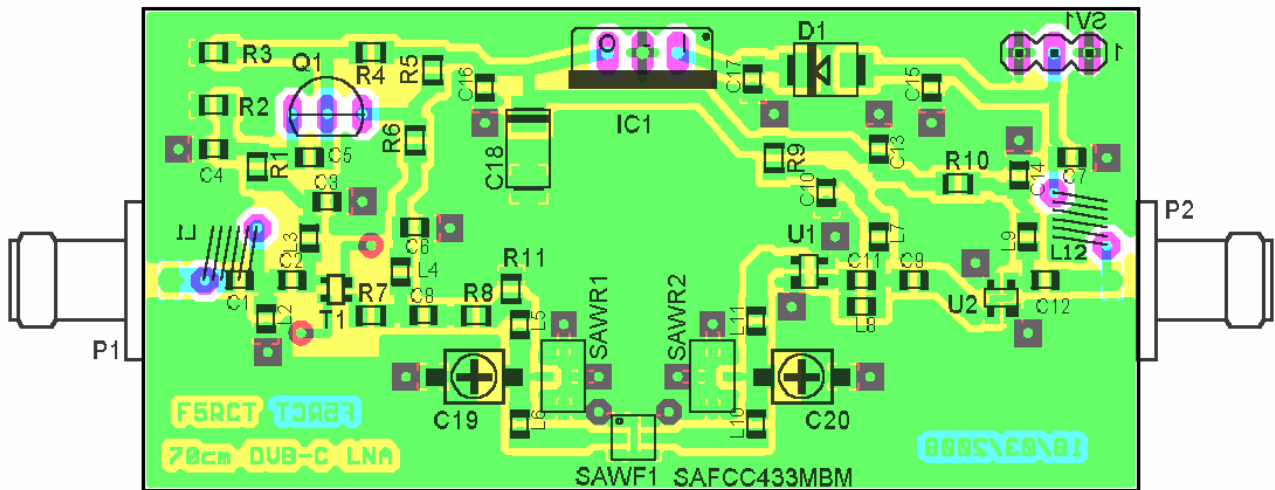


Figure 12 : Implantation des composants.

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 3V à +/-0.15V. 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 145MHz.

En l'absence des réjecteurs 433,92 MHz, ne pas monter L5, L6, L10, L11, C19, C20, SAWR1 et SAWR2. Souder des capacités de 100 à 220pF 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).

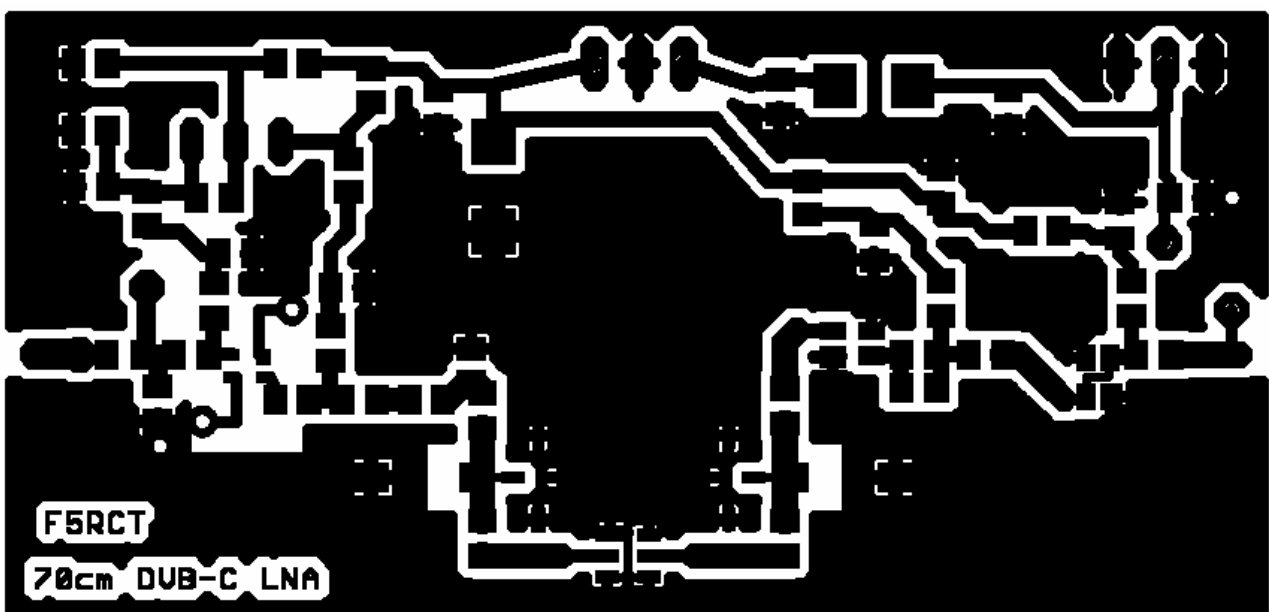


Figure 13 : Circuit imprimé côté composants.

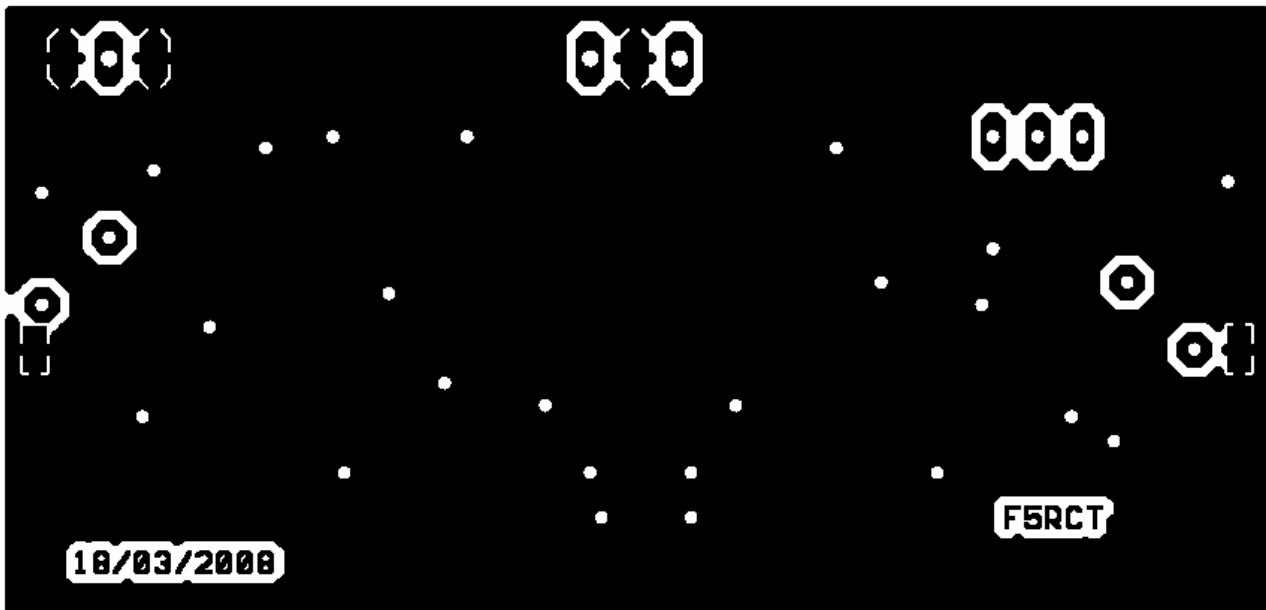


Figure 14 : Circuit imprimé coté plan de masse.

Liste de composants :

Part	Quantité	Value
C1,C9	2	12pF CMS 0805
C2	1	6,8pF CMS 0805
C3,C6,C7,C10, C13,C14,C15	7	150pF(*)CMS 0805
C4,C5,C16,C17	4	10nF CMS 0805
C8	1	10pF CMS 0805
C11	1	33pF CMS 0805
C12	1	15pF CMS 0805
C18	1	47µF/10V Tantale
D1	1	S1G DIODE
IC1	1	7805
L1	1	fil émaillé 5/10 ^e 4.5spires sur diamètre 5mm
L2	1	22nH CMS 0805
L3	1	33nH CMS 0805
L4	1	15nH CMS0805
L7, L8, L9	3	39nH CMS 0805
P1, P2	2	SMA
Q1	1	BC558B ou PNP
R1, R2 ,R4	3	1k
R3	1	2k2
R5	1	22R
R6,R7	2	10R
R8	1	33R
R9	1	18R
R11	1	220R
SAWF1	1	SAFCC433MBM Murata
T1	1	ATF54143 Marquage FX

		SOT343-R
U1	1	BGA616

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

Option réjecteur 433,92 MHz

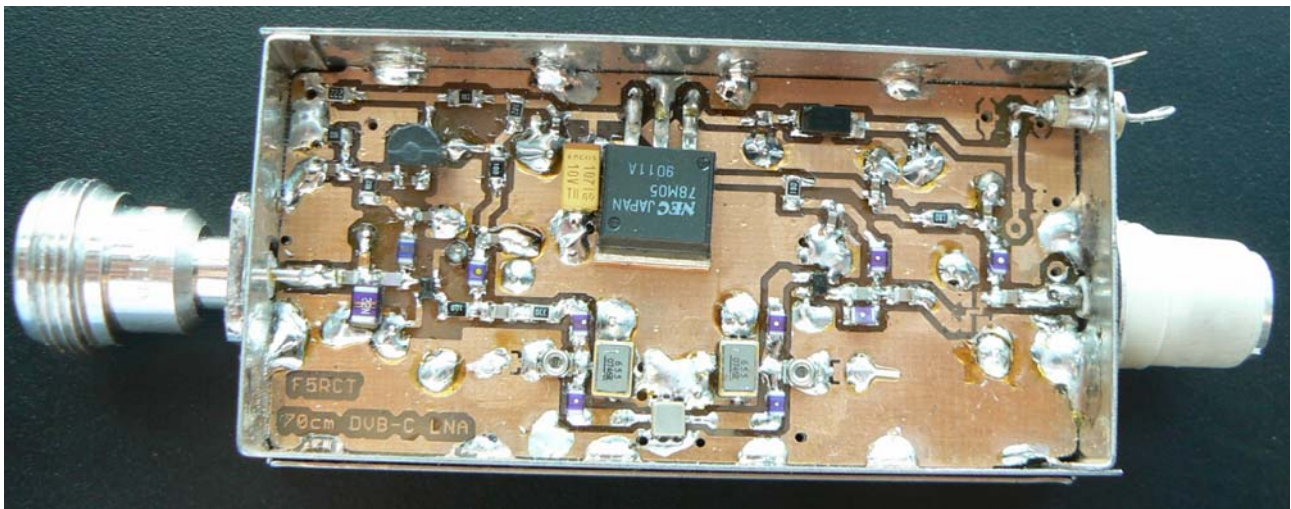
L5,L6,L10,L11	4	39nH CMS 0805
C19,C20	2	Ref 832-330 de Radiospares TZV2Z030A110R00 de Murata 4,73 € les 5 Ou 1,2 pF fixe CMS0603 ou 0805
SAWR1, SAWR2	2	RO3101A RFM

Option + 18dB de gain

R10	1	18R
U2	1	BGA616

Option télé-alimentation

L1	1	fil émaillé 5/10 ^e 4.5 spires sur diamètre 5mm
----	---	--



Mesures sur le prototype :

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

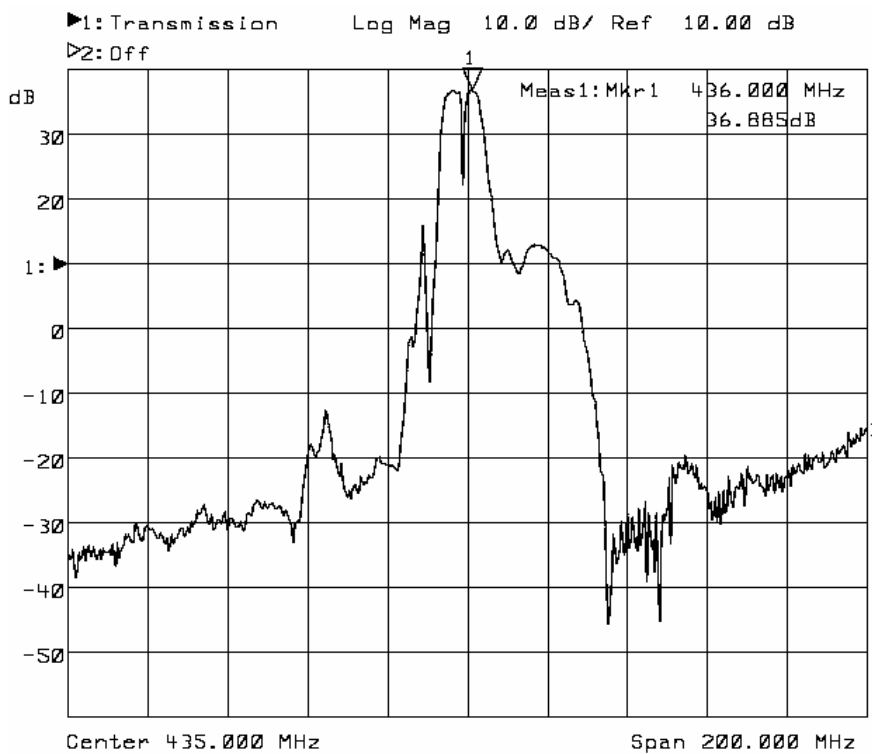


Figure 15 : Mesure du préamplificateur réponse en fréquence sur 200 MHz

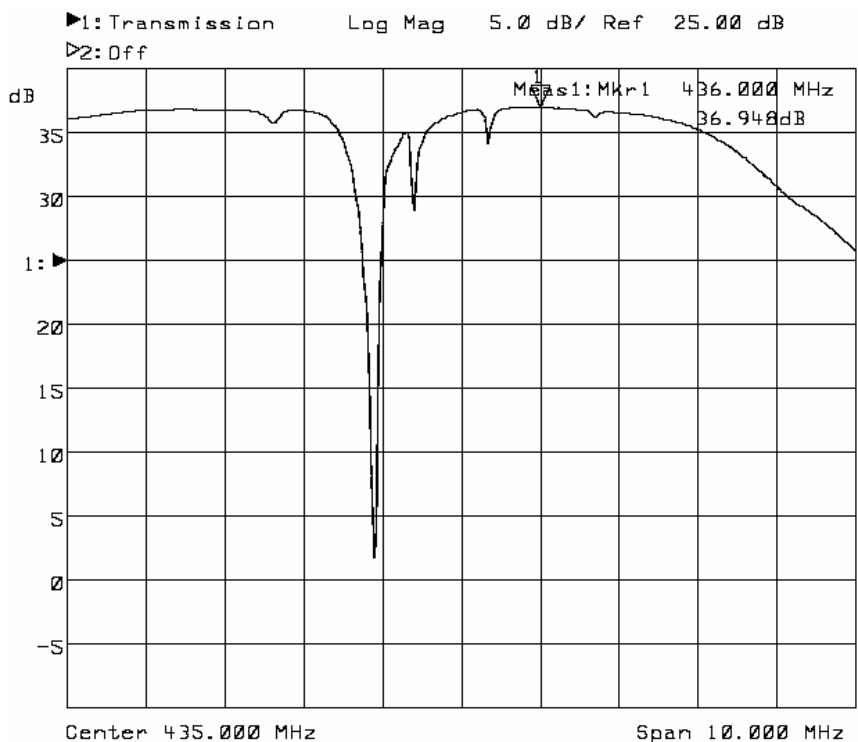


Figure 16 : Mesure du préamplificateur bande passante de 430 à 440 MHz avec réjecteurs 433.92 MHz.

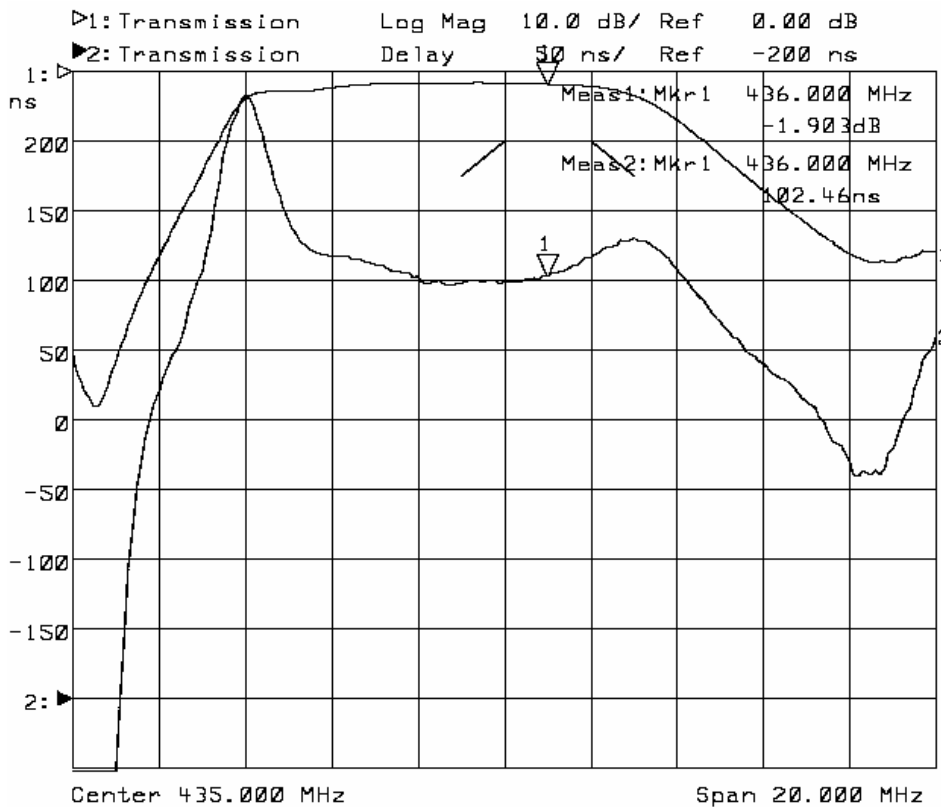


Figure17 : Mesure du préamplificateur bande passante de 425 à 445 MHz sans réjecteur.

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.

Tension d'alimentation 8 V à 16 V
 Courant d'alimentation 100 mA environ
 Gain 37 dB à 436 MHz
 Compression à 1 dB du gain en entrée -20 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
 Facteur de bruit 0.65 dB (mesuré à Seigy en 2008)

Mesures de facteur de bruit de la part de 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 !

N'ayant pas d'équipement pour la mesure du facteur de bruit, j'avais effectué les tests par une mesure comparative entre ce préamplificateur et le MMIC MAR6 monté en boîtier. Le MAR6 est donné pour NF = 3 dB. Je compare ainsi avec un générateur RF le niveau à l'ouverture du squelch d'un récepteur FM avec le préamplificateur interposé. Ce procédé quantifie le rapport S/B transposé en FM. La précision est de +/- 0.5 dB.

Entre le MAR6 et le préampli j'ai une différence de 3 dB, ce qui veut dire que le facteur de bruit est de l'ordre de 1 dB +/- 0.5 dB, confirmé par les mesures de facteur de bruit.

Nous remercions les sociétés RFM et Murata pour leurs généreux dons d'échantillons. La société ANSOFT pour le logiciel de simulation « DESIGNER 3.5 ». F1CLQ pour ses bons conseils et les mesures de facteur de bruit, ainsi que les radioamateurs de la section ANTA de Strasbourg pour leurs motivations à créer un relais DVB-C.

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 quantité limitée auprès de l'ANTA 67 (contacter l'auteur) f5rct.jm@gmail.com

Site de RFM : <http://www.rfm.com/index.shtml>

Site d'Equipements Scientifiques : <http://www.es-france.com/> rubrique composants et modules, puis composants RF

Site de Murata <http://www.murata.com/> rubrique filter/components for communication equipments, puis RKE/TPMS

Site de Franco Rota <http://www.rfmicrowave.it/> pour commander votre ATF54143 et de bons composants RF