

Construction OM d'un filtre éliminateur de bande de radiodiffusion FM 88 MHz – 108 MHz pour un répéteur radioamateur VHF 2 m

Introduction

Pour l'implantation d'un répéteur VHF, des équipes d'OM ont eu la chance de trouver dans une région rurale un point culminant situé bien à l'écart de tout autre service de télécommunication. Pour les OM qui se sont attelés à installer un répéteur en pleine région urbaine, et spécialement dans les grandes agglomérations ou aux abords immédiats de celles-ci, les seuls points culminants disponibles sont des hauts buildings dont la toiture est déjà occupée par une forêt d'antenne. Plus on avance dans le temps, et plus les services de télécommunication se multiplient et les pylônes installés sur les toits des immeubles bourgeonnent avec de nouvelles antennes presque chaque année à la bonne saison quand il y a du soleil et qu'il fait sec (hi).

En ce qui concerne les répéteurs VHF 2 m, il n'est pas rare que les antennes des répéteurs doivent cohabiter sur le même pylône avec celles de puissantes stations de radiodiffusions privées sur la bande FM de 88 MHz à 108 MHz. Dans la grande banlieue d'une région urbaine, le site d'installation d'un répéteur VHF peut aussi se retrouver à une relative proximité de stations de radiodiffusion FM publiques qui émettent avec des puissances de plusieurs dizaines de kilowatts. Non seulement cette bande de radiodiffusion est relativement proche de notre bande VHF 2 m mais les émetteurs des stations de radiodiffusion FM privées (dont les antennes sont installées sur le même pylône que celle du répéteur VHF) ont aussi une puissance colossale comparée à celle des autres services de télécommunication. Une station de radiodiffusion FM privée exploite en général un émetteur d'une puissance HF de plusieurs centaines de Watts et dans certain cas, selon l'autorisation, la puissance peut approcher le kilo Watt ! Les autres services de télécommunication sont en général moins gourmands et se contentent d'une fraction de Watt, de quelques Watts ou tout au plus une dizaine de Watts dans les autres gammes d'ondes.

Tout commence par des mesures radiofréquences sur le terrain

Après avoir installé l'antenne et le *Feeder* du répéteur VHF sur un pylône dont la situation est stratégique, il y a lieu d'observer et de mesurer les signaux qui sont déjà captés par l'antenne du répéteur bien avant que le rack électronique de celui-ci ne soit installé. L'instrument de mesure qui est le plus approprié pour ce type de mesures est un analyseur de spectre. Il y a lieu de prévoir un jeu d'atténuateurs fixes de 3 dB, 6 dB, 10 dB et 20 dB dans le cas où vous vous retrouveriez dans une situation où vous risqueriez de relever des signaux dont les niveaux viendraient à excéder les capacités maximales de mesure de votre analyseur de spectre. Il est aussi judicieux de prévoir un dispositif de protection « *Power Limiter* » raccordé directement à l'entrée HF de l'analyseur de spectre. Ce dispositif est recommandé si vous utilisez un appareil de mesure dont l'entrée HF est très sensible (gamme d'amplitude HF).

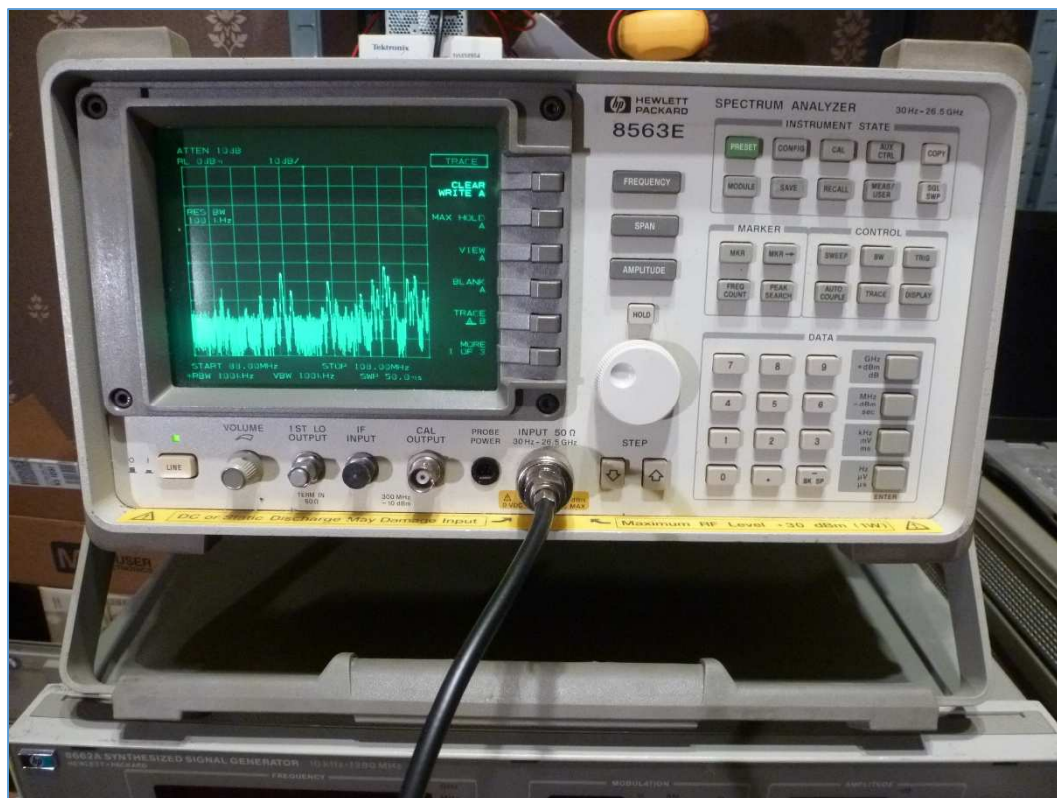


Fig. 1 : Analyseur de spectre HP 8563E (bande de mesure de 30 Hz à 26,5 GHz) pouvant servir à relever les signaux captés par une antenne d'un répéteur radioamateur. Cet appareil de mesure permet aussi de relever la force des signaux captés en niveau absolu et exprimée en dBm. Sur l'écran de l'appareil, on peut observer ici un exemple du spectre de la bande de radiodiffusion FM. Photo : ON4IJ.



Fig. 2 : Atténuateur HP 8491A de 10 dB pouvant être placé, en cas de nécessité, à l'entrée HF d'un analyseur de spectre. Photo : ON4IJ.



Fig. 3 : Dispositif de protection « Power Limiter » pouvant judicieusement être raccordé directement à l'entrée HF d'un analyseur de spectre. Photo : ON4IJ.

Que peut donc capter l'antenne d'un répéteur VHF ?

Réponse :

Les signaux radiofréquences des stations de radioamateurs qui sont en QSO sur cette bande VHF 2 m (oui, faut-il le dire).

Mais vous serez surpris de capter bien d'autres signaux qui se situent en dehors de la bande VHF de votre répéteur !

Vous pourrez entre autres visualiser la réception de toute la bande de radiodiffusion FM, la bande VHF des interphonies des radios industrielles, quelques transmissions de données numériques en bandes VHF, des transmissions de données ou de radio-télécommandes industrielles sur la bande UHF, les transmissions des canaux GSM, les transmissions des canaux WiFi etc. et enfin tous les signaux exploités par les autres services des télécommunications dont les antennes sont proches de celle de votre répéteur VHF.

Conseil : vous pouvez activer la fonction « TRACE MAX HOLD » de votre analyseur de spectre pour relever des signaux qui ne sont pas permanents et qui apparaissent donc fugitivement, comme par exemple dans le cas des interphonies radio.

Dans ces relevés de mesure, ce qui nous intéresse n'est pas nécessairement de connaître la présence d'un tel signal sur telle fréquence, mais bien de mesurer le niveau absolu des signaux les plus puissants qui peuvent parfois être situés en dehors de la bande VHF 2m. C'est cette donnée de niveau absolu (amplitude) des signaux les plus puissants qui est la plus précieuse afin de déterminer si ces signaux peuvent éventuellement désensibiliser la partie réceptrice du répéteur (par le phénomène de blocage du récepteur). Dans ce cas, les fréquences et les amplitudes des signaux potentiellement perturbateurs pour la partie réceptrice du répéteur devront être relevées et notées.

Une antenne accordée sur une bande VHF 2 m ou bi-bandes VHF/UHF radioamateur peut-elle capter des signaux puissants qui se situent hors bande radioamateur ?

La réponse est OUI ! La sélectivité d'une antenne peut se révéler relativement bonne, mais l'atténuation de cette antenne hors bande n'est pas infinie. C'est ainsi qu'une antenne VHF 2 m peut capter le signal d'une station de radiodiffusion FM puissante avec un niveau absolu de signal de l'ordre de +10 dBm. Oui, vous avez bien lu : +10 dBm, cela correspond à une puissance de 10 mW. La preuve se trouve sur la figure ci-dessous où nous avons relevé le spectre des signaux reçus par l'antenne Diamond X50N du relais VHF ON0LG de Seraing situé en JO20SN. L'antenne a été raccordée à l'entrée d'un analyseur de spectre et nous avons même dû intercaler un atténuateur externe de 10 dB à l'entrée de l'analyseur pour éviter de saturer celui-ci.

Que dire d'un récepteur VHF 2 m qui reçoit à son entrée HF un signal de + 10 dBm à 100 MHz ??? Celui-ci, malgré ses circuits accordés sur une large bande toutefois exclusivement sur la bande 2 m radioamateur, risque très fortement de subir un phénomène de désensibilisation (blocage du récepteur).

Tout est une question d'immunité ou de rapport de protection, c'est-à-dire une question de réjection du canal adjacent et de réjection hors bande de la partie réceptrice d'un équipement répéteur

Pour les lecteurs assidus à notre site Internet ON5VL.org, c'est le moment d'aller relire et de comprendre le contenu de notre article intitulé : « Proposition d'un protocole de mesure sur la réjection du canal adjacent de la partie réceptrice d'un répéteur VHF en FM analogique ».

Dans le cas pratique du répéteur VHF ON0LG (QTH Locator : JO20SN), les signaux les plus puissants captés par l'antenne du répéteur sont ceux qui sont présents dans la bande de radiodiffusion FM. C'est vraisemblablement aussi le cas de plusieurs autres répéteurs qui sont situés en zone urbaine ou en banlieue de grandes agglomérations.

Faut-il croire que l'antenne d'un répéteur puisse capter des signaux hors bande d'un niveau absolu aussi important que +10 dBm ?

Réponse :

OUI, et en voici la preuve ci-dessous.

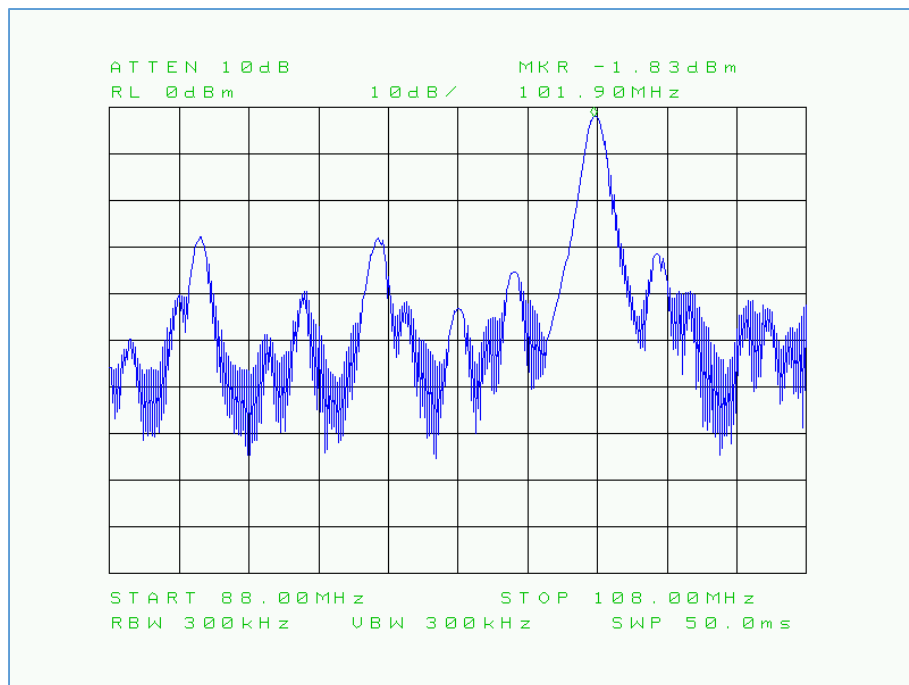


Fig. 4 : Spectre des signaux captés dans la bande de radiodiffusion FM (de 88 MHz à 108 MHz) par une antenne bi-bande VHF/UHF Diamond X50N du relais VHF ON0LG situé à Seraing en JO20SN. Un atténuateur externe de 10 dB a dû être intercalé à l'entrée de l'analyseur de spectre HP 8563E pour éviter de saturer celui-ci. On peut observer sur le spectre le signal d'une station de radiodiffusion particulièrement puissante et dont le niveau du signal capté est de -1,83 dBm + 10 dB = 8,17 dbm (presque 10 dBm, c'est-à-dire presque 10 mW !). Cliché : ON4IJ.

Face à une telle situation, que faire, que comprendre, comment réagir ?

Les réflexions suivantes ont pu traverser notre esprit :

1. Une antenne accordée sur la bande VHF 2 m ne peut pas capter un tel niveau de signal de +10 dBm hors bande là-où le répéteur est installé ; [en êtes-vous certain et l'avez-vous mesuré sur site ?] ;
2. La partie réceptrice du *rack* répéteur VHF 2m ne peut pas être influencée par un signal hors bande sur 100 MHz car, même si l'étage *Front End HF* est à large bande, celui-ci est accordé sur la bande VHF 2 m exclusivement et non pas en dehors de cette bande ; [en êtes-vous certain et avez-vous mesuré le rapport de réjection de la partie réceptrice pour un signal perturbateur à cette fréquence hors bande ? Cette donnée n'est jamais publiée par le constructeur dans les caractéristiques de l'appareil qu'il met sur le marché !] ;
3. Un duplexeur BpBr (Band-pass Band-reject) ne laisse passer que la fréquence d'accord sur laquelle sont réglées ses cavités, le facteur de surtension (Q) est très élevé dans des cavités, ce qui en fait un circuit très sélectif ; comment un duplexeur pourrait-il laisser passer un signal hors bande ? [Avez-vous mesuré le comportement hors bande de votre duplexeur, en particulier du type BpBr, par exemple au moyen d'un analyseur de réseau scalaire ou vectoriel ?].

Voilà autant de questions à se poser et autant d'aspects de la radiofréquence qu'il y a lieu d'examiner dans le contexte dans lequel vous vous trouvez et avec quels équipements constituant le *rack* répéteur vous avez sélectionné.

En ce qui concerne la réflexion n° 1 (signal hors bande d'un niveau aussi important que +10 dBm), le cliché de mesure illustré à la figure ci-dessus peut vous apporter des éléments de réponses incontestables.

En ce qui concerne la réflexion n°2 au sujet de la réjection d'un signal hors bande, l'article publié sur ON5VL.org sur la proposition d'un protocole de mesure à cet effet peut vous donner des éléments de réponse. Deux exemples de simulation de situation de répéteurs sont présentés dans cet article technique. Dans le 2^{ème} exemple, un signal perturbateur à 100 MHz vient désensibiliser la partie réceptrice du répéteur. En outre, deux exemples de mesures réelles sont décrits dans cet article : le 1^{er} sur un *transceiver* TM-V7, le 2^{ème} sur un répéteur Yaesu DR-1X. Toutes ces mesures réelles peuvent vous donner une approche objective et scientifique de la question.

En ce qui concerne la réflexion n°3 au sujet d'un duplexeur pour un répéteur VHF, le comportement hors bande de celui-ci n'est pas toujours celui que l'on peut croire. Preuve à l'appui par de nombreuses mesures effectuées en laboratoire et qui sont largement décrites ci-dessous.

Un duplexeur VHF BpBr Wacom WP-641 à quatre cavités a été mis sous test et les mesures ont été effectuées au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C avec un *S-Parameter Test Set* HP 85047A. L'analyseur vectoriel est calibré (*Full Two Port*) avec un kit de calibrage type N HP 85032B.

Un duplexeur BpBr, quel est son comportement hors bande ?

Un duplexeur BpBr est conçu pour fonctionner dans une bande de gamme d'onde pour laquelle il a été prévu et conçu. Les constructeurs publient toujours les courbes de réponse dans la gamme d'onde de fonctionnement d'un duplexeur mais ils ne révèlent jamais le comportement de celui-ci pour des fréquences hors bandes. Vous comprenez déjà où nous voulons en venir, c'est-à-dire à se demander quelle est l'atténuation qu'un duplexeur BpBr peut offrir pour des signaux hors bande. Vous allez être surpris, car cette atténuation peut se révéler être très faible (voir figures suivantes). Les deux premières mesures sont effectuées entre 100 MHz et 150 MHz, les deux suivantes entre 100 MHz et 500 MHz, enfin les deux dernières entre 88 MHz et 108 MHz, c'est-à-dire sur la bande de radiodiffusion FM, là-où les signaux perturbateurs sont les plus puissants dans le cas de l'application d'un répéteur VHF en zone urbaine et devant cohabiter avec des stations de radiodiffusion FM.

Les mesures ont été effectuées sur un duplexeur BpBr Wacom WP-641 dont les fréquences d'accord correspondent à celle du relais ON0LG, à savoir 145,650 MHz pour la fréquence TX du répéteur et 145,050 MHz pour la fréquence RX de celui-ci avec un *Shift* de 600 kHz.

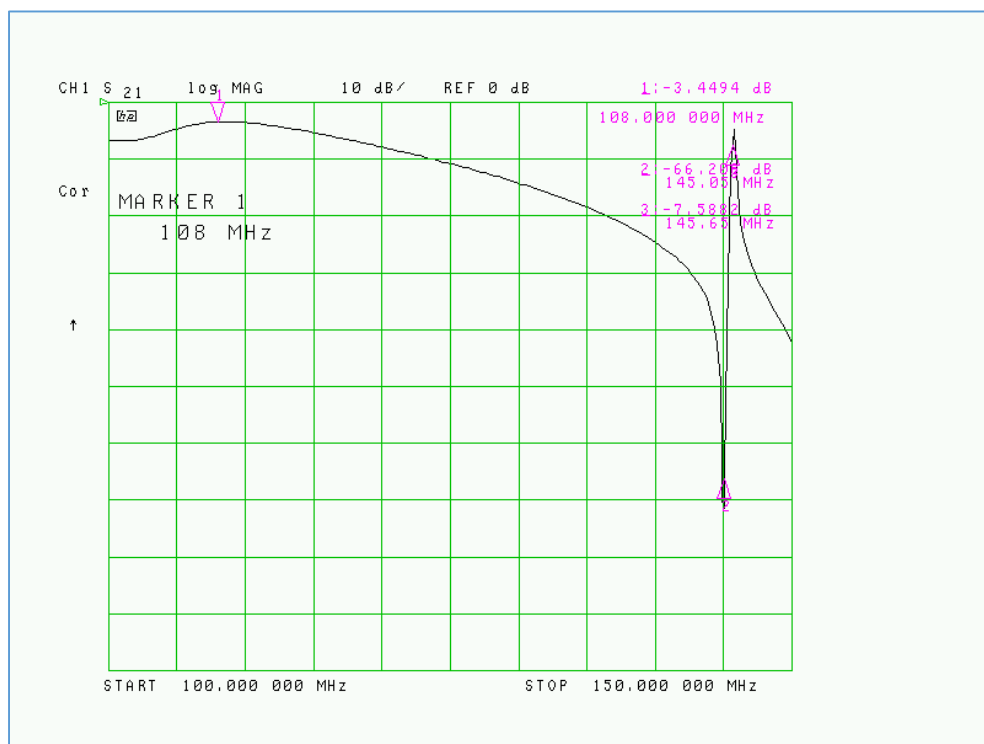


Fig. 5 : Atténuation hors bande mesurée entre 100 MHz et 150 MHz d'un duplexeur BpBr Wacom WP-641 sur la branche « High ». On reconnaît l'effet éliminateur de bande à 145,050 MHz (marqueur 2) et l'effet passe-bande à 145,650 MHz (marqueur 3). En revanche, à 108 MHz (marqueur 1), le duplexeur n'a pratiquement aucun effet d'atténuation sur la bande de radiodiffusion FM. Cliché : ON4IJ.

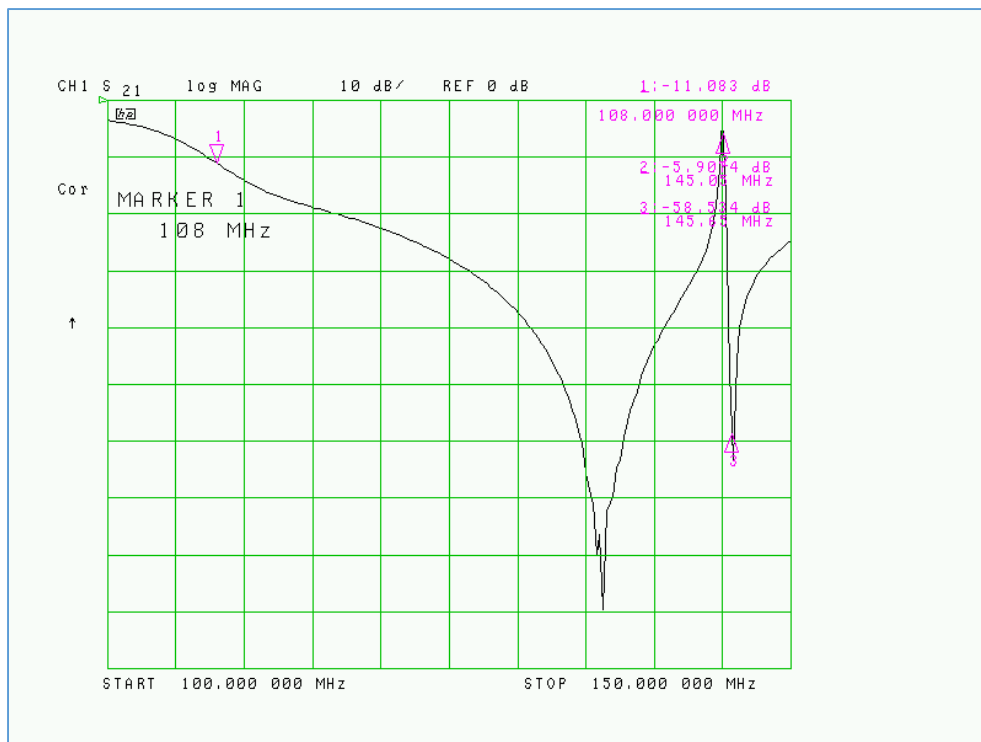


Fig. 6 : Idem que la figure ci-dessus, mais pour la branche « Low » du duplexeur Wacom WP-641. On reconnaît les effets passe-bande et éliminateur de bande aux fréquences du répéteur (marqueurs 2 et 3). On peut observer un phénomène d'anti-résonance aux environs de 136 MHz. En revanche, l'atténuation de la bande de radiodiffusion FM est pratiquement insignifiante. Cliché : ON4IJ.

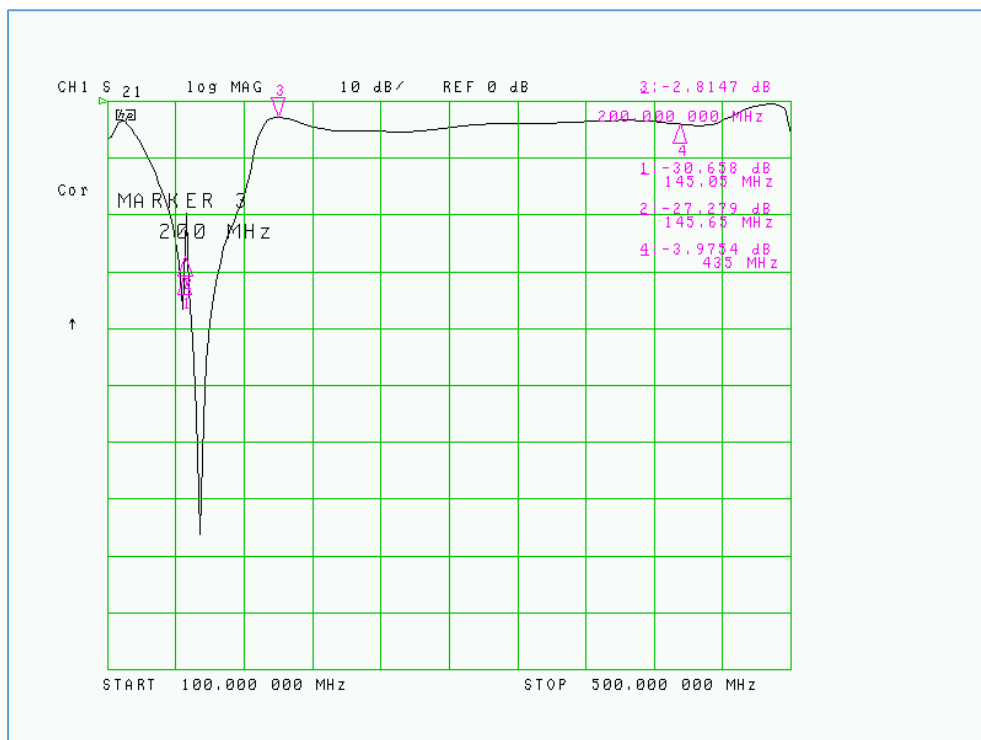


Fig. 7 : Idem que la figure 5 (branche « High ») mais pour une plage de mesure de 100 MHz à 500 MHz. On constate qu'à partir de 200 MHz, l'atténuation devient insignifiante jusqu'à 500 MHz. Il y a lieu de tenir compte de ce phénomène si l'on veut faire cohabiter un répéteur VHF avec un répéteur UHF sur le même site. Cliché : ON4IJ.

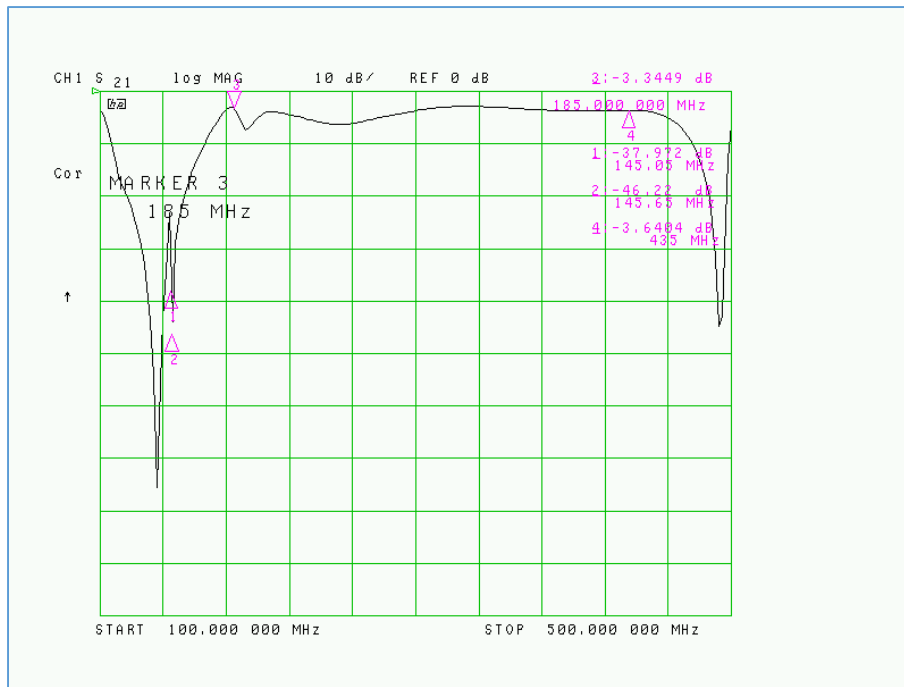


Fig. 8 : Idem que la figure 6 (branche « Low ») mais pour une plage de mesure de 100 MHz à 500 MHz. On constate qu'à partir de 180 MHz, l'atténuation devient insignifiante jusqu'à 500 MHz. Il y a juste un phénomène d'antirésonance vers 492 MHz. Cliché : ON4IJ.

Afin d'effectuer une mesure plus précise de l'atténuation du duplexeur Wacom WP-641 sous test sur la bande de radiodiffusion FM, là-où les signaux perturbateurs sont les plus puissants, nous avons paramétré l'analyseur de réseau vectoriel entre 88 MHz et 108 MHz et avec une résolution de l'échelle verticale de 3 dB par division.

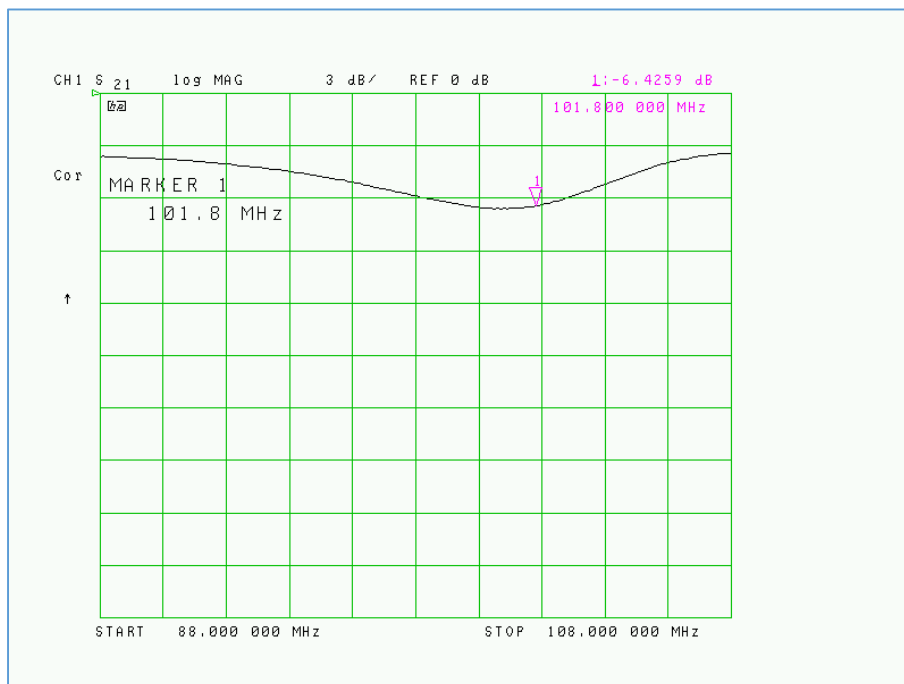


Fig. 9 : Atténuation hors bande mesurée entre 88 MHz et 108 MHz d'un duplexeur BpBr Wacom WP-641 sur la branche « High ». Un marqueur a été positionné à la fréquence du signal perturbateur le plus puissant (101,8 MHz) ; celui-ci indique une atténuation à peine de -6,42 dB. Cliché : ON4IJ.

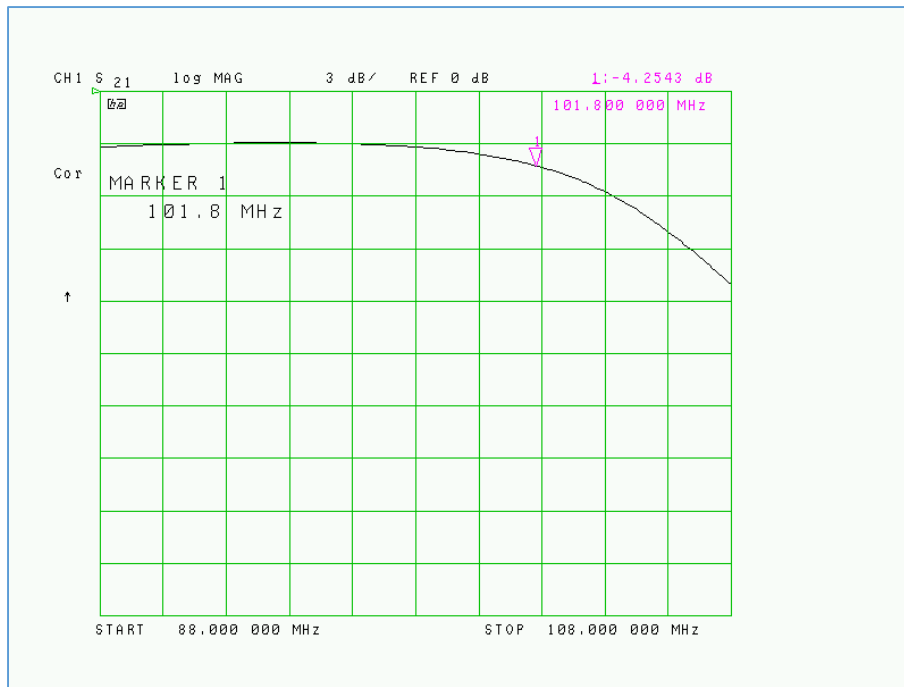


Fig. 10 : Idem figure ci-dessous, mais pour la branche « Low » du duplexeur qui est raccordée au RX du répéteur. À la fréquence du signal perturbateur le plus puissant (101,8 MHz), le marqueur 1 indique une atténuation de -4,25 dB. Cliché : ON4IJ.

Comment expliquer ce phénomène de faible atténuation hors bande ?

L'hypothèse la plus probable viendrait de la morphologie elle-même du duplexeur Wacom WP-641 qui ne comporte qu'une seule boucle de couplage par cavité et dont le raccordement de celle-ci s'effectue par une simple dérivation sur la ligne de transmission (voir figure ci-dessous).

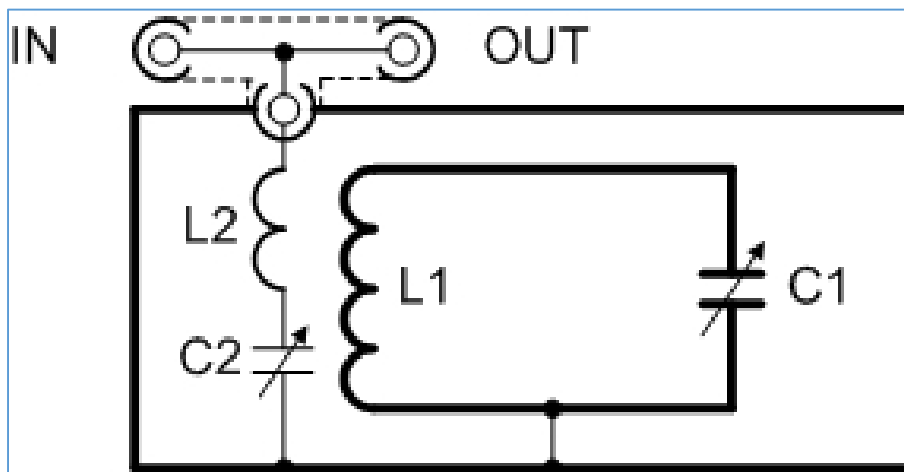


Fig. 11 : Schéma équivalent d'une cavité BpBr (*Band-pass Band-reject*) avec une seule boucle de couplage. Le résonateur quart d'onde (passe-bande) est représenté par L1 et C1 ; le circuit de couplage et éliminateur de bande est représenté par L2 et C2. Graphisme : ON4IJ.

Cette configuration permet à ce type de duplexeur d'être très performant au point de vue du rapport de protection (isolation) entre les deux fréquences du répéteur, cela grâce à l'efficacité redoutable du circuit *Notch* constitué d'un *Stub*. En revanche, l'atténuation hors bande est très pauvre car la ligne de transmission traverse d'un bout à l'autre la branche transversale du « Té » coaxial et dont la branche médiane est raccordée à la cavité. Il devient donc difficile pour le circuit passe-bande et le circuit *Notch* de la cavité de pouvoir agir sur des fréquences qui se situent complètement en dehors de leurs conditions de résonance.

On peut supposer que dans les duplexeurs BpBr qui comportent deux boucles de couplage distinctes, l'atténuation hors bande soit plus performante. En effet, les deux boucles de couplage sont situées géométriquement à l'opposé l'une de l'autre de part et d'autre du tube central de la cavité qui constitue l'élément résonnant quart d'onde. Ce tube central étant situé au milieu des deux boucles de couplage aurait pour effet celui d'une barrière électromagnétique (ou électrostatique) entre les deux boucles de couplage lorsque l'élément central quart d'onde se situe en dehors de sa fréquence de résonance. Le même raisonnement pourrait être tenu en ce qui concerne les cavités passe-bande pures à deux boucles de couplage et sans circuit *Notch*.

Ceci reste à confirmer et nous invitons les OM ayant ce type d'expérience spécifique à partager leurs connaissances en nous contactant par l'intermédiaire du site Internet du club ON5VL : ON5VL.org.

Quelle sont les solutions pour atténuer les signaux puissants qui se situent hors bande de celle d'un répéteur et éviter ainsi la désensibilisation de celui-ci ?

Réponses :

- Des cavités passe-bande (à deux boucles de couplage) qui sont accordées sur la fréquence RX du répéteur et dont l'atténuation hors bande de ces cavités est éprouvée ;
- Un filtre éliminateur de bande à large bande de réjection centrée sur la plage des fréquences des signaux perturbateurs les plus puissants ;
- Une combinaison de cavités passe-bande et d'un filtre éliminateur à large bande raccordés à l'entrée RX du répéteur.

Filtre éliminateur à large bande 88 MHz - 108 MHz, exemples provenant du commerce

Un premier filtre *Butterworth* du 9^{ème} ordre a été évalué. Celui-ci est constitué de composants à montage de surface (SMD *Surface Mounting Device*) disposés sur un petit circuit imprimé. Deux connecteurs SMA permettent de raccorder le filtre. La qualité d'un tel filtre doit assurer une bonne réjection de la bande de fréquences non désirées mais doit surtout avoir le moins de pertes d'insertion possibles à la fréquence utile de réception du répéteur.

Ce type de filtre a été mesuré sur un analyseur de réseau vectoriel pour évaluer ses performances. Trois exemplaires ont été approvisionnés pour comparer leurs caractéristiques et vérifier si celles-ci sont reproductibles d'un exemplaire à l'autre. Pour raccorder les connecteurs SMA à une ligne de transmission équipée de connecteurs type N, des adaptateurs SMA - type N ont été placés sur le filtre sous test.



Fig. 12 : Filtrés éliminateurs de bande 88 MHz - 108 MHz du commerce et constitués d'un circuit *Butterworth* du 9^{ème} ordre. Photo : ON4IJ.

Les figures suivantes illustrent les mesures du coefficient de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) à l'analyseur de réseau vectoriel sur ces trois filtres. L'étendue de mesure est de 50 MHz à 150 MHz pour observer le comportement hors bande de ces filtres, en particulier à la fréquence RX du relais à 145,050 MHz.

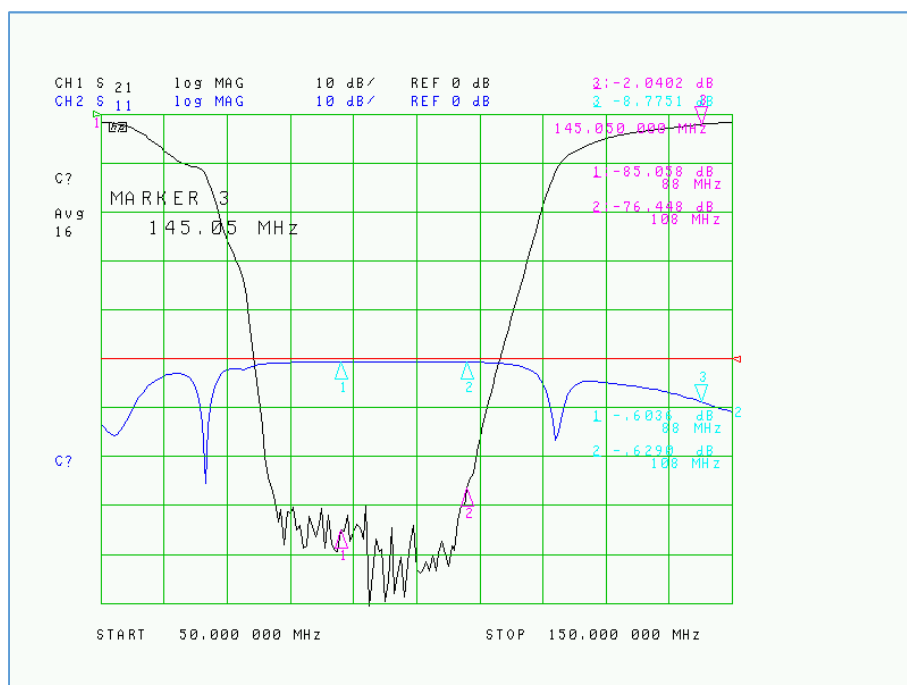


Fig. 13 : Mesures sur un 1^{er} filtre éliminateur de bande 88 MHz - 108 MHz *Butterworth* du 9^{ème} ordre approvisionné du commerce. Cliché : ON4IJ.

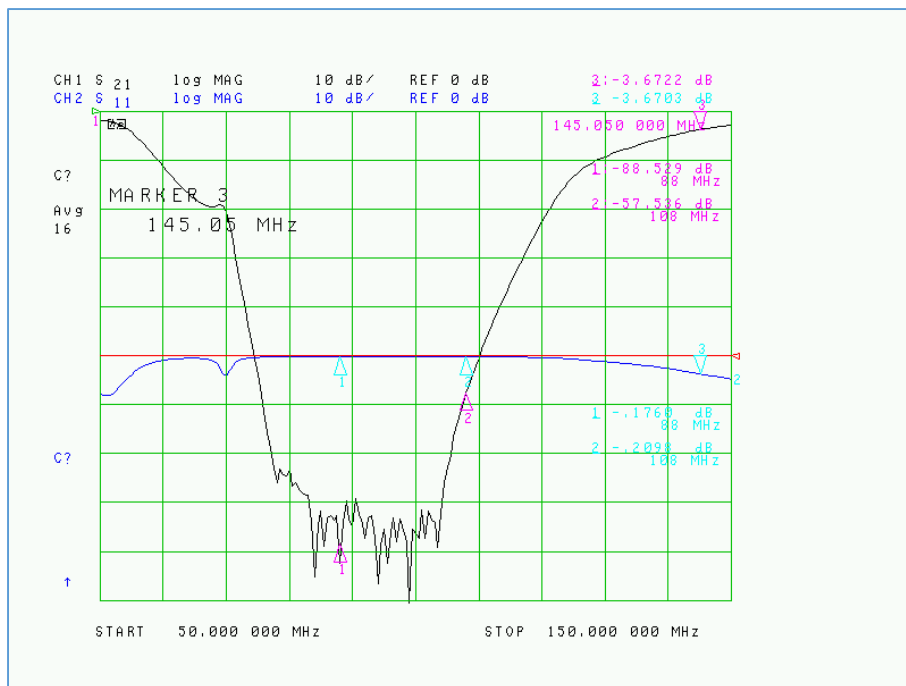


Fig. 14 : Idem figure précédente pour un 2^{ème} filtre. Cliché : ON4IJ.

On peut déjà constater que les courbes de réponses sont différentes : le centrage de la bande rejetée n'est pas le même que celui du filtre précédent. Le coefficient de réflexion est relativement médiocre en dehors de la bande de réjection là-où se situent les signaux utiles, en particulier à la fréquence RX 145,050 MHz du répéteur.

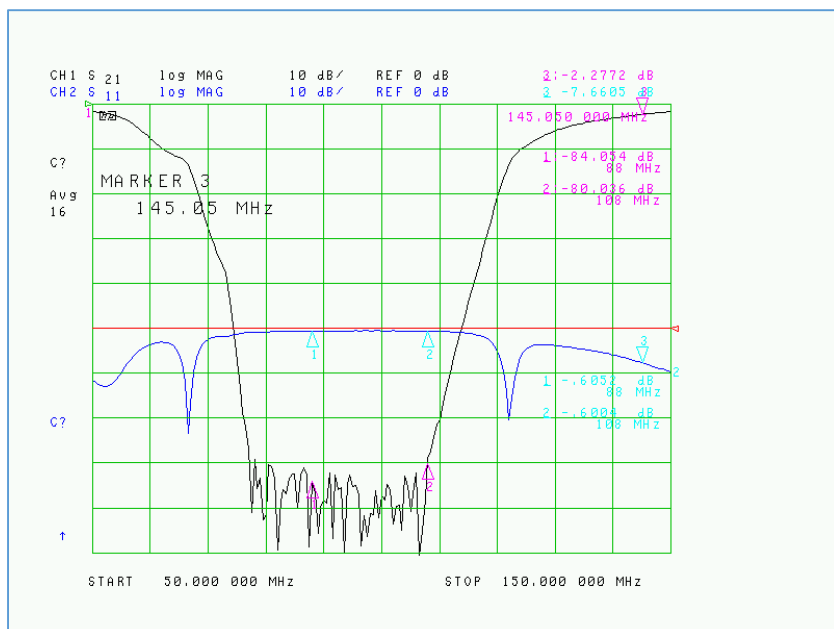


Fig. 15 : Idem figure précédente pour un 3^{ème} filtre. Cliché : ON4IJ.

Les mesures sur le 3^{ème} filtre confirment celles effectuées sur les deux filtres précédents. L'atténuation du signal à la fréquence RX 145,050 MHz nous paraît un peu trop élevée pour l'application du relais VHF ON0LG : -2 dB pour le 1^{er} filtre, -3,7 dB pour le 2^{ème} et -2,3 dB pour le 3^{ème}. Cette atténuation trop importante risque de faire remonter la figure de bruit de la partie réceptrice du répéteur et ainsi d'altérer la sensibilité de celle-ci par dégradation du rapport signal sur bruit à la réception.

Filtre éliminateur à large bande 88 MHz - 108 MHz de construction OM

Il a fallu se résoudre à concevoir de toutes pièces un filtre éliminateur de bande de construction OM avec des bobines et condensateurs variables de haute qualité permettant ainsi de régler au mieux ce filtre. Nous avons opté pour la même configuration de filtre que celle du filtre commercial, c'est-à-dire un *Butterworth* du 9^{ème} ordre avec une configuration d'une cellule série à l'entrée et à la sortie du filtre (on aurait pu tout aussi bien choisir une cellule shunt à l'entrée et à la sortie du filtre ; le résultat aurait été sensiblement le même). Pour faciliter les calculs d'un tel filtre, nous avons eu recours au logiciel de www.rf-tools.com/lc-filter/.

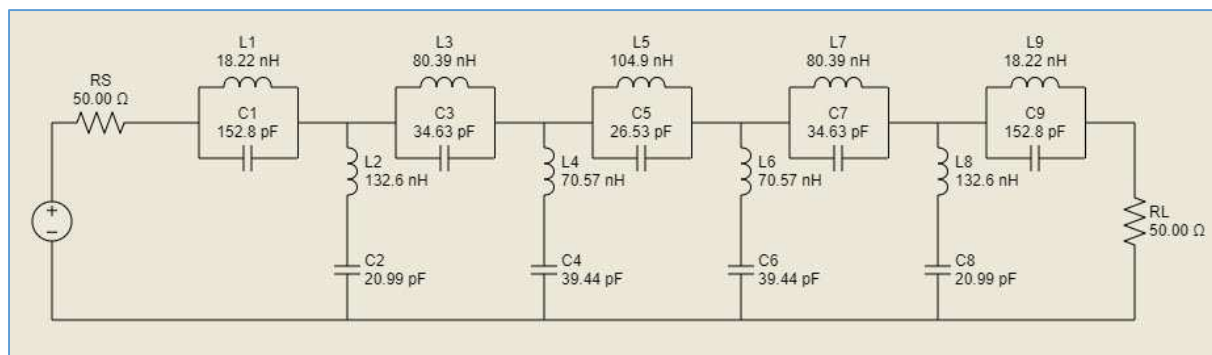


Fig. 16 : Schéma d'un filtre éliminateur de bande dont les valeurs des composants sont calculées à partir du logiciel du site Internet rf-tools.com. Source : © 2017-2018 RF Tools.

Les fréquences de coupures à -3 dB ont été choisies à $F_{\text{Low}} = 70$ MHz et $F_{\text{High}} = 130$ MHz de telle manière que la largeur de bande rejetée à une valeur de l'ordre de -80 dB soit contenue entre 88 MHz et 108 MHz. La fréquence de coupure haute se situe évidemment en deçà de la fréquence utile, c'est-à-dire la fréquence RX 145,050 MHz du répéteur.

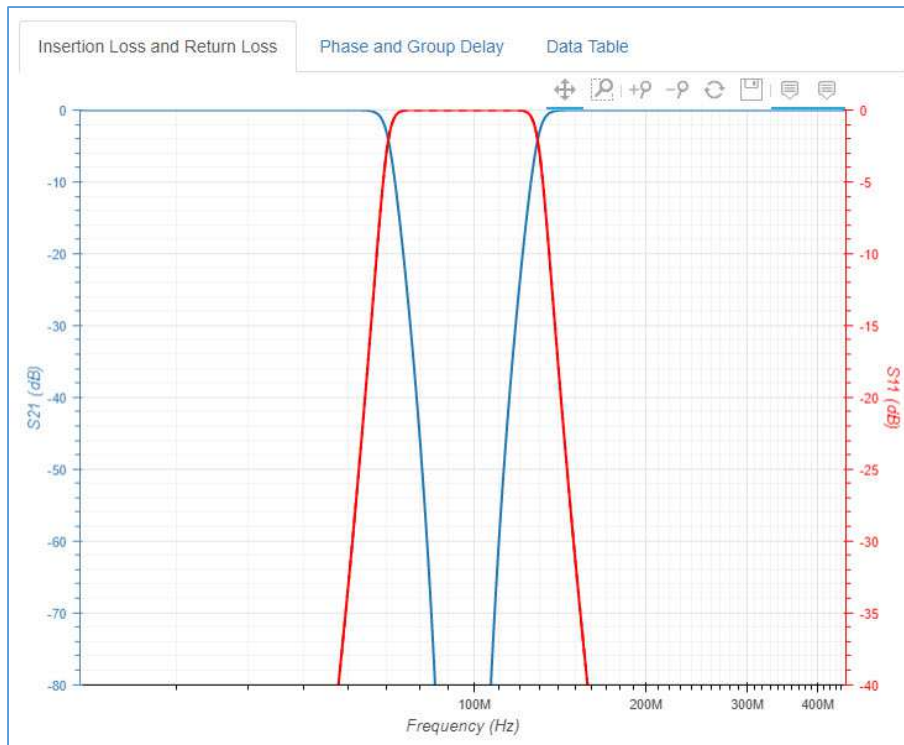


Fig. 17 : Simulation des courbes de réponse du coefficient de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) à l'aide du logiciel du site Internet rf-tools.com. La perte d'insertion prévisible est de l'ordre de -0,3 dB et la réjection devrait approcher -80 dB. Source : © 2017-2018 RF Tools.

Les calculs des bobines du filtre ont été effectués grâce au logiciel du site Internet www.hamwaves.com/antennas/inductance.html de Serge Stroobant ON4AA. Les valeurs d'inductance sont celles correspondant à des réactances localisées (*Lumped Circuit Equivalent*).

Le filtre est logé dans un boîtier blindé en acier étamé que nous avons trouvé sur le site Internet www.RF-microwave.com. Le modèle SL-24 convient pour notre application et a des dimensions externes de $L = 111$ mm, $l = 74$ mm, $h = 30$ mm. Un connecteur type N femelle à bride carrée est placé à l'entrée et un type N mâle à bride carrée est placé à la sortie du filtre. Ces connecteurs sont vissés sur le blindage et ont été brasés sur celui-ci à l'intérieur de la découpe circulaire centrale afin d'assurer un contact à basse impédance sur la masse. Il faut donc des connecteurs isolés au téflon pour résister à la température de brasage à l'alliage eutectique étain-plomb.

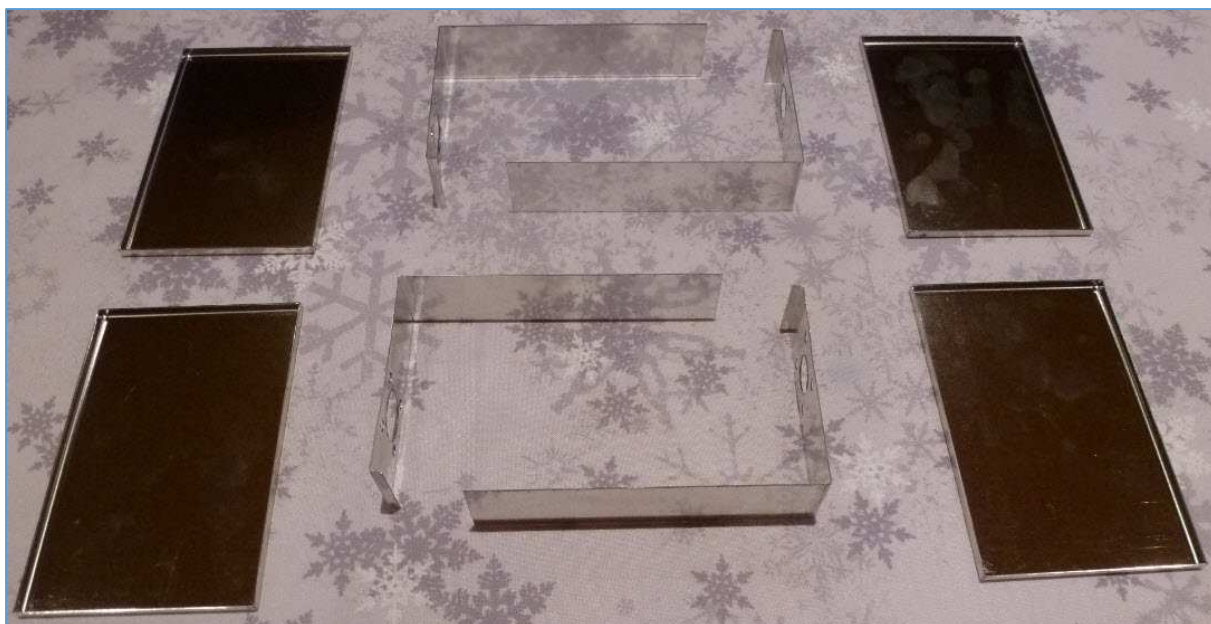


Fig. 19 : Éléments constitutifs du blindage du filtre éliminateur de bande. Photo : ON4IJ.



Fig. 20 : Blindage préassemblé avec les connecteurs type N d'entrée et de sortie du filtre. Photo : ON4IJ.



Fig. 21 : Bobinage des inductances des cellules en série du filtre sur la queue d'un foret. Photo : ON4IJ.

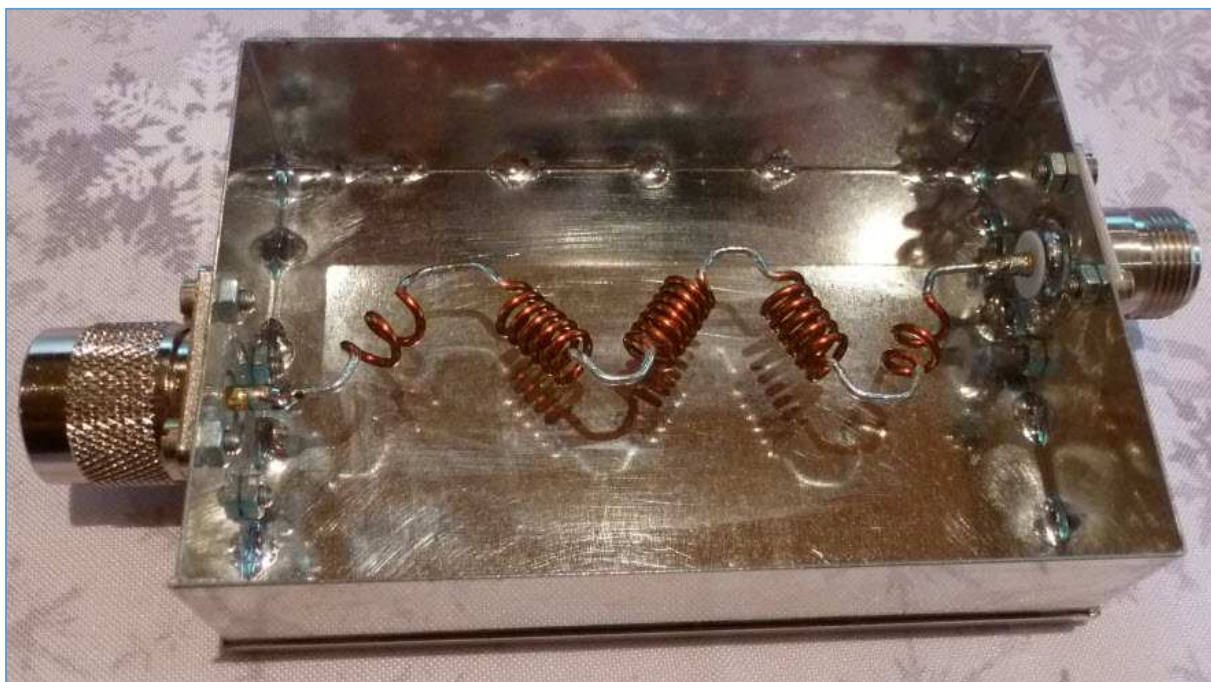


Fig. 22 : Inductances des cellules en série du filtre placées dans le blindage entre les connecteurs d'entrée et de sortie. L'émail du fil de cuivre a été décapé et étamé à l'extrémité de chaque bobine. Photo : ON4IJ.



Fig. 23 : Filtre complètement assemblé avec les condensateurs variables *trimmers* isolés au téflon. Photo : ON4IJ.

Dans l'exécution pratique du filtre, nous avons finalement choisi des condensateurs variables isolés au téflon que l'on peut trouver chez le fournisseur Mouser Electronics. Ces condensateurs sont d'une taille plus appropriée pour être directement soudés à cheval sur les bobines des cellules série du filtre. En outre, la vis de réglage est mieux réalisée sur ce type de composant que celle qui est fabriquée sur les *trimmers* céramiques Murata.

Il reste à forer le couvercle du blindage pour permettre l'accès aux vis de réglage des *trimmers*. Un moyen facile de localiser les percements sur le couvercle est d'apposer un film plastique transparent sur le dessus du filtre et de repérer la localisation des condensateurs variable tels qu'ils ont été positionnés lors de l'assemblage du filtre.

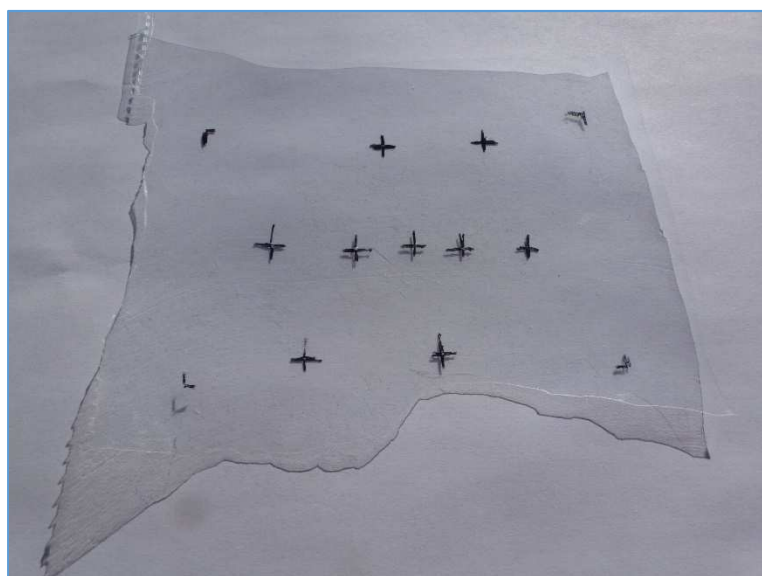


Fig. 24 : Film plastique pour tracer la localisation des vis de réglage des condensateurs variable du filtre.
Photo : ON4IJ.



Fig. 25 : Filtre éliminateur de bande terminé avec couvercle de blindage assemblé sur le boîtier. Photo : ON4IJ.

Premiers tests du filtre éliminateur de bande après quelques premiers réglages grossiers

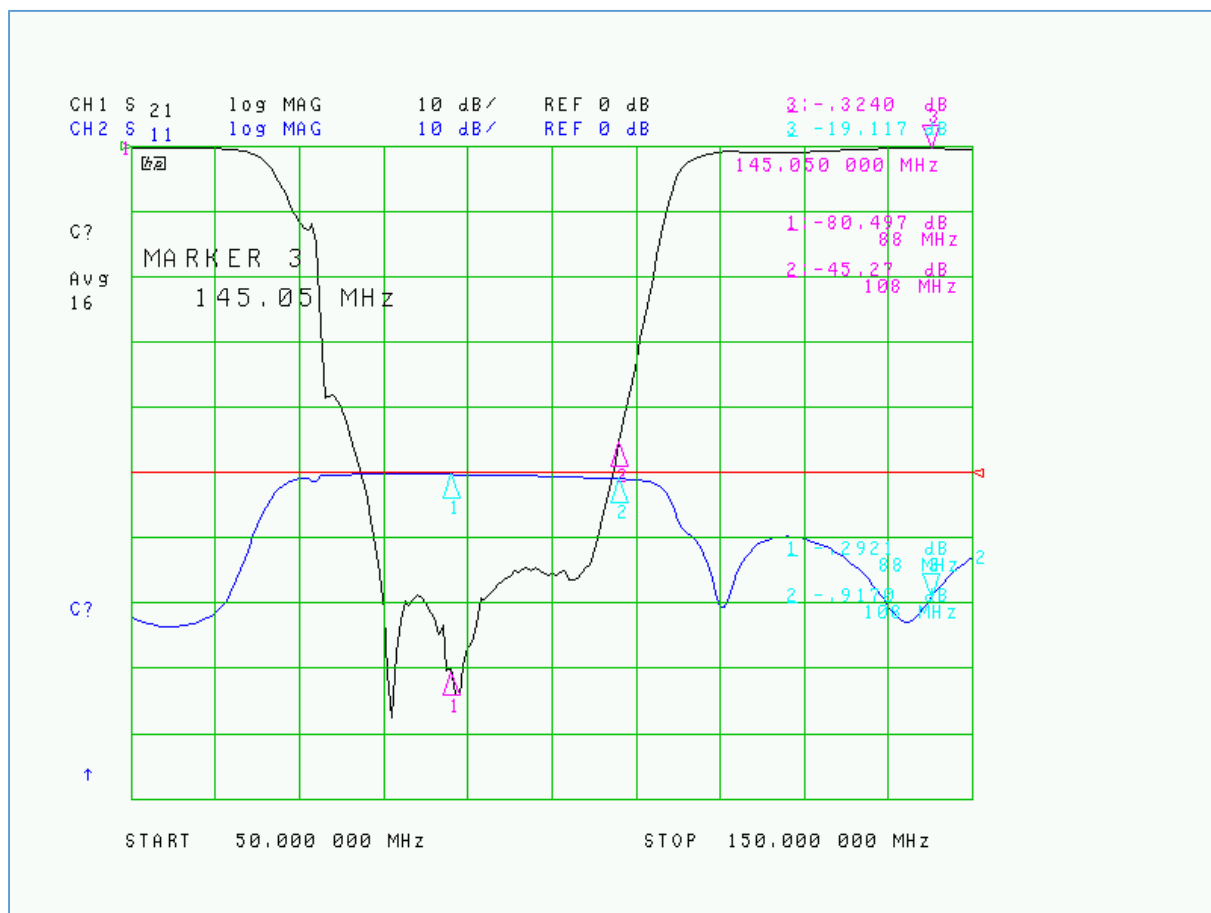


Fig. 26 : Mesure du coefficient de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) à l'entrée du filtre éliminateur de bande 88 MHz - 108 MHz pour la partie réceptrice du répéteur VHF ON0LG. Cliché : ON4IJ.

Les premières mesures sont encourageantes car la perte d'insertion du filtre n'excède pas -0,3 dB comme cela avait été prévu. L'atténuation de la bande rejetée se situe entre -70 dB et -80 dB comme prévu. Les pertes de retour à l'entrée du filtre sont de -19,1 dB, ce qui correspond à un SWR de 1,25 : 1 ; il y a certainement moyen de faire mieux. Le seul bémol est que la bande d'atténuation n'est pas bien centrée entre 88 MHz et 108 MHz et celle-ci nous paraît un peu disparate quant à la répartition des fréquences des cellules anti-résonnantes. Ce filtre doit donc encore être optimisé et il faudra peut-être réaliser des nouvelles bobines pour obtenir une courbe de réponse parfaite.

Nous avons donc réalisé des nouvelles bobines en révisant nos calculs des inductances avec un autre logiciel du site Internet www.66pacific.com/calculators/coil-inductance-calculator.aspx.

Heureusement, nous avons préparé un deuxième boîtier pour accueillir cette nouvelle version du filtre.

Deuxième version d'un filtre éliminateur de bande 88 - 108 MHz

Voici le filtre en cours de construction :



Fig. 27 : Nouveau filtre en cours de construction ; ici on peut observer les bobines des cellules en série du filtre. Photo : ON4IJ.



Fig. 28 : Idem figure ci-dessus mais en plus avec les bobines et capacités des cellules *shunt*. On remarquera les condensateurs céramiques axiaux placés en parallèle sur les bobines de la première et de la dernière cellule du filtre. Ces condensateurs permettent d'atteindre la valeur requise avec les *trimmers* prévus à cet effet. Photo : ON4IJ.

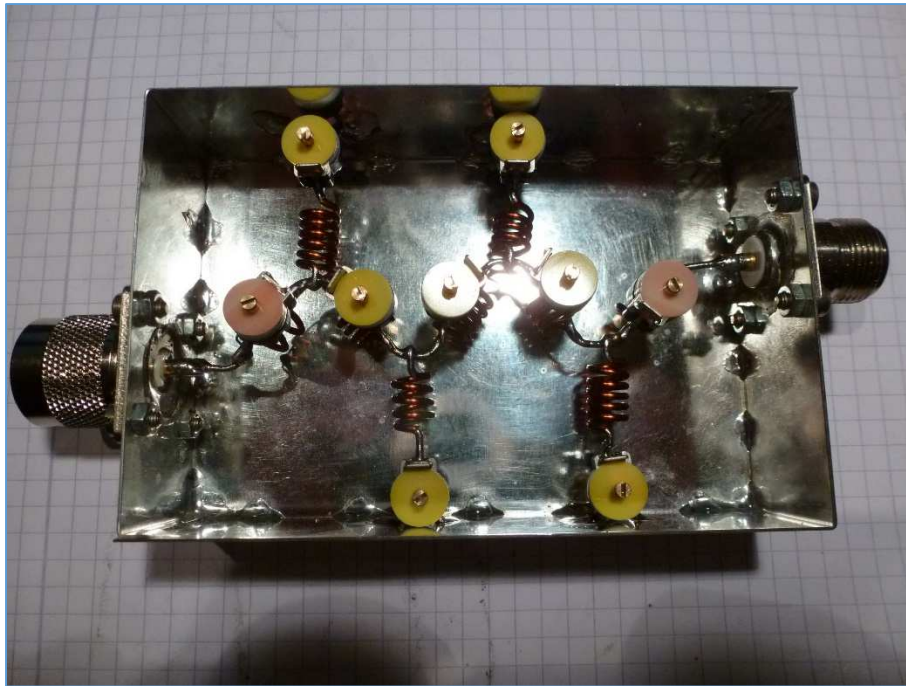


Fig. 29 : Deuxième version du filtre complètement assemblé. Photo : ON4IJ.

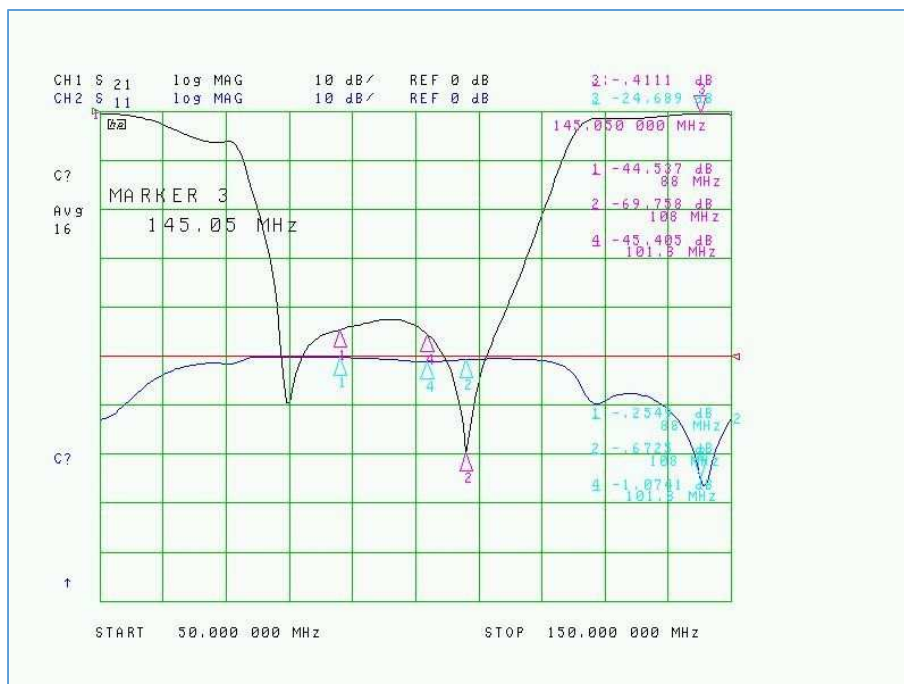


Fig. 30 : Mesures effectuées sur la deuxième version du filtre éliminateur de bande. Cliché : ON4IJ.

L'allure de la courbe de réponse est plus symétrique et est attendue pour ce type de filtre. Les réglages des fréquences de résonnance des différentes cellules du filtre sont donc mieux équilibrés. La perte d'insertion reste acceptable (-0,4 dB) et la plage de réjection couvre largement la bande FM. Toutefois, la réjection en milieu de bande est cette fois-ci de l'ordre de -45 dB, ce qui est bien moins performant dans cette version de filtre par rapport à la version précédente. Il est à remarquer que les pertes de retour à l'entrée du filtre à la fréquence RX 145,050 MHz sont très bonnes (-24,6 dB), ce qui correspond à un SWR de 1,125 : 1.

On peut visualiser sur l'abaque de Smith la parfaite adaptation à l'entrée du filtre lorsque celui-ci est chargé à sa sortie par une charge étalon de 50Ω . Le filtre est donc complètement transparent au point de vue impédance aux fréquences utiles.

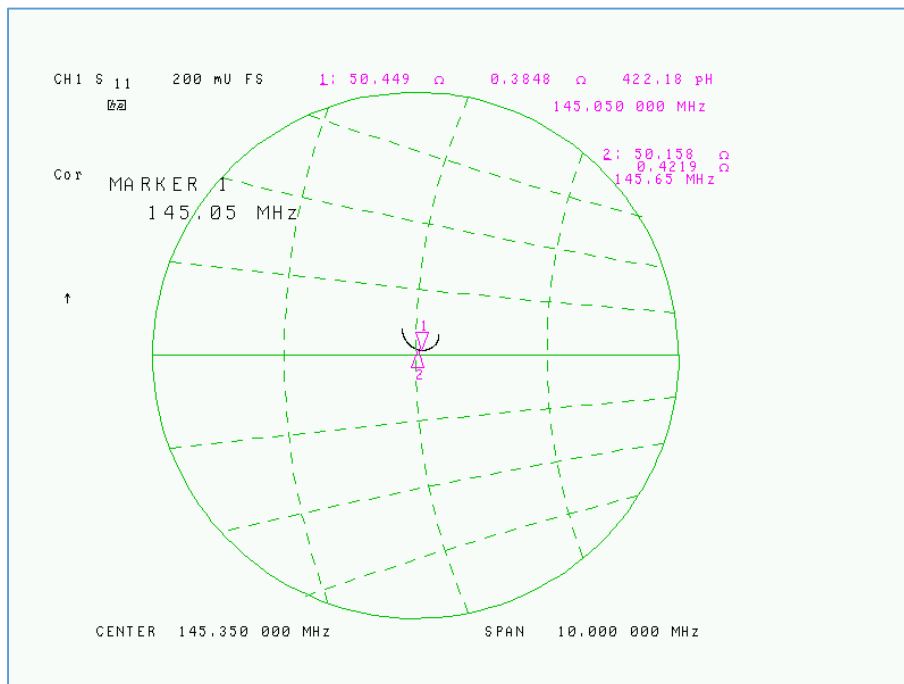


Fig. 31 : Mesures de la parfaite adaptation d'impédance sur l'abaque de Smith à l'entrée du filtre éliminateur de bande, 2^{ème} version. Il est à remarquer ici que la plage de mesure de fréquence est sur un *Span* de 10 MHz, c'est-à-dire 1 MHz par division et que le facteur d'échelle est de 0,2 unité (à fond d'échelle de l'abaque). Cliché : ON4IJ.

Que faire ? Choisir la 1^{ère} ou la 2^{ème} version du filtre ? Ou bien réaliser une 3^{ème} version ?

C'est difficile à évaluer dans le stade actuel de nos expérimentations. Pour une version ultérieure, il est à noter les quelques éléments suivants :

- la fréquence de coupure basse dans les deux versions réalisées est peut-être calculée un peu trop basse ; cela se voit sur les deux relevés de mesure ; cela ne devrait pas affecter les performances globale du filtre ;
- les cellules pourraient être disposées séparément dans des logettes distinctes de blindages : cela pourrait améliorer dans l'ensemble les performances d'atténuation dans la bande rejetée mais exigera une plus grande complexité dans la réalisation du blindage ;
- on pourrait améliorer la raideur de pente d'atténuation du filtre en choisissant un filtre du type « elliptique » (filtre de Cauer) à la place d'un filtre du type *Butterworth* ou *Tchebychev* ; cela augmente en revanche le nombre de cellules et aussi le nombre de logettes blindées qu'il y aurait lieu de fabriquer dans le boîtier du filtre.

On peut enfin constater que mettre au point un tel type de filtre n'est pas une entreprise facile et que la réalisation des cellules du filtre demande de la patience, entre autre pour la fabrication des bobines et pour l'assemblage complet du filtre, en particulier pour la soudure des condensateurs variables placés en série ou à cheval des bobines. Toutefois, ces expérimentations OM nous ont permis d'acquérir un peu d'expérience.

Devant notre perplexité face aux performances modestes du filtre de notre fabrication OM, nous avons eu un QSO technique par 600 Ohms avec ON7PC. Pierre nous explique d'emblée que les cellules des filtres professionnels sont toutes placées dans des logettes blindées séparées. Cela conforte un peu notre hypothèse après avoir analysé les causes probables des performances modestes du filtre de notre fabrication OM. Pierre nous indique qu'il y a eu sur le marché de seconde main un type de filtre professionnel très particulier qui a été fabriqué en série limitée pour une application spécifique et non disponible dans le commerce, ni à destination des utilisateurs particuliers, ni à destination des sociétés industrielles. ON7PC s'était approvisionné il y a quelques temps de deux exemplaires de ce filtre.

Nous avons déjà tenté à plusieurs reprises de rechercher un tel type de filtre sur le marché de seconde main, mais hélas sans succès. ON7PC nous a envoyé deux photos d'un exemplaire de ses filtres d'acquisition personnelle et nous propose de nous prêter un filtre pour pouvoir l'évaluer et en relever les caractéristiques.



Fig. 32 : Filtre Procom de fabrication spéciale et de caractéristiques inconnues mais qui toutefois devrait être un filtre éliminateur de bande entre des fréquences de l'ordre de 70 MHz et 105 MHz. Source : photo de ON7PC.



Fig. 33 : Même filtre avec dépose du capot supérieur qui révèle une série de logettes dans le boîtier blindé. Les composants du filtre sont assemblés sur un circuit imprimé où apparaissent les condensateurs. Les bobines ne sont pas visibles sur ce cliché et doivent probablement être situées sur la face inférieure du circuit imprimé. Source : photo de ON7PC.

Évaluation d'un filtre éliminateur de bande Procom d'origine inconnue

Grâce aux deux photos envoyées par ON7PC et en observant les références Procom de ce filtre, nous avons pu activer de nouveaux mots clefs pour nos recherches sur Internet et nous avons trouvé un revendeur de ce type de filtre. Nous nous sommes donc approvisionné de quelques exemplaires à un prix tout-à-fait abordable.

Le filtre est équipé de connecteurs TNC à son entrée et à sa sortie. En prévision de l'évaluation de ce filtre sur un analyseur de réseau vectoriel équipé de câbles de mesure avec connecteurs type N et en prévision du raccordement de ce filtre sur le répéteur ON0LG, nous nous sommes approvisionnés d'adaptateurs Type N - TNC.



Fig. 34 : Filtre Procom TnAJK, modèle PRO-BS-A2-B2-TNC dont le raccordement à des équipements munis de câbles coaxiaux équipés de connecteurs type N s'effectue par des adaptateurs Type N - TNC. Photo : ON4IJ.

Un exemplaire des filtres a été désassemblé pour inspection et observations de celui-ci. On constate que les blindages sont constitués de deux coquilles rapportées et fraisées hors masse de blocs d'aluminium ou d'alliage. Plusieurs logettes sont fraisées lors de l'usinage afin d'y accueillir les bobines et les condensateurs constituant les cellules du filtre.



Fig. 35 : Coquilles du blindage du filtre Procom avec usinage de logettes séparées par fraisage hors masse pour les cellules du filtre. Photo : ON4IJ.

Les cellules du filtre sont assemblées sur un circuit imprimé double face avec dorure. La face supérieure de la carte électronique accueille les condensateurs des cellules du filtre ; les bobines de self induction sont montées sur la face inférieure du circuit imprimé.

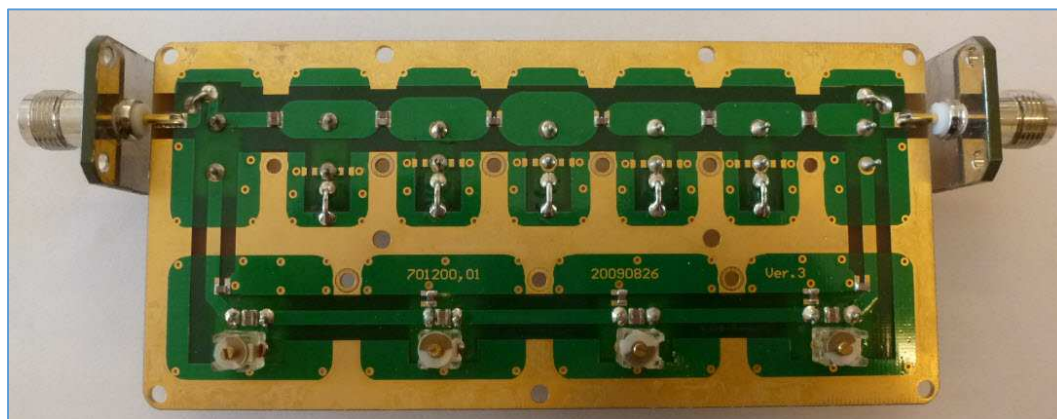


Fig. 36 : Circuit imprimé du filtre Procom TnAJK où l'on peut observer les condensateurs à montage de surface (SMD : *Surface Mounting Device*) et quatre condensateurs variables. Photo ON4IJ.

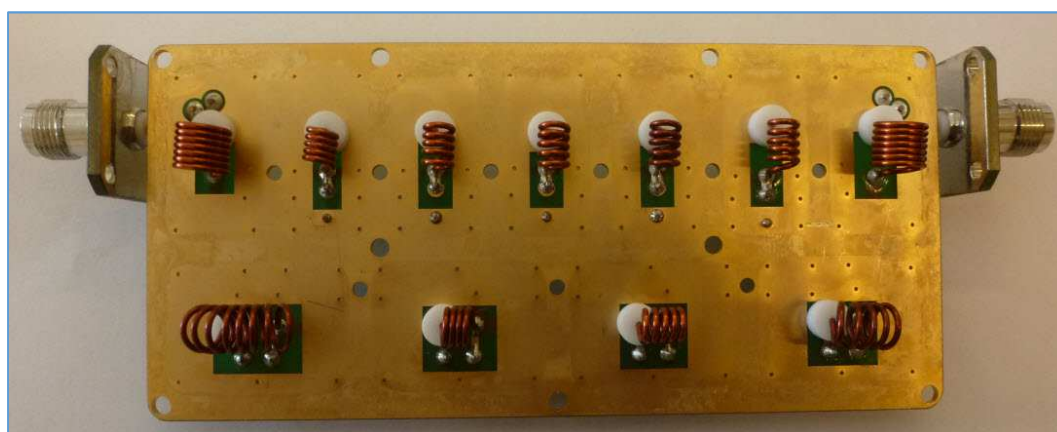


Fig. 37 : Idem figure ci-dessus mais avec vue de la face inférieure du circuit imprimé où l'on peut observer les bobines de self induction. Photo : ON4IJ.

Ayant observé le circuit complet de ce filtre sur toutes ses coutures, nous en avons retiré le schéma de principe et avons pu interpréter la constitution de celui-ci. Le filtre est composé de deux branches distinctes mises en parallèle l'une à l'autre. Une première branche est constituée d'un filtre passe-haut classique du 11^{ème} ordre (*Butterworth* ou *Tchebychev*). La seconde branche est constituée d'un filtre passe-bas du type elliptique (filtre de Cauer) du 9^{ème} ordre. Toutefois, la première cellule d'entrée et la dernière cellule de sortie de cette branche ne sont pas constituées de cellules LC mais de simples bobines. Ceci pourrait donc former une branche de filtre de Cauer d'un type hybride du 11^{ème} ordre. D'après ces premières observations, il s'agit d'un filtre relativement complexe.

Afin de mieux comprendre la constitution de ce filtre, voici à la figure suivante le schéma de principe de celui-ci.

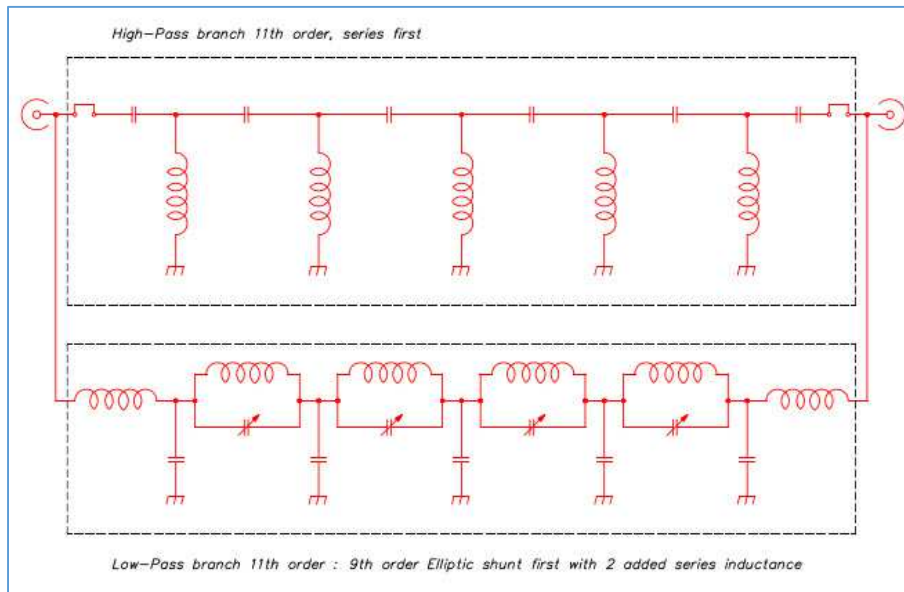


Fig. 38 : Schéma de principe du filtre éliminateur de bande Procom TnAJK composé de deux branches distinctes raccordées en parallèle. Graphisme : ON4IJ.

Bonne nouvelle : il s'agit d'un filtre éliminateur de bande, c'est ce que nous recherchions. Il s'agit à présent d'en relever les caractéristiques sur un analyseur de réseau vectoriel.

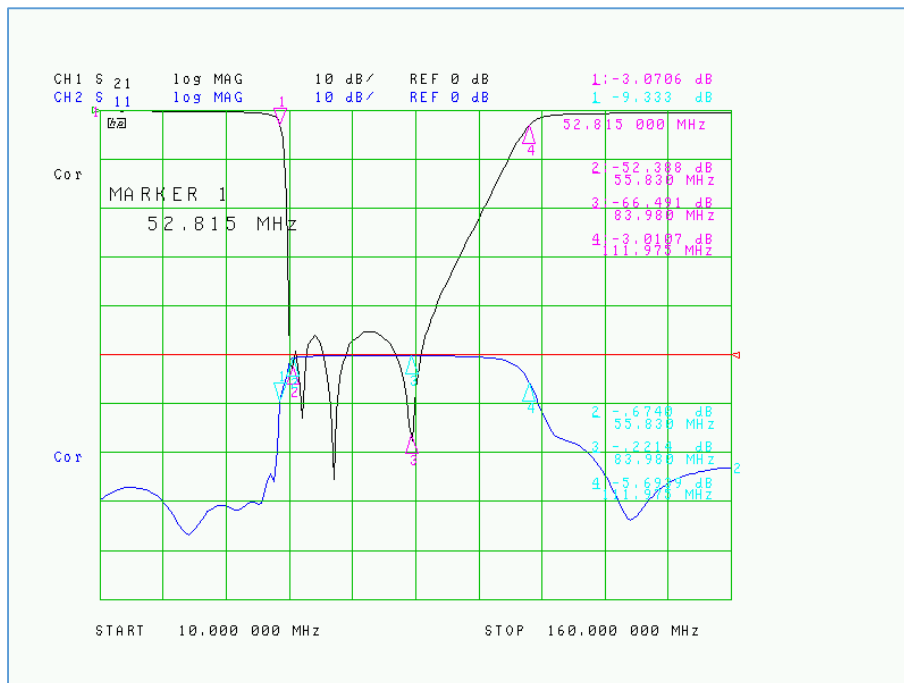


Fig. 39 : Caractéristiques du filtre Procom TnAJK dont la référence est PRO-BS-A2-B2-TNC. Il s'agit d'un filtre éliminateur de bande dont la fréquence de coupure basse est de l'ordre de 53 MHz et dont la fréquence de coupure haute est de l'ordre de 112 MHz. Les bornes de la plage des fréquences rejetées au plus fort de l'atténuation se situent sur 56 MHz et 84 MHz. Cliché ON4IJ.

En observant de près le cliché de la figure précédente qui relève les caractéristiques du coefficient de transmission et de réflexion du filtre Procom TnAJK, on peut en retirer plusieurs enseignements :

- Il s'agit d'un filtre éliminateur de bande sur une bande VHF basse ;
- La fréquence de coupure basse à -3 dB est de l'ordre de 53 MHz ;
- La fréquence de coupure haute à -3 dB est de l'ordre de 112 MHz ;
- Les pertes d'insertion dans les bandes utiles sont de l'ordre de 0,5 dB ;
- L'atténuation la moins favorable dans la bande rejetée est de l'ordre de -45 dB ;
- La bande rejetée au plus fort de son atténuation se situe entre 56 MHz et 84 MHz ;
- La pente est particulièrement raide au-delà de la fréquence de coupure basse du filtre ;
- La raideur de pente est moins prononcée en deçà de la fréquence de coupure haute du filtre.

En revenant au schéma de principe de ce filtre, on peut confirmer l'allure générale des courbes de réponse dans le domaine de la fréquence :

- Branche passe-bas constituée d'un filtre elliptique : donc forte raideur de pente d'atténuation au-delà de la fréquence de coupure ;
- Branche passe-haut classique (à mon avis du type *Tchebychev*) : donc pente d'atténuation plus douce, mais toutefois performante car il s'agit tout de même d'un filtre du 11^{ème} ordre.

Que faire avec un tel filtre pour l'application du relais VHF ON0LG ?

En premier lieu : disposer d'une bonne base mécanique de blindage de filtre dans l'intention d'effectuer une modification OM sur celui-ci. En deuxième lieu, apprendre le comment et le pourquoi ce filtre a été construit comme tel ; il s'agit bien ici d'expérimentations techniques de radioamateurs pour un projet précis : celui du relais VHF ON0LG. Enfin, essayer d'aboutir à la construction d'un filtre éliminateur de bande performant et indispensable à l'installation du répéteur ON0LG dans les conditions dans lesquelles il se trouve avec des signaux perturbateurs particulièrement puissants dans la bande FM 88 MHz - 108 MHz : +10 dBm, c'est-à-dire 10 mW à 101,8 MHz à l'entrée du récepteur du répéteur ON0LG (fréquence RX de 145,050 MHz).

Comment fonctionne un filtre éliminateur de bande constitué de deux branches en parallèle ?

Pour répondre à cette question, nous avons volontairement désolidarisé les deux branches du filtre afin de pouvoir en relever les caractéristiques séparément. Pour mesurer la branche passe-haut, il suffit de déposer momentanément les bobines des cellules série d'entrée et de sortie de la branche passe-bas. Pour mesurer la branche passe-bas, il suffit de déposer momentanément les condensateurs des cellules série d'entrée et de sortie de la branche passe-haut.

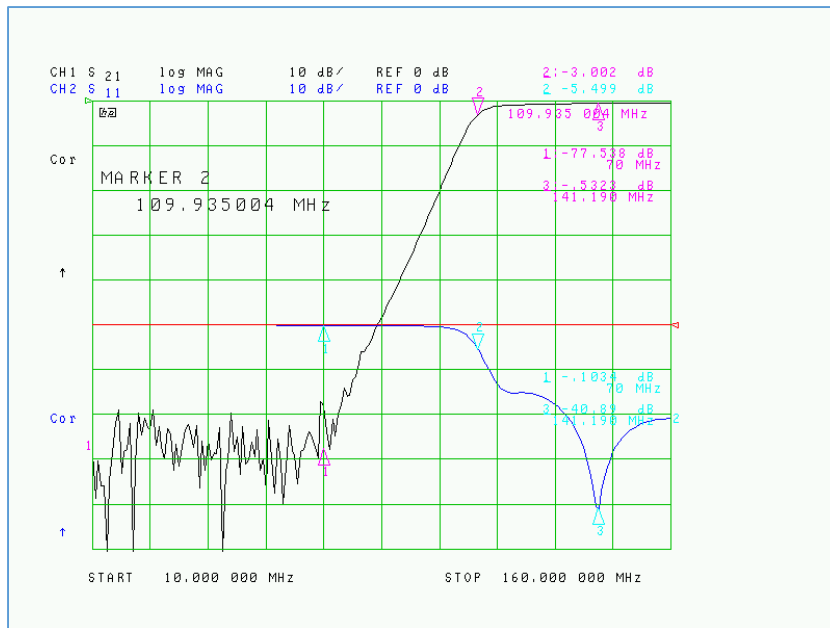


Fig. 40 : Caractéristiques de la branche passe-haut d'un filtre Procom TnAJK mesurée entre 10 MHz et 160 MHz (15 MHz par division). L'allure de la courbe de réponse S_{21} (coefficient de transmission) suggère bien un filtre passe-haut du type *Butterworth* ou *Tchebychev* du 11^{ème} ordre. La fréquence de coupure est de l'ordre de 110 MHz et la pente d'atténuation se termine aux environ de 78 MHz avec une réjection proche de -80 dB. Cliché : ON4IJ.

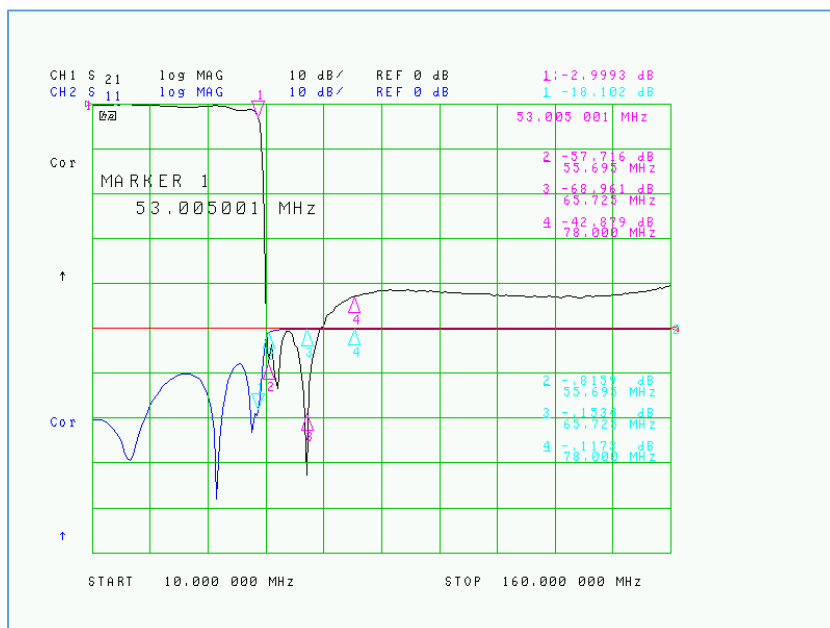


Fig. 41 : Caractéristiques de la branche passe-bas d'un filtre Procom TnAJK. L'allure de la courbe de réponse suggère bien un filtre passe-bas du type elliptique (filtre de Cauer) du 11^{ème} ordre. La fréquence de coupure est de l'ordre de 53 MHz. La pente d'atténuation est très raide et l'atténuation de la bande rejetée est comprise entre -50 dB et -70 dB. Cette atténuation est plus faible à partir de 78 MHz et n'est plus que de l'ordre de -43 dB. Cliché : ON4IJ.

Les caractéristiques de réponse en fréquence des deux branches se superposent donc dans le filtre complet quand les deux branches sont raccordées en parallèle l'une sur l'autre.

Quelles sont les impédances d'entrées et de sorties des deux branches du filtre et quelle est l'impédance résultante lorsque ces deux branches sont raccordées en parallèle ?

Une partie de la réponse se trouve dans les deux figures précédentes. La mesure du coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de chaque branche est pratiquement de 0 dB de pertes de retour dans toute la plage des fréquences des bandes rejetées sur chaque branche du filtre. Cela signifie que dans les bandes rejetées, toute l'énergie est réfléchie. Ce n'est que dans les bandes utiles de chaque branche que les pertes de retour atteignent un minimum : de -15 dB à -25 dB avec un creux à -40 dB pour la branche passe-haut et de -8 dB à -20 dB avec des creux à -22 dB, -30 dB et -37 dB. Cela signifie que dans les bandes utiles, il y a un minimum d'énergie réfléchi. Des mesures effectuées avec le coefficient de réflexion S_{22} auraient donnés des résultats similaires.

On peut donc supposer à ce stade que l'impédance soit de $50\ \Omega$ aux entrées et sorties des branches dans leur bande utile et que cette impédance soit maximale dans les bandes rejetées. Comme les bandes utiles ne se recouvrent pas dans un filtre éliminateur de bande qui est constitué d'une branche passe-haut et d'une branche passe-bas, l'impédance infinie d'une branche dans la bande rejetée, lorsqu'elle est mise en parallèle sur une impédance de $50\ \Omega$ de l'autre branche dans la bande utile donne bien comme résultat une impédance de $50\ \Omega$. Cela nous rappelle en quelque sorte le comportement des impédances à la sortie des cavités d'un duplexeur BpBr là où les branches RX et TX sont raccordées à un point commun pour être relié au *feeder* d'antenne.

Pour se faire une idée du comportement des impédances aux entrées et sorties des branches du filtre, celle-ci ont été mesurées séparément pour chaque branche et le résultat est affiché sous le format de l'abaque de Smith. Ces mesures sont effectuées dans une plage de fréquences de 10 MHz à 160 MHz.

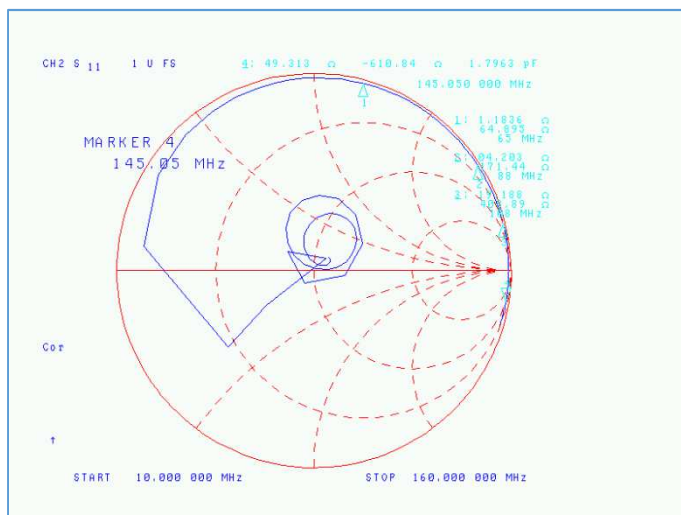


Fig. 42 : Comportement de l'impédance d'entrée (S_{11}) de la branche passe-bas d'un filtre Procom TnAJK. L'impédance tend vers l'infini dans la bande rejetée au-delà de la fréquence de coupure. Ici les portions de lignes brisées sur la courbe sont dues à une faible résolution d'affichage avec seulement 201 points de mesure sur un balayage complet en fréquence. Cliché : ON4IJ.

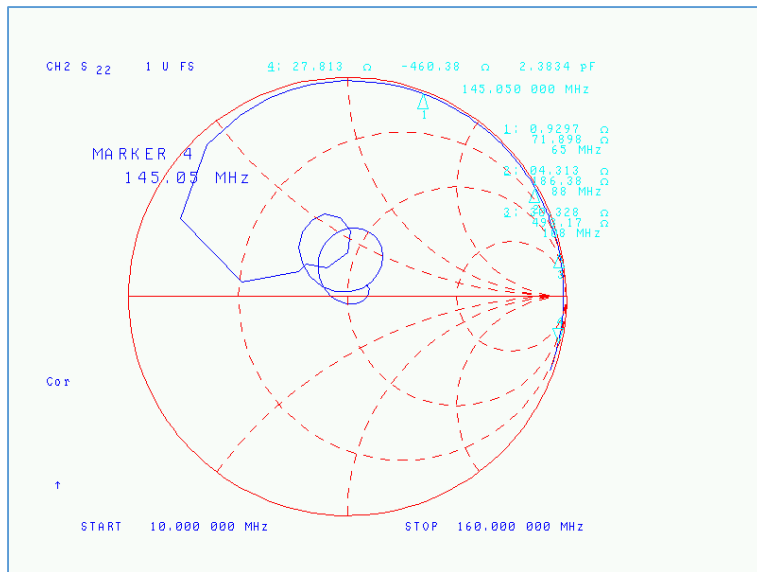


Fig. 43 : Idem ci-dessus mais à la sortie de la branche passe-bas du filtre (S₂₂). Cliché : ON4IJ.

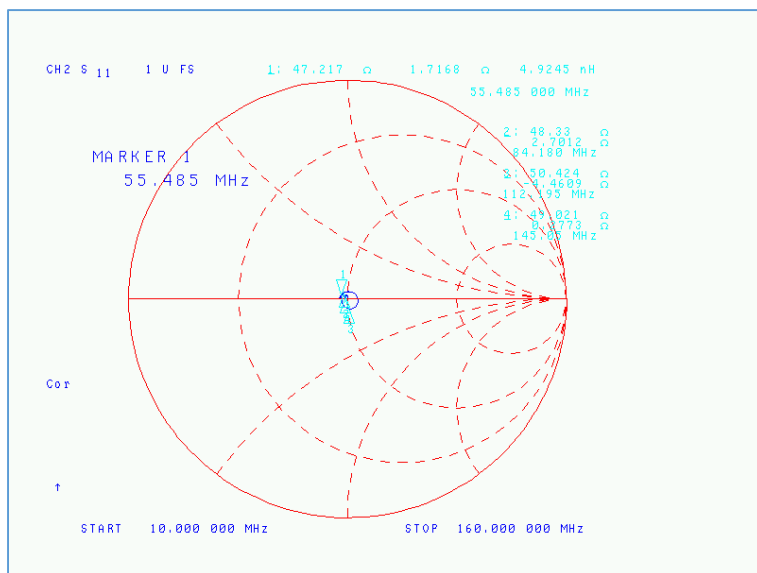


Fig. 44 : Comportement de l'impédance d'entrée (S₁₁) de la branche passe-haut d'un filtre Procom TnAJK. Contre toute attente, l'impédance à l'entrée de cette branche reste pratiquement constante sur une valeur de 50 Ω dans toute la plage de mesure aussi bien dans la bande utile que la bande rejetée. Cliché : ON4IJ.

Il y a donc une exception du comportement de l'impédance à l'entrée de la branche passe-haut du filtre : celle-ci reste constante à une valeur de 50 Ω même en dehors de sa bande utile.

Nous allons voir ce qui se passe à la sortie de cette branche (voir figure suivante ci-dessous).

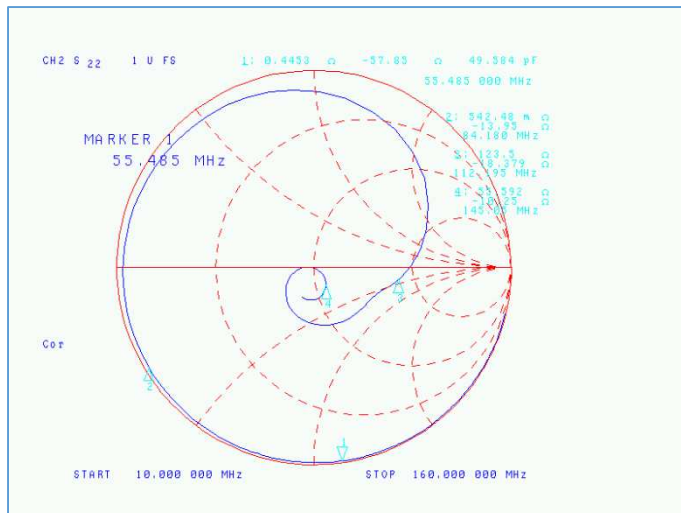


Fig. 45 : Idem ci-dessus mais à la sortie de la branche passe-haut du filtre (S22). L'impédance passe par une valeur minimale puis maximale dans la bande des fréquences rejetées de ce filtre. Cliché : ON4IJ.

Le comportement de cette impédance peut paraître déconcertant car la valeur réelle (résistive) de celle-ci passe par un minimum avant de tendre vers l'infini. Il y aurait donc lieu de raisonner sur les pertes de retour : cercle à SWR constant proche de la périphérie de l'abaque de Smith, c'est-à-dire un SWR de valeur élevée.

Voyons le comportement de l'impédance du filtre complet à l'entrée et la sortie de celui-ci (voir les deux figures suivantes). Pour effectuer ces mesures, nous avons dû améliorer la résolution de l'affichage et augmenter le nombre de points de mesure passant ainsi de 201 à 1601 ; la vitesse de balayage en fréquence de l'appareil de mesure est donc réduite en conséquence.

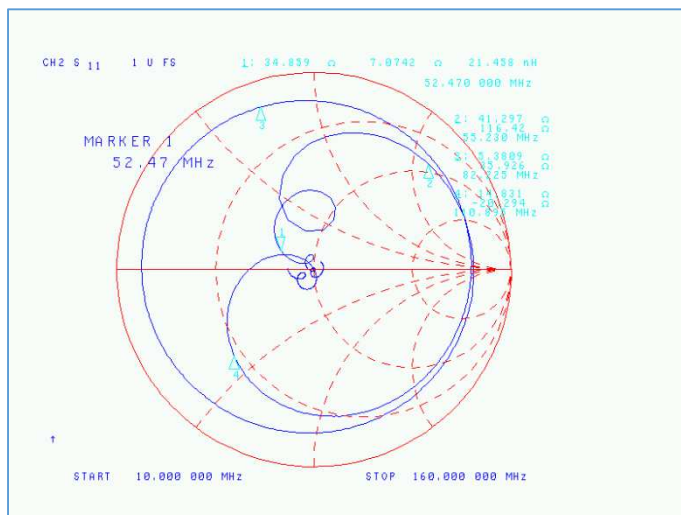


Fig. 46 : Impédance d'entrée (S_{11}) du filtre Procom TnAJK. Celle-ci reste proche de 50Ω dans les deux bandes utiles de part et d'autre de la bande rejetée. La courbe s'approche du centre de l'abaque de Smith d'une part entre la fréquence du début du balayage (10 MHz) et celle du marqueur 1 (52 MHz) et d'autre part entre celle du marqueur 4 (111 MHz) et celle de la fin du balayage (160 MHz). Dans la bande rejetée entre les marqueurs 2 et 3 (55 MHz et 82 MHz) l'impédance se situe sur un cercle à SWR constant très proche de la périphérie de l'abaque de Smith (SWR élevé). Cliché : ON4IJ.

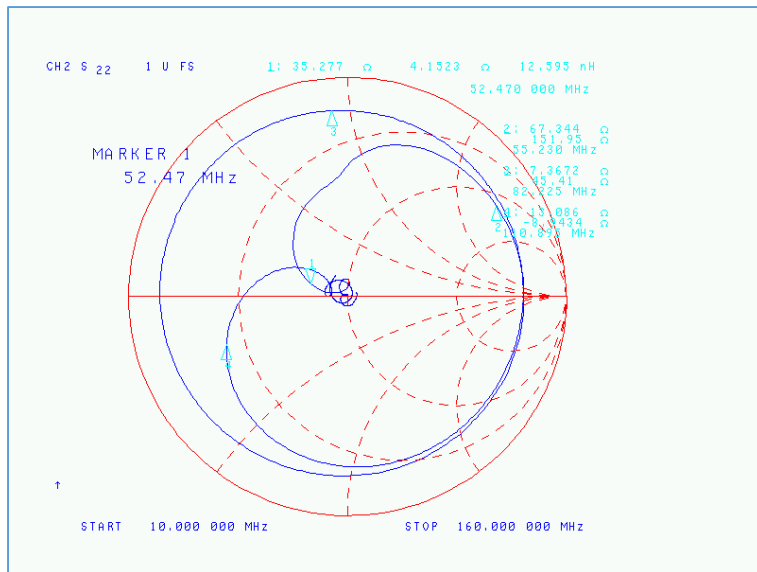


Fig. 47 : Idem ci-dessus, mais à la sortie (S_{22}) du filtre Procom TnAJK. On constate le même comportement d'impédance à la sortie que celui que nous avons observé à l'entrée du filtre. L'impédance est proche de 50Ω dans les deux bandes utiles et se situe dans la bande rejetée sur un cercle à SWR constant très proche de la périphérie de l'abaque de Smith (SWR élevé). Cliché : ON4IJ.

« Trade-off » (évaluation) des modifications OM qui seraient possibles d'effectuer sur le filtre Procom TnAJK

De toute évidence, il s'agit de remonter la fréquence de coupure haute de la branche passe-haut de ce filtre vers une valeur de l'ordre de 140 MHz. La fréquence de coupure basse de la branche passe-bas du filtre n'aurait pas de raison d'être changée dans une première approche de modification de ce filtre.

Le type de filtre passe-haut ne pourrait être du type *Butterworth* car la raideur de pente est insuffisante pour pouvoir atténuer un signal à une fréquence de 108 MHz. C'est la proximité de la fin de la bande de radiodiffusion FM par rapport à la fréquence de réception d'un répéteur VHF 2 m qui est particulièrement contraignante. Il y aurait donc lieu d'envisager un filtre du type *Tchebychev* pour obtenir une meilleure raideur de pente d'atténuation sans trop d'ondulation (*Ripple*) dans la bande utile.

Les deux figures suivantes illustrent les courbes de réponse d'un filtre du type *Butterworth* et du type *Tchebychev* pour pouvoir comparer leurs performances respectives. Dans les deux cas, la fréquence de coupure à -3 dB a été choisie à 140 MHz afin d'obtenir une perte d'insertion la plus faible possible à la fréquence d'un répéteur VHF 2 m.

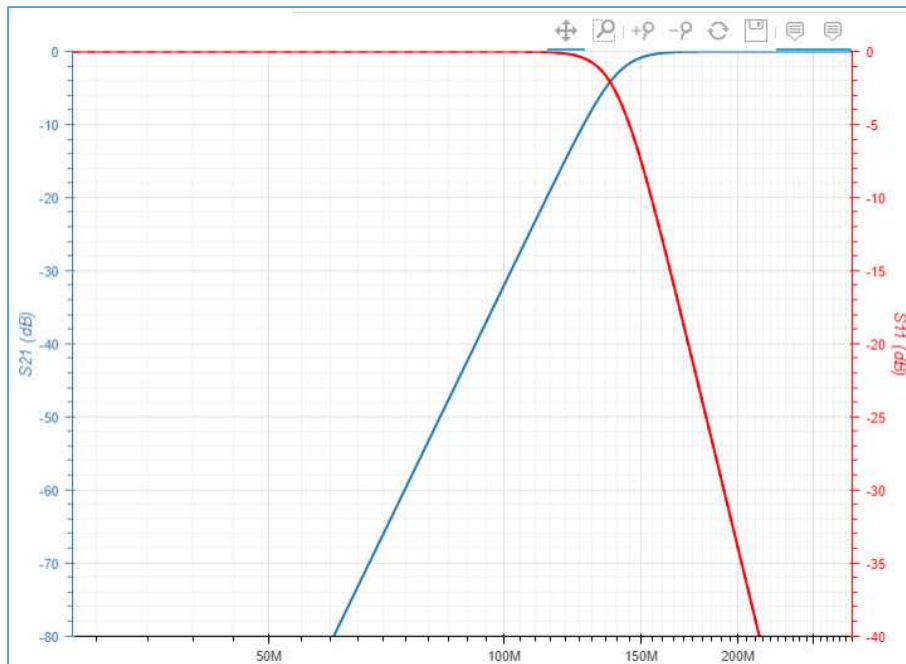


Fig. 48 : Simulation d'un filtre passe-haut du type *Butterworth* du 11^{ème} ordre, $f_c = 140$ MHz. L'atténuation à 108 MHz est de l'ordre de -23 dB. Source : © 2017-2018 RF Tools.

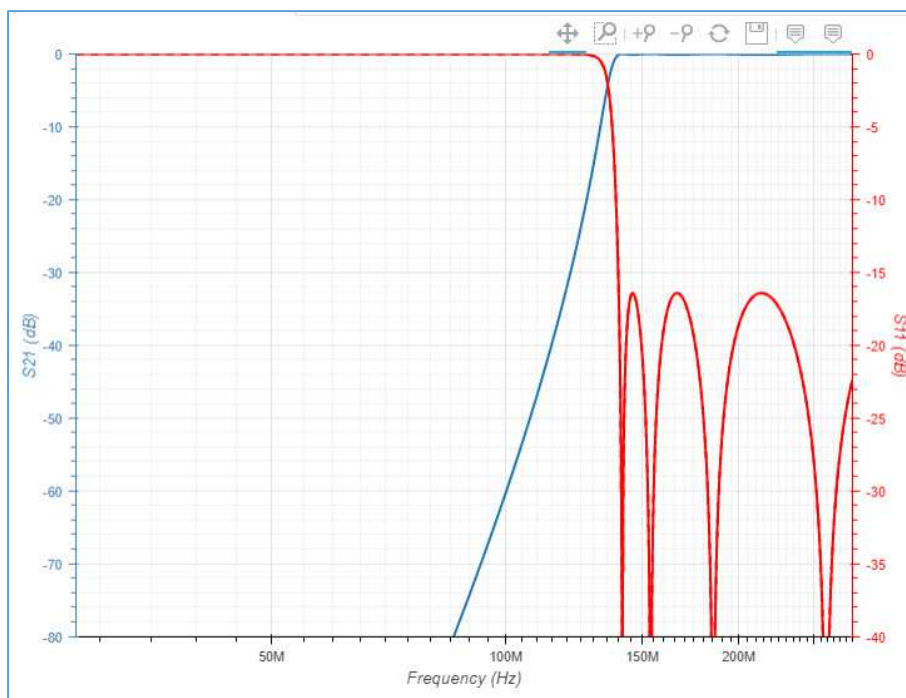


Fig. 49 : Simulation d'un filtre passe-haut du type *Tchebychev* du 11^{ème} ordre, *Ripple* = 0,1 dB ; $f_c = 140$ MHz. L'atténuation à 108 MHz est de l'ordre de -50 dB. Source : © 2017-2018 RF Tools.

Une alternative avec un autre type de filtre : filtre elliptique (filtre de Cauer)

Les filtres elliptiques (fonctions elliptiques de Jacobi) ont une raideur de pente optimale pour un ordre donné. Cela a été démontré par le mathématicien et scientifique allemand Wilhelm Cauer (1900 - 1945). Ces filtres ont trois degrés de liberté : l'ordre du filtre, l'ondulation en bande passante (*Ripple*) et leur raideur de pente laquelle détermine aussi l'atténuation minimale dans la bande rejetée. Les filtres elliptiques d'ordres impairs ont des impédances d'entrée et de sortie identiques. Les deux figures suivantes illustrent les simulations d'un filtre elliptique avec un *Ripple* de 0,1 dB dans la bande utile ; le premier avec une atténuation dans la bande rejetée de -50 dB, le second avec une atténuation de -70 dB.

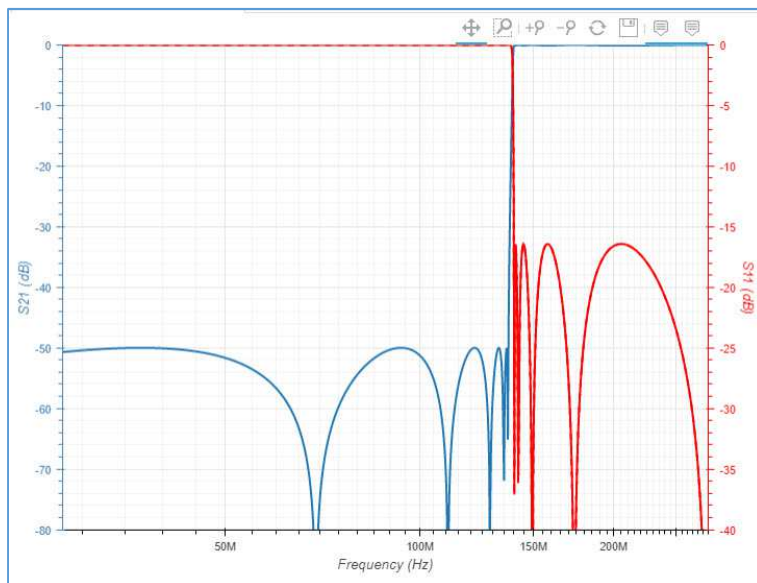


Fig. 50 : Simulation d'un filtre passe-haut du type elliptique du 11^{ème} ordre, *Ripple* = 0,1 dB ; avec atténuation -50 dB dans la bande rejetée ; $f_c = 140$ MHz. L'atténuation à 108 MHz est de l'ordre de -50 dB. Source : © 2017-2018 RF Tools.

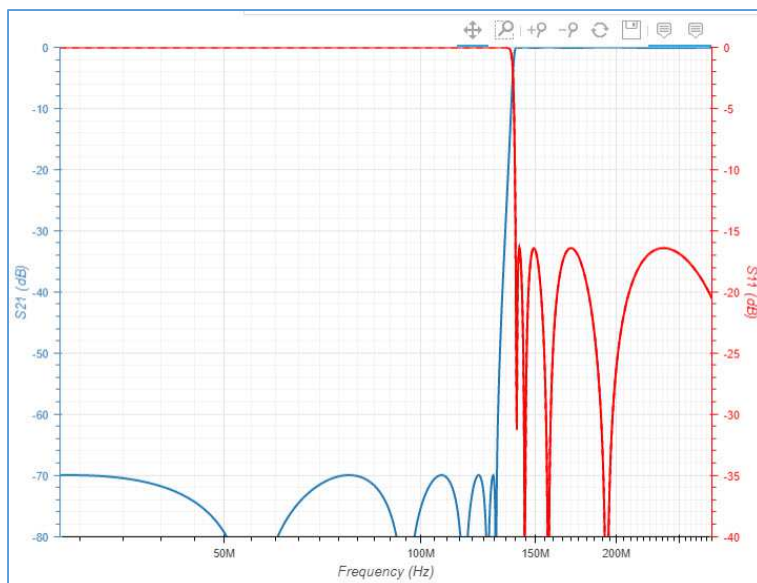


Fig. 51 : Idem figure précédente, fréquence de coupure de 140 MHz, mais avec une atténuation de -70 dB dans la bande rejetée. Source : © 2017-2018 RF Tools.

Une spécificité des filtres elliptiques est que ceux-ci peuvent être optimisés pour rejeter une fréquence particulière ou une bande étroite autour d'une fréquence donnée. Pour obtenir ce résultat, on agit sur l'accord du premier pôle d'atténuation du filtre. Ceci garanti dès lors une atténuation presque infinie à cette fréquence particulière. On peut facilement agir sur le réglage des pôles d'atténuation du filtre car ceux-ci sont constitués de circuits résonnants du type série. Les résonances de ces cellules peuvent être organisées dans n'importe quel ordre au sein du filtre. Cela permet donc une certaine liberté de réalisation.

Voici deux simulations pour notre application avec des fréquences de coupure de 120 MHz et 130 MHz avec un *Ripple* de 0,1 dB et une atténuation de -70 dB.

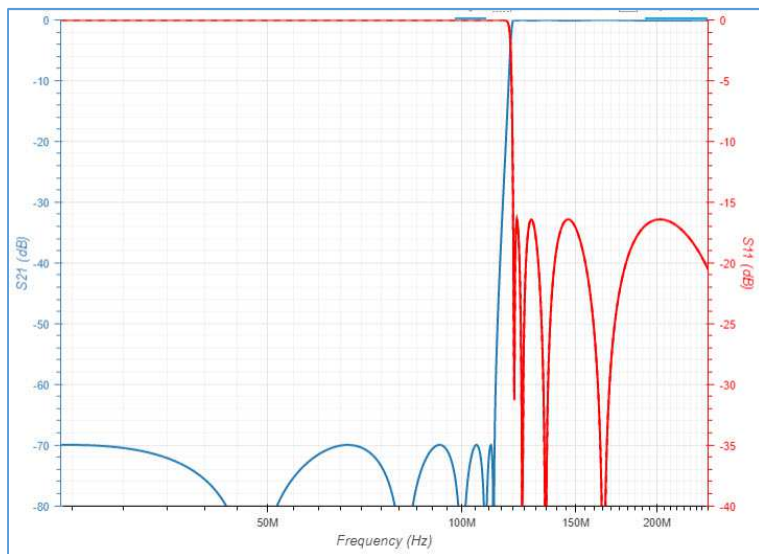


Fig. 52 : Idem figure précédente, mais avec une fréquence de coupure de 120 MHz. Source : © 2017-2018 RF Tools.

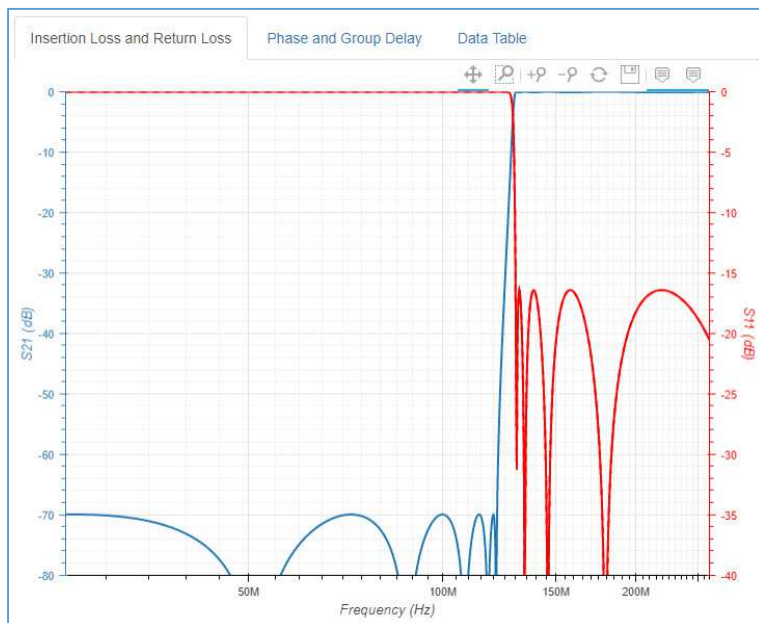


Fig. 53 : Idem figure précédente, mais avec une fréquence de coupure de 130 MHz. Source : © 2017-2018 RF Tools.

Voici les schémas des filtres elliptiques dont les simulations des courbes de réponse sont illustrées aux deux figures précédentes.

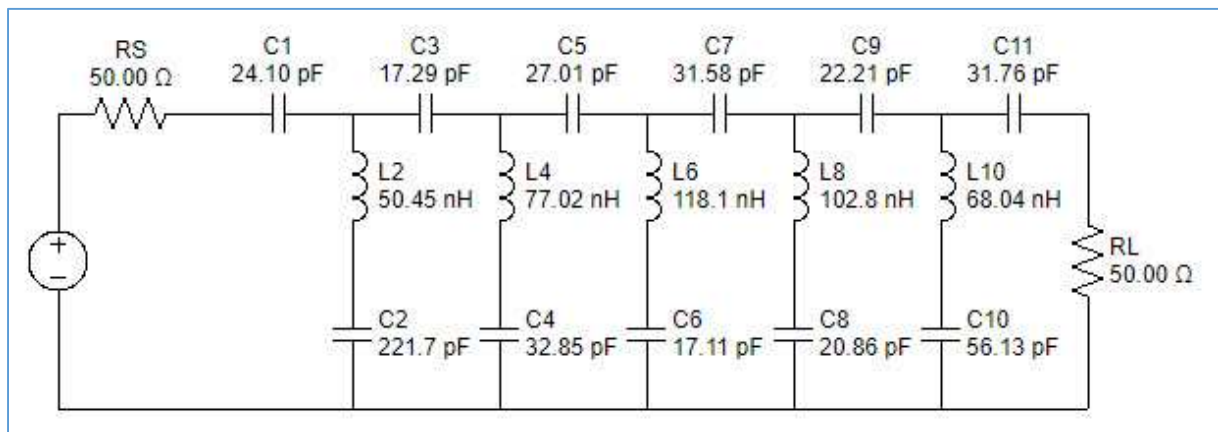


Fig. 54 : Schéma d'un filtre passe-haut du type elliptique du 11^{ème} ordre, *Ripple* = 0,1 dB ; avec atténuation -70 dB de la bande rejetée ; $f_c = 120$ MHz. Source : © 2017-2018 RF Tools.

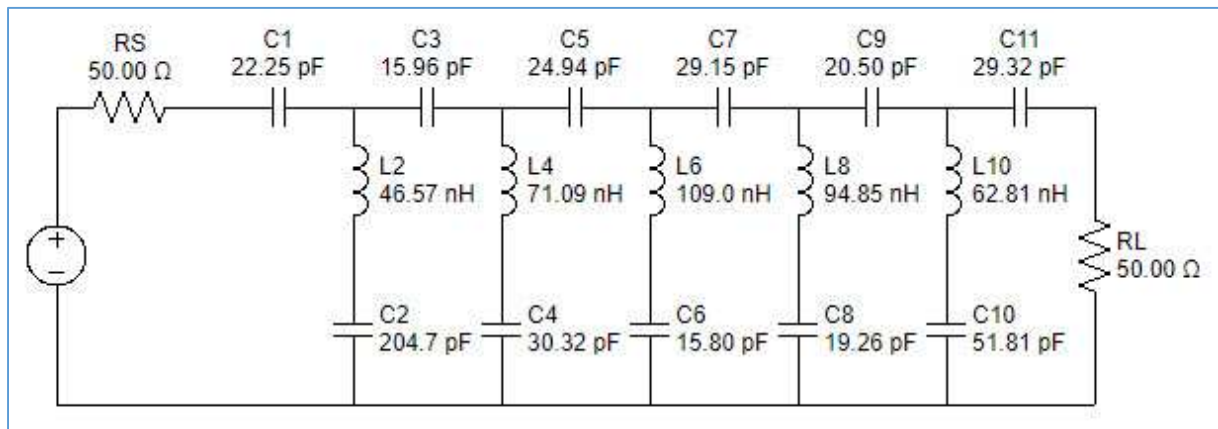


Fig. 55 : Idem figure précédente, mais avec une fréquence de coupure de 130 MHz. Source : © 2017-2018 RF Tools.

Comment réaliser un filtre passe-haut du type elliptique dans le boîtier d'un filtre Procom TnAJK ?

Nous placerons les composants du nouveau filtre elliptique avec les bobinages et condensateurs situés là-où se trouvaient les composants de la branche passe-haut d'origine. À la place des bobines d'origine, il faut toutefois loger un circuit LC série. Oui, on peut ! (Yes, we can !) car sur le circuit imprimé du filtre Procom, il y a d'origine des petits cavaliers de pontage entre les bobines et le plan de masse. Il y a donc moyen de substituer ces cavaliers par des condensateurs variables. Les condensateurs variables peuvent trouver leur place dans les logettes de blindage de la coquille supérieure du filtre. C'est évidemment ces possibilités pratiques qui nous ont motivés à nous lancer dans la conception d'un filtre passe-haut du type elliptique.

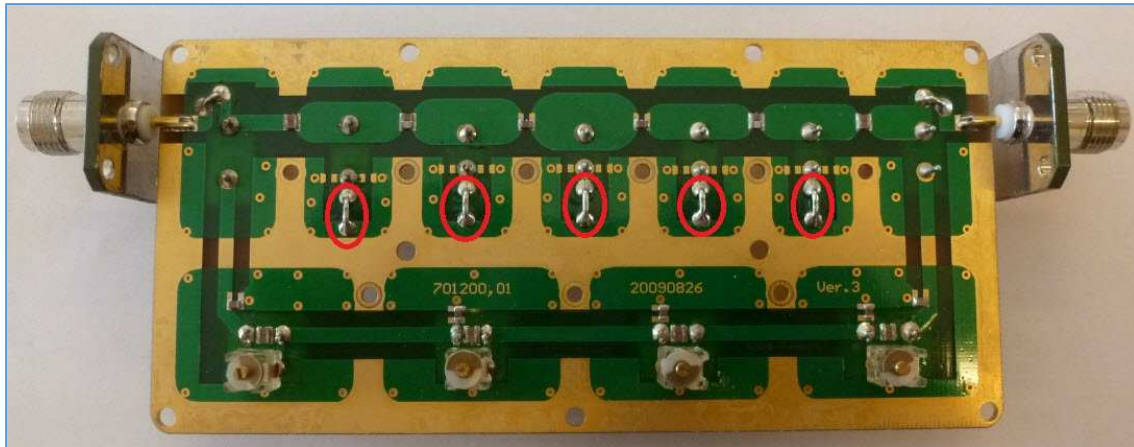


Fig. 56 : Face supérieure du circuit imprimé d'un filtre Procom TnAJK où sont repérés par des cercles en rouge sur cette figure les cavaliers de liaison entre les bobines des cellules shunt et le plan de masse. Photo : ON4IJ.

Voici donc l'emplacement des composants du nouveau filtre. La bobine d'entrée et celle de sortie de la branche passe-bas du filtre seront déposées afin d'isoler cette branche. On comprend déjà que cette branche n'aura plus d'intérêt dans notre application. Les condensateurs des cellules série seront du type SMD (*Surface Mounting Device*) à valeurs fixes. Le réglage du filtre s'effectuera donc par les condensateurs variables placés dans les cellules shunt.

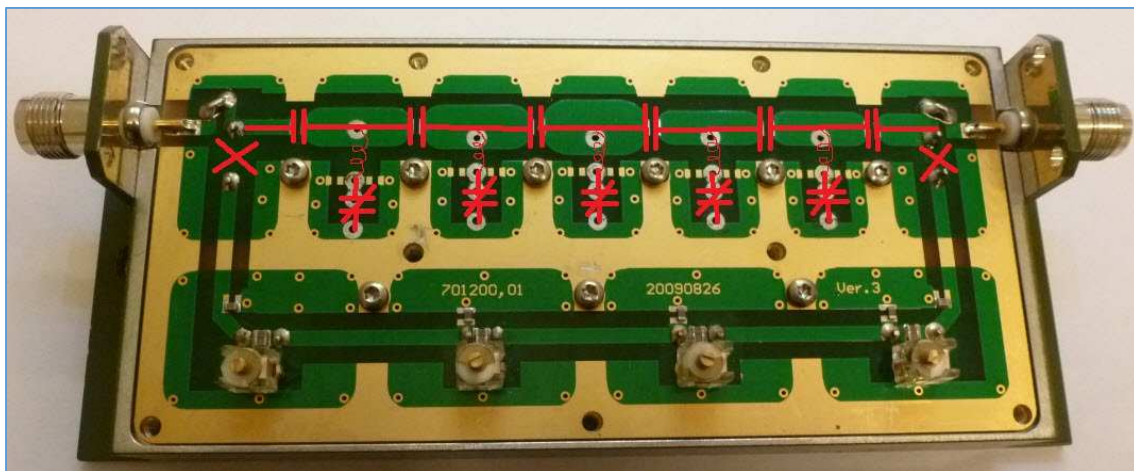


Fig. 57 : Projet de modification d'un filtre Procom TnAJK pour obtenir un filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre. Les bobines d'entrée et de sortie de la branche passe-bas du filtre sont supprimées afin d'isoler cette branche qui ne nous est plus utile dans notre application. Remarque : les bobines sont tracées en traits très fins. Photo : ON4IJ.

Nous avons trouvé des condensateurs variables *Trimmers* à connexions radiales sur deux pins avec un espacement (*Pitch*) de 5,08 mm, ce qui correspond exactement à l'entraxe des plages d'accueil du circuit imprimé là-où se trouvaient les cavaliers. Il s'agit de condensateurs Sprague du type GKU90020 (Mouser Electronics) avec une capacité variable de 14 pF à 90 pF. Un condensateur SMD de 150 pF sera mis en parallèle sur le premier *Trimmer* pour atteindre la valeur requise à la première cellule shunt du filtre. Toutes les capacités fixes SMD sont à coefficient de température nul (NP0).

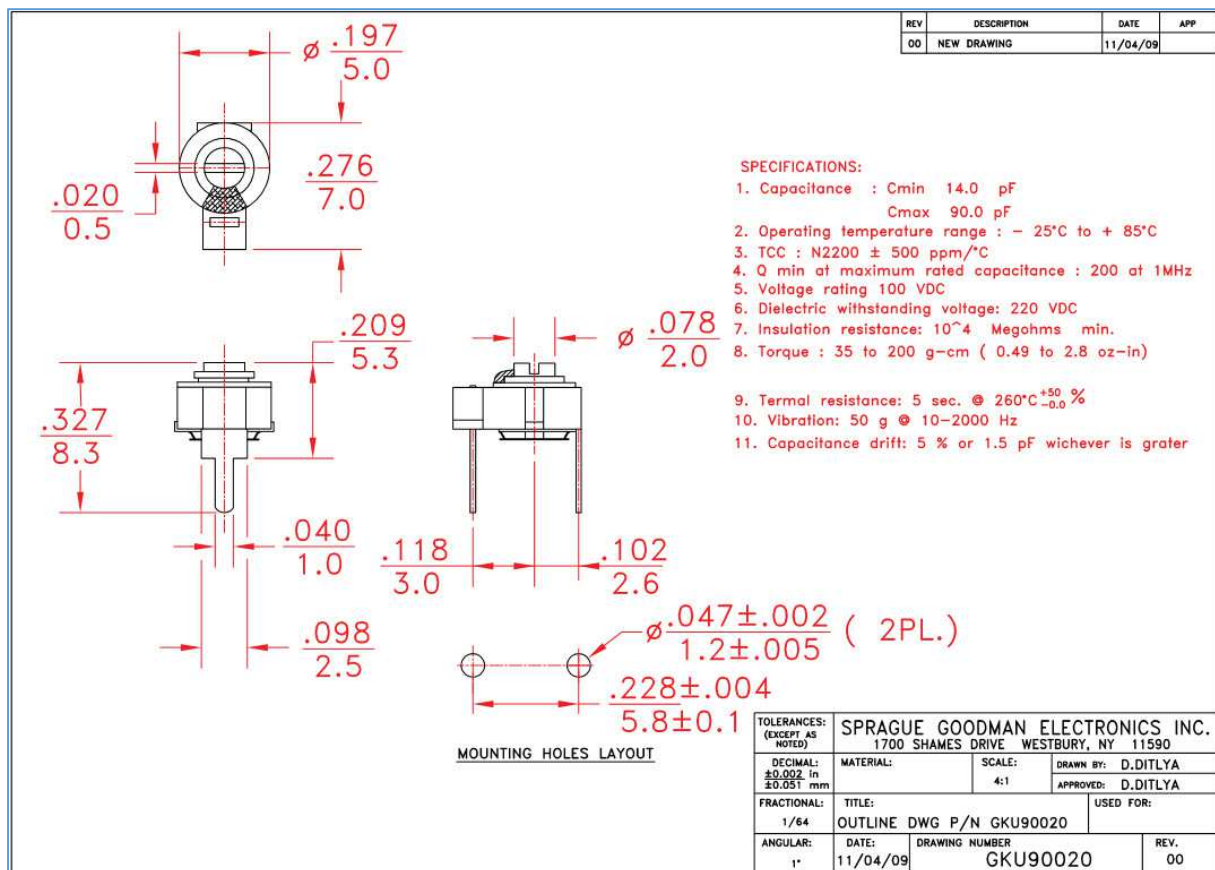


Fig. 58 : Fiche technique des condensateurs Trimmers Sprague GKU90020. Source : Sprague Goodman Electronics Inc.

Pour avoir une idée des fréquences de résonance des circuits LC série, nous les avons calculées avec la formule de Thompson bien connue des OM : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; cela nous aidera à régler le filtre sur un analyseur de réseau vectoriel.

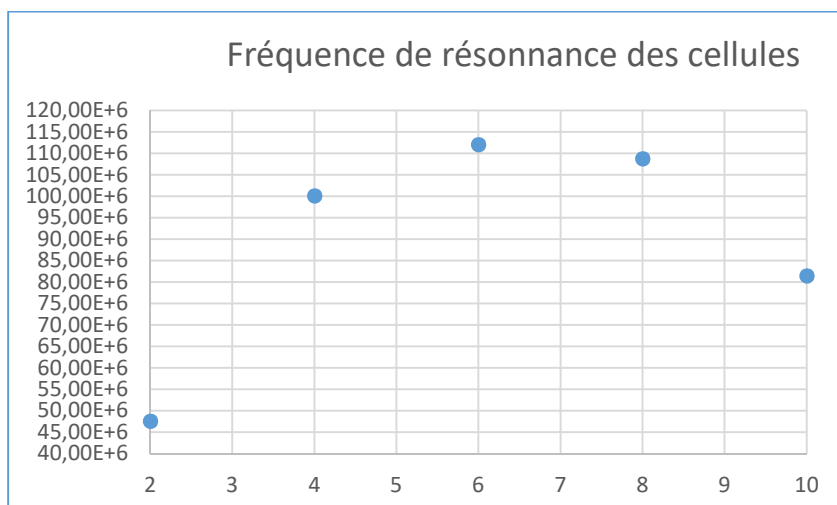


Fig. 59 : Fréquences de résonance des circuits LC série des cellules shunt du filtre elliptique pour une fréquence de coupure de 120 MHz. Graphe : ON4IJ.

Les bobines d'origine du filtre Procom sont réalisées en fil de cuivre émaillé d'un diamètre de 0,8 mm pour pouvoir être placées dans les trous des plages d'accueil du circuit imprimé. Nous nous sommes cette fois approvisionnés de fil de cuivre argenté (Tru Components ref. 1516008/22 ; fournisseur Conrad Belgique ref. 1562128). Nous espérons ainsi obtenir un excellent facteur de qualité des bobines constituées avec ce type de fil.

Comme les espacements entre les plages d'accueil est déterminé pour le placement des bobines sur le circuit imprimé, pour un nombre de spires donné, il a fallu agir sur le diamètre des bobines afin d'obtenir un coefficient de self-induction le plus proche des valeurs nominales calculées pour le filtre.

Pour un filtre dont la fréquence de coupure est de 120 MHz, voici les dimensions des bobines constituées d'un fil de cuivre argenté de 0,8 mm de diamètre.

Bobine n°	Nbre. spires	Long. Bobine [mm]	Diam. Bobine [mm]	Diam. foret
L2	5	9,90	5,0	4,0
L4	5	7,10	4,5	3,5
L6	5	7,10	7,0	6,0
L8	5	7,3	6,5	5,5
L10	5	6,8	5,0	4,0

Fig. 60 : Tableau des dimensions des bobines pour un filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre et dont la fréquence de coupure est de 120 MHz (voir schéma à la figure 54).

Les bobines sont réalisées en enroulant le fil conducteur sur la queue d'un foret dont le diamètre est spécifié en dernière colonne du tableau ci-dessus. Le diamètre d'une bobine est mesuré par convention de centre à centre du cercle constituant la section du conducteur. Lorsque l'on bobine du fil de cuivre sur un foret, il y a toujours un léger jeu entre le fil de bobinage et le foret lorsque les spires ont été bobinées et la tension du fil lors du bobinage une fois relâchée (effet de ressort). On peut ici estimer ce jeu à 0,2 mm. Vous pouvez vérifier cette dimension au moyen d'un pied à coulisse en mesurant le diamètre extérieur de la bobine réalisée et en déduisant le diamètre du conducteur. Ainsi, en pratique, pour une bobine avec un conducteur nu de 0,8 mm, le diamètre du foret est d'un millimètre inférieur au diamètre nominal de la bobine à réaliser. Si vous réalisez des bobines avec du fil de cuivre émaillé, il faut tenir compte de l'épaisseur de l'isolant email de ce type de fil.

La longueur d'une bobine est mesurée par convention entre l'extérieur du conducteur de part et d'autre du début et de la fin du bobinage.

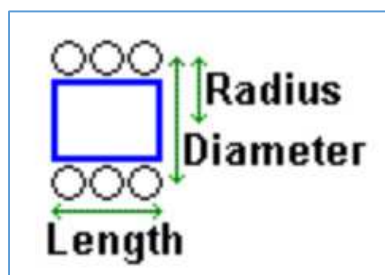


Fig. 61 : Convention de mesure du diamètre et de la longueur d'une bobine. Source : © 1999-2017 66pacific.com.

D'origine sur le filtre Procom TnAJK, les bobines sont placées à une hauteur constante par rapport au plan de masse du circuit imprimé au moyen de pastilles isolantes en Téflon. Celles-ci sont positionnées d'un seul côté des bobines. Cela permet de maintenir facilement les bobines à une distance appropriée par rapport au circuit imprimé lorsque l'on place celles-ci sur le circuit au moment de la soudure.

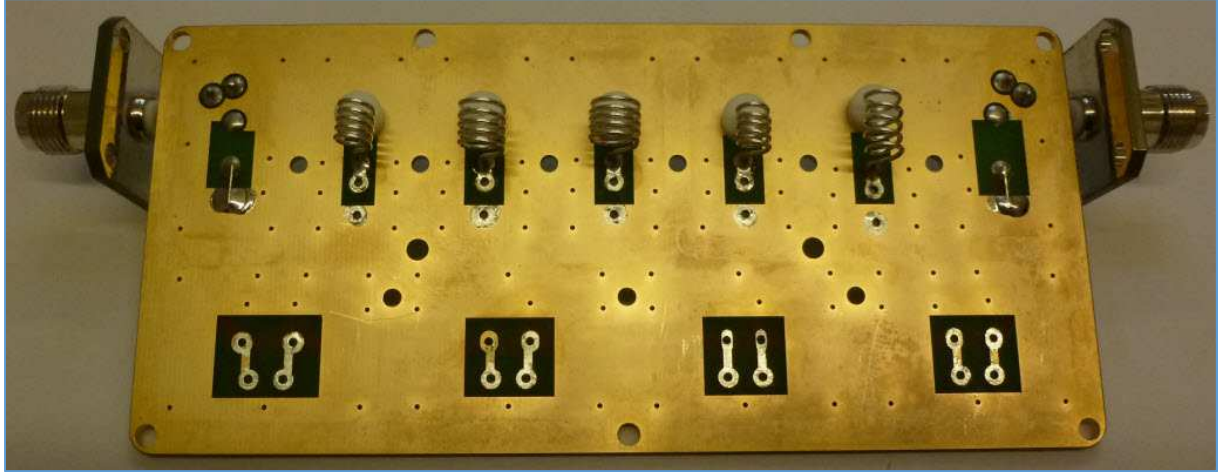


Fig. 62 : Nouvelles bobines en fil de cuivre argenté pour un filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre. Les autres composants de la branche passe-bas d'origine du filtre ont été déposés. Les connexions d'entrée et de sortie de cette deuxième branche inutilisée ont été court-circuitées au plan de masse afin d'éviter tout rayonnement et tout couplage aux pistes du circuit imprimé de cette branche « morte » isolée. Ces connexions sont visibles à gauche de la première bobine et à droite de la dernière bobine. Photo : ON4IJ.

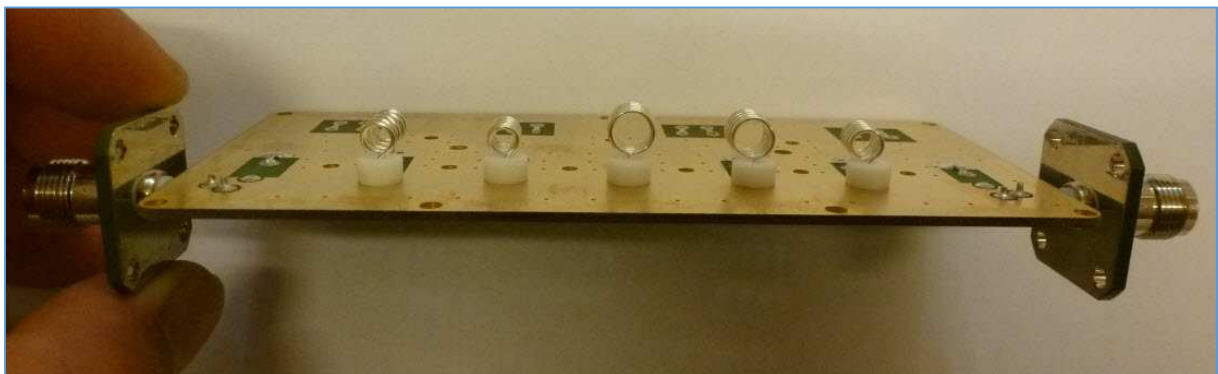


Fig. 63 : Idem figure ci-dessus, mais avec vue de profil où l'on peut mieux observer les différents diamètres des bobines et aussi les pastilles en téflon pour maintenir les bobines à bonne distance du plan de masse du circuit imprimé. Photo : ON4IJ.

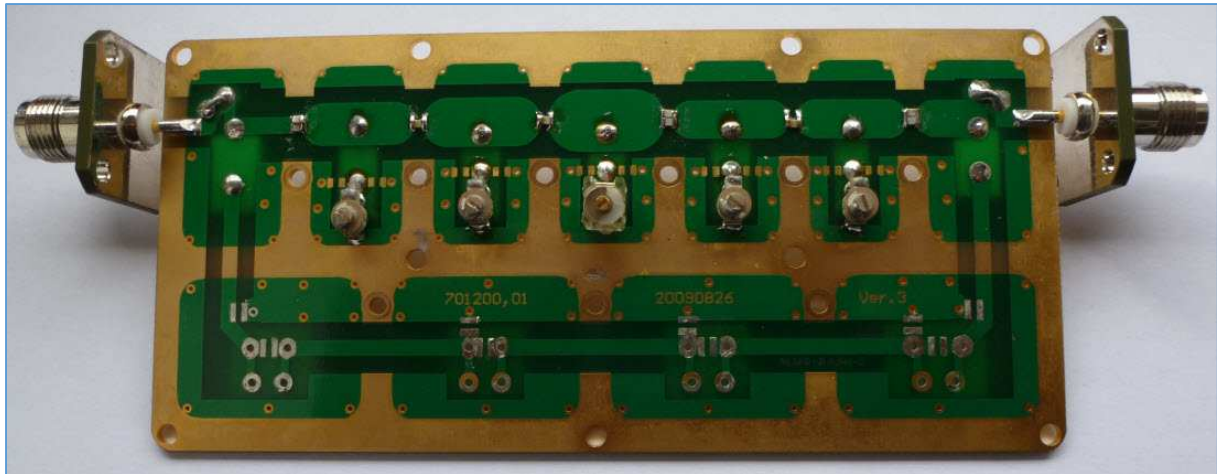


Fig. 64 : Vue de la partie supérieure du circuit imprimé avec les modifications du filtre d'origine en filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre. Photo : ON4IJ.

Sur la figure ci-dessus, on peut observer les cinq condensateurs variables des circuits LC série des cellules shunt du filtre et les six condensateurs fixes du type SMD des cellules série.

Tests d'une 1^{ère} version d'un filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre $f_c = 120$ MHz

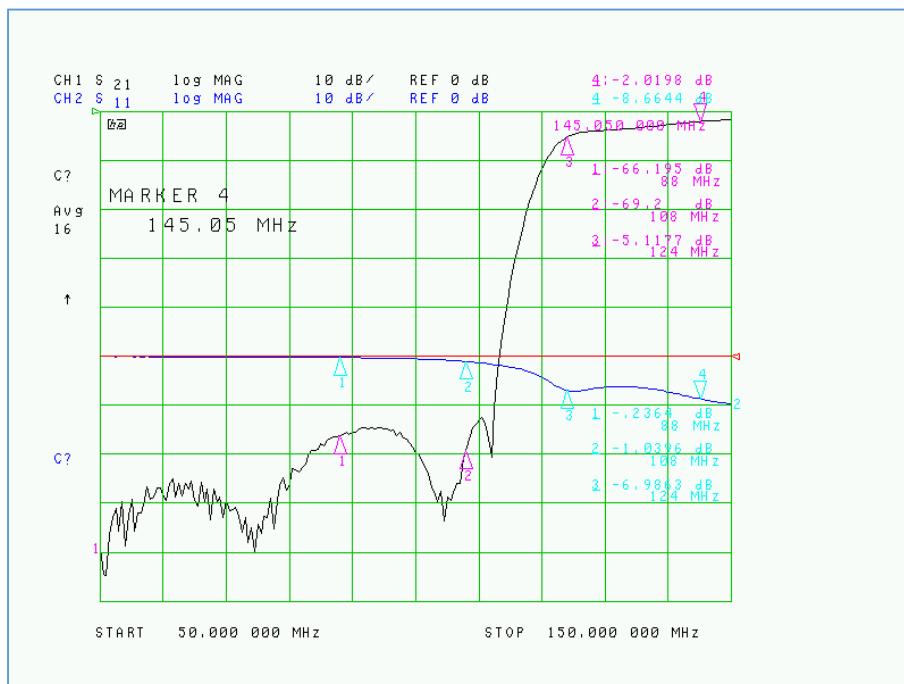


Fig. 65 : Courbe de réponse du coefficient de transmission (S_{21}) et de réflexion à l'entrée (S_{11}) d'un filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre avec une fréquence de coupure de 120 MHz. Cliché : ON4IJ.

Ce que l'on peut constater en premier lieu sur la figure ci-dessus c'est la raideur de pente redoutable de ce type de filtre. La fréquence de coupure est de l'ordre de 124 MHz. L'atténuation dans la bande rejetée est de l'ordre de -66 dB à -69 dB, valeurs proche de celle qui est prévue. La bande rejetée s'étale jusqu'à une fréquence d'environ 112 MHz. L'atténuation à 108 MHz est de -69 dB. La perte d'insertion du filtre à la fréquence RX 145,050 MHz du répéteur est de -2 dB.

En ce qui concerne l'adaptation d'impédance du filtre à son entrée, celle-ci est modeste car les pertes de retours à la fréquence utile de 145,050 MHz sont de -8,6 dB, ce qui correspond à un SWR de 2,18 : 1. Cela nous paraît un peu excessif.

Voyons maintenant ce qu'il en est du coefficient de transmission inverse (S_{12}) et du coefficient de réflexion à la sortie du filtre : soyons curieux.

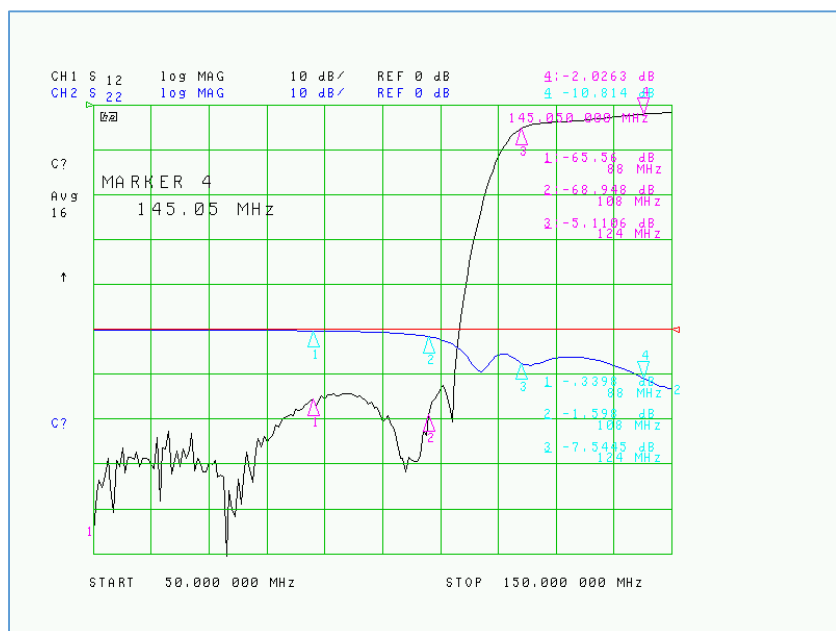


Fig. 66 : Idem figure ci-dessus, mais avec affichage du coefficient de transmission inverse S_{12} et du coefficient de réflexion S_{22} à la sortie du filtre accordé sur une fréquence de coupure de 120 MHz. Cliché : ON4IJ.

Sans surprise, le coefficient de transmission inverse de ce filtre ressemble au coefficient de transmission direct. Apparemment, le coefficient de réflexion à la sortie se comporte un peu d'une manière similaire : les pertes de retour sont tout aussi modestes à la fréquence RX du répéteur 145,050 MHz, ici -10,8 dB (SWR de 1,8 : 1).

Afin de pouvoir vérifier le véritable comportement de l'impédance à l'entrée et à la sortie du filtre, il y a lieu de vérifier celle-ci sur l'affichage de l'abaque de Smith sur l'analyseur de réseau vectoriel. C'est ici que nous allons avoir quelques surprises.

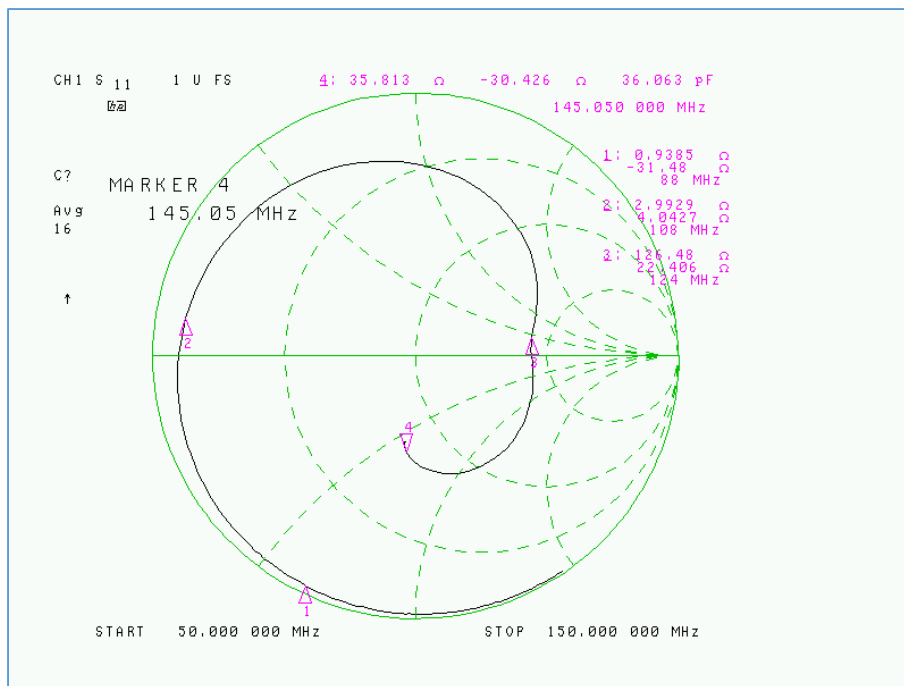


Fig. 67 : Impédance d'entrée (S_{11}) du filtre (version 120 MHz). Dans la bande utile, le lieu géométrique de l'impédance en fonction de la fréquence n'est pas très proche du centre de l'abaque de Smith. Cliché : ON4IJ.

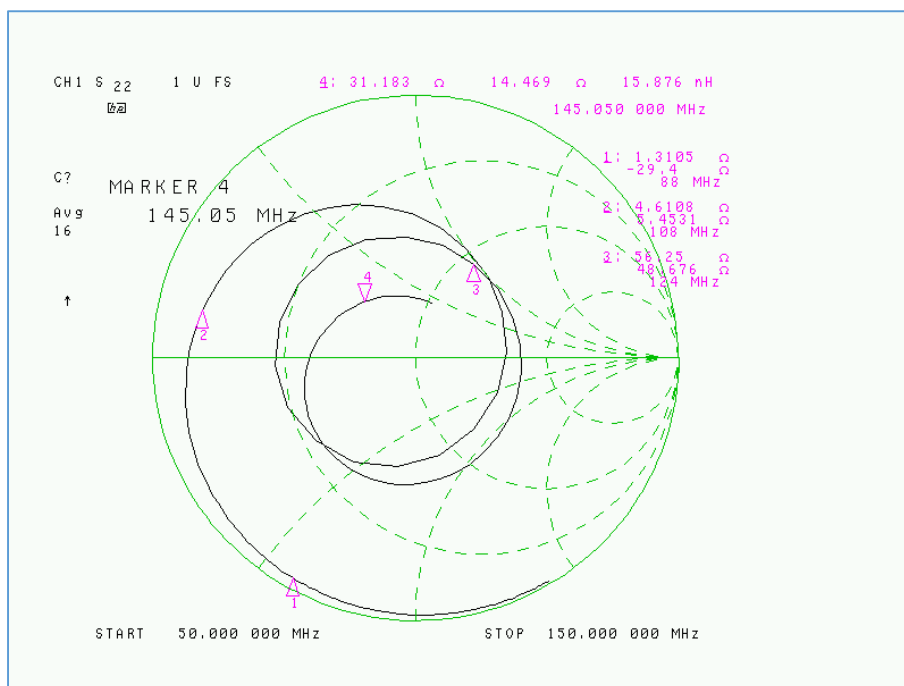


Fig. 68 : Idem figure ci-dessus, mais en ce qui concerne l'impédance de sortie (S_{22}) du filtre. Dans la bande utile, le lieu géométrique de l'impédance en fonction de la fréquence se situe dans une région relativement éloignée du centre de l'abaque de Smith. Cliché : ON4IJ.

Quels enseignements doit-on tirer de cette première version de filtre (version avec fréquence de coupure à 120 MHz) ?

Malgré avoir effectué de nombreux réglages sur toutes les coutures de ce filtre, force est de constater qu'il ne s'agit pas d'un filtre optimal et que ses performances sont modestes non seulement au point de vue des pertes d'insertion mais aussi en ce qui concerne l'adaptation d'impédance du filtre à son entrée et à sa sortie vis-à-vis d'une charge de 50 Ω . Ces caractéristiques d'impédances à l'entrée et à la sortie du filtre pourraient avoir des conséquences dommageables sur les caractéristiques de réponse en amplitude de ce filtre (S_{21} ou S_{12}). En effet : que se passerait-il si le filtre était raccordé sur une impédance de charge différente de 50 Ω et qui pourrait comporter une partie réactive comme par exemple dans la situation de la véritable impédance d'une antenne avec son *feeder* utilisés en réception ? Aussi, que se passerait-il si l'impédance d'entrée du récepteur du *rack* répéteur n'était pas une charge résistive pure de 50 Ω ? Pouvons-nous donc garantir le bon fonctionnement du filtre dans de telles conditions ?

Comment donc améliorer les performances d'un filtre ?

C'est ici que la technologie pure et dure des composants électroniques intervient d'une manière cruciale. Vous avez certainement lu mainte fois dans des publications techniques que les coefficients de surtension (facteurs de qualité Q) des bobines et des condensateurs ont une certaine importance pour des circuits résonnants. Oui, OK, mais une bobine est une bobine, et capa céramique est une capa céramique allez-vous me dire ... Très bien ! Je vous propose dans ce qui suit de vérifier tout cela et de comparer sur pièces deux versions de filtre : celle que nous venons de vous décrire (version 120 MHz) et la suivante (version 130 MHz), mais cette fois avec des condensateurs d'un facteur de qualité exceptionnel et aux valeurs de capacités de grande précision. Les mesures feront fois de cette amélioration. À vous de juger, d'apprécier et d'en tirer les enseignements.

Construction d'un ultime prototype de filtre (passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre avec une fréquence de coupure de 130 MHz) et avec des composants électroniques de haute qualité ciblée.

Buts que nous cherchons à obtenir :

- Pertes d'insertions minimales réalistes à la fréquence utile (145,050 MHz) ;
- Atténuation dans la bande rejetée (88-108 MHz) de l'ordre de -70 dB ;
- Parfaite adaptation d'impédance du filtre dans la bande utile à son entrée ;
- Idem au point de vue adaptation d'impédance à la sortie du filtre.

Pour la construction de la deuxième version du filtre, nous avons choisi cette fois-ci des condensateurs céramique SMD de qualité « *Microwave* » de la série 600F du constructeur American Technical Ceramics Corp (ATC) NY & FL USA. Il s'agit de condensateurs MLCC (*Multi-Layer Ceramic Capacitors*), *Ultra-Low ESR*, *High Q*, NP0 (coefficient de température nul), *RF & Microwave Capacitors* en format SMD 0805. Ces condensateurs ont donc un angle de perte très faible, une résistance équivalente série (ESR) de l'ordre de 0,062 Ω à 500 MHz pour une capacité de l'ordre de 10 pF et ont une fréquence de self-résonance très élevée de l'ordre de plusieurs Giga Hertz.

Avec ce type de condensateurs, nous espérons ainsi obtenir le moins de pertes d'insertion possibles dans cette nouvelle version du filtre passe-haut et obtenir aussi une version la plus optimale possible dans le cadre des buts que nous nous sommes fixés.

Les condensateurs *High Q* ATC de la série 600F sont disponibles dans de nombreuses valeurs depuis quelques fractions de pF (0,1 pF) jusqu'à 240 pF maximum. En outre, les tolérances sur les valeurs des capacités sont très serrées : de $\pm 0,05$ pF pour des capacités de 0,1 pF à 6,2 pF et de 1 % pour des valeurs à partir de 10 pF. On peut donc comprendre que ces condensateurs sont spécialement prévus pour des applications de télécommunications et en particulier pour des filtres en radiofréquence depuis la bande VHF jusqu'aux bandes millimétriques. Vous pouvez vous approvisionner de ces condensateurs par Internet chez Mouser Electronics.

ATC 600F Series Ultra-Low ESR, High Q NPO RF & Microwave Capacitors															
Capacitance Values*															
Value (pF)	Cap Code	Marking	Tolerances	Value (pF)	Cap Code	Marking	Tolerances	Value (pF)	Cap Code	Marking	Tolerances	Value (pF)	Cap Code	Marking	Tolerances
0.1	0R1	A9	A, B	3.3	3R3	N0	A, B, C, D	30	300	M1	F, G, J, K, M	120	121	C2	F, G, J, K, M
0.2	0R2	H9	A, B	3.6	3R6	P0	A, B, C, D	33	330	N1	F, G, J, K, M	150	151	E2	F, G, J, K, M
0.3	0R3	M9	A, B, C	3.9	3R9	Q0	A, B, C, D	36	360	P1	F, G, J, K, M	180	181	G2	F, G, J, K, M
0.4	0R4	d9	A, B, C	4.3	4R3	R0	A, B, C, D	39	390	Q1	F, G, J, K, M	200	201	H2	F, G, J, K, M
0.5	0R5	f9	A, B, C	4.7	4R7	S0	A, B, C, D	43	430	R1	F, G, J, K, M	220	221	J2	F, G, J, K, M
0.6	0R6	m9	A, B, C	5.1	5R1	T0	A, B, C, D	47	470	S1	F, G, J, K, M	240	241	K2	F, G, J, K, M
0.7	0R7	n9	A, B, C	5.6	5R6	U0	A, B, C, D	51	510	T1	F, G, J, K, M				
0.8	0R8	t9	A, B, C	6.2	6R2	V0	A, B, C, D	56	560	U1	F, G, J, K, M				
0.9	0R9	y9	A, B, C	6.8	6R8	W0	B, C, J, K	62	620	V1	F, G, J, K, M				
1.0	1R0	A0	A, B, C, D	7.5	7R5	X0	B, C, J, K	68	680	W1	F, G, J, K, M				
1.1	1R1	B0	A, B, C, D	8.2	8R2	Y0	B, C, J, K	75	750	X1	F, G, J, K, M				
1.2	1R2	C0	A, B, C, D	9.1	9R1	Z0	B, C, J, K	82	820	Y1	F, G, J, K, M				
1.3	1R3	D0	A, B, C, D	10	100	A1	F, G, J, K, M	91	910	Z1	F, G, J, K, M				
1.5	1R5	E0	A, B, C, D	11	110	B1	F, G, J, K, M	100	101	A2	F, G, J, K, M				
1.6	1R6	F0	A, B, C, D	12	120	C1	F, G, J, K, M	110	111	B2	F, G, J, K, M				
1.8	1R8	G0	A, B, C, D	15	150	E1	F, G, J, K, M	120	121	C2	F, G, J, K, M				
2.0	2R0	H0	A, B, C, D	18	180	G1	F, G, J, K, M	150	151	E2	F, G, J, K, M				
2.2	2R2	J0	A, B, C, D	20	200	H1	F, G, J, K, M	180	181	G2	F, G, J, K, M				
2.4	2R4	K0	A, B, C, D	22	220	J1	F, G, J, K, M	200	201	H2	F, G, J, K, M				
2.7	2R7	L0	A, B, C, D	24	240	K1	F, G, J, K, M	220	221	J2	F, G, J, K, M				
3.0	3R0	M0	A, B, C, D	27	270	L1	F, G, J, K, M	240	241	K2	F, G, J, K, M				

*Non-standard values and custom tolerances are available upon request.

Fig. 69 : Tableau des valeurs et des tolérances des condensateurs ATC de la série 600F. Source : American Technical Ceramics Corp (ATC), USA.

Pour obtenir des valeurs des capacités les plus approchantes de celles qui résultent du calcul du filtre, nous avons procédé par des associations en parallèle de deux condensateurs : C et C'.

Capa n°	Val. Calc. [pF]	C [pF]	C' [pF]	Val. réelle [pF]
C1	22,25	20,0	2,2	22,2
C3	15,96	15,0	1,0	16,0
C5	24,94	22,0	3,0	25,0
C7	29,15	27,0	2,2	29,2
C9	20,50	20,0	0,5	20,5
C11	29,32	27,0	2,4	29,4

Fig. 70 : Tableau des valeurs des capacités du nouveau filtre passe-haut ($f_c = 130$ MHz, voir schéma à la figure 55).

Les condensateurs approvisionnés sont choisis avec les tolérances les plus petites possibles ; le prix en est toutefois quelque peu plus élevé, mais cela reste abordable.

Pour cette nouvelle version de filtre, nous avons dû réaliser de nouvelles bobines (toujours avec du fil argenté d'un diamètre de 0,8 mm).

Bobine n°	Nbre. spires	Long. Bobine [mm]	Diam. Bobine [mm]	Diam. foret
L2	5	8,68	4,5	3,5
L4	5	8,00	5,5	4,5
L6	5	7,90	7,0	6,0
L8	5	8,05	6,5	5,5
L10	5	7,55	5,0	4,0

Fig. 71 : Tableau des dimensions des bobines pour un filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre et dont la fréquence de coupure est de 130 MHz (voir schéma à la figure 55).

Voici les fréquences de résonance des cellules LC shunt de cette version de filtre.

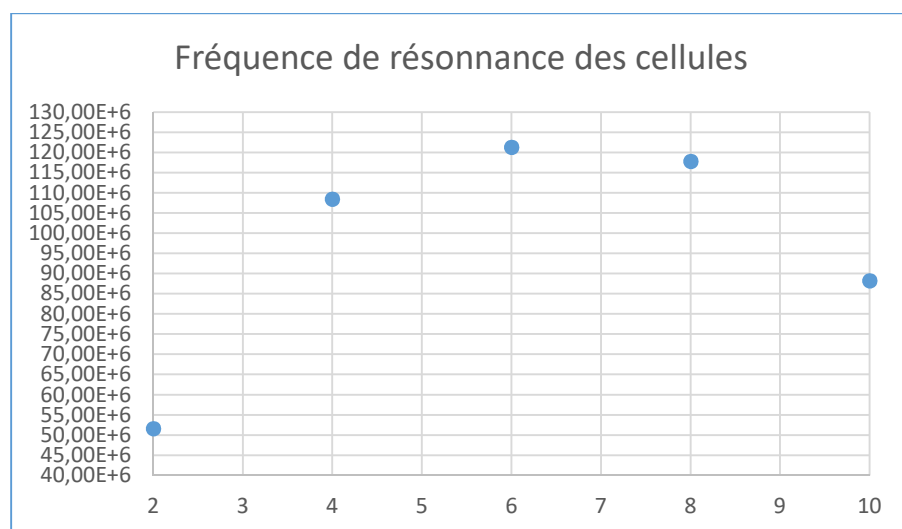


Fig. 72 : Fréquences de résonance des circuits LC série des cellules shunt du filtre elliptique pour une fréquence de coupure de 130 MHz. Graphe : ON4IJ.

Circuit LC n°	Fréquence de résonance [MHz]
L2C2	51,55
L4C4	108,41
L6C6	121,28
L8C8	117,75
L10C10	88,23

Fig. 73 : Tableau des fréquences de résonance relevées à partir du graphe de la figure précédente.

Tests du filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre $f_c = 130$ MHz avec capas ATC

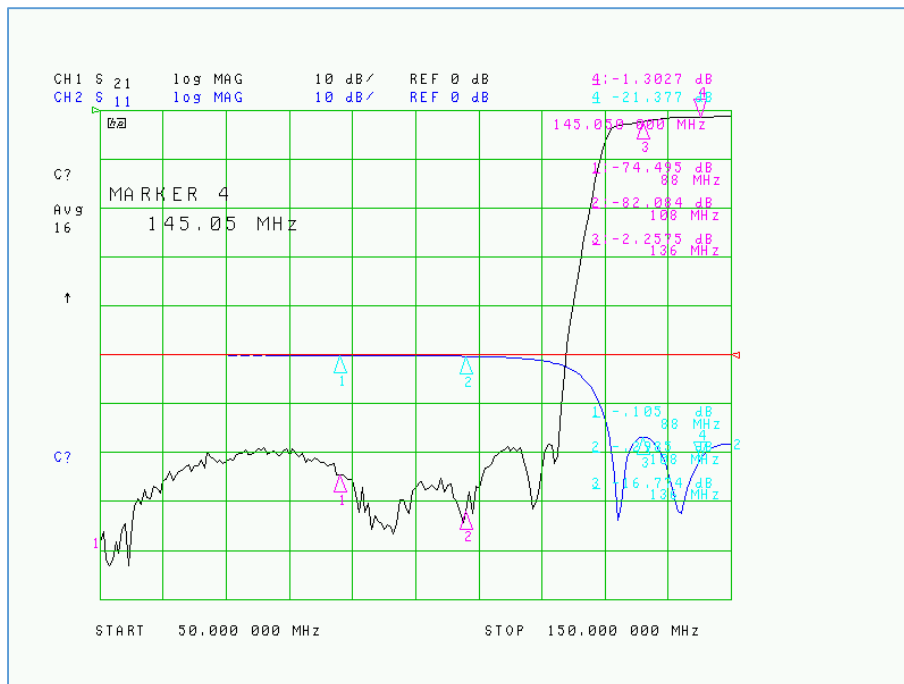


Fig. 74 : Courbe de réponse du coefficient de transmission (S_{21}) et de réflexion à l'entrée (S_{11}) d'un filtre passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre avec une fréquence de coupure de 130 MHz. Cliché : ON4IJ.

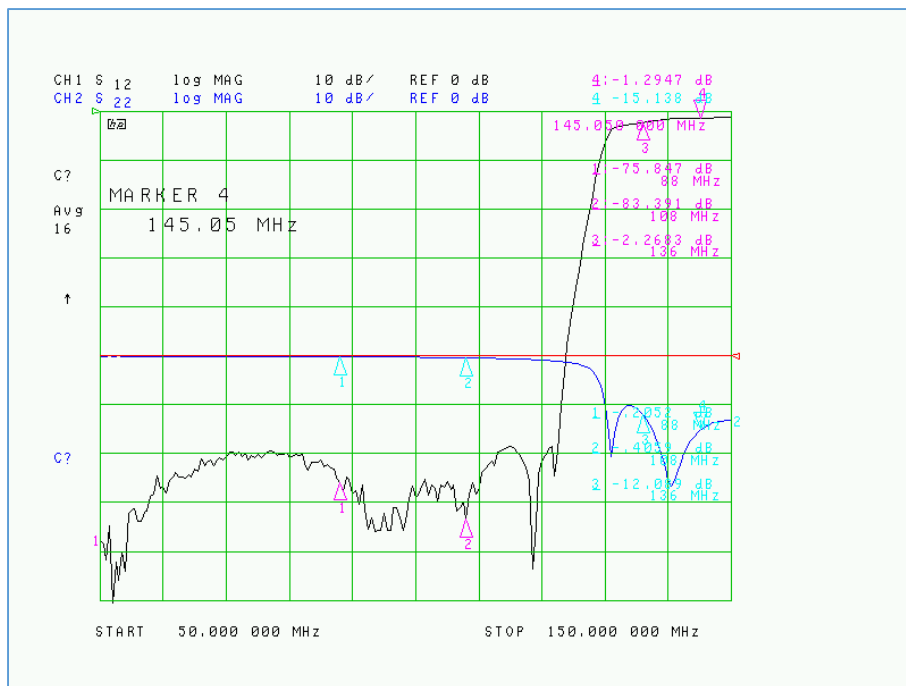


Fig. 75 : Idem figure ci-dessus mais avec les mesures du S_{12} et du S_{22} . Cliché : ON4IJ.

Les performances de cette ultime version du filtre sont satisfaisantes : la perte d'insertion à 145,050 MHz est de -1,3 dB et l'atténuation dans la bande rejetée entre 88 MHz et 108 MHz est de l'ordre de -75 dB. Les pertes de retour à l'entrée du filtre sont de -21,3 dB (SWR 1,18 : 1) et sont de -15,1 dB (SWR 1,4 : 1) à la sortie du filtre.

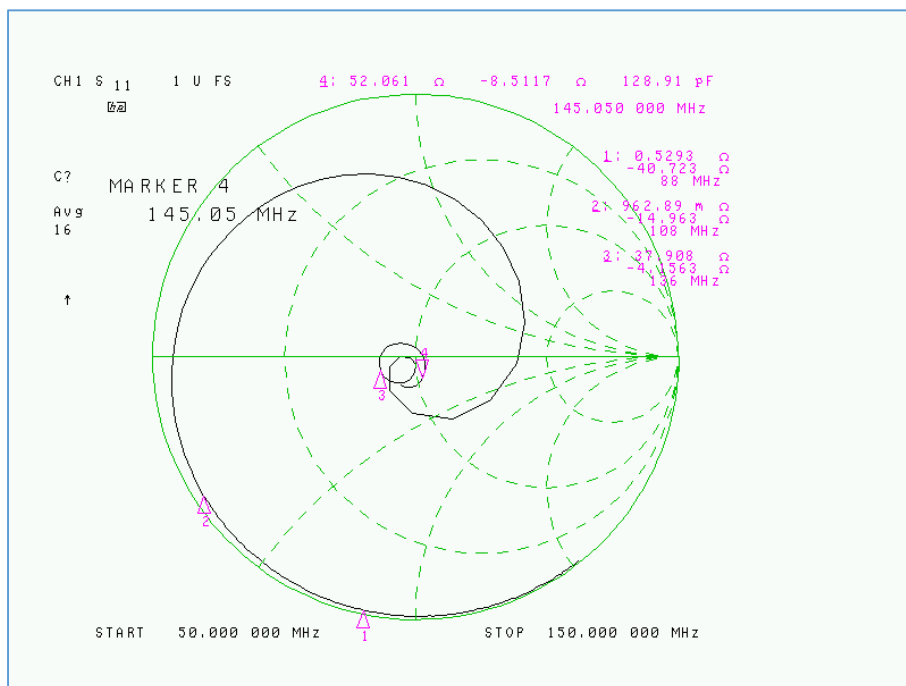


Fig. 76 : Impédance d'entrée (S_{11}) du filtre (version 130 MHz). Dans la bande utile (entre la fréquence de coupure et la fréquence RX du répéteur) le lieu géométrique de l'impédance en fonction de la fréquence est très proche du centre de l'abaque de Smith (voir marqueurs 3 et 4). Cliché : ON4IJ.

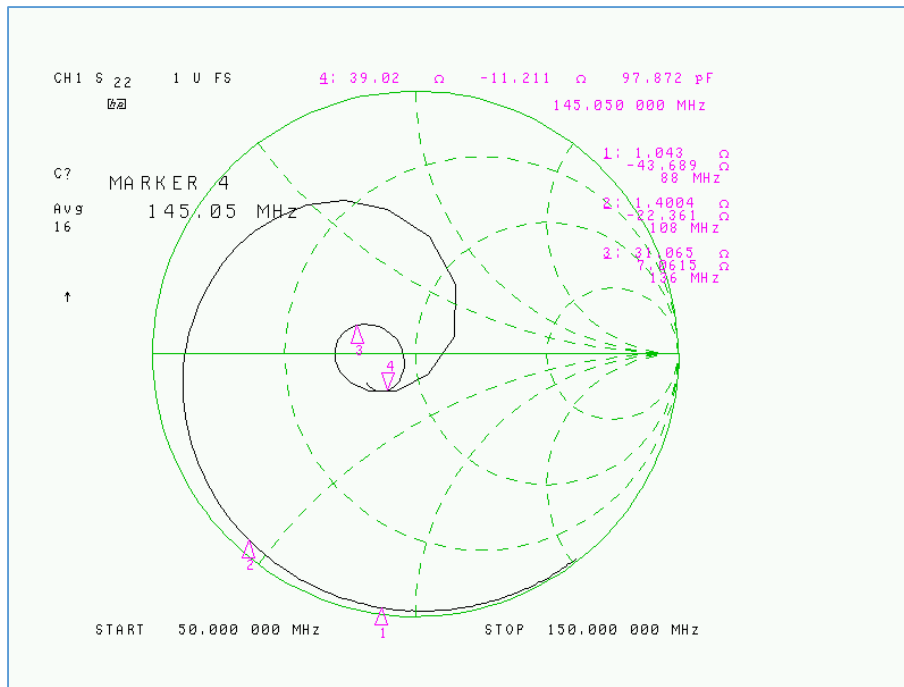


Fig. 77: Idem figure ci-dessus mais pour l'impédance de sortie (S_{22}) du filtre. Dans la bande utile et en particulier à 145,050 MHz, l'impédance se situe relativement près du centre de l'abaque de Smith. Cliché : ON4IJ.

On peut déduire de ces mesures que dans cette version du filtre (130 MHz), celui-ci est mieux équilibré au point de vue de son impédance d'entrée et de sortie par rapport à la version précédente (120 MHz).

Comportement hors bande du filtre passe-haut ($f_c = 130$ MHz)

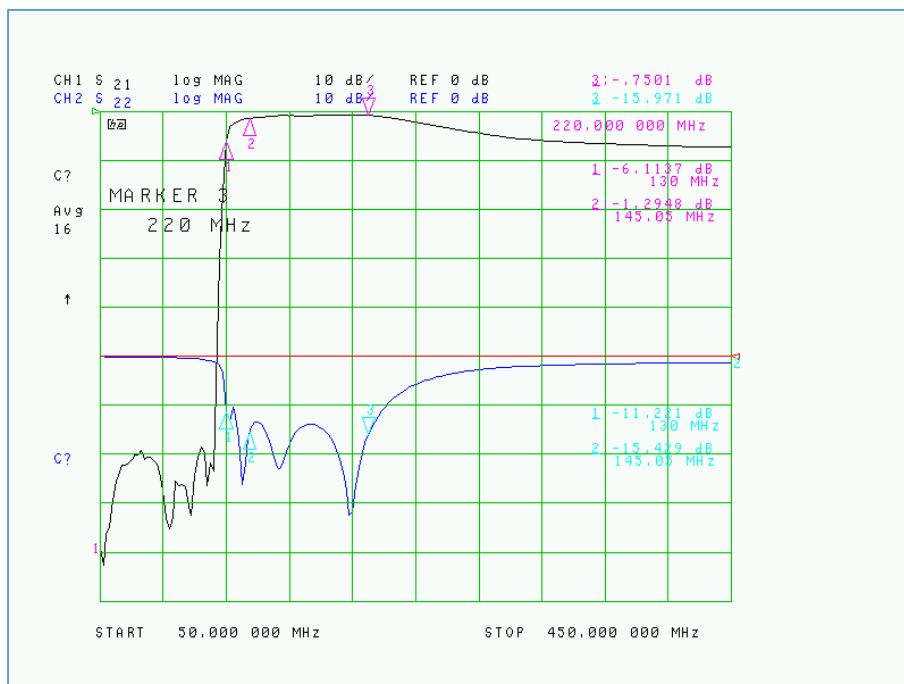


Fig. 78 : Courbe de réponse S_{21} (et S_{22}) du filtre passe-haut ($f_c = 130$ MHz). La bande utile est exploitable depuis 145,050 MHz jusqu'à 220 MHz. Cliché : ON4IJ.

On constate ci-dessus que la courbe de réponse du filtre est relativement linéaire dans une bande utile s'étalant de 145,050 MHz à 220 MHz. En revanche, au-delà de 250 MHz jusqu'à 450 MHz, les pertes d'insertion du filtre sont plus prononcées. Si un filtre de ce type devait équiper un répéteur UHF, il y aurait donc lieu de choisir une fréquence de coupure plus élevée. Dans ce cas, un compromis devrait être établi entre les pertes d'insertion dans la bande radioamateur des 70 cm et l'atténuation dans la bande rejetée située entre 88 MHz et 108 MHz de façon à choisir judicieusement la fréquence de coupure du filtre.

Astuces pratiques pour le réglage du filtre

Les condensateurs variables *trimmers* que nous avons choisis pour les cellules shunt du filtre sont du type céramique et dont la plage de capacité s'étend de 15 pF à 90 pF. En ce qui concerne les condensateurs C2, C4 et C10 du filtre passe-haut (130 MHz), ces *trimmers* céramiques conviennent très bien. Pour C2 (204,7 pF), nous avons rajouté un condensateur ATC de 150 pF. En revanche, pour les plus petites valeurs des condensateurs C6 et C8, nous avons utilisé les condensateurs variable au téflon d'origine du filtre Procom TnAJK. Ces *trimmers* au téflon ont une plage de capacité comprise entre 2 pF et 20 pF. Pour C6 (15,8 pF), un tel *trimmer* convient parfaitement. En revanche, pour C8 (19,26 pF), il est préférable d'ajouter en parallèle un condensateur ATC de 3 pF ou de 3,3 pF ou encore de 4,7 pF (au choix).

Réglage du filtre et influence de son blindage

Lorsque nous avons procédé aux premiers réglages du filtre, la coquille supérieure du blindage était déposée afin d'avoir accès aux vis des condensateurs variables. Une fois la partie supérieure replacée sur le filtre, nous avons constaté un léger changement dans la réponse en fréquence du filtre. Le blindage supérieur a donc une influence non négligeable sur les réglages du filtre. C'est la raison pour laquelle nous avons aménagé des petits trous de visite dans la coquille supérieure du blindage (voir figure suivante). Ainsi, le filtre étant refermé et complètement blindé, on peut effectuer les réglages fins par les trous de visite qui donnent accès aux vis des *trimmers*. On remarquera que les électrodes en contact avec les vis des *trimmers* ont été raccordées du côté de la masse des cellules shunt du filtre. Ainsi, lorsqu'un tournevis de réglage est en contact avec un *trimmer*, il n'y a pas de modification dans la courbe de réponse du filtre.



Fig. 79 : Filtre Procom TnAJK modifié en filtre passe-haut. Cinq trous ont été forés sur la coquille supérieure pour permettre le réglage du filtre lorsque celui-ci est complètement blindé. Photo : ON4IJ.

Conclusions

Ce que nous retenons de l'expérimentation sur les différentes versions d'un filtre éliminateur de la bande FM 88 MHz - 108 MHz pour une application en VHF 2 m

- Un filtre efficace éliminateur de la bande FM peut prendre la forme :
 - o D'un filtre *Notch* à large bande par exemple du type *Butterworth* ;
 - o Préférentiellement d'un filtre passe-haut du type elliptique (filtre de Cauer) ;
- L'ordre du filtre doit être relativement élevé pour obtenir une bonne raideur de pente (*Roll-Off*) et une forte atténuation dans la bande rejetée (filtre du 9^{ème} ou 11^{ème} ordre) ;
- Un filtre elliptique (filtre de Cauer) d'un ordre impair offre l'avantage d'avoir la même impédance à son entrée qu'à sa sortie ;
- L'ordre du filtre ne doit pas être trop élevé afin d'éviter une perte d'insertion excessive ;
- Les cellules du filtre doivent être impérativement situées dans des logettes blindées séparées (une logette par cellule) ;
- Le facteur de qualité des composants, en particulier celui des condensateurs fixes a une importance capitale pour obtenir un filtre performant ; le recours à des condensateurs de qualité *Microwave* est vivement recommandé ;
- La précision des valeurs des condensateurs fixes a aussi une importance capitale pour obtenir un filtre parfaitement équilibré, entre autres au point de vue de son impédance d'entrée et de sortie dans la bande utile ;
- On peut obtenir des valeurs au dixième de pico Farad près en associant deux condensateurs en parallèle ; cette précision a son importance, même pour une application en VHF ;
- Les condensateurs fixes doivent être choisis avec une tolérance sur leur valeur de capacité la plus serrée possible ;
- Les condensateurs doivent être choisis avec une caractéristique de coefficient de température nul (NP0) ;
- En ce qui concerne les bobines, l'utilisation de fil de cuivre argenté contribue à augmenter leur facteur de qualité, même dans des applications VHF ;
- Pour obtenir le coefficient de self induction des bobines le plus proche des valeurs calculées, plusieurs simulations doivent être effectuées en retenant le meilleur compromis entre le nombre de spires, le diamètre de la bobine et la longueur de celle-ci ; il y a lieu d'éviter des bobinages avec des spires trop jointives afin de diminuer les capacités parasites entre spires ;
- Le calcul des fréquences de résonance des circuits LC composés avec des condensateurs variables et qui constituent certaines cellules du filtre, ce calcul contribue à guider le réglage du filtre sur un analyseur de réseau vectoriel ;
- Enfin, les mesures sur tous les quatre paramètres S (coefficients de répartition S_{21} , S_{12} , S_{11} et S_{22}) sont incontournables pour que l'on puisse être à même de caractériser complètement le filtre et pour évaluer les véritables performances de celui-ci.