

Évolution du répéteur ON0LG VHF 145,650 MHz JO20SN en 2019 et expérimentations sur un duplexeur à cavités BpBr avec *Stubs*

Le relais VHF 2 m ON0LG est situé actuellement en 2019 sur un sommet bien dégagé près du lieu-dit « Les Biens Communaux » sur la commune de Seraing en province de Liège (QTH Locator : JO20SN), à une altitude d'environ 245 m AMSL (*Above Main Sea Level*, au-dessus du niveau moyen de la mer) et son antenne est située sur un pylône installé au sommet d'un immeuble de 24 étages dominant toute la région habitée environnante. L'antenne du relais ON0LG se retrouve ainsi installée à une hauteur d'environ 110 m par rapport au sol. Cette localisation est stratégique car elle se situe à peine à quelques kilomètres du centre de la ville de Liège et le relais ON0LG peut aussi assurer une relativement large couverture sur toute la province (voir la carte de couverture sur la figure ci-dessous). Remarque : cette carte reste relativement théorique.



Fig. 1 : Carte de couverture du relais ON0LG VHF 2 m, 145,650 MHz, canal RV52, CTCSS 74,4 Hz. La zone colorisée en vert clair représente une couverture d'au moins de 90 % et la zone colorisée en jaune représente une couverture comprise entre 50 % et 70 %. Source : ON6DP ; carte établie selon le logiciel Radio Mobile dont la propriété intellectuelle appartient à Roger Coudé VE2DBE.

Vues vers les quatre points cardinaux à partir de l'antenne de ON0LG (JO20SN)



Fig. 2 : Vue vers le Sud sur la rue de Plaineveaux et la route de Rotheux en direction de Plaineveaux, Rotheux, Anthisnes, Hamoir, Barvaux, La Roche-en-Ardenne, Bastogne (où a eu lieu la bataille des Ardennes à partir du 16 Décembre 1944 ; hommages aux soldats US !) et Diekirsh (Luxembourg). Photo : ON4IJ.

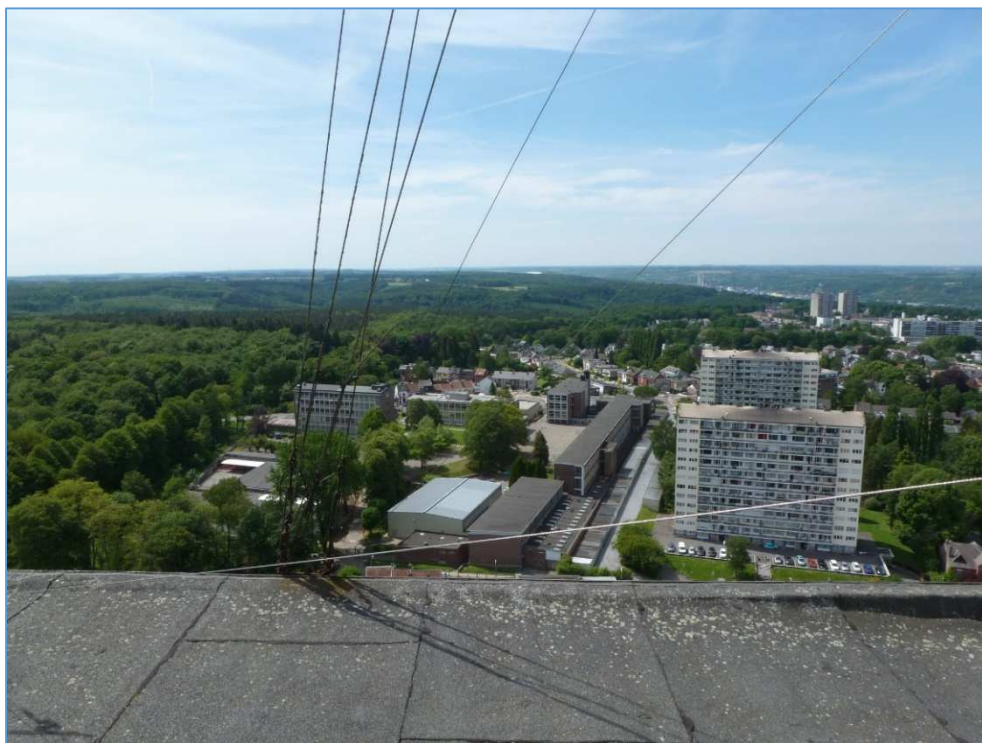


Fig. 3 : Vue vers l'Ouest en direction de Flémalle-Haute, Saint-Georges-sur-Meuse, Tihange, Huy, Namur, Charleroi, Mons, Tournais et Lille (France). Photo : ON4IJ.



Fig. 4 : Vue vers le Nord sur la rue de Plaineveaux et l'avenue des Joncs en direction de Seraing, de la vallée de la Meuse, Saint-Nicolas, Bierset, Alleur, Tongres, Genk et Maastricht (Hollande). Photo : ON4IJ.



Fig. 5 : Vue vers l'Est en direction d'Ougrée, le Sart-Tilman où l'on peut observer sur la gauche la tour des télécommunications de Belgacom (devenu Proximus) et vers le centre la tour du « Bol d'Air » où se situent les antennes de la RTBF (Radio Télévision Belge Francophone), ensuite en direction d'Embourg, Chênée, Chaudfontaine, Trooz, Verviers, Aachen et Monschau (Allemagne). Photo : ON4IJ.

Lien vers l'historique de ON0LG VHF 2 m

Vous trouverez toute l'histoire de ON0LG ici :

<https://on5vl.org/naissance-relais/>

En bref :

La licence ON0LG a été obtenue le 23.10.1975 auprès de la RTT (Régie des Télégraphes et des Téléphones), devenue par après l'IBPT (Institut Belge des Postes et des Télécommunications). L'inauguration de la première version du répéteur a eu lieu à Trooz au lieu-dit « Les Croisettes » le 15.11.1975.

Le relais VHF ON0LG a été finalement transféré à Seraing où il est opérationnel de nos jours en 2019.

La dernière version matérielle du répéteur VHF ON0LG datait de 2016 et était constituée d'un rack répéteur avec un amplificateur HF de 50 W et d'une alimentation 13,8 V. La configuration comportait deux antennes distinctes (dipôles verticaux) situées sur un axe vertical l'une au-dessus de l'autre. Deux *feeders* coaxiaux de section de 1/2 pouce établissaient le raccordement des antennes vers l'entrée RX et la sortie TX respectivement par l'intermédiaire de deux cavités passe-bande (c'est-à-dire quatre cavités en tout).

Pourquoi vouloir changer en 2019 du matériel datant à peine de 2016 et qui fonctionnait parfaitement ?

Réponses :

- ajouter au mode FM analogique du relais ON0LG VHF le mode C4FM *Digital Voice* avec une commutation automatique de mode (*AMS Automatic Mode Select*) ;
- disposer d'un système intégré d'alimentation secourue avec une commutation automatique sur une batterie externe maintenue en permanence par un système de charge intelligent ;
- maintenir le relais opérationnel en cas de coupure du réseau de distribution d'énergie électrique et pouvoir être ainsi disponible en situation d'urgence, par exemple B-EARS (*Belgian Emergency Amateur Radio Service*) ;
- ajouter sur le même site un relais ON0LG UHF FM analogique et C4FM ;
- profiter des deux précieux emplacements qui sont actuellement octroyés aux radioamateurs sur le pylône du relais ON0LG à Seraing afin de remplacer deux antennes mono-bande VHF existantes par des antennes bi-bande VHF et UHF permettant ainsi l'installation des relais 2 m et 70 cm et de privilégier indistinctement le fonctionnement d'un de ceux-ci en cas de défektivité majeure d'une des deux antennes ;
- promouvoir l'évolution du relais ON0LG en le maintenant à la hauteur des progrès techniques des radioamateurs à notre époque.

Dans cet article, nous vous proposons tout le cheminement de plusieurs expérimentations typiques de l'activité technique radioamateur qui a été engagée dans ce projet pour le répéteur ON0LG VHF 2 m.

Que nécessite l'évolution du relais ON0LG VHF en relais VHF et UHF ?

Les nouveaux éléments constitutifs des répéteurs ON0LG ont fait l'objet du choix concerté suivant :

- deux racks répéteurs Yaesu DR1X, le 1^{er} pour la VHF, le 2^{ème} pour l'UHF ;
- une alimentation 13,8 V ;
- une batterie pour l'alimentation secourue ;
- un duplexeur VHF BpBr (*Band-pass Band-reject*) haut de gamme ;
- un duplexeur UHF *Notch*;
- deux antennes bi-bandes VHF/UHF Diamond X50N.

Deux nouveaux *feeders* sont installés en câble coaxial faible perte équipés de connecteurs type N neufs et de qualité professionnelle. Les *feeders* d'origine ont dû être remplacés car les antennes sont situées actuellement plus haut sur le pylône. Le câble coaxial pour la partie VHF est d'une section de 1/2 pouce et celui pour la partie UHF est d'une section de 7/8 de pouce. Les raccordements des *feeders* du côté des antennes et du côté des duplexeurs sont effectués par l'intermédiaire de courtes longueurs de câble coaxial souple à faible perte et à haute efficacité de blindage (double blindage) du type Ecoflex 15 Plus équipés de connecteurs type N de très bonne qualité.



Fig. 6 : Pylône sur lequel étaient installées les anciennes antennes de ON0LG. Ici, on peut observer vers le bas de la figure deux antennes dipôles mono-bande VHF. On peut constater au sommet du pylône la présence d'antennes appartenant à un autre service de télécommunication présent sur le même site ; il s'agit d'une station de radiodiffusion FM très puissante. Source : ON5VL.org.

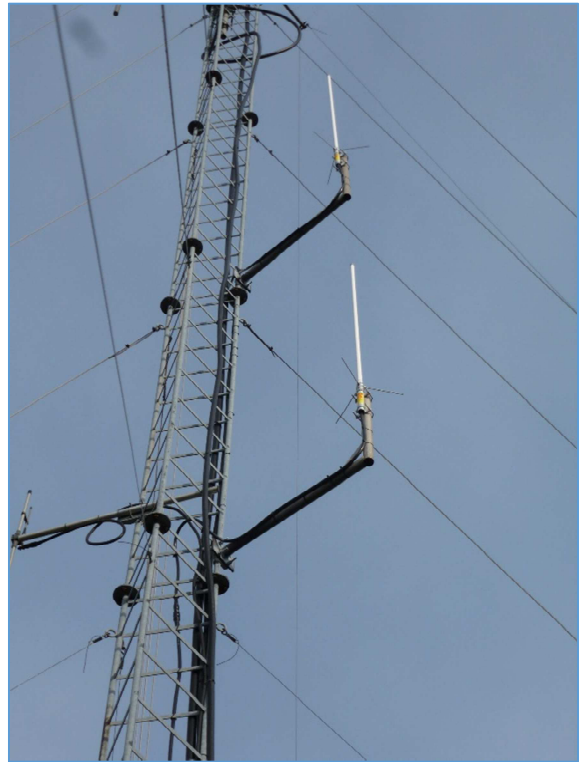
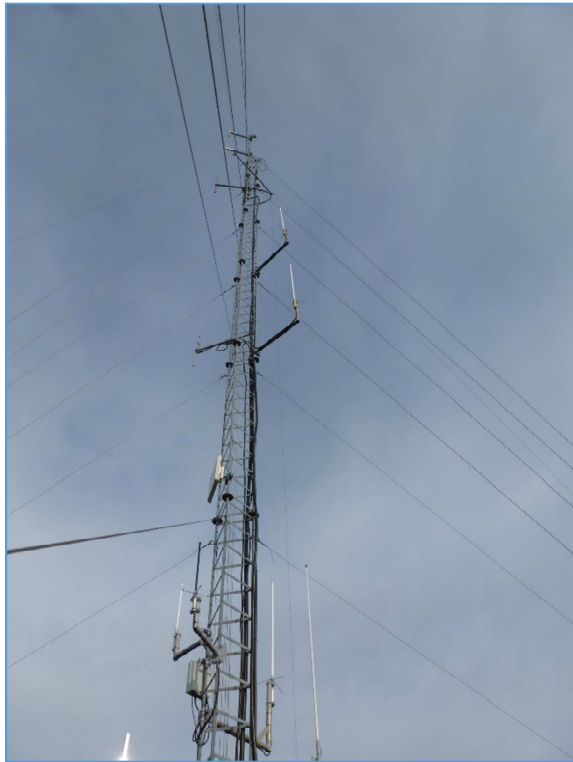


Fig. 7 et 8 : Pylône sur lequel sont installées les nouvelles antennes bi-bandes VHF/UHF de ON0LG. On observe à la figure de gauche sur la partie inférieure du pylône la présence de nombreuses antennes d'autres services de télécommunications. Vue de détail des antennes bi-bandes X50N de ON0LG sur la figure de droite. Photos : ON4IJ.



Fig. 9 : Répéteurs ON0LG VHF et UHF avec alimentation 13,8 V et vue du duplexeur UHF en haut à droite (la petite boîte noire avec les six vis de réglage). Photo : ON4IJ.

Qu'est-ce qu'un duplexeur ?

Un des premiers buts de cet article est de vous expliquer tout l'enjeu de ce dispositif critique dans un répéteur, qu'il soit VHF ou UHF. Le fonctionnement d'un duplexeur sera analysé en détail dans cet article.

Pour vous familiariser avec cet élément particulier, je vous invite à lire l'article « Intégration et réglage de duplexeurs pour répéteurs UHF » disponible en ligne sur le site ON5VL.org. Vous en saurez ainsi un peu plus en ce qui concerne certaines généralités sur la constitution d'un répéteur et vous pourrez découvrir ce qu'est un duplexeur et à quoi il sert dans un relais radioamateur.

Un duplexeur VHF 2 m avec une séparation des fréquences de 600 kHz

Voici un véritable défi car la séparation des fréquences entre l'entrée et la sortie d'un répéteur VHF 2 m est très faible comparée à celle des répéteurs UHF. Il s'agit d'une contrainte non négligeable dont il faudra tenir compte pour arriver à un rapport de protection suffisant entre la sortie TX et l'entrée RX du répéteur. Comme vous venez de prendre la peine de lire l'article sur le réglage des duplexeurs UHF, vous connaissez à présent ce qu'est le rapport de protection que doit offrir un duplexeur pour un répéteur donné.

Tout commence par un calcul. Hé oui, les radioamateurs doivent bien parfois effectuer quelques additions et soustractions pour déterminer les performances du matériel dont ils ont besoin pour réaliser un répéteur (relais) qui fonctionne d'une manière optimale.

Calcul du rapport de protection nécessaire pour un duplexeur raccordé à un *rack* répéteur Yaesu DR-1X :

Données du DR-1X :

- sensibilité (MDS) en FM : 0,2 μ V @ 12 dB SINAD, ce qui correspond à -120 dBm ;
- puissance TX : 50 W, ce qui correspond à +47 dBm ;
- réjection du canal adjacent : 65 dB ;
- IMDR3 : 65 dB.

En ce qui concerne la réjection du canal adjacent, celle-ci a fait l'objet de mesures et un article a été publié à ce sujet sur ON5VL.org : Proposition d'un protocole de mesure sur la réjection du canal adjacent de la partie réceptrice d'un répéteur VHF en FM analogique.

En outre, une étude sur les interférences entre les relais (répéteurs radioamateurs) a été réalisée par ON7PC en 2012. Cette étude fait aussi l'objet d'une publication sur ON5VL.org en 2019 : Interférences entre relais radioamateurs.

Dans ce qui suit, nous proposons donc dans une première approche un calcul grossier du rapport de protection d'un duplexeur pour le relais VHF ON0LG avec un *rack* Yaesu DR-1X (MDS = -120 dBm et réjection du canal adjacent de 65 dB).

Pour une sensibilité RX de -120 dBm et une réjection du canal adjacent de 65 dB, on ne doit pas dépasser à l'entrée RX un signal provenant de l'émetteur via le duplexeur de : $-120 \text{ dBm} + 65 \text{ dB} = -55 \text{ dBm}$;

La différence entre ce niveau à ne pas dépasser à l'entrée RX et le niveau à la sortie TX, donne donc par calcul un résultat à l'avance d'un rapport de protection minimum de $+47 \text{ dBm} - (-55 \text{ dBm}) = \mathbf{102 \text{ dB}}$. Il y a lieu de remarquer que si les performances de réjection du canal adjacent d'un DR-1X étaient meilleures que 65 dB (par exemple de l'ordre de 80 dB comme dans des bons *transceivers* dignes de ce nom), alors le rapport de protection du duplexeur dans ce cas ne devrait être que de l'ordre de 87 dB.

Si le rapport de protection du duplexeur n'est pas suffisant, on subit *de facto* un phénomène de désensibilisation (blocage) de la partie réceptrice du répéteur et le fonctionnement correct de celui-ci est alors compromis.

Pour obtenir d'un duplexeur VHF un rapport de protection de l'ordre de 100 dB sur un *Shift* de 600 kHz, on n'a pas d'autre choix technologique que d'opter pour une configuration BpBr (*Band-pass Band-reject*, passe-bande et éliminateur de bande) avec 6 cavités, c'est-à-dire 3 cavités sur la voie TX et 3 cavités sur la voie RX.

Une opportunité d'un duplexeur performant pour ON0LG VHF et des conseils reçus grâce à l'expérience d'autres OM

Il est fréquent que des radioamateurs se rassemblent en équipe pour prendre part à un projet commun. Cette équipe désire aussi élargir son expérience avec celle d'autres OM ayant participés à des projets similaires dans d'autres sections de radioamateurs. C'est ainsi que ON0LG a reçu un duplexeur Wacom WP-641 de ON4LUC. Merci Luc.

L'équipe de ON0LG a aussi reçu des conseils de ON7PC suite à son expérience acquise lors de sa participation sur l'installation d'un duplexeur sur un répéteur DR-1X au relais ON0UBA à Bruxelles (voir plus loin dans cet article). Merci Pierre.

Le duplexeur Wacom WP-641

Il s'agit à l'origine d'un duplexeur à quatre cavités BpBr d'une construction particulière dont la conception a été établie par la société Wacom située jadis à la ville de Waco au Texas, USA.

La première particularité des cavités de ce duplexeur réside dans une seule boucle de couplage au résonateur passe-bande. En général, les cavités BpBr et les cavités passe-bande sont équipées de deux boucles de couplage au résonateur : une pour l'entrée de la cavité et une seconde pour la sortie de celle-ci. L'entrée et la sortie de chaque cavité du duplexeur WP-641 s'effectue donc par l'intermédiaire d'un « Té » coaxial.

La deuxième particularité du duplexeur WP-641 est que le circuit éliminateur de bande (*Notch*) est constitué d'un *Stub* coaxial situé le long de la cavité à l'extérieur de celle-ci. Pour les lecteurs qui souhaitent en savoir un peu plus sur ce qu'est un *Stub*, je vous invite à consulter [l'article sur l'abaque de Smith](#) à partir de la page 77, article disponible en ligne sur le site ON5VL.org.

Le duplexeur WP-641 est très performant pour une configuration à quatre cavités : la perte d'insertion est de l'ordre de -1,5 dB et la réjection de la fréquence non désirée se situe entre -85 dB et -90 dB par rapport à la fréquence désirée pour un écart de 600 kHz entre ces deux fréquences. Cette performance tient aussi du facteur de surtension très élevé que l'on peut obtenir grâce à des cavités d'un très large diamètre : 8 pouces, c'est-à-dire 203 mm. Il est à remarquer que toutes les interconnexions de ces cavités sont réalisées avec des câbles coaxiaux à double blindage (haute efficacité de blindage du câble coaxial) qui sont tous équipés de connecteurs type N de qualité professionnelle.

Le rapport de protection (isolation) de ce duplexeur est certes excellent mais il n'est pas suffisant dans sa configuration d'origine pour être utilisé tel quel sur un DR-1X. La solution proposée par ON4IJ, auteur de cet article, est de rajouter deux cavités BpBr prélevées sur un second duplexeur identique et racheté grâce à une opportunité de revente de ce type de matériel présent sur le marché de seconde main en Mai 2018.

Le duplexeur WP-641 d'origine avec 4 cavités peut facilement être transformé en duplexeur à 6 cavités qui sont toutes issues du même type de fabrication. On obtient de la sorte un système cohérent et non pas hybride. Le dispositif ainsi constitué se rapproche d'un duplexeur d'un autre type à 6 cavités (WP-642) du même constructeur Wacom et dont l'isolation (meilleure que 100 dB) entre la partie TX et RX peut ainsi atteindre les performances attendues pour l'application du relais ON0LG dans son évolution en 2019. Les deux cavités restantes du second duplexeur WP-641 dépareillé pourront ensuite être revendues afin d'alléger le budget de l'installation ou pourront être utilisées dans le cadre d'une autre expérimentation.



Model WP-641



Model WP-642

Fig. 10 et 11 : Duplexeur WP-641 (à gauche) à 4 cavités et duplexeur WP-642 (à droite) à 6 cavités. Source : Wacom Products Inc., feuillets des caractéristiques des duplexeurs WP-641 et WP-642, Texas USA, Mars 1997.

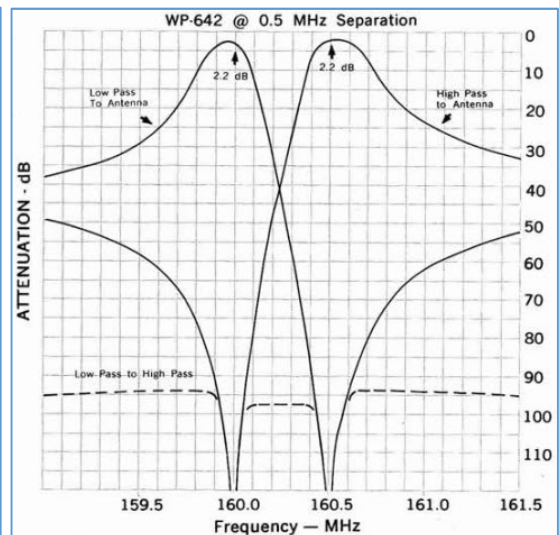
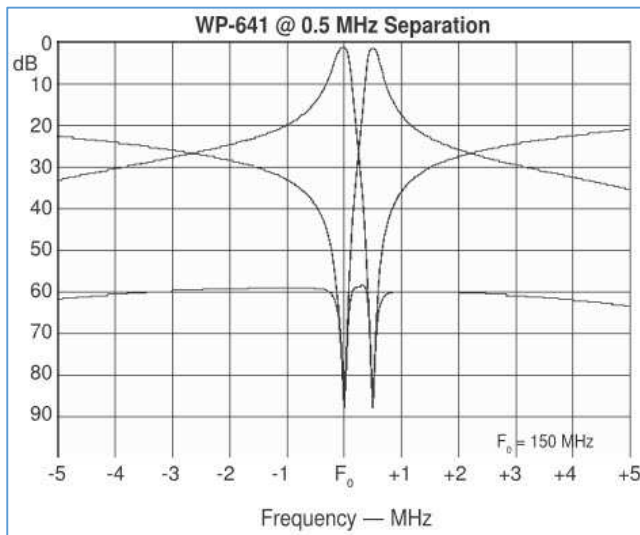


Fig. 12 et 13 : Caractéristiques du duplexeur WP-641 (à gauche) et du duplexeur WP-642 (à droite). Source : Wacom Products Inc., feuillets des caractéristiques des duplexeurs WP-641 et WP-642, Texas USA, Mars 1997.

Qu'y a-t-il dans les cavités Wacom du duplexeur WP-641 ?

Comme dans toutes les cavités, il y a un résonateur quart d'onde dont l'accord en fréquence s'effectue par le réglage de la longueur de celui-ci. Une tige filetée permet de faire coulisser un cylindre plongeur en contact concentrique avec un tube qui constitue le quart d'onde de la cavité. Ce dispositif permet de régler l'accord en fréquence de la partie passe-bande (L1 et C1 sur la figure ci-dessous).

Le couplage au résonateur quart d'onde s'effectue par une seule boucle, ce qui simplifie l'adjonction d'un circuit éliminateur de bande constitué d'un « condensateur variable » placé en série avec cette boucle (L2 et C2). Le désavantage de cette configuration avec une seule boucle de couplage est que la sélectivité hors bande d'une telle cavité (à plusieurs dizaines de MHz d'écart) n'est pas aussi prononcée que celle d'une cavité passe-bande pure avec deux boucles de couplage séparées (nous en reparlerons plus loin). L'avantage d'un couplage par un seul circuit LC série est que le circuit éliminateur de bande devient très efficace sous la forme d'un *Stub*.

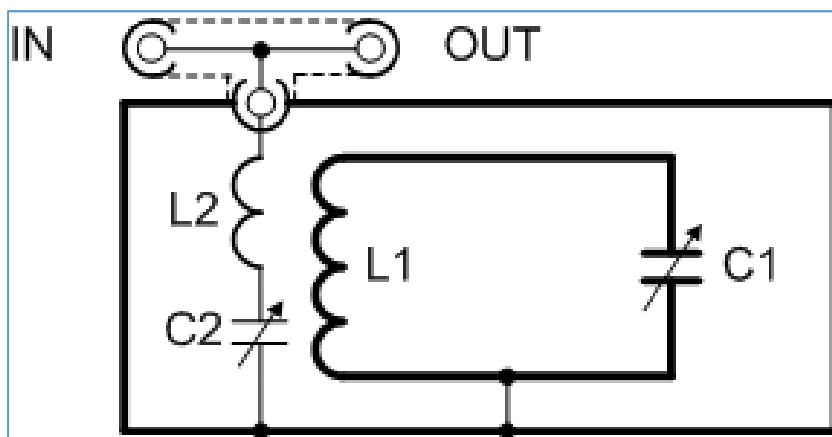


Fig. 14 : Schéma équivalent d'une cavité BpBr (*Band-pass Band-reject*) avec une seule boucle de couplage. Le résonateur quart d'onde (passe-bande) est représenté par L1 et C1 ; le circuit de couplage et éliminateur de bande est représenté par L2 et C2. Graphisme : ON4IJ.

Le « condensateur variable » réglant l'accord du circuit éliminateur de bande est constitué d'un *Stub* dont l'extrémité est ouverte. Pour les OM qui veulent savoir ce qu'est un *Stub*, et comment celui-ci peut devenir un condensateur, je vous invite à lire [l'article sur l'abaque de Smith à partir de la page 77 sur ON5VL.org](#). Le réglage de ce *Stub* tient du génie du constructeur Wacom. En effet, sur l'extrémité ouverte du *Stub* est placé un tube coulissant usiné en Rexolite® (polystyrène à chaînes polymères croisées d'une constante diélectrique de 2,53 jusqu'à 500 GHz, à très faible facteur de perte et à haute rigidité diélectrique). Ce tube coulissant permet de modifier sur une portion de longueur ajustable la constante diélectrique du *Stub* coaxial, ce qui a pour effet de modifier son facteur de vitesse. En plongeant ou en retirant légèrement le tube diélectrique dans le *Stub*, on modifie ainsi sa longueur d'onde électrique. Le tube diélectrique est en réalité constitué d'un cylindre dans lequel on a usiné un trou borgne selon l'axe longitudinal. Cette pièce usinée permet non seulement de centrer l'extrémité de l'âme centrale du *Stub* coaxial, mais peut aussi d'être serrée avec un collier sur sa partie pleine à l'extrémité métallique fendue du tube extérieur formant le *Stub*.

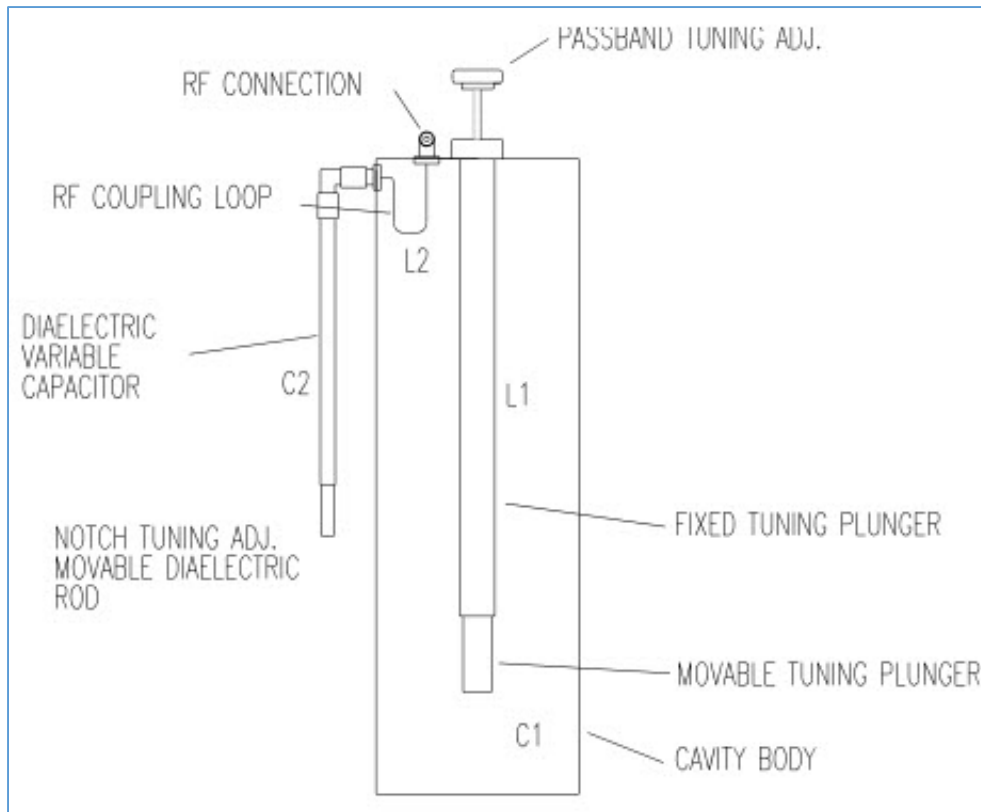


Fig. 15 : Vue en coupe d'une cavité d'un duplexeur Wacom WP-641. Source : SEITS South East Iowa Technical Society, Duplexer Theory and Tuning, David Metz WA0AUQ, Muscatine, Iowa, USA.

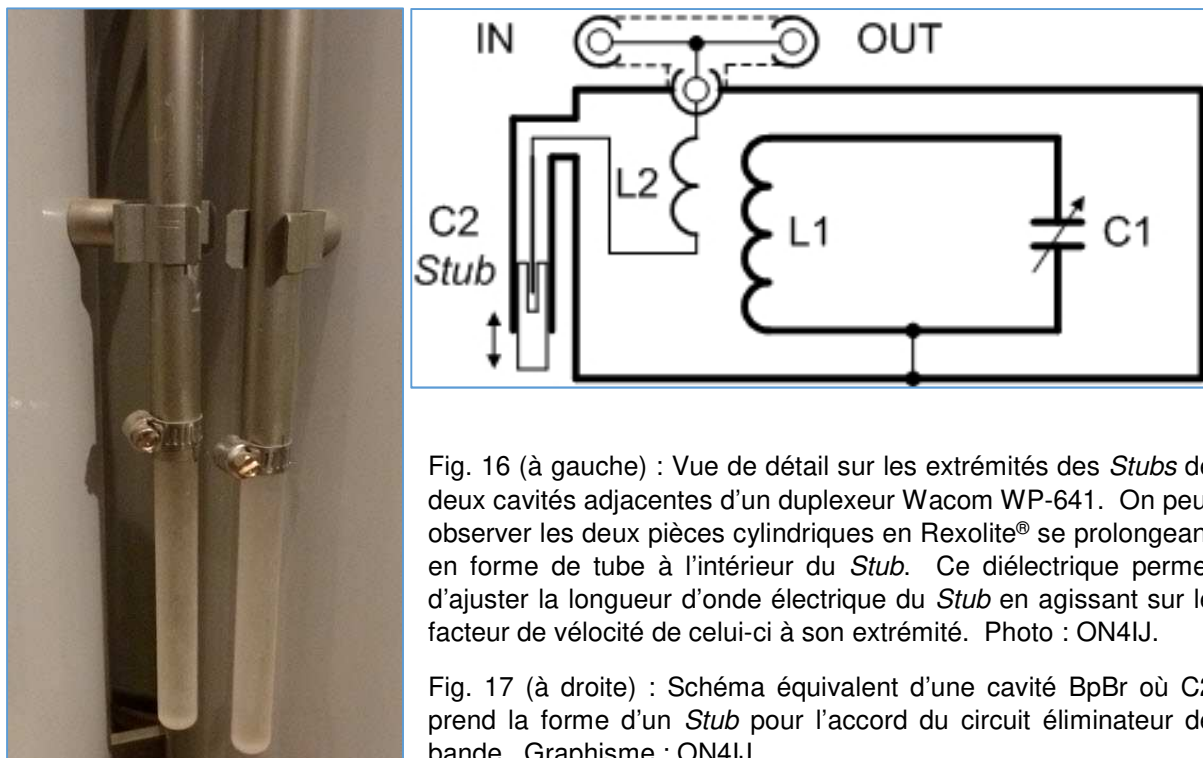


Fig. 16 (à gauche) : Vue de détail sur les extrémités des *Stubs* de deux cavités adjacentes d'un duplexeur Wacom WP-641. On peut observer les deux pièces cylindriques en Rexolite® se prolongeant en forme de tube à l'intérieur du *Stub*. Ce diélectrique permet d'ajuster la longueur d'onde électrique du *Stub* en agissant sur le facteur de vélocité de celui-ci à son extrémité. Photo : ON4IJ.

Fig. 17 (à droite) : Schéma équivalent d'une cavité BpBr où C2 prend la forme d'un *Stub* pour l'accord du circuit éliminateur de bande. Graphisme : ON4IJ.

Voici d'un peu plus près la constitution des *Stubs* des cavités d'un duplexeur Wacom WP-641 :



Fig. 18 : Éléments constitutifs d'un *Stub* d'une cavité d'un duplexeur Wacom WP-641. Photo : ON4IJ.

Au-dessus du cliché, on peut observer un tube métallique constituant le conducteur extérieur de la partie coaxiale du *Stub*. Celui-ci est brasé à l'extrémité gauche sur la partie externe du corps d'un connecteur UHF (PL-259). Sur l'extrémité de droite de ce tube, des fentes (lumières) ont été usinées de façon à ce que cette extrémité de tube devienne flexible pour un serrage coaxial au moyen d'un collier à vis de serrage.

Juste au milieu du cliché, on peut observer sur la gauche un connecteur adaptateur UHF mâle – UHF femelle coudé à 90°. La partie mâle est raccordée à un connecteur UHF femelle situé à l'extrémité de la boucle de couplage de la cavité (voir figure suivante). La partie femelle est raccordée au conducteur central du *Stub*.

Sur la partie inférieure du cliché, on peut observer le cylindre en Rexolite® où est usiné un trou borgne (sur la partie de gauche) selon l'axe longitudinal du cylindre et sur une grande profondeur (à peu près sur la moitié de la longueur du cylindre). La profondeur du trou borgne est visible par transparence sur le cylindre diélectrique.

Peu importe la longueur du tube extérieur du *Stub*, ce qui compte, c'est la longueur de l'âme centrale de celui-ci et la profondeur de pénétration du cylindre diélectrique pour accorder ce *Stub*.



Fig. 19 : Boucle de couplage d'une cavité d'un duplexeur Wacom WP-641. Le connecteur UHF à gauche du cliché permet de raccorder le *Stub* de la cavité. Photo : ON4IJ.

Un peu de pratique sur un analyseur de réseau vectoriel

Lorsque l'équipe d'OM rassemblée pour le projet de l'évolution du relais VHF ON0LG a reçu le duplexeur Wacom WP-641 mis à disposition par ON4LUC, le réflexe a été de tester ce duplexeur sur un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C avec *S-Test Set* HP 85047A. L'analyseur de réseau vectoriel a été calibré selon la procédure « *SOLT* » (*Short Open Load Thru*) Full 2-port au moyen d'un kit de calibres type N HP 85032B. Pour les OM qui ne sont pas habitués à ce langage technique exotique et peu familier, j'invite ceux-ci à lire l'article « Analyseur de réseau vectoriel et radioamateurs » à partir de la page 76 ; cet article est disponible en ligne sur le site ON5VL.org. Si vous devenez un OM passionné par ce type de mesures, il vous est loisible de lire cet article dans sa totalité, toutefois à petites doses afin d'éviter l'indigestion (hi).



Fig. 20 : Duplexeur VHF Wacom WP-641 sous test sur un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C avec *S-Test Set* HP 85047A pour les relevés des coefficients de transmission (S_{21} , S_{12}) et des coefficients de réflexion (S_{11} , S_{22}). Photo : ON4IJ.

Les premières mesures étaient peu encourageantes car ce duplexeur avait dû subir inéluctablement l'outrage du temps après un stockage prolongé et le duplexeur était partiellement dérégulé. Il a fallu, avant de poursuivre les mesures, réaliser une légère maintenance des connecteurs. Toutes les connexions Type N ont été soigneusement nettoyées à l'isopropanol (alcool isopropylique) qui a un bon pouvoir nettoyant avec certaines facultés de réduction sur l'oxyde présent sur le revêtement d'argenture des connecteurs et sur l'oxydation de leur contact central. Sur un des câbles, un connecteur type N était partiellement démonté et la connexion de celui-ci a dû être corrigée ; l'assemblage du connecteur type N a été convenablement resserré. Les *Stubs* accessibles à l'extérieur des cavités ont été précieusement déposés afin de les nettoyer soigneusement, en particulier sur leurs connexions et sur leurs éléments résonnants internes.

Cette maintenance a contribué à améliorer les performances du duplexeur comme cela avait déjà été expérimenté sur d'autres duplexeurs avec *Stub* par ON5ZS (Daniel N.) il y a de nombreuses années. Cette anecdote d'expérience radioamateur acquise par ON5ZS nous a été retransmise par ON7PC.

NDLR : j'ai connu personnellement ON5ZS et c'était un OM particulièrement brillant dans les techniques de la radiofréquence. Cet OM a largement contribué à plusieurs évolutions successives du relais ON0LG. Merci Daniel. Malgré son caractère bien trempé (certains s'en souviendront peut-être), cet OM s'est rendu utile pour tous les radioamateurs, entre autres pour les défendre vis-à-vis d'autres services de télécommunications. Voir l'article du CQ-QSO du milieu des années '80 au sujet des perturbations des bandes UHF radioamateur par le système « Syledis ».

Mesures après la maintenance et quelques premiers réglages effectués sur le duplexeur Wacom WP-641

Ces mesures consistent à relever la perte d'insertion du duplexeur aux fréquences désirées sur chaque branche (TX et RX) et de relever la réjection des fréquences non désirées (RX et TX), c'est-à-dire le rapport de protection (isolation) du duplexeur. Il s'agit donc de mesurer le coefficient de transmission direct ou inverse (S_{21} ou S_{12}).

Ensuite, les mesures consistent à relever le coefficient de réflexion à l'entrée et à la sortie du duplexeur (S_{11} et S_{22}). Ces mesures de réflexion sont révélatrices de la bonne adaptation à 50 Ohms à l'entrée et à la sortie du duplexeur et elles contribuent à parfaire les réglages fins de celui-ci. Le coefficient de réflexion peut être affiché en pertes de retour (dB *Return Loss*) ou sous le format de rapport d'ondes stationnaire (ROS ou SWR) ou sous le format de l'abaque de Smith pour directement déterminer la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée et de sortie du duplexeur.

Pour les OM qui entendent parler pour la première fois de l'abaque de Smith, je les invite à lire l'article « L'abaque de Smith, un outil mystérieux ? Un outil démystifié ! », disponible sur ON5VL.org. Pour vous aider à digérer cet apprentissage à petites doses, vous pouvez télécharger les présentations Power Point sur ce sujet et qui sont complémentaires à l'article sur l'abaque de Smith.

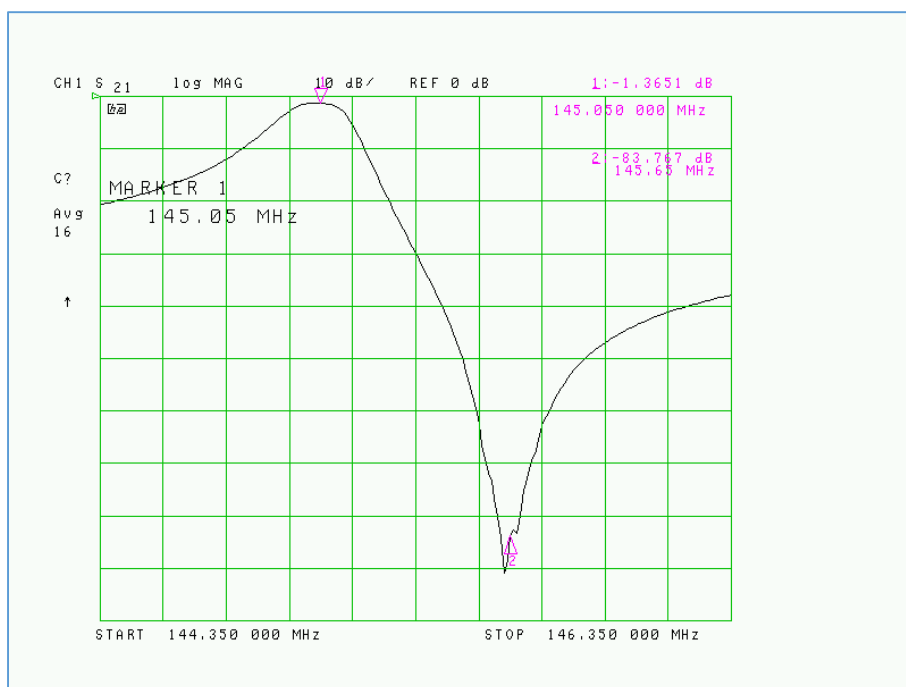


Fig. 21 : Courbe de réponse du coefficient de transmission (S_{21}) d'un duplexeur Wacom WP-641 sur la branche RX du répéteur (145,050 MHz), c'est-à-dire sur la branche « Low » du duplexeur. On constate l'effet passe-bande des cavités sur 145,050 MHz et leur effet éliminateur de bande (*Notch*) sur 145,650 MHz. La perte d'insertion sur cette branche est de -1,36 dB et la réjection (isolation) est de -83,7 dB. Cliché : ON4IJ.

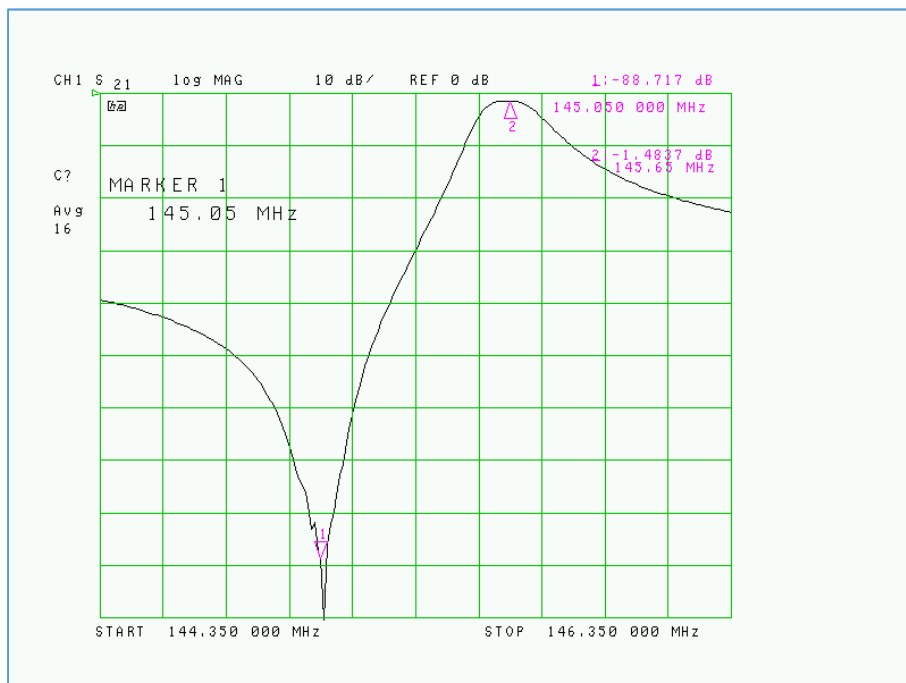


Fig. 22 : Idem figure précédente mais cette fois sur la branche TX du répéteur (145,650 MHz), c'est-à-dire sur la branche « High » du duplexeur. On constate l'effet passe-bande des cavités sur 145,650 MHz et leur effet éliminateur de bande (*Notch*) sur 145,050 MHz. La perte d'insertion sur cette branche est de -1,48 dB et la réjection (isolation) est de -88,7 dB. Cliché : ON4IJ.

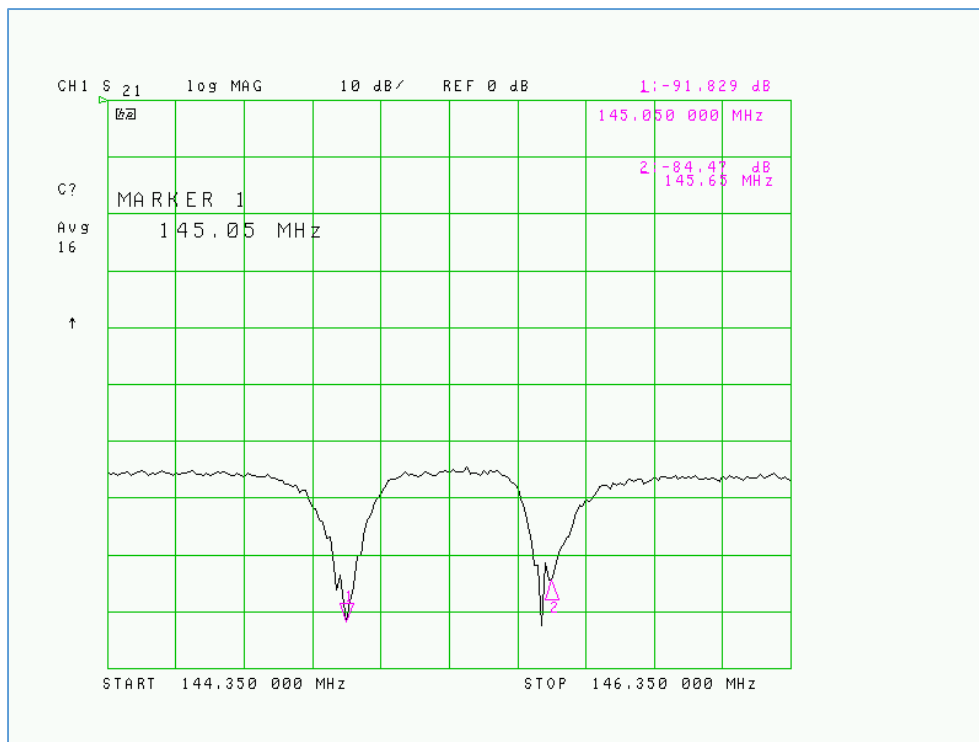


Fig. 23 : Courbe de réponse d'ensemble d'un duplexeur Wacom WP-641 entre les entrées « High » et « Low » avec la sortie « Antenne » raccordée sur une charge étalon de 50 Ohms. On peut ainsi observer le rapport de protection (isolation) d'ensemble offert par le duplexeur sur les deux fréquences RX et TX du répéteur (145,050 MHz et 145,650 MHz). Cliché : ON4IJ.

Sur les trois figures précédentes, on remarque que les performances de ce duplexeur Wacom WP-641 correspondent à celles qui sont attendues et annoncées par le constructeur (voir figure 12). On peut déjà se réjouir que ces mesures pratiques confirment la théorie et que le duplexeur, après une légère maintenance, est parfaitement opérationnel et est dans un état irréprochable.

Examinons à présent le coefficient de réflexion S_{11} aux entrées « High » et « Low » ainsi que le S_{22} à la sortie « Antenne » sous le format de l'abaque de Smith affiché sur l'écran de l'analyseur de réseau vectoriel. L'observation des clichés qui vont suivre peuvent nous apprendre certains aspects sur le comportement du duplexeur, en particulier lorsqu'on doit raccorder celui-ci sur le PA de la partie TX d'un rack répéteur.

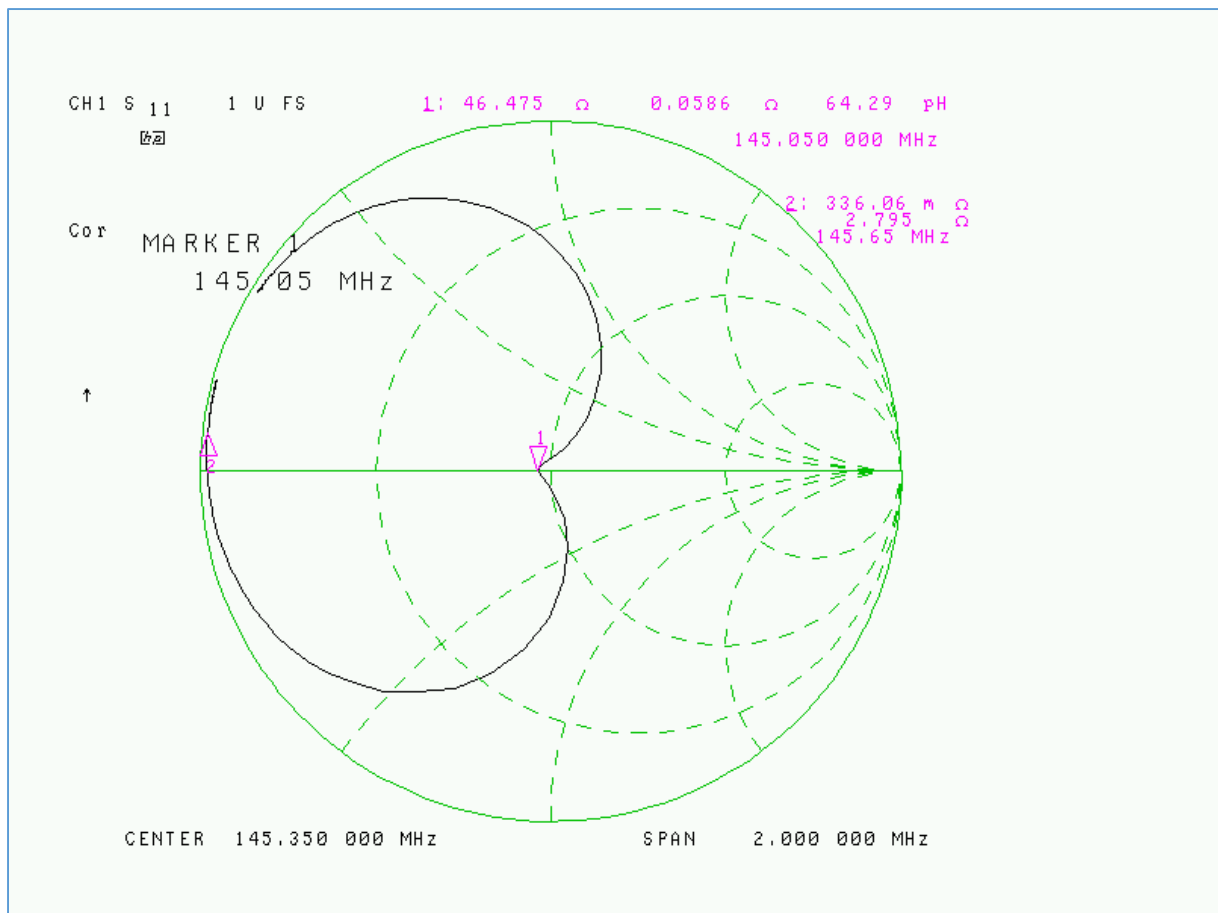


Fig. 24 : Coefficient de réflexion affiché sous le format d'un abaque de Smith et mesuré directement au connecteur de l'entrée « Low » d'un duplexeur Wacom WP-641. Cliché : ON4IJ.

Le marqueur 1 à la fréquence « Low » (145,050 MHz) se situe exactement au centre de l'abaque, ce qui signifie que l'impédance d'entrée « Low » du duplexeur à la fréquence de travail « Low » et désirée (145,050 MHz) est pile de 50 Ω. Le marqueur 2 à la fréquence « High » non désirée (145,650 MHz) se situe très près de la périphérie de l'abaque, c'est-à-dire qu'il se situe sur un cercle à SWR constant ici de valeur très élevée. Cela signifie qu'à cette fréquence non désirée, toute l'énergie du signal est réfléchie, ce qui est une autre manière de percevoir le fonctionnement du *Stub* éliminateur de bande (*Notch*), c'est-à-dire un « réjecteur » à la fréquence non désirée (celle du TX à l'entrée RX du répéteur).

L'impédance de l'entrée « Low » du duplexeur à la fréquence « High » est pratiquement nulle. Cette composante résistive (partie réelle de l'impédance) d'une faible valeur est un élément critique dont nous devons tenir compte ; nous en reparlerons plus loin lorsque nous aborderons les conditions de stabilité du PA de la partie émettrice d'un répéteur. Rassurez-vous, il y a des solutions très simples à mettre en œuvre pour résoudre ce problème. D'autres solutions plus complexes peuvent parfois se justifier en fonction des conditions d'utilisations réelles *in situ* de l'électronique du répéteur. Patience, nous allons vous expliquer tout cela, une chose à la fois.

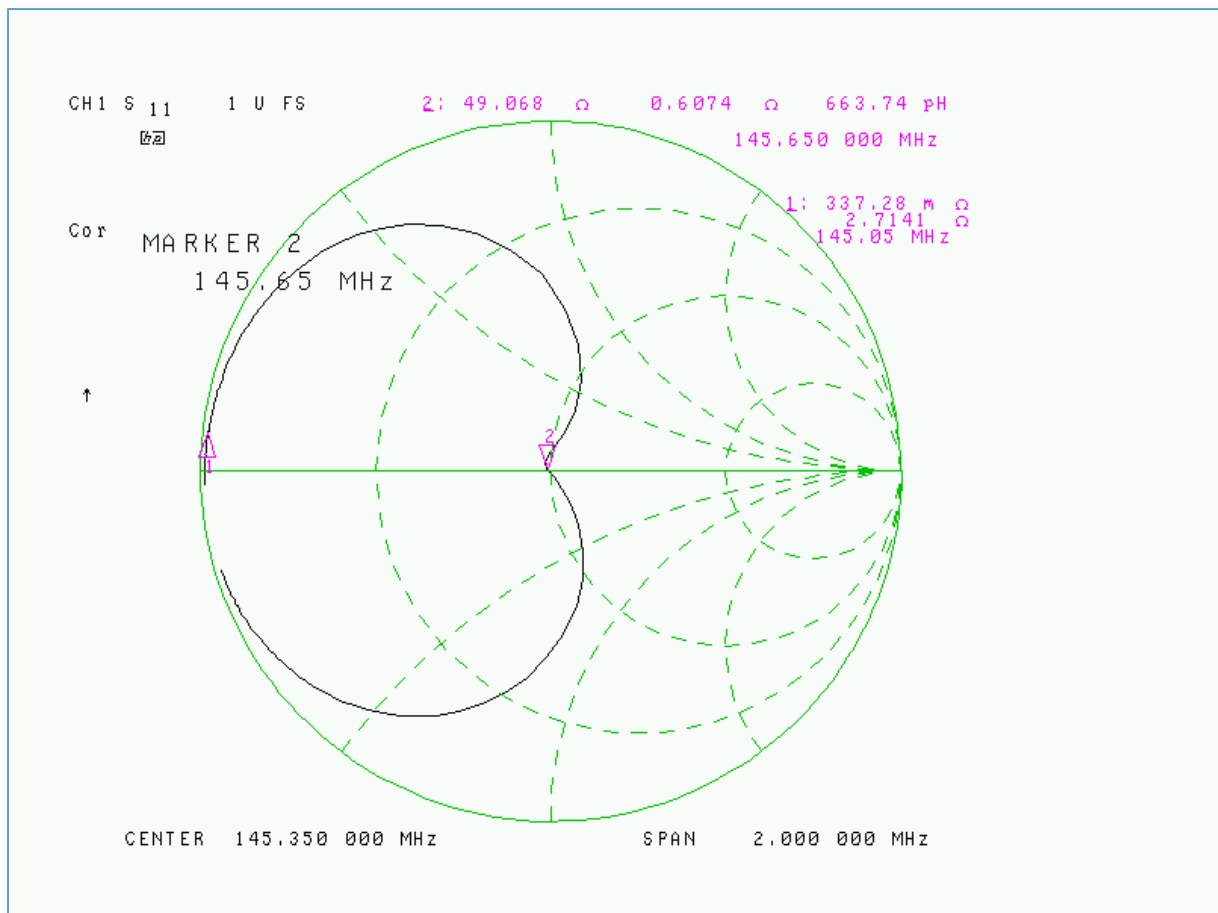


Fig. 25 : Coefficient de réflexion affiché sous le format d'un abaque de Smith et mesuré directement au connecteur de l'entrée « High » d'un duplexeur Wacom WP-641. Cliché : ON4IJ.

Un raisonnement similaire à celui qui a été décrit à propos de la figure précédente peut s'appliquer à la figure juste ci-dessus. On peut constater que le comportement de l'impédance de l'entrée « High » du duplexeur à la fréquence « High » désirée est pile de 50Ω et que cette impédance s'écroule rapidement vers une valeur nulle de part et d'autre de cette fréquence « High », en particulier à la fréquence « Low ».

L'écroulement vers une valeur nulle de la partie résistive (réelle) de l'impédance aux abords de la fréquence d'émission peut parfois poser quelques problèmes au PA de la partie émettrice d'un répéteur. Nous en reparlerons plus loin. Nous verrons qu'une des solutions consiste à raccorder le répéteur au duplexeur BpBr par l'intermédiaire de câbles coaxiaux dont la longueur d'onde électrique doit être d'un quart d'onde (ou d'un multiple impair de quarts d'ondes). Nous vous expliquerons plus loin pourquoi.

On constate sur la figure ci-dessus par rapport à la figure précédente une parfaite similitude de la courbe du lieu géométrique de l'impédance d'entrée du duplexeur dans le domaine de la fréquence, que cela soit sur l'entrée « Low » ou sur l'entrée « High » de celui-ci : les courbes sont en réplique. La courbe sur l'abaque prend l'allure d'une cardioïde. On peut émettre l'hypothèse que la forme en cardioïde de cette courbe soit due à la présence de deux cavités en cascade.

Observons à présent le comportement de l'impédance présente à la sortie « Antenne » du duplexeur en fonction de la fréquence. Cela va nous révéler une petite surprise que nous avons préparée pour vous intentionnellement. Nous vous aiderons à interpréter les mesures qui vont suivre.

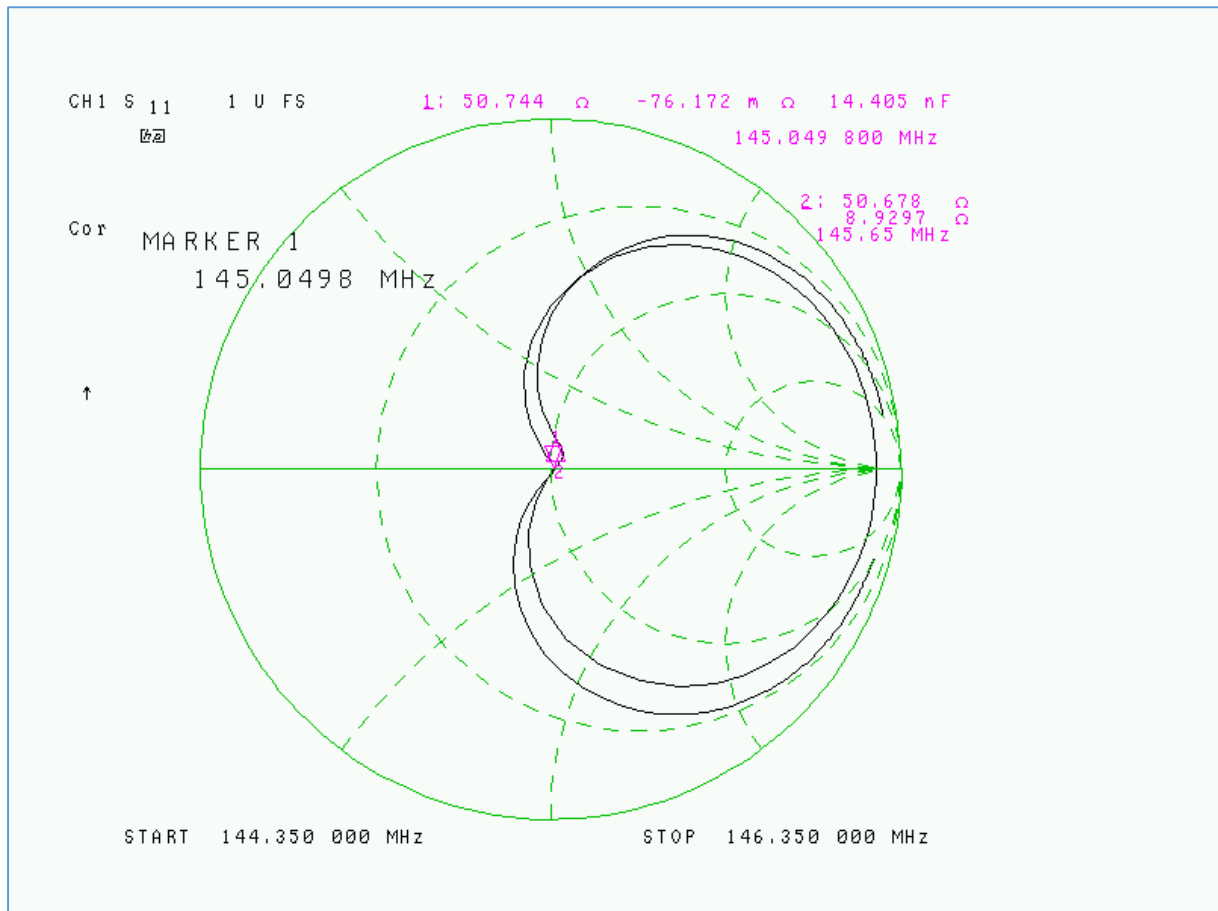


Fig. 26 : Coefficient de réflexion affiché sous le format d'un abaque de Smith à la sortie « Antenne » d'un duplexeur Wacom WP-641. Cliché : ON4IJ.

Que constatons-nous ?

L'impédance à la sortie du duplexeur, là-où l'on raccorde l'antenne, est pile de 50 Ω tout aussi bien à la fréquence TX qu'à la fréquence RX du répéteur. C'est une bonne nouvelle car l'impédance du duplexeur offre une source parfaite de 50 Ω pour émettre à la fréquence TX vers l'ensemble constitué du *feeder* et de l'antenne. Il en est de même à propos de l'impédance de ce duplexeur qui constitue une charge parfaite de 50 Ω pour la réception des signaux à la fréquence RX à partir de l'ensemble constitué par le *feeder* et par l'antenne. On constate que la courbe d'impédance affichée sur l'abaque de Smith épouse de très près le cercle à résistance constante de 50 Ω aux abords immédiats des fréquences TX et RX. Lorsqu'on finit par s'éloigner de ces deux fréquences, la valeur résistive de l'impédance a tendance à grimper vers des valeurs très élevées. Ceci est aussi une bonne nouvelle car cela va contribuer à renforcer la sélectivité du système composé du duplexeur, du *feeder* et de l'antenne.

Ici, il s'agit de mesures de laboratoire et nous verrons plus loin de ce qu'il advient lorsqu'on raccorde une antenne dont l'impédance n'est pas parfaite aux fréquences TX et RX du répéteur. Il en sera de même en ce qui concerne l'impédance de sortie du PA du circuit TX du répéteur. Par exemple, l'impédance de sortie du PA d'un TX n'est pas parfaitement de $50\ \Omega$ et celle-ci varie non seulement en fonction de la fréquence TX du répéteur, mais aussi en fonction du réglage de puissance de ce PA.

Bienvenue dans le monde réel qui existe en dehors du laboratoire et sur le terrain, là où se situe la véritable installation de tout l'ensemble d'un répéteur.

Retournons quelques instants au laboratoire de mesure. Avez-vous remarqué une petite bizarrerie sur la figure précédente ? Pour vous aider, voici ci-dessous un zoom de cette figure dans les mêmes conditions de mesure de l'impédance de sortie « Antenne » du duplexeur dans le domaine de la fréquence.

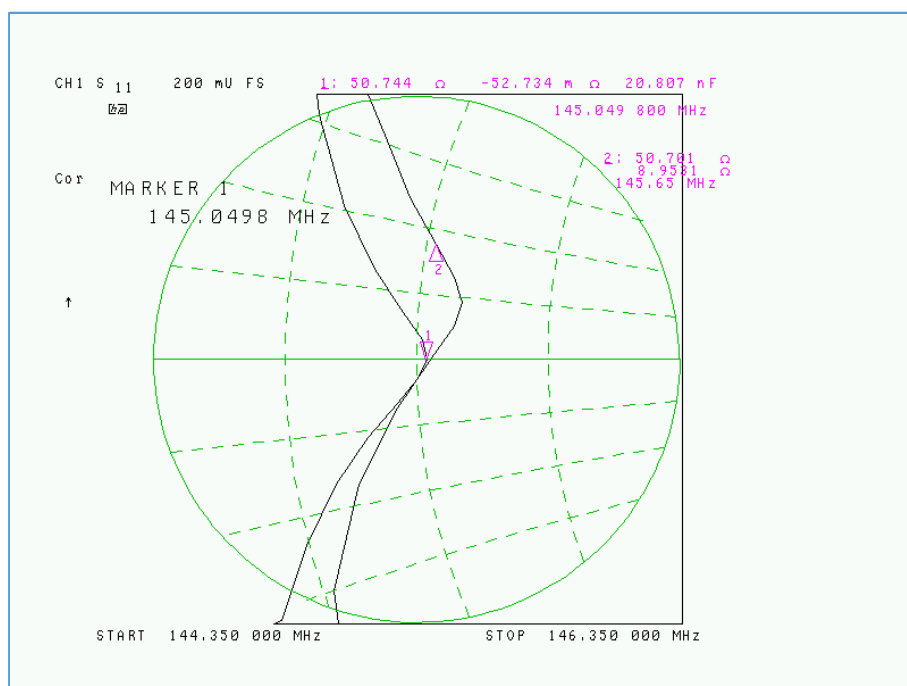


Fig. 27 : Idem que la figure précédente mais avec un affichage de 0,2 unité de mesure normalisée à fond d'échelle de l'abaque de Smith à la place de 1 unité. Le coefficient de réflexion est affiché sous le format d'un abaque de Smith à la sortie « Antenne » d'un duplexeur Wacom WP-641. Cliché : ON4IJ.

Ah, hé bien c'est normal, votre cavité est mal réglée, allez-vous me dire.

Eh bien non, « que nenni », comme on dit ici à Liège. Les cavités sont bien réglées, mais il y a un câble coaxial de raccordement vers le connecteur en « Té » à la sortie du duplexeur qui n'est pas celui d'origine et celui-ci a été substitué par un autre câble d'une longueur légèrement trop courte, à peine d'un petit centimètre plus court que le câble d'origine. Et voilà le résultat : un câble trop court à la sortie du duplexeur a pour conséquence d'influencer l'impédance de sortie « Antenne » du duplexeur, ici à la fréquence « High » (TX du répéteur).

Tout cela peut vous sembler mystérieux, mais nous allons ensemble démystifier tout cela par petits pas, un à la fois.

Comment donc expliquer ce phénomène ?

Pour cela, il faut d'abord comprendre la manière dont les cavités BpBr sont raccordées entre-elles : toutes les liaisons entre les cavités de chaque branche du duplexeur sont reliées par des lignes de transmission dont la longueur d'onde électrique doit être d'un quart d'onde (parfois de trois quart d'onde) et ces câbles doivent être taillés avec une précision redoutable. C'est à ce prix qu'un duplexeur fonctionne d'une manière optimale. Si les câbles sont mal taillés, alors les performances du duplexeur seront médiocres et complètement en dehors des spécifications annoncées par le constructeur. Nous allons vous en expliquer les raisons dans les paragraphes qui suivent.

En ce qui concerne les câbles qui relient les sorties des deux branches d'un duplexeur BpBr vers le « Té » coaxial, là-où se raccorde en final le *feeder* d'antenne, il y aura un raisonnement un peu plus subtil pour comprendre le fonctionnement de cette mise en parallèle des deux branches du duplexeur. Dites-vous bien que le courant haute fréquence n'est pas au courant de ce que vous voulez faire, alors il vaudra mieux y réfléchir (hi).

Retenez bien pour l'instant que les câbles qui sont fournis d'origine par le constructeur pour un duplexeur réglé en usine ont tout leur pesant d'or et que cet ensemble de câbles représente à lui seul à peu près le même prix que celui des cavités elles-mêmes, nues, et dépourvues de câbles de raccordement. Autant savoir.

Comportement des impédances à l'entrée et à la sortie des cavités BpBr

Dans les explications qui suivent nous avons délibérément choisi un raisonnement terre à terre en quittant momentanément les experts de l'analyseur de réseau vectoriel et de l'abaque de Smith. Ramenons-nous à ce que tous les OM connaissent : les circuits résonants LC série et parallèle. Les explications qui vont suivre se rapportent à un duplexeur BpBr avec une seule boucle de couplage aux cavités, mais le raisonnement peut tout aussi bien s'appliquer aux cavités à deux boucles de couplage.

Le circuit équivalent d'une cavité BpBr comporte deux circuits LC (revoir la figure 14). Le premier circuit qui est du type passe-bande, composé de L1 et C1, résonne à la fréquence « Low » (145,050 MHz) pour la branche « Low » (RX) du duplexeur et à la fréquence « High » (145,650 MHz) pour la branche « High » (TX) de celui-ci. Lorsque l'on effectue un couplage à un tel circuit, toute l'énergie HF qu'on lui induit est totalement restituée lorsque le signal se situe à la fréquence de résonance du circuit L1 C1. Dans les conditions de résonance, ce circuit L1 C1 parallèle n'offre donc pratiquement aucune charge en dérivation sur la ligne de transmission à partir de laquelle il est couplé. C'est aussi une des raisons pour laquelle on utilise des cavités avec un facteur de surtension très élevé afin de minimiser les pertes d'énergie à la fréquence de résonance et obtenir ainsi une impédance très élevée du circuit parallèle L1 C1 à la résonance (en raison d'un facteur de surtension très élevé des cavités).

Si la ligne de transmission couplée aux cavités est chargée en final par une impédance de 50 Ω , alors la source voit tout simplement une charge de 50 Ω dans les conditions de résonance de L1 C1 des cavités (voir les deux figures suivantes).

Lorsqu'une cavité de la branche RX est accordée sur la fréquence « Low » au moyen de L1 et C1 (145,050 MHz), le circuit L2 et C2 est accordé sur la fréquence « High » (145,650 MHz). Il en résulte que l'impédance de ce circuit série L2 C2 appliqué en dérivation sur la ligne de transmission une impédance très élevée en dehors de sa fréquence de résonance. Le circuit L2 C2 accordé sur 145,650 MHz devient donc complètement transparent à la fréquence de 145,050 MHz. On peut tenir un raisonnement similaire pour une cavité de la branche TX qui est accordée sur la fréquence « High » de 145,650 MHz (voir figures suivantes).

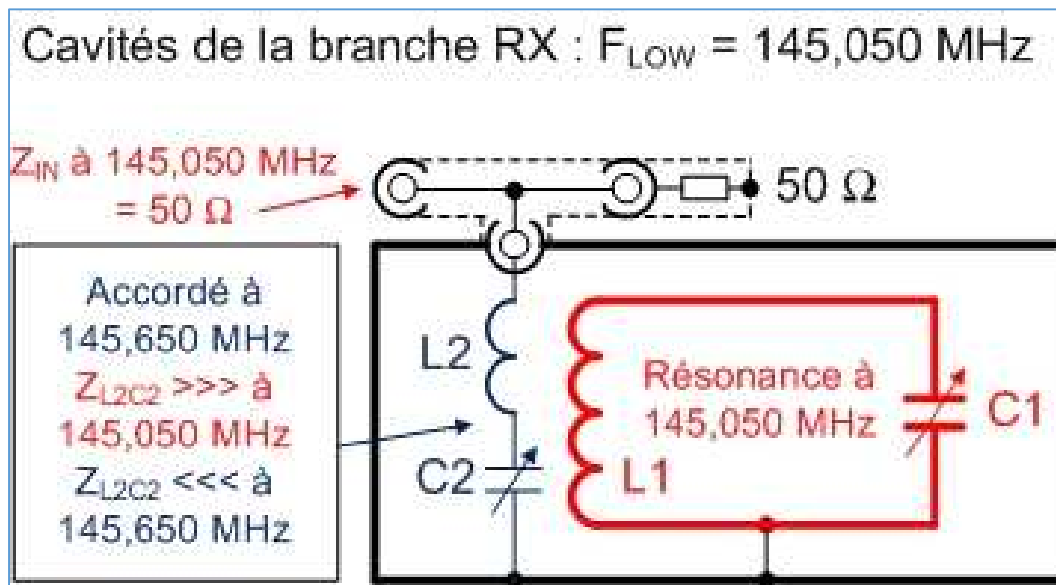


Fig. 28 : Comportement des impédances des circuits LC équivalents d'une cavité BpBr de la branche RX (fréquence « Low » à 145,050 MHz). Graphisme : ON4IJ.

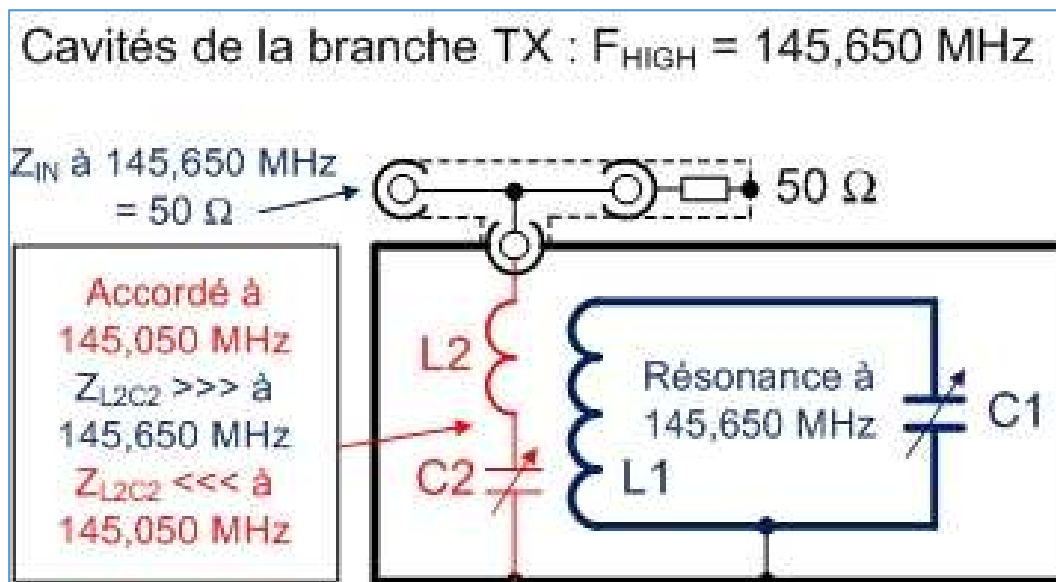


Fig. 29 : Comportement des impédances des circuits LC équivalents d'une cavité BpBr de la branche TX (fréquence « High » à 145,650 MHz). Graphisme : ON4IJ.

Pour illustrer le comportement de l'impédance à l'entrée d'une seule cavité, nous avons raccordé le câble de mesure d'un analyseur de réseau vectoriel directement à l'entrée d'une cavité, et la sortie de celle-ci a été raccordée directement sur une charge étalon de 50 Ω . La mesure de l'impédance est affichée sur l'abaque de Smith.

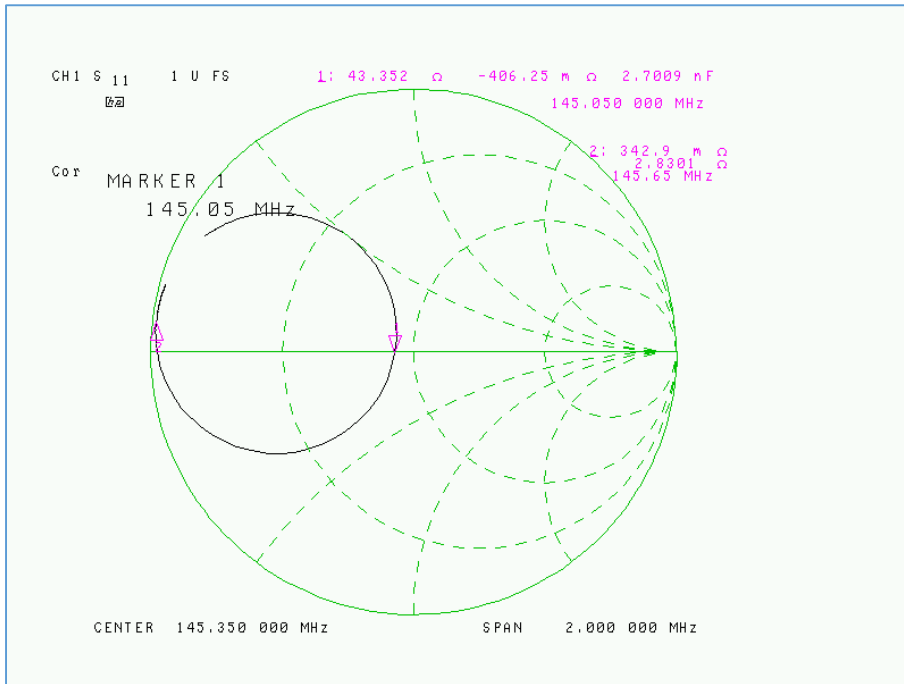


Fig. 30 : Comportement de l'impédance présente directement à l'entrée d'une seule cavité BpBr de la branche RX (fréquence « Low » à 145,050 MHz) d'un duplexeur. À la fréquence passe-bande (145,050 MHz), l'impédance d'entrée est de 50 Ω et à la fréquence *Notch* (145,650 MHz), l'impédance est pratiquement nulle. Cliché : ON4IJ.

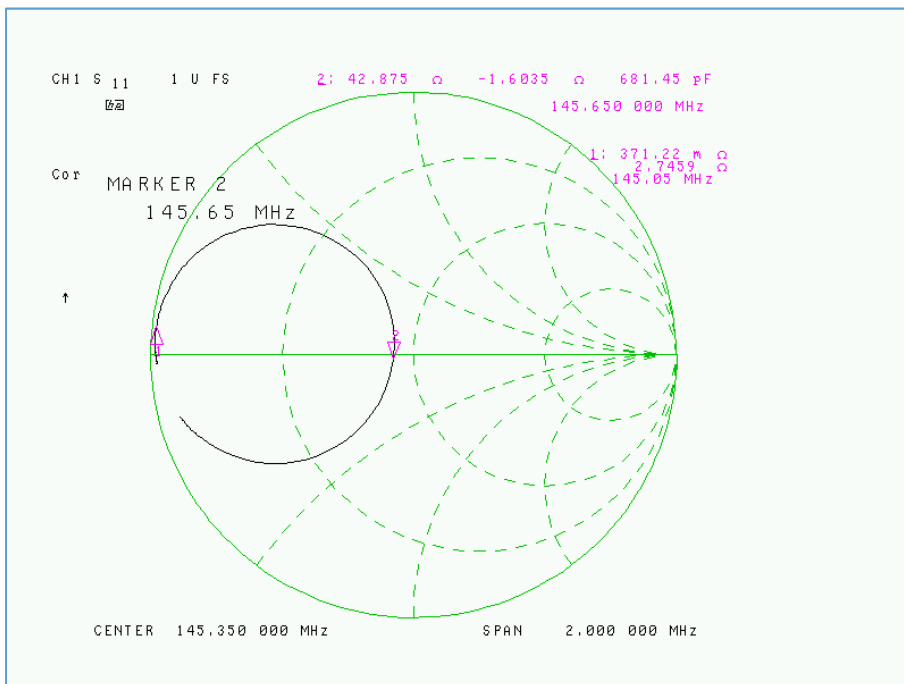


Fig. 31 : Idem figure précédente mais pour une cavité BpBr de la branche TX (fréquence « High » à 145,650 MHz) du même duplexeur. À la fréquence passe-bande (145,650 MHz), l'impédance d'entrée est de 50 Ω et à la fréquence *Notch* (145,050 MHz), l'impédance est pratiquement nulle. Cliché : ON4IJ.

Nous venons de comprendre le comportement des impédances à l'entrée et à la sortie d'une cavité BpBr lorsque celle-ci est à la résonance. En résumé, le circuit parallèle passe-bande L1 C1 offre une impédance élevée à sa résonance et le circuit série éliminateur de bande offre aussi une impédance élevée en dehors de sa fréquence de résonance. Ainsi, les cavités BpBr deviennent complètement transparentes sur la ligne de transmission à condition que la fréquence du signal se situe pile sur celle de la résonance du circuit parallèle L1 C1 (fréquence d'accord passe-bande de la cavité). Dans ces conditions, le signal RX venant d'une antenne 50 Ω est chargé en final par l'impédance d'entrée 50 Ω du récepteur : les cavités de la branche RX sont transparentes uniquement à la fréquence de ce signal RX (145,050 MHz). De même, le signal TX provenant d'une source de 50 Ω (à la sortie du PA de l'émetteur) est chargé par une antenne 50 Ω : les cavités de la branche TX sont transparentes uniquement à la fréquence de ce signal TX (145,650 MHz).

Jusqu'ici, tout va bien dans le meilleur des mondes : nous avons une source de 50 Ω qui est chargée par une impédance de 50 Ω avec une ligne de transmission d'une impédance caractéristique de 50 Ω . Dans ces conditions, la longueur des câbles coaxiaux 50 Ω n'a a priori aucune importance, mais que se passe-t-il lorsque la fréquence du signal ne se situe plus sur la fréquence de résonance passe-bande des cavités ? C'est ce que nous allons voir dans ce qui suit.

Pourquoi doit-on relier les cavités BpBr entre elles par des quarts d'onde ?

Lorsque la fréquence d'un signal se situe sur une autre valeur que celle de la résonance passe-bande de la cavité, l'impédance du circuit parallèle L1 C1 s'écroule et vient shunter par couplage la ligne de transmission. Il n'y a plus de transfert ni de restitution d'énergie dans la cavité à cette fréquence en dehors de sa résonance passe-bande. Lorsque la fréquence du signal s'écarte encore de la résonance de L1 C1, celle-ci finit par atteindre la fréquence de résonance du circuit série L2 C2 dont l'impédance atteint un minimum avec une valeur proche du court-circuit. Dans ce cas de figure, à la résonance de L2 C2, l'impédance d'entrée et de sortie de la cavité vaut zéro : $Z_{\text{Notch}} = 0$. On remarquera que l'écroulement de l'impédance de L1 C1 et l'écroulement de celle de L2 C2 sont cumulatifs. Sans le circuit L2 C2, on aurait une simple diminution d'impédance du circuit L1 C1, mais à cause du circuit L2 C2, on atteint véritablement une impédance nulle : un véritable court-circuit.

Relions deux cavités BpBr par une ligne de transmission. Si la longueur de cette ligne de transmission était quelconque (et en particulier proche d'une demi-onde), alors le court-circuit créé par L2 C2 de la 1^{ère} cavité se mettrait simplement en parallèle sur le court-circuit créé par L2 C2 de la 2^{ème} cavité. Il en résulterait que les deux circuits se chargeraient mutuellement par une impédance faible (nulle), ce qui contribuerait à affaiblir leur coefficient de surtension à la résonance de leur circuit *Notch* (à cause d'une charge de valeur faible). En revanche, si l'on relie les deux cavités par un quart d'onde taillé à la fréquence du circuit *Notch* L2 C2, l'impédance nulle de L2 C2 de la 1^{ère} cavité va apparaître comme une impédance infinie à l'autre extrémité du quart d'onde, ce qui ne va pas charger le circuit L2 C2 de la 2^{ème} cavité et ce circuit va pouvoir résonner d'une manière très efficace (coefficient de surtension élevé car le circuit est peu chargé).

Ce raisonnement reste valable dans les deux sens le long du quart d'onde, que cela soit de la 1^{ère} à la 2^{ème} cavité ou que ce soit de la 2^{ème} cavité à la 1^{ère}.

La figure suivante illustre le comportement des cavités de la branche RX (145,050 MHz) lorsque celles-ci reçoivent un signal « perturbateur » venant de la sortie du TX (145,650 MHz).

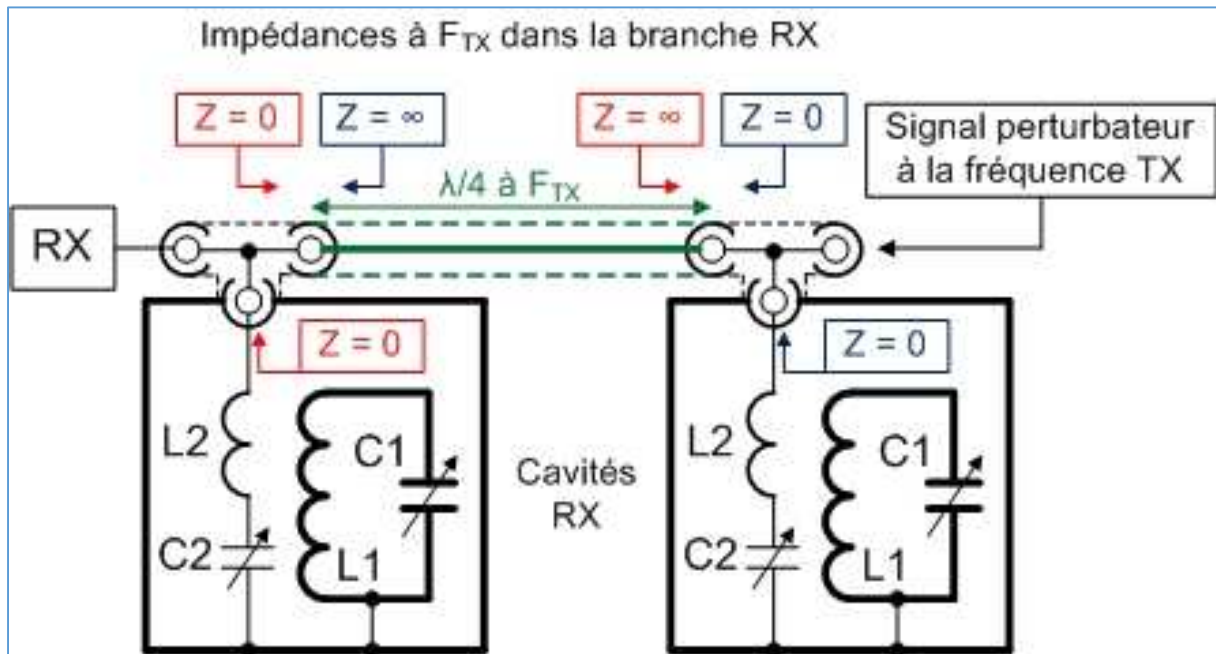


Fig. 32 : Les cavités BpBr doivent être reliées entre elles par une ligne de transmission quart d'onde taillée à la fréquence *Notch* de celles-ci pour que l'impédance nulle des circuits L2 C2 soient chargés par une impédance infinie. Une ligne de transmission quart d'onde transforme une impédance de source nulle en une impédance de charge infinie et vice versa. Graphisme : ON4IJ.

Remarquez bien sur la figure ci-dessus que la fréquence à laquelle est taillé le quart d'onde est la fréquence TX pour la branche RX du duplexeur. Dans la branche TX de celui-ci, les quarts d'onde doivent être taillés sur la fréquence RX. Cette distinction des fréquences de taille des quarts d'onde a peu d'influence pour les duplexeurs à faible *Shift* en fréquence, en revanche cette distinction devient primordiale pour les duplexeurs devant isoler des signaux à grand écart de fréquences. Cela devient particulièrement critique pour les « diplexeurs » qui doivent relier entre eux des dispositifs travaillant sur des fréquences de bandes différentes, par exemple un équipement VHF avec un autre équipement UHF sur une même antenne bi-bandes.

On peut reproduire la figure précédente avec un raisonnement similaire à celui qui vient d'être tenu en ce qui concerne les cavités de la branche TX avec un signal RX qui cette fois n'est plus « perturbateur », mais que l'on doit isoler du TX. Comme vous venez de comprendre ce qui précède, vous êtes à même de tracer cette figure par vous-même.

Pour illustrer le comportement de l'impédance d'entrée d'une cavité qui est précédée par une ligne quart d'onde, nous avons raccordé le câble de mesure d'un analyseur de réseau vectoriel non pas directement au connecteur de l'entrée d'une cavité mais par l'intermédiaire d'un câble coaxial quart d'onde (déplacement d'un quart d'onde du plan de référence de mesure). La sortie de la cavité est toujours raccordée directement sur une charge étalon de 50 Ω . La mesure de l'impédance est affichée sur l'abaque de Smith. On remarquera une rotation de 180° des courbes S_{11} par rapport à celles qui avaient été relevées aux figures 30 et 31. Il s'agit d'une rotation de 180° dans le sens horlogique sur l'abaque de Smith car le déplacement sur la ligne de transmission a été effectué depuis la charge en direction de la source sur une longueur d'un quart d'onde. Rappelons qu'un tour complet sur l'abaque de Smith représente un déplacement de $\lambda/2$ le long d'une ligne de transmission.

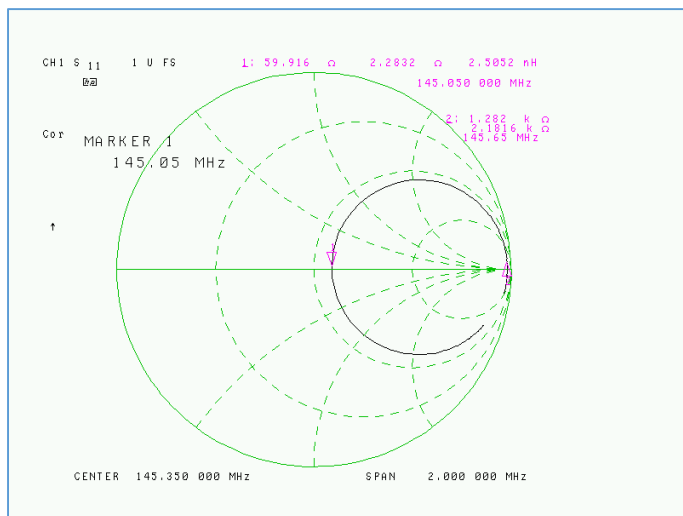


Fig. 33 : Comportement de l'impédance d'entrée d'une seule cavité BpBr de la branche RX (fréquence « Low » à 145,050 MHz) qui est précédée d'une ligne quart d'onde. À la fréquence passe-bande (145,050 MHz), l'impédance d'entrée est toujours de 50 Ω mais à la fréquence *Notch* (145,650 MHz), l'impédance devient pratiquement infinie. On remarquera que la courbe épouse de très près le cercle à résistance constante de 50 Ω sur l'abaque de Smith. Cliché : ON4IJ.

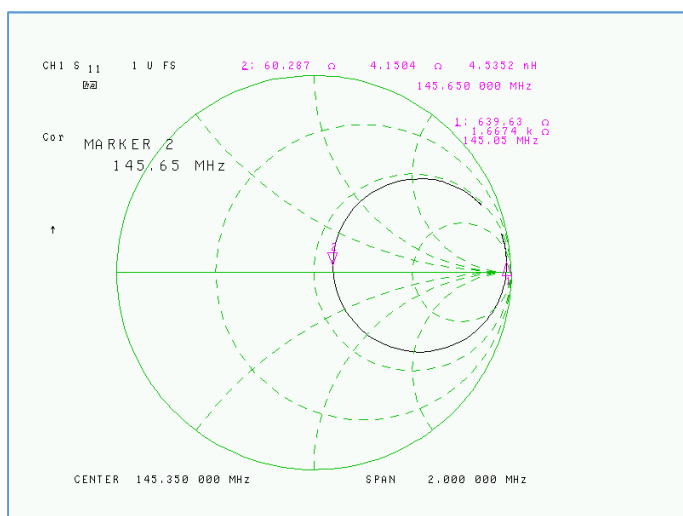


Fig. 34 : Idem figure précédente, mais pour une cavité de la branche TX (fréquence « High » à 145,650 MHz). Cliché : ON4IJ.

Comment raccorder en parallèle les deux branches RX et TX d'un duplexeur ? Quelles doivent être les longueurs des câbles à la sortie du duplexeur vers le « Té » où est raccordé le *feeder* d'antenne ?

Vous avez déjà compris dans ce qui précède que l'impédance d'entrée et de sortie d'une cavité BpBr est infinie à la résonance des éléments passe-bande. L'impédance de la source de 50 Ω est adaptée à la charge de 50 Ω par une ligne de transmission d'impédance caractéristique de 50 Ω quelle que soit sa longueur. L'impédance d'entrée et de sortie d'une cavité BpBr est nulle à la résonance des éléments éliminateurs de bande (*Notch*). C'est la raison pour laquelle les cavités sont reliées entre elles par des lignes de transmission d'une longueur électrique d'un quart d'onde à la fréquence du circuit *Notch*. L'impédance nulle du circuit *Notch* à sa fréquence de résonance est transformée en une impédance infinie après que l'on se soit déplacé d'un quart d'onde sur une ligne de transmission. Si vous avez déjà bien compris cela, alors ce qui va suivre ne va plus être pour vous un mystère de la radiofréquence.

Comme il faut bien tôt ou tard relier ensemble les branches TX et RX du duplexeur afin d'être raccordées sur le même *feeder* vers la même antenne, il faudra bien trouver une méthode pour créer efficacement un point commun entre ces deux branches TX et RX. Cette méthode est complètement différente de celle qui est utilisée dans les diviseurs de puissance ou les séparateurs de puissance ou encore avec les coupleurs hybrides.

Pour vous donner un indice, les sorties des deux branches du duplexeur sont reliées par des quarts d'onde vers les entrées transversales d'un « Té » coaxial dont la branche médiane de celui-ci est raccordée au *feeder* d'antenne. OK, on pourrait imaginer que ces quarts d'onde soient des transformateurs d'impédance et qu'il suffirait que l'impédance de sortie de chaque branche du duplexeur soit de 100 Ω. En effet, si l'on reliait sur un « Té » deux câbles coaxiaux de 50 Ω, la mise en parallèle de ceux-ci donnerait une impédance de 25 Ω. Si les deux câbles coaxiaux étaient des quarts d'onde de 50 Ω, alors ceux-ci seraient des adaptateurs d'impédance selon la formule bien connue d'un transformateur d'impédance quart d'onde (QWT *Quarter Wave Transformer*) :

$$Z_{QWT} = \sqrt{Z_{IN} \cdot Z_{OUT}} .$$

Ainsi, on aurait bien un quart d'onde de 50 Ω car $50 [\Omega] = \sqrt{25 [\Omega] \cdot 100 [\Omega]}$.

Eh bien NON, ce n'est pas ainsi que cela fonctionne dans un duplexeur BpBr !

Plus que jamais, c'est maintenant qu'il y a lieu de se souvenir que le courant HF n'est pas au courant de ce que vous voulez faire et qu'il vaut mieux y réfléchir (hi).

C'est le moment de se rappeler que dans un duplexeur BpBr les fréquences d'accord des circuits passe-bande et éliminateurs de bande (*Notch*) sont complémentaires, en réplique et antagonistes. La fréquence passe-bande de la branche RX est celle d'accord du *Notch* de la branche TX et la fréquence passe bande de la branche TX est celle d'accord du *Notch* de la branche RX.

Prenons par exemple le cheminement du signal TX (145,650 MHz) dans le duplexeur. La sortie du PA du TX constitue une source de 50 Ω . Dans la branche TX du duplexeur, les circuits passe-bande des cavités sont accordés sur la fréquence TX (145,650 MHz). Comme ces circuits sont à la résonance à la fréquence TX, les cavités (partie passe-bande) sont transparentes vis-à-vis de la ligne de transmission (impédance infinie). À la sortie de la branche TX du duplexeur, quelle que soit la longueur du câble qui relie celle-ci à la 1^{ère} entrée de la branche transversale du « Té » coaxial, nous avons toujours une impédance de source de 50 Ω . La branche médiane du « Té » coaxial est reliée au *feeder* d'antenne et en final à l'antenne elle-même qui constitue une charge de 50 Ω . Nous sommes donc dans la situation d'une source de 50 Ω adaptée à une charge de 50 Ω par l'intermédiaire d'une ligne de transmission de 50 Ω . Jusqu'ici tout va bien.

Mais pour que tout cela fonctionne, il faudrait que l'impédance qui se présente à la 2^{ème} entrée de la branche transversale du « Té » soit infinie pour ne pas venir perturber le système adapté avec une impédance de 50 Ω que nous venons de décrire ci-dessus.

Dans la branche RX du duplexeur, les circuits *Notch* sont accordés sur la fréquence TX (145,650 MHz), ce qui a pour conséquence de faire écrouler l'impédance d'entrée et de sortie des cavités de cette branche RX à une valeur nulle pour un signal à la fréquence TX. Si l'on relie la sortie de la branche RX du duplexeur vers la 2^{ème} entrée de la branche transversale du « Té » coaxial par l'intermédiaire d'une ligne de transmission d'une longueur électrique d'un quart d'onde à la fréquence TX, alors, l'impédance nulle à la sortie de la cavité RX, à la fréquence TX, sera transformée en impédance infinie à la 2^{ème} entrée de la branche transversale du « Té » coaxial à la sortie du duplexeur. C'est ainsi que la branche RX du duplexeur ne vient pas perturber la ligne 50 Ω qui achemine le signal du TX vers l'antenne (voir figure ci-dessous à la page suivante). Une impédance infinie en parallèle sur 50 Ω donne une impédance résultante de 50 Ω .

On peut tenir un raisonnement similaire en ce qui concerne le cheminement du signal RX depuis l'antenne jusqu'au récepteur. On s'aperçoit ainsi que la branche TX du duplexeur ne vient pas perturber le système adapté à 50 Ω de la branche RX du duplexeur grâce à la présence d'un câble coaxial d'une longueur électrique quart d'onde à la fréquence RX entre le « Té » coaxial de sortie du duplexeur et le raccordement de celui-ci à la branche TX du duplexeur. L'impédance nulle à la sortie de la cavité TX, à la fréquence RX, est transformée en impédance infinie par le câble coaxial quart d'onde. De nouveau, une impédance infinie en parallèle sur 50 Ω donne une impédance résultante de 50 Ω .

Pour tout ceci, un dessin vaut mieux qu'un long discours. En observant attentivement la figure suivante, vous pourrez facilement faire une synthèse de tout ce qui a été expliqué ci-dessus.

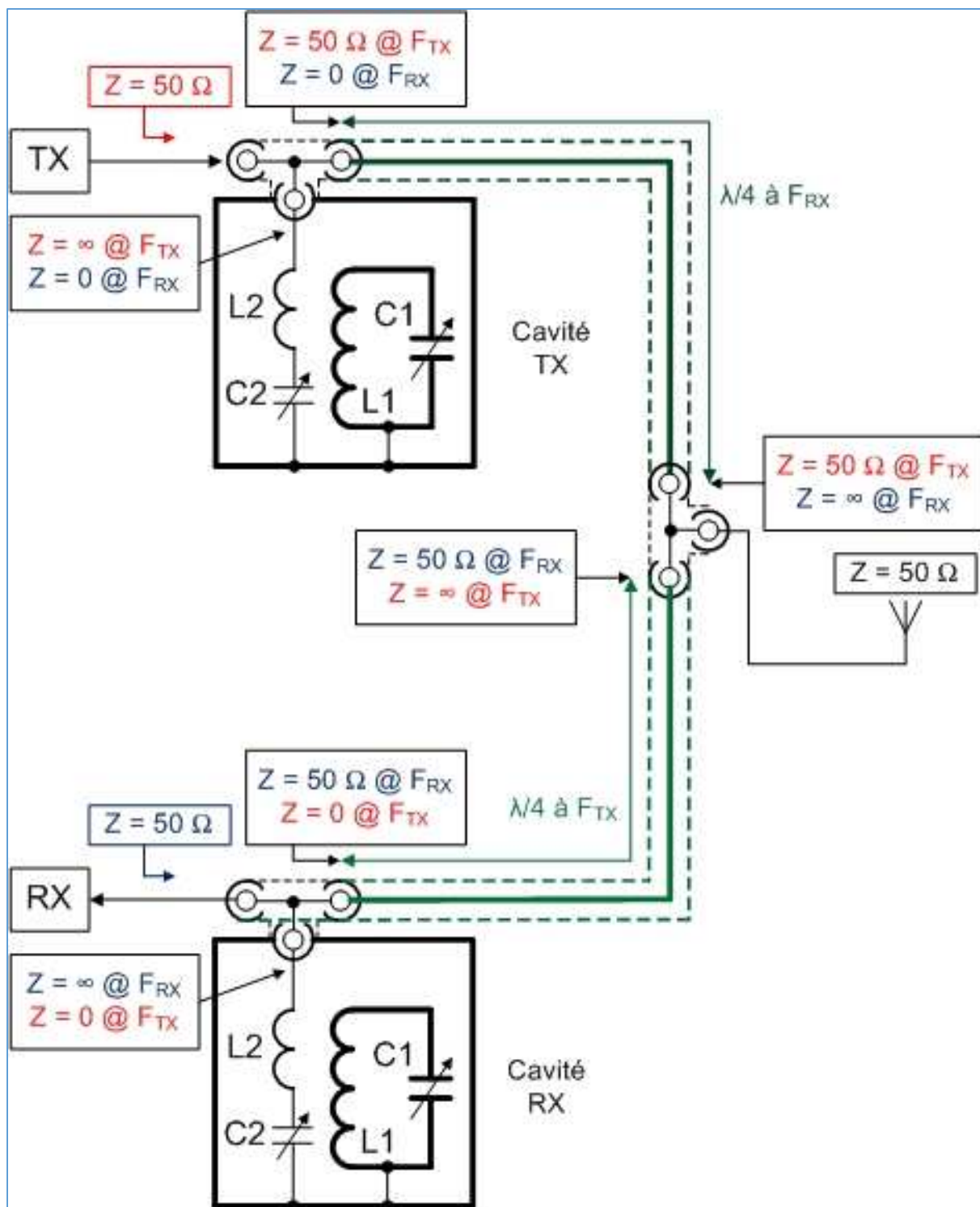


Fig. 35 : Raccordement des sorties des branches d'un duplexeur par l'intermédiaire de câbles coaxiaux de longueur $\lambda/4$ vers les deux entrées de la branche transversale d'un « Té » coaxial formant ainsi un point commun sur la branche médiane de ce « Té » pour se diriger vers le *feeder* d'antenne. Veuillez remarquer les fréquences auxquelles sont taillés les quarts d'onde en câble coaxial : il faut raisonner sur la fréquence d'accord des circuits *Notch* des cavités. Graphisme ON4IJ.

Comment tailler des câbles coaxiaux à $\lambda/4$ avec grande précision ?

Cette méthode a été décrite dans la présentation Power Point n° 13 « mesure de la longueur électrique d'un feeder » sur le sujet de l'abaque de Smith. Vous pouvez télécharger cette présentation sur ON5VL.org.

Nous allons ici affiner la méthode pour effectuer une mesure de grande précision au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel. Vous pouvez aussi effectuer cette mesure au moyen d'un analyseur scalaire ou au moyen d'un analyseur de spectre avec un générateur suiveur (*Tracking*).

Principe de la mesure de la longueur d'onde électrique d'un câble coaxial :

Le principe consiste à placer le câble coaxial à mesurer en dérivation sur une ligne de transmission au moyen d'un « Té » coaxial. Le câble à mesurer se transforme ainsi en un *Stub* qui peut se comporter soit comme une portion de ligne $\lambda/2$ dont l'extrémité est en court-circuit, soit comme une portion de ligne $\lambda/4$ dont l'extrémité est en circuit ouvert (voir figure ci-dessous).

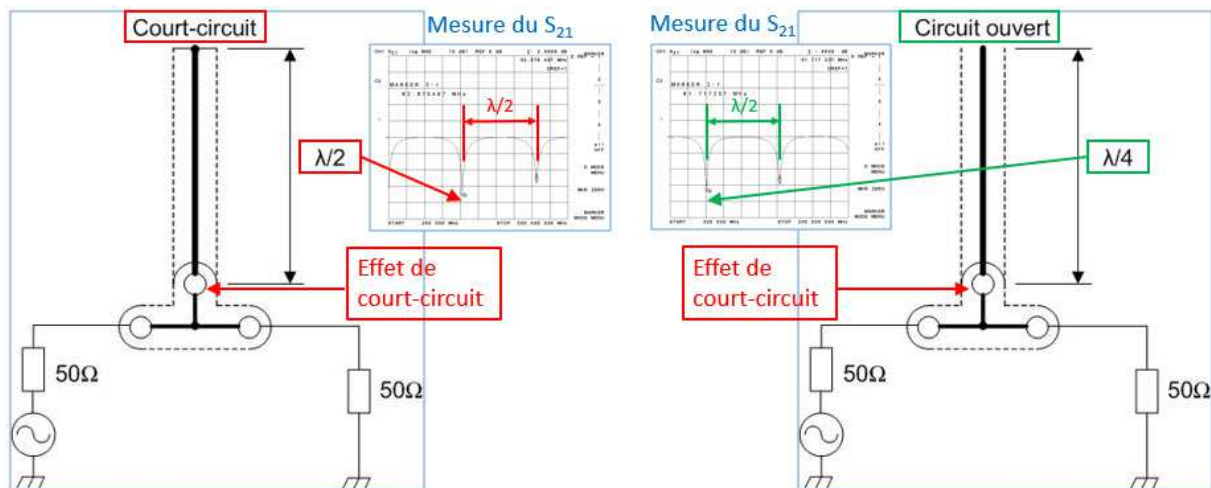


Fig. 36 : Principe de mesure de la longueur d'onde électrique d'un câble coaxial lorsque celui-ci fonctionne en *Stub* $\lambda/2$ ou $\lambda/4$. Graphisme : ON4IJ.

Pour affiner la précision de mesure au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel, on va faire fonctionner le *Stub* en $\lambda/2$ dont l'extrémité est en court-circuit et on va mesurer le premier « *Dip* » sur l'analyseur en ayant pris le soin de le paramétrer avec un *Span* (étalement en fréquence de la plage de mesure) relativement faible et avec une résolution de bande passante (RBW *Resolution Band Width*) relativement étroite. La fréquence centrale de la plage de mesure sera réglée à une valeur proche de celle du premier « *Dip* » du *Stub* (voir figure suivante). L'analyseur est calibré (SOLT *Full 2-Port*) avant d'effectuer les mesures. Un marqueur est placé sur le « *Dip* » et la fréquence où se situe le marqueur est notée.

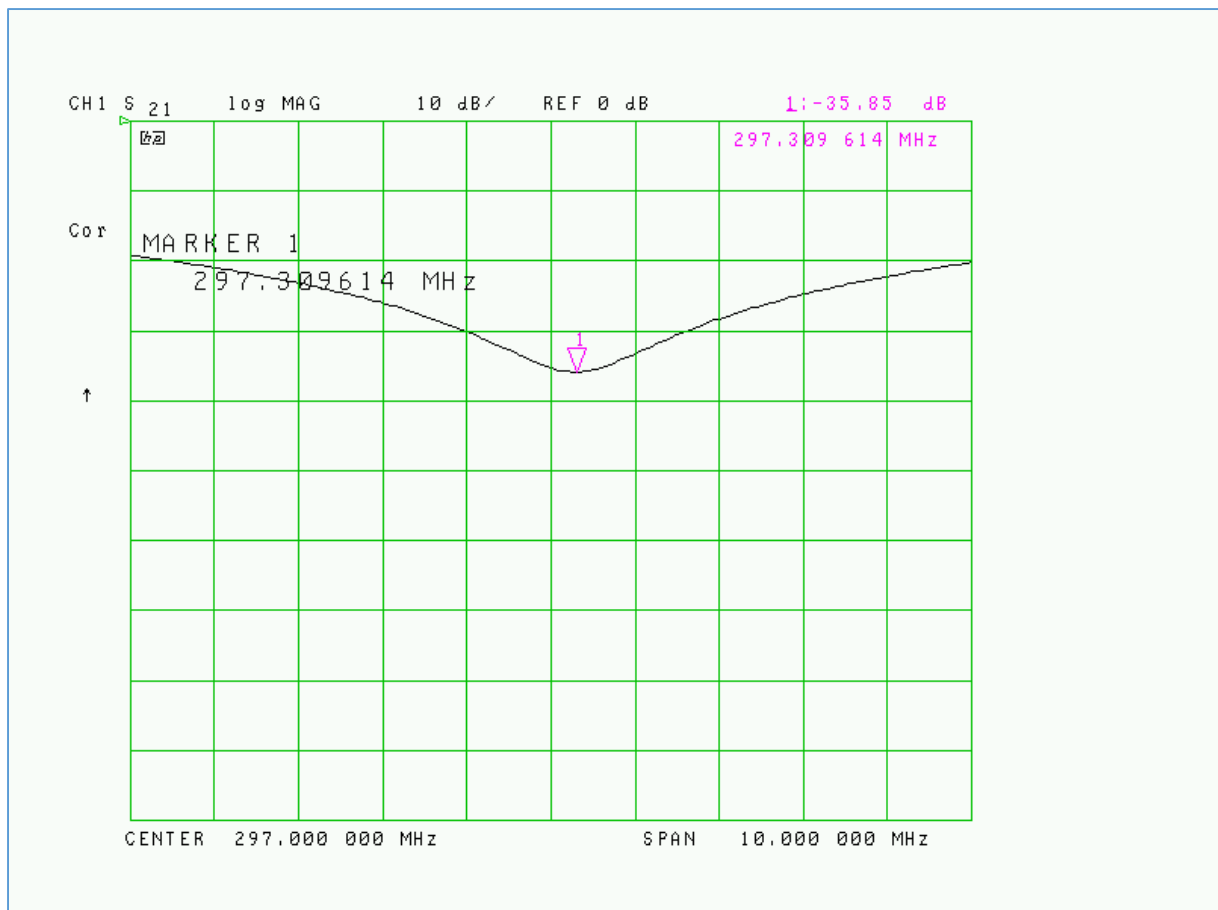


Fig. 37 : Mesure de la longueur d'onde électrique d'un câble coaxial en le faisant fonctionner comme *Stub* $\lambda/2$ en court-circuit à son extrémité. L'analyseur de réseau vectoriel est réglé à une fréquence centrale (ici 297,000 MHz) proche du premier « *Dip* » du *Stub*, le *Span* est réduit autant que possible pour permettre une mesure de précision (ici 10,000 MHz, c'est-à-dire 1 MHz par division) et la RBW (résolution de bande passante de l'analyseur) est réduite à 300 Hz. Le marqueur 1 indique une fréquence de résonance du *Stub* à 297,309 MHz. Pour plus de précision, on peut encore réduire le *Span* à une valeur de 2 MHz ou de 1 MHz par exemple. Cliché : ON4IJ.

Comment interpréter cette mesure ?

La mesure nous indique une fréquence de résonance du *Stub* $\lambda/2$ en court-circuit à 297,31 MHz. Si ce *Stub* de même longueur physique devait se comporter en $\lambda/4$, sa fréquence de résonance devrait être divisée par deux. On peut s'en convaincre en effectuant une mesure du premier « *Dip* » avec ce *Stub* $\lambda/4$ en circuit ouvert. Le câble coaxial que nous venons de mesurer se comporte donc comme un quart d'onde à une fréquence de résonance de : $\frac{297,31 \text{ [MHz]}}{2} = 148,66 \text{ [MHz]}$.

Pourquoi ce quart d'onde résonne-t-il à une fréquence plus haute que celle que je devrais avoir à la fréquence TX ou RX du répéteur ?

Il y a deux explications plausibles :

1. On n'a pas tenu compte de l'effet de la longueur de la branche médiane du « Té » coaxial qui a servi pour les mesures ;
2. On n'a pas tenu compte de l'effet d'allongement du quart d'onde à cause des boucles de couplage d'entrée et de sortie des cavités.

Ah, ce n'est pas si évident que cela de confronter la théorie avec la pratique. Toutefois, grâce à une série d'expérimentations, nous allons pouvoir arriver à déterminer la longueur optimale des câbles coaxiaux qui relient les cavités entre-elles.

Si vous avez eu la chance d'avoir fait l'acquisition en seconde main d'un duplexeur complet avec tous ses câbles coaxiaux de raccordement d'origine, vous pouvez tester ce duplexeur sur les fréquences d'accord qui ont été prévues par le constructeur. En général, vous trouverez ces fréquences sur la plaque signalétique du duplexeur.

Ensuite, vous mesurez la fréquence de résonance des câbles de liaison entre les cavités comme décrit ci-dessus et vous en déduisez le facteur d'allongement amené par les boucles de couplage. Attention, ce facteur d'allongement n'est pas absolu mais est relatif en fonction de la longueur de la branche médiane du « Té » coaxial avec lequel vous effectuez les mesures. Toutefois, si vous mesurez les câbles toujours dans les mêmes conditions, vous pourrez déterminer la fréquence exacte de résonance des câbles quarts d'onde pour une fréquence d'accord donnée du duplexeur. Nous appellerons ces fréquences « valeurs repères ».

Pour retailler ces câbles sur une autre fréquence d'accord du duplexeur, c'est-à-dire celle de votre répéteur, vous pourrez extrapoler les valeurs repères et en déduire les fréquences de résonance que vous devez obtenir par mesure sur les câbles coaxiaux pour les nouvelles fréquences d'accord de votre application (par la règle de trois).

Attention à la qualité des « Té » coaxiaux !

Comme les expérimentations des OM se veulent d'être très pratiques, certains d'entre vous auront constaté que des « Té » coaxiaux bon marché et de qualité modeste sont constitués d'une connexion par un ressort spiralé entre le contact de la branche médiane du « Té » et la branche transversale qui relie les deux extrémités du « Té ». L'utilisation de « Té » de ce type de construction est à proscrire dans nos applications VHF et UHF car le ressort de contact introduit une inductance non négligeable entre la branche médiane et la branche transversale du « Té ». Vous constaterez par vous-même que ce type de « Té » a un effet de rallongement excessif sur la mesure des *Stub*. En outre les mesures ne sont ni stables ni prédictives avec ce type de « Té » : il suffit de solliciter mécaniquement le raccordement du connecteur type N sur la branche médiane du « Té » pour s'en rendre compte.

Un « Té » de qualité est construit avec une connexion mécanique stable. En général, l'âme centrale de la partie médiane est vissée avec précision sur celle de la partie transversale. Une géométrie mécanique appropriée rapporte les pièces pour obtenir un contact parfait (méplat, chambrage, bossage, lamage, embrèvement, fraisure, etc.).

Que faire avec un duplexeur dont on possède les cavités mais sans câbles coaxiaux ?

Si vous n'avez pas eu l'opportunité d'avoir fait l'acquisition d'un duplexeur complet avec ses câbles coaxiaux de raccordement, c'est-à-dire que vous avez des cavités nues sans câbles coaxiaux, alors vous devrez procéder à plusieurs mesures par essais et erreurs en testant le duplexeur avec différentes longueurs de câble proche du quart d'onde à la fréquence d'accord. Pour effectuer ces essais, il y a lieu de respecter la procédure qui est décrite ci-dessous.

Commencez par accorder chaque cavité une par une séparément au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel où vous pourrez visualiser en même temps les courbes de réponse de transmission et de réflexion (S_{21} et S_{11} ou S_{12} et S_{22}). L'analyseur doit être calibré avec ses câbles de mesure. Les câbles de mesure seront raccordés directement aux connecteurs des cavités. Ainsi, vous effectuez une mesure où le plan de référence se situe directement au niveau des connecteurs de la cavité sous test. Comme l'analyseur est calibré, l'entrée de la cavité sera chargée par une source parfaite de 50Ω (1^{er} port de mesure de l'analyseur) et la sortie de la cavité sera chargée par une source parfaite de 50Ω (2^{ème} port de mesure de l'analyseur).

Lorsque les deux (ou trois) cavités d'une branche du duplexeur ont été parfaitement réglées séparément une par une, il n'est plus question de modifier leur réglage dans ce qui va suivre.

Raccordez le 1^{er} port de mesure de l'analyseur à l'entrée de la 1^{ère} cavité et raccordez le 2^{ème} port de mesure à la sortie de la 2^{ème} cavité. Raccordez ensuite les deux cavités entre-elles par un câble coaxial $\lambda/4$. Effectuez les mesures de transmission et de réflexion. Vous constaterez par la mesure de transmission que la fréquence de résonance de l'ensemble n'est pratiquement pas altérée. En revanche, vous pourriez constater que le « *Dip* » de la mesure de réflexion (*Return Loss*) ne se situe plus exactement à la fréquence d'accord que vous devez avoir.

En effet, le câble quart d'onde que vous avez placé semble être trop long (ou parfois trop court suivant la taille du câble) par l'effet d'allongement de celui-ci à cause des boucles de couplage à l'entrée et à la sortie de chaque cavité. Remplacez le câble quart d'onde par un autre qui est à peine plus court ou éventuellement plus long (attention, cela se joue sur une fraction de centimètre !). Vous pourrez visualiser le rapprochement du « *Dip* » de la mesure de réflexion par rapport à la fréquence d'accord que vous devez avoir. Continuez de procéder ainsi par étapes successives c'est-à-dire par essais et erreurs jusqu'à ce que vous obteniez la longueur optimale du câble, là-où le minimum de réflexion se situe pile à la fréquence d'accord que vous devez avoir.

Une fois que vous avez déterminé la longueur optimale du câble coaxial de liaison entre les deux cavités, vous pouvez fabriquer d'autres câbles identiques en longueur. Vous pourrez les mesurer tous selon la méthode décrite pour la mesure de résonance d'un Stub $\lambda/2$ raccordé en dérivation sur une ligne de transmission au moyen d'un « Té » coaxial. Vous pourrez aussi noter le facteur d'allongement de la longueur du câble quart d'onde dû à l'effet des boucles de couplage des cavités.

Bienvenue dans le monde réel où le comportement du PA d'un TX peut parfois poser certains problèmes lorsque celui-ci est raccordé sur un duplexeur

Les OM de l'équipe du relais ON0LG ont reçu des informations de la part de ON7PC en ce qui concerne le comportement inapproprié du PA de la partie TX d'un rack répéteur DR-1X lorsque celui-ci est raccordé sur un duplexeur. Ces informations sont les résultats d'investigations et d'expériences acquises sur le relais VHF 2 m ON0UBA de Bruxelles et a fait l'objet d'un rapport rédigé par ON7PC en date du 01.11.2017 et qu'il a aimablement transmis aux OM de Liège. Merci Pierre.

Nous retranscrivons ci-dessous l'essentiel des informations que nous avons reçues.

À l'origine, le répéteur Yaesu DR-1X VHF de ON0UBA est équipé d'un duplexeur Procom DPF 2/33-125 à 6 cavités BpBr d'un diamètre de 125 mm. Selon les données du constructeur, la perte d'insertion de ce duplexeur est inférieure à 2,0 dB et l'isolation de celui-ci est supérieure à 90 dB, voire de l'ordre de 95 dB pour un espacement de 600 kHz entre les fréquences TX et RX. Il s'agit d'un excellent duplexeur !

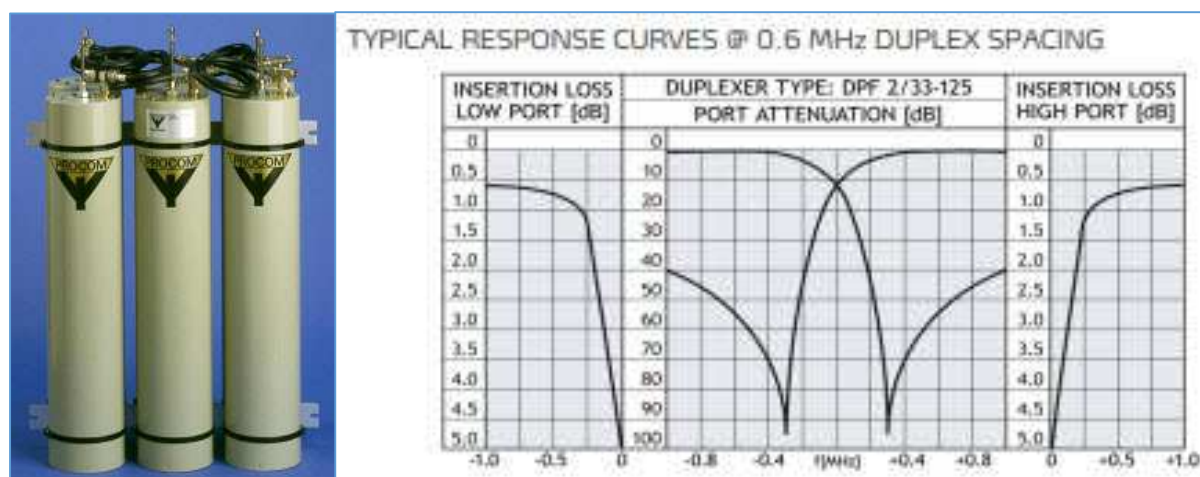


Fig. 38 et 39 : Duplexeur Procom DPF 2/33-125 à 6 cavités BpBr et courbes de réponse pour un espacement des fréquences de 600 kHz. Source : Procom (devenu Amphenol Procom), Smedetofthen 12, DK-3600 Frederikssund, Denmark, Europe.

Après quelques mois de mise en service, les OM de ON0UBA constatent un phénomène de désensibilisation de leur répéteur. Après plusieurs investigations effectuées par les OM bruxellois auprès d'organismes professionnels de télécommunication, ON7PC a pu mettre en évidence un phénomène « d'intermodulation », sous la forme d'une génération de plusieurs *Spurious* à la sortie du PA du TX du DR-1X lorsque celui-ci est raccordé sur le duplexeur. Les *Spurious* observés à l'émission à partir de l'entrée de la branche RX du duplexeur se situent dans une zone de fréquences très proches du canal de réception du répéteur, ce qui explique le phénomène de désensibilisation constaté (voir figures suivantes transmises par ON7PC). Lorsque le répéteur DR1X est raccordé sur une charge purement résistive, comme par exemple sur un atténuateur de puissance de -40 dB, le spectre de l'émission observée dans ces conditions est absolument parfait et exempt du moindre rayonnement non essentiel : pas d'intermodulation, pas de *Spurious*.

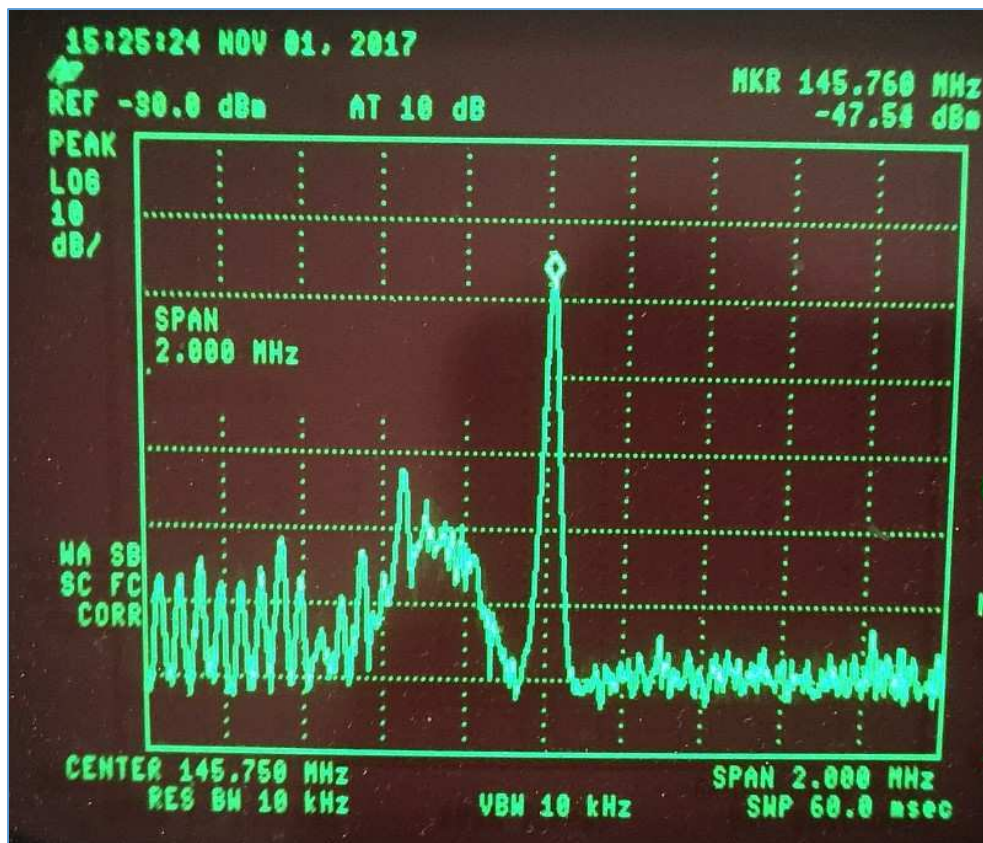


Fig. 40 : Observation de *Spurious* à l'émission d'un DR-1X du répéteur VHF ON0UBA lorsque le PA TX de celui-ci est raccordé sur un duplexeur. On remarquera aussi que, comme la puissance TX du répéteur est de 50 W, c'est-à-dire de +47 dBm et que la mesure de ce signal TX à l'entrée RX du duplexeur est de -47,5 dBm (voir dans le coin supérieur droit de l'écran de l'analyseur de spectre), le rapport de protection de ce duplexeur est donc bien de $47 \text{ dBm} - (-47,5 \text{ dBm}) = 94,5 \text{ dB}$. Source : ON7PC, rapport de mesures sur le répéteur ON0UBA, Bruxelles, 01.11.2017.

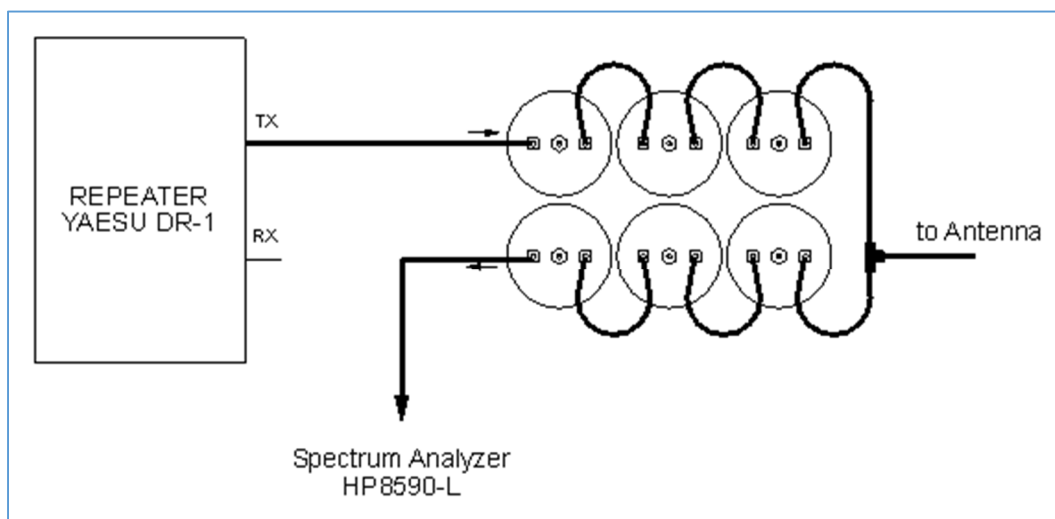


Fig. 41 : Méthode de mesure du signal d'émission du répéteur VHF ON0UBA dans ses conditions réelles d'utilisation avec un duplexeur raccordé à la sortie du PA TX d'un DR-1X. L'analyseur de spectre est raccordé à l'entrée de la branche RX du duplexeur. Ceci permet de vérifier le rapport de protection du duplexeur et de mesurer le spectre de l'émission du répéteur dans ses conditions réelles de charge. Source : ON7PC, rapport de mesures sur le répéteur ON0UBA, Bruxelles, 01.11.2017.

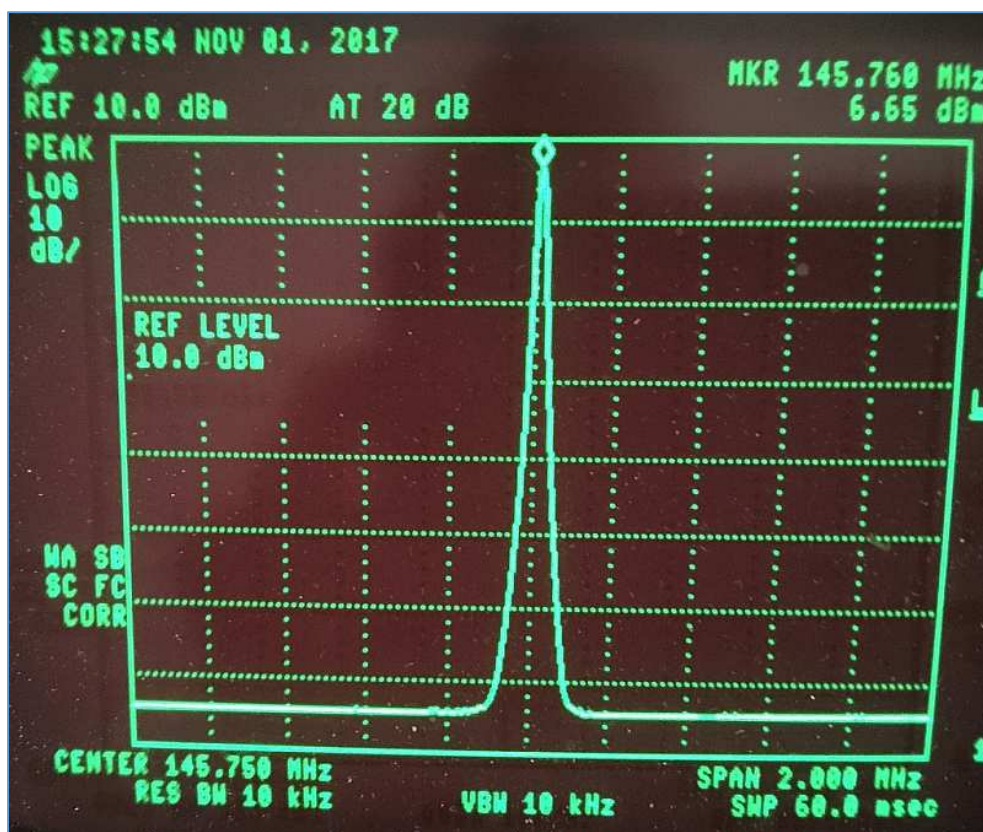


Fig. 42 : Lorsque la sortie TX du DR-1X du répéteur VHF ON0UBA est raccordée sur une charge parfaite de 50 Ω à large bande (ici par l'intermédiaire d'un atténuateur de puissance de -40 dB vers l'entrée d'un analyseur de spectre), l'émission du répéteur est d'une pureté spectrale exemplaire et exempte de tout rayonnement non essentiel, donc sans intermodulation ni *Spurious*. On remarquera aussi que le niveau absolu du signal d'émission mesuré par l'analyseur de spectre est de +6,65 dBm après un atténuateur externe de -40 dB, ce qui nous donne une puissance d'émission de +6,65 dBm - (-40 dB) = +46,65 dBm, c'est-à-dire une puissance de 46,2 W (presque très proche de 50 W) pour autant que l'appareil de mesure soit calibré. Source : ON7PC, rapport de mesures sur le répéteur ON0UBA, Bruxelles, 01.11.2017.

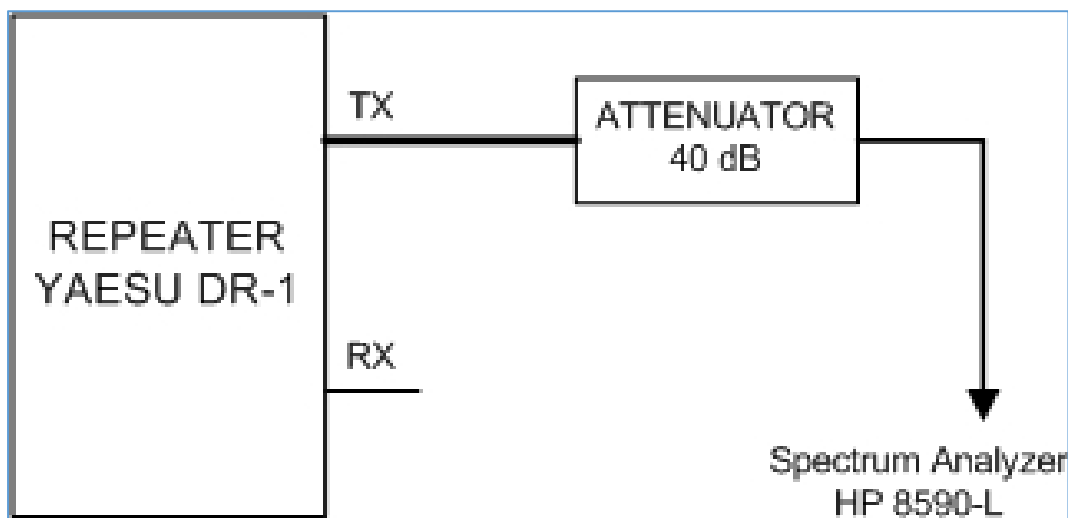


Fig. 43 : Méthode de mesure du signal d'émission du répéteur VHF ON0UBA sur une charge parfaite de 50 Ω à large bande (atténuateur de puissance de -40 dB). Source : graphisme ON7PC.

À tout problème, il y a une solution

La solution efficace qui a été retenue par les OM bruxellois pour le répéteur VHF ON0UBA consiste à intercaler deux cavités BpBr (Procom BPBR 2/2-125) entre la sortie du PA TX du DR-1X et l'entrée de la branche TX du duplexeur.

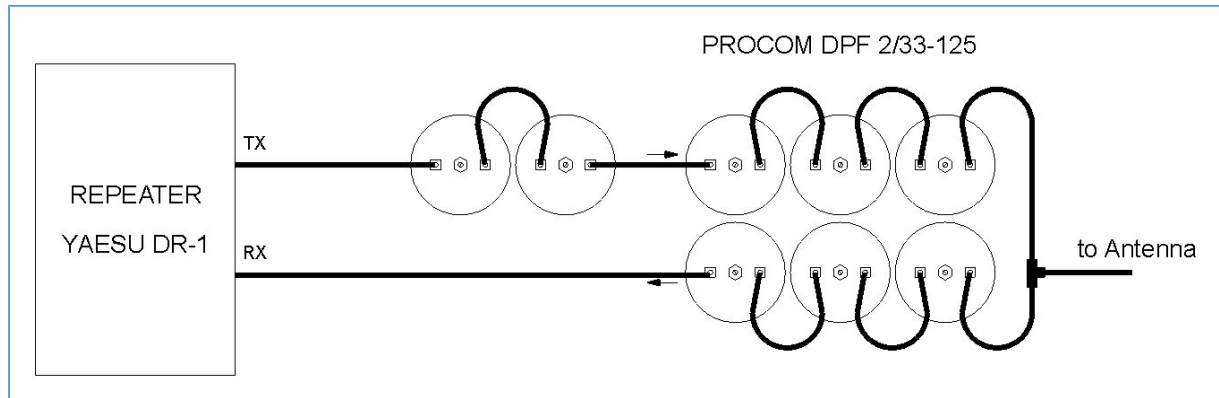


Fig. 44 : Configuration actuelle de l'ensemble des cavités du duplexeur BpBr avec deux cavités supplémentaires BpBr raccordées sur la voie TX d'un répéteur DR-1X pour le relais VHF ON0UBA. Source : graphisme ON7PC.

Dans ses commentaires, ON7PC attire notre attention sur le fait que l'installation du répéteur doit être considérée comme un ensemble dont les éléments sont indissociables : tout a de l'importance, non seulement le duplexeur, les cavités, mais aussi tous les câbles coaxiaux de raccordement. Autrement dit, l'évaluation du bon fonctionnement du répéteur doit être effectuée dans les conditions réelles d'utilisation avec tous ses sous-ensembles interconnectés et pour bien faire être vérifiés par après *in situ* sur l'antenne réelle du relais.

Hypothèses d'explications sur la génération de *Spurious* à la sortie du PA TX d'un DR-1X lorsque celui-ci est raccordé sur un duplexeur.

Dans nos expérimentations radioamateur sur du matériel de télécommunication radiofréquence, quand une installation ne fonctionne pas, il y a lieu de pouvoir expliquer pourquoi cette installation ne fonctionne pas ; de même, quand une installation fonctionne, il y a lieu de pouvoir aussi expliquer pourquoi cette installation fonctionne. Toutefois, il faut reconnaître humblement qu'on ne parvient pas toujours à tout expliquer.

Voici donc quelques pistes que nous avons explorées et que nous vous proposons pour comprendre dans quelles conditions le PA d'un TX peut devenir instable et ainsi commencer à générer des *Spurious*. Ces quelques pistes de réflexion font suite à l'étude de la stabilité des amplificateurs large bande en fonction de leurs conditions d'impédance de source et d'impédance de charge. Ce sujet a été décrit dans l'article « analyseur vectoriel et radioamateurs » à partir de la page 153. Dans cet article, on y fait mention du *Rollett Stability Factor K*, des facteurs de stabilité μ_1 et μ_2 et du tracé des cercles de stabilité d'un amplificateur en superposition sur l'abaque de Smith.

Pour ceux d'entre vous qui veulent étudier ce sujet, je vous recommande la lecture du livre : Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design, Second Edition 20 août 1996, auteur : Guillermo Gonzales, éditeur : Prentice Hall ; ISBN 0132543354. Attention, le contenu de ce livre est très technique et assez mathématique ; cela demande des prérequis de connaissances du niveau d'ingénieur.

Pour faire simple, pourquoi le PA d'un TX deviendrait-il instable ?

Un amplificateur bien conçu est inconditionnellement stable quelle que soit l'impédance de charge qui lui soit appliquée et ce dans une plage de fréquence donnée. Ces conditions de stabilité sont relativement faciles à obtenir pour des amplificateurs prévus pour fonctionner dans une bande étroite de fréquences. En général, cette bande étroite est fixée par un ou plusieurs circuits d'accord en fréquence situés dans le PA lui-même. Ainsi, si la charge n'est pas exactement de 50 Ω et même si celle-ci comprend une partie réactive non négligeable, le circuit d'accord et de couplage de la sortie du PA parvient à réaliser une parfaite adaptation d'impédance vis-à-vis de la charge et cela pour une fréquence donnée bien précise, c'est-à-dire la fréquence d'émission.

Tout ceci devrait être assez parlant pour vous car, lorsque vous utilisez un *Antenna Tuner* sur un émetteur, vous réalisez une parfaite adaptation d'impédance entre le PA du TX et la charge qui existe à partir de votre antenne dont l'impédance de celle-ci est rarement pile à 50 Ω et comporte en outre une partie réactive parfois non négligeable. Pour les OM parmi les aînés d'entre nous et qui ont utilisé entre autres des émetteurs à tubes radio, vous êtes habitués aux réglages du PA de l'émetteur par un circuit « Pi » de sortie, appelé circuit Collins ou circuit Jones. Pour ces OM, les réglages essentiels bien connus de leur émetteur sont les deux gros boutons « **Tuning** » et « **Loading** ». Ainsi, vous amenez le PA de votre émetteur à fonctionner dans des conditions de stabilité malgré l'impédance exotique de votre antenne. N'oubliez pas qu'un circuit Collins participe aussi à la résonance du circuit de sortie du PA.

De nos jours, le PA d'un émetteur (par exemple le TX d'un répéteur de fabrication moderne en 2019) est un dispositif à large bande qui couvre toute une gamme d'ondes radioamateur : de 144 MHz jusqu'à 146 MHz en VHF et de 430 MHz à 440 MHz en UHF, c'est-à-dire plusieurs MHz de bande passante. Avec de tels dispositifs à large bande, il devient difficile d'obtenir un fonctionnement inconditionnellement stable quelle que soit l'impédance de la charge, en particulier lorsque celle-ci est « exotique » et entre autres quand elle comporte une partie réelle de l'impédance complexe qui s'écroule aux fréquences immédiatement adjacentes à celle de l'émission.

Pourquoi un duplexeur BpBr offre-t-il une charge difficile à « digérer » par le PA de la partie TX d'un répéteur ?

En observant les valeurs de l'impédance présente directement à l'entrée de la branche TX d'un duplexeur, on peut constater que sur une bande de fréquence relativement étroite et située aux abords immédiats de la fréquence d'émission, ces valeurs d'impédance varient dans de fortes proportions.

Sur les figures suivantes, on va représenter cette variation d'impédance sur l'abaque de Smith et par une mesure de la partie réelle de l'impédance. On s'aperçoit que la partie résistive de l'impédance s'écroule très vite dès que l'on s'éloigne de la fréquence d'émission.

Pour s'en rendre compte, deux marqueurs ont été placés à -150 kHz et +150 kHz d'écart pour représenter une bande de 300 kHz centrée sur la fréquence d'émission.

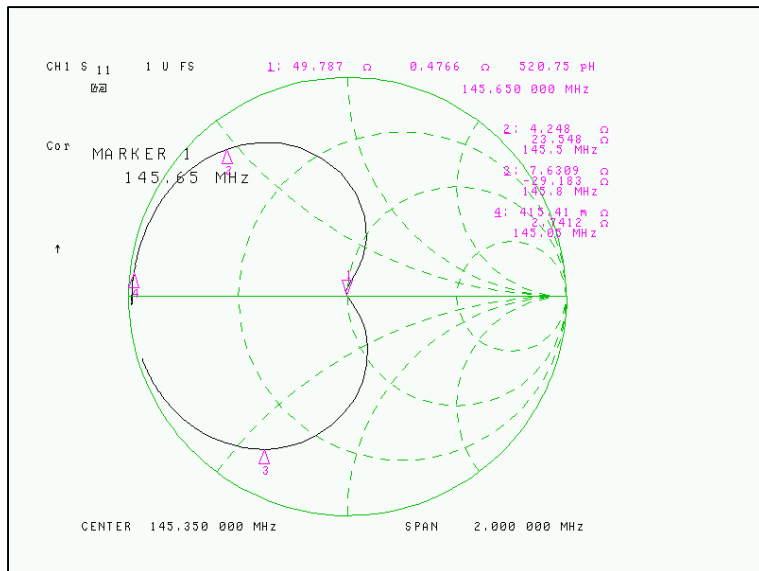


Fig. 45 : Visualisation de la variation d'impédance mesurée directement à l'entrée d'un duplexeur Wacom WP641 sur la branche « High ». La fréquence TX est de 145,650 MHz ; les marqueurs 2 et 3 ont été placés à -150 kHz et à +150 kHz de la fréquence d'émission. Le marqueur 4 est situé sur la fréquence RX de 145,050 MHz où la partie réelle de l'impédance devient pratiquement nulle (ici : 2,74 Ω). Cliché : ON4IJ.

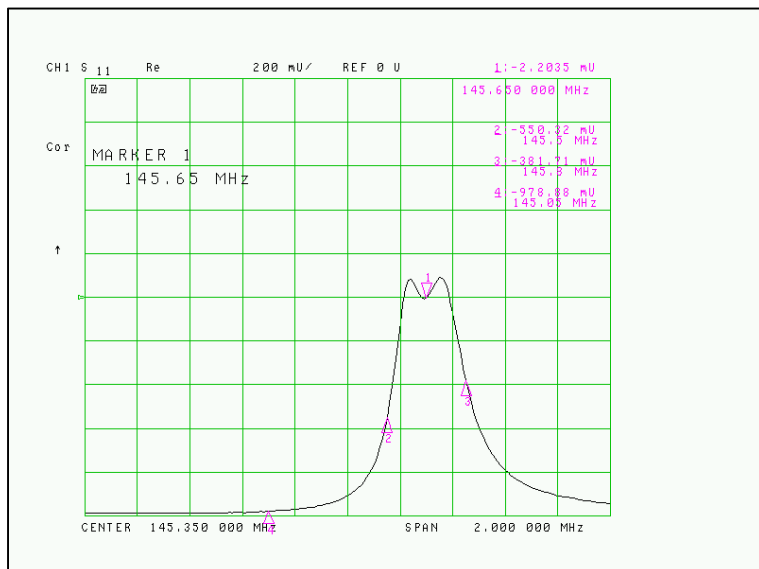


Fig. 46 : Idem que la figure ci-dessus mais sous le format d'affichage de la partie réelle (résistive) de l'impédance. Ce qu'il y a lieu de bien remarquer, c'est l'écroulement de la valeur résistive de l'impédance qui peut atteindre une valeur pratiquement nulle à la fréquence RX, c'est-à-dire aux abords de la fréquence TX. Cliché ON4IJ.

Après avoir observé les deux figures précédentes, vous vous êtes aperçu que non seulement l'impédance d'entrée de la branche TX du duplexeur varie dans de fortes proportions, mais aussi que cette variation intervient dans une plage très étroite de fréquences autour de celle de l'émission. On peut dès lors comprendre que dans ces conditions, le PA à large bande de la partie TX du répéteur vienne à sortir de sa zone de stabilité. Par comparaison, si vous utilisez une antenne VHF ou UHF et que vous mesurez le SWR de cette antenne sur toute la bande (VHF ou UHF), vous vous apercevrez que la valeur de celui-ci reste relativement favorable et reste de l'ordre de grandeur de 1,2:1 à 1,3:1 sur toute la gamme d'onde s'étalant sur plusieurs MHz (les valeurs de SWR mentionnées pour une antenne sont données ici à titre indicatif pour en donner l'ordre de grandeur).

Pourquoi le PA d'un émetteur devrait-il être instable lorsqu'il est chargé par une impédance qui est cependant parfaite à la fréquence d'émission, même si celle-ci varie fortement en dehors de cette fréquence ?

Nous pourrions avoir tendance à penser que la porteuse d'une émission se caractérise par une raie infiniment fine dans le domaine de la fréquence, comme si cette porteuse occupait une largeur de bande insignifiante. Cela peut paraître vrai en théorie, mais dans le monde réel, le spectre d'une émission s'étale légèrement de part et d'autre de la fréquence porteuse à cause du bruit de phase de l'oscillateur HF qui crée cette porteuse. En outre, l'émission d'un répéteur est modulée (analogique ou numérique) et cette émission modulée occupe une largeur de bande nécessaire au contenu de la modulation. Nous sommes donc loin d'avoir une raie spectrale infiniment fine. On peut parfois s'apercevoir que l'occupation spectrale résultant du bruit de phase de l'oscillateur HF de l'émetteur occupe une largeur de bande qui se révèle être supérieure à celle qui est nécessaire à la modulation, certes dans des niveaux de puissance absolue très faibles mais non négligeables. Il y a lieu de se rappeler que les émetteurs dont le VFO est piloté par un synthétiseur de fréquence à large bande sont entachés d'un bruit de phase non négligeable.

Lorsque le PA d'un TX est à large bande, toutes les composantes spectrales du signal d'émission sont amplifiées sans distinction, y compris le bruit de phase. Les composantes spectrales qui sont éloignées de la fréquence porteuse de cette émission, lorsqu'elles ont été amplifiées, peuvent se retrouver à la sortie du PA sur des fréquences où l'impédance de la charge est loin d'être parfaite, ce qui est le cas lorsque le PA est raccordé sur un duplexeur. Dans certains cas extrêmes d'instabilité du PA, on peut assister à la génération de *Spurious* indésirables qui viennent se superposer au signal d'émission (voir l'expérience du répéteur ON0UBA qui nous a été rapportée par ON7PC).

Enfin, on peut constater que le spectre d'émission d'un répéteur est terriblement entaché du bruit qui est présent sur le signal de réception qu'il doit réémettre. Le bruit de réception réémis se manifeste sur une grande largeur de bande ; en pratique, le bruit réémis occupe presque toute la largeur du canal d'émission.

Il y a une autre piste de réflexion qui vaut la peine d'être explorée : la longueur du câble entre le PA du TX et l'entrée du duplexeur a-t-elle de l'importance ? Pourquoi cette longueur aurait-elle de l'importance ? Faut-il relier le TX au duplexeur par un câble demi-onde, par un câble quart d'onde, par une longueur quelconque ou par une longueur magique ?

C'est donc le moment de penser à ce qu'on n'avait pas pensé et une fois de plus, le courant HF n'est pas au courant de ce que vous voulez faire (hi).

L'impédance d'entrée d'un duplexeur BpBr est-elle exotique ?

Pas si exotique que cela si l'on raccorde le TX au duplexeur par un quart d'onde !

C'est ici que je vous invite à aller revoir attentivement les figures 45 et 46.

Que constatons-nous ?

L'impédance d'entrée de la branche TX du duplexeur, à la fréquence TX (145,650 MHz) est pile à 50 Ω . Dès que l'on s'écarte de la fréquence d'accord, la courbe de réponse S_{11} en forme de cardioïde à l'entrée du duplexeur traverse plusieurs cercles à résistance constante sur l'abaque de Smith affichée sur l'écran de l'analyseur vectoriel (figure 45). On constate aussi que la partie réelle de l'impédance (valeur résistive) en dehors de la fréquence d'émission s'écroule jusqu'à atteindre une valeur nulle (figure 46). C'est vraiment une impédance exotique ! Dans ces conditions, le PA du TX risque de se retrouver dans des conditions d'instabilité. En effet, les PA des émetteurs « n'aiment pas » de « voir » un court-circuit sur leur sortie HF. Ceci est conforté par le résultat d'expérimentations de plusieurs OM, même si on se situe sur le même cercle à SWR constant sur l'abaque de Smith.

Si l'on raccorde l'entrée du duplexeur à la sortie du PA du TX par l'intermédiaire d'un câble coaxial d'une demi-onde, c'est exactement cette même impédance exotique de l'entrée du duplexeur que va voir l'émetteur. Dans ces conditions, le PA risque aussi de devenir instable.

Si l'on raccorde l'entrée du duplexeur à la sortie du PA par l'intermédiaire d'un quart d'onde, alors cela aura pour effet de donner un effet de rotation de 180° de la courbe S_{11} du duplexeur (voir figure ci-dessous). Ceux qui sont habitués à l'abaque de Smith comprendront que l'emplacement d'une impédance complexe donnée à un endroit donné d'une ligne de transmission, cette impédance subit une rotation de 180° dans le sens horlogique (CW : *Clock Wise*) sur l'abaque (*Toward Generator* : en direction de la source) lorsque l'on s'est déplacé d'un quart d'onde le long de la ligne de transmission depuis la charge en direction de la source sur un cercle à SWR constant.

Les deux figures suivantes illustrent le comportement de l'impédance du duplexeur lorsque celui-ci est raccordé à l'émetteur par un quart d'onde. Ce qu'il faut bien comprendre, c'est qu'il s'agit de l'impédance vue par l'émetteur directement à son connecteur coaxial de sortie HF et non plus l'impédance qui est présente au connecteur d'entrée du duplexeur.

On constatera que la partie réelle de l'impédance complexe vue par la sortie du TX et aux abords de la fréquence d'émission tend vers une valeur infinie.

Le PA d'un TX, selon l'expérience des OM, tolérerait mieux une impédance infinie qu'une impédance nulle aux abords de sa fréquence d'émission.

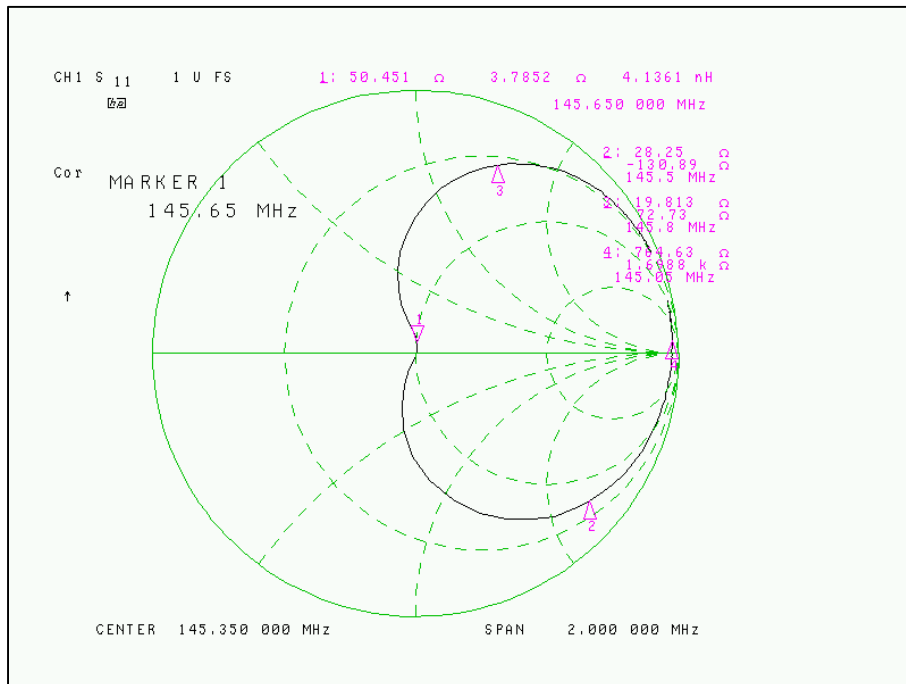


Fig. 47 : Visualisation de la variation d'impédance mesurée par l'intermédiaire d'un quart d'onde placé à l'entrée d'un duplexeur Wacom WP641 sur la branche « High ». Le lieu d'impédance sur l'abaque de Smith a subi une rotation de 180° dans le sens horlogique. La courbe cardioïde de la mesure S₁₁ se rapproche du cercle à résistance constante de 50Ω. La valeur réelle de l'impédance tend vers l'infini lorsqu'on s'éloigne de la fréquence d'émission (ici : 764Ω). Cliché : ON4IJ.

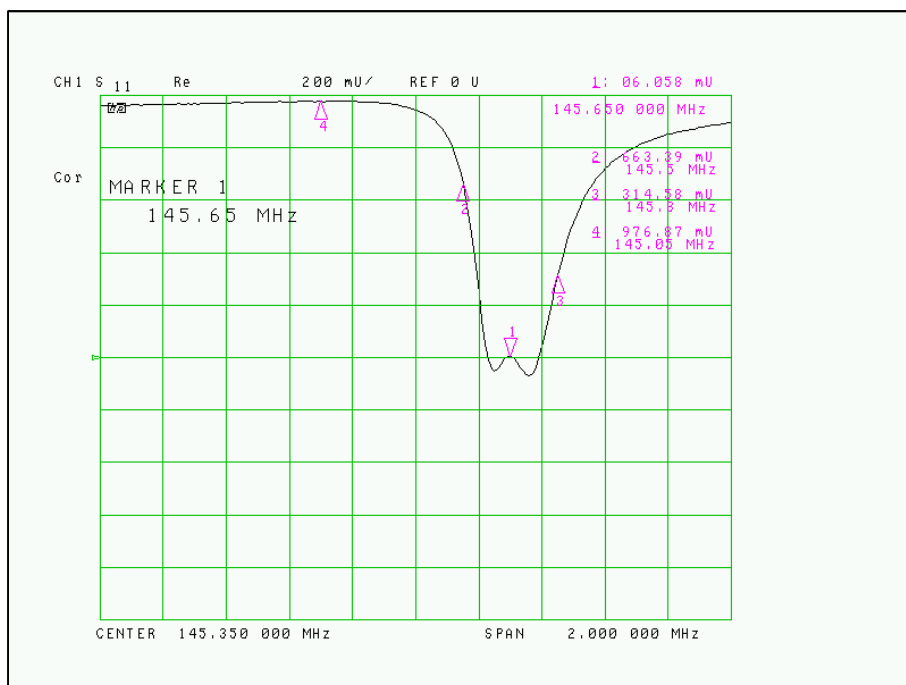


Fig. 48 : Idem que la figure ci-dessus mais sous le format d'affichage de la partie réelle (résistive) de l'impédance. Ce qu'il y a lieu de bien remarquer, c'est que cette fois la valeur résistive de l'impédance a tendance à grimper vers l'infini lorsqu'on s'écarte de la fréquence d'émission. Cliché ON4IJ.

L'erreur à ne pas commettre : raccorder le répéteur au duplexeur par des câbles d'une longueur quelconque sans la moindre précaution

Voici ce qu'il pourrait vous arriver si vous ne prêtez pas attention à l'importance des longueurs des câbles coaxiaux entre le répéteur et le duplexeur. Si vous comparez les deux figures suivantes aux deux figures précédentes, cela se passe de commentaire ! (Voir texte des légendes des figures ci-dessous).

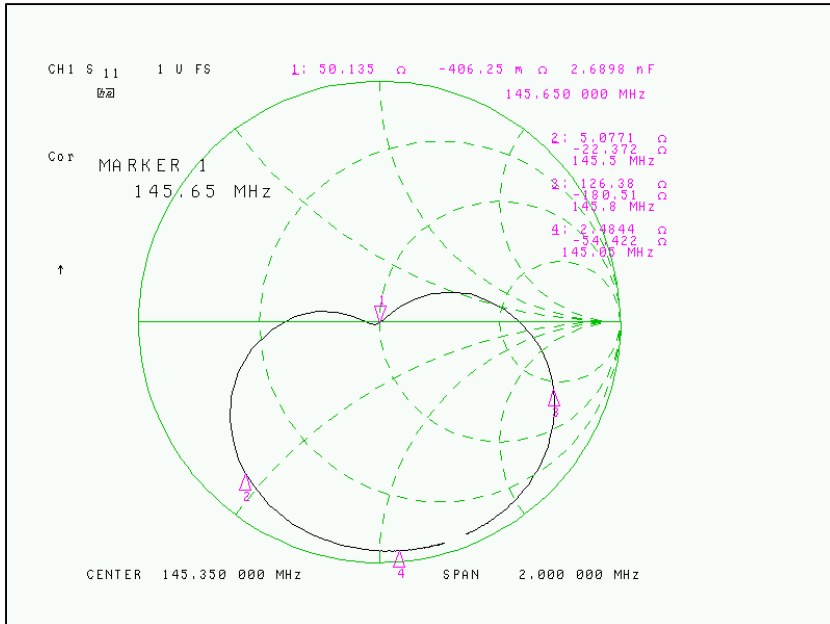


Fig. 49 : Idem figure 47, mais cette fois avec une longueur de câble quelconque et malencontreuse entre le répéteur et le duplexeur. La variation de la partie réelle (résistive) de l'impédance est maximale aux abords immédiats de la fréquence d'émission. Cliché : ON4IJ.

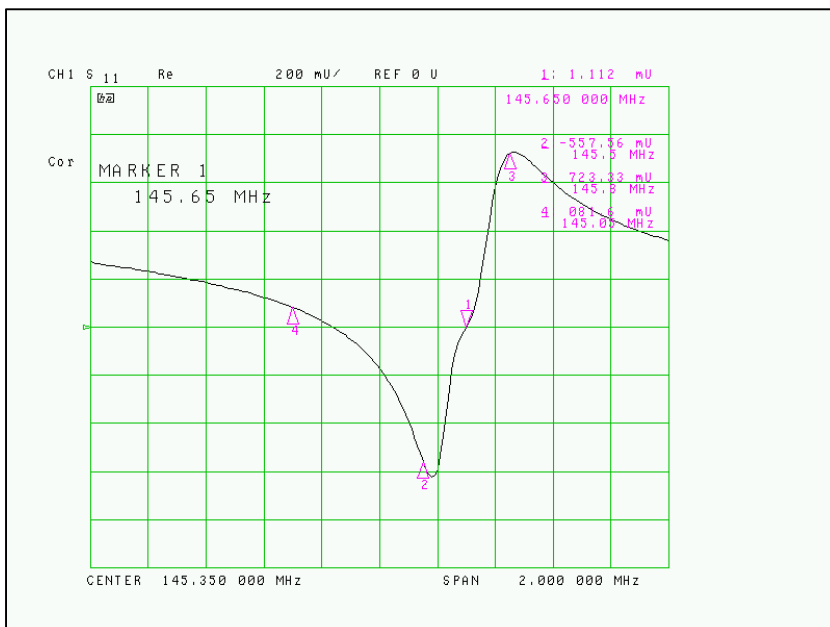


Fig. 50 : Idem que la figure ci-dessus mais sous le format d'affichage de la partie réelle (résistive) de l'impédance. On constatera une variation maximale de la partie réelle (résistive) de l'impédance aux abords immédiats de la fréquence d'émission. Cliché : ON4IJ.

Comment interpréter physiquement le comportement de l'impédance présente à l'entrée du câble coaxial quart d'onde qui est raccordé au duplexeur ?

L'impédance, vue à l'entrée du câble quart d'onde qui est raccordé au duplexeur, a une valeur pile de 50Ω à la fréquence d'émission. Cette impédance varie peu dans une plage de fréquence de l'ordre de 200 kHz centrée sur la fréquence d'émission. Lorsque l'on s'écarte d'avantage de la fréquence d'émission, la partie résistive de l'impédance tend vers une valeur très élevée (presqu'infinie). En ce qui concerne la partie réactive de cette impédance, celle-ci varie symétriquement de part et d'autre de la fréquence d'émission vers des valeurs positives (réactance inductive) et vers des valeurs négatives (réactance capacitive).

Le comportement d'une telle impédance en fonction de la fréquence ressemble très fort à celui d'un circuit résonant LC parallèle passe-bande pur et cette impédance n'a plus rien d'exotique. Nous sommes maintenant en présence d'une charge dont la nature pourrait moins facilement placer le PA du TX dans des conditions d'instabilité.

En d'autres mots, tout se passe comme si l'on avait placé au niveau du PA large bande du répéteur un circuit d'accord sélectif et parfaitement adapté à l'impédance de source de celui-ci. En effet, la partie résistive de la charge reste pratiquement constante à 50Ω sur une plage de fréquence non négligeable avant de tendre vers l'infini en dehors du canal d'émission. La partie réactive se répartit symétriquement de part et d'autre en dehors du canal d'émission. Ce comportement de réactance est similaire à celui d'un circuit Collins réalisant le couplage d'un PA à une antenne.

Une autre piste pouvant amener une solution pour rendre stable le PA d'un TX lorsque celui-ci est raccordé sur un duplexeur ?

Une piste qui a donné satisfaction sur le répéteur VHF de ON0UBA a été de rajouter deux cavités BpBr entre le PA TX du répéteur et l'entrée de la branche TX du duplexeur BpBr (voir figure 42). Cet ajout de deux cavités contribue certainement à améliorer le rapport de protection de l'ensemble du duplexeur ainsi constitué en isolant d'avantage le PA du TX du répéteur vis-à-vis du restant de l'installation. Lors de l'ajout de ces cavités, les OM bruxellois ont certainement dû examiner de près l'aspect critique de la longueur des câbles raccordant tous les éléments de cet ensemble.

On peut aussi imaginer que cette isolation supplémentaire contribue aussi à amoindrir les phénomènes d'intermodulation à l'émission qui pourraient se produire dans le PA à cause de signaux perturbateurs puissants venant du monde extérieur en provenance d'autres services de télécommunication (ceci n'est qu'une hypothèse).

Pour mieux vous rendre compte de ce qu'est le phénomène d'intermodulation à l'émission, je vous invite à lire l'article sur l'analyseur de réseau vectoriel et radioamateur de la page 98 à la page 104 (et éventuellement aussi de la page 105 à 110). Cet article est disponible sur ON5VL.org.

Améliorations du duplexeur Wacom WP-641 existant pour le répéteur ON0LG : un peu moins de théorie et un peu plus de pratique

Comme nous l'avons décrit au début de cet article, le club ON5VL a eu l'opportunité de bénéficier d'un duplexeur Wacom WP-641 grâce à ON4LUC pour le répéteur VHF ON0LG.

Après calculs du rapport de protection d'un tel duplexeur pour notre application du répéteur VHF ON0LG, un duplexeur à quatre cavités se révèle insuffisant. Nous avons testé ce duplexeur sur un analyseur de réseau vectoriel et les mesures relevées confirment la théorie (voir les nombreux clichés de mesures dans les pages précédentes de cet article). Un duplexeur à six cavités devient donc nécessaire et suffisant pour obtenir un rapport de protection de l'ordre de 100 dB.

Le défi est de trouver de nos jours en 2019 des cavités d'un duplexeur Wacom WP-641 dont la conception et la fabrication date de la fin des années 1990, soit il y a plus de vingt ans ! Mais rien n'est impossible aux radioamateurs grâce aux techniques modernes de communications en ce qui concerne les marchés de seconde main. Nous avons eu ainsi l'opportunité d'entretenir de bonnes relations OM avec un radioamateur des USA : Rick E. (Richard D. Eastwood) W6RE de Californie, spécialiste en matériel radiofréquence professionnel et ayant un impressionnant parc de matériel de cavités et de duplexeurs en seconde main. Cet OM W6RE a participé à plusieurs projets de répéteurs sur les bandes de 50 MHz, 144 MHz, 222 MHz, 440 MHz, et 900 MHz. Certaines de ces bandes sont autorisée en région 2 et non pas en région 1 comme en Europe. W6RE nous explique qu'actuellement il y a 14 répéteurs dans la Californie, l'Arizona, l'Oregon et le Nevada qui sont interconnectés par VoIP (*Voice over Internet Protocol*) par un réseau dénommé « *AllStar* ». On peut deviner entre ces lignes qu'il y a un véritable avenir pour les répéteurs radioamateurs grâce aux techniques modernes des modulations numériques et grâce aux faisceaux hertziens radiofréquences dans les bandes centimétriques pour relier les répéteurs entre eux sous la forme d'un protocole de communication VoIP. W6RE nous a aussi renseignés sur certains aspects pratiques de la maîtrise des liaisons coaxiales entre les cavités d'un duplexeur (câbles coaxiaux *Low PIM* ; *Passive InterModulation*). Merci Rick !

Pourquoi donc s'évertuer à trouver des cavités supplémentaires identiques à celles d'un duplexeur Wacom WP-641 ?

La réponse est simple à comprendre : il vaut mieux utiliser des cavités du même type que le duplexeur existant pour former un tout cohérent et éviter ainsi de construire un système hybride dont on ne pourrait pas prédire les performances. C'est tout simplement cet argument qui a été retenu par l'équipe technique du relais VHF ON0LG. Pour soutenir ce choix, la société Wacom elle-même avait mis sur le marché des duplexeurs à six cavités BpBr du même type : voir le modèle WP-642. Comme de deux duplexeurs WP-641, on reforme un duplexeur WP-642, il subsiste deux cavités excédentaires. Celles-ci seront soit revendues pour alléger le budget du relais ON0LG, soit gardées en réserve pour une autre application ou d'autres expérimentations.

Un dernier argument en faveur de ce choix pèse dans la balance : il s'agit de cavités d'un diamètre de 8 pouces (203 mm) et donc d'un facteur de surtension exceptionnel. En outre les duplexeurs BpBr Wacom à base de filtres *Notch* constitués de *Stubs* ont des performances de rapport de protection de loin supérieures à celles des duplexeurs existants sur le marché de matériels modernes et utilisant d'autres techniques BpBr.

Modifications pratiques des cavités du duplexeur provenant des USA

Les cavités du duplexeur WP-641 reçu des USA sont hélas équipées de connecteurs UHF (PL) ; en revanche toutes les cavités de notre duplexeur existant sont équipées de connecteurs type N. Nous vous avons sensibilisé dans les pages précédentes de cet article de l'importance de la précision de la longueur des câbles coaxiaux quart d'onde devant relier les cavités entre elles. Un dilemme s'est donc présenté : constituer un duplexeur hybride au point de vue de ses connecteurs avec les difficultés et incertitudes liées à la taille des câbles quart d'onde type N - PL ou bien changer les connecteurs PL des cavités en connecteurs type N et réaliser des câbles quart d'onde type N - type N dont on a la maîtrise du plan de référence de ces connecteurs et dont on dispose de quelques câbles quart d'onde type N - type N du duplexeur reçu de ON4LUC pour des mesures de référence (valeurs repères).

La solution qui a été retenue a été de changer les connecteurs UHF (PL) des cavités en connecteurs type N et ainsi de conserver un système cohérent dans le harnais de câblage coaxial entre les cavités. Parfois, il faut oser rentrer dans la pratique et mettre ses mains dans le cambouis. Les connecteurs type N qui ont été approvisionnés pour cette transformation sont de qualité professionnelle (Pasternack USA) et isolés au téflon pour résister à des hautes températures de brasage (voir explications plus loin). Des nouveaux « Té » coaxiaux type N ont aussi été approvisionnés pour les substituer aux « Té » UHF (PL). Ces « Té » de qualité professionnelle proviennent du même fournisseur (Pasternack USA).

Les connecteurs UHF d'origine sur les cavités du duplexeur des USA sont fixés sur des épais rondelles en laiton nickelé. Celles-ci sont positionnées dans un usinage avec lamage sur le sommet des cavités et fixées à leur tour au moyen de trois vis de pression pour assurer une bonne fixation mécanique et un excellent contact électrique radiofréquence avec les cavités. Ces rondelles épaisses constituent une interface mécanique entre le connecteur UHF et la cavité. Cette même interface mécanique (rondelle épaisse) est utilisée pour les cavités équipées de connecteurs type N. Voir photos à la page suivante.



Fig. 51 : Vue du sommet d'une cavité d'un duplexeur Wacom WP-641 où l'on peut observer l'interface mécanique sous forme d'une rondelle épaisse en laiton nickelé fixée par l'intermédiaire de trois vis de pression. À gauche, un connecteur UHF sur la rondelle d'interface mécanique avec un « Té » UHF, à droite, un « Té » type N, au centre le résultat de la transformation de la cavité avec un connecteur type N. Photo : ON4IJ.



Fig. 52 : Idem figure précédente où l'on peut observer le lamage usiné dans la partie supérieure de la cavité pour accueillir la rondelle d'interface mécanique pour un connecteur type N. Au-dessus à droite, on peut observer l'ensemble de la boucle de couplage de la cavité équipée à l'entrée d'un connecteur type N avec sa rondelle d'interface mécanique et du connecteur UHF pour la connexion du *Stub*. Le trou d'accueil du connecteur UHF pour la connexion du *Stub* est visible sur le milieu en dessous du cliché (sur la face latérale de la cavité). Photo : ON4IJ.

La mécanique de l'électronique en radiofréquence : de la véritable plomberie de précision !

Ce n'est pas si évident que cela de changer de type de connecteurs sur des cavités radiofréquence. En effet, on doit parfois s'attaquer à une véritable mécanique de précision sur des matériaux choisis et avec un traitement de surface approprié.

Sur la rondelle épaisse d'interface mécanique entre le connecteur de la cavité et la cavité elle-même, il y a une découpe circulaire avec un méplat d'anti-rotation du connecteur. Le diamètre de cette découpe pour un connecteur UHF n'est pas le même que celui qui est nécessaire pour accueillir les connecteurs type N que nous avons approvisionnés. Il a fallu se résoudre à faire usiner dans un atelier spécialisé (aux Ateliers d'usinage Lardinois et Fils, ALF, à Vaux-sous-Chèvremont en province liégeoise) des nouvelles rondelles en laiton nickelé pour pouvoir fixer les nouveaux connecteurs type N avec une découpe appropriée pour obtenir un ajustement précis.



Fig. 53 : Usinage de rondelles épaisses en laiton nickelé pour l'interface mécanique entre les connecteurs type N et les cavités d'un duplexeur Wacom WP-641. Au-dessus à gauche, une rondelle d'origine avec en dessous à gauche un connecteur UHF d'origine des cavités des USA ; à droite quatre rondelles usinées pour accueillir des connecteurs type N. Tout à droite, un connecteur type N prévu pour la transformation des cavités. Remarque : un lamage a été usiné sur les rondelles pour accueillir les connecteurs type N ; il s'agit ici d'un raffinement d'usinage pour assoir parfaitement l'embase de fixation des connecteurs circulaires type N et aussi pour obtenir une profondeur correcte de positionnement du connecteur vis-à-vis de la connexion de la pin centrale du connecteur à la boucle de couplage de la cavité. Photo : ON4IJ.

La qualité n'arrive jamais par accident ! (Quality is never an accident)

D'origine, les connecteurs des cavités sont brasés avec un alliage eutectique étain-plomb (Sn63 Pb37) sur les rondelles d'interface mécanique en laiton nickelé. Ce n'est pas un hasard ! En effet, il s'agit ici d'une précaution drastique d'anti-rotation sans le moindre jeu du connecteur sur son interface mécanique et il s'agit aussi d'assurer un contact coaxial franc à basse impédance et durable dans le temps sans la moindre faille. L'expérience de radioamateur sur la fixation des connecteurs circulaires peut nous l'apprendre. Voyez ici plus loin.

Certains d'entre nous ont pu constater par la pratique et l'expérience que la fixation de connecteurs coaxiaux circulaires peut se révéler précaire dans le temps à force de sollicitations de connexions et de déconnexions répétées entre un connecteur femelle circulaire d'embase et un connecteur mâle pour câble. Le connecteur femelle d'embase fini au fur et à mesure du temps par se desserrer de son écrou de fixation par le jeu - si infime soit-il - de sa découpe circulaire malgré la présence d'un méplat d'anti-rotation. Un phénomène de matage du méplat d'anti-rotation peut aussi contribuer à l'apparition d'un jeu mécanique. C'est bien connu en mécanique : « le jeu amène le jeu ». Le connecteur femelle d'embase ainsi desserré de son écrou de fixation n'offre plus qu'un contact aléatoire par rapport à la masse.

On ne peut pas se permettre un tel défaut à long terme sur les connexions d'une cavité radiofréquence. C'est la raison pour laquelle la sécurité d'assemblage du connecteur circulaire des cavités sur l'interface mécanique en forme de rondelle épaisse prend la forme d'une brasure tendre à l'alliage eutectique étain-plomb. Pour une raison de soudabilité, le métal de contact doit être du nickel. Pour une raison de galvanoplastie, le métal du substrat doit être du laiton. Pour une raison de facilité d'usinage, le laiton est un excellent matériau. Le laiton est moins ductile que le cuivre pur et résiste donc mieux au matage mécanique. La qualité n'arrive donc jamais par accident et les matériaux et traitements de surface des pièces usinées pour des équipements en radiofréquence ne sont donc pas choisis par hasard : tout a sa raison d'être ; autant savoir.



Fig. 54 : Fixation des connecteurs coaxiaux des cavités sur une interface mécanique sous la forme de rondelles épaisses en laiton nickelé. La sécurité d'assemblage est effectuée par une brasure tendre à l'alliage eutectique étain-plomb. La soudabilité de ce type de brasure sur un revêtement de nickel par galvanoplastie sur un substrat de laiton est excellente. À gauche : fixation par brasure d'un connecteur UHF d'origine, à droite, celle d'un connecteur type N. Remarque : une brasure est effectuée non seulement entre l'écrou et la rondelle mais aussi entre l'écrou et le corps fileté du connecteur. Photo : ON4IJ.



Fig. 55 : Idem figure précédente avec vue de profil où l'on peut reconnaître un connecteur UHF d'origine à gauche et un connecteur type N à droite. Photo : ON4IJ.



Fig. 56 : Idem figure précédente avec vue de face ; à gauche, la rondelle et le connecteur UHF d'origine ; à droite, une nouvelle rondelle usinée avec un connecteur type N. Photo : ON4IJ.

Pour pouvoir braser le connecteur type N sur la rondelle en laiton nickelé, ce connecteur doit être d'une fabrication avec un isolant au téflon pour résister à la température de brasage du connecteur sur la rondelle. Toute autre matière isolante risquerait de fondre au moment du brasage et il en résulterait un désaxement de la pin centrale, ce qui serait catastrophique pour le connecteur.

Pour remplacer la boucle de couplage de la cavité sur la pin centrale du connecteur type N, un gabarit en forme d'équerre a été usiné afin de placer la rondelle d'interface mécanique avec le connecteur type N d'une part et le connecteur UHF de raccordement du *Stub* d'autre part exactement dans l'espace de positionnement de ces deux connecteurs sur la cavité. Cela a permis de réaliser avec facilité la soudure de la boucle de couplage sur la pin centrale du connecteur type N.

Comme le diamètre de la pin centrale du connecteur type N est plus petit que celui du connecteur UHF d'origine, un petit morceau de fil de cuivre recourbé a été soudé entre la pin centrale et le rebord du trou d'accueil de cette pin sur la boucle de couplage. La liaison est très courte (moins de 1 mm).

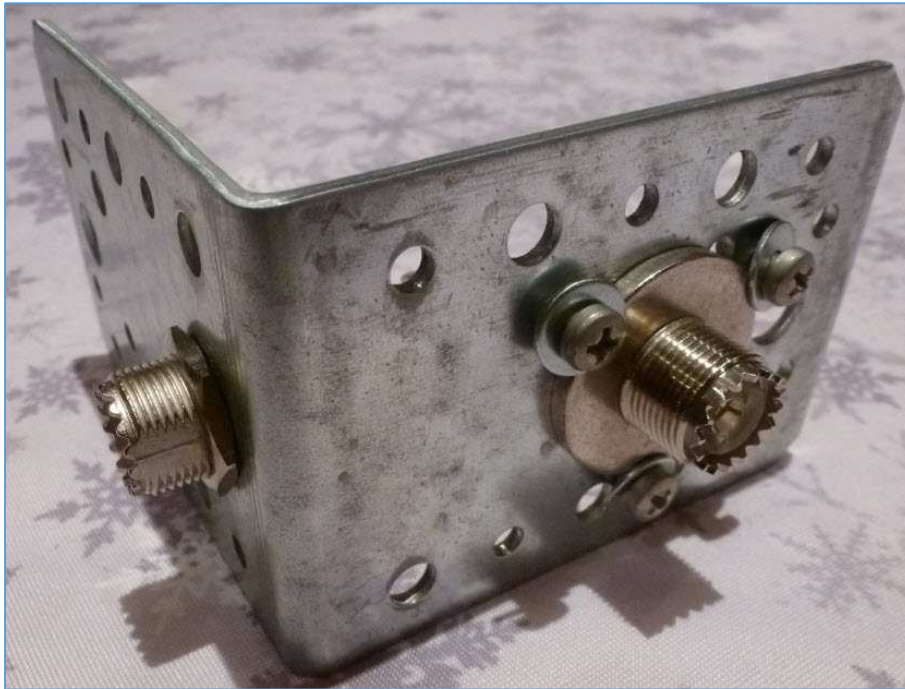


Fig. 57 : Gabarit en forme d'équerre pour positionner la rondelle d'interface mécanique du connecteur d'entrée de la cavité et le connecteur UHF de raccordement du *Stub*. Ici, la boucle de couplage est toujours équipée de son connecteur UHF d'origine. Cela a permis de vérifier le positionnement correct des trous usinés dans le gabarit. Photo : ON4IJ.



Fig. 58 : Idem figure précédente avec vue sur la boucle de couplage et ses connecteurs d'origine positionnés sur le gabarit. Photo : ON4IJ.

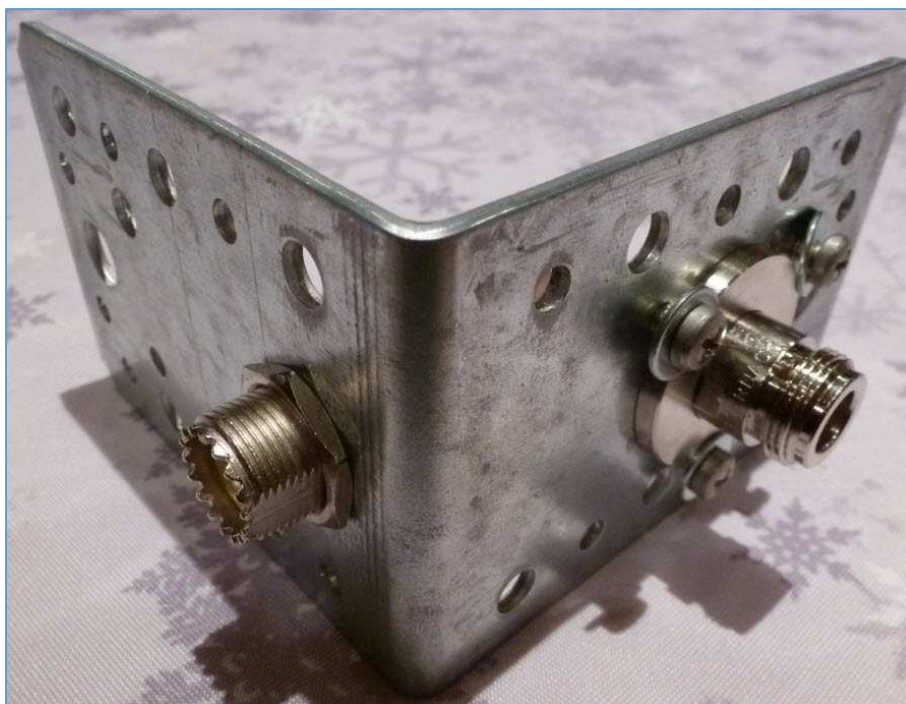


Fig. 59 : Gabarit où est positionnée la nouvelle rondelle d'interface mécanique avec le connecteur type N dont la pin centrale est ainsi prête à être soudée sur la boucle de couplage. Photo : ON4IJ.



Fig. 60 : Idem figure précédente avec vue sur la boucle de couplage soudée à la pin centrale du connecteur type N par l'intermédiaire d'un petit fil de cuivre recourbé. Photo : ON4IJ.

Les boucles de couplage ont été remplacées dans les cavités et des nouveaux « Té » type N de qualité professionnelle ont été raccordés sur les connecteurs type N d'entrée des cavités. Les *Stubs* ont été remplacés le long des cavités et reconnectés aux connecteurs UHF prévus à cet effet.

Fabrication du harnais de câbles coaxiaux pour le duplexeur à six cavités

Les câbles coaxiaux de raccordement entre les cavités du duplexeur reçu des USA sont équipés de connecteurs UHF (PL). Ces câbles doivent donc être remplacés par des nouveaux câbles coaxiaux équipés cette fois de connecteurs type N. En outre, le duplexeur existant reçu de chez ON4LUC est malheureusement dépareillé d'un câble coaxial type N de liaison vers le « Té » de sortie du duplexeur (simplement un outrage du temps passé ; « no problèmo »). Il a fallu donc se résoudre à fabriquer un nouveau harnais complet de câbles coaxiaux pour le duplexeur entier à six cavités, ce qui totalise six nouveaux câbles avec douze connecteurs type N.

Le choix du câble coaxial pour le harnais du duplexeur s'est porté sur le type Ecoflex 15 Plus avec des connecteurs type N professionnels spécialement prévus pour ce type de câble coaxial. Il y a plusieurs raisons qui ont guidé ce choix afin de remplacer les câbles coaxiaux RG-214/U d'origine. Il suffit de comparer les performances clés entre ces deux types de câbles coaxiaux :

- Meilleure efficacité de blindage : 90 dB à la place de 72 dB ;
- Double blindage avec tresse et feuillard en cuivre massif à la place d'un câble à double tresse (meilleure couverture de blindage) ;
- Très faible atténuation : 3,23 dB à la place de 8,6 dB par 100 m à 144 MHz ;
- Connecteurs type N de qualité pour le câble Ecoflex 15 Plus avec connexions sans soudure (*solderless connectors*) ;
- Contact très ferme entre les deux blindages et l'intérieur du corps des connecteurs grâce à des manchons de haute qualité « *Clamp* » avec bride ;
- Excellent couple électro-galvanique entre le cuivre et le traitement de surface des connecteurs, ce qui favorise une faible intermodulation passive à long terme des lignes de transmission (« *Low PIM* », *Passive Inter-Modulation*) ; l'idéal eut été d'avoir des câbles coaxiaux avec argenture sur le blindage, mais réservons cela aux professionnels et restons amateurs ;
- Connecteurs type N étanches avec un soin particulier grâce à un joint *O-Ring* entre la bague de serrage et le corps du connecteur (moindre possibilité d'oxydation à long terme) ;
- Facilité d'approvisionnement ici en Europe avec un prix acceptable pour ce type de câble et pour les connecteurs type N spécialisés.



Fig. 61 : Anciens harnais des câbles coaxiaux. Au-dessus les câbles avec connecteurs UHF ; en dessous les anciens câbles type N avec RG-214/U. Tout en dessous, un câble RG-214/U avec type N coudé de récupération ayant servi à tester notre duplexeur à quatre cavités reçu de ON4LUC. Photo : ON4IJ.

La taille des câbles coaxiaux du duplexeur en pratique

Pour commencer, nous avons mesuré la longueur d'onde électrique d'un câble coaxial RG-214/U équipé de connecteurs type N d'origine de notre duplexeur, ce qui a permis de déterminer au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel la fréquence exacte de résonance de ce câble en demi-onde lorsque l'extrémité de celui-ci est placée sur un calibre de court-circuit. La méthode de mesure a été expliquée dans cet article aux pages 31, 32 et 33. Les nouveaux câbles ont été mesurés dans les mêmes conditions que celles qui ont été établies pour les mesures sur les anciens câbles type N du duplexeur d'origine. Il a fallu tenir compte du facteur de vitesse de 0,86 pour le câble coaxial Ecoflex 15 Plus vis-à-vis de celui du câble RG-214/U qui est de 0,66. Le résultat est que les nouveaux câbles coaxiaux du harnais du duplexeur sont un peu plus longs que les anciens câbles. Cela ne pose aucun problème du moment où les nouveaux câbles sont taillés au quart d'onde avec précision pour les fréquences du relais ON0LG : 145,650 MHz et 145,050 MHz.

Après quelques essais et corrections, nous sommes arrivés à déterminer la longueur précise de coupe des segments de câble en tenant compte de l'influence de la longueur des connecteurs type N pour le câble Ecoflex 15 Plus et les dimensions requises par le constructeur pour dénuder le câble coaxial pour ce type de connecteur type N spécialisé. Cette longueur tient compte en final de l'effet d'allongement des « Té » coaxiaux raccordés aux cavités et du léger effet d'allongement du quart d'onde dû à la présence des boucles de couplage des cavités du duplexeur Wacom WP-641.

Nous avons pu déterminer une fréquence de résonance en $\lambda/2$ située entre 297,5 MHz et 298,5 MHz pour ces câbles quart d'onde lorsque ceux-ci sont mesurés sur un « Té » coaxial type N femelle-femelle-femelle placé entre les deux câbles de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel et avec un calibre de court-circuit type N femelle HP 85032-60009.

Dans ces conditions, la longueur stricte de coupe du câble coaxial Ecoflex 15 Plus doit être de **37,5 cm** dans l'application spécifique du duplexeur de ON0LG. Nous avons pu constater par expérience et par les mesures que cette longueur est critique au millimètre près ! Pour pouvoir réaliser une coupe nette du câble, nous avons utilisé une mini disqueuse sur accus avec un tout fin disque pour métal (épaisseur de disque de l'ordre du millimètre).

La gaine PVC noire du câble Ecoflex est dénudée sur une longueur de **7 mm** ; ensuite, les brins de la tresse extérieure sont écartés patiemment en les décroisant groupe par groupe de façon à obtenir une couronne parfaite de brins pliés à 90 ° par rapport à l'axe longitudinal du câble ; les brins doivent être orientés comme les rayons de lumière autour du soleil.

En étirant les groupes de brins de cuivre de la tresse tout en les décroisant, on obtient ainsi une longueur dénudée de l'ordre de **9 mm** car la gaine PVC a tendance à légèrement se rétracter pendant cette opération de disposition et d'étirement des brins de la tresse en couronne parfaite. Cela n'est pas un problème car cela fait partie de la marche à suivre. Voir ici plus loin.

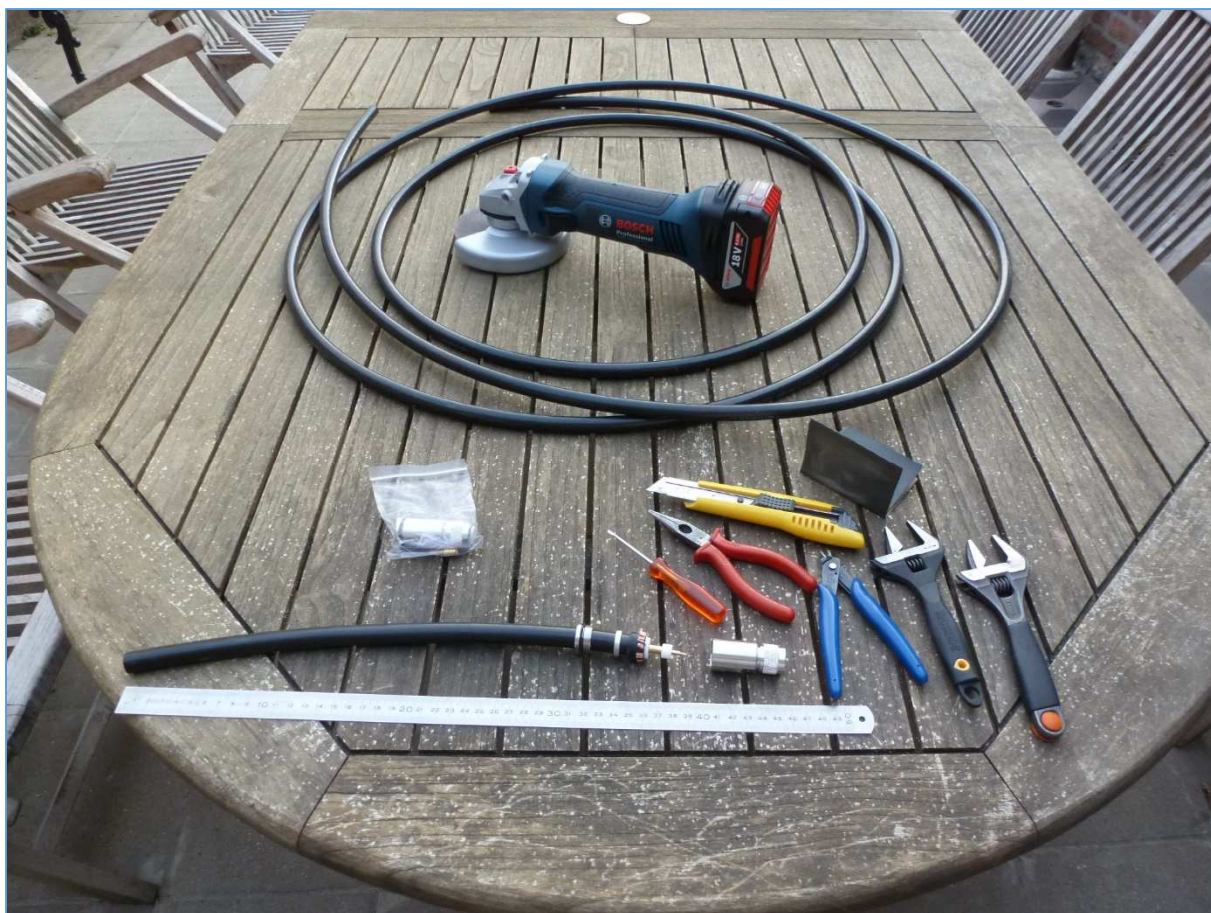


Fig. 62 : Banc de travail et outillage pour la taille des câbles coaxiaux Ecoflex 15 Plus et pour le raccordement de ceux-ci sur des connecteurs type N spécialisés pour le duplexeur du répéteur ON0LG.
Photo : ON4IJ.

Lorsque les brins de la tresse du câble coaxial sont aménagés en couronne parfaite, le manchon de raccordement de blindage du connecteur type N est inséré au-dessus du feuillard formant le second blindage du câble coaxial. Ce manchon est ensuite glissé de telle manière que sa partie tubulaire s'insère entre le feuillard et la tresse de blindage du câble. Avant d'insérer ce manchon complètement à fond, les brins de la tresse sont encore légèrement étirés de façon à ce que ceux-ci soient parfaitement perpendiculaires à l'axe longitudinal du câble coaxial. Le manchon est ensuite inséré à fond, c'est-à-dire à butée contre les brins de la tresse de blindage. On procède par touches successives d'enfoncement du manchon en vérifiant périodiquement que la distance entre la bride du manchon et l'extrémité du câble soit de **9 mm**.

On amène ensuite le tube de gaine caoutchoutée du connecteur type N contre les brins de la tresse du câble coaxial en le glissant sur la gaine PVC extérieure de celui-ci. On vérifie que la distance entre la bride du manchon de blindage du connecteur et l'extrémité du câble est toujours bien de 9 mm ; au besoin, ajuster la position du manchon.

Ensuite on rabat en arrière les brins de la tresse de blindage le long du tube de gaine caoutchoutée du connecteur et on recoupe légèrement les brins de façon à ce que l'extrémité de ceux-ci arrive environ à la moitié de la longueur du tube de cette gaine caoutchoutée (voir figure suivante).

On revérifie une dernière fois la distance entre la bride du manchon de blindage du connecteur et l'extrémité du câble pour que celle-ci soit bien de 9 mm. Ensuite, à l'aide d'un *Cutter*, on découpe à la fois le feuillard en cuivre et l'isolant central du câble coaxial à ras de la bride du manchon de blindage du connecteur type N. On enlève la portion de feuillard de cuivre découpée. Ensuite, à l'aide d'une pince à fin bec, on retire la portion d'isolant central à l'extrémité du câble coaxial en exerçant une légère torsion sur celui-ci dans le sens de l'hélice des brins de l'âme centrale du conducteur. On vérifie qu'il n'y ait pas le moindre résidu de copeau de feuillard en cuivre entre le manchon et l'âme centrale du câble coaxial ; au besoin éliminer le moindre copeau au moyen d'un *Cutter*.

Conseil : utiliser une lame neuve au *Cutter* pour obtenir une coupe franche de l'isolant central du câble coaxial. Ne pas trop appuyer sur la lame afin d'éviter tout marquage du conducteur central du câble coaxial par la lame du *Cutter*.

Ensuite, à l'aide d'un papier émeri, on ébavure légèrement l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial. On veillera après cette opération à débarrasser l'extrémité du câble de toute impureté, au besoin à l'aide d'un chiffon doux. Ensuite on insère la rondelle isolante plate en téflon sur l'âme centrale du câble. Cette rondelle a une épaisseur de 2 mm. Ainsi, la distance entre cette rondelle téflon et l'extrémité du câble doit être de **7 mm**. On insère ensuite avec force la pin centrale du connecteur type N sur l'âme centrale du câble coaxial jusqu'à ce que la partie arrière de la pin centrale du connecteur vienne à butée contre la rondelle en téflon. Il s'agit d'une pin centrale avec contact franc sans soudure (*Solderless Connector*) usinée intérieurement avec un léger relief en forme de harpon circulaire. La profondeur d'insertion de l'âme centrale du câble coaxial dans la pin centrale du connecteur type N est de **7 mm**.

Ensuite, on insère sur l'extrémité de la pin centrale du connecteur type N une bague isolante en téflon. Le connecteur est à présent prêt à être assemblé définitivement. Vous aurez pris soin préalablement d'enfiler sur le câble coaxial l'écrou et la bague métallique faisant office de presse-étoupe du connecteur ; faut-il vraiment vous le rappeler : toutefois ne l'oubliez pas.



Fig. 63 : Préparation de l'extrémité d'un câble coaxial Ecoflex 15 Plus pour accueillir un connecteur type N spécialisé. Voir la description de la procédure dans le texte ci-dessus. Photo : ON4IJ.

On enfle à présent l'extrémité préparée du câble coaxial dans le corps principal du connecteur type N. Pendant cette opération, on exerce une légère rotation dans un sens puis dans l'autre sur moins d'un quart de tour entre le corps du connecteur et l'extrémité du câble coaxial tout en exerçant une force longitudinale d'insertion de l'ensemble. On veillera à bien visualiser la coaxialité de la pin centrale par rapport au corps du connecteur par regard à partir de l'extrémité du connecteur ; au besoin, exercer la correction nécessaire d'orientation de l'axe du câble coaxial par rapport à celui du corps du connecteur pour que l'ensemble s'emboîte parfaitement. L'extrémité de la pin centrale doit arriver à raz de l'extrémité du corps du connecteur type N. Pour que les deux rondelles téflons s'emboîtent bien dans les épaulements sur leurs sièges respectifs à l'intérieur du connecteur, il est conseillé d'exercer des légers mouvements de rotation dans un sens puis dans l'autre entre le câble coaxial et le corps du connecteur jusqu'à ce que l'ensemble s'emboîte parfaitement à fond. L'alignement de l'extrémité de la pin centrale avec l'extrémité du connecteur type N peut vous donner une indication de vérification de cet emboîtement complet de l'ensemble du connecteur.

Enfin, on termine l'assemblage en amenant la bague métallique et l'écrou presse-étoupe vers l'arrière du corps du connecteur afin de les visser entre eux. La bague métallique doit rentrer facilement et sans obstacle à l'intérieur du corps du connecteur. L'amorçage du filet de l'écrou du presse étoupe doit s'effectuer naturellement dans le corps du connecteur sans à-coup et sans « gripper ». Une fois que l'ensemble est vissé à la force des mains, on utilise deux clefs plates ou deux clefs à molette de précision pour visser fermement l'écrou du presse-étoupe sur le corps du connecteur. Le câble coaxial doit pouvoir tourner librement sur son axe longitudinal pendant cette opération. L'écrou du presse-étoupe est vissé à fond jusqu'à ce que le joint *O-Ring* situé à l'arrière de celui-ci vienne en complète compression sur le corps du connecteur type N.

Monter un connecteur type N (comme tout autre connecteur coaxial radiofréquence) sur l'extrémité d'un câble coaxial demande de la patience, du soin, de la précision et de la propreté. Cette opération, vous ne devez l'effectuer qu'une seule fois pour mettre en service une connexion coaxiale radiofréquence. Prenez donc le temps nécessaire pour réaliser cette opération consciencieusement. Dites-vous bien qu'après cela, la connexion réalisée dans les règles de l'art servira pendant des années. Un raccordement mal effectué vous mènera très tôt au-devant des pires ennuis sur votre installation et vous fera perdre bien plus de temps que celui que vous auriez crû perdre en prenant le temps nécessaire pour effectuer un bon raccordement coaxial dès le départ. Croyez-moi par expérience. Je vous laisse cela à votre réflexion.

Dernière remarque : lorsque les câbles coaxiaux sont incurvés pour relier les différentes cavités du duplexeur, la longueur d'onde électrique de ceux-ci a tendance à légèrement s'allonger. Pour une application VHF, cela ne devient pas si critique que cela, mais cela pourrait le devenir pour des applications UHF. Dans ce cas, les câbles doivent être préformés avant d'être mesurés sur un analyseur de réseau vectoriel. Autant savoir.



Fig. 64 : Câbles coaxiaux Ecoflex 15 Plus en cours de fabrication avec des connecteurs spécialisés type N pour le harnais de raccordement des cavités du duplexeur du répéteur ON0LG. Sur le dessus du cliché, on peut observer de gauche à droite le manchon de raccordement des blindages du câble coaxial sur la partie intérieure du corps du connecteur type N, la rondelle plate en téflon et la bague en téflon du connecteur, la pin centrale et enfin le corps du connecteur. On remarquera que l'écrou, la bague métallique et le tube caoutchouté du connecteur ont été préalablement enfilés sur le câble coaxial avant d'effectuer la préparation de son extrémité. Photo ON4IJ.



Fig. 65 : Câbles coaxiaux constituant le harnais de câblage du duplexeur à six cavités du répéteur ON0LG. Tous les câbles sont de la même longueur ; sur ce cliché, les câbles à l'avant plan semblent être plus longs à cause de l'angle de vue. Photo : ON4IJ.

Lorsque les câbles coaxiaux réalisés sont raccordés aux cavités, on procède à un dernier affinage du réglage de la résonance passe-bande des cavités par la mesure du coefficient de réflexion (S_{11}) aux entrées du duplexeur (voir figures 72 et 73). Les trois « *dip* » de la courbe S_{11} doivent être rapprochés, centrés sur la fréquence d'accord et répartis symétriquement par rapport à cette fréquence (voir page 63).

La mécanique pratique de l'assemblage des cavités pour former le duplexeur à six cavités du répéteur ON0LG

D'origine, un duplexeur Wacom WP-641 est assemblé avec quatre cavités par l'intermédiaire de deux barreaux en méplat d'aluminium et au moyen de larges colliers de serrage en acier inoxydable. Comme nous devons démanteler un duplexeur à quatre cavités pour, en final, reconstituer celui-ci avec six cavités, force est de constater que les barreaux d'origine seront trop courts. Nous nous sommes donc approvisionnés d'une longueur standard d'un méplat d'aluminium (Rocourt Métaux à Alleur en province liégeoise) afin d'usiner deux nouveaux barreaux plus longs. Les figures suivantes illustrent les étapes d'usinage et d'assemblage des nouveaux barreaux en aluminium pour accueillir la fixation des six cavités avec leurs colliers de serrage.



Fig. 66 : Barreaux en aluminium d'origine pour la fixation des quatre cavités d'un duplexeur Wacom WP-641 avec leurs colliers de serrage. À l'avant plan du cliché, un méplat d'aluminium approvisionné et prêt à être usiné pour accueillir la fixation des six cavités. Photo : ON4IJ.



Fig. 67 : Outillage d'usinage des barreaux en aluminium pour la fixation des six cavités du duplexeur du répéteur ON0LG. Photo : ON4IJ.



Fig. 68 : Les barreaux en aluminium ont été ponçés avec un émeri et à l'eau afin d'obtenir un bel aspect brossé sur leurs surfaces. Photo : ON4IJ.



Fig. 69 : Les nouveaux barreaux en aluminium sont prêts à être assemblés sur les colliers de serrage des cavités. À l'avant plan, un ancien barreau du duplexeur d'origine. Photo : ON4IJ.

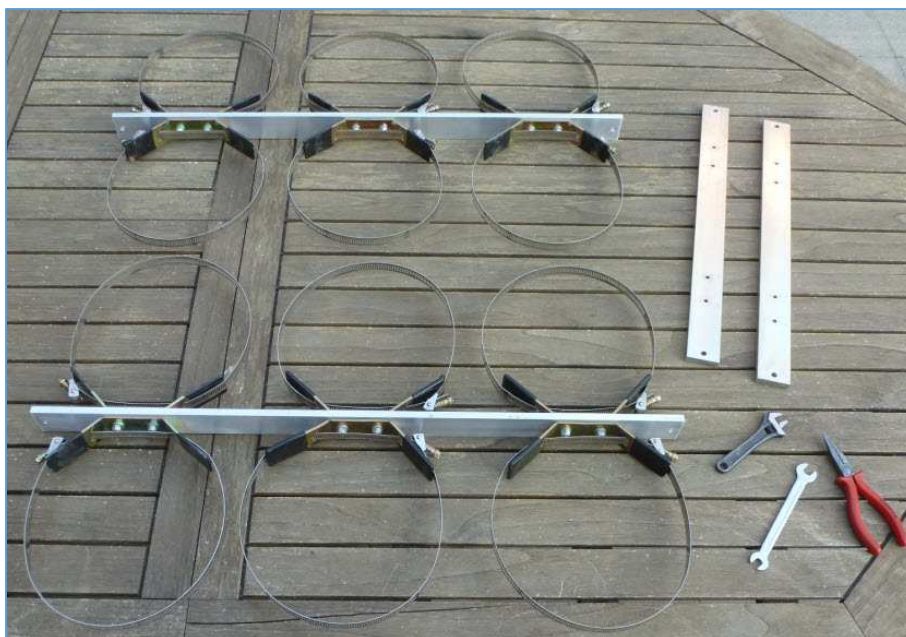


Fig. 70 : Les colliers de serrage sont assemblés sur les nouveaux barreaux en aluminium pour constituer la fixation des six cavités du duplexeur du répéteur ON0LG. Photo : ON4IJ.

Tests et réglages du nouveau duplexeur à six cavités BpBr du répéteur ON0LG



Fig. 71 : Duplexeur Wacom WP-641 reconstitué avec deux cavités supplémentaires pour le répéteur ON0LG, duplexeur ici sous test sur un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C. Photo : ON4IJ.

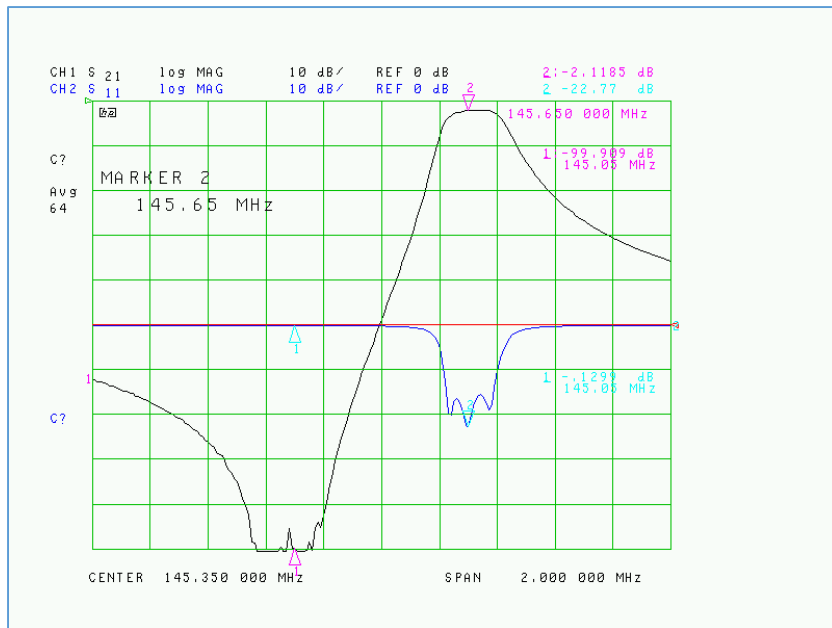


Fig. 72 : Coefficient de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) de la branche TX (fréquence *High*) du duplexeur à six cavités du répéteur ON0LG. Cliché : ON4IJ.

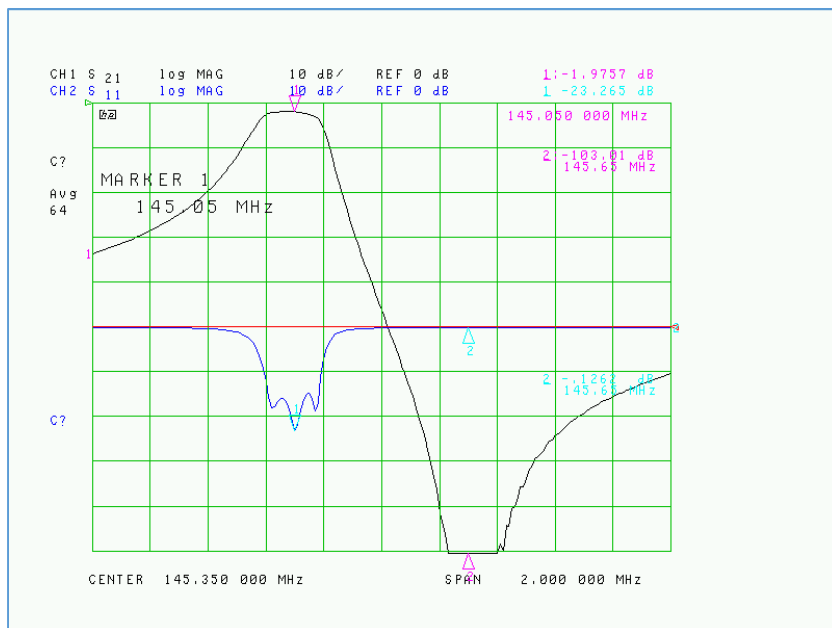


Fig. 73 : Idem figure ci-dessus mais pour la branche RX (fréquence *Low*). Cliché : ON4IJ.

On constate que la perte d'insertion des branches du duplexeur est de l'ordre de -2 dB, ce qui est conforme aux caractéristiques du constructeur pour un duplexeur du type WP-642 à six cavités. On constate aussi que le rapport de protection est de l'ordre de 100 dB, ce qui est une performance tout-à-fait appréciable pour l'application du répéteur ON0LG.

Il y a lieu de remarquer que l'analyseur de réseau vectoriel a été paramétré avec une résolution de bande passante de 300 Hz et la mesure a été établie sur une moyenne glissante de 64 balayages en fréquence afin de mesurer le rapport de protection réel.

Pour mieux mesurer le rapport de protection, des nouvelles mesures ont été réalisées avec un calibre de 12 dB par division sur l'analyseur de réseau vectoriel afin d'obtenir une dynamique de mesure de 120 dB, (RBW 300 Hz et AVG 64), voir figures suivantes.

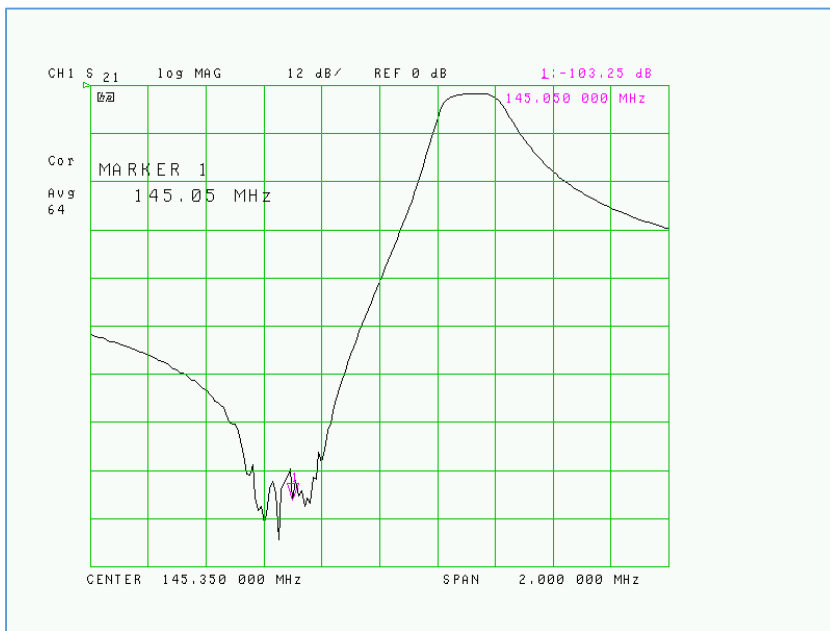


Fig. 74 : Idem figure ci-dessus, branche TX ; réjection mesurée avec calibre de 12 dB par division. Cliché : ON4IJ.

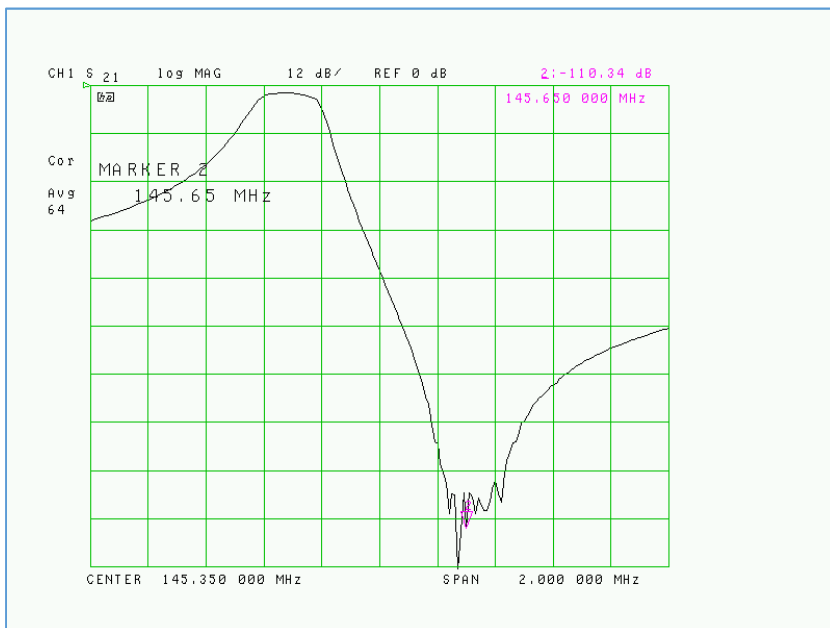


Fig. 75 : Idem figure ci-dessus mais pour la branche RX (toujours 12 dB par division). Cliché : ON4IJ.

On constate sur les deux clichés ci-dessus que les *Stubs* de la partie *Notch* du duplexeur offrent bien une réjection au-delà de 100 dB (-103,25 dB et - 110,34 dB). Cette performance est tout-à-fait appréciable pour un duplexeur à six cavités.

Il nous reste à vérifier l'adaptation d'impédance aux entrées *High* et *Low* du duplexeur ainsi que celle à la sortie antenne. On a déjà pu constater aux figures 72 et 73 que les pertes de retours (S_{11}) sont de l'ordre de -23 dB, ce qui correspond à un SWR de 1,15 : 1, ce qui n'est pas si mal que cela. Nous vous expliquerons plus loin comment améliorer le SWR. Voici les impédances affichées sur l'abaque de Smith.

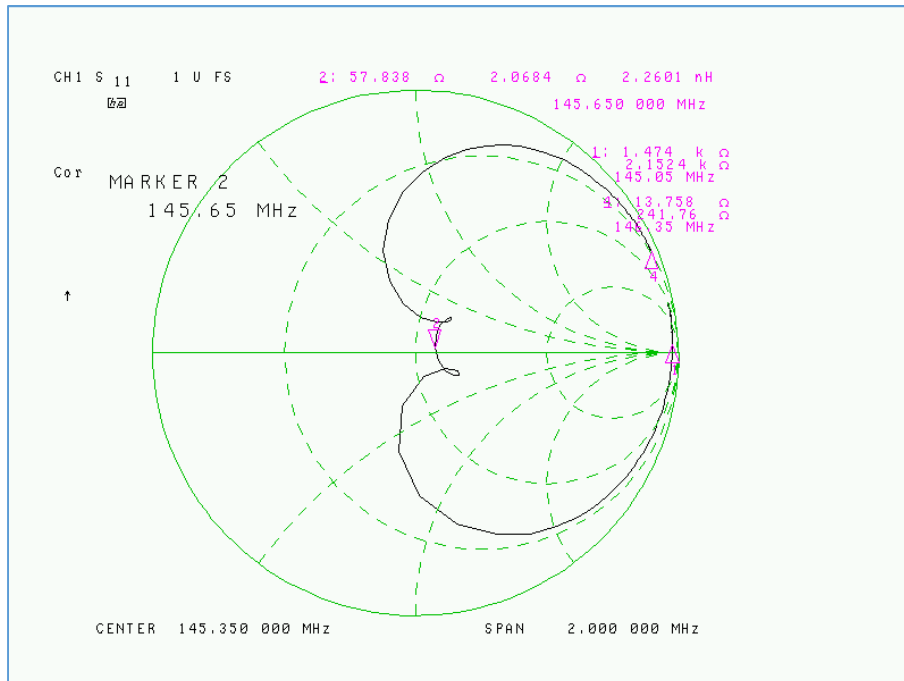


Fig. 76 : Impédance à l'entrée *High* du duplexeur (avec plan de mesure situé à un quart d'onde de l'entrée du duplexeur). L'impédance est relativement proche de 50 Ω avec une partie réactive pratiquement nulle. Cliché : ON4IJ.

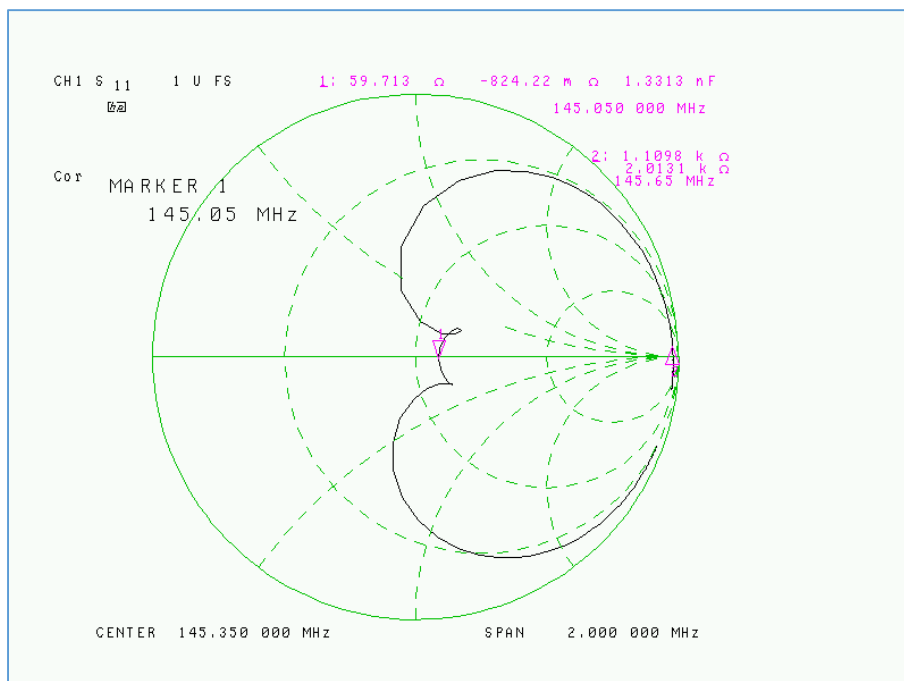


Fig. 77 : Idem figure ci-dessus, mais pour l'entrée *Low* du duplexeur. L'impédance est proche de 50 Ω et la partie réactive est pratiquement nulle. Cliché : ON4IJ.

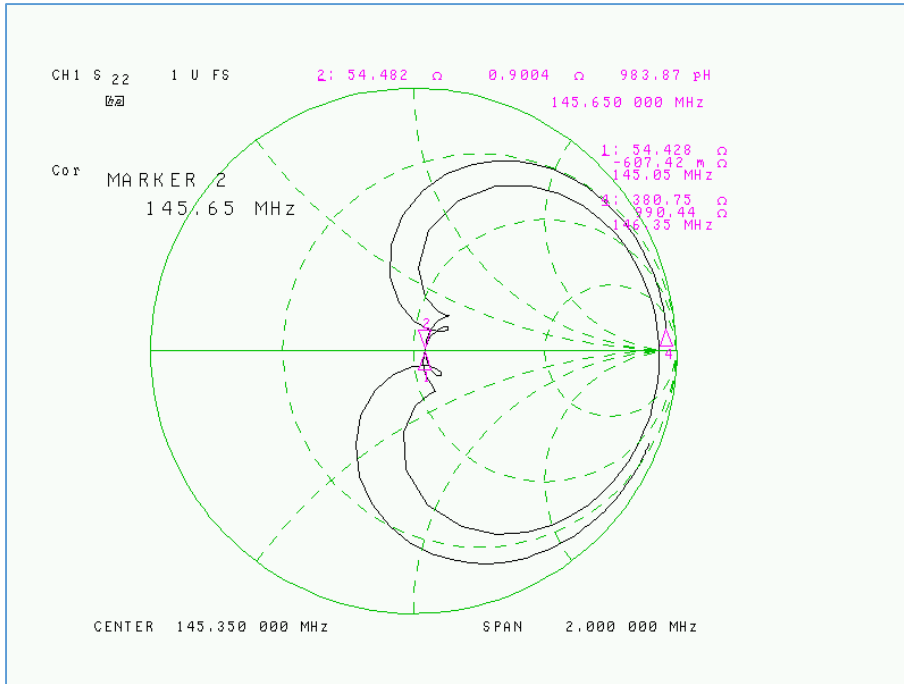


Fig. 78 : Mesure de l'impédance directement au connecteur d'antenne du duplexeur. On constate qu'aux deux fréquences (RX 145,050 MHz et TX 145,650 MHz), l'impédance est très proche de 50 Ω et que la partie réactive est pratiquement nulle. Cliché : ON4IJ.

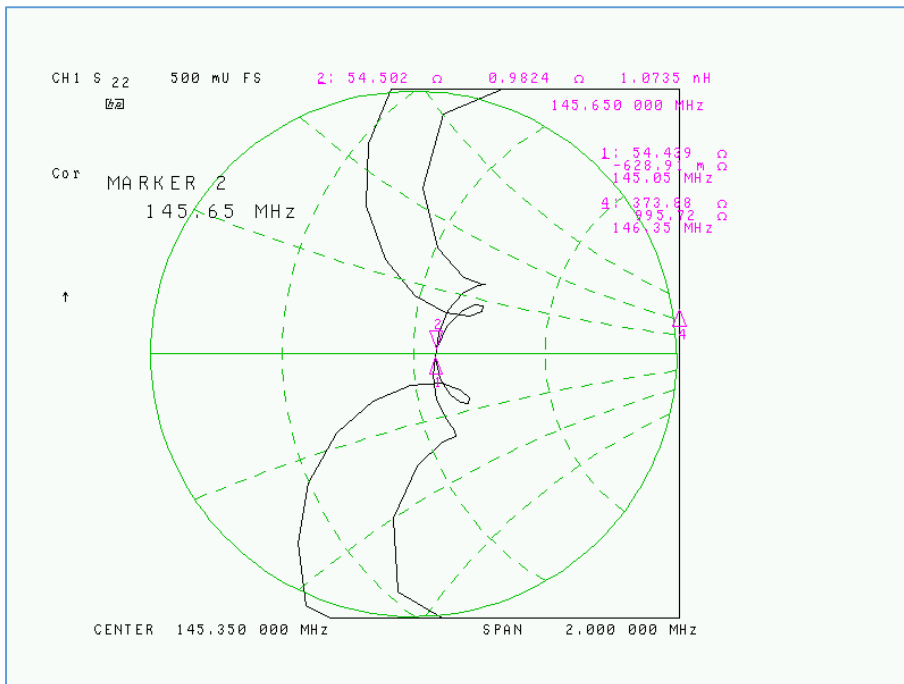


Fig. 79 : Idem que ci-dessus mais avec un facteur d'échelle de 0,5 unité pour obtenir un effet de zoom au centre de l'abaque de Smith. Les marqueurs 1 et 2 sont situés presque au centre de l'abaque sur l'axe des valeurs réelles ; l'adaptation est tout-à-fait acceptable et presque parfaite. Cliché : ON4IJ.

Pour obtenir une impédance pile de 50 Ω, il eut fallu légèrement corriger la longueur des câbles coaxiaux quarts d'onde entre les cavités du duplexeur. Le résultat obtenu ici est toutefois très acceptable pour une installation radioamateur. On peut constater sur l'abaque de Smith que les cavités sont parfaitement réglées sur leurs fréquences respectives pour obtenir le meilleur compromis.

Oui mais on n'est pas exactement à 50 Ohms car on n'est pas pile au centre de l'abaque de Smith ! Que va-t-il se passer avec le PA du TX au rack du répéteur ?

Oui, c'est vrai, on n'a pas pile 50 Ω ; toutefois, on en est très proche avec un SWR de 1,15 : 1. À tout problème il y a une solution.

Nous ne sommes pas au bout de nos peines dans la mise au point de l'installation d'un répéteur VHF avec un duplexeur à six cavités. Il y a encore beaucoup de choses à apprendre, mais tel est le but de nos recherches dans cette activité OM pour le répéteur VHF de ON0LG avec notre volonté de partager avec vous cette expérience.

Comme nous l'avons déjà évoqué au début de la page 21 de la rédaction de cet article, l'image de l'impédance aux entrées TX et RX du duplexeur est évidemment fonction de l'impédance qui est placées au connecteur de raccordement « antenne » du duplexeur. L'impédance présente aux entrées du duplexeur est donc fonction de celle de l'antenne et de son *feeder* qui sont raccordés à la sortie du duplexeur. Cette impédance doit donc être mesurée sur le terrain et donc sur l'antenne avec son *feeder* qui sont utilisés en situation réelle du répéteur. Pour vous donner une idée du comportement de l'impédance d'une antenne et de son *feeder*, voici ci-dessous quelques clichés du coefficient de réflexion de diverses antenne VHF classiques, coefficients de réflexion relevés sur un analyseur de réseau vectoriel dans la bande VHF de 144,000 MHz à 146 MHz et affichés sous le format de l'abaque de Smith.

Les trois antennes qui ont été évaluées sont toutes du type mobile. Celles-ci ont été placées sur un plan de masse représentatif de celui présenté par une carrosserie d'un véhicule automobile. Des expérimentations similaires auraient pu être effectuées sur des antennes de stations de base mais celles-ci nous auraient donné les mêmes types d'enseignements que ceux que nous allons retirer ci-dessous.

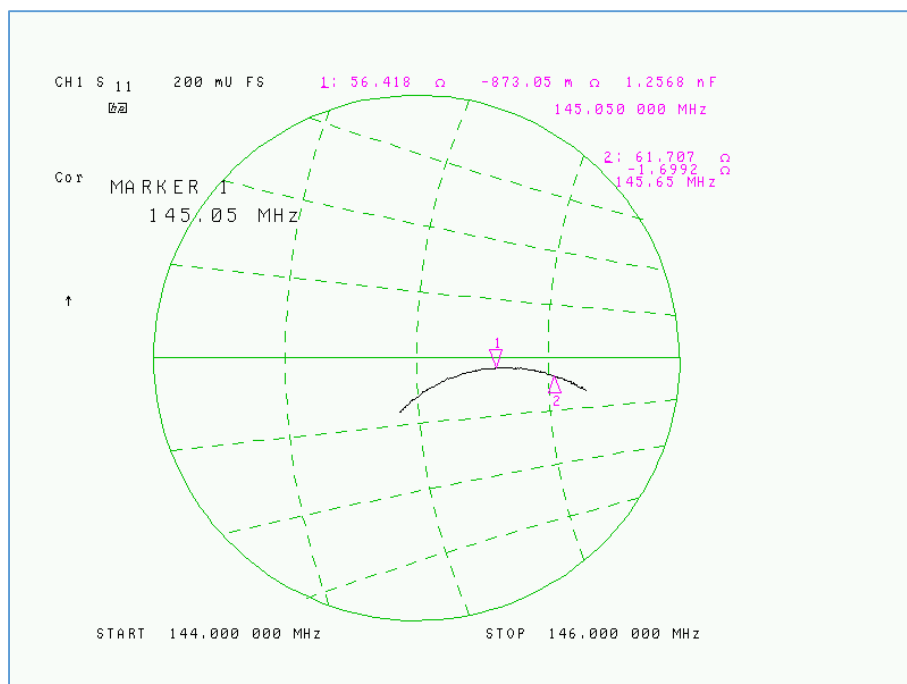


Fig. 80 : Coefficient de réflexion d'une antenne Diamond AZ510N dans la bande VHF 2 m de 144 MHz à 146 MHz. Cliché : ON4IJ.

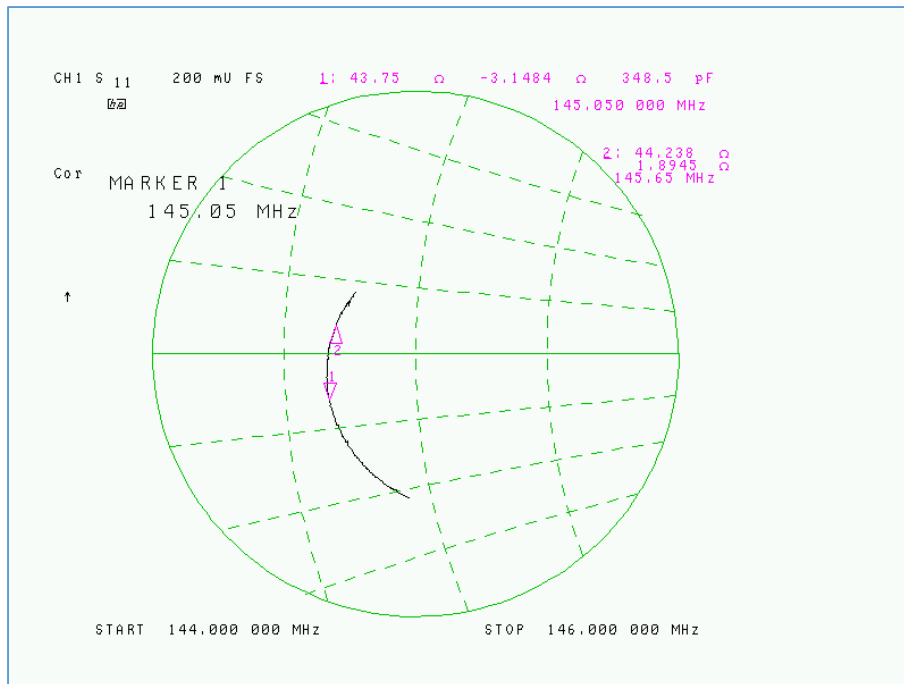


Fig. 81 : Idem figure ci-dessus, mais pour une antenne Diamond MR77. Cliché : ON4IJ.

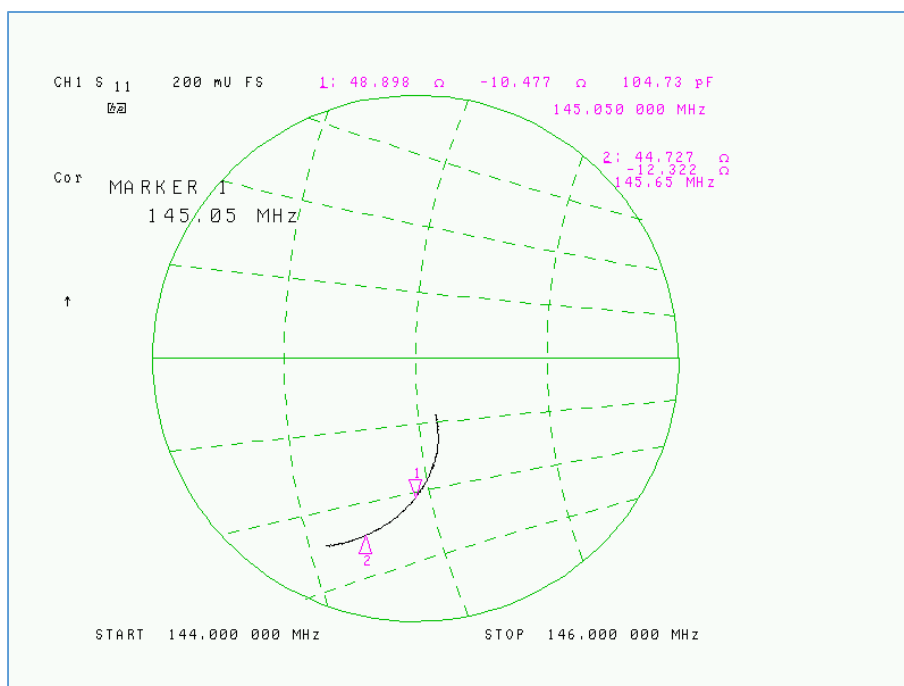


Fig. 82 : Idem figure ci-dessus, mais pour une antenne VHF 2 m d'origine inconnue. Cliché : ON4IJ.

Il est à remarquer que dans les trois clichés des relevés de mesures ci-dessus, l'allure des courbes du lieu géométrique du coefficient de réflexion (S_{11}) de ces antennes avec leurs *feeders* respectifs sont relativement différentes : une antenne n'est pas une autre et la longueur d'un *feeder* peut varier d'une antenne à l'autre (pour des antennes mobiles). Les impédances de ces antennes sont toutes proches du centre de l'abaque de Smith aux fréquences utiles du répéteur ON0LG), mais comment donc adapter de telles antennes qui ont des comportements si différents sans savoir à l'avance quel sera celui de l'antenne réelle du répéteur ONLG avec son *feeder* installé ?

Adaptation d'une antenne au PA d'un TX par un circuit adaptateur en « Pi » : utilisation d'un circuit « Z-Matcher »

Dans le projet de l'évolution du répéteur ON0LG, nous nous sommes le plus largement - et dans la mesure du possible - informés sur l'art des techniques radiofréquences de construction des relais auprès de plusieurs OM, entre autres chez ceux des USA qui sont particulièrement pétris d'expériences dans ce type de projets. Nous avons donc eu l'opportunité de consulter de fond en comble le site Internet « *Repeater Builders* » (littéralement « constructeurs de répéteur »), site *Web* qui est une mine d'information et de partage sur des multiples expériences de la mise en service de plusieurs relais radioamateurs ; www.repeater-builder.com.

Un chapitre particulier du site Internet de ces OM a retenu notre attention, à savoir celui qui est rédigé sur le sujet de l'adaptation du PA à l'antenne par l'intermédiaire d'un duplexeur.

Cette équipe d'OM recommande d'utiliser un circuit adaptateur d'impédance en circuit « Pi » pour réaliser une adaptation parfaite entre la sortie du PA de la partie TX du répéteur et l'entrée du duplexeur qui est raccordé sur l'ensemble constitué du *feeder* et de son antenne.

Les OM, lecteurs parmi vous, qui avez eu l'opportunité et la patience de consulter l'article technique « L'abaque de Smith, un outil mystérieux ? Un outil démystifié ! » pourront directement établir le rapprochement avec les circuits d'adaptation d'impédance en « Pi » qui y sont décrits aux pages 52 à 60. Cet article est disponible en ligne sur le site Internet ON5VL.org.



Fig. 83 : Circuits d'adaptation en « Pi » appelés « Z-Matcher » pour obtenir une adaptation parfaite en le PA du TX d'un répéteur et l'ensemble constitué par l'antenne, le feeder et le duplexeur. Au-dessus un modèle pour le répéteur VHF ON0LG sur 145,650 MHz et en dessous un modèle en prévision pour le répéteur UHF ON0LG sur 439,475 MHz. Photo : ON4IJ.

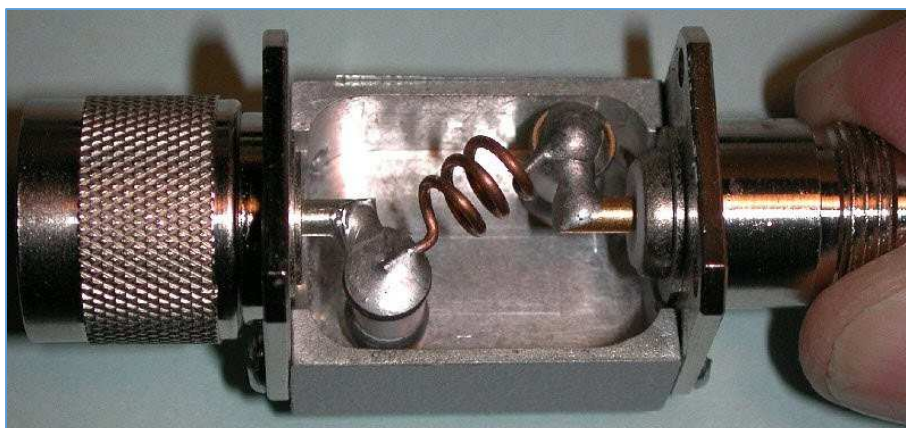


Fig. 84 : Illustration de la constitution d'un circuit « Pi » adaptateur d'impédance « Z-Matcher » UHF. La disposition des deux condensateurs variables et de la bobine en diagonale évoque la lettre « Z », d'où l'appellation de ce circuit adaptateur d'impédance. Source : www.repeater-builder.com, RBTIP Repeater Builder Technical Information Page, Kevin K. Custer W3KKC, USA.

Vous pouvez vous approvisionner de ce type d'adaptateur d'impédance auprès de la société American Communication Systems www.ameradio.com, USA et qui distribue ces adaptateurs fabriqués par le constructeur EMR Corp., Phoenix, Arizona, USA www.emrcorp.com.

Il est à remarquer que l'adaptateur d'impédance est équipé de connecteurs type N mâle et femelle permettant ainsi de raccorder ce composant directement au connecteur d'antenne TX à l'arrière du rack répéteur. La connexion du feeder peut donc s'effectuer en ligne sans adaptateur coaxial supplémentaire en « I ». Les deux condensateurs variables sont du type « piston » coaxial avec un isolant en céramique, ce qui en fait des condensateurs à haut facteur de qualité (facteur de surtension élevé, faible angle de pertes). La bobine est directement raccordée par brasure sur les bornes des condensateurs sans le moindre intermédiaire d'un autre substrat isolant (montage « en l'air »). Le tout est logé dans un boîtier de blindage usiné hors masse d'un bloc d'aluminium en deux parties rapportées (coquilles). Les connexions du circuit « Pi » aux connecteurs sont les plus courtes possibles par raccordement direct sur les pins centraux des connecteurs. Ces liaisons courtes sont appréciables en VHF pour diminuer autant que possible l'effet de self induction parasite des liaisons par des conducteurs. Les vis de réglage des condensateurs variables sont protégées par des coupelles en laiton (voir figure suivante).



Fig. 85 : Adaptateur d'impédance « Z-Matcher » où l'on peut observer les deux coupelles en laiton de fermeture et de protection d'accès aux vis de réglage des deux condensateurs variables. Photo : ON4IJ.

Il faut parfois « penser à ce que l'on n'avait pas pensé » : l'adaptateur d'impédance a un délai de groupe (retard de groupe, retard de phase) !

Pour rappel, le délai de groupe est la variation de phase d'un signal en fonction de la variation de fréquence de celui-ci.

Le fait d'introduire l'adaptateur d'impédance en « PI » (« *Z-Matcher* ») entre la sortie TX du répéteur et l'entrée TX du duplexeur, cela introduit *de facto* un délai de groupe, autrement dit un changement de phase. Tout se passe comme si l'on avait rajouté une certaine longueur de ligne de transmission entre la sortie du TX et le duplexeur. En effet, une portion de longueur de ligne de transmission introduit un décalage de phase sur un signal. Or, nous vous avons longuement expliqué (voir pages 42 à 44) toute l'importance d'avoir un quart d'onde du câble coaxial entre la sortie TX du répéteur et l'entrée TX du duplexeur : ceci permet que l'impédance d'entrée du duplexeur ne s'écroule pas à une valeur nulle aux abords de la fréquence d'émission du répéteur, mais que celle-ci tende vers l'infini afin d'éviter un régime d'instabilité au PA du TX (effet transformateur d'impédance du quart d'onde). Ce qu'il faut comprendre ici, c'est que la phase du signal le long d'une ligne de transmission conditionne l'impédance vue à cet endroit de cette ligne. Cela se traduit par une rotation de l'impédance sur l'abaque de Smith sur un cercle à SWR constant.

Il y a donc lieu de veiller à ce que l'introduction du « *Z-Matcher* » entre la sortie du TX du répéteur et l'entrée TX du duplexeur soit compensée par une portion de longueur de ligne de transmission pour retrouver les conditions d'une liaison quart d'onde (ou multiples impairs de quarts d'ondes) entre le TX du répéteur et le duplexeur. En d'autres mots, il faut veiller à ce que l'addition du délai de groupe du « *Z-Matcher* » et celui amené par une portion de longueur de ligne de transmission supplémentaire de compensation réalisent ensemble une demi-onde. Un ensemble ainsi constitué qui présente l'équivalent d'une demi-onde devient totalement transparent au point de vue de l'impédance complexe (rotation d'un tour complet sur l'abaque de Smith). L'équivalent d'une demi-onde insérée dans la liaison quart d'onde entre le TX et le duplexeur donnera ainsi une longueur totale d'une ligne équivalente à un multiple impair de quarts d'onde.

Pour visualiser tout ce qui vient d'être expliqué ci-dessus, les figures suivantes montrent sur l'abaque de Smith affichée sur l'analyseur de réseau vectoriel le lieu géométrique de l'impédance à l'entrée TX du duplexeur après un quart d'onde et avec l'insertion du circuit adaptateur d'impédance « *Z-Matcher* », le tout sans ligne de compensation du « *Z-Matcher* », puis avec une ligne de compensation (voir les deux figures suivantes).

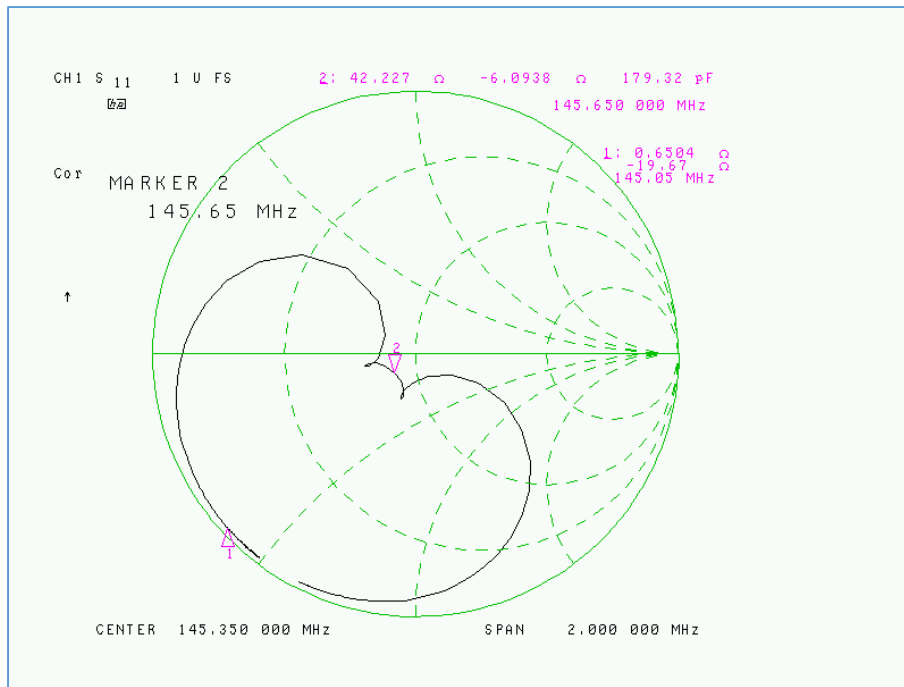


Fig. 86 : Affichage sur l'abaque de Smith de l'impédance vue par la sortie TX du répéteur avec l'insertion du « Z-Matcher » après la ligne quart d'onde qui relie celui-ci à l'entrée TX du duplexeur. Le délai de groupe amené par l'insertion du « Z-Matcher » se manifeste ici par une rotation de la courbe en forme de cardioïde du lieu géométrique d'impédance à l'entrée du quart d'onde relié à l'entrée TX du duplexeur. Cliché : ON4IJ.

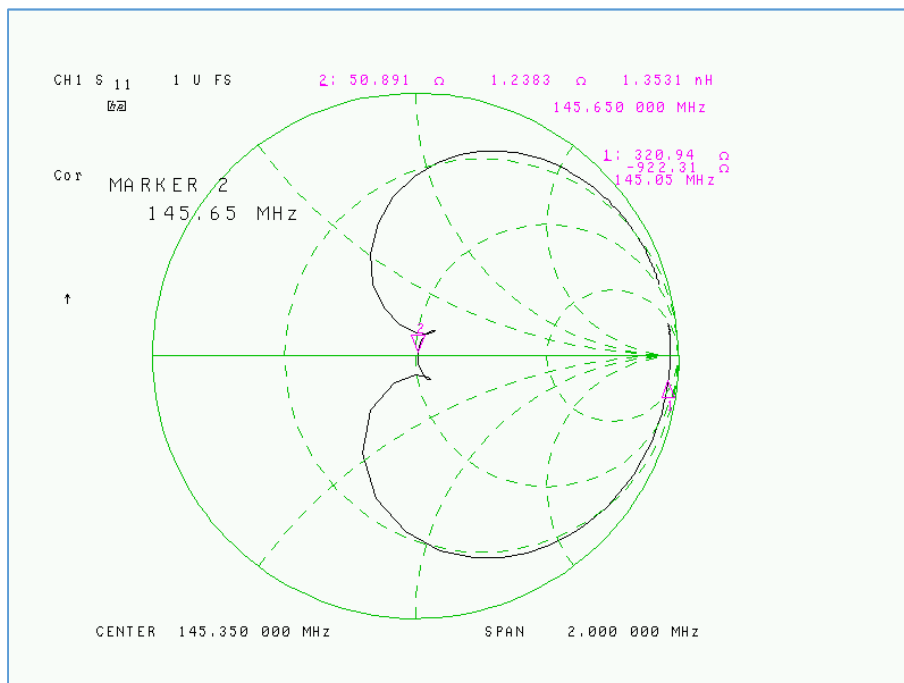


Fig. 87 : Idem ci-dessus mais avec une portion de ligne coaxiale supplémentaire pour compenser le délai de groupe du « Z-Matcher » pour arriver à l'équivalent d'une ligne demi-onde placée à la suite du quart d'onde allant vers l'entrée TX du duplexeur. Ici, la connexion « Antenne » du duplexeur est reliée sur une charge étalon de 50 Ω. L'adaptation à la fréquence TX de tout cet ensemble est parfaite : le marqueur 2 à la fréquence de 145,650 MHz est pile au centre de l'abaque de Smith. Cliché : ON4IJ.

La ligne de compensation du délai de groupe est réalisée en câble Ecoflex 15 Plus avec un connecteur type N mâle d'un côté et un connecteur type N femelle de l'autre côté. Ceci permet d'insérer l'ensemble d'une manière transparente entre l'extrémité du quart d'onde reliant la sortie TX du répéteur à l'entrée TX du duplexeur sans devoir utiliser d'adaptateur coaxial en « I » qui rajouterait une longueur excédentaire au quart d'onde existant. La longueur d'onde électrique de cet ensemble (« *Z-Matcher* » et ligne de compensation) a été mesurée selon la méthode qui a été décrite à la page 30 de cet article : demi-onde en court-circuit à la fréquence TX du répéteur (145,650 MHz).



Fig. 88 : « *Z-Matcher* » (à gauche) avec sa ligne coaxiale (à droite) de compensation du délai de groupe du circuit adaptateur d'impédance. Photo : ON4IJ.

Nous avons à présent une adaptation parfaite à 50 Ω à la sortie du TX du répéteur lorsque la connexion « antenne » du duplexeur est elle-même raccordée sur une charge étalon de 50 Ω .

Que se passe-t-il à l'entrée TX du duplexeur lorsque l'on raccorde une antenne à sa sortie à la place d'une charge étalon de 50 Ω ?

La désadaptation de l'ensemble constitué de l'antenne et de son *feeder* se répercute à l'entrée TX du duplexeur (voir figure suivante). C'est la raison pour laquelle nous avons placé un circuit adaptateur d'impédance « *Z-Matcher* » directement à la sortie TX du répéteur. Les figures suivantes montrent donc l'impédance à la fréquence TX de tout l'ensemble (antenne + *feeder* + duplexeur + quart d'onde + « *Z-Matcher* » + ligne de compensation) vue à la sortie TX du répéteur avant et après réglage du circuit « *Z-Matcher* » pour une antenne donnée avec son *feeder* existant.

Ces essais ont été réalisés avec une antenne AZ510N montée sur une embase magnétique DPK-4NM-N équipée de son *feeder* d'origine, le tout monté sur un plan de masse équivalent à celui de la carrosserie d'une voiture. On peut visualiser sur la figure ci-dessous le comportement de l'installation avec cette antenne et son *feeder*. Le réglage du « *Z-Matcher* » devra bien entendu être à nouveau effectué et optimisé sur le site réel d'installation de tout l'équipement du répéteur avec sa vraie antenne et son vrai *feeder*.

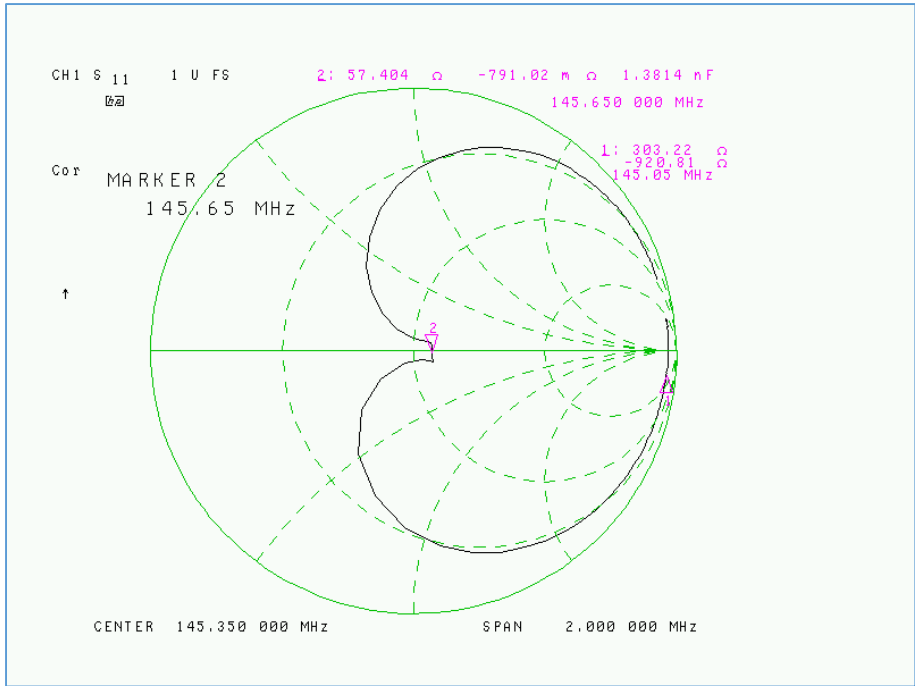


Fig. 89 : Impédance vue par la sortie TX du répéteur avec une antenne AZ510N raccordée avec son propre *feeder* à la sortie du duplexeur. La désadaptation de l'antenne de test se répercute à l'entrée TX du duplexeur et donc à la sortie TX du répéteur. Ici, le « Z-Matcher » n'est pas encore réglé. On constate que la partie réelle de l'impédance est légèrement supérieure à 50 Ω (ici 57,4 Ω à 145,650 MHz) toutefois, la partie imaginaire de cette impédance (réactance) est relativement minime (ici -0,79 Ω à 145,650 MHz). Cliché : ON4IJ.

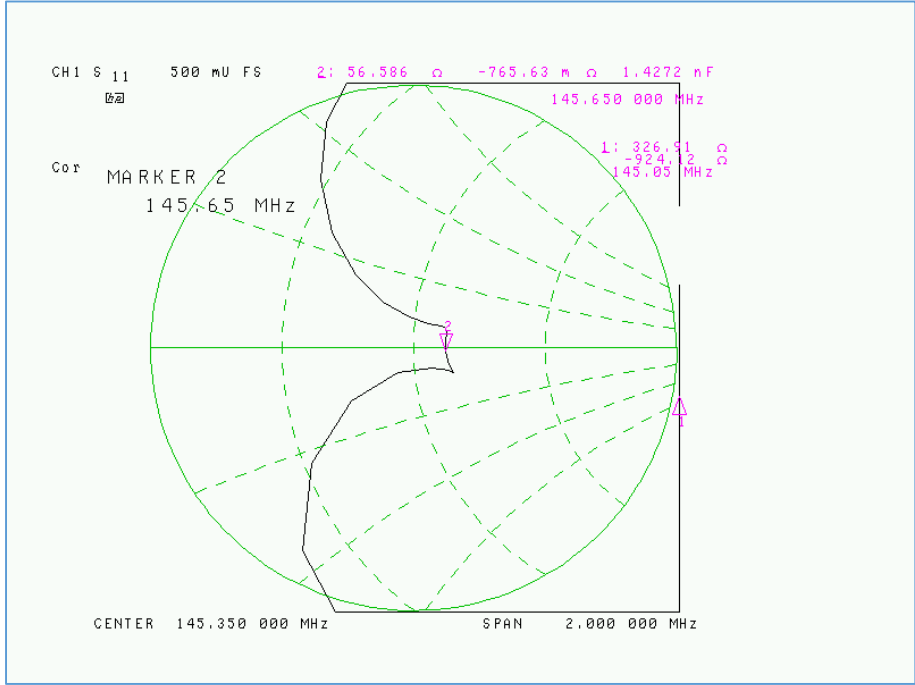


Fig. 90 : Idem que la figure précédente avec un facteur de zoom sur l'affichage de l'abaque de Smith. Remarque : l'antenne mobile se trouve dans le local du laboratoire où ont été effectuées les mesures et celle-ci varie légèrement lorsqu'on se déplace dans ce local à proximité de l'antenne. Toutefois, les mesures relevées sur cette figure sont presque identiques à celles qui ont été relevées à la figure précédente. Cliché : ON4IJ.

Les réglages du « *Z-Matcher* » permettent de réaliser une parfaite adaptation d'impédance à la sortie TX du répéteur. L'impédance vue à cette sortie est à présent pile sur 50Ω sans la moindre réactance. On obtient ainsi un couplage parfait à la sortie du PA de l'émetteur avec un SWR optimum. Dans ces conditions, le transistor du PA dissipera un minimum d'énergie sous forme de chaleur. En outre, le PA se situe dans des conditions optimales de stabilité et il y a donc peu de chance qu'apparaisse un jour le moindre *Spurious*.

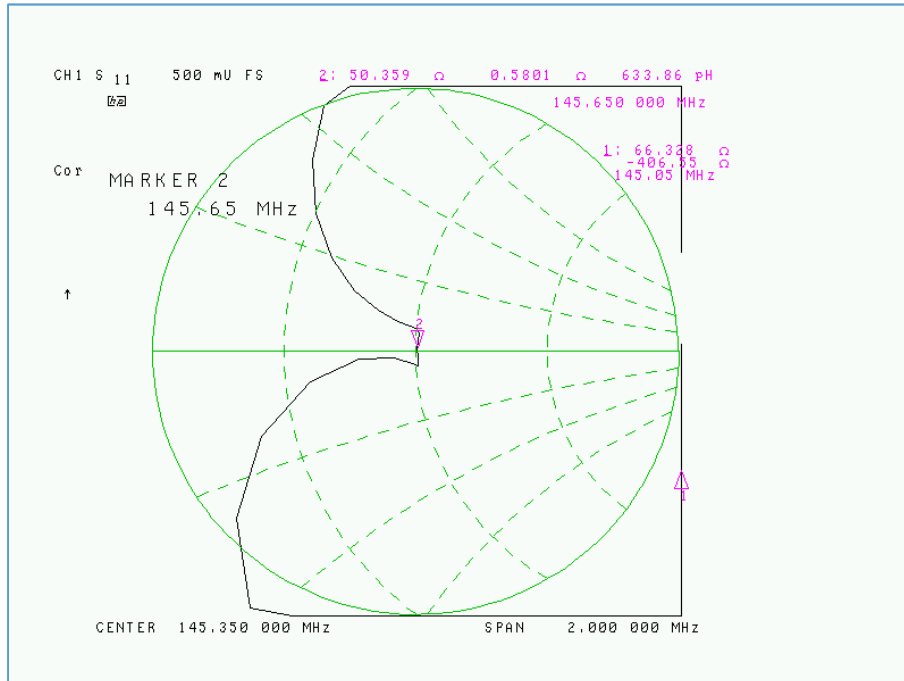


Fig. 91 : Idem que la figure précédente mais après réglage du circuit « *Z-Matcher* ». Cliché : ON4IJ.

On remarquera que les réglages du « *Z-Matcher* » ont légèrement modifié son délai de groupe. Cela se traduit par une légère rotation du lieu géométrique de l'impédance affichée sur l'abaque de Smith. Ici, la rotation de la courbe est minime et reste tout-à-fait acceptable. Près du centre de l'abaque, la partie résistive de l'impédance reste particulièrement constante sur une largeur de bande qui couvre amplement celle qui est nécessaire à la modulation du signal radiofréquence d'émission, que cela soit en FM ou en C4FM. Cette largeur de bande peut être observée entre les extrémités des deux branches de la cardioïde. Enfin, cette largeur de bande correspond aussi à celle qui est due à l'effet cumulé des trois cavités passe-bande sur la branche TX du duplexeur.

Attention : il y a des quarts d'onde qui se cachent dans un DR-1X !

Lorsque l'on observe l'intérieur d'un *rack* Yaesu DR-1X, les connecteurs type N femelle à bride carrée qui sont fixés sur la face arrière du coffret ne constituent ni la sortie directe du PA de la partie TX, ni l'entrée directe de l'étage HF de la partie RX. Ces connecteurs sont reliés à l'intérieur du *rack* par l'intermédiaire de câbles coaxiaux RG58/U d'une longueur d'environ 34 cm vers des connecteurs type N mâles qui sont eux-mêmes raccordés aux électroniques radiofréquences des parties TX et RX.



Fig. 92 : Vue de l'intérieur d'un *rack* répéteur Yaesu DR-1X où l'on peut observer dans la partie de gauche la partie réceptrice et dans la partie de droite la partie émettrice. Sur le dessus de la photo et vers la face arrière du *rack*, deux câbles coaxiaux RG58/U relient les sous-ensembles électronique radiofréquence avec des connecteurs type N. Ces câbles représentent une portion de ligne de transmission équivalente à presque un quart d'onde dans la bande VHF 2 m. Photo : ON4IJ.

Un rapide calcul nous donne la fréquence à laquelle un câble coaxial RG58/U d'un facteur de vélocité de 0,66 et d'une longueur de 0,34 m se comporte comme un quart d'onde :

$$f \text{ [MHz]} = V_f \frac{300}{4 \cdot l \text{ [m]}} = 0,66 \cdot \frac{300}{4 \cdot 0,34} = 145,590 \text{ [MHz]}$$

Cette liaison coaxiale se comporte donc comme un quart d'onde pour la fréquence d'émission et de réception d'un répéteur VHF 2 m. Ceci a pour conséquence qu'il faudra tenir compte de ces quarts d'onde internes au DR-1X dans les liaisons vers le duplexeur. Autrement dit les câbles coaxiaux entre le rack et le duplexeur devront être des multiples pairs de quarts d'onde car les câbles quarts d'onde interne au rack ajoutés aux lignes de transmission constituent ainsi des multiples impairs de quart d'onde.

Le revers de la médaille : que se passe-t-il en dehors des bandes VHF et UHF radioamateur ?

Hé oui, nous ne sommes pas les seuls au monde à être présents sur les ondes des radio-télécommunications. Vous serez ainsi peut-être surpris d'observer tous les signaux que peut capter l'antenne de l'installation de votre répéteur. Cela commence toujours par des mesures : il y a lieu de raccorder sur site un analyseur de spectre directement à la sortie du *feeder* de l'antenne du répéteur et d'effectuer un relevé de tout le spectre qui entoure la bande VHF 2 m (aussi bien au-dessus qu'en dessous au point de vue du domaine de la fréquence).

Que peut-on observer hors bande VHF vers les bandes UHF et SHF ?

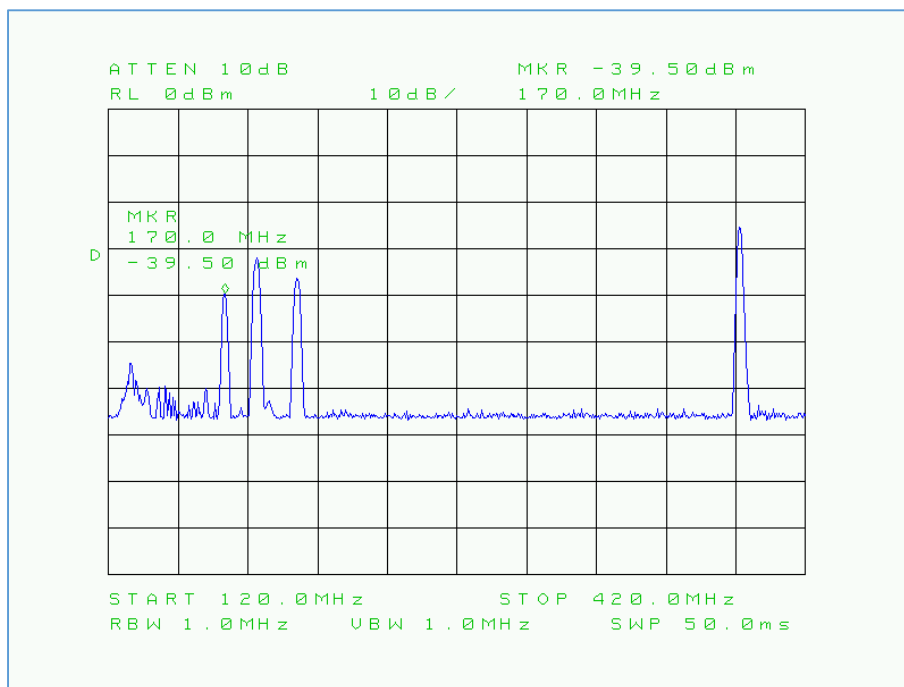


Fig. 93 : Spectre des signaux situés entre 120 MHz et 420 MHz pouvant être captés par une antenne bi-bande VHF UHF d'un répéteur. Cliché : ON4IJ.

Sur le cliché ci-dessus, on peut observer quelques communications aériennes de l'aérodrome de Bierset près de Liège ; une interphonie radio sur 170 MHz ; ensuite probablement des canaux TV dans la bande III sur le canal E5 ; enfin probablement un canal à utilisation militaire sur 395 MHz capté à un niveau de -25 dBm (S9 + 68 dB). Tous ces signaux sont captés par l'antenne X50N du répéteur ON0LG placée à 110 m de hauteur par rapport au sol en JO20SN.

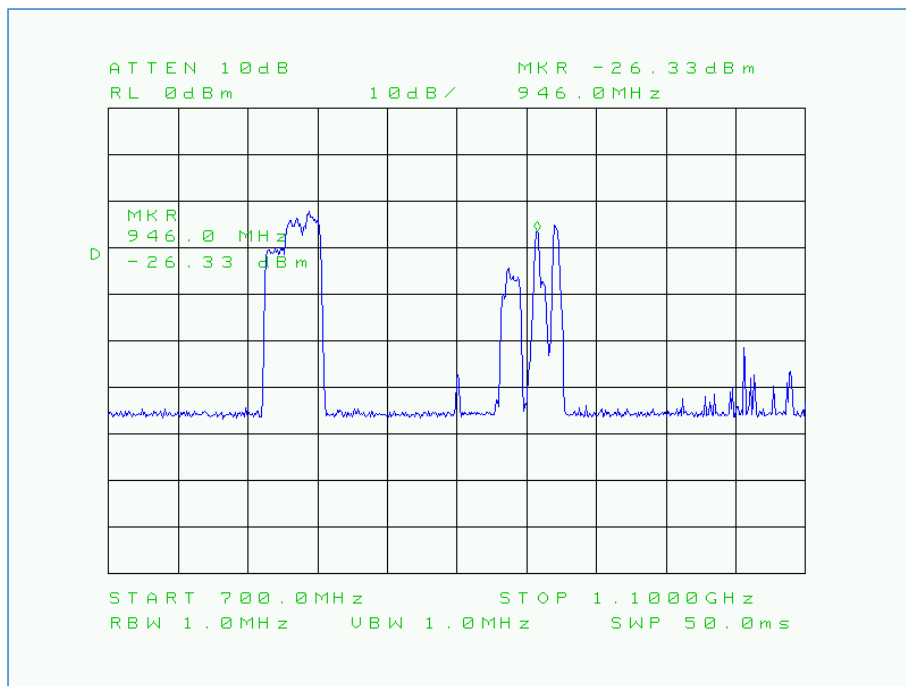


Fig. 94 : Spectre des signaux situés entre 700 MHz et 1,1 GHz pouvant être captés par une antenne bi-bande VHF UHF d'un répéteur. Cliché : ON4IJ.

Sur le cliché ci-dessus, on peut observer dans le spectre entre 760 MHz et 820 MHz (-23 dBm S9 + 70 dB), vraisemblablement un émetteur TV dans la bande V, ensuite les canaux GSM-900, enfin quelques canaux utilisés par des systèmes de navigation aérienne près de l'aéroport de Bierset.

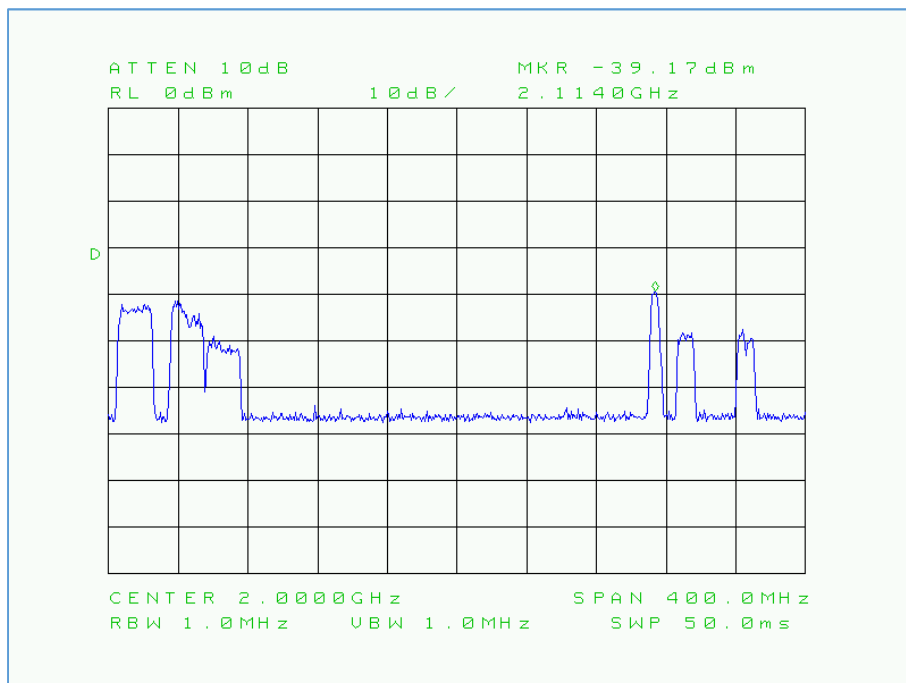


Fig. 95 : Spectre des signaux situés entre 1,8 GHz et 2,2 GHz pouvant être captés par une antenne bi-bande VHF UHF d'un répéteur. Cliché : ON4IJ.

Ci-dessus les canaux GSM-1800 et les canaux GSM 4G (2,1 GHz). Vous n'aurez que peu de chance de trouver d'autres signaux au-delà de 2,2 GHz jusqu'à 26,5 GHz.

Tous les signaux que nous venons d'observer ci-dessus ont une amplitude maximale de l'ordre de -25 dBm à -23 dBm (S9 + 70 dB). Il n'y a pas de quoi fouetter un chat car la partie réceptrice d'un *rack* répéteur bénéficie généralement d'une réjection des signaux hors bande de l'ordre de 95 dB à 100 dB. Ainsi, ces signaux potentiellement perturbateurs ne présentent aucun risque de désensibiliser le premier étage à haute fréquence du récepteur : tout se passe comme si ces signaux hors bande et de niveaux de l'ordre de -23 dBm se retrouvaient pratiquement en dessous du seuil de sensibilité du récepteur (MDS) car ils sont situés en dehors de la fenêtre de réception du répéteur.

En revanche, que se passe-t-il juste en dessous de la bande VHF 2 m ?

Vous serez surpris par la puissance des signaux reçus dans la bande de radiodiffusion FM entre 88 MHz et 108 MHz. Nous avons même dû insérer un atténuateur de 10 dB entre la sortie du *feeder* de l'antenne et l'entrée de l'analyseur de spectre afin d'éviter de saturer celui-ci lors des relevés des mesures.

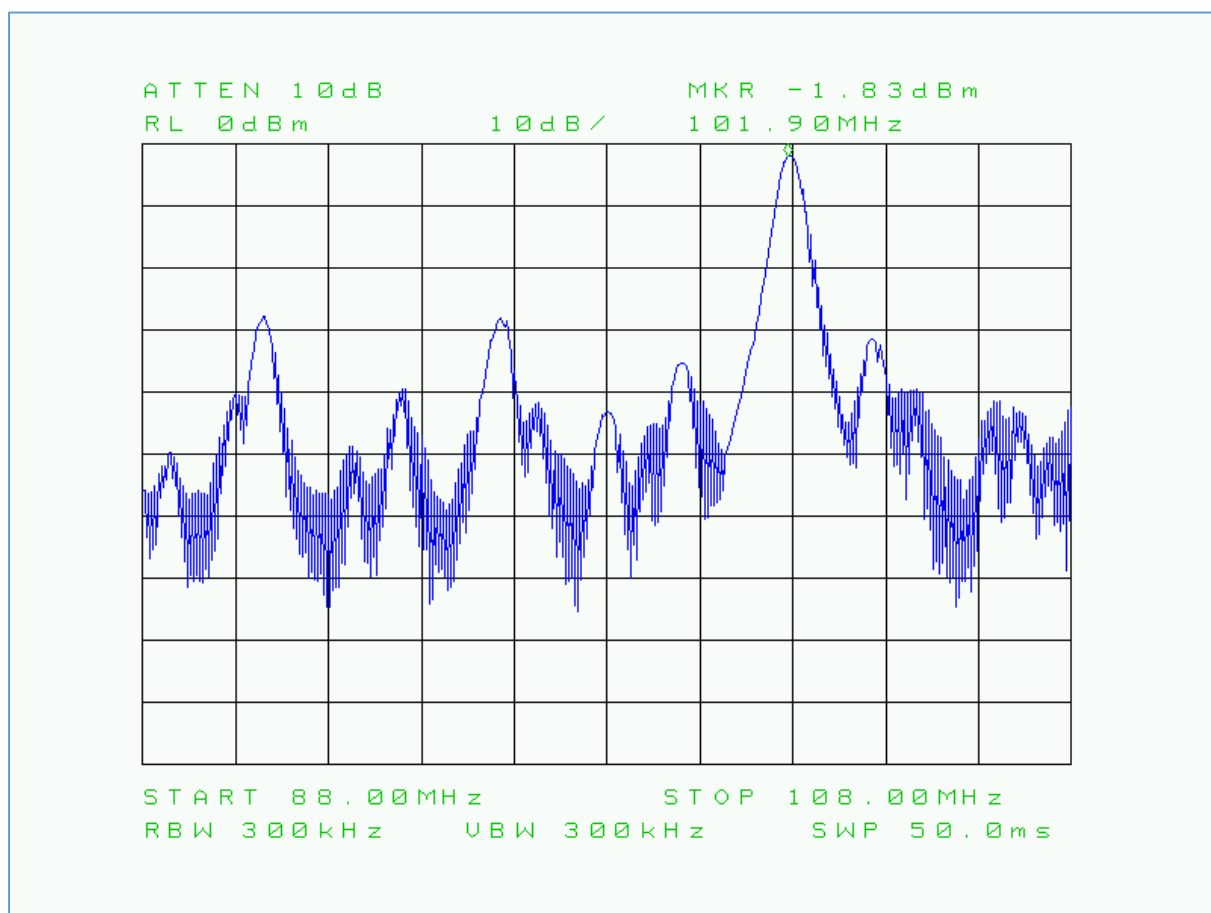


Fig. 96 : Spectre des signaux captés dans la bande de radiodiffusion FM (de 88 MHz à 108 MHz) par une antenne bi-bande VHF/UHF Diamond X50N du relais VHF ON0LG situé à Seraing en JO20SN. Un atténuateur externe de 10 dB a dû être intercalé à l'entrée de l'analyseur de spectre HP 8563E pour éviter de saturer 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.

Que faire dans une pareille situation pour faire fonctionner correctement un répéteur VHF 2 m ?

Une solution pragmatique : insérer un filtre éliminateur de la bande FM 88 MHz - 108 MHz directement raccordé à l'entrée du connecteur HF de la partie réceptrice du rack répéteur. Cette solution a fait l'objet de la publication d'un article technique sur ON5VL.org : « Construction OM d'un filtre éliminateur de bande de radiodiffusion FM 88 MHz - 108 MHz pour un répéteur radioamateur VHF 2 m ».

Nous vous recommandons aussi pour de plus amples informations d'aller consulter notre article publié sur ON5VL.org : « Proposition d'un protocole de mesure sur la réjection d'un canal adjacent de la partie réceptrice d'un répéteur VHF en FM analogique ».

En résumé :

- L'antenne d'un répéteur VHF peut capter des signaux perturbateurs puissants, en particulier lorsque cette antenne doit cohabiter avec celles d'une puissante station de radiodiffusion FM sur le même pylône ;
- La réjection d'un signal perturbateur hors bande pour la partie réceptrice d'un rack répéteur est de l'ordre de 95 dB à 100 dB ;
- Un duplexeur peut présenter une pauvre atténuation pour des signaux hors bande (voir ci-dessous).

Dans nos expérimentations, lorsque le duplexeur Wacom WP-641 a été amélioré par l'ajout de deux cavités supplémentaires, nous avons procédé à des mesures du coefficient de transmission (S_{21} ou S_{12}) hors bande. Voici ces mesures illustrées ci-dessous.

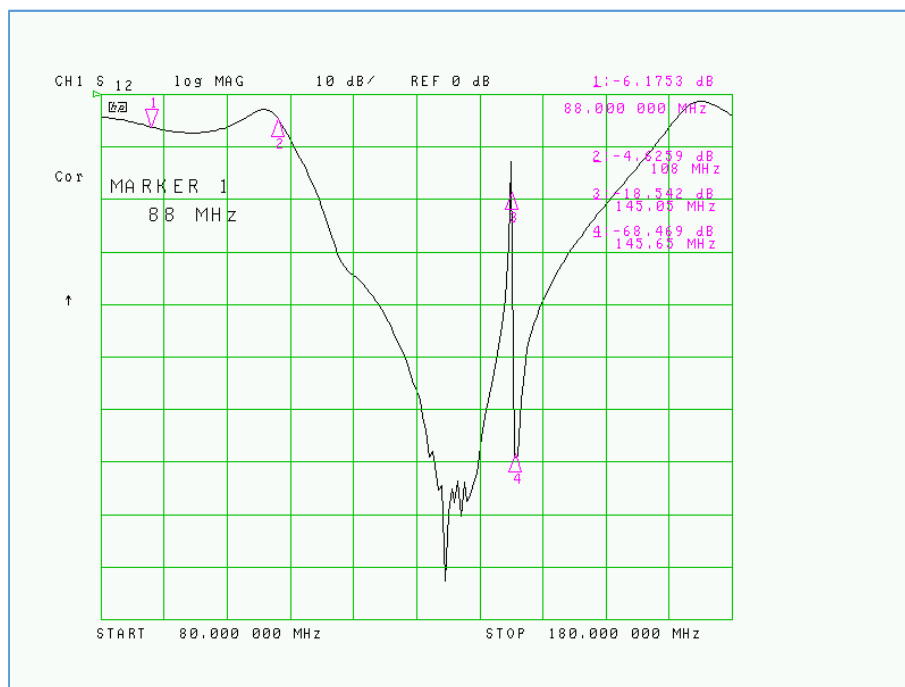


Fig. 97 : Atténuation hors bande (80 MHz - 180 MHz) d'un duplexeur Wacom WP-641 modifié avec 6 cavités (comme un WP-642). L'atténuation est très pauvre sur la bande de radiodiffusion FM : de l'ordre de 3 dB à 6 dB au mieux. Cliché : ON4IJ.

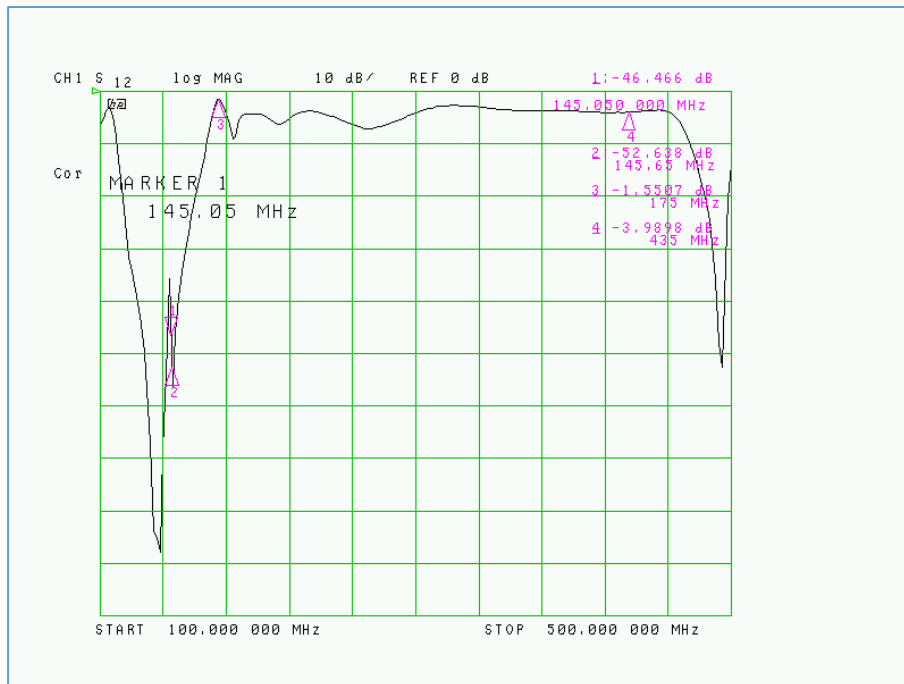


Fig. 98 : Idem ci-dessus, atténuation hors bande (100 MHz - 500 MHz). L'atténuation est aussi très pauvre depuis 175 MHz jusqu'à 435 MHz : tout juste de quelques dB. Cliché : ON4IJ.

Bilan de la situation :

- Le signal perturbateur le plus puissant est de l'ordre de +10 dBm sur une fréquence proche de 102 MHz.
- L'atténuation hors bande du duplexeur à la fréquence de ce signal perturbateur est de l'ordre de 3 dB.
- La sensibilité d'un *rack* répéteur Yaesu DR-1X est de l'ordre de -123 dBm et la réjection d'un signal perturbateur hors bande de ce type de répéteur est de l'ordre de 100 dB.

On peut donc établir le rapide calcul suivant :

Sensibilité + réjection hors bande = signal maximum admissible du signal perturbateur hors bande :

$$-123 \text{ dBm} + 100 \text{ dB} = -23 \text{ dBm.}$$

Le signal perturbateur a un niveau absolu de +10 dBm et le duplexeur atténue ce signal à peine de 3 dB, nous avons donc un niveau de signal perturbateur à l'entrée RX du répéteur de :

$$+10 \text{ dBm} - 3 \text{ dB} = +7 \text{ dBm.}$$

Il nous faudrait donc un filtre dont l'atténuation à la fréquence du signal perturbateur soit au minimum de :

$$+7 \text{ dBm} - (-23 \text{ dBm}) = 30 \text{ dB.}$$

Il serait prudent de garder une marge de réserve de l'atténuation du filtre à la fréquence qui doit être rejetée ; admettons une marge de réserve de 20 dB. L'atténuation du filtre devrait donc être à la fréquence du signal perturbateur de :

$$30 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = 50 \text{ dB}.$$

Voici l'exemple des performances d'un filtre éliminateur de bande FM 88 MHz - 108 MHz de construction OM sur base d'un filtre Procom existant et modifié :



Fig. 99 : Filtre Procom modifié pour obtenir une réjection de la bande FM 88 MHz - 108 MHz de 70 dB (75 dB au mieux) avec une perte d'insertion de 1,3 dB dans la bande VHF 2 m. Photo : ON4IJ.

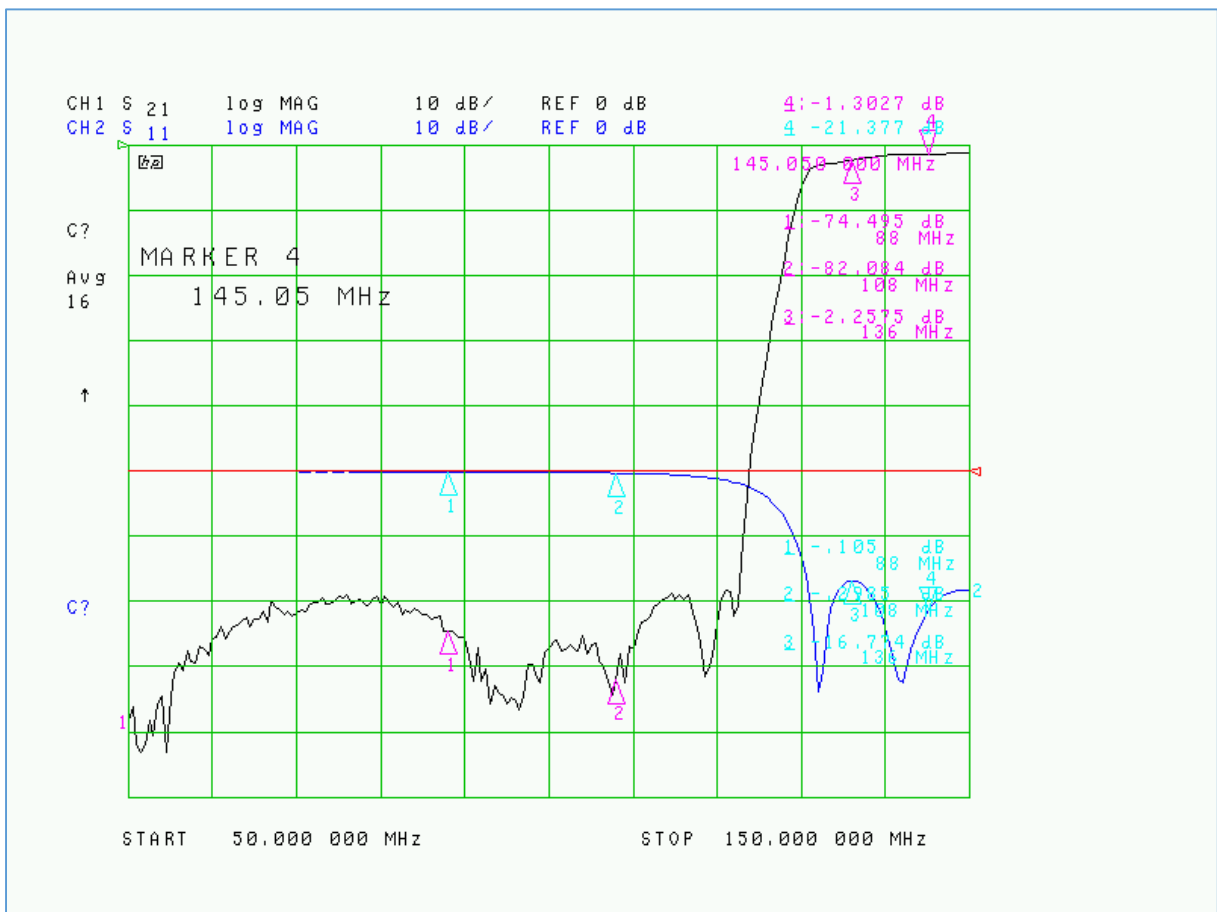


Fig. 100 : Performances du filtre illustré ci-dessus (passe-haut elliptique du 11^{ème} ordre ; $f_c = 130$ MHz. Cliché : ON4IJ.

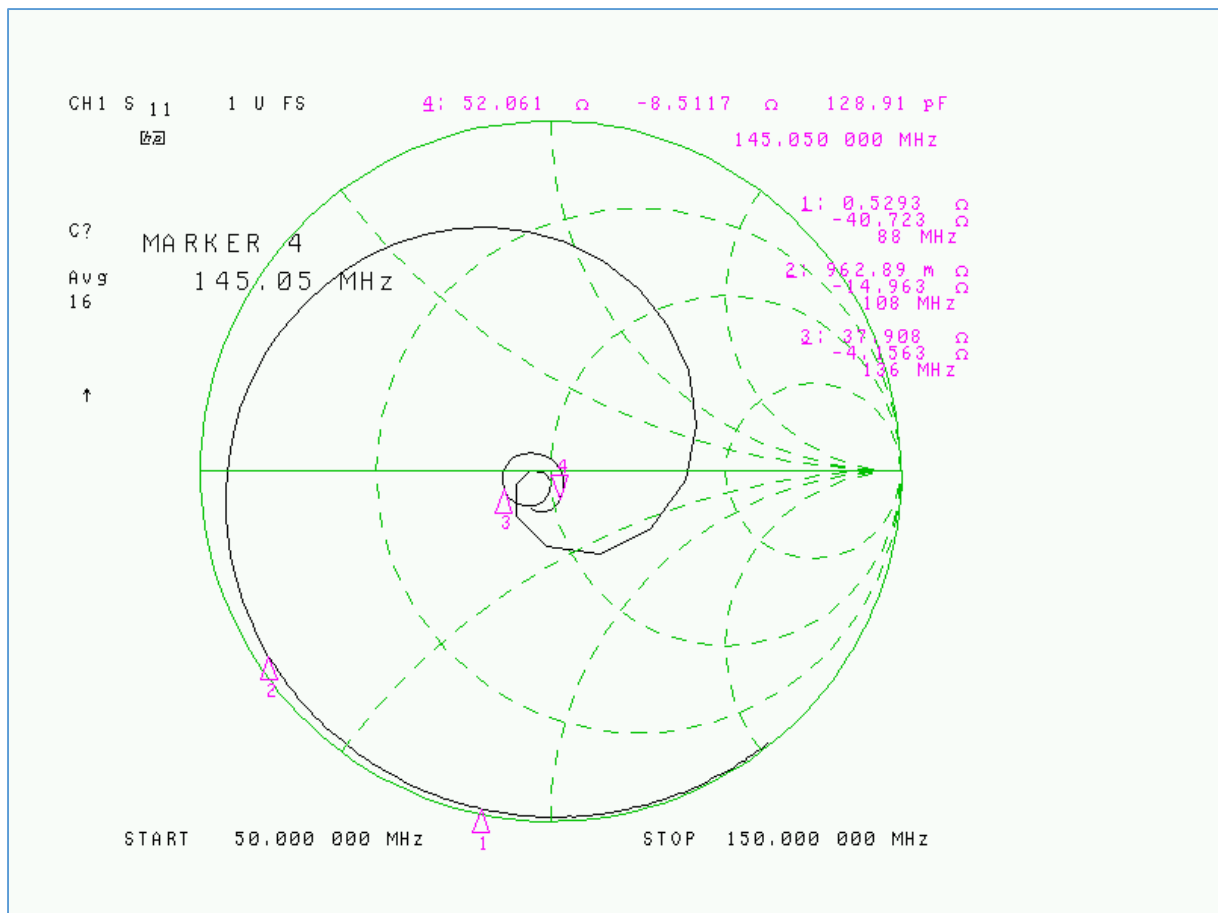


Fig. 101 : Performances d'impédance dans la bande utile du filtre illustré ci-dessus. Cliché : ON4IJ.

Pour ceux d'entre vous qui seraient intéressés par la construction pratique d'un tel filtre, nous vous invitons à aller consulter [l'article technique « Construction OM d'un filtre éliminateur de bande de radiodiffusion FM 88 MHz - 108 MHz pour répéteur VHF 2 m »](#) sur [ON5VL.org](#).

Un filtre avec de telles performances, directement placé à l'entrée du connecteur HF de la partie réceptrice du *rack* répéteur VHF 2 m devrait nous mettre définitivement à l'abri de toute éventualité de désensibilisation du répéteur par le signal perturbateur. Ce signal non désiré serait d'un niveau absolu maximum de :

+7 dBm - 70 dB = -63 dBm (S9 + 20 dB). Dans ces conditions, l'étage d'entrée à large bande de la partie réceptrice ne subit aucun phénomène de compression ni de phénomène de blocage (désensibilisation). Il y a lieu aussi de tenir compte du rapport de rejection du DR-1X pour un signal hors bande (100 MHz) qui est de l'ordre de 100 dB.

L'ajout de cavités passe bande à double boucle de couplage peut aussi contribuer à atténuer le signal perturbateur situé hors bande à condition que ces cavités puissent offrir une atténuation appréciable aux fréquences de ces signaux hors bande. Dans certaines applications, il arrive parfois que la solution à un problème soit composée d'un ensemble de solutions partielles.

Intégration pratique d'un filtre éliminateur de bande FM 88 MHz – 108 MHz de construction OM directement dans le *rack* Yaesu DR-1X

La manière de procéder doit être la moins invasive possible et doit aussi être facilement réversible afin de remettre l'équipement dans son état d'origine sans altération de celui-ci et avec un minimum d'outillage.

En observant l'intérieur du *rack*, nous avons trouvé suffisamment de place en longueur, largeur et hauteur juste en dessous du sous-ensemble radiofréquence de la partie réceptrice qui est fixée d'origine sur la tôle de fond du coffret par l'intermédiaire de deux consoles (*brackets*) en tôles d'acier galvanisé.

Il suffit de déposer momentanément la partie RX en dévissant ses quatre fixations sur la tôle de fond. Le filtre (voir figure 99) est fixé au moyen de deux vis directement sur la tôle de fond du coffret ; celui-ci est d'abord positionné afin de tracer les repères des deux trous à forer dans la tôle de fond. Prenez toutes vos précautions pour ne pas projeter des limailles au cours du forage dans les sous-ensembles électroniques adjacents.

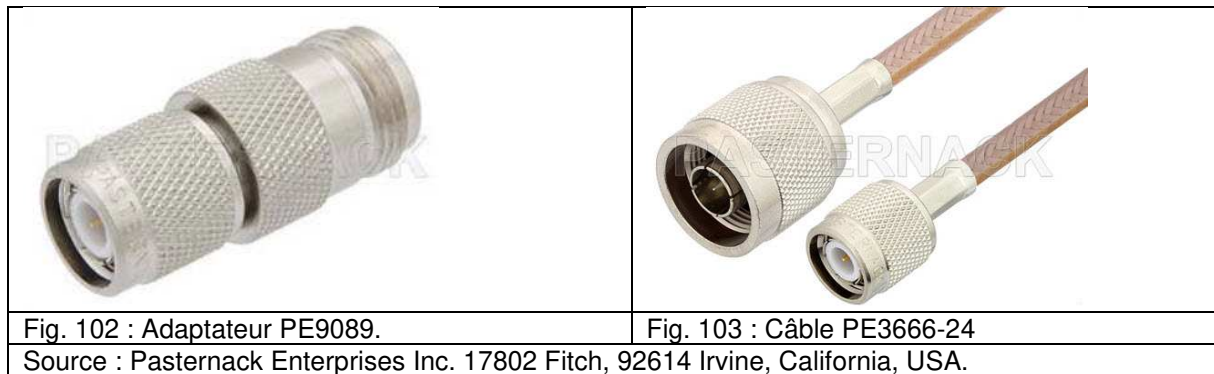
Parmi les possibilités de raccordement du filtre, on peut procéder comme suit. D'autres méthodes de raccordement seront décrites plus loin.

Dans une première approche de raccordement, le filtre éliminateur de bande FM doit être équipé d'un adaptateur TNC mâle - type N femelle droit à son entrée. Le câble de liaison en câble coaxial RG58/U du DR1X est déconnecté (connecteur type N mâle) de l'entrée HF du sous-ensemble radiofréquence de réception et est reconnecté à l'entrée du filtre sur l'adaptateur coaxial TNC/N droit.

La sortie du filtre est raccordée à l'entrée du sous ensemble RX par l'intermédiaire d'un câble coaxial à double blindage argenté, avec âme souple argentée et avec un isolant téflon (RG400/U). Ce câble est équipé à une extrémité d'un connecteur TNC mâle droit et à l'autre extrémité d'un connecteur type N mâle droit. La longueur de ce câble de liaison n'est pas critique entre la sortie du filtre et l'entrée du sous-ensemble RX du DR-1X. Toutefois, le câble choisi ici est d'une longueur de l'ordre de 60 cm (24 *inch*), c'est-à-dire proche d'une demi-longueur d'onde à 145,050 MHz. Ainsi l'impédance complexe de la sortie du filtre (module et phase ou bien partie réelle et partie imaginaire) se transpose directement à l'étage HF de l'entrée RX après un câble coaxial proche d'une demi-onde.

Vous pouvez trouver l'adaptateur et le câble coaxial pré-équipé auprès de votre distributeur favori ou bien chez Pasternack si vous optez pour du matériel de qualité professionnelle :

- Adaptateur TNC/N droit : PE9089 ;
- Câble RG400 TNC - type N : PE3666-24.



On peut être surpris que les deux liaisons coaxiales d'origine (TX et RX) entre la face arrière du *rack* et les sous-ensembles électroniques du DR-1X soient réalisées en câble coaxial à simple blindage (RG58/U) et dont l'efficacité de blindage est relativement pauvre. En effet, c'est un non-sens dans l'installation d'un répéteur d'utiliser des lignes de transmission à faible efficacité de blindage : le rapport de protection TX/RX en est donc affecté.

On peut envisager de remplacer ces deux câbles RG58/U d'origine par des liaisons en câble coaxial RG400/U à double blindage. Dans ce cas, il y a lieu de s'approvisionner de deux connecteurs type N femelles à bride carrée et à fixation par quatre vis (espacement de 18,2 mm) ; le connecteur doit être prévu pour accueillir du câble coaxial RG400/U avec un assemblage, par exemple, du type à sertir (PE44068) et de deux connecteurs type N mâles pour RG400/U, modèle à sertir (PE4042).

Afin d'éviter l'insertion d'un adaptateur type N - TNC à l'entrée du filtre, on peut équiper l'extrémité du câble de liaison RX directement d'un connecteur TNC mâle à sertir sur le RG400/U (PE4047).



Pour assembler ces connecteurs sur le câble coaxial, il y a lieu de consulter les longueurs de dénudage à respecter pour chaque type de connecteur. Attention : les longueurs de dénudage ne sont pas les mêmes pour des connecteurs de types différents : mâle ou femelle, type N ou TNC. Ces renseignements sont fournis par le constructeur des connecteurs ; en voici un exemple ci-dessous.

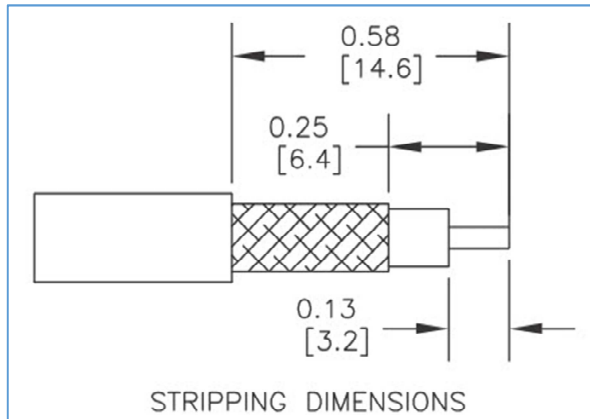


Fig. 107 : Exemple d'instructions sur le dénudage d'un câble RG400/U pour l'assemblage d'un connecteur type N femelle à bride carrée (PE44068). Source : Data sheet PE44068 Rev. 1.1 2016 ; plan FSCM NO. 53919 ; Pasternack Enterprises Inc. 17802 Fitch, 92614 Irvine, California, USA.

Si vous optez pour l'assemblage d'un connecteur du modèle à sertir, il y a lieu de disposer de l'outillage approprié : il s'agit d'une pince à sertir avec un jeu de matrices de précision. Selon le modèle du connecteur, la *pin* centrale est soit à souder, soit à sertir et le blindage est quant à lui sertir avec une férule (manchon cylindrique). Il y a donc deux modèles de connecteur : soit « *Solder Crimp* » soit « *Crimp Crimp* ». Les matrices de sertissage ont une enclume de forme hexagonale ; certaines matrices pour le sertissage de la *pin* centrale peuvent avoir une enclume soit de forme hexagonale, soit parfois de forme carrée.

Remarque :

Si vous avez un câble coaxial dont l'âme centrale est composée d'un conducteur multibrin (*Stranded*), alors vous pouvez opter pour un sertissage de la *pin* centrale pour autant que le modèle du connecteur soit du type « *Crimp Crimp* ». Si vous avez un câble coaxial dont l'âme centrale est constituée d'un fil monobrin (RG142/U), alors vous devez choisir un connecteur du type « *Solder Crimp* ». En effet, on ne pratique jamais un sertissage sur du fil monobrin, mais toujours sur du fil multibrins.



Fig. 108 : Exemple d'un set d'outillage pour l'assemblage de connecteurs du modèle à sertir sur différents types de câble coaxial. Photo : ON4IJ.



Fig. 109 : Idem ci-dessus où l'on peut observer, entre autres, la pince à sertir et le jeu des différentes matrices. Photo : ON4IJ.

Les matrices de la pince à sertir disposent d'enclumes avec plusieurs gauges de sertissage. Ces matrices et gauges d'enclumes sont en général répertoriées par numéros ou par tailles et sont listées dans le manuel utilisateur de votre outillage en fonction des types de câble à sertir. Il y a lieu de bien respecter les dimensions des gauges de sertissage. Ces renseignements sont fournis par le constructeur des connecteurs ; en voici un exemple ci-dessous.

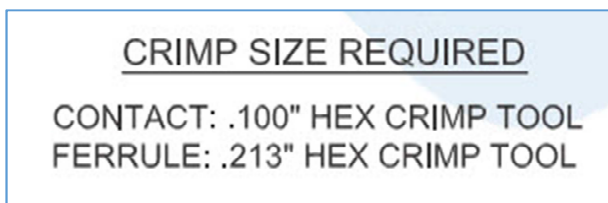


Fig. 110 : Exemple d'instructions sur les dimensions et types de matrice pour le sertissage d'un connecteur type N femelle à bride carrée (PE44068) sur du câble coaxial RG400/U. Source : Data sheet PE44068 Rev. 1.1 2016 ; plan FSCM NO. 53919 ; Pasternack Enterprises Inc. 17802 Fitch, 92614 Irvine, California, USA.

Attention à la longueur des câbles coaxiaux de liaison en RG400/U dans un DR-1X

Comme nous l'avons décrit quelques pages plus haut, un DR-1X peut cacher des quarts d'onde. Si vous remplacez les câbles coaxiaux de liaison RG58/U d'origine par des nouveaux câbles RG400/U, il y a lieu de tenir compte du facteur de vélocité de ce nouveau type de câble. Le facteur de vélocité du RG58/U est 0,66 ; celui du RG400/U est 0,695.

Dans l'application du répéteur ON0LG VHF 2 m, on va profiter de cette opportunité pour tailler avec précision des quarts d'onde respectivement sur les fréquences TX et RX, c'est-à-dire 145,650 MHz et 145,050 MHz.

$$l \text{ [m]} = V_f \frac{300}{4 \cdot f \text{ [MHz]}}$$

$$l_{TX} = 0,695 \frac{300}{4 \cdot 145,650} = 358 \text{ [mm]}$$

$$l_{RX} = 0,695 \frac{300}{4 \cdot 145,050} = 359 \text{ [mm]}$$

Attention, il y a lieu de tenir compte de la longueur d'onde électrique des connecteurs jusqu'à leur plan de référence lorsque ces connecteurs sont assemblés sur le câble coaxial. L'effet d'allongement d'un connecteur type N est de l'ordre de 1 cm. Pour assembler un câble avec un connecteur type N de chaque côté, il faudra donc raccourcir la coupe calculée du câble coaxial d'environ 2 cm avant d'assembler les connecteurs.

En VHF, on peut tolérer une différence de quelques millimètres sur la longueur du câble coaxial réel tel qu'assemblé par rapport à la longueur optimale du câble. En revanche, il n'en n'est pas de même en UHF. Si vous utilisez des connecteurs à visser (du type *Clamp*), vous pourrez désassembler le connecteur, corriger la longueur du câble coaxial et ensuite remonter le connecteur. Si vous utilisez des connecteurs à sertir, vous n'avez plus le droit à l'erreur : une fois le connecteur sertit, il est impossible de le désassembler.

Conseil : si vous utilisez des connecteurs à sertir, commencez par assembler un premier connecteur à une seule extrémité du câble. Ensuite effectuez une mesure de la fréquence de résonance de ce câble en quart d'onde et en en circuit ouvert. Notez la fréquence de résonance pour la longueur de coupe du câble coaxial que vous avez réalisé. Cette fréquence sera légèrement plus basse que celle que vous avez calculée car elle est due à l'effet de rallongement du quart d'onde par le connecteur qui y est raccordé. Corrigez la longueur du câble en le recoupant à son extrémité libre tout en mesurant l'effet produit sur le déplacement de sa fréquence de résonance. Vous pouvez anticiper l'effet d'allongement du quart d'onde lorsque le deuxième connecteur sera assemblé à l'autre extrémité du câble coaxial. Vous pouvez donc affiner la taille du câble selon cette méthode.

En raccordant les entrées du duplexeurs avec des demi-ondes, on obtiendra en final un nombre impair de quarts d'onde avec les liaisons internes quarts d'onde du DR-1X. Telle est la condition pour raccorder les entrées d'un duplexeur qui se comporte comme le duplexeur Wacom WP-641 que nous avons décrit dans cet article.

Montage du filtre RX dans le DR-1X et changement des câbles coaxiaux des liaisons RX et TX :

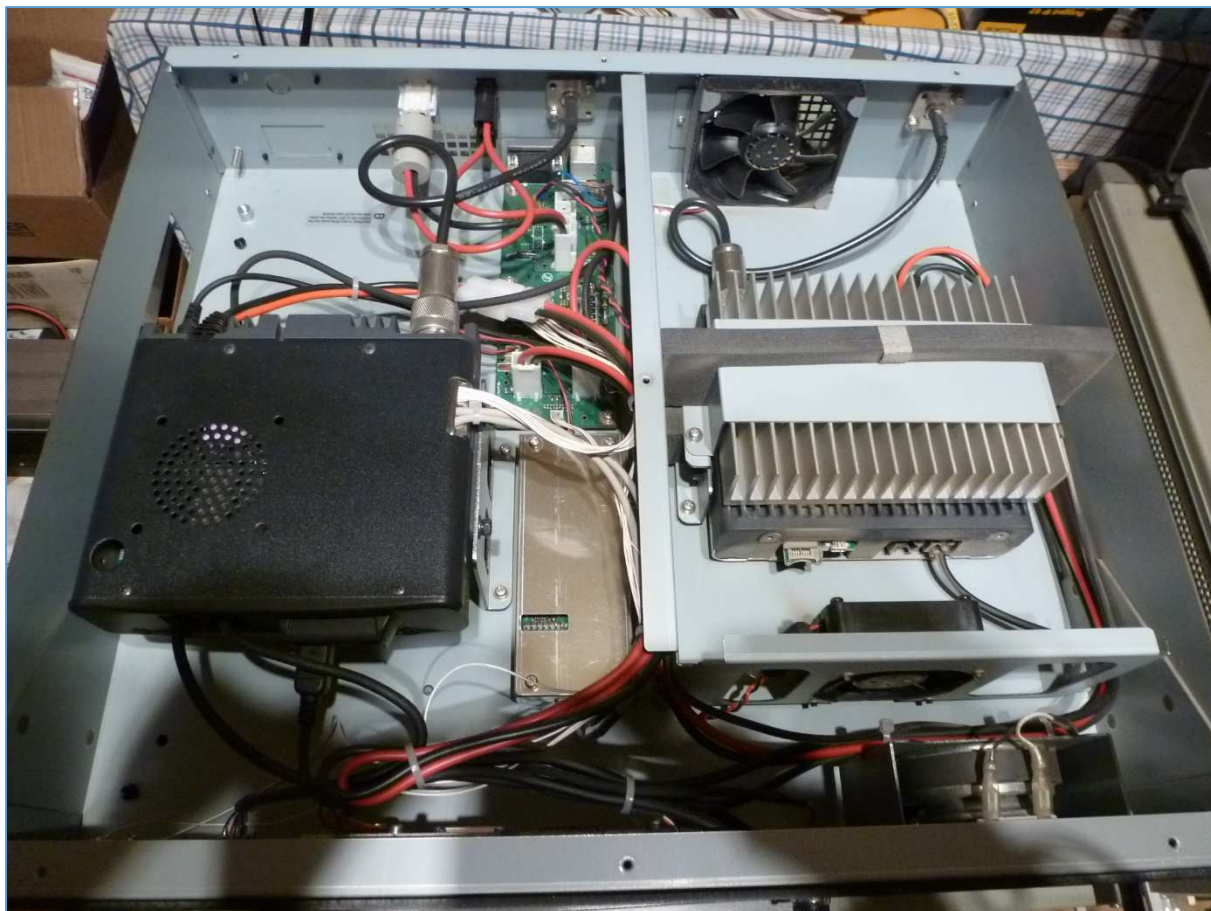


Fig. 111 : Le rack DR-1X est constitué de deux compartiments ; à gauche, la partie RX ; à droite la partie TX. Les câbles de liaison HF d'origine sont en RG58/U Photo : ON4IJ.

La figure ci-dessus illustre les sous-ensembles électroniques du rack répéteur Yaesu DR-1X avant modification. Dans la partie RX, le bloc haute fréquence de réception est monté sur deux consoles de fixation (*Brackets*). Entre la tôle de fond du *rack* et le dessous du bloc de réception, il y a un espace suffisant pour loger le filtre éliminateur de bande FM 88 - 108 MHz de notre construction.

Pour installer le filtre RX, il suffit de déposer le bloc de réception en dévissant les quatre vis qui maintiennent les consoles sur la tôle de fond. Le connecteur mini USB est temporairement débranché ; les autres connexions restent en place. Le bloc HF est soulevé et est rabattu (renversé) sur le côté au-dessus du compartiment TX (voir figure suivante). Le filtre est positionné sur la tôle de fond afin de marquer l'emplacement des deux trous de fixation. Les trous sont percés en maintenant la bouche d'un aspirateur près du foret : attention de ne pas laisser la moindre limaille d'acier à l'intérieur du *rack*.

Le filtre RX est fixé sur la tôle de fond et les câbles coaxiaux de liaison sont raccordés. Le bloc de réception est repositionné et les consoles sont fixées à nouveau. Le connecteur mini USB est rebranché. Le connecteur type N peut à présent être définitivement raccordé à l'entrée HF du bloc de réception.

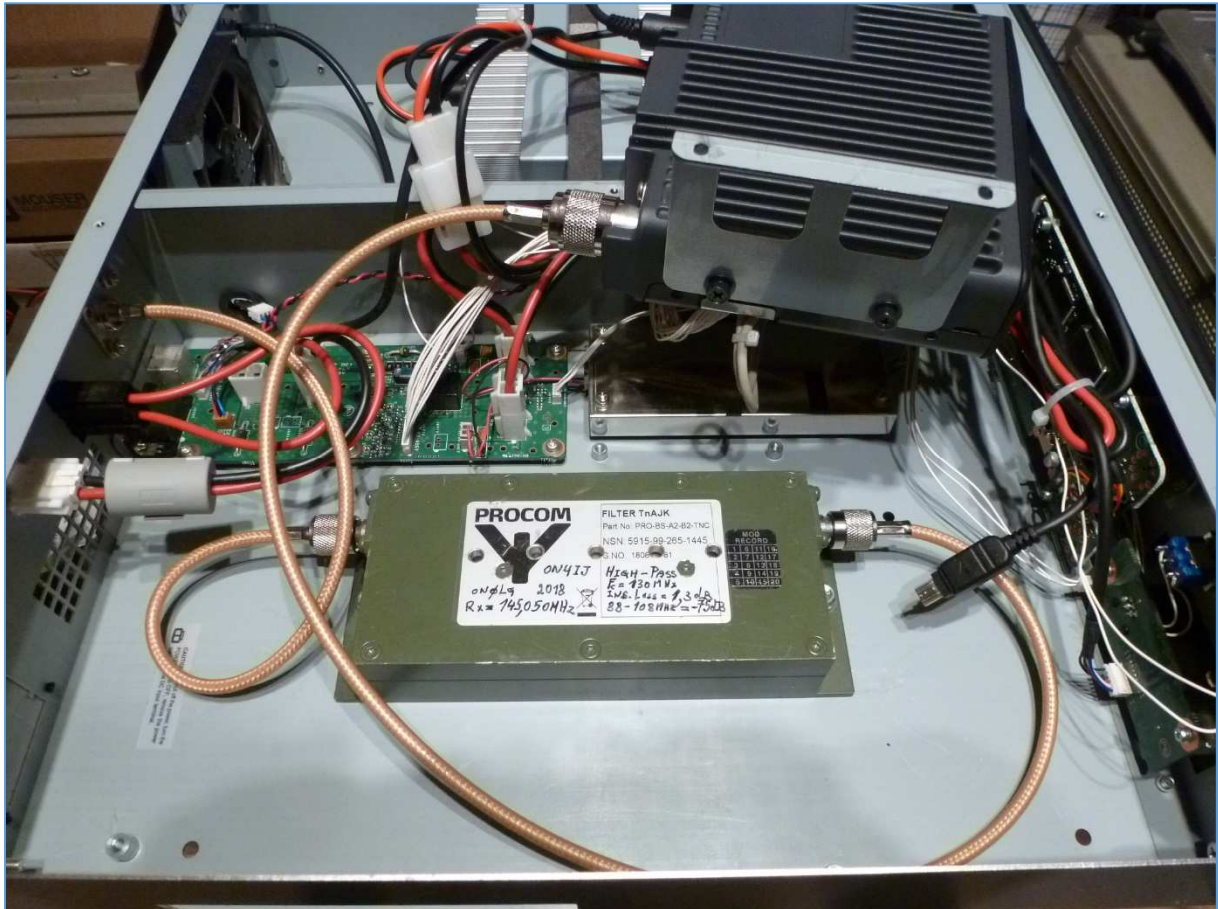


Fig. 112 : Fixation et raccordement du filtre RX en dessous du bloc HF de réception du DR-1X. Photo : ON4IJ.

Enfin, le câble coaxial de liaison TX est installé et raccordé.



Fig. 113 : Câbles coaxiaux RG400/U fabriqués pour les liaisons internes du DR-1X avec filtre RX. Photo : ON4IJ.



Fig. 114 : DR-1X modifié avec filtre RX et nouveaux câbles coaxiaux RG400/U. Photo : ON4IJ.



Fig. 115 : Idem figure précédente. On peut observer la position du filtre RX en dessous du bloc HF de réception. Photo : ON4IJ.

Tentative d'amélioration de la gestion de la température du PA du DR-1X :

D'après l'expérience de nombreux OM, l'utilisation d'un DR-1X avec une puissance d'émission paramétrée à 50 W comporterait un risque élevé de claquer le PA du bloc HF d'émission.

Ce risque est potentiellement diminué grâce à l'adjonction d'un circuit d'adaptation d'impédance *Z-Matcher*. Ce circuit est réglé sur site au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel avec une mesure du S_{11} et avec affichage de la mesure sur l'abaque de Smith. Ainsi, on peut vérifier la parfaite adaptation de l'ensemble formé par l'antenne, le *feeder*, le duplexeur, les câbles coaxiaux de raccordement et le câble de liaison interne du DR-1X entre la face arrière du *rack* et la sortie directe du PA.

Nous avons reçu des conseils de ON4KJR (merci Jean) qui nous informe que le problème de claquage du PA d'un DR-1X proviendrait d'une ventilation forcée insuffisante dans le *rack* d'un DR-1X. En outre, si le DR-1X est alimenté sur batteries sans sur-élévateur de tension (*Voltage Booster*) et que la tension d'alimentation commence à s'écrouler en fin de décharge des batteries, les ventilateurs du DR-1X cessent de fonctionner à partir d'une tension de 11,8 V. Le *rack* répéteur DR-1X continue à fonctionner sous cette tension de 11,8 V, mais sans ventilation forcée. Il s'ensuit un échauffement excessif du PA qui finit par claquer.

La ventilation forcée d'origine d'un DR-1X est constituée de deux ventilateurs. Le premier est situé sur la face arrière : il s'agit d'un ventilateur Panasonic ASFN80391 (80 mm x 80 mm x 25 mm), 2950 RPM (Tr/m) dont le débit d'air est de 38,5 CFM (*Cubic Feet per Minute*), c'est-à-dire 64,5 m³/h. Le second ventilateur est situé à l'intérieur du compartiment TX juste devant le block HF d'émission : il s'agit d'un ventilateur Panasonic ASFN60371 (60 mm x 60 mm x 25 mm), 4050 RPM (Tr/m) dont le débit d'air est de 21,5 CFM, soit de 36,6 m³/h.



Fig. 116 : Ventilateurs d'origine d'un *rack* Yaesu DR-1X. Photo : ON4IJ.

Après quelques recherches, nous avons sélectionné des nouveaux modèles de ventilateurs d'un constructeur réputé : EBM-Papst :

- 8212J/2H4 (80 x 80 x 38), 14 000 RPM, 131 CFM (222 m³/h) ;
- 612NGHH (60 x 60 x 25), 6700 RPM, 33 CFM (56 m³/h).



Fig. 117 : Ventilateurs EBM-Papst d'un débit d'air forcé supérieur aux ventilateurs d'origine d'un rack Yaesu DR-1X. Photo : ON4IJ.

Le flux d'air est canalisé à l'intérieur des compartiments du DR-1X selon le cheminement suivant : l'admission d'air s'effectue par une ouïe latérale et une ouïe arrière du compartiment RX, ce flux est dirigé le long de la partie avant du rack en direction de l'entrée du compartiment TX, ensuite le petit ventilateur (60 x 60) concentre une partie du flux d'air sur le milieu de la partie avant du block HF TX ; des ouïes de ventilation latérales se situent de part et d'autre sur la tôle support de ce petit ventilateur (voir figure suivante) permettant ainsi un écoulement du flux d'air à travers les ailettes du refroidisseur (dissipateur) situé sur la partie supérieure du bloc HF TX (PA) et permettant aussi d'éviter un emballement du petit ventilateur par l'extraction d'air du grand ventilateur situé sur la face arrière du rack ; enfin, des plaques (digues) de mousse synthétique compacte entourent le block HF TX pour que le flux d'air puisse passer exclusivement par les ailettes du refroidisseur du PA ; le grand ventilateur placé sur la face arrière se comporte comme un véritable aspirateur pour établir le flux d'air à travers tout le système de ventilation forcée.

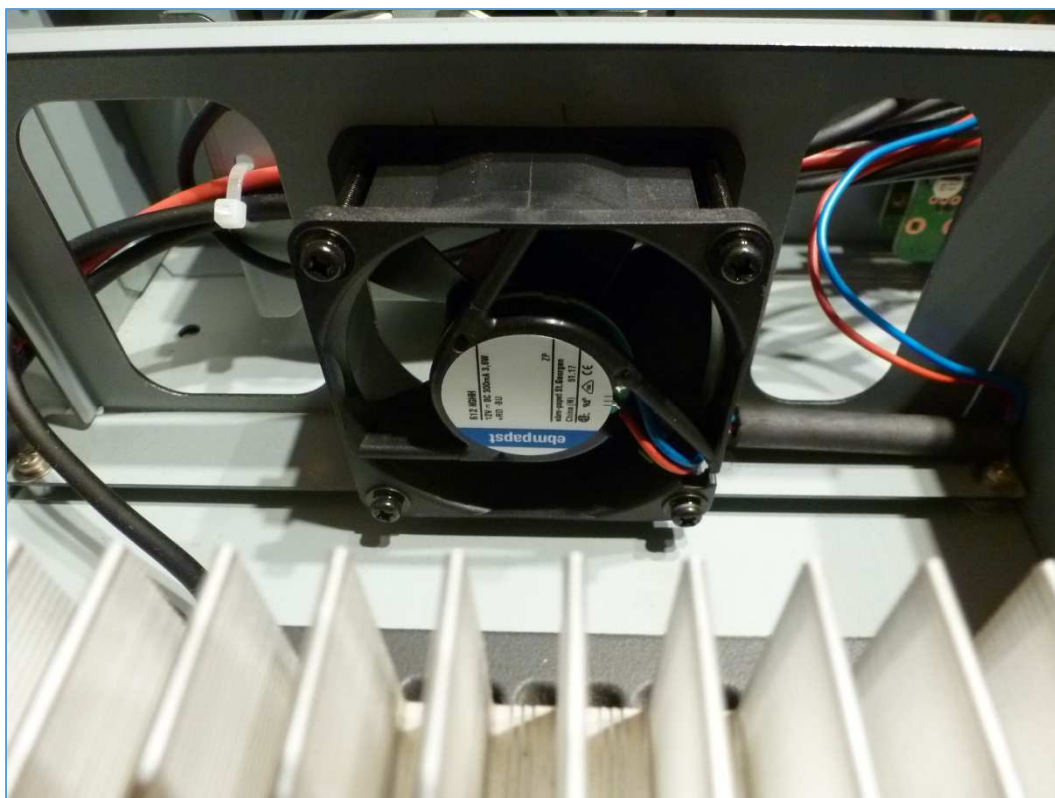


Fig. 118 : Ventilateur (60 x 60) à l'entrée du compartiment TX d'un DR-1X. On peut observer sur cette figure les ouïes latérales de la tôle support du ventilateur qui permettent d'éviter l'emballement du petit ventilateur par l'aspiration du grand ventilateur (80 x 80) et qui permettent aussi d'établir un flux laminaire le long des ailettes du refroidisseur situé au-dessus du PA du block HF TX. Photo : ON4IJ.

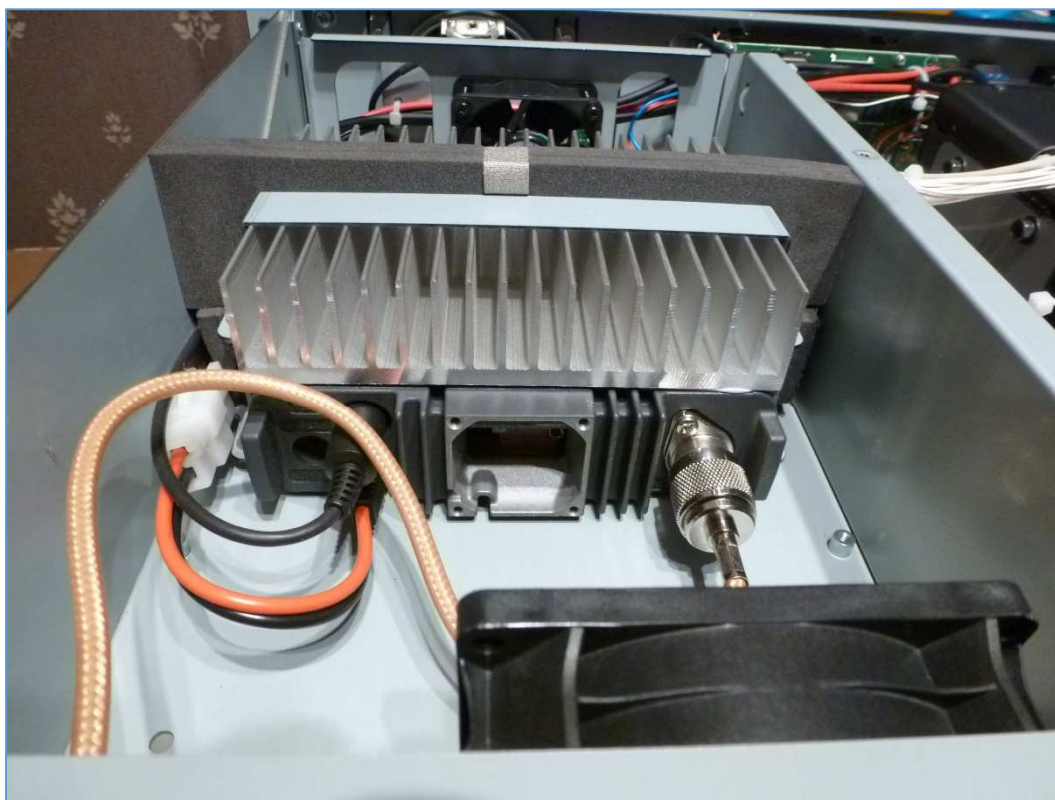


Fig. 119 : Dignes en mousse synthétique compacte entourant le block HF TX pour canaliser le flux d'air à travers les ailettes du refroidisseur du PA. Photo : ON4IJ.

Installation des nouveaux ventilateurs avec un puissant débit d'air :

Le petit ventilateur d'origine (60 x 60) est substitué par le nouveau modèle plus puissant et qui a les mêmes dimensions. Celui-ci est positionné exactement au même endroit sur la tôle support avec le même mode de fixation au moyen des quatre vis d'origine.

Le grand ventilateur d'origine (80 x 80 x 25), est déposé avec ses équerres de fixation. Comme le nouveau ventilateur super puissant est plus épais (80 x 80x 38), les équerres d'origine ne sont pas réutilisables. Pour fixer ce nouveau ventilateur, on profite des trous de la grille de la face arrière (réseau de trous carrés). Toutefois, l'écartement des trous de cette grille ne correspond pas à celui prévu pour la fixation du ventilateur. Pour résoudre ce problème, il suffit d'entrecouper quatre segments de mailles du réseau de trous carrés, cela juste au droit des trous de fixation du nouveau ventilateur (voir figure ci-dessous).



Fig. 120 : Fixation du nouveau ventilateur sur la face arrière du DR-1X à travers les trous de la grille de ventilation. Quatre segments verticaux des mailles du réseau de trous carrés sont sectionnés au moyen d'une petite pince coupante. Ceci permet d'obtenir un passage des quatre vis de fixation juste en face des trous de fixation du ventilateur. En bas à droite, on peut observer un segment coupé hors de la grille de ventilation ; ce segment se situe juste en face d'un trou de fixation du ventilateur. Photo : ON4IJ.

Afin de permettre une assise correcte de la tête de vis à cheval sur deux trous carrés de la grille de ventilation, on utilise des rondelles plates larges comme illustré sur la figure ci-dessus. Les écrous de fixation sont du type à sécurité d'assemblage (DIN 985).

Raccordement des nouveaux ventilateurs dans le DR-1X :

Par choix, nous avons opté pour un raccordement direct des ventilateurs sur l'alimentation principale 13,8 V du rack DR-1X, sans passer par la régulation en vitesse de rotation des ventilateurs d'origine. En effet, cela se justifie par la consommation en courant très élevée du grand ventilateur super puissant placé sur la face arrière du rack. Ce ventilateur absorbe une puissance électrique nominale de 39 W lorsque celui-ci est placé en air libre, ce qui est loin d'être le cas lorsque celui-ci est placé dans un DR-1X où le flux d'air doit parcourir un chemin en chicanes avec quelques pertes de charge. On peut donc s'attendre que le courant devant alimenter ce ventilateur atteigne une valeur moyenne de 5 A sous une tension de 13,8 V. Cette valeur est largement supérieure à la consommation du ventilateur d'origine (250 mA) et la régulation du DR1X n'est donc pas prévue pour des courants d'une telle valeur d'intensité.

La manière la plus élégante de raccorder l'alimentation directe des ventilateurs est de prélever la tension d'alimentation principale du DR-1X juste en aval du fusible situé sur la face arrière du rack.

Attention : comme nous avons une consommation en courant supplémentaire de l'ordre de 5 A sur l'alimentation principale du DR-1X, le fusible d'un calibre d'origine de 15 A va devoir être changé par un calibre de 20 A (voir figure suivante).

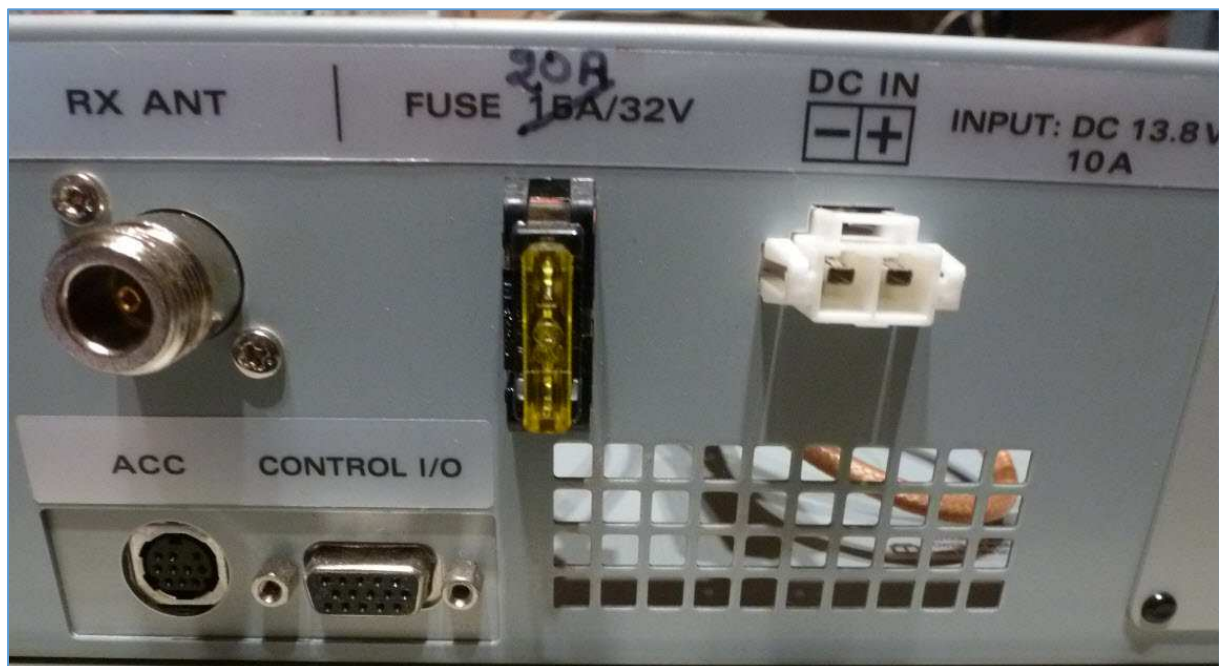


Fig. 121 : Changement du calibre du fusible d'origine de 15 A par un calibre de 20 A à cause de la consommation supplémentaire de 5 A du ventilateur super puissant placé sur la face arrière du DR-1X.
Photo : ON4IJ.

L'alimentation directe des ventilateurs est prélevée sur la carte électronique de distribution des alimentations des sous-ensembles électroniques du DR-1X. Il est donc nécessaire de procéder à une dépose temporaire de cette carte électronique afin d'y souder proprement sur le circuit imprimé deux fils d'alimentation 13,8 V (voir figure ci-dessous). Pour la dépose de la carte électronique, après avoir dévissé les six vis de fixation, on peut la faire glisser latéralement avec un mouvement de rotation pour l'amener contre le plan de la tôle de séparation entre les compartiments RX et TX ; ensuite, la carte est soulevée verticalement vers le dessus et est ensuite rabattue pour avoir accès au côté soudures du circuit imprimé (*Solder Side*).

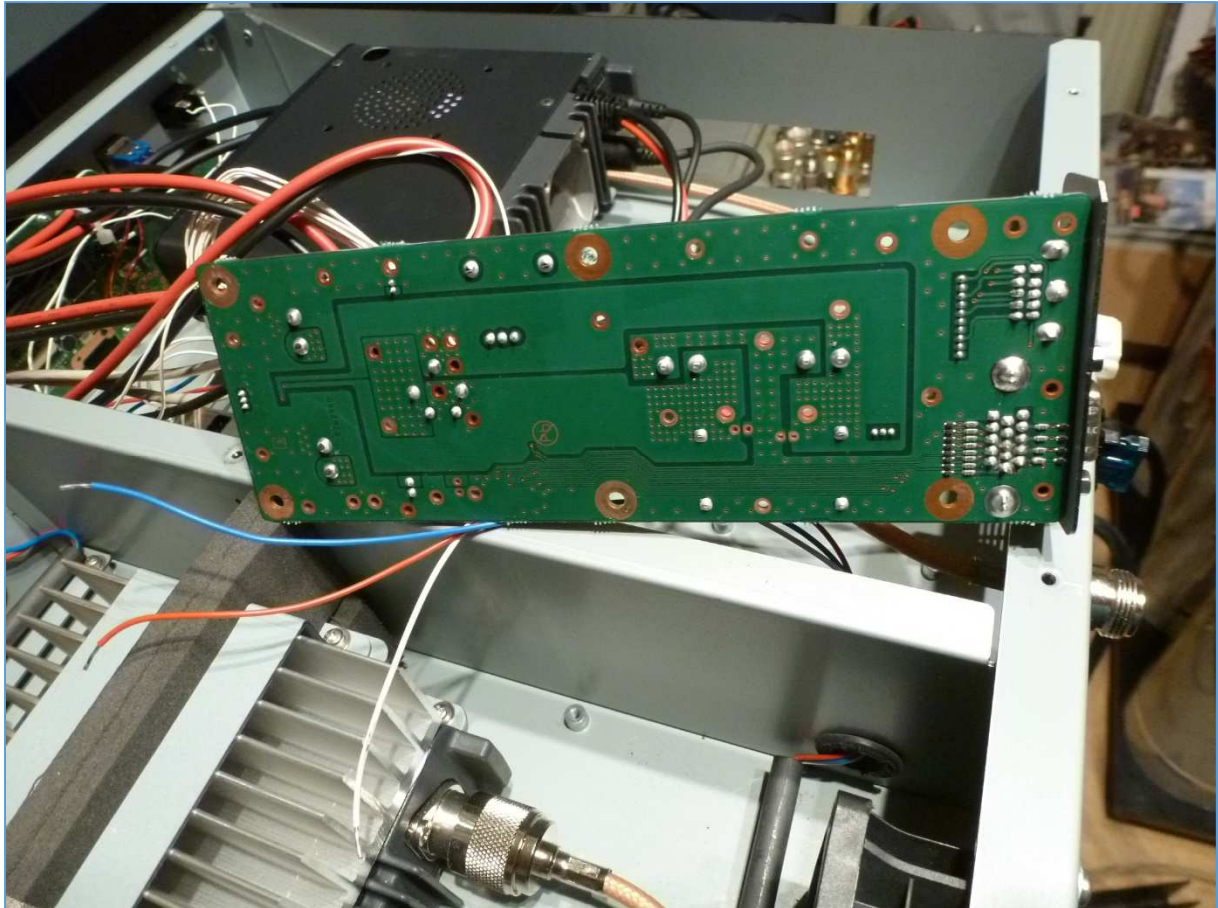


Fig. 122 : Dépose temporaire de la carte de distribution des alimentations des sous-ensembles électroniques d'un DR-1X pour avoir accès au côté soudures du circuit imprimé (*Solder Side*). Photo : ON4IJ.

Ayant accès au côté soudures du circuit imprimé, on peut facilement repérer deux plages d'accueil libres (*Pads*) pour les connexions au 13,8 V de l'alimentation principale en aval du fusible de la face arrière du *rack* (il suffit de suivre les pistes du circuit imprimé à partir du connecteur 13,8 V d'origine). Deux fils souples (un rouge et un noir) sont soudés sur les plages d'accueil de l'alimentation principale 13,8 V en amenant ceux-ci par le côté composant de la carte électronique (*Components Side*). Soyez prudent de limiter la longueur des extrémités dénudées des fils du côté soudures pour que celles-ci ne rentrent pas en contact direct avec la tôle de fond du coffret une fois la carte électronique repositionnée sur ses courtes entretoises (faut-il vous le dire ?).

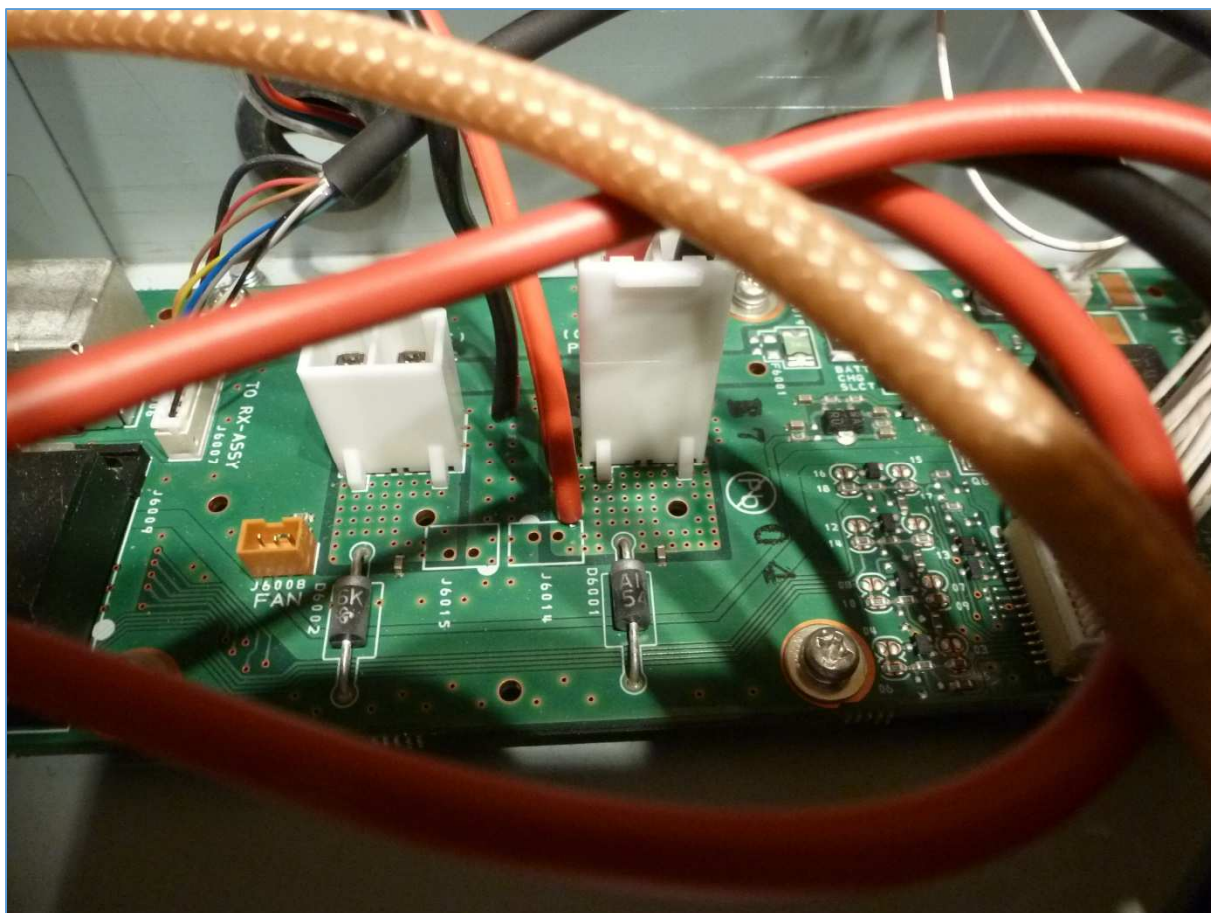


Fig. 123 : Raccordement d'une alimentation directe 13,8 V pour les nouveaux ventilateurs à partir des plages d'accueil existantes sur la carte électronique de distribution des alimentations des sous-ensembles électronique du DR-1X. On peut observer au centre de cette figure les deux nouveaux fils soudés juste à gauche du connecteur de raccordement de l'alimentation principale 13,8 V d'origine. Photo : ON4IJ.

Précautions à prendre lors du câblage des nouveaux ventilateurs :

Les nouveaux ventilateurs, en particulier le ventilateur arrière (80 x 80) sont super puissants et à haute vitesse de rotation (14 000 RPM). On peut dès lors s'attendre à une présence non négligeable de signaux parasites intenses véhiculant le long des lignes de raccordement de ces ventilateurs. C'est la raison pour laquelle les fils sont torsadés et que des tubes de ferrite sont enfilés sur ces fils au plus près des connexions aux ventilateurs.

D'origine, les fils de raccordement des ventilateurs sont bottelés avec la grappe du câblage du DR-1X qui longe le bord du compartiment RX. Il nous semble plus judicieux de faire véhiculer le câblage de raccordement des nouveaux ventilateurs le long du compartiment TX afin d'éviter des rayonnements parasites résiduels auprès du bloc HF RX sensible. Nous avons pris une précaution supplémentaire en plaçant un tore ferrite placé dans le compartiment TX et sur les fils qui sont raccordés à la carte électronique de distribution des alimentations. Les tubes de ferrite et le tore ferrite sont fixés à la tôle du coffret par de la colle projetée par un pistolet à chaud.



Fig. 124 : Illustration des tubes de ferrite placés dans l'encoignure du compartiment TX sur les fils de raccordement du nouveau ventilateur (60 x 60). Photo : ON4IJ.

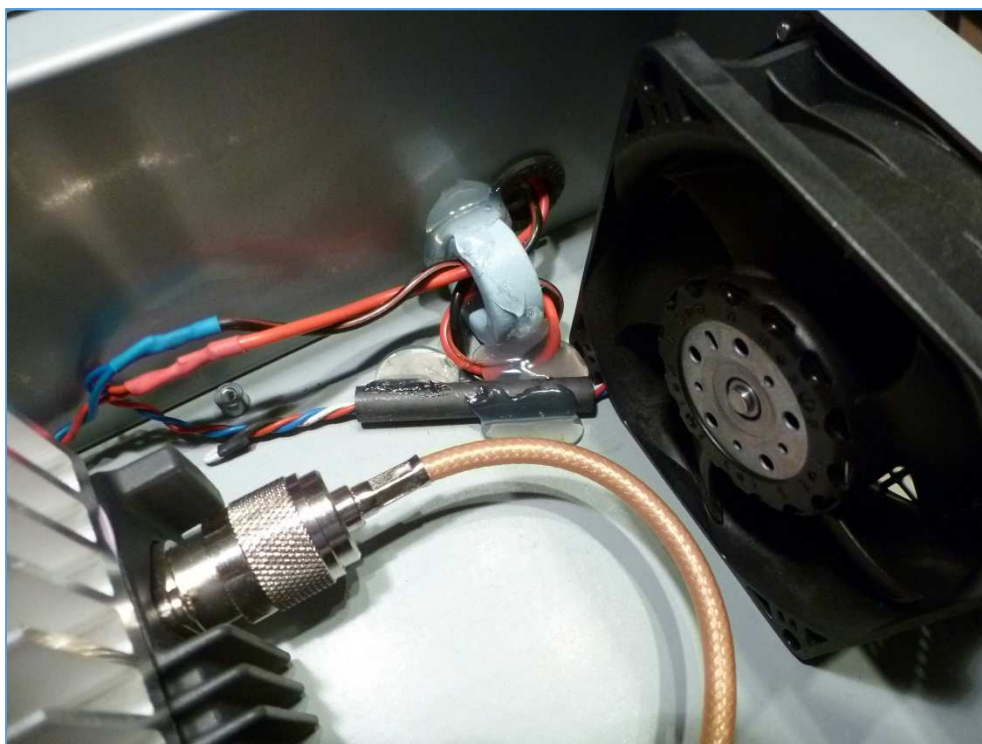


Fig. 125 : Illustration du tube ferrite et du tore ferrite placés aux abords du ventilateur (80 x 80) dans le compartiment TX près de la face arrière du coffret. Les connexions des fils de raccordement des deux ventilateurs et des fils vers l'alimentation 13,8 V sont protégées avec de la gaine thermo-rétractable. Les fils d'alimentation passent par la traversée d'origine entre le compartiment TX et le compartiment RX. Photo : ON4IJ.

Améliorations à prévoir contre les parasites rayonnés par les nouveaux ventilateurs :

Rien n'est parfait dans les améliorations que l'on peut apporter à un équipement électronique radiofréquence. Il s'agit bien souvent de compromis ou de choix qu'il y a lieu de faire : il faut bien « trancher » la question à un moment donné et ainsi se résoudre à ne pas pouvoir aller au-delà de ce qui est possible de faire avec les moyens et le temps impartis.

Dans l'exemple de l'amélioration du débit d'air de la ventilation forcée du DR-1X, malgré les précautions prises pour le déparasitage des lignes de raccordement des ventilateurs, nous avons constaté qu'il subsiste un rayonnement électromagnétique parasite émis par le moteur lui-même du ventilateur (80 x 80) placé sur la face arrière. Ce rayonnement est tellement intense qu'il peut être capté et même mesuré à l'extérieur du blindage du coffret du DR-1X à travers les mailles serrées de la sortie de la ventilation, cela juste au droit du moteur de ce ventilateur. Heureusement, le rayonnement de ce ventilateur est moins intense du côté interne du blindage toutefois ce rayonnement n'est pas négligeable à telle enseigne que la sensibilité de la partie RX du DR-1X est diminuée de l'ordre de 3 dB !

Il faut choisir : sacrifier quelques dB de sensibilité de la partie RX ou garantir un refroidissement exemplaire du PA du bloc HF TX et ainsi éviter définitivement tout risque de claquer celui-ci par échauffement excessif. Que choisiriez-vous ?



Fig. 126 : Mesures du champ électromagnétique rayonné par le moteur du ventilateur arrière à travers les mailles de la grille de ventilation du DR-1X. Mesures avec une boucle de couplage. Photo : ON4IJ.

La conclusion s'impose d'elle-même : remplacer les ventilateurs d'origine qui ont de loin bien moins de QRM pour préserver la bonne sensibilité du répéteur. Toutefois, les ventilateurs d'origine ont été re-câblés en direct sur l'alimentation 13,8 V après le fusible principal afin que le débit d'air soit à sa valeur maximale en permanence. Les tubes et le tore en ferrite supplémentaires ont été laissés dans l'installation.

Test des cavités passe-bande d'origine du répéteur ON0LG utilisées jusqu'en 2018 :

Lorsque le répéteur ON0LG VHF avait été modifié dans sa première tentative de rénovation en Mai 2018, le duplexeur d'origine, formé par deux fois deux cavités passe-bande, avait été conservé dans l'état dans lequel il se trouvait. Seulement les antennes, les *feeders* et le rack répéteur DR-1X avaient été changés par rapport à l'installation d'origine.

Ayant rapatrié tout le matériel pour optimiser celui-ci en laboratoire, nous avons tenu à effectuer quelques mesures sur les cavités passe-bandes qui étaient raccordées sur l'installation d'origine. Cela peut nous donner l'opportunité d'apprendre le pourquoi cette installation avait des performances relativement limitées.



Fig. 127 : Anciennes cavités du relais ON0LG VHF de Liège utilisées jusqu'en 2018. Photo : ON4IJ.



Fig. 128 : Fiche signalétique des anciennes cavités ON0LG (Decibel Product, USA) ; bande passante de 148 MHz à 174 MHz. Photo : ON4IJ.

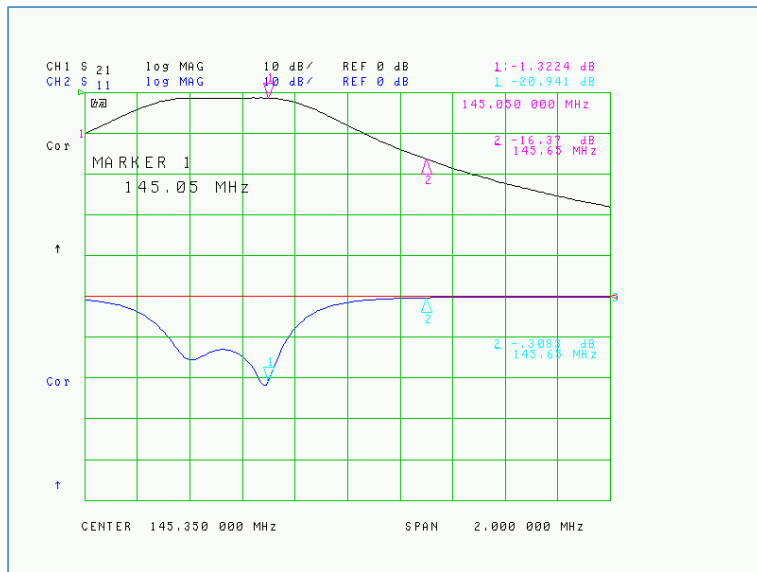


Fig. 129 : Coefficient de transmission (S_{21}) et coefficient de réflexion à l'entrée des deux anciennes cavités passe-bande de la branche RX (145,050 MHz) ON0LG VHF. Cliché : ON4IJ.

Sur le cliché ci-dessus, on peut constater que les deux cavités sont relativement bien accordées sur la fréquence RX à 145,050 MHz. Toutefois, la mesure du S_{11} révèle soit un accord légèrement trop bas en fréquence d'une des deux cavités, soit une longueur qui n'est pas optimale pour le câble coaxial de liaison entre les deux cavités.

La perte d'insertion est raisonnable avec une valeur de -1,3 dB, en revanche la fréquence TX est rejetée à une valeur très modeste : -16,3 dB à 145,650 MHz. Bien que ces cavités aient été utilisées en duplexeur sur deux antennes distinctes placées respectivement dans le nul du diagramme de rayonnement en élévation, le rapport de protection de l'ensemble est insuffisant pour un répéteur VHF Yaesu DR-1X.

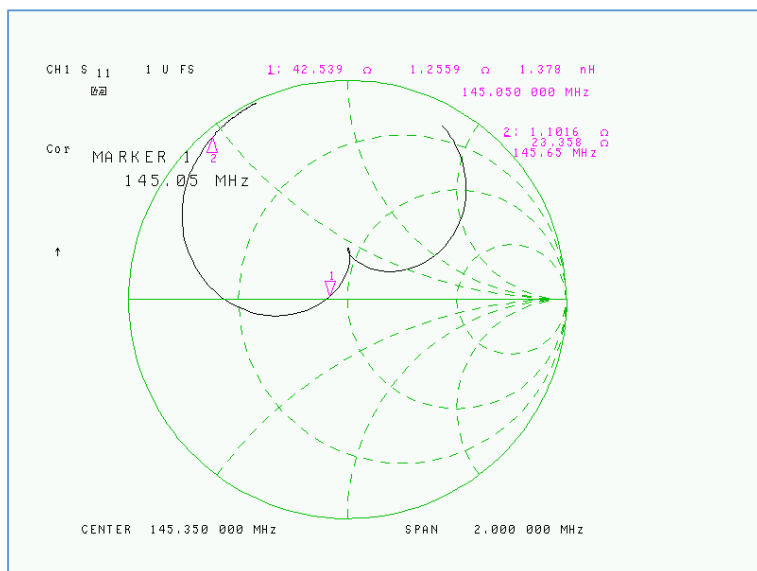


Fig. 130 : Coefficient de réflexion avec affichage sur l'abaque de Smith mesuré à l'entrée des deux anciennes cavités passe-bande de la branche RX (145,050 MHz) ON0LG VHF. Cliché : ON4IJ

Sur la figure précédente on peut constater que le lieu géométrique de l'impédance complexe à l'entrée des deux cavités n'est pas optimal et que l'orientation de la courbe cardioïde est très écartée du cercle à résistance constante ou d'un cercle à conductance constante. La maîtrise des longueurs des câbles coaxiaux entre le *rack* répéteur et l'entrée des cavités devient difficile avec un tel dispositif.

Plusieurs tentatives de réglages ont été effectuées sur ces cavités mais les résultats après ces réglages ne sont pas probants. Il est à remarquer que la longueur du câble coaxial entre les deux cavités est très critique à telle enseigne qu'il est pratiquement très difficile d'obtenir un réglage optimal ; nous allons en expliquer les tenants et aboutissants ci-dessous après les mesures effectuées sur les cavités de la branche TX.

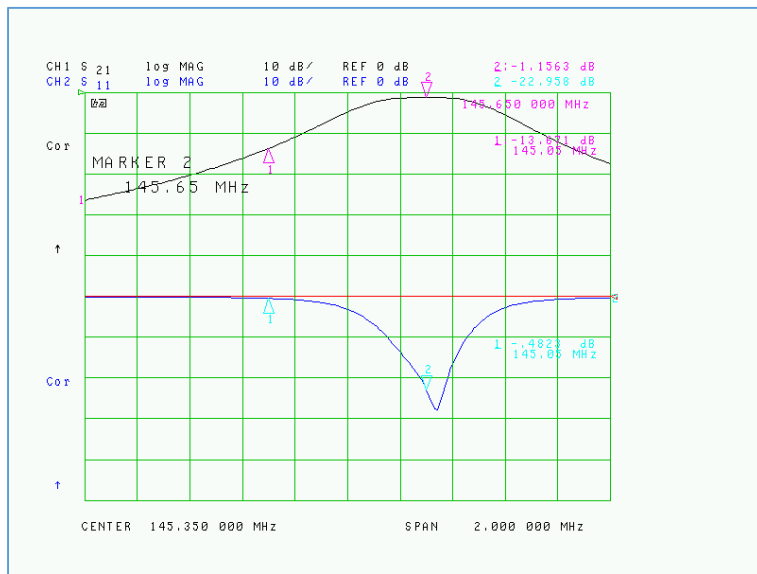


Fig. 131 : Coefficient de transmission (S_{21}) et coefficient de réflexion à l'entrée des deux anciennes cavités passe-bande de la branche TX (145,650 MHz) ON0LG VHF. Cliché : ON4IJ.

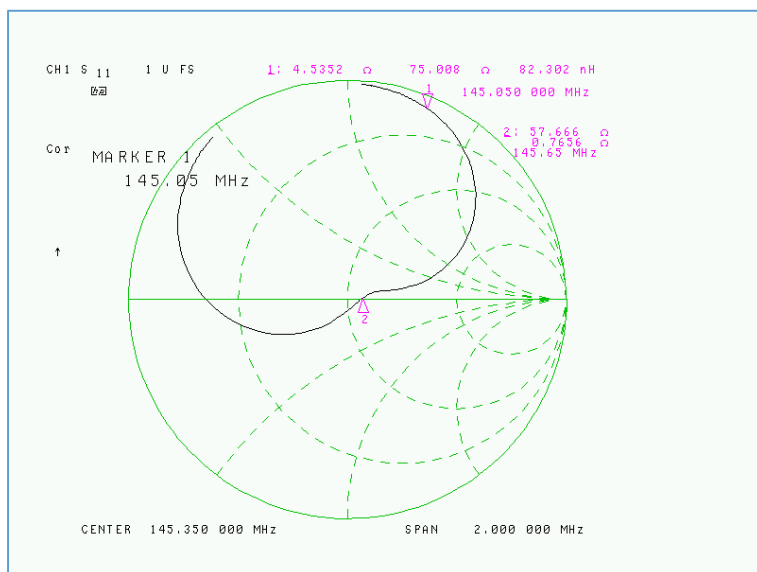


Fig. 132 : Coefficient de réflexion avec affichage sur l'abaque de Smith mesuré à l'entrée des deux anciennes cavités passe-bande de la branche TX (145,650 MHz) ON0LG VHF. Cliché : ON4IJ

Sur les deux clichés ci-dessus, on peut constater que l'accord des cavités de la branche TX des anciennes cavités est presque optimal : le minimum des pertes de retour intervient presque à la fréquence de la branche TX (145,650 MHz). La perte d'insertion est de -1,15 dB et la réjection de la fréquence RX se situe à -13,6 dB. Le lieu géométrique de la courbe d'impédance affichée sur l'abaque de Smith a ici aussi une orientation quelconque dans le plan polaire.

Faire fonctionner des cavités en dehors de leur bande passante prévue d'origine par le constructeur ne peut pas offrir des performances optimales ; pourquoi ?

Les anciennes cavités passe-bande du répéteur ON0LG ont une bande de fonctionnement prévue par le constructeur qui est comprise entre 148 MHz et 174 MHz. Pour une application sur une fréquence de 145 MHz, ces cavités sont donc trop courtes.

Certes, il y a moyen d'accorder ces cavités sur 145 MHz mais dans ce cas, cela nécessite d'allonger le quart d'onde interne d'une manière extrême. La conséquence de cet allongement est un rapprochement excessif de l'extrémité du quart d'onde par rapport au fond de la cavité, ce qui a pour effet une augmentation de la capacité entre l'extrémité du quart d'onde et le blindage de la cavité. Cette capacité donne lieu à un effet de « raccourcissement » du quart d'onde ; ainsi, on peut finalement obtenir un accord de la cavité à 145 MHz.

L'accord de la cavité avec une capacité à l'extrémité du quart d'onde a pour conséquence une diminution du facteur de qualité (facteur de surtension) du circuit résonnant. En effet, on n'est plus en présence d'un quart d'onde exact se comportant comme un *Stub* parfait à réactances distribuées mais bien à un circuit résonnant dont une partie de la réactance est localisée. Tout se passe comme si l'on revenait à un circuit résonnant LC conventionnel (bobine d'induction et condensateur). Le facteur de surtension d'un circuit LC conventionnel est moins élevé que celui d'un *Stub* parfait.

Enfin, lorsque l'on veut accorder des cavités sur une fréquence se situant en dehors de la bande passante prévue par le constructeur, la géométrie des boucles de couplage n'est plus optimale à la fréquence d'accord située hors bande. Ceci peut expliquer en partie l'aspect critique des longueurs des câbles coaxiaux de liaison entre les cavités. On peut constater en pratique que le moindre changement de longueur de ces câbles a une grande influence sur l'accord de l'ensemble de ces cavités. Dans la pratique, cette extrême sensibilité d'accord en fréquence en fonction de la longueur des câbles de liaison devient difficile à gérer et il devient illusoire d'obtenir un résultat optimal.

Tests finaux sur le répéteur ON0LG VHF avant sa remise en service sur site en 2019 :



Fig. 133 : *Setup* de mesure pour les tests finaux du répéteur ON0LG VHF. À gauche de bas en haut : deux générateurs HP 8662A, *rack* DR-1X avec *Z-Matcher* raccordé directement à la sortie TX, analyseur de spectre HP 8563E. À droite : le duplexeur Wacom WP-641 modifié avec 6 cavités. Au centre en bas : atténuateur de puissance Bird 500-WA-FFN-30 (30 dB) (noir à ailettes) avec atténuateur Narda 776-20 (20 dB) qui se situe hors du cadre de la photo ; un coupleur « Iso-T » (*Sampler*) Cellwave est placé juste avant l'entrée de l'atténuateur de puissance. Au centre à l'arrière-plan : analyseur de réseau vectoriel HP 8753C avec *S-parameter test set* HP 85047A ayant servi à effectuer de nombreuses mesures sur le duplexeur. Photo : ON4IJ.

Le DR-1X est raccordé sur les entrées du duplexeur (RX et TX) et la sortie du duplexeur (Antenne) est raccordée à l'entrée d'un atténuateur de puissance par l'intermédiaire d'un « Iso-T » (*Sampler*) Cellwave dont le couplage est de -48 dB à 145 MHz. Un générateur HF est raccordé à la branche de couplage du *Sampler* (Iso-T). La sortie de l'atténuateur de puissance est raccordée à l'entrée d'un analyseur de spectre (voir schéma-bloc à la figure suivante). Le CTCSS du DR-1X est temporairement désactivé et la puissance du PA est paramétrée à 50 W.

Un *Z-Matcher* est placé sur la ligne TX du DR-1X en étant directement raccordé sur le connecteur type N de la sortie TX sur la face arrière du DR-1X. Le *Z-Matcher* a été préalablement réglé sur un analyseur de réseau vectoriel (nous reviendrons plus loin dans cet article pour le *Setup* de mesure et la procédure de réglage du *Z-Matcher*).

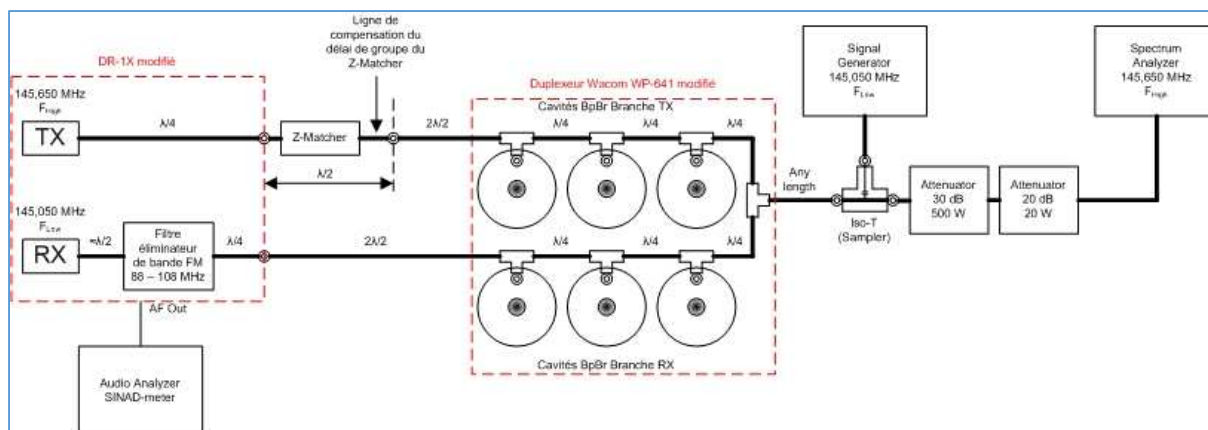


Fig. 134 : Schéma-bloc du *Setup* de mesure pour les tests finaux du répéteur ON0LG VHF. Graphisme : ON4IJ.

Qu'est-ce qu'un « Iso-T » (*Sampler*) ?

Il s'agit d'une portion de ligne de transmission coaxiale, la plus courte possible, pour que cette portion de ligne n'influence le dispositif sous test que d'une manière négligeable (l'allongement de la ligne de transmission est négligeable). Au milieu de cette portion de ligne coaxiale (principale), il y a une branche médiane, comme celle d'un « Té » coaxial. L'âme centrale de la branche médiane (ligne auxiliaire) n'est pas raccordée directement sur l'âme centrale de la ligne principale : le conducteur central de la ligne auxiliaire est interrompu de manière à former une faible capacité entre l'extrémité de l'âme centrale de la ligne auxiliaire et l'âme centrale de la ligne principale. En quelque sorte, l'âme centrale de la ligne auxiliaire est « isolée » (isolation galvanique) de l'âme centrale de la ligne principale par une capacité.

On appelle ainsi ce dispositif un « Iso-T » car il s'agit d'un « Té » coaxial, mais dont la branche médiane (ligne auxiliaire) est isolée de la ligne principale. Ce dispositif peut aussi être appelé un « *Sampler* » (littéralement « échantillonneur »). Il s'agit donc d'un coupleur, mais qui n'est pas directionnel. Il s'agit ici d'un coupleur du type capacitif et non pas du type électromagnétique (avec boucle de couplage à la place d'une capacité de couplage).

Un « Iso-T » permet de prélever une partie infime de la puissance qui est véhiculée dans la ligne principale, quel que soit le sens des ondes progressives dans cette ligne principale. Comme il s'agit d'un dispositif complètement passif, celui-ci est réversible, c'est-à-dire qu'à la place de prélever un signal de la ligne principale vers la ligne auxiliaire, on peut tout aussi bien injecter un signal par la ligne auxiliaire pour qu'une partie de la puissance de ce signal se retrouve superposé à celui qui est véhiculé par la ligne principale sans distinction du sens des ondes progressives.

Certains modèles de « Iso-T » ont un « degré » ou « taux » de couplage réglable par une bague mécanique avec un pas de vis, ce qui permet de modifier la valeur de la capacité entre la ligne auxiliaire et la ligne principale. Le réglage de la bague permet, à la façon d'un « plongeur », de rapprocher ou d'éloigner l'extrémité de l'âme centrale de la ligne auxiliaire vis-à-vis de l'âme centrale de la ligne principale.

Le degré de couplage (*Coupling*) de la ligne auxiliaire à la ligne principale d'un « Iso-T » ou *Sampler* s'exprime en dB.

Dans tous les cas, le degré de couplage d'un « Iso-T » doit être mesuré à la fréquence de travail et selon le réglage du degré de couplage, par exemple au moyen d'un analyseur scalaire ou vectoriel. On raccorde la sortie de l'analyseur à une extrémité de la ligne principale ; l'autre extrémité de cette ligne est raccordée à une charge étalon. L'entrée de l'analyseur est raccordée à la ligne auxiliaire du « Iso-T ». Il y a lieu de tenir compte des pertes de la ligne coaxiale (en général un câble BNC-BNC) qui raccorde la sortie de la ligne auxiliaire vers le dispositif de mesure, cela à la fréquence de travail.



Fig. 135 : « Iso-T » Microlab FXR HZ-10N à couplage réglable. Source : Datasheet HY-10N et HZ-10N Microlab FXR, a Wireless Telecom Group Company, 25 Eastman Road, Prisspany, NJ 07054, USA.



Fig. 136 : « Iso-T » à couplage réglable Coaxial Dynamics (modèle équivalent à celui du constructeur Bird Technologies). Photo : ON4IJ.



Fig. 137 : « Iso-T » à couplage fixe Cellwave. Le degré de couplage a été mesuré au moyen d'un analyseur à la fréquence de 145,050 MHz en tenant compte de l'atténuation du câble coaxial BNC-BNC HP 8120-1840 de raccordement entre la sortie de la branche auxiliaire du « Iso-T » et l'entrée de l'appareil de mesure. Photo : ON4IJ.

Procédure de test et vérification de l'absence de désensibilisation du répéteur avec le duplexeur utilisé et d'un rapport de protection donné ; vérification de l'absence de *Spurious* à l'émission lorsque le PA du DR-1X est directement raccordé sur le duplexeur :

Cette procédure est magnifiquement bien décrite par HB9UF (« *Desense Testing* ») sur Youtube au lien suivant (Many thanks to HB9UF USKA UHF Group and to Peter HB9DWW) :

<https://www.youtube.com/watch?v=JSmjVVsnWHA&t=1057s>

Cette vidéo a une durée de 23 minutes et est en anglais. Je vous recommande de la visionner de bout en bout : tout y est bien expliqué dans les moindres détails.

Nous avons repris la même idée pour la procédure de test de sensibilité du répéteur ON0LG VHF raccordé sur le duplexeur Wacom WP-641 à 6 cavités et pour la vérification de l'absence de désensibilisation du répéteur lorsque celui-ci passe en émission. La seule différence est que nous avons placé le *Sampler* « Iso-T » non pas sur la branche RX entre la sortie RX du duplexeur et l'entrée RX du répéteur : nous avons préféré placer le « Iso-T » à la sortie « antenne » du duplexeur juste avant l'entrée de l'atténuateur de puissance. Cette méthode est préférée, entre autres, par les radioamateurs américains parmi les experts en matière de construction de répéteurs.

On pourrait controverser le fait de placer le « Iso-T » à la sortie du duplexeur. En effet, le « Iso-T » va nous permettre d'injecter un signal (à partir d'un générateur HF) sur la fréquence RX à la sortie « antenne » du duplexeur afin « d'ouvrir » le répéteur, c'est-à-dire dans le but d'activer son signal d'émission lorsque celui-ci reçoit un signal (à la réception). Mais, lorsque le répéteur commence à émettre, comme le « Iso-T est un dispositif passif réversible, un signal à la fréquence TX va rentrer vers la sortie du générateur HF accordé sur la fréquence RX. Il pourrait donc se produire un effet d'intermodulation entre les signaux RX et TX au niveau de la sortie du générateur HF ou bien une destruction de l'étage de sortie du générateur HF lui-même.

Rassurez-vous : le couplage d'un « Iso-T est très faible : de l'ordre de -50 dB (-48 dB dans le « Iso-T » Cellwave que nous avons utilisé). Si la puissance du PA du répéteur est de 50 W, c'est-à-dire de +47 dBm, après un couplage de -48 dB, on récolte un signal TX de +47 dBm - 48 dB = -1 dBm (moins de 1 mW) qui sera réinjecté vers la sortie du générateur HF. Un signal d'une puissance en dessous de 0 dBm ne peut pas provoquer la destruction de l'étage de sortie d'un générateur HF. Pour votre information, le générateur HF que nous utilisons (HP 8662A) dispose d'une protection pour des signaux « rentrants » (*Reverse Power Protection*) d'une valeur de 30 W (+45 dBm) !

Si un phénomène d'intermodulation devait se produire dans l'étage de sortie du générateur HF, cela pourrait directement être observé sur le signal TX qui est mesuré sur l'analyseur de spectre placé à la sortie de l'atténuateur de puissance raccordé à la sortie du duplexeur.

Dans les tests que nous avons menés, nous n'avons constaté aucune désensibilisation du répéteur DR1X, ni phénomène d'intermodulation, ni même la présence du moindre *Spurious* sur le signal d'émission lorsque le DR-1X est raccordé directement sur le duplexeur Wacom WP-641 modifié avec six cavités.

Quand une installation radiofréquence fonctionne bien, un radioamateur doit être à même d'en expliquer les raisons les plus tangibles :

Plusieurs facteurs contribuent à ce que l'installation soit suffisamment robuste pour fonctionner d'une manière optimale :

- Utilisation d'un duplexeur performant offrant un rapport de protection largement suffisant (de 103 dB à 105 dB) ;
- Bonne gestion de la longueur des câbles coaxiaux de liaison entre les cavités du duplexeur (quarts d'onde en tenant compte du facteur de raccourcissement de ceux-ci par les boucles de couplage) ;
- Bonne gestion de la longueur des câbles coaxiaux entre le *rack* répéteur et le duplexeur en multiple impair de quarts d'onde en tenant compte des liaisons coaxiale interne au DR-1X : l'impédance complexe vue à la sortie du PA du DR-1X et offerte par l'entrée du duplexeur après un multiple impair de quarts d'onde suit ainsi de près un cercle à résistance constante sur l'abaque de Smith (mesures S_{11} effectuées au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel) ; Le PA est ainsi placé dans une situation inconditionnellement stable (*Rollett Stability Factor K*) ;

- Utilisation d'un *Z-Matcher* à la sortie du PA TX du DR-1X pour adapter d'une manière optimale l'ensemble formé par l'antenne, le *feeder* avec la longueur qu'il a, le duplexeur et comment il se comporte au point de vue de l'impédance complexe à ses entrées et en outre une ligne coaxiale de compensation du délai de groupe du *Z-Matcher* ;
- Remplacement des liaisons coaxiales internes d'origine du DR-1X en RG58/U d'origine par des liaisons en câble coaxial à isolant téflon et à double blindage avec conducteurs en cuivre argenté (RG400/U) ; l'excellent rapport de protection du duplexeur performant pourrait être dégradé à cause de liaisons en câble coaxial à simple blindage ; ces câbles ont donc été remplacés ;
- Utilisation généralisée de connecteurs type N de qualité professionnelle ; élimination d'office des connecteurs du type UHF (PL) ;
- Insertion d'un filtre éliminateur de bande de radiodiffusion FM 88 - 108 MHz à haute réjection de la bande non désirée (-75 dB) et faibles pertes d'insertion (-1,3 dB), cela pour éviter la désensibilisation du RX avec un signal hors bande d'une puissance excessive (blocage du récepteur) ;
- Amélioration de la fiabilité de la ventilation forcée du *rack* DR-1X par raccordement direct des ventilateurs d'origine sur l'alimentation principale de 13,8 V.

Toutes ces améliorations cumulées contribuent donc au fonctionnement correct d'un répéteur : « *Quality is never an accident* » (la qualité n'arrive jamais par accident).

Réglages du *Z-Matcher* :

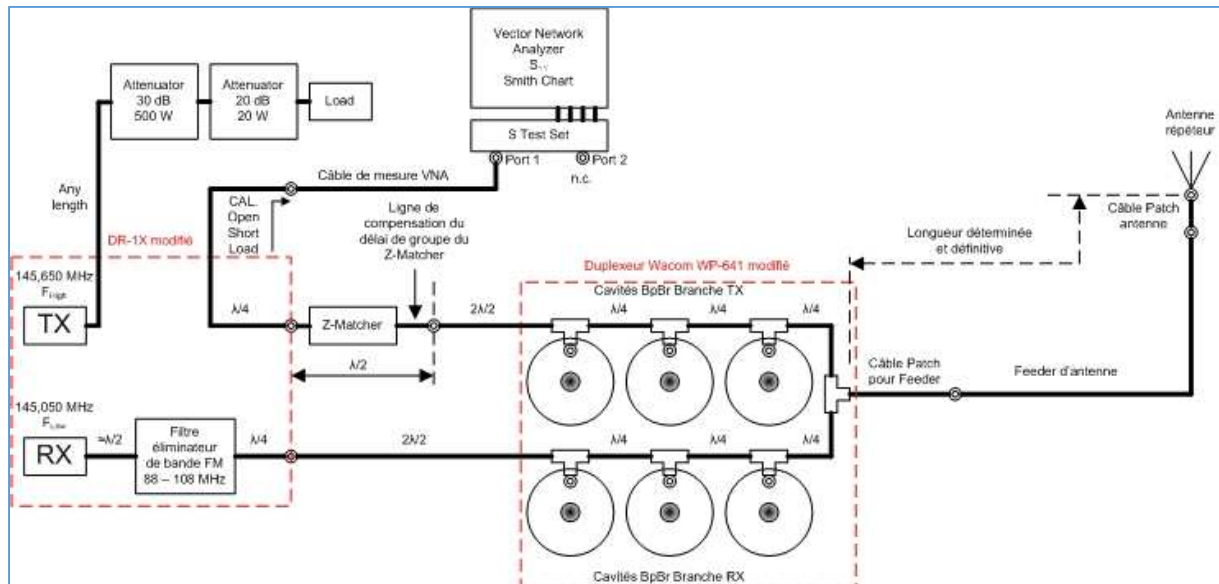


Fig. 138 : *Setup* de mesure pour le réglage sur site du circuit d'adaptation *Z-Matcher*. Graphisme : ON4IJ.

Pour effectuer le réglage du *Z-Matcher* sur site, il faut ouvrir le couvercle du coffret du DR-1X pour avoir accès à la connexion type N juste à la sortie du PA du bloc HF TX sur le câble de liaison interne d'une longueur d'un quart d'onde.

En effet, c'est à cet endroit précis que l'impédance complexe doit être mesurée avec l'ensemble formé par l'antenne, le *feeder*, le duplexeur, le Z-Matcher et de tous les câbles coaxiaux des liaisons entre les sous-ensembles, y compris le câble coaxial de liaison interne entre le PA et la face arrière du DR-1X.

La sortie du PA est évidemment raccordée sur une charge fictive ou sur un atténuateur de puissance. Le DR-1X peut alors être mis sous tension ; ainsi l'impédance de charge à la sortie RX du duplexeur est chargée par l'impédance 50 Ω de l'entrée de la partie RX du répéteur (par l'intermédiaire du filtre RX éliminateur de la bande FM 88-108 MHz). On peut éventuellement faire plus simple : raccorder une charge étalon à la sortie RX du duplexeur car cela ne va pas influencer la précision des mesures ; à la fréquence TX, la branche RX du duplexeur sera complètement « transparente » à la fréquence TX. Ainsi, substituer l'impédance de l'entrée du récepteur, telle qu'elle est, par une charge étalon, cela ne va pas altérer la précision des mesures.

L'analyseur de réseau vectoriel (VNA) est paramétré sur une fréquence centrale de 145,350 MHz (moyenne arithmétique de la fréquence TX 145,650 MHz et RX 145,050 MHz du répéteur) et le calibre d'étalement en fréquence (*Span*) est paramétré sur 2 MHz. La plage de mesure en fréquence est donc ici comprise entre 144,350 MHz et 146,350 MHz. Le type de mesure est paramétré sur le coefficient de réflexion (S_{11}) et le format d'affichage de mesure est paramétré sur l'abaque de Smith.

Le VNA est ensuite calibré sur le premier port de mesure (S_{11} *One Port CAL*) à la sortie du câble de mesure du VNA où l'on aura pris le soin d'y raccorder un adaptateur en « I » femelle-femelle (cet adaptateur fait à présent partie intégrante du câble de mesure du VNA). Le calibrage du VNA est effectué au moyen d'un calibre « *Open* », « *Short* » et « *Load* ». Deux marqueurs de fréquences sont activés sur le VNA : le premier sur la fréquence TX du répéteur, le deuxième sur la fréquence RX.

Le connecteur type N mâle du quart d'onde interne au DR-1X est à présent raccordé sur l'adaptateur type N femelle-femelle à l'extrémité du câble de mesure du VNA calibré. On peut maintenant procéder au réglages du Z-Matcher » en agissant sur les deux condensateurs variables de celui-ci. On constatera que le premier condensateur variable permet de corriger la partie réelle de l'impédance complexe de la charge (antenne, *feeder*, duplexeur, etc.) et que le second condensateur variable permet de corriger la partie imaginaire de la charge. C'est la raison pour laquelle l'affichage du VNA est paramétré sur l'abaque de Smith. Par réglages successifs, on amène le lieu géométrique de l'impédance complexe, là-où est placé le marqueur à la fréquence TX juste au centre de l'abaque de Smith. Pour améliorer la précision des réglages, on peut paramétrer le fond d'échelle de l'affichage de l'abaque de Smith sur un calibre inférieur à celui d'une unité de mesure (par exemple 200 milli-unité à fond d'échelle).

Vérification du SWR dans le feeder d'antenne après réglages du Z-Matcher :

L'élément coupleur directionnel d'un SWR-mètre (ROS-mètre) est placé à la sortie du duplexeur juste avant l'atténuateur de puissance (l'atténuateur de puissance est raccordé à une charge étalon) dans le cas de mesures en laboratoire ou bien juste avant l'entrée du *feeder* de l'antenne dans le cas de mesures sur site. Le coupleur peut indistinctement être placé avant ou après le « Iso-T » qui permet d'injecter un signal RX pour « ouvrir » le répéteur. Sur site, on peut enlever le « Iso-T » et « ouvrir » le relais au moyen d'un *transceiver* portable.



Fig. 139 : De droite à gauche, coupleur directionnel d'un ROS-mètre (Rohde & Schwarz NAS-Z5), « Iso-T » (Cellwave), atténuateur de puissance (Bird 500-WA-FFN-30), atténuateur (Narda 766-20) et charge étalon (HP 908A). Photo : ON4IJ.

Si vous avez bien réglé le *Z-Matcher* à la sortie du TX, alors, vous devez vérifier au moins deux mesures :

- La puissance de l'onde directe doit correspondre à celle du PA du répéteur (selon son paramétrage de puissance) moins les pertes d'insertion du duplexeur (de l'ordre de 2,5 à 3 dB) ;
- Le SWR doit avoir une valeur proche de 1,05:1, c'est-à-dire que l'onde réfléchie doit avoir un minimum de puissance.

Pour un DR-1X paramétré à une puissance de 50 W et avec un duplexeur dont les pertes d'insertion sont comprises entre 2,5 dB et 3 dB, vous devez mesurer une puissance comprise entre 25 W et 28 W (selon la précision de mesure de votre appareil). L'aiguille du galvanomètre de la mesure de la puissance de l'onde réfléchie doit approcher le zéro, ou bien, la mesure du SWR doit approcher la graduation d'un rapport de 1,05:1.

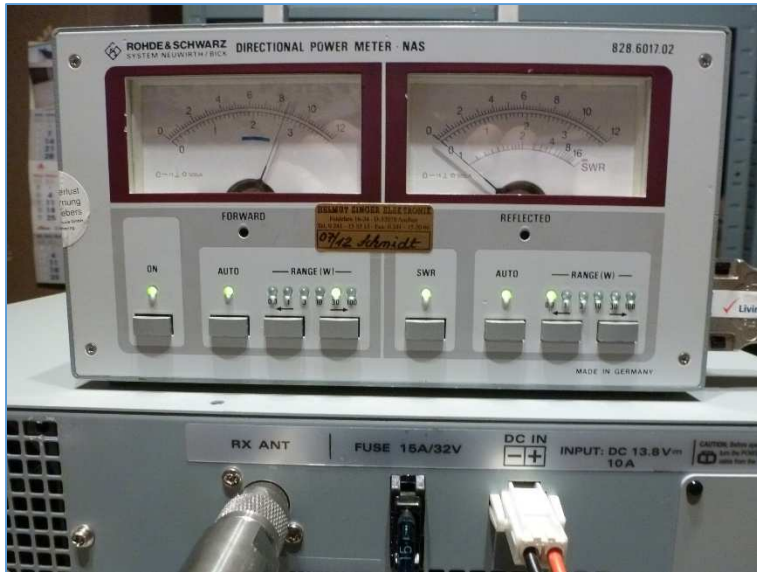


Fig. 140 : Mesure d'un SWR optimal avec un Z-Matcher » correctement réglé sur la branche TX d'un répéteur. Ici la puissance de l'onde directe est de 27 W (après le duplexeur) et le SWR est très proche de 1,05:1. Photo : ON4IJ.

Si par hasard, vous deviez expérimenter une mesure de puissance anormalement trop élevée ou anormalement trop faible, je vous invite à revérifier les conditions de réglage du *Z-Matcher* ou bien de revérifier les conditions des mesures.

Vous pouvez enfin effectuer un dernier contrôle : celui de la consommation en courant du *rack* répéteur lorsque celui-ci est en émission. Lorsque le PA est parfaitement adapté à la charge, le courant absorbé par celui-ci doit être d'une valeur minimale et comparable à celle qui est annoncée par le constructeur. Si la consommation du PA devait être excessive par rapport à la valeur d'intensité nominale, alors le PA risque de ne pas se situer dans des conditions optimales de fonctionnement.

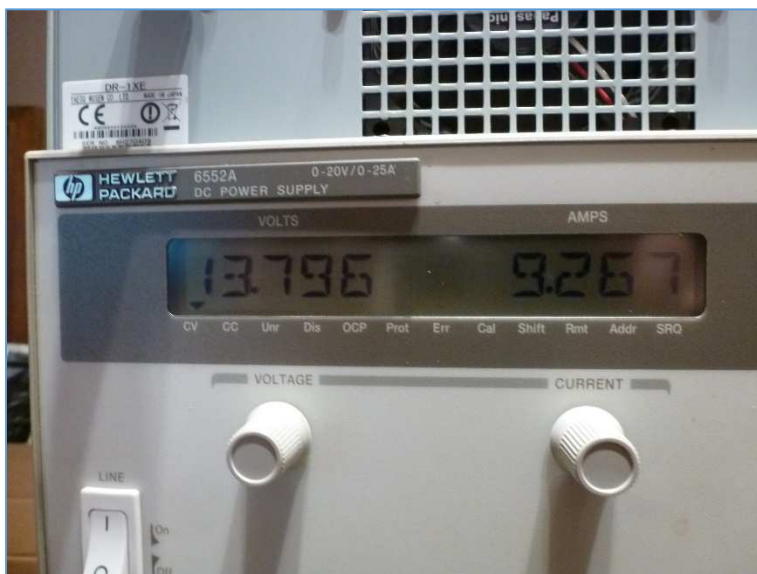


Fig. 141 : Vérification du courant de consommation du *rack* répéteur DR-1X lorsque celui-ci est en émission avec une puissance paramétrée à 50 W. La mesure de courant (effectuée sur une alimentation HP 6552A) sous une tension nominale de 13,796 V est ici de 9,267 A. Photo : ON4IJ.

Conditionnement du duplexeur pour l'installation sur site :

Pour que les six cavités du duplexeur reposent sur le sol sans que les fonds des cavités ne soient griffés, un socle en bois multiplex marin a été fabriqué avec quatre gros pieds en caoutchouc (arrêts de porte). La face supérieure du socle est revêtue d'une feuille en caoutchouc synthétique du type EPDM (éthylène-propylène-diène-monomère) d'une épaisseur de 2 mm sur laquelle les fonds des cavités viennent reposer. L'ensemble du duplexeur est fixé au socle en bois par l'intermédiaire de quatre équerres en acier galvanisé qui sont boulonnées sur les barreaux en aluminium de fixation des cavités entre-elles.



Fig. 142 : Socle en bois avec pieds en caoutchouc pour la pose des cavités du duplexeur. Photo : ON4IJ.



Fig. 143 : Idem figure précédente avec feuille EPDM appliquée sur le dessus du socle en bois. Photo : ON4IJ.

Des étiquettes de signalisation ont été attachées sur les points sensibles de réglage du duplexeur : sur les tiges de réglage des noyaux plongeur passe-bande et sur les *Stubs Notch*. Des marquages de repères ont été appliqués à chaque extrémité des câbles coaxiaux de liaison.



Fig. 144 : Étiquettes de signalisation placées sur les réglages sensibles des cavités du duplexeur. Le duplexeur est fixé au socle en bois par des équerres boulonnées sur le barreau en aluminium de fixation des cavités. Photo : ON4IJ.

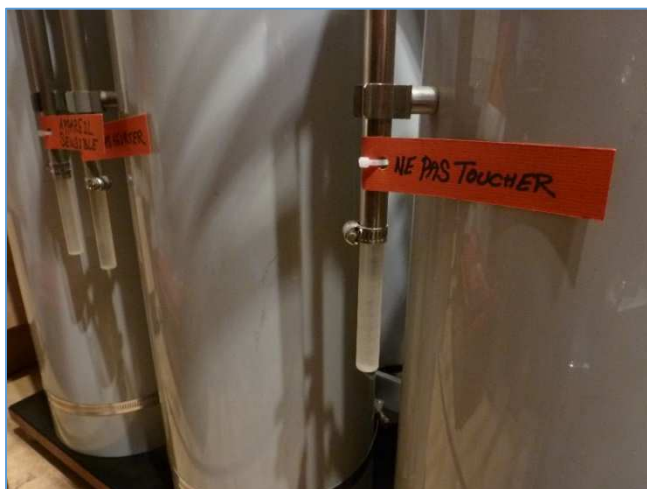


Fig. 145 : Étiquettes de signalisation placées sur les *Stubs* des cavités. Photo : ON4IJ.

Le grand jour est enfin arrivé : la remise en service de ON0LG VHF le 23.04.2019

Après presque une année entière (depuis mai 2018) de recherches en matériel et d'apprentissage en savoir-faire sur l'art des technologies des répéteurs, les éléments du répéteur ON0LG VHF sont QRV et remis en service ce mardi 23.04.2019.

Le matériel et les appareils de mesure sont donc acheminés sur site sur les sommets de Seraing (JO20SN).



Fig. 146 : Transport délicat du duplexeur Wacom WP-641 transformé avec 6 cavités pour le répéteur ON0LG VHF. Photo : ON4IJ.



Fig. 147 : Duplexeur, rack répéteur, appareils de mesure et outillage pour la remise en service de ON0LG VHF préparés dans le hall d'entrée du building à Seraing où est situé ce relais de Liège. Photo : ON4IJ.



Fig. 148 : Entrée du *shelter* sur la toiture de la « Tour Europe » à Seraing (JO20SN) où se situent les électroniques des répéteurs ON0LG VHF et ON0LG UHF. Photo : ON4IJ.



Fig. 149 : Paul ON6DP (à droite) et Jean-François ON4IJ (à gauche) à côté de l'armoire électronique lors de la remise en service du répéteur ON0LG VHF. On peut observer au premier tiers en hauteur de l'armoire électronique les deux DR1X (VHF et UHF), le duplexeur UHF et l'alimentation 13,8 V. Photo : Julian.



Fig. 150 : Un analyseur de réseau vectoriel est mis en batterie pour le réglage du circuit d'adaptation *Z-Matcher* placé à la sortie TX du rack répéteur. L'analyseur vectoriel est calibré sur le 1^{er} port de mesure au moyen de trois calibres (*Short, Open, Load*). La mesure du S_{11} s'effectue sur l'abaque de Smith afin de permettre un réglage précis de la partie résistive et de la partie réactive de l'impédance de l'ensemble formé par le duplexeur, les câbles de liaison, le *feeder* et l'antenne placée sur site. Photo : ON4IJ.



Fig. 151 : Le duplexeur est installé derrière l'armoire électronique. Les câbles de liaison, tous repérés, sont raccordés vers le *rack* répéteur et vers le *feeder* d'antenne. Photo : ON4IJ.

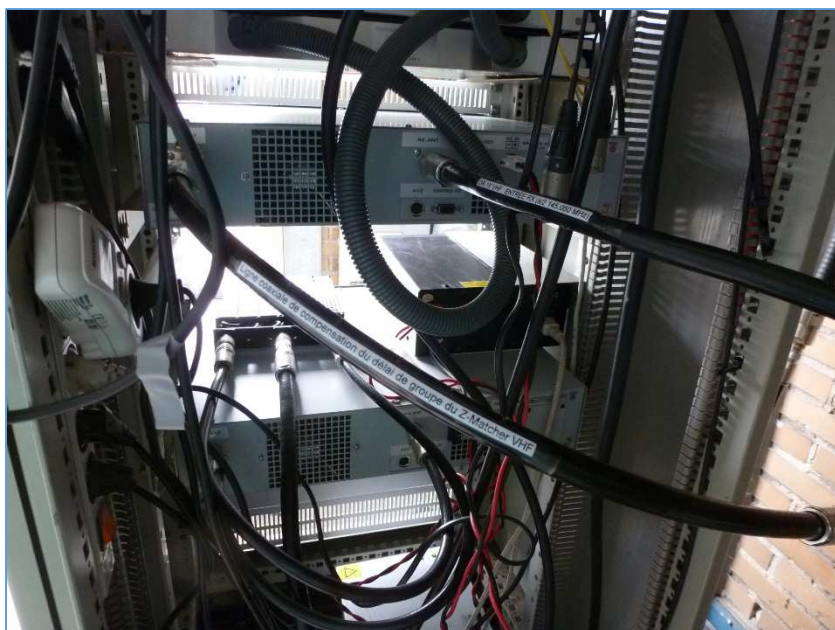


Fig. 152 : Les câbles coaxiaux des liaisons sont tous repérés en texte clair entre le *rack* répéteur et le duplexeur ainsi qu'entre celui-ci et le *feeder* d'antenne. Photo : ON4IJ.



Fig. 153: Vue de détail sur les deux antennes X50N bi-bandes des répéteurs ON0LG VHF (en dessous) et UHF (au-dessus). Photo : ON4IJ.



Fig. 154 : Relevé de la pureté spectrale d'émission du répéteur par Jean-François ON4IJ. Photo : Julian.



Fig. 155 : Test fonctionnel du répéteur par Paul ON6DP en QSO avec Albert ON5AM dans le mode FM analogique et dans le mode C4FM numérique au moyen d'un *transceiver* portable. Photo : Julian.

Mesures effectuées sur site pour le réglage d'impédance de l'ensemble formé par le duplexeur, les câbles de liaison, l'antenne et son *feeder* à la sortie TX du répéteur

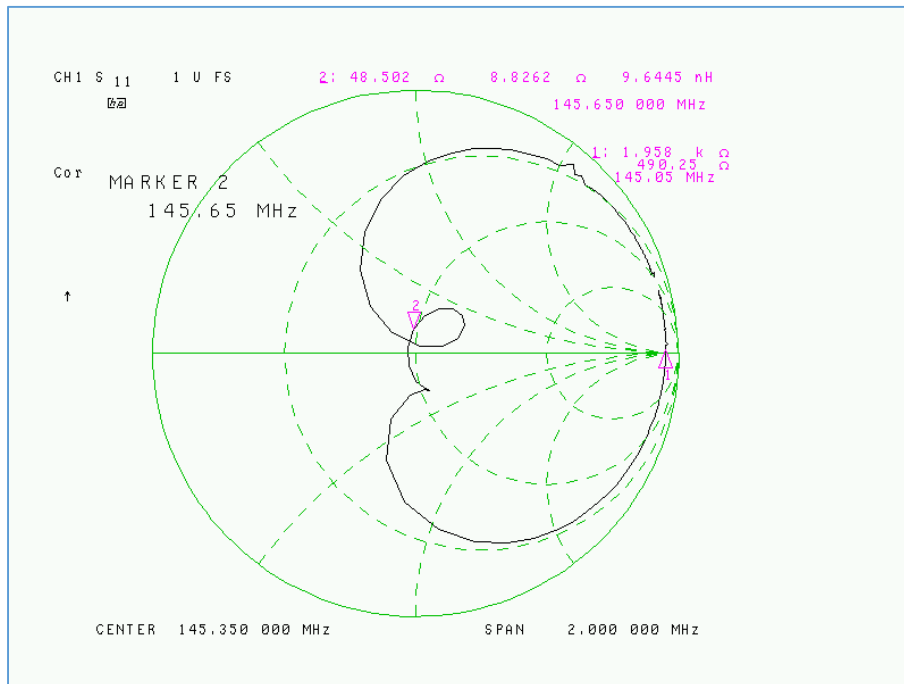


Fig. 156 : Relevé de l'impédance de l'ensemble formé par le duplexeur, l'antenne, son *feeder* et les câbles coaxiaux de liaison avant l'insertion du circuit d'adaptation *Z-Matcher*. Cliché : ON4IJ.

On peut remarquer sur le cliché de mesure relevée et illustrée à la figure ci-dessus que l'impédance de tout le système, à la fréquence TX 145,650 MHz est déjà très proche du centre de l'abaque de Smith. Ici, on peut lire une partie réelle de l'impédance de 48,5 Ω et une partie imaginaire de 8,8 Ω .

On peut aussi constater que la forme du lieu géométrique de l'impédance en fonction de la fréquence présente une légère anomalie en forme de « crolle » élargie (près du marqueur 2). On peut émettre l'hypothèse que les cavités auraient subi un très léger dérèglement pendant le transport. Ceci reste à confirmer. Le transport d'un duplexeur VHF volumineux est délicat, mais celui-ci ne peut pas être effectué dans la pratique sans le moindre choc ou sans la moindre vibration. Un duplexeur VHF reste donc un élément électronique très sensible.

Toutefois, cette courbe d'impédance est parfaitement représentative d'un duplexeur avec des cavités bien accordées et avec des câbles de liaison quarts d'onde proches de l'optimal. Il nous reste donc à affiner le réglage de l'impédance de charge de tout l'ensemble qui se présente directement à la sortie du PA de la partie TX du répéteur au moyen du circuit d'adaptation *Z-Matcher* (voir ci-dessous).

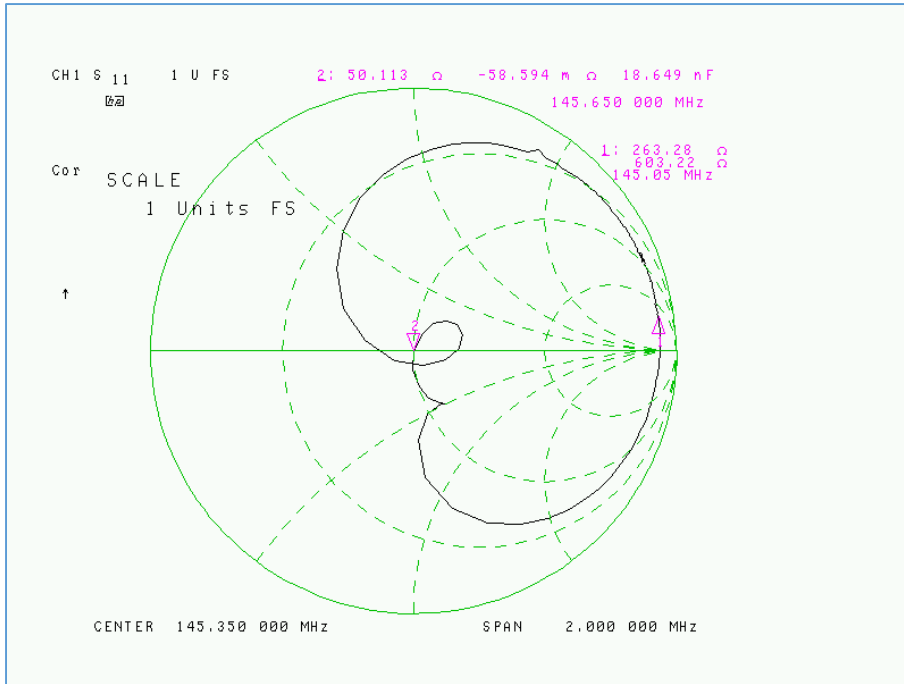


Fig. 157 : Idem figure précédente, mais après insertion et réglage du circuit *Z-Matcher* placé à la sortie TX du répéteur. L'impédance lue est de $50,1-j0,058 \Omega$. Cliché : ON4IJ.

Après réglage du *Z-Matcher*, l'impédance de charge présentée à la sortie directe du PA TX du répéteur est devenue optimale : partie résistive de $50,1 \Omega$ et partie réactive de $-0,058 \Omega$. Dans ces conditions, le PA du TX se retrouve dans des conditions similaires à celles d'un laboratoire de mesure ; tout se passe comme si le PA était raccordé sur une charge fictive d'impédance parfaite.

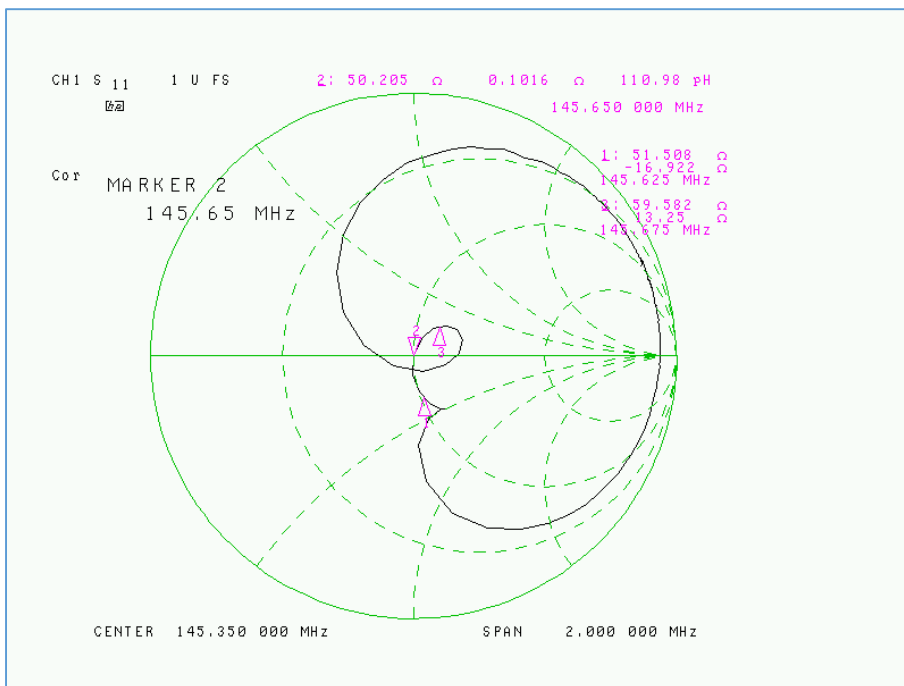


Fig. 158 : Idem figure précédente, mais avec deux marqueurs (n°1 et n°3) placés respectivement à -25 kHz et $+25 \text{ kHz}$ d'écart par rapport à la fréquence de la porteuse d'émission. Cliché : ON4IJ.

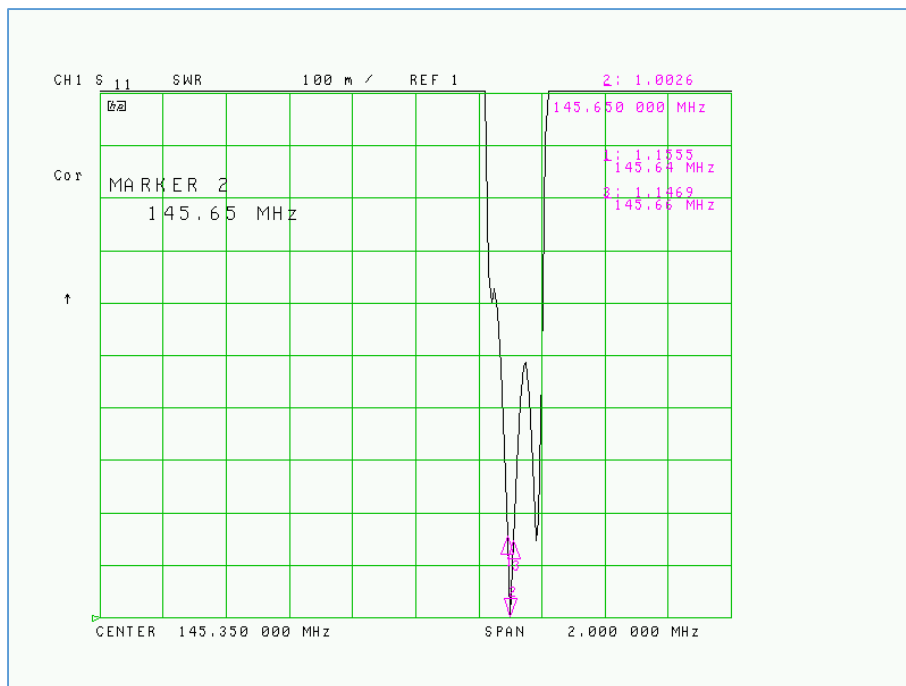


Fig. 159 : Rapport d'onde stationnaire mesuré à la sortie du PA TX sur la fréquence porteuse d'émission et respectivement à des écarts de -10 kHz et + 10 kHz par rapport à la fréquence porteuse. Cliché : ON4IJ.

Sur le cliché ci-dessus, on peut constater que le SWR est optimal à la fréquence porteuse avec une valeur de 1,0026:1. Aux bornes de l'occupation du canal (en pratique presque équivalentes aux bornes de la largeur de bande nécessaire à une modulation FM), le SWR mesuré est de 1,1555:1 à -10 kHz et de 1,1469:1 à +10 kHz par rapport à la fréquence porteuse. Dans ces conditions, que peut-on craindre pour le comportement à court terme et à long terme du PA du répéteur qui est paramétré avec une puissance de sortie radiofréquence de 50 W avec un DR-1X ?

Mesures de la pureté spectrale de l'émission du répéteur sur site :

Les mesures de la pureté spectrale, au moyen d'un analyseur de spectre n'ont révélé aucune présence du moindre *spurious* ou du moindre rayonnement non-essentiel. On peut donc entre autres confirmer que le PA du répéteur ON0LG VHF se trouve dans des conditions de très bonne stabilité en étant raccordé sur le duplexeur et sur l'antenne du relais VHF de Liège.

Conclusion :

La construction d'un répéteur VHF avec un Shift de -600 kHz est délicate et rien ne doit être laissé « au hasard » : tous les éléments techniques, théoriques, technologiques et pratiques viennent en ligne de compte.

Les nombreuses expérimentations sur un duplexeur nous ont permis d'acquérir une certaine expérience sur certains aspects critiques de la mise en œuvre d'un tel dispositif. Le but de cet article est de partager cette expérience dans le *Ham Spirit* des radioamateurs.

Beaucoup de concepts théoriques et aspects très pratiques ont été développés avec force détail dans cet article dans le souci d'être le plus complet possible sur le vécu d'expérience.

Enfin, le projet de l'installation et du bon fonctionnement d'un répéteur radioamateur est le fruit de toute une équipe de plusieurs OM's qui rassemblent leurs compétences et leur savoir-faire.



Fig. 160 : Voici l'équipe des OM's pour les relais radioamateurs de la province de Liège situés à Seraing, Retinne, Verviers et à Bois et Borsu. De gauche à droite : Tjardick ON5VDK, Paul, ON6DP, Robert ON4LRG et Jean ON4KJR tous présents devant les relais installés à Retinne. Photo : ON4IJ.

ANNEXE : caractéristiques du relais ON0LG VHF (avril 2019)

- Situation : Seraing JO20SN ;
- Fréquence de sortie TX : 145,650 MHz (canal RV52) ;
- Shift : -600 kHz ;
- Modulation : FM analogique + C4FM *Digital Voice* ;
- CTCSS FM analogique : 74,4 Hz ;
- C4FM : Room de Liège ;
- Puissance RF TX : 50 W ;
- Puissance à l'antenne : 25 W (en tenant compte des pertes d'insertion du duplexeur et du *feeder*) ;
- Antenne : polarisation verticale bi-bande VHF-UHF X50N
- Gain antenne : 4,5 dBi, c'est-à-dire 2,35 dBd ;
- Puissance apparente rayonnée : 43 W ;
- Altitude : 245 m AMSL ;
- Hauteur d'antenne par rapport au sol : 110 m ;
- Répéteur Yaesu DR-1X ;
- Duplexeur BpBr avec *Stubs* Wacom WP-641 modifié avec 6 cavités ;
- Filtre RX éliminateur de bande FM 88-108 MHz : -75 dB de réjection à 108 MHz, perte d'insertion de -1,3 dB à 145,050 MHz ;
- *Feeder* d'antenne : coax. 1/2 pouce, longueur d'environ 25 m ;
- Sensibilité de la partie réceptrice en FM analogique pour un rapport SINAD de 12 dB : -118 dBm en tenant compte des pertes d'insertion du duplexeur, du *feeder* d'antenne et du filtre RX éliminateur de bande FM 88-108 MHz (sans tenir compte du gain de l'antenne).

D'autres détails des caractéristiques du répéteur ON0LG VHF 145,650 MHz paraîtront sur le site Internet ON5VL.org, entre autres en ce qui concerne la Room de Liège pour la modulation C4FM, les codes DTMF pour le mode FM analogique, les autres modes des modulations numériques qui sont en préparation, les connexions Internet, etc.