

## Intégration et réglage de duplexeurs pour répéteurs UHF

Un relais de télécommunication radioamateur, aussi appelé répéteur, est une station radio automatique réceptrice et émettrice fonctionnant dans une seule bande de fréquence, généralement VHF, UHF ou SHF. Un transpondeur, quant à lui, émet et reçoit sur des bandes de fréquences différentes. Comme son nom le suggère, un répéteur (relais) reçoit une émission d'un radioamateur sur une fréquence (fréquence d'entrée du relais) et retransmet cette émission en temps réel sur une autre fréquence (fréquence de sortie du relais). Un relais (répéteur) est en général situé sur un point culminant du relief d'une région géographique pour permettre d'établir des télécommunications entre chaque point situé dans cette région et le relais, ce qui constitue la zone de couverture du répéteur. L'utilité d'un tel dispositif est d'offrir la possibilité d'établir des QSO entre tous les OM d'une région, même si ceux-ci n'ont pas toujours l'opportunité de disposer d'une installation d'antenne en altitude élevée ou avec des conditions de dégagement optimal, ce qui est particulièrement le cas pour des stations mobiles à bord de véhicules ou pour des *transceivers* portables. Les relais sont prévus pour des types de modulations dédiées : soit analogiques (par exemple NBFM) soit numériques (par exemple C4FM, DMR, Fusion, Packet-Radio, etc.). Ici nous vous présentons les réglages des duplexeurs des répéteurs UHF ON0RCA à Bastogne et ON0LG à Seraing.

### Pourquoi deux fréquences différentes ?

La raison est simple : comme un répéteur émet et reçoit en même temps afin de retransmettre un QSO en temps réel (en *Half Duplex*), il est impossible d'effectuer cette opération sur la même fréquence car la partie réceptrice du relais serait dans ce cas complètement saturée par l'émission de sa propre partie émettrice. Un relais fonctionne donc sur une fréquence d'émission différente de celle de réception. L'écart entre les deux fréquences (*shift* en fréquence) est déterminé par convention (IARU) en fonction de la bande sur laquelle le relais doit travailler, en fonction du type de modulation (analogique ou numérique) pour laquelle il est destiné et enfin en fonction du pays ou continent (région I ou région II) sur lequel le relais est installé.

### Comment raccorder une antenne (ou deux antennes) sur un répéteur ?

C'est là tout l'enjeu de l'installation d'un relais ! En effet, un répéteur est constitué d'un émetteur et d'un récepteur tous deux distincts et qui doivent fonctionner en même temps : pendant que le récepteur du relais reçoit l'émission d'un OM, l'émetteur de ce même relais doit émettre en même temps pour retransmettre le QSO en temps réel. Dans ces conditions, on peut imaginer que l'émetteur doit être raccordé sur sa propre antenne et qu'il en soit de même en ce qui concerne le récepteur. Oui, c'est plausible, et certains relais adoptent cette architecture. Toutefois, les antennes des relais doivent être du type omnidirectionnel pour assumer un rayonnement dans toute la zone de couverture de ceux-ci. On peut comprendre *de facto* le défi d'une telle installation en ce qui concerne le rayonnement de l'antenne d'émission vis-à-vis du signal utile que doit capter l'antenne de réception. Il en est de même en ce qui concerne les risques de saturation ou de désensibilisation de la partie réceptrice du relais en présence d'une émission de forte puissance à toute proximité et proche de la fréquence de réception.

À tout problème, il y a un ensemble de solutions !

Les relais sont pratiquement tous équipés d'antennes dont la polarisation est verticale. Ceci n'est pas un hasard car une antenne verticale constitue un dispositif d'aérien simple, facile et efficace à mettre en œuvre pour obtenir un diagramme de rayonnement parfaitement omnidirectionnel dans le plan azimutal. En observant le diagramme de rayonnement dans le plan d'élévation de ce type d'antenne, on constate la présence de deux « nuls » principaux situés dans l'axe longitudinal de celle-ci. Cela signifie que lorsqu'on place relativement entre elles deux antennes verticales distinctes en positions colinéaires (l'une au-dessus de l'autre dans le même axe), celles-ci ont une influence mutuelle minimale : dans un « nul » du diagramme de rayonnement, l'antenne d'émission rayonne très peu vers l'antenne de réception et cette dernière capte très peu le rayonnement d'une émission située dans un « nul » de son diagramme de rayonnement. Cette disposition de deux antennes distinctes peut apporter une solution à l'amélioration du rapport de protection entre le récepteur et l'émetteur d'un relais. Nous décrirons plus loin le cas de figure où le répéteur est équipé d'une seule antenne raccordée à l'émetteur et au récepteur par l'intermédiaire d'un duplexeur.

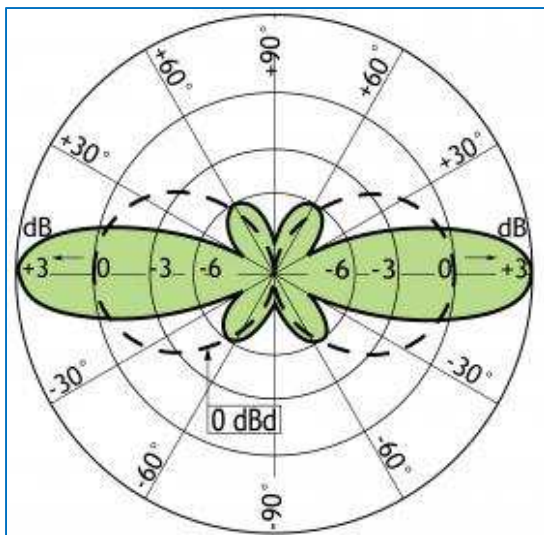


Fig. 1 : Diagramme de rayonnement dans le plan d'élévation d'une antenne verticale omnidirectionnelle d'un gain de 5 dBi (3 dBd). Source : Procom, Base Station and Marine Antenna, type CXL 70/3LW/1 (380-470 MHz). Sur ce diagramme, les traits discontinus représentent le diagramme d'un dipôle vertical d'un gain de 0 dBd pour comparaison. On observera sur cette figure les deux « nuls » principaux de l'antenne situés précisément sur l'axe vertical de l'antenne.

Que signifie le rapport de protection entre les parties émettrice et réceptrice d'un répéteur ?

L'étage d'entrée HF de la partie réceptrice du répéteur va recevoir – il s'agit là d'une certitude ! – un certain niveau de signal non désiré en provenance de sa propre partie émettrice. Si ce niveau de signal est trop élevé, il risque de se produire plusieurs phénomènes qui vont entraver le bon fonctionnement de l'étage entrée HF du récepteur du relais. Il y a donc lieu de diminuer le niveau de ce signal d'émission présent à l'entrée du récepteur par une série de dispositifs que nous allons examiner.

Le rapport de protection du répéteur, exprimé en dB, est donc le rapport entre la puissance du signal d'émission et la force de ce même signal réellement présent à l'entrée HF du récepteur du relais. Pour qu'un répéteur fonctionne d'une manière optimale, ce rapport de protection doit être de l'ordre de grandeur de plusieurs dizaines de dB et, dans certains cas, doit atteindre un rapport proche de 120 dB, ce qui constitue un véritable défi technologique.

Pourquoi un récepteur, aussi sélectif soit-il, devrait-il être gêné par une émission d'une fréquence différente de celle de réception ?

Quelle que soit la technologie d'un récepteur, analogique (superhétérodyne à double ou triple changement de fréquence), ou numérique (SDR), le tout premier étage HF fait toujours partie d'un circuit amplificateur radiofréquence à large bande. Cette largeur de bande est généralement calibrée au moyen d'un filtre passe-bande situé avant le premier élément actif amplificateur HF (filtre présélecteur). La bande passante de ce filtre correspond à une bande de fréquence radioamateur. Par exemple, en UHF, la bande radioamateur en Europe est comprise entre 430 MHz et 440 MHz, ce qui constitue une largeur de bande de 10 MHz. Le filtre passe-bande du premier étage HF de certains types de récepteurs peut parfois être constitué d'un circuit oscillant réglable dont l'accord en fréquence s'effectue en même temps que celui du pilotage de la fréquence de réception. Dans le meilleur des cas, et avec une construction soignée, un circuit oscillant accordé sur une radiofréquence (et donc constitué d'une bobine de self induction et d'un condensateur variable) ne peut technologiquement bénéficier que d'une sélectivité limitée (voir figure 2). N'oublions pas que toute l'excellente sélectivité d'un récepteur OM repose pratiquement et uniquement sur la qualité et la cumulation des nombreux filtres en cascade (analogiques et parfois numériques) situés au niveau des chaînes amplificatrices à moyenne fréquence. Il n'en n'est donc pas de même en ce qui concerne exclusivement le premier étage HF d'un récepteur. C'est la raison pour laquelle, qu'on le veuille ou non, l'étage d'entrée d'un récepteur amplifie toujours un signal présent à son entrée même si celui-ci se situe sur une fréquence différente mais relativement proche de celle sur laquelle le récepteur est accordé. Retenez bien cela ! Enfin, ne confondez pas la notion de bande passante (à -3 dB) avec celle de la sélectivité (raideur de pente d'atténuation du circuit résonnant).

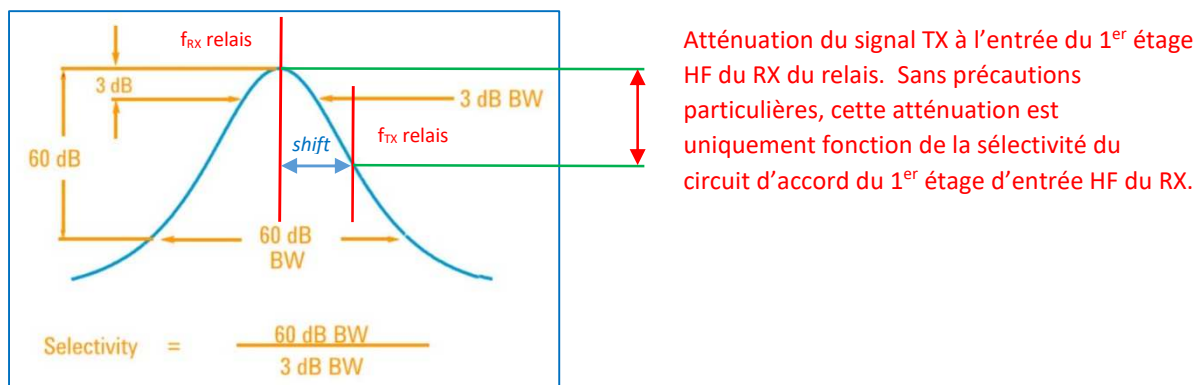


Fig. 2 : Expression de la sélectivité d'un filtre passe-bande. Source Agilent. Commentaire sur la relativement faible atténuation du signal d'émission du relais à l'entrée du récepteur de celui-ci en fonction de la sélectivité relativement faible du circuit résonnant du 1<sup>er</sup> étage d'entrée de ce récepteur.

Vous comprendrez à présent pourquoi le rapport de protection doit être particulièrement élevé pour des répéteurs à faible *shift* en fréquence, comme par exemple pour les relais VHF avec un *shift* de -600 kHz. Ce rapport de protection est moins critique par exemple pour des relais UHF avec un *shift* de -7,6 MHz.

Quels sont les phénomènes qui risquent d'entraver le bon fonctionnement d'un récepteur en présence d'un signal fort sur une fréquence proche de celle de sa fréquence d'accord ?

Nous graduons ces risques en fonction de la valeur croissante de l'amplitude du signal non désiré qui est amplifié par le 1<sup>er</sup> étage d'entrée HF du récepteur.

Le premier risque est de créer un phénomène d'intermodulation du troisième ordre dans le premier étage d'entrée du récepteur. L'amplificateur d'entrée sort de sa région linéaire d'amplification car il reçoit un signal d'une amplitude trop élevée. La conséquence de ce type d'intermodulation est de nuire à la réception des signaux utiles de faibles amplitudes qui peuvent être masqués par l'apparition de *spurious* qui sont créés lorsqu'un amplificateur sort de sa région linéaire d'amplification. Voir l'article sur les mesures scalaires, pages 36 et 38 ; cet article est disponible sur le site Internet ON5VL.

Le deuxième risque est une désensibilisation du récepteur qui devient incapable de recevoir un signal d'une amplitude confortable (S8 ou S9) dans des conditions normales de réception car il est en présence d'un signal d'amplitude trop élevée sur une fréquence proche de celle de réception.

Le troisième risque est un phénomène de blocage du récepteur qui devient incapable de recevoir un signal, même d'une amplitude élevée (S9++), car il est en présence d'un autre signal d'une amplitude excessive pour l'étage d'entrée HF.

Le quatrième risque est un phénomène de destruction irréversible de l'élément actif de l'étage d'entrée HF du récepteur (*damage level*).

Ce qui constitue donc le phénomène le plus critique pour la partie réceptrice d'un répéteur, c'est de rentrer dans une zone non linéaire d'amplification du 1<sup>er</sup> étage d'entrée HF et d'être sujet à de l'intermodulation du 3<sup>ème</sup> ordre. Comme les récepteurs ont une caractéristique d'IP3 donnée (point d'interception triple) qui n'est pas infinie, cela nous indique une première borne de valeur repère pour le signal d'amplitude maximale admissible par l'étage d'entrée HF d'un récepteur.

Pour garantir un fonctionnement optimal du récepteur on prendra des dispositions nécessaires qui sont bien plus sévères dans le rapport de protection afin de limiter l'amplitude du signal d'émission du répéteur qui sera présent à l'entrée de sa partie réceptrice : ce niveau d'amplitude devra se situer bien en dessous de celle qui provoque une compression de 1 dB du gain de l'étage d'entrée HF du récepteur. Ceci constitue donc une nouvelle borne de valeur repère d'amplitude de signal maximal admissible de l'émission du relais se retrouvant présente à l'entrée du 1<sup>er</sup> étage HF de la partie réceptrice de celui-ci. On peut donc en déduire le rapport de protection nécessaire tout en tenant compte de la caractéristique de sélectivité du filtre présent à l'entrée HF du récepteur du répéteur.

Les explications sur les notions d'intermodulations du 3<sup>ème</sup> ordre, IP3 et de compression de 1 dB sur le gain d'un amplificateur sortent du cadre de cet article. Nous invitons et recommandons vivement à nos lecteurs à se documenter sur ces sujets qui sont d'une importance primordiale sur les performances d'un récepteur radioamateur. Toutefois, nous reproduisons ci-après quelques figures qui donnent une bonne synthèse de ces notions.

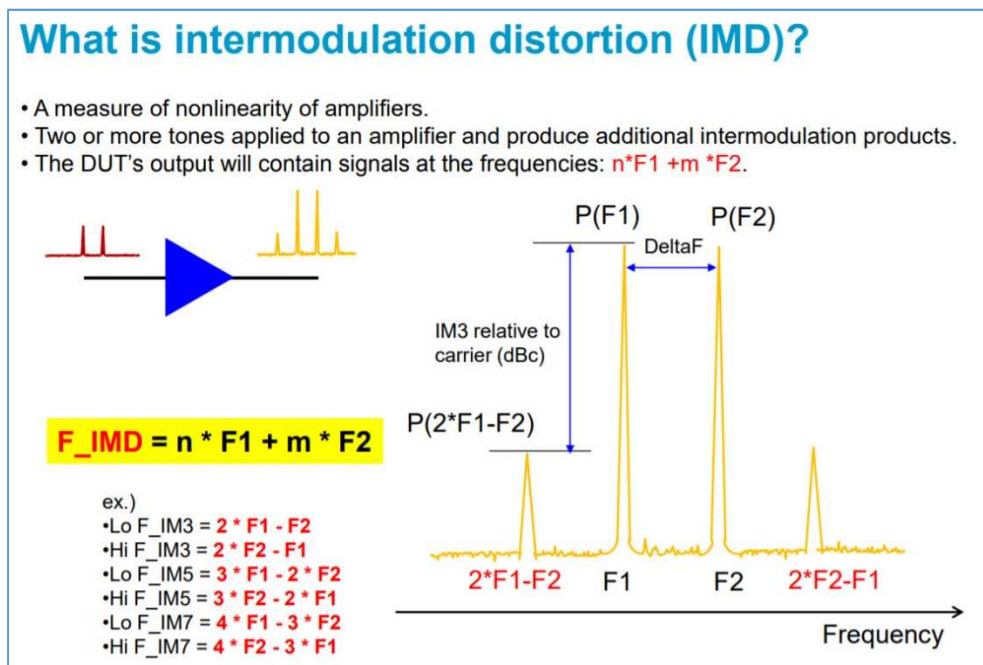


Fig. 3 : Origine de l'intermodulation due aux non linéarités d'un amplificateur. Source Agilent Technologies : IMD Measurement with E5072A ENA Series Network Analyzer, June 2012.

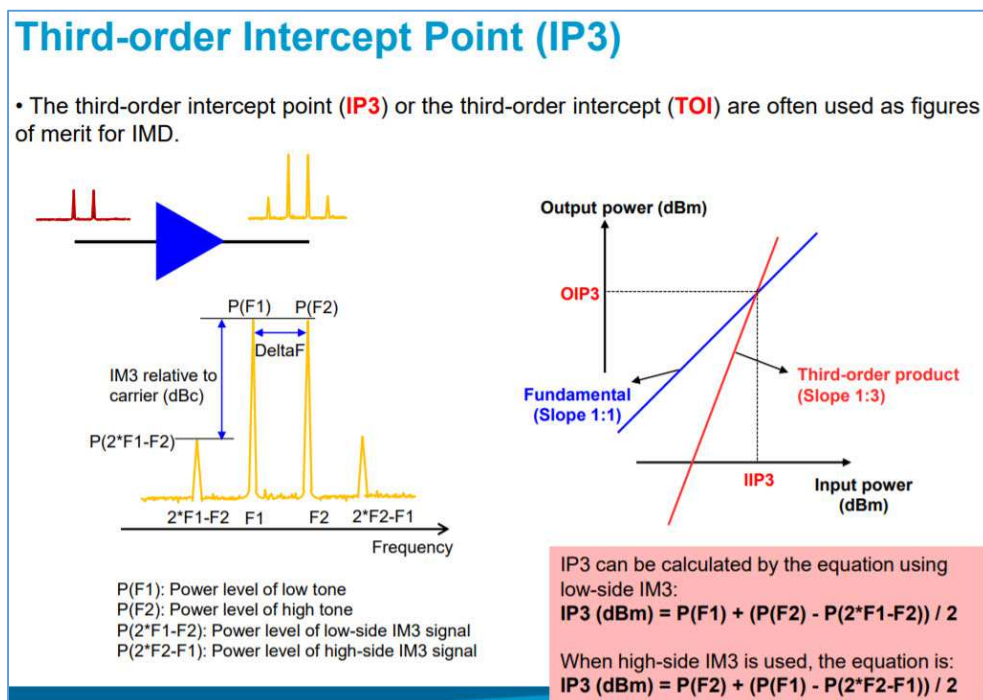


Fig. 4 : IP3, point d'interception triple d'un amplificateur. Source Agilent Technologies : IMD Measurement with E5072A ENA Series Network Analyzer, June 2012.

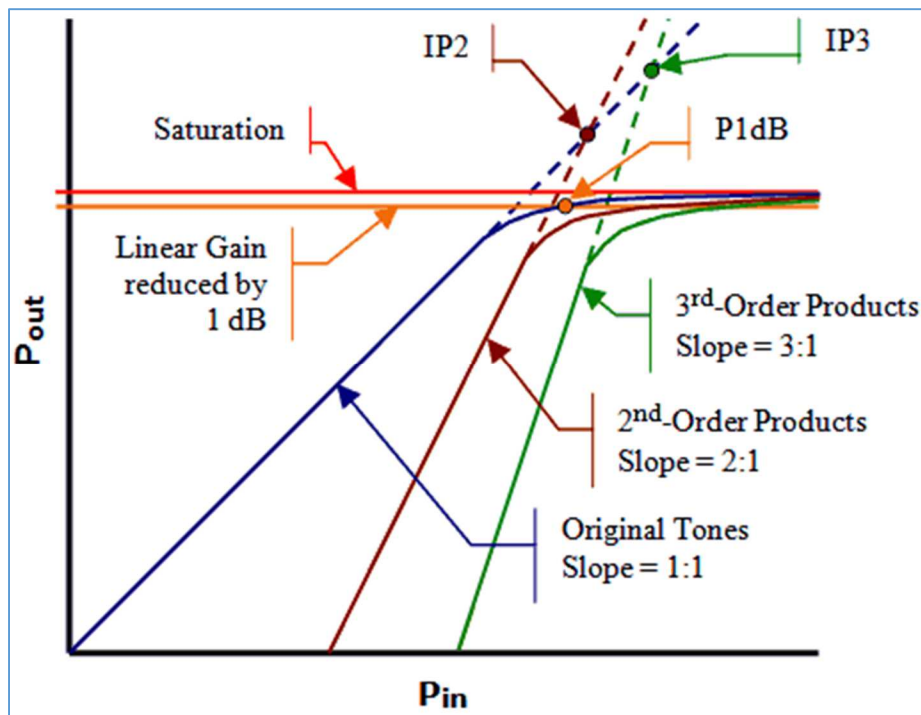


Fig. 5 : Point de compression 1 dB. Source : rfcafe.com.

Quels sont les dispositifs qui permettent d'établir un rapport de protection correct entre les parties émettrice et réceptrice d'un répéteur ?

Une seule réponse : des filtres passe-bande, des filtres éliminateurs de bande (*notch*) ou une combinaison de ceux-ci. Ces filtres devront être d'une qualité exceptionnelle en radiofréquence. Technologiquement, il n'y a qu'une seule exclusive de choix : il s'agit de cavités « quart d'onde » en cascade !

Les cavités constituent des circuits résonnants dont le facteur de qualité (facteur de surtension) est exceptionnellement élevé dans la conception de filtres en radiofréquence. En combinant des cavités en cascade, il y a moyen d'obtenir des filtres dont la sélectivité devient redoutable. Ces dispositifs sont volumineux et ne peuvent donc faire partie intégrante d'un récepteur ou d'un émetteur standard de fabrication commerciale ou de conception OM. En outre, le réglage des cavités est relativement critique et ne peut pas raisonnablement être intégré au pilotage de l'accord en fréquence d'un récepteur ou d'un émetteur classique. C'est la raison pour laquelle le groupe des cavités d'un répéteur fait partie d'un dispositif distinct, généralement sous la forme d'un *rack* externe au récepteur et à l'émetteur du relais.

Un assemblage de cavités en cascade peut offrir des performances tellement élevées que l'on peut envisager de raccorder l'émetteur et le récepteur d'un répéteur sur une seule antenne commune avec un seul *feeder*. Dans ce cas, un tel dispositif prend le nom de **duplexeur** (en anglais : *duplexer*). [Un *diplexeur* est destiné à raccorder deux émetteurs sur la même antenne, ne confondez pas].





Fig. 6 : Groupe de cavités en cascade d'un répéteur radioamateur. Source : Repeater N1BUG, Stickney Hill, Brownville, Comté de Piscataquis, état du Maine aux USA. Sur la partie de droite de cette photo, on peut observer deux cavités passe-bande. Lors des essais de ce répéteur, ces deux cavités ont été supprimées car elles n'apportaient aucune amélioration sur les performances du relais.

### Mais c'est quoi une cavité ?

Cela ressemble à une grosse bouteille de forme cylindrique avec une tige filetée sortant dans l'axe de celui-ci et avec à son extrémité un gros bouton moleté. Sur le sommet du cylindre se situe soit un seul connecteur coaxial soit deux connecteurs coax.

Une cavité est un résonateur quart d'onde de forme coaxiale qui est couplé à la ligne de transmission par l'intermédiaire d'un circuit de couplage. Le circuit de couplage peut prendre des formes diverses : soit une simple spire de fil conducteur constituant ainsi une bobine couplée au résonateur, soit un circuit L-C série dont la bobine est couplée au résonateur, soit un condensateur de liaison qui est directement raccordé au résonateur.

Pour les lecteurs assidus au site Internet ON5VL, vous pourrez relire l'article sur le sujet de l'abaque de Smith, spécifiquement dans la partie qui traite des Stubs, ou dans la 13<sup>ème</sup> présentation Power Point sur ce sujet où l'on vous explique comment mesurer la longueur d'onde électrique d'une portion de ligne de transmission. Vous serez ainsi déjà mieux familiarisés avec la notion de résonance d'un *Stub* quart d'onde en circuit ouvert. Une cavité n'est rien d'autre qu'un *Stub* quart d'onde en circuit ouvert et qui est couplé à une ligne de transmission.

Pour revenir sur terre, un résonateur quart d'onde n'est rien d'autre que l'équivalent d'un circuit oscillant L-C parallèle. Lorsqu'on couple une ligne de transmission à un circuit oscillant, celui-ci agit comme un filtre passe-bande ou comme un filtre éliminateur de bande selon la manière dont le circuit oscillant est couplé à la ligne de transmission : voir figures ci-dessous.

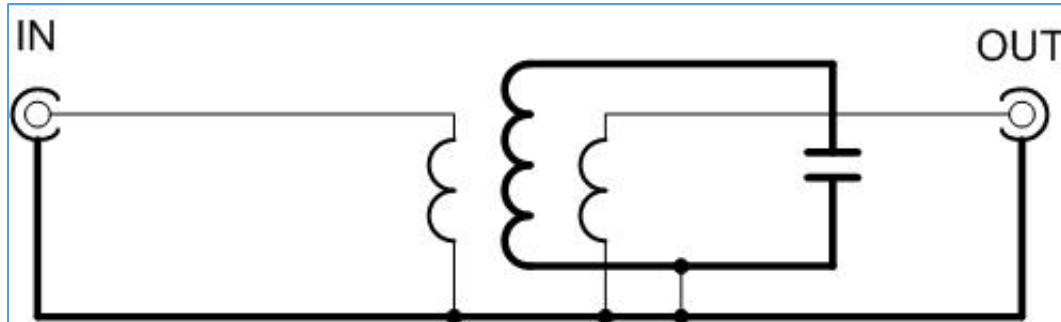


Fig. 7 : Circuit équivalent d'une cavité quart d'onde couplée en filtre passe-bande.

Dans la configuration d'une cavité filtre passe-bande, le circuit oscillant équivalent absorbe l'énergie du signal qui est appliqué à l'entrée et la restitue à la sortie mais uniquement sur la fréquence d'accord du circuit oscillant.

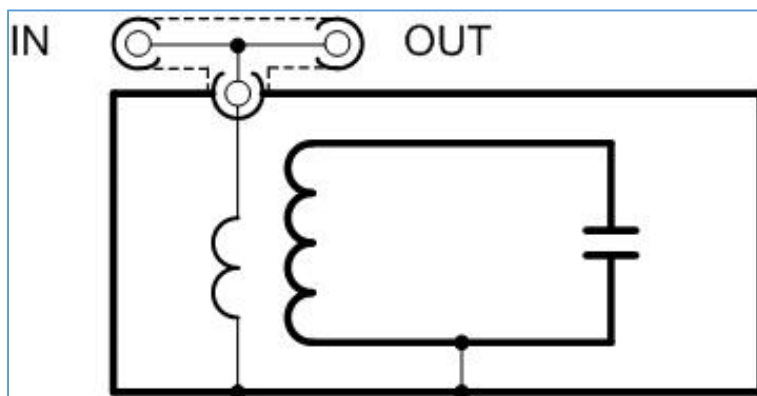


Fig. 8 : Circuit équivalent d'une cavité quart d'onde couplée en filtre éliminateur de bande. La cavité est raccordée en dérivation sur la ligne de transmission par l'intermédiaire d'un « Té » coax.

Dans la configuration d'une cavité filtre éliminateur de bande, le circuit oscillant absorbe et shunte l'énergie du signal qui est présent sur la ligne de transmission mais uniquement sur la fréquence d'accord du circuit oscillant. Pour vous convaincre que le circuit oscillant absorbe l'énergie du signal radiofréquence à la résonance, il suffit de se remémorer l'utilisation et le comportement d'un « *Grid-Dip-mètre* » sur un circuit oscillant qui lui est couplé.



## Comment assembler des cavités en cascade pour réaliser un duplexeur ?

Principe d'un duplexeur sur schéma-bloc :

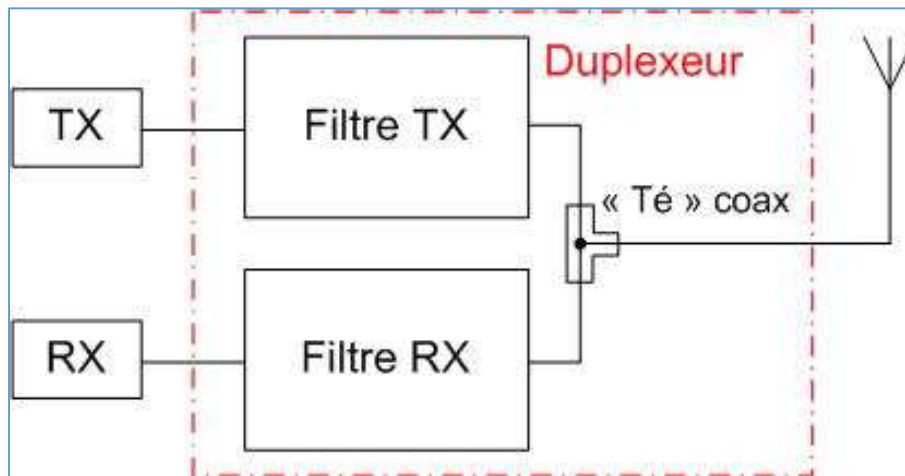


Fig. 9 : Schéma-bloc d'un duplexeur et raccordements de celui-ci à l'émetteur, au récepteur et à l'antenne commune avec *feeder* commun.

Différentes configurations sont possibles pour le filtre TX et pour le filtre RX :

- soit on utilise des filtres du type passe-bande accordés sur la fréquence TX pour le filtre TX et accordés sur la fréquence RX pour le filtre RX ;
- soit on utilise des filtres du type éliminateur de bande accordés sur la fréquence RX pour le filtre TX et accordés sur la fréquence TX pour le filtre RX ;
- soit on combine des filtres du type passe-bande et du type éliminateur de bande pour le filtre TX et pour le filtre RX lorsque le rapport de protection doit être élevé pour un répéteur à faible *shift* en fréquence.

Combien de cavités faut-il assembler ?

Une seule réponse : tout dépend du rapport de protection à obtenir. C'est relativement simple à comprendre : plus le rapport de protection doit être élevé et plus les filtres (TX et RX) doivent être sélectifs. Le seul moyen d'obtenir un circuit filtre de plus en plus sélectif est de cumuler son nombre de cellules, c'est-à-dire ici le nombre de cavités en cascade. Les configurations usuelles comptent deux cavités pour le filtre TX et deux cavités pour le filtre RX, soit au total quatre cavités. Les configurations performantes, entre autres pour les répéteurs des radioamateurs, comptent généralement trois cavités pour chaque filtre, soit six cavités au total.

Que choisir : passe-bande ou éliminateur de bande ?

En général, des cavités passe-bande ont une atténuation à la fréquence d'accord qui est relativement non négligeable : de l'ordre de 1,5 dB. En revanche, ce type passe-bande révèle toute son utilité dans des sites à forte densité d'installations radiofréquences, par exemple lorsque plusieurs stations d'émission-réception doivent cohabiter en ayant toutes leurs antennes installées sur un pylône commun. Les systèmes passe-bande offrent une sélectivité redoutable pour le récepteur et auront pour effet d'éliminer tous les *spurious*, harmoniques résiduelles et bruit large bande de l'émetteur.

La configuration passe-bande exige l'utilisation de cavités d'un facteur de qualité (Q) extrêmement élevé. Pour obtenir un tel facteur Q, les cavités sont particulièrement volumineuses car elles sont en général d'un diamètre élevé. En outre, pour obtenir la sélectivité requise, il faut placer plusieurs cavités en cascade. Il en résulte un coût plus élevé pour ce type de duplexeur. La configuration passe-bande pure se révèle impraticable pour des répéteurs à faible *shift* en fréquence.

Les cavités configurées en filtre éliminateur de bande ont une atténuation sur la fréquence du signal utile qui se révèle plus petite que celle des filtres passe-bande des duplexeurs conçus pour le même rapport de protection et pour le même *shift* en fréquence. En revanche, un filtre éliminateur de bande n'offre aucune amélioration de sélectivité au 1<sup>er</sup> étage HF d'un récepteur excepté sur la fréquence de l'émetteur. Le récepteur pourrait être sujet à de l'intermodulation lorsque plusieurs répéteurs doivent cohabiter pour assurer, sur le même site, le relais de plusieurs émissions à modulations de différents types et dans la même bande de fréquence. Enfin, les duplexeurs à filtres éliminateurs de bande sont souvent moins volumineux (sauf exception pour des duplexeurs à haute performance) et sont donc parfois plus économiques.

#### Une astuce subtile :

La finesse réside dans la conception et l'utilisation de cavités du type passe-bande qui ont en outre la propriété particulière d'offrir une caractéristique d'un filtre éliminateur de bande accordé sur la fréquence du signal non désiré (cavités BP/BR : *Band-Pass/Band Reject*). Oui, c'est possible ! L'astuce réside dans le circuit de couplage entre l'entrée et la sortie de chaque cavité assemblée pour constituer le duplexeur. Il s'agit d'établir une liaison particulière qui est capacitive ou inductive entre la spire de couplage d'entrée et celle de sortie de chaque cavité passe-bande. On peut ainsi obtenir, en supplément de la caractéristique principale d'un filtre passe-bande, une caractéristique d'un filtre éliminateur de bande dont l'accord se situe sur une fréquence décalée par rapport à celle de l'accord du filtre passe-bande. Si cette liaison particulière est capacitive, alors la fréquence d'accord de l'effet de filtre éliminateur de bande aura lieu sur une fréquence inférieure à celle de l'accord du filtre passe-bande. Si la liaison est inductive, l'effet éliminateur de bande aura lieu sur une fréquence supérieure à celle du filtre passe-bande. On peut directement imaginer l'avantage que cela puisse constituer pour l'assemblage d'un duplexeur. Une application pratique d'un tel duplexeur pour la bande VHF a été décrite dans le magazine QST de Juillet 1972 par John J. Bilodeau W1GAN, Salem, Massachusetts, USA.

Il existe aussi d'autres méthodes pour combiner à des cavités passe-bande une fonction de filtre éliminateur de bande, comme par exemple par l'adjonction de *stubs* réglables sur les circuits de couplage des cavités. Ces stubs sont placés physiquement le long des cavités au plus près des connexions coaxiales vers les circuits de couplage.

## Ce à quoi il faut penser et ce à quoi on ne pense pas toujours !

Lorsqu'on travaille en équipe sur le projet d'un répéteur, il est usuel auprès d'un groupe d'OM ou à un radio-club de se répartir les tâches pour la conception, la fabrication pratique et l'assemblage des différents sous-ensembles d'un relais en suivant une ligne directrice établie sur le schéma-bloc général du relais. Ainsi, chacun pourra exprimer et mettre au profit du projet les spécialités de leurs compétences respectives. On peut imaginer les tâches suivantes : l'émetteur, le récepteur, le duplexeur, la logique de commande du répéteur, le pylône, l'antenne ou les antennes, les alimentations, le système informatique et l'implantation des logiciels spécialisés pour des modulations numériques, etc. (la liste n'est pas exhaustive ; hi).

Il y a toutefois certains aspects technologiques du projet qui méritent une réflexion prolongée, en particulier en ce qui concerne le rapport de protection entre la partie réceptrice et la partie émettrice du répéteur.

En effet, le signal non désiré qui risque d'être présent à l'entrée du récepteur du relais et qui provient principalement de la porteuse modulée de l'émetteur du répéteur peut être issu d'autres sources que celle de la sortie HF coaxiale de l'émetteur ou du rayonnement de l'antenne d'émission. Ces sources sont de deux types : le rayonnement électromagnétique radiofréquence par les fuites des blindages imparfaits et le rayonnement par la conduction électrique des fils de raccordement à l'émetteur et au récepteur.

### Fuites électromagnétiques radiofréquence par des blindages imparfaits :

Le premier blindage qui doit être d'une qualité irréprochable est celui des câbles coaxiaux de liaison entre l'émetteur et le duplexeur, entre le récepteur et le duplexeur, et entre les cavités qui constituent le duplexeur lui-même. Il ne faut pas croire qu'un câble coaxial constitué d'un conducteur central, d'un isolant entourant ce conducteur et d'un blindage (faradisation) sous forme de tresse, que ce câble soit exempt de fuites électromagnétiques. Soyez attentifs aux caractéristiques d'efficacité d'écran de blindage (*screening effectiveness*) exprimée en dB pour les câbles coaxiaux que vous voulez utiliser.

$\text{Efficacité de blindage [dB]} = 20 \cdot \log \frac{\text{champ électromagnétique sans écran}}{\text{champ électromagnétique avec écran}}$
--

Par exemple, un câble RG-58/U a une efficacité de blindage de 38 dB jusqu'à 1 GHz, en revanche, un câble RG-223/U constitué d'un blindage à double tresse offre une efficacité de blindage de 85 dB jusqu'à 1 GHz ; c'est tout de même une différence d'efficacité de blindage de 47 dB, ce qui représente une amélioration d'un facteur de 50.000 !!! N'oubliez pas d'équiper les extrémités de ces câbles coaxiaux par des connecteurs de qualité et qui sont prévus pour accueillir des câbles avec un double blindage. Certains duplexeurs sont pré-équipés de câbles coaxiaux du type semi-rigide pour assurer la liaison entre les cavités. Ces câbles sont parfois à raccordement direct sans connecteur : le blindage, constitué d'un tube de cuivre massif et malléable, est directement soudé (brasé) sur le blindage des cavités. Les câbles coaxiaux du

type semi-rigide sont particulièrement performants au point de vue de leur efficacité de blindage.

Le deuxième blindage qui doit être soigné est constitué d'un groupe de blindages indépendants : il s'agit du blindage de l'émetteur, celui du récepteur, celui de la logique de commande et celui des alimentations. Ces sous-ensembles du répéteur doivent tous être logés dans leur blindage respectif. Il est parfois illusoire de penser que le blindage d'origine d'un émetteur ou d'un récepteur ou encore d'un *transceiver* commercial soit adapté et suffisant pour être intégré sans précaution particulière dans le rack d'un répéteur. Certains répéteurs sont assemblés avec deux *transceivers* placés l'un à côté de l'autre sur une planche d'étagère ; et ça marche ! Oui peut-être bien, mais par l'esprit curieux et inventif des OM d'un radio-club ceux-ci peuvent parfois faire mieux que cela et faire preuve de créativité pour rendre l'installation optimale avec de meilleures performances en mettant en œuvre des moyens simples selon des méthodes très simples mais bien pensées.

Il y a « blindage » et blindage !

Un blindage efficace pour immuniser un sous-ensemble électronique des rayonnements électromagnétiques radiofréquence est une boîte métallique dont les parois sont toutes en parfaite continuité électrique entre elles. On peut prendre l'image de l'étanchéité d'une boîte à conserve ou « boîte à sardines » pour mieux comprendre. Les blindages des sous-ensembles électroniques sont constitués d'éléments de tôlerie métallique (généralement de l'aluminium, parfois du cuivre ou de l'acier étamé (« fer blanc ») et ceux-ci sont assemblés entre eux par des pièces de fixation permettant l'accès facile à la carte électronique qu'ils contiennent (couvercles).

Pour que le blindage soit efficace, toute la longueur du périmètre (de façon continue sur chaque longueur) de chaque élément de tôlerie doit être en parfait contact électrique avec les autres éléments de tôlerie constituant le blindage. Ceci est particulièrement critique pour les couvercles : une fixation mécanique uniquement par quatre pièces filetées est souvent insuffisante. Les blindages de qualité sont assemblés par plusieurs points de fixation entre eux et en outre les parties amovibles sont équipées de joints électriques assurant la continuité du contact sur tout le périmètre de celles-ci.

Ces joints électriques prennent la forme de tresse conductrice compressible ou d'éléments en lame ressort à multiples points de contact. Une attention particulière doit être observée lorsque les éléments de tôlerie sont revêtus de peinture : tous les joints de contact électrique doivent être prévus avec une épargne de peinture. C'est la raison pour laquelle toutes les tôleries de blindage en acier auront reçu un prétraitement par enduction métallique électrolytique (galvanoplastie) : cuivrage, zingage ou étamage afin d'éviter une oxydation de l'acier sur les parties de surface où il y a une épargne du revêtement de peinture.



Fig. 10 : Joints électriques de blindage sous différentes formes de tresse en fils tricotés d'alliage de Monel. Source : AB2E, 69480 Ambérieux d'Azergues, département du Rhône, France.

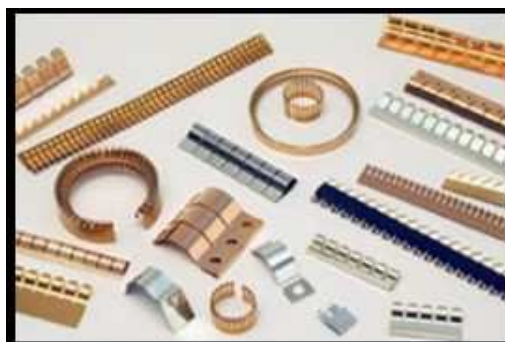


Fig. 11 : Joints électriques de blindage sous différentes formes de lame ressort en alliage de Cupro-béryllium. Source : AB2E, 69480 Ambérieux d'Azergues, département du Rhône, France.

### Fuites électromagnétiques radiofréquence par conduction électrique :

Lorsqu'une électronique est placée dans un blindage radiofréquence, il faut bien traverser ce blindage pour amener les fils conducteurs de l'alimentation et ceux des entrées et sorties de l'électronique. Par exemple, et au stricte nécessaire, en ce qui concerne l'émetteur, il faut lui amener le signal modulant et le signal PTT (*Push to Talk*) ; pour le récepteur, il faut sortir le signal démodulé. La rentrée et sortie de ces fils conducteurs à travers une des parois du blindage de l'électronique doit s'effectuer avec quelques précautions particulières. En effet, le segment de longueur du fil conducteur situé à l'intérieur du blindage va se comporter comme une véritable antenne de réception de tous les rayonnements électromagnétiques présents à l'intérieur du blindage. Ces rayonnements risquent d'être véhiculés par le conducteur qui va se comporter comme une ligne de transmission. L'énergie radiofréquence va être ensuite rayonnée à nouveau par le segment de longueur du fil conducteur situé à l'extérieur du blindage comme le ferait une antenne d'émission. Ce phénomène est réversible : un signal radiofréquence peut être capté par le segment de longueur d'un fil conducteur situé à l'extérieur du blindage et ce signal va être rayonné à nouveau à l'intérieur du blindage et influencer les circuits sensibles d'un récepteur.

Chaque fil conducteur de raccordement à une électronique placée dans un blindage doit « traverser » celui-ci par un élément de découplage radiofréquence, c'est-à-dire un condensateur de traversée (condensateur *by-pass*). Les figures ci-dessous illustrent un parfait exemple d'électroniques distinctes placées dans leur blindage respectif et dont tous les raccordements s'effectuent par l'intermédiaire de condensateurs de traversée. Un grand coup de chapeau à cette réalisation visiblement totalement OM dans l'assemblage et l'intégration des sous-ensembles électroniques ! C'est très bien conçu et cette réalisation particulièrement soignée peut inspirer de nombreux autres OM participant à un projet d'un répéteur radioamateur.

Il est parfois nécessaire de compléter le condensateur *by-pass* en circuit « L » ou « Pi » de découplage avec une bobine d'induction (self de choc) pour le découplage des conducteurs raccordés à une électronique HF. En VHF et UHF, les OM utilisent souvent des bobines self de choc VK200 qui sont très populaires, mais aussi très efficaces.



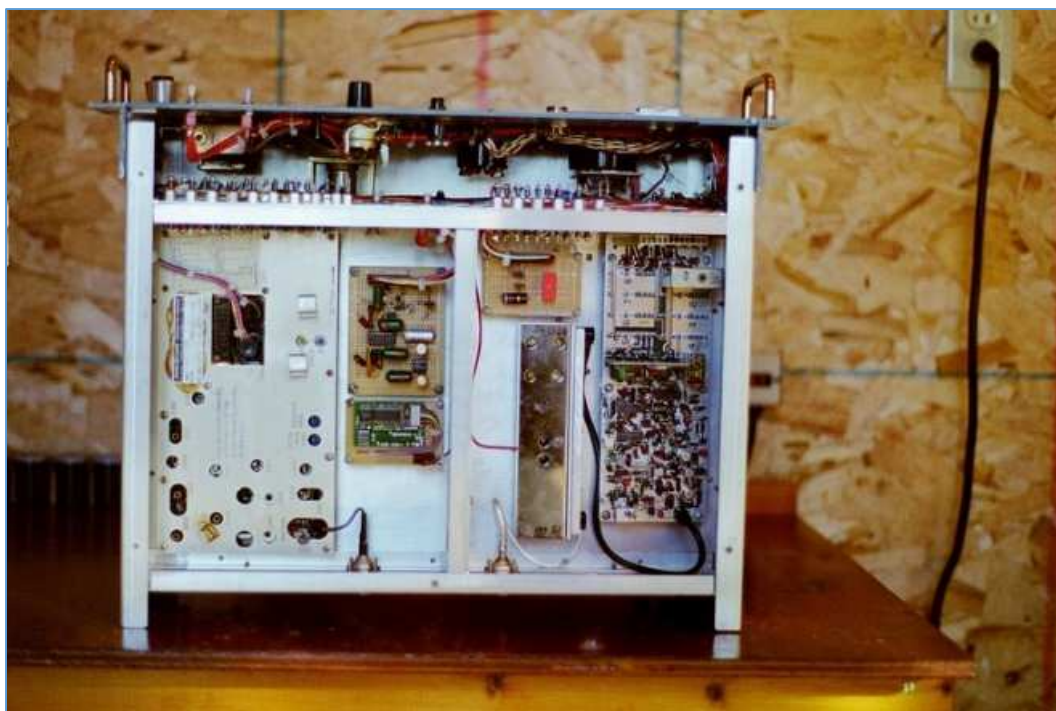


Fig. 12 : Rack électronique d'un répéteur où l'on peut observer le blindage de l'émetteur et celui du récepteur. On observera attentivement les nombreux condensateurs de traversée regroupés par blindages distinctifs et situés sur une paroi intermédiaire placée en arrière de la face avant du rack. Source : Repeater N1BUG, Stickney Hill, Brownville, Comté de Piscataquis, état du Maine aux USA.

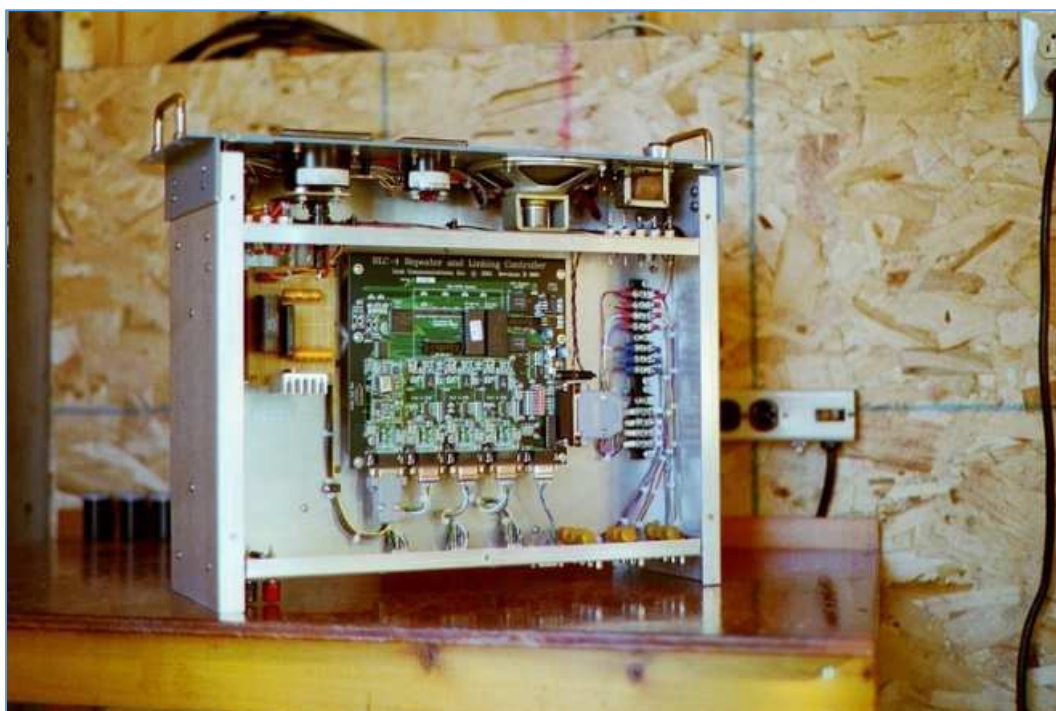


Fig. 13 : Rack électronique d'un répéteur où l'on peut observer le blindage de la logique de commande et du bornier de distribution des lignes d'alimentation. On observera ici aussi les nombreux condensateurs de traversée situés sur une paroi intermédiaire placée en arrière de la face avant du rack. Source : Repeater N1BUG, Stickney Hill, Brownville, Comté de Piscataquis, état du Maine aux USA.



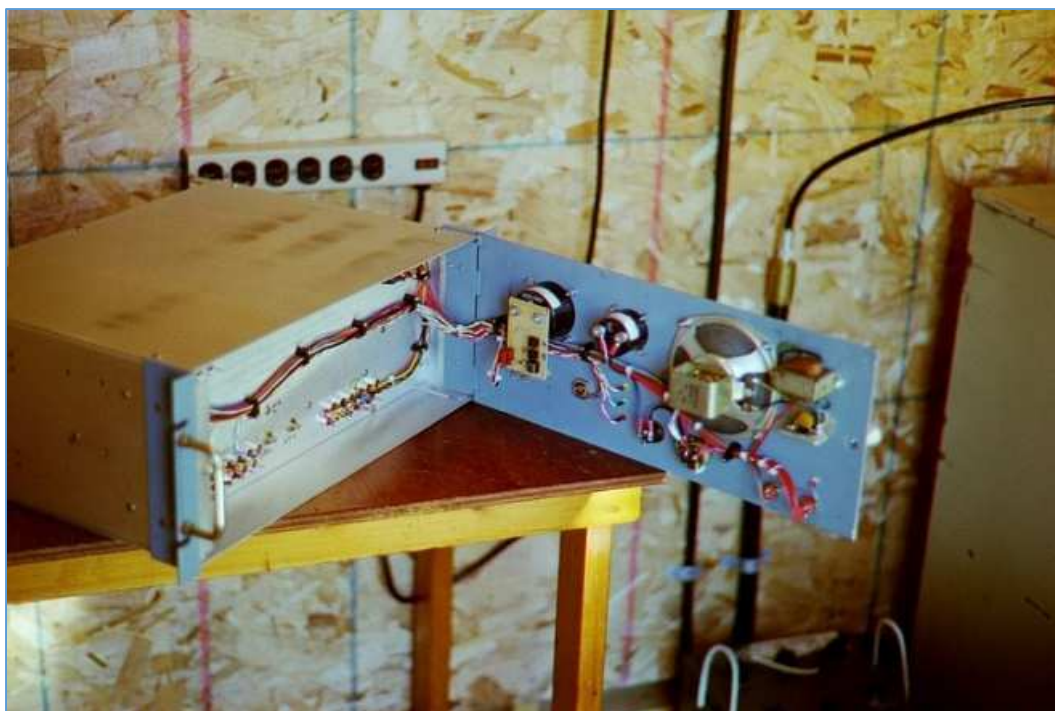


Fig. 14 : Rack électronique d'un répéteur où l'on peut observer la paroi de blindage située en arrière de la face avant équipée de galvanomètres de mesure, d'éléments de signalisation, connecteurs, interrupteurs et haut-parleur de monitoring. C'est sur cette figure qu'on peut observer le mieux les nombreux condensateurs de traversée. Source : Repeater N1BUG, Stickney Hill, Brownville, Comté de Piscataquis, état du Maine aux USA.

Comme nous sommes à présent en connaissance de cause de ce qui a lieu de retenir pour l'intégration d'un duplexeur à un répéteur, nous pouvons à présent aborder le réglage de celui-ci et passer à la pratique.

Quel est l'instrument de mesure radiofréquence le plus approprié pour le réglage d'un duplexeur ?

Il existe quelques possibilités :

- un analyseur de spectre avec un générateur suiveur (tracking) ;
- un analyseur de réseau scalaire ;
- un analyseur de réseau vectoriel.

En ce qui concerne les appareils qui sont prévus pour des mesures scalaires (analyseur de spectre ou analyseur scalaire), il y aura lieu de prévoir un coupleur directionnel ou un pont directionnel pour effectuer des mesures du coefficient de réflexion.

En ce qui concerne l'analyseur vectoriel, il y aura lieu de disposer d'un dispositif permettant d'effectuer les mesures des paramètres « S » (*S-Parameter Test Set*) et évidemment d'un jeu de calibres (*Calibration Kit*).

L'appareil de mesure qui est particulièrement dédié pour le réglage d'un duplexeur est l'analyseur de réseau vectoriel. Celui-ci permettra d'effectuer le réglage fin et optimal du duplexeur, comme nous le décrirons par la suite.

Les réglages des duplexeurs des relais ON0RCA et ON0LG ont été effectués à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C avec un *S-Parameter Test Set* HP 85047A et d'un *Calibration Kit* type N HP 85032B. Les réglages qui seront décrits ci-dessous pourront toutefois servir de guide pour les OM qui disposent d'appareils de mesures scalaires.

#### Comment les duplexeurs des relais UHF ON0RCA et ON0LG sont-ils constitués ?

Voici en premier lieu le duplexeur du relais C4FM ON0RCA. Il s'agit d'un modèle commercial d'un constructeur asiatique et vendu à un prix attractif et abordable, ce qui constitue un bon compromis pour un radio-club qui démarre un nouveau projet ambitieux et qui sera évidemment perfectible à tous points de vue au fur et à mesure du temps et de l'évolution du projet. Ce type de duplexeur est constitué d'un assemblage de cavités du type filtre éliminateur de bande sur chaque branche du duplexeur. Ce choix est motivé par la valeur élevée du shift en fréquence de -7,6 MHz dans la bande UHF pour lequel ces répéteurs sont prévus. Chaque branche du duplexeur est constituée de trois cavités, soit six cavités au total. Ce type de duplexeur peut donc assurer le rapport de protection nécessaire à de tels types de répéteurs.



Fig. 15 : Duplexeur UHF à 6 cavités du type éliminateur de bande équipant le répéteur ON0RCA.



Fig. 16 : Duplexeur UHF à 6 cavités du répéteur ON0RCA. Vue sur les tiges filetées permettant le réglage d'accord en fréquence.

L'élément d'accord en fréquence d'une cavité peut prendre deux formes différentes : soit la longueur du quart d'onde situé dans la cavité est raccourci ou rallongé physiquement au moyen d'une partie coulissante et manœuvrée par une tige filetée, soit la longueur du quart d'onde est « raccourcie » ou « rallongée » par un condensateur variable situé à son extrémité. Le condensateur variable prend la forme d'un disque monté sur une tige filetée et qui vient approcher un autre disque fixe monté sur l'extrémité du quart d'onde. Le réglage par disque monté sur tige filetée est délicat car cette électrode du condensateur doit rester parfaitement en contact électrique avec le blindage de la cavité. Le jeu normal entre le filet extérieur de la tige et le filet intérieur de l'alésage situé à l'extrémité du blindage de la cavité n'offre qu'un contact électrique précaire. C'est la raison pour laquelle un contre-écrou et une rondelle Belleville (rondelle ressort lisse, parfois étoilée) exercent tous deux une traction sur la tige filetée pour amener les pièces filetées en contact électrique franc par compression des spires des filets intérieur et extérieur. Une autre raison évidente du contre-écrou est d'assurer une stabilité de position mécanique du disque condensateur. Toutefois, le serrage requis du contre-écrou pour bloquer le réglage a pour effet de modifier l'accord en fréquence à cause des modifications des contraintes mécaniques. Il y a lieu de procéder par étapes de serrages successifs du contre-écrou et de corrections de réglage pour obtenir l'accord optimal.



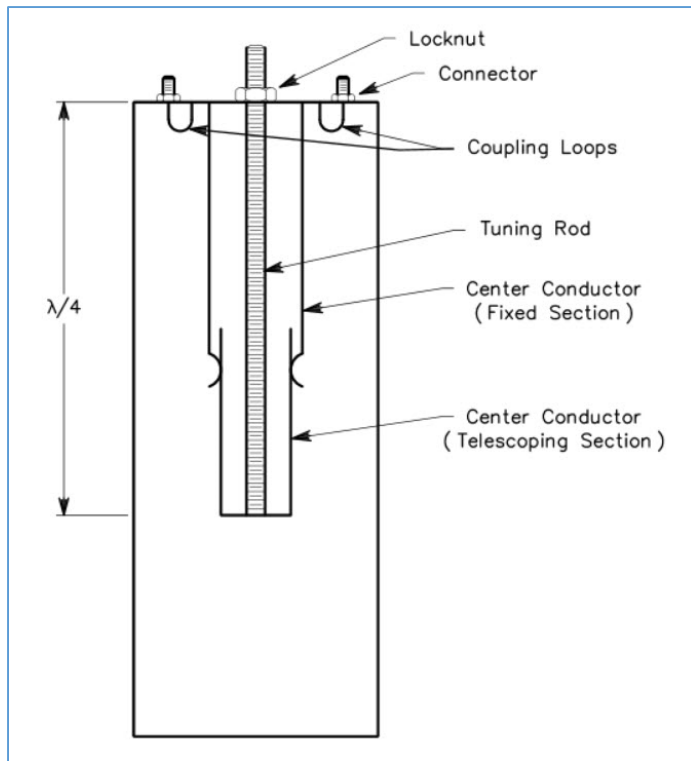


Fig. 17 : Illustration du principe mécanique du réglage de l'accord en fréquence d'une cavité (ici passe-bande) par allongement ou raccourcissement physique de la longueur du résonateur quart d'onde. Source : ARRL Antenna Book, 21<sup>ème</sup> édition, seconde édition, chapitre 17, page 17-10, *Repeater Antenna Systems*, (à la figure 18 du chapitre de ce livre).

### Comment raccorder un duplexeur sur un appareil de mesure ?

Cette question est légitime car un duplexeur a trois connecteurs (dispositif à trois ports) et, en général, un appareil de mesure radiofréquence d'analyse de réseau ne dispose que de deux connecteurs (deux ports de mesure), c'est-à-dire le port de sortie de stimulation par un signal radiofréquence et le port d'entrée de mesure).

Il existe toutefois des dispositifs spécifiques appelés *Duplexer Test Set Adapter* (HP 8753D-K36 ou HP 8753D-K39) ou *Three-Port Test Set* (HP 8753D-K53) qui permettent de raccorder directement les trois ports d'un dispositif sous test comme un coupleur directionnel, un duplexeur ou un circulateur.

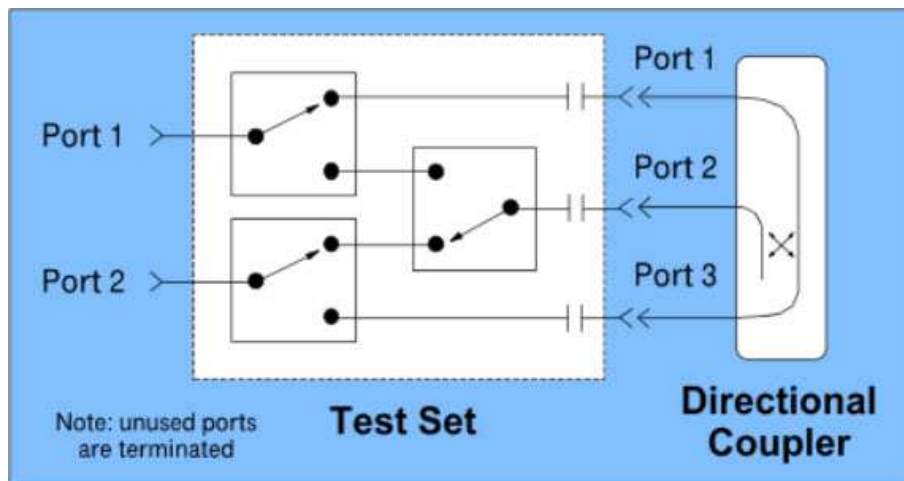


Fig. 18 : *Duplexer Test Set Adapter* HP 8753D-K39 constitué essentiellement de relais coaxiaux pour rediriger les deux ports de mesure d'un *S-Parameter Test Set* vers les trois ports de mesure d'un dispositif sous test, ici l'exemple d'un coupleur directionnel sous test. Source : Hewlett Packart « *Improve Test Throughput for Duplexer and Other Multiport Devices* », David Ballo, Microwave Instruments Division, Santa Rosa, California, USA, 1996 Device Test Seminar, Effective Test Methods for Today's RF Devices.

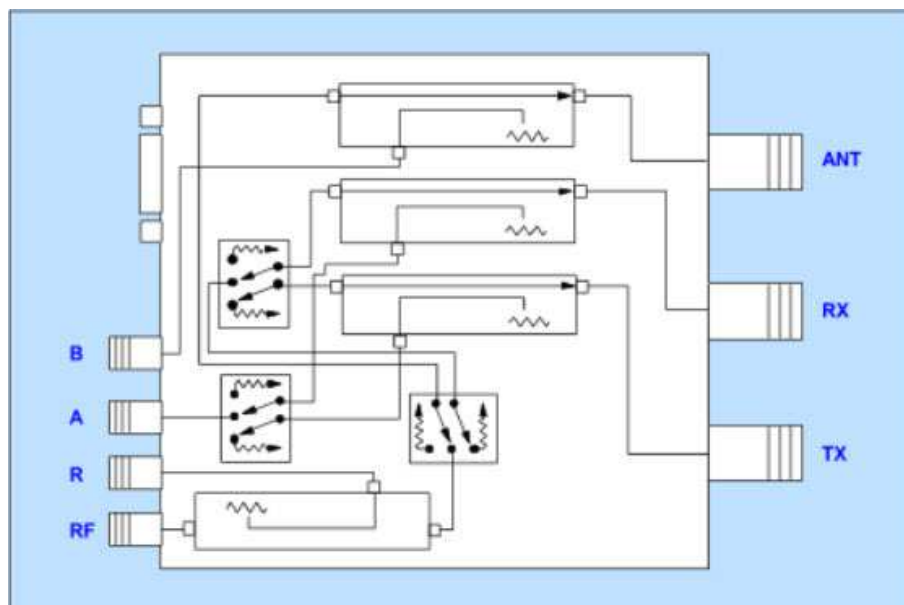


Fig. 19 : *Three-Port Test Set with Internal Couplers* HP 8753D-K53 qui se raccorde directement sur l'analyseur de réseau vectoriel sans recourir à un *S-Parameter Test Set* intermédiaire. Les signaux sont redirigés entre l'appareil de mesure et le dispositif sous test par des relais coaxiaux mais aussi par des coupleurs directionnels : tout se passe comme si un *S-Parameter Test Set* était équipé de relais coaxiaux et d'un coupleur directionnel supplémentaire pour permettre d'obtenir un troisième port de mesure. Source : Hewlett Packart « *Improve Test Throughput for Duplexer and Other Multiport Devices* », David Ballo, Microwave Instruments Division, Santa Rosa, California, USA, 1996 Device Test Seminar, Effective Test Methods for Today's RF Devices.

Les radioamateurs peuvent réaliser des mesures sur un dispositif sous test à trois ports sans matériel spécial, mais en faisant preuve d'un peu d'imagination, de créativité, de savoir-faire et d'un peu de patience.

La règle simple à suivre : raccorder deux ports du duplexeur sur l'instrument de mesure et placer une charge fictive étalon sur le troisième port du duplexeur. Parfois, certains OM – heureusement ces OM sont rares (hi) – auraient tendance à omettre de placer une charge sur le port non utilisé du dispositif sous test : c'est l'erreur à ne pas commettre !

Quels sont les deux ports du duplexeur qui doivent être raccordés à l'analyseur de réseau vectoriel et quel port doit-il être chargé par une charge fictive étalon ?

Nous allons procéder en trois étapes : voir les schémas-blocs ci-dessous.

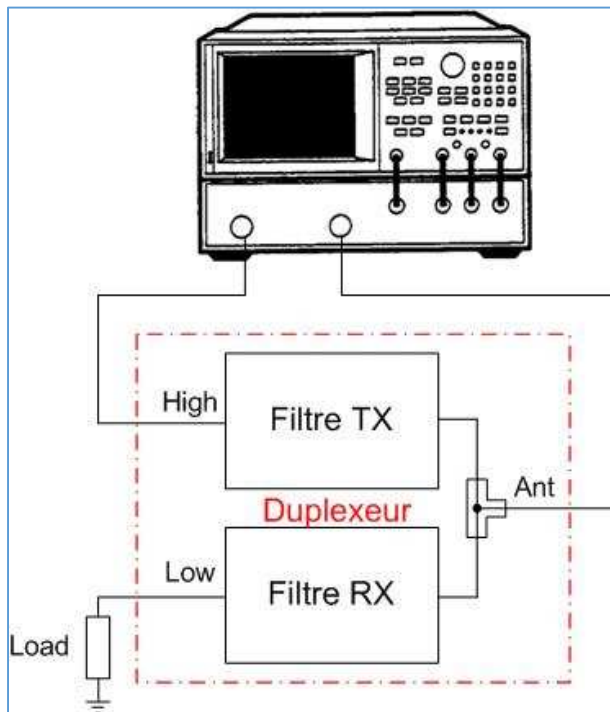


Fig. 20: 1<sup>ère</sup> étape qui consiste à mesurer le coefficient de transmission du filtre TX du duplexeur tout en plaçant une charge à l'entrée du filtre RX. Remarque : peu importe le sens de raccordement des ports de mesure ; en effet, la mesure du coefficient de transmission peut être effectué dans les deux sens, c'est-à-dire le S21 ou le S12 à l'analyseur de réseau vectoriel.



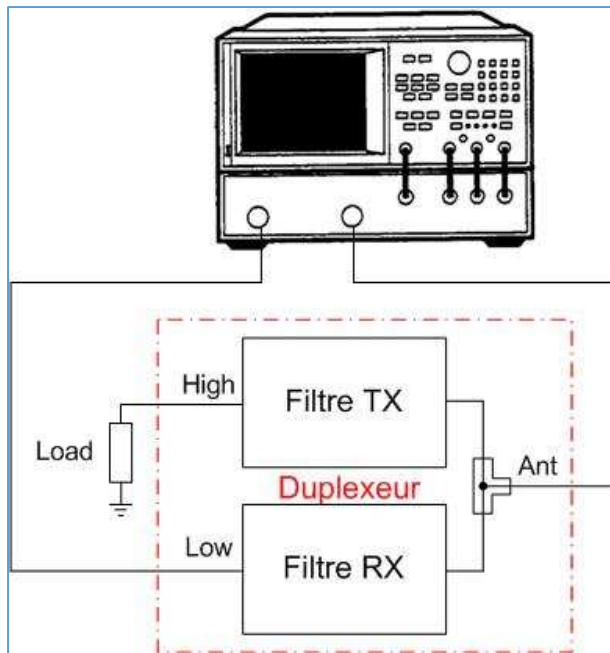


Fig. 21: 2<sup>ème</sup> étape qui consiste à mesurer le coefficient de transmission du filtre RX du duplexeur tout en plaçant une charge à l'entrée du filtre TX. Même remarque que la figure précédente pour le sens de raccordement des ports de mesure.

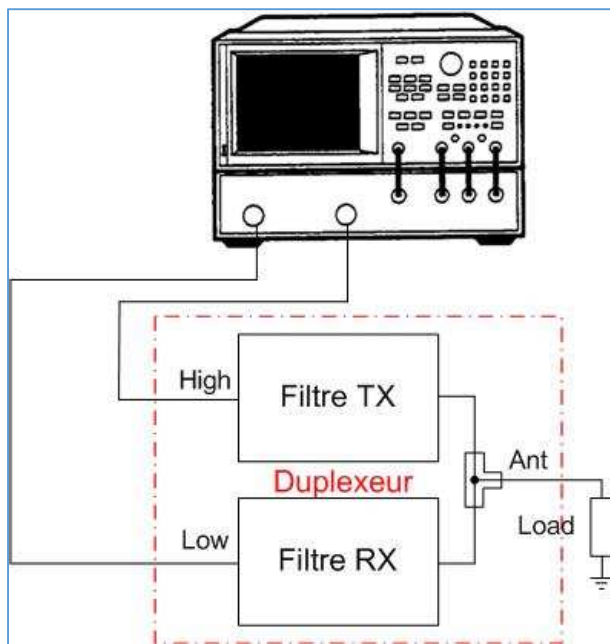


Fig. 22: 3<sup>ème</sup> étape de mesure qui consiste à mesurer le coefficient de transmission de l'ensemble des deux filtres du duplexeur placés en cascade tout en plaçant une charge à la sortie « Antenne » du duplexeur. Même remarque que la figure 20 pour le sens de raccordement des ports de mesure.

Les différents raccordements sont donc réalisés manuellement à la place d'être effectués par l'intermédiaire de relais coaxiaux d'un dispositif spécial qui piloterait les relais par un automatisme de l'appareil mesure.

### Passons à la pratique du réglage d'un duplexeur.



Fig. 23: Duplexeur sous test sur un analyseur de réseau vectoriel. Sur cette figure, on peut observer le raccordement du 1<sup>er</sup> port de mesure de l'analyseur sur le port « antenne » du duplexeur et le raccordement du 2<sup>ème</sup> port de mesure de l'analyseur sur le port « Low » du duplexeur. Une charge fictive étalon est placée sur le port « High » du duplexeur. L'analyseur vectoriel a été préalablement calibré sur la plage de fréquences de mesure avec des calibres de court-circuit, circuit ouvert, charge étalon et connecteur « I » de traversée coaxiale (correction « SOLT » : *Short, Open, Load, Throught*).

Avant d'effectuer quelle que mesure que ce soit avec un analyseur de réseau vectoriel, il faut impérativement calibrer l'appareil de mesure dans la plage de fréquence qui va être paramétrée. Le but de ce calibrage est de résorber toutes les imperfections de linéarité, non seulement de l'appareil de mesure, mais aussi des câbles de mesures qui sont raccordés entre l'appareil et le dispositif sous test.

La plage des fréquences de mesures étant sélectionnée, ici de 420 MHz à 450 MHz, on place successivement à l'extrémité des câbles de mesure différents calibres. Ces calibres sont des étalons de court-circuit, de circuit ouvert et de charge fictive. Ceux-ci permettent de normaliser la mesure du coefficient de réflexion à l'extrémité de chaque câble de mesure. Ensuite, les extrémités des câbles de mesure sont raccordées entre elles avec un connecteur « I » de traversée coaxiale afin de normaliser la mesure du coefficient de transmission entre les deux ports de mesure.

Pour vous donner une représentation pratique du calibrage, les figures suivantes vont vous illustrer la procédure de calibrage « SOLT » des deux ports de mesure (*Short, Open, Load, Throught*).



Fig. 24: Raccordement d'un calibre de circuit ouvert à l'extrémité du câble raccordé au 1<sup>er</sup> port de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel. On remarquera l'insert d'une *pin* centrale du calibre type N femelle sur le connecteur mâle du câble afin d'éviter toute rupture d'impédance caractéristique au niveau du calibre qui serait due au changement du diamètre d'une *pin* mâle par rapport au diamètre extérieur d'une *pin* femelle de ce type de connecteur coaxial. Hé oui, on pousse le détail jusque là-bas !



Fig. 25: Raccordement d'un calibre de court-circuit à l'extrémité du câble raccordé au 1<sup>er</sup> port de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel.





Fig. 26: Raccordement d'une charge fictive étalon à l'extrémité du câble raccordé au 1<sup>er</sup> port de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel.



Fig. 27: Raccordement d'un calibre de circuit ouvert à l'extrémité du câble raccordé au 2<sup>ème</sup> port de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel.

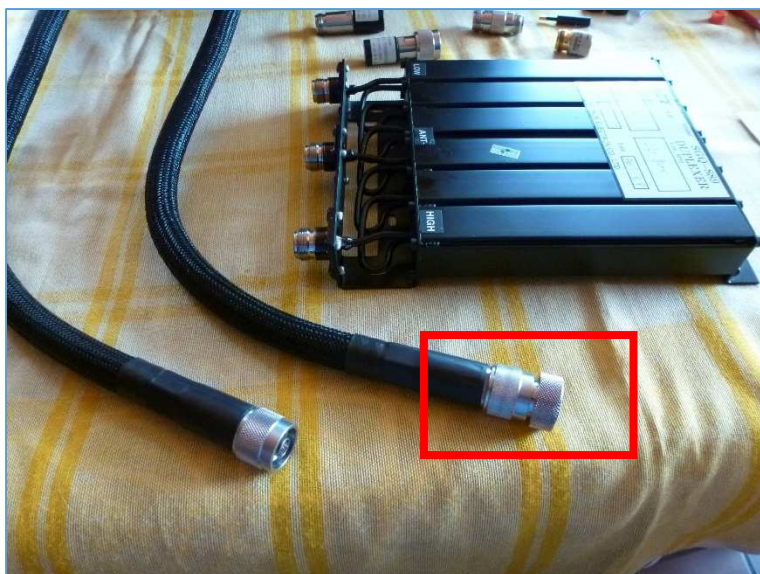


Fig. 28: Raccordement d'un calibre de court-circuit à l'extrémité du câble raccordé au 2<sup>ème</sup> port de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel.



Fig. 29: Raccordement d'une charge fictive étalon à l'extrémité du câble raccordé au 2<sup>ème</sup> port de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel.

Les six étapes de calibrage qui viennent d'être réalisées et illustrées ci-dessus ont pour objet de normaliser la mesure au point de vue du coefficient de réflexion sur chaque port de mesure, et précisément à l'endroit exact des extrémités des câbles de mesure là-où va être raccordé dans la réalité le dispositif sous test (ici le duplexeur en question).

On procède ensuite à la normalisation de la mesure du coefficient de transmission entre les deux ports de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel. Les deux ports de mesure sont raccordés entre eux par un connecteur « I » de traversée coaxiale.



Fig. 30: Raccordement des deux ports de mesure entre eux par l'intermédiaire d'un connecteur « I » de traversée afin de normaliser la mesure du coefficient de transmission entre le 1<sup>er</sup> port et le 2<sup>ème</sup> port de mesure (transmission dans le sens direct), mais aussi entre le 2<sup>ème</sup> et le 1<sup>er</sup> port de mesure (transmission dans le sens inverse). Quatre étapes de calibrage sont effectuées : la transmission directe, la transmission inverse, l'adaptation dans les sens direct et l'adaptation dans le sens inverse.

Nous découvrons ici qu'un analyseur de réseau vectoriel est aussi un dispositif de mesure bidirectionnel, comme on pouvait le subodorer par les calibrages précédents (en ce qui concernait le coefficient de réflexion sur chaque port de mesure).

Pour les puristes en matière de mesures radiofréquences, le connecteur « I » de traversée constitue une portion de ligne de transmission d'une fraction de longueur d'onde électrique non négligeable à des fréquences de la bande UHF. Cela est vrai et parfaitement justifié ! C'est ici qu'intervient le sujet (ou les débats, hi) sur les dispositifs sous test qui sont « insérables » ou « non insérables » selon le genre du connecteur d'entrée et de sortie de ce dispositif sous test. Pour faire simple dans le cadre de cet exposé, on peut décrire qu'un dispositif sous test qui est équipé, par exemple, d'un connecteur type N mâle à son entrée et d'un connecteur type N femelle à sa sortie fait partie de la catégorie des dispositifs « insérables ». En effet, il suffit que les câbles de mesure raccordés à l'analyseur soient équipés respectivement à leur extrémité libre d'un connecteur femelle pour le 1<sup>er</sup> port de mesure et d'un connecteur mâle pour le 2<sup>ème</sup> port de mesure afin de raccorder ensemble ces deux câbles de mesure sans connecteur « I » de traversée intermédiaire pour effectuer le calibrage du coefficient de transmission. Vous comprendrez qu'il n'en est pas de même lors du cas de figure d'un dispositif sous test qui est équipé aussi bien à son entrée qu'à sa sortie de connecteurs du même genre, par exemple deux connecteurs femelles. Dans ce cas, le dispositif est « non insérable » car cela nécessite l'introduction d'un connecteur « I » pour effectuer le calibrage du coefficient de transmission. Nous aurons l'opportunité d'explicitier complètement ce sujet dans notre prochain article sur les analyseurs de réseaux vectoriels ; prenez patience.



Nous venons d'effectuer 10 corrections de non linéarités : 6 de coefficient de réflexion et 4 de coefficient de transmission. Il en reste 2 à effectuer : celles de l'isolation des deux ports. Ce calibrage peut être omis ou être réalisé. Ici nous choisissons délibérément de réaliser cette étape qui consiste à normaliser les résidus de diaphonie (*crosstalk*) entre les deux ports de mesure. Cette normalisation est essentielle pour les mesures du coefficient de transmission lorsque le signal transmis s'étend sur une large plage d'amplitude. Ceci est particulièrement le cas lors des mesures sur des filtres éliminateurs de bande où toute la plage de la dynamique utile en amplitude de l'analyseur de réseau vectoriel est sollicitée ; cette plage dynamique est de l'ordre de grandeur de 100 dB à 120 dB.

Pour effectuer un calibrage d'isolation, on place une charge étalon sur le 1<sup>er</sup> port de mesure et ensuite sur le 2<sup>ème</sup> port de l'analyseur. On comprendra pourquoi le calibre est une charge car c'est avec une charge adaptée à la ligne de transmission que l'on peut absorber toute l'énergie d'un signal qui véhiculerait sur cette ligne. Un court-circuit ou un circuit ouvert renverrait toute l'énergie sous forme d'ondes stationnaires.

En résumé, nous venons d'effectuer un calibrage complet des deux ports de mesure de l'analyseur en effectuant 12 corrections de non-linéarités pour normaliser la mesure. Lorsque la procédure de calibrage est accomplie, une indication « Cor » (correction) apparaît sur l'écran de l'appareil de mesure.

Raccordons maintenant le duplexeur sur l'analyseur de réseau vectoriel selon le schéma-bloc de la figure 20 et procédons à la mesure du coefficient de transmission :  $S_{21}$ .

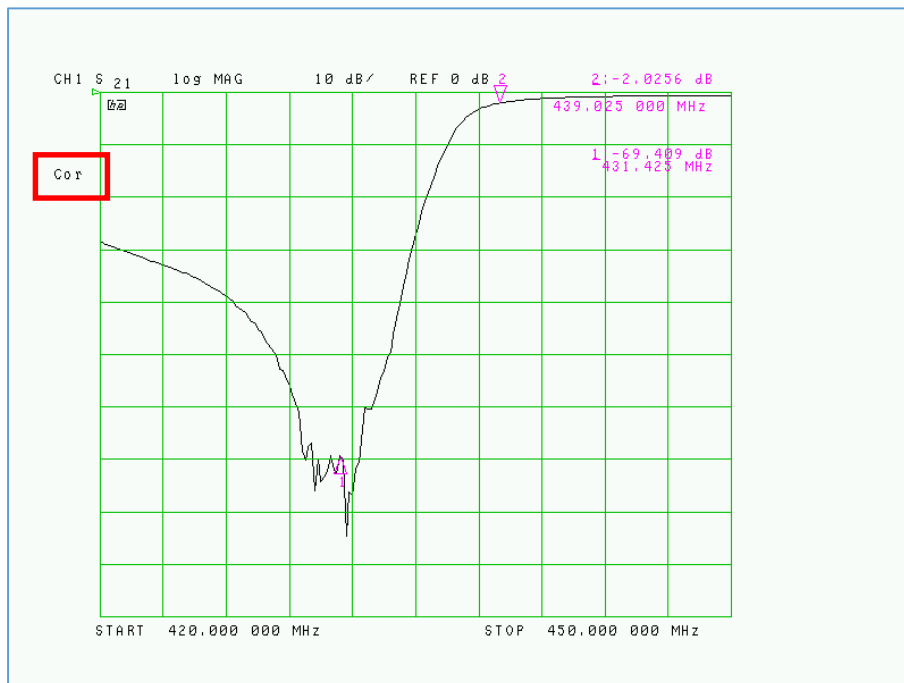


Fig. 31: Mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  du filtre TX entre le connecteur « Ant » et « High » du duplexeur. Une charge étalon est placée sur le connecteur « Low ». On remarquera l'affichage de l'indication « Cor » qui indique que l'appareil est calibré dans la plage des fréquences de mesure et que la mesure est donc normalisée.

La courbe de réponse du filtre TX (figure 31) est celle d'un filtre éliminateur de bande asymétrique. La fréquence rejetée est celle du RX (Low) à 431,425 MHz avec une atténuation de -69,4 dB et l'atténuation (perte d'insertion) à la fréquence TX (High) est de -2 dB à 439,025 MHz. On constate que ce filtre privilégie la transmission de la fréquence TX et atténue fortement la fréquence RX.

Raccordons maintenant le duplexeur sur l'analyseur de réseau vectoriel selon le schéma-bloc de la figure 21 et procédons à la mesure du coefficient de transmission :  $S_{21}$ .

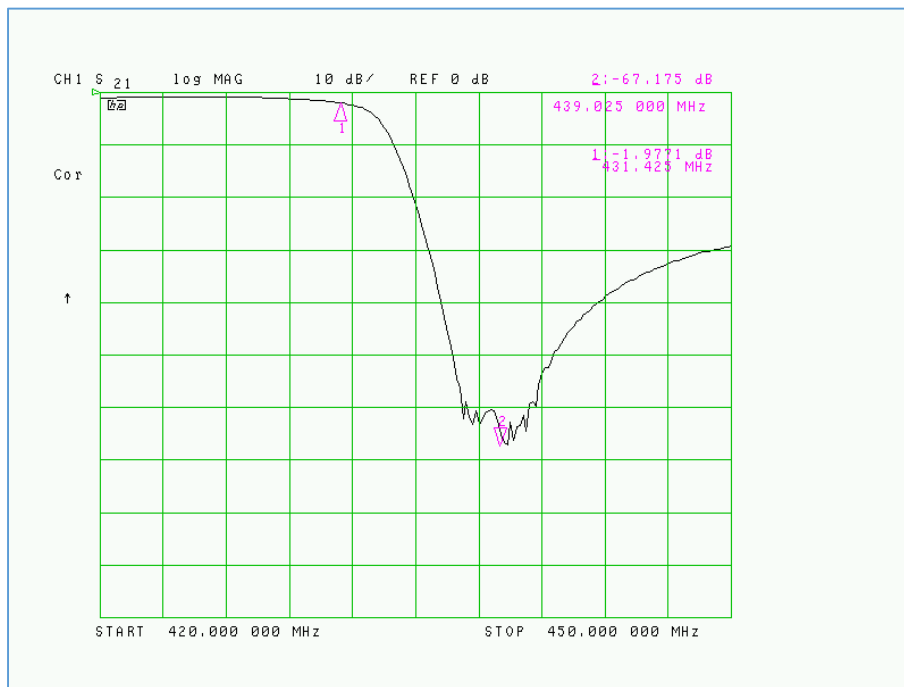


Fig. 32: Mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  du filtre RX entre le connecteur « Ant » et « Low » du duplexeur. Une charge est placée sur le connecteur « High ».

La courbe de réponse du filtre RX (figure 32) est aussi celle d'un filtre éliminateur de bande asymétrique mais dont l'asymétrie est miroitée par rapport à celle du filtre TX. La fréquence rejetée est celle du TX (High) à 439,025 MHz avec une atténuation de -67,1 dB et l'atténuation (perte d'insertion) à la fréquence RX (Low) est de -1,9 dB à 431,425 MHz. On constate que ce filtre privilégie la transmission de la fréquence RX et atténue fortement la fréquence TX.

Raccordons maintenant le duplexeur sur l'analyseur de réseau vectoriel selon le schéma-bloc de la figure 22 et procédons à la mesure du coefficient de transmission :  $S_{21}$ .

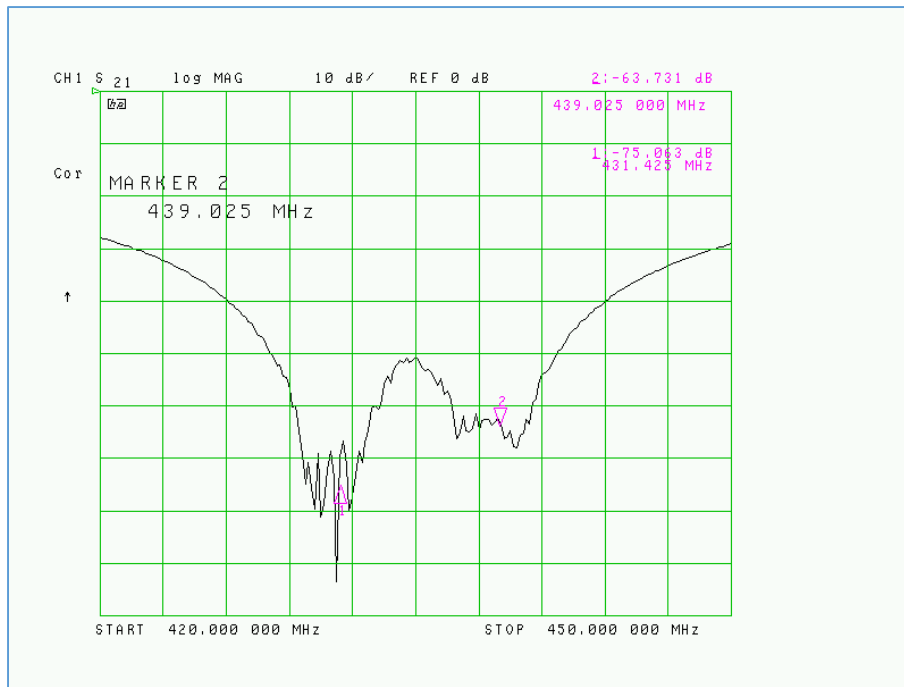


Fig. 33: Mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  des filtres TX et RX en cascade entre le connecteur « Low » et « High » du duplexeur. Une charge est placée sur le connecteur « Ant ».

On constate clairement l'effet des deux filtres éliminateurs de bande accordés respectivement sur la fréquence RX à 431,425 MHz et sur la fréquence TX à 439,025 MHz.

Les mesures du coefficient de transmission permettent d'accorder la fréquence de résonance des cavités en cascade comme nous venons de le constater. Mais il arrive un moment où il est difficile de distinguer l'accord précis d'une cavité ou d'une autre qui suit en cascade dans une partie des filtres du duplexeur lorsque l'effet éliminateur de bande d'une cavité doit se superposer à l'effet éliminateur de bande de la cavité suivante. En effet, l'atténuation du signal devient importante et le signal atténué devient proche du niveau du plancher de bruit de l'appareil de mesure. C'est ici que l'on peut comprendre toute l'importance de la dynamique de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel et de ses performances du rapport signal sur bruit.

Toutefois, il y a moyen d'affiner le réglage d'un duplexeur en procédant à des mesures du coefficient de réflexion  $S_{11}$  sur le port « Ant » de celui-ci. Pour cela, on effectue le raccordement du 1<sup>er</sup> port de mesure de l'analyseur sur le connecteur « Ant » du duplexeur. Les deux autres ports du duplexeurs (Low et High) peuvent être chacun raccordé sur une charge fictive étalon ou bien être raccordés, pour un des ports du duplexeur (Low ou High, au choix) sur le 2<sup>ème</sup> port de mesure de l'analyseur, et le port restant du duplexeur être raccordé sur une charge étalon. Le 2<sup>ème</sup> port de mesure de l'analyseur va se comporter exactement de la même manière qu'une charge étalon.

Pour vous en convaincre, faite l'expérience de substituer le raccordement du 2<sup>ème</sup> port de mesure de l'analyseur par une charge étalon au niveau du duplexeur, et vous constaterez qu'il n'y a aucun changement dans la mesure. De même si vous inversez le raccordement du 2<sup>ème</sup> port de mesure de l'analyseur et celui de la charge étalon entre les ports « Low » et « High » ou « High » et « Low » du duplexeur, vous constaterez qu'il n'y aura aucun changement dans la mesure.

Lorsque vous procéderez à la mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  sur le port « Ant » du duplexeur, il y a deux formats de mesure qui sont particulièrement intéressants à afficher sur l'écran de l'analyseur de réseau vectoriel : il s'agit de la courbe de réponse SWR (ROS : rapport d'ondes stationnaires) et de l'affichage de l'impédance présente sur le port « Ant » du duplexeur sous le format de l'abaque de Smith observable sur l'écran de l'analyseur.

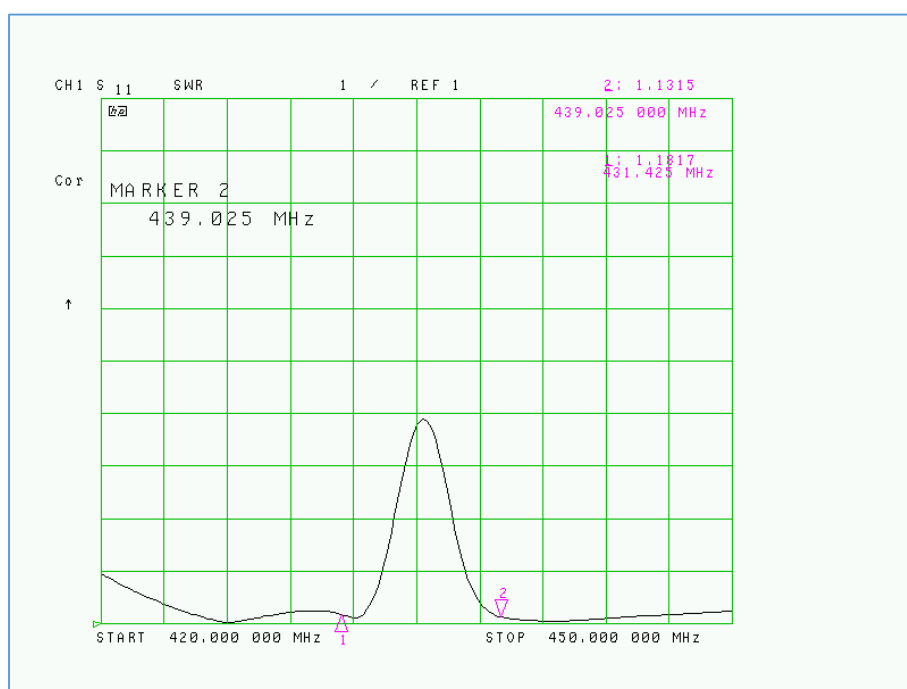


Fig. 34: Mesure du coefficient de réflexion sur le port « Ant » du duplexeur et affichée sous le format SWR à l'analyseur de réseau vectoriel.

On constate que le ROS au port « antenne » du duplexeur à la fréquence RX (Low) à 431,425 MHz est de 1,18 : 1 et que le ROS à la fréquence TX (High) à 439,025 MHz est de 1,13 : 1. Ce n'est pas si mal que cela !

Activons maintenant le format d'affichage de l'abaque de Smith sur l'analyseur de réseau vectoriel. C'est ici que vous trouverez l'aspect fabuleux de cet affichage pour le réglage du coefficient de réflexion optimal au niveau du port de sortie « antenne » du duplexeur. En effet, en laissant les deux marqueurs de fréquences activés (fréquence TX et fréquence RX du répéteur), vous allez pouvoir affiner le réglage des six cavités de votre duplexeur sous test. L'analyseur affiche le lieu d'impédance complexe de la sortie « antenne » du duplexeur dans la plage de fréquence de mesure. Voir présentation Power Point 11<sup>ème</sup> partie sur le sujet de l'abaque de Smith que vous pouvez consulter et télécharger sur le site Internet ON5VL.

Lorsque les deux points où se situent les deux marqueurs respectivement aux fréquences TX et RX se rapprochent tous deux le plus vers le centre de l'abaque de Smith affiché à l'écran, le réglage du duplexeur est optimal.

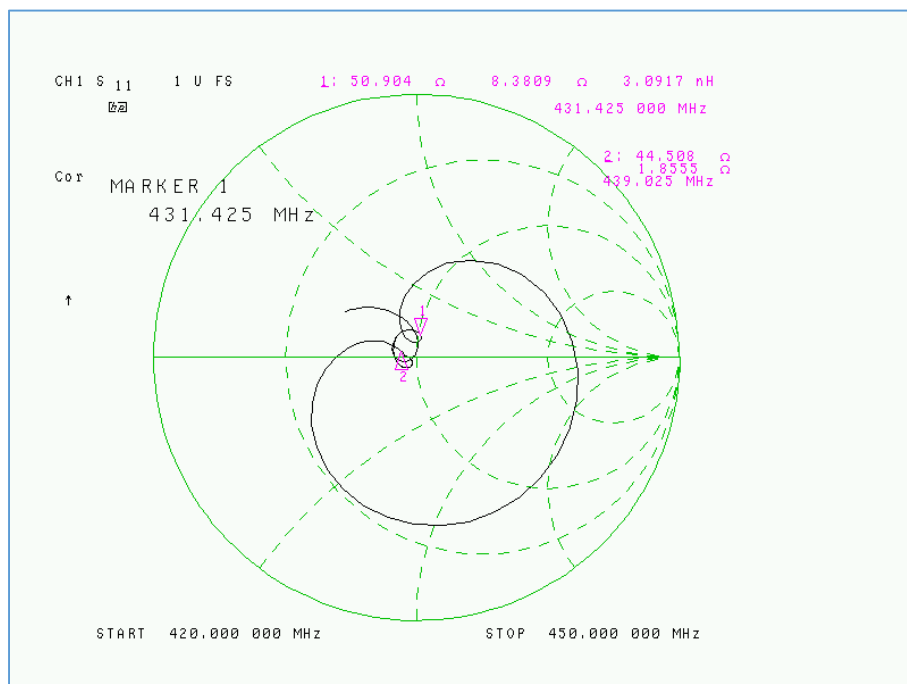


Fig. 35: Affichage du lieu géométrique de l'impédance complexe présente au port « antenne » d'un duplexeur (mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$ ) en fonction de la plage de fréquence de mesure. Les deux marqueurs (marqueur 1 à la fréquence RX et marqueur 2 à la fréquence TX) sont situés au plus proche du centre de l'abaque et sont donc contenus dans un cercle à SWR constant d'un faible diamètre, c'est-à-dire d'une valeur s'approchant du rapport idéal de 1 : 1. Sur cette figure, l'affichage des mesures au marqueur 1 sont activées.

Sur la figure ci-dessus, on constate que l'impédance présente au port « antenne » du duplexeur est de  $50,904 + j0,3809 \Omega$  à la fréquence RX de 431,425 MHz et est de  $44,500 + j1,8555 \Omega$  à la fréquence TX de 439,025 MHz. Comme les mesures du marqueur 1 sont activées, on peut directement lire que la partie réactive de l'impédance correspond à une valeur d'une bobine de self induction de 3,0917 nH à une fréquence de 431,425 MHz.

Retenez donc bien ceci : le réglage fin des cavités d'un duplexeur s'effectue grâce à la mesure du coefficient de réflexion sur le port « antenne ». Tout ce passe comme si l'on effectue la mesure de l'onde réfléchi par le port « antenne » du duplexeur.

Il y a d'autres réglages que ceux de l'accord en fréquence des quarts d'onde des cavités en cascade du duplexeur pour obtenir une impédance optimale à chaque port du duplexeur. Nous examinerons cette question un peu plus loin dans cet article : et vous n'êtes pas au bout de vos surprises (hi).

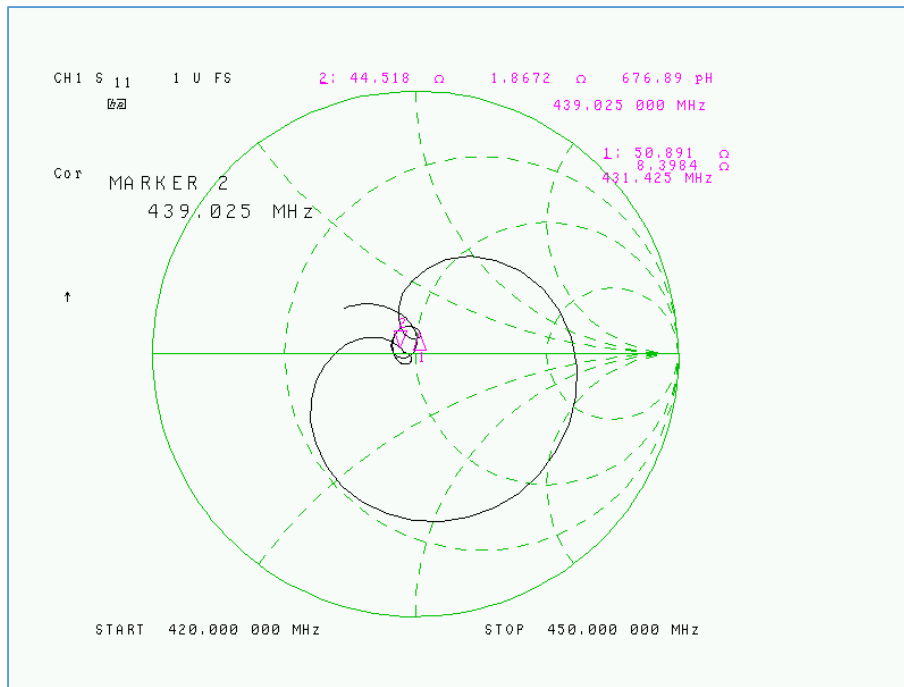


Fig. 36: Idem figure 35 mais avec activation de l'affichage des mesures au marqueur 2.

Sur la figure ci-dessus, on peut lire au marqueur 2 que la partie réactive de l'impédance correspond à une valeur d'une bobine de self induction de 676,89 pF à une fréquence de 439,025 MHz.

Afin de mieux visualiser l'affichage du centre de l'abaque de Smith, il y a moyen de sélectionner sur l'analyseur une fraction d'unité à fond d'échelle de l'abaque.

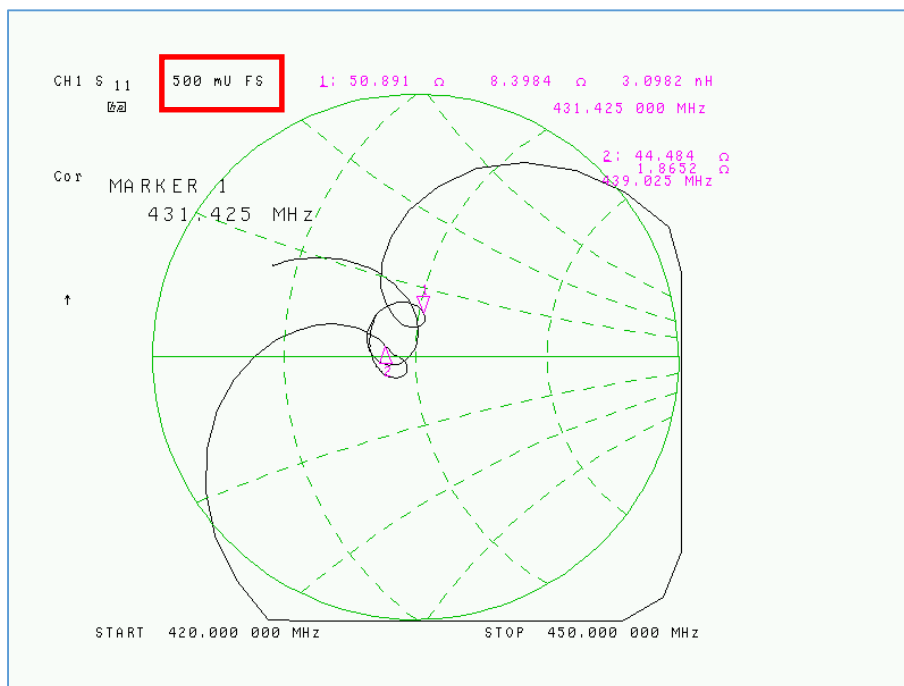


Fig. 37: Idem figure 35 mais avec un facteur d'échelle d'affichage de 0,5 unité à fond d'échelle de l'abaque de Smith, ce qui permet de mieux visualiser la position des deux marqueurs proches du centre de l'abaque.



Voici en deuxième lieu le duplexeur du relais C4FM et analogique ON0LG dans la bande UHF.



Fig. 38: Duplexeur UHF à 6 cavités du type éliminateur de bande équipant le répéteur ON0LG.

Ce duplexeur est d'un modèle fabriqué par un constructeur du Danemark et dont la réputation est unanimement appréciée dans toute l'Europe, aussi bien auprès des sociétés professionnelles de télécommunications que dans l'environnement des radioamateurs. Hélas, ce duplexeur UHF est équipé de connecteurs du type UHF (SO-239) – peut-être une commande spéciale à l'origine (?) – ; cela peut justifier le prix défilant toute concurrence pour lequel il a été investi en seconde main.

Nous profitons de cette opportunité pour vous expliciter le choix des connecteurs coaxiaux en fonction de la gamme de fréquence pour laquelle ces connecteurs sont initialement conçus et sont donc recommandés.

Les connecteurs UHF (PL-259 et SO-239) sont très populaires et parfaitement appropriés en ondes courtes (ondes décimétriques). À l'origine, ce connecteur a été conçu aux USA avant la seconde guerre mondiale pour véhiculer des signaux radiofréquence jusqu'à une fréquence théorique de 300 MHz. Dans la pratique et la réalité des choses qui a été expérimentée mondialement au fil du temps sur plusieurs décennies, tout le monde s'est aperçu unanimement que ce type de connecteur révèle ses limites à une fréquence de 100 MHz. Malgré son appellation de connecteur « UHF » (ou PL), ce connecteur n'est pas du tout approprié pour une utilisation dans la bande UHF. Malgré tout, même la plupart des équipements VHF radioamateurs (2 mètres) sont encore équipés, de nos jours en 2017, de connecteurs UHF (PL-259 et SO-239). Ce n'est pas l'idéal – ceci est un euphémisme – car les fréquences de la bande 2 m radioamateur se situent déjà bien au-delà de 100 MHz. Faites-vous votre propre idée.

Les connecteurs UHF font partie des rares – pour ne pas dire les seuls – dispositifs de raccordements coaxiaux dont l'impédance intrinsèque du connecteur lui-même n'est pas garantie (*Unmatched*). Lorsqu'on quitte le domaine des ondes courtes et que l'on s'aventure dans le monde de la VHF, de l'UHF, de la SHF et au-delà vers les microondes, la garantie de continuité d'impédance de la ligne de transmission au niveau des connecteurs qui équipent ses extrémités devient de plus en plus critique, voire indispensable.

Une description complète des types de connecteurs coaxiaux sort du cadre de cet article. Toutefois, on peut retenir les lignes directrices suivantes (qui ne sont pas exhaustives, hi) :

- UHF (PL-259 ; SO-239) : jusqu'à 100 MHz max. ;
- BNC : jusqu'à 2 GHz max. ;
- TNC : jusqu'à 12 GHz max. ;
- Type N : jusqu'à 18 GHz max. ;
- APC 7 : jusqu'à 18 GHz (ou 26 GHz pour des connecteurs de qualité labo.) ;
- SMA : jusqu'à 26 GHz max. (sous certaines conditions) ;
- APC 3.5 : jusqu'à 26 GHz ;
- APC 2.92 (K-Connector) : Jusqu'à 40 GHz (pour des connecteurs de qualité) ;
- APC 2.4 : jusqu'à 40 GHz ;
- APC 1.85 (V-Connector) : jusqu'à 65 GHz ;
- APC 1 mm : jusqu'à 110 GHz.

Voici les relevés de mesure du duplexeur du répéteur UHF de ON0LG.

Nous tenons ici à respecter le travail de ON8PS qui avait déjà réglé ce duplexeur de main de maître au moyen d'équipements de pointe. Chapeau l'OM : les réglages du duplexeur sont irréprochables et même optimaux !

Pour le répéteur ON0LG, la fréquence d'accord du filtre TX du duplexeur est 439,475 MHz et celle du filtre RX est 431,075 MHz.

Voici ci-dessous les résultats des réglages du duplexeur du répéteur ON0LG visualisés sur un analyseur de réseau vectoriel HP8753C.

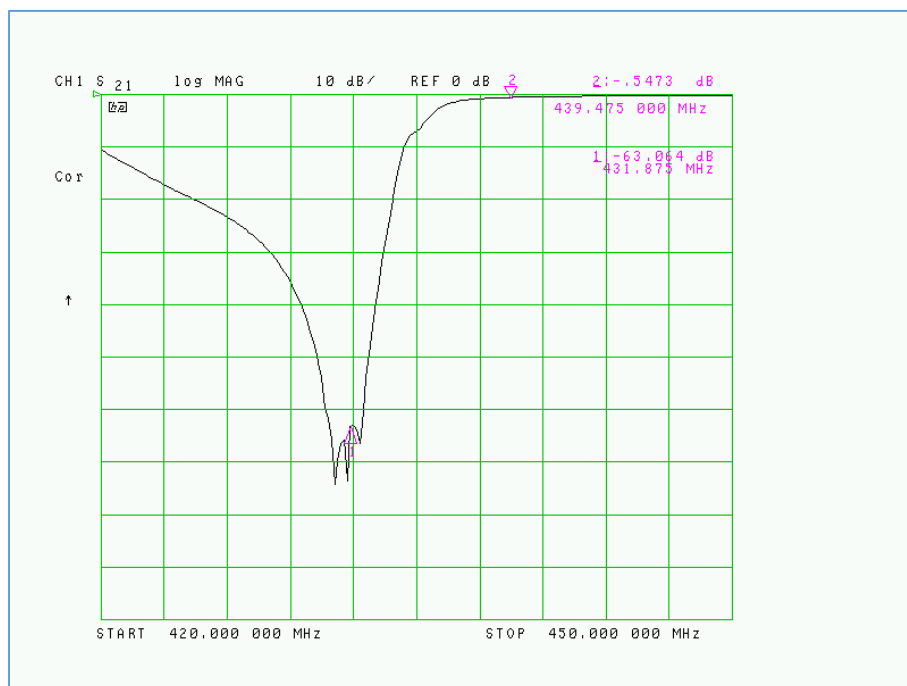


Fig. 39: Mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  du filtre TX entre le connecteur « Ant » et « High » du duplexeur. La perte d'insertion est de 0,5 dB à 439,475 MHz et l'atténuation est de -63,1 dB à 431,875 MHz.

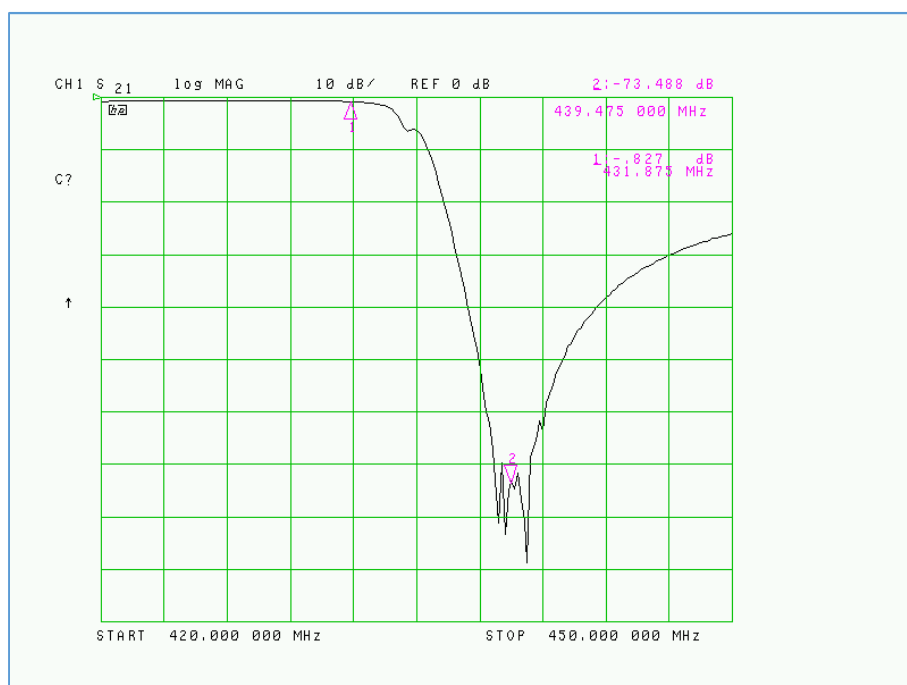


Fig. 40: Mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  du filtre RX entre le connecteur « Ant » et « Low » du duplexeur. La perte d'insertion est de 0,8 dB à 431,875 MHz et l'atténuation est de -73,5 dB à 439,475 MHz.

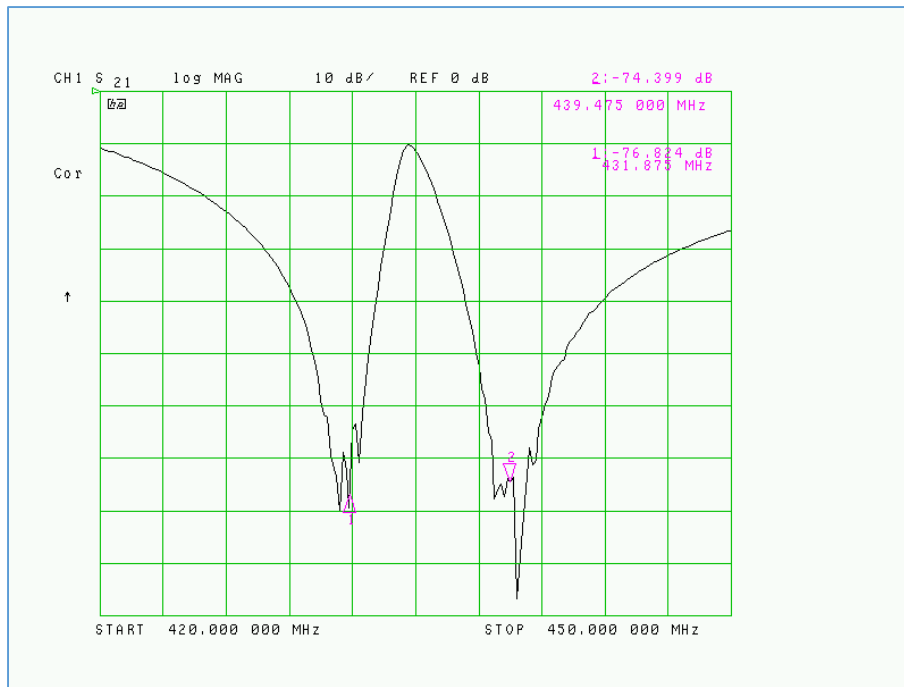


Fig. 41: Mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  des deux cavités en cascade où l'on observe l'effet éliminateur de bande des deux filtres.

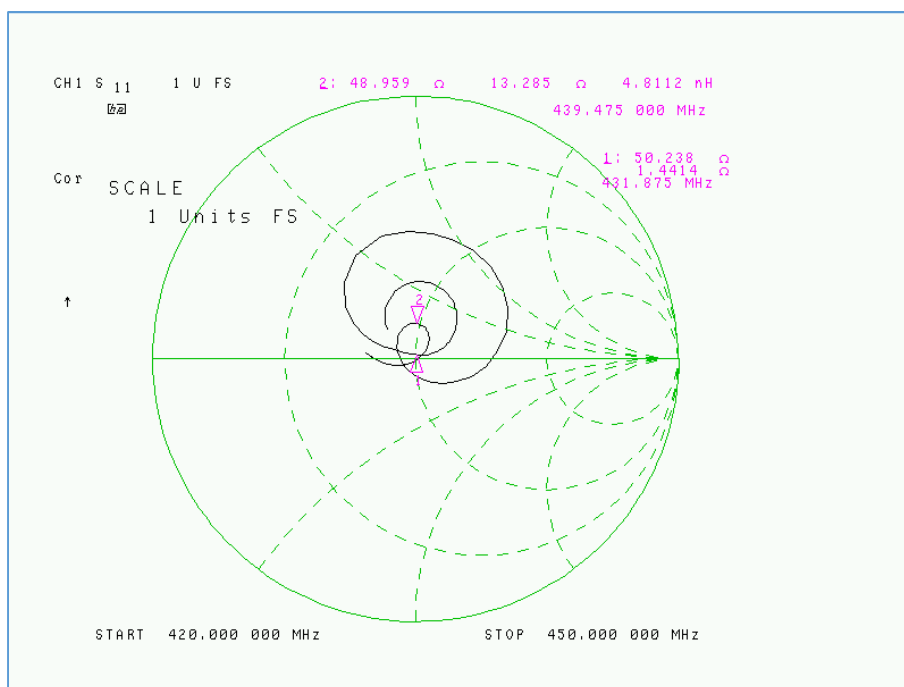


Fig. 42 : Mesure du coefficient de réflexion au port « Ant » du duplexeur ON0LG qui est affiché sous le format de l'abaque de Smith. Les deux marqueurs aux fréquences TX et RX se situent proches du centre de l'abaque ; l'impédance complexe présente au port « Ant » du duplexeur est de  $50,2 + j1,4 \Omega$  à 431,875 MHz et de  $48,9 + j13,3 \Omega$  à 439,475 MHz. À cette dernière fréquence (au marqueur 2) la partie réactive de l'impédance n'est pas négligeable mais tout-à-fait acceptable. Cela aura une légère répercussion sur la valeur du SWR à cette fréquence de 439,475 MHz.



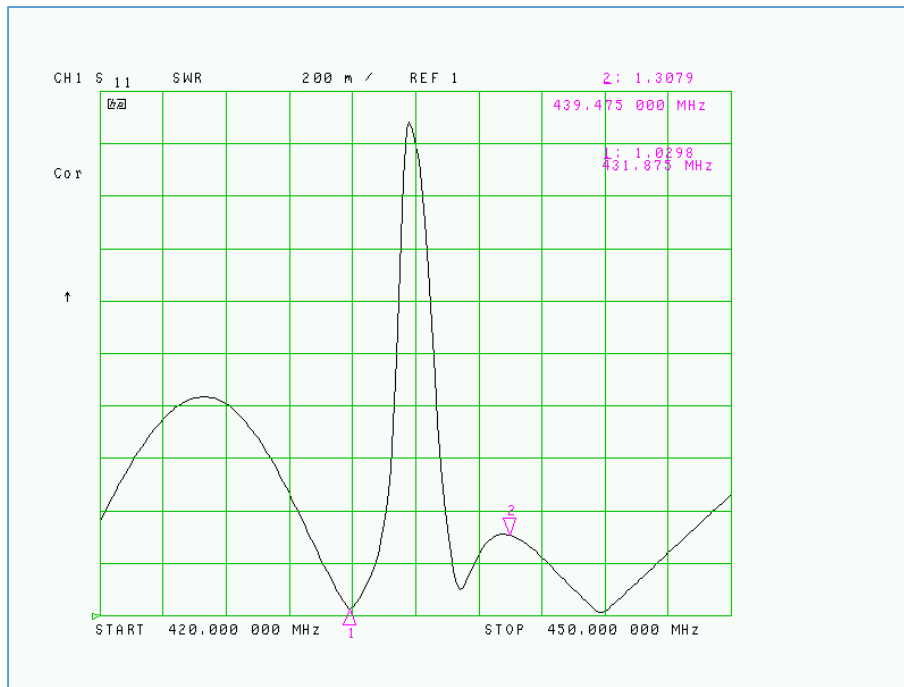


Fig. 43 : Mesure du coefficient de réflexion au port « Ant » du duplexeur ON0LG qui est affiché en valeur de SWR. Le ROS est de 1,03 : 1 à 431,875 MHz et est de 1,31 : 1 à 439,475 MHz.

Il y aurait moyen d'affiner le ROS de 1,31 : 1 à 439,475 MHz en agissant sur les réglages de compensation des couplages entre les cavités si toutefois ces réglages existent et soient accessibles dans l'exécution de fabrication du duplexeur. Quand ils existent, ces réglages de compensation peuvent prendre soit la forme de vis noyaux plongeurs de réglages capacitifs, soit la forme d'orientations des spires de couplage par rotation dans l'axe longitudinal de celles-ci par rapport aux éléments résonnants quart d'onde. Dans cette dernière forme de réglage par rotation des spires de couplage, le degré (ou taux) de couplage est modifié, ce qui peut avoir une répercussion sur la bande passante des filtres dans de très légères proportions, mais cela offre un parfait moyen d'affinage de l'impédance complexe présente aux ports d'entrée et de sortie de chaque cavité. Ainsi, il y a moyen d'obtenir aux ports du duplexeur un réglage final de SWR optimum.



Fig. 44 : Vue de détail sur les réglages de compensation de couplage des cavités en cascade d'un duplexeur. Les accès aux réglages sont protégés par des obturateurs ; ceux-ci sont indiqués par des flèches sur cette figure.

### Comment effectuer tous ces réglages en pratique ? Quelle est la procédure ?

Pour vous montrer les différentes étapes successives des réglages à effectuer, nous allons vous décrire, pas à pas, la procédure à suivre sur un troisième duplexeur que nous avons eu à notre disposition pour servir de « pièce martyre ». Nous avons volontairement complètement désaccordé ce duplexeur avant de procéder aux premiers relevés des clichés de mesures, mais rassurez-vous, le résultat final de l'ensemble du réglage est optimal et nous rendons ce duplexeur à son propriétaire avec l'assurance que celui-ci pourra intégrer à nouveau son installation sans le moindre souci (hi).



Fig. 45 : Duplexeur servant de « pièce martyre » pour vous montrer, pas à pas, la procédure de réglage.

Les premières mesures sont celles du coefficient de transmission  $S_{21}$  entre le port « Ant » et « High » du duplexeur selon les raccordements illustrés à la figure 20.

Deux marqueurs de fréquence sont activés : le 1<sup>er</sup> à 431,762 MHz (fréquence RX) et le 2<sup>ème</sup> à 439,362 MHz (fréquence TX). On devrait voir apparaître l'effet éliminateur de bande des cavités du filtre TX sur la fréquence RX (au marqueur n°1).

La figure suivante va nous montrer que les cavités sont toutes désaccordées.

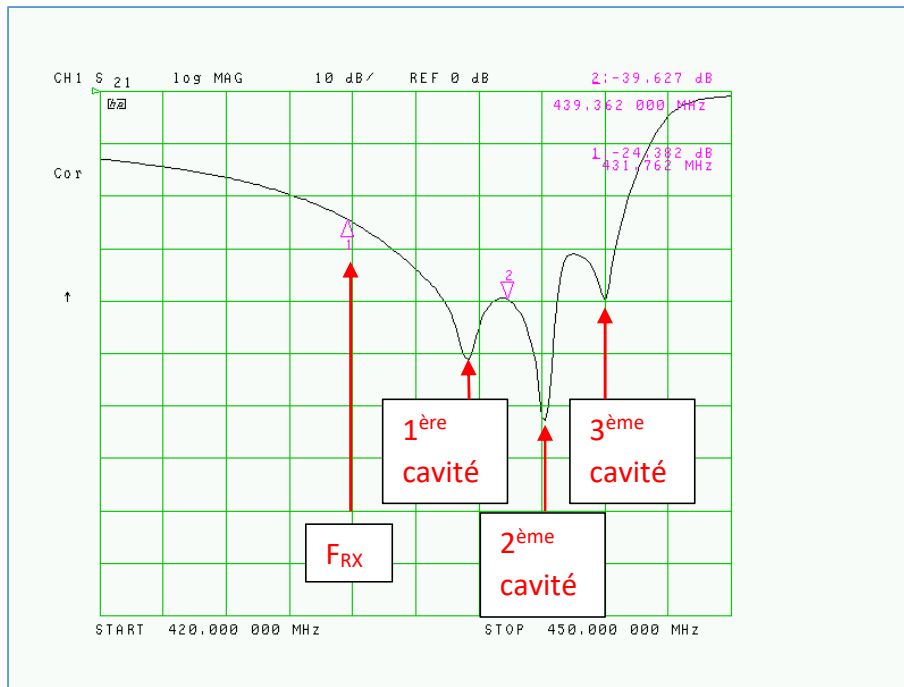


Fig. 46 : Cavités désaccordées du filtre TX. L'effet éliminateur de bande est bien loin de se situer sur la fréquence RX. On constate trois minima dans la courbe qui correspondent aux fréquences sur lesquelles les trois cavités se situent actuellement.

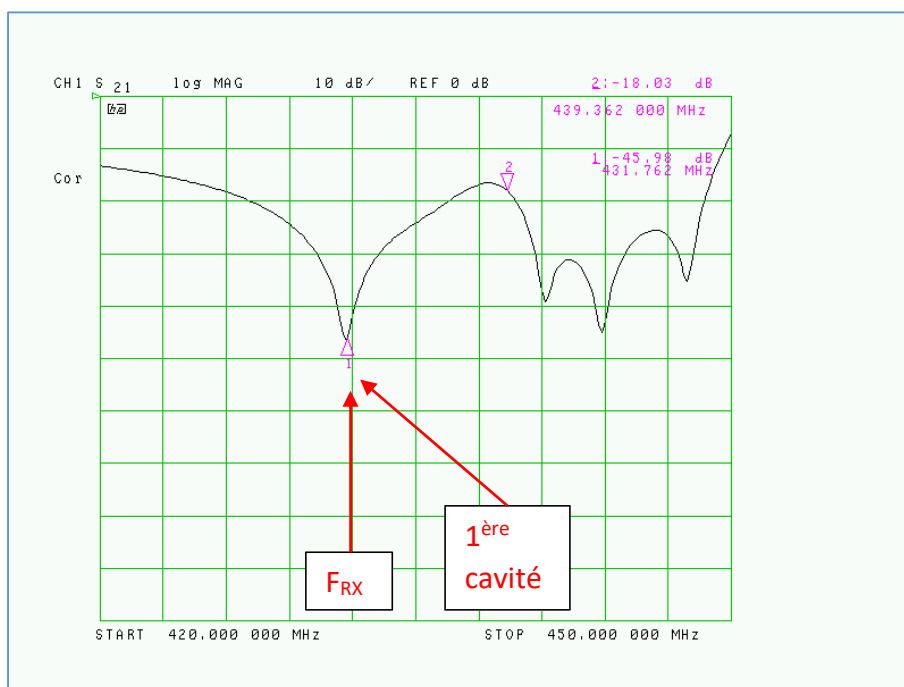


Fig. 47 : La 1<sup>ère</sup> cavité du filtre TX est à présent réglée sur la fréquence RX. On devrait trouver sur la courbe uniquement deux autres minima correspondant aux deux autres cavités du filtre. Sur la figure ci-dessus on observe un minimum excédentaire qui provient d'une rétroaction parasite des cavités du filtre RX. Lorsque le filtre RX sera réglé à son tour, son influence deviendra négligeable sur le filtre TX comme nous pourrons le constater par la suite.

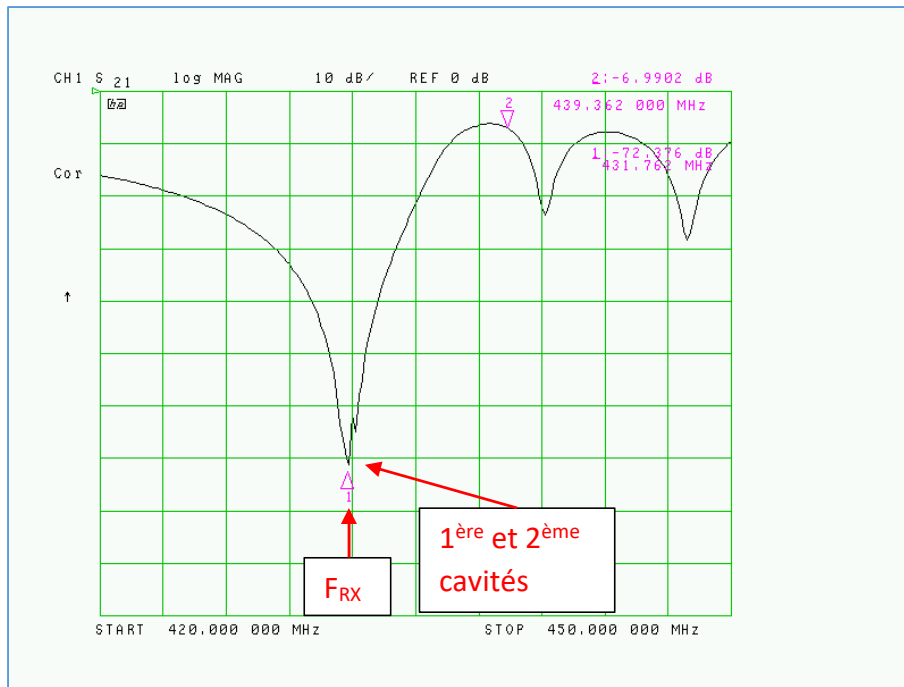


Fig. 48 : La 2<sup>ème</sup> cavité du filtre TX est à présent accordée sur la fréquence RX et son effet éliminateur de bande vient se superposer à celui de la 1<sup>ère</sup> cavité.

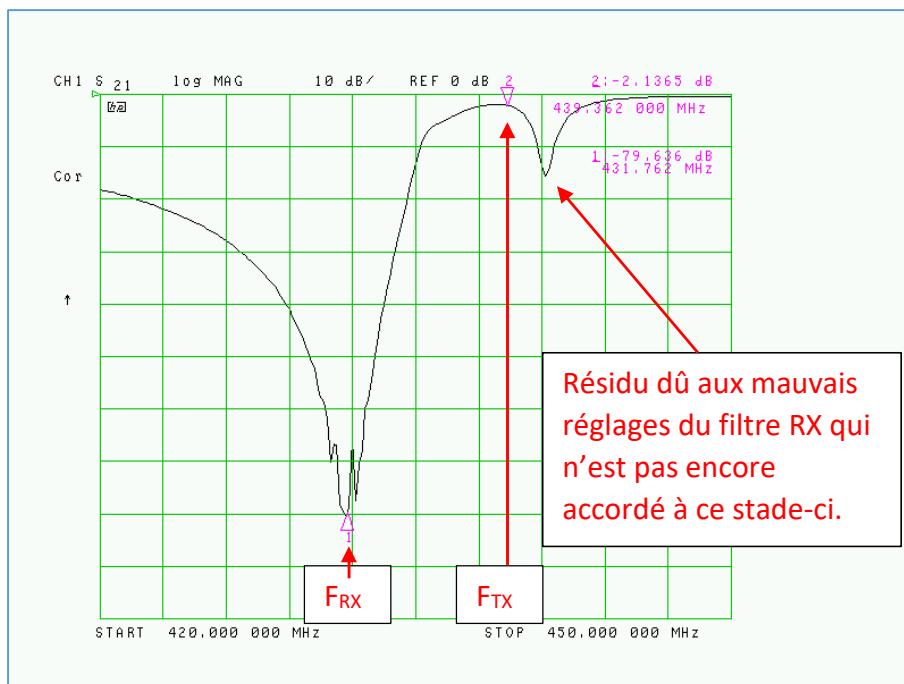


Fig. 49 : Les trois cavités du filtre TX sont maintenant accordées sur la fréquence RX et l'effet éliminateur de bande cumulé par les trois cavités du filtre TX se manifeste clairement avec une atténuation de -79,6 dB. Après cette première passe de réglages, la perte d'insertion du filtre TX à sa fréquence TX a diminué dans de larges proportions (-2,1 dB) mais n'a pas encore atteint une valeur attendue. Toutefois, il subsiste un résidu parasite dans la portion de bande passante du filtre TX. Ce résidu va se résorber lors de la 2<sup>ème</sup> passe de réglages comme nous pourrions le constater après les réglages des cavités du filtre RX.

L'analyseur de réseau vectoriel est à présent raccordé sur le filtre RX du duplexeur comme illustré à la figure 21.

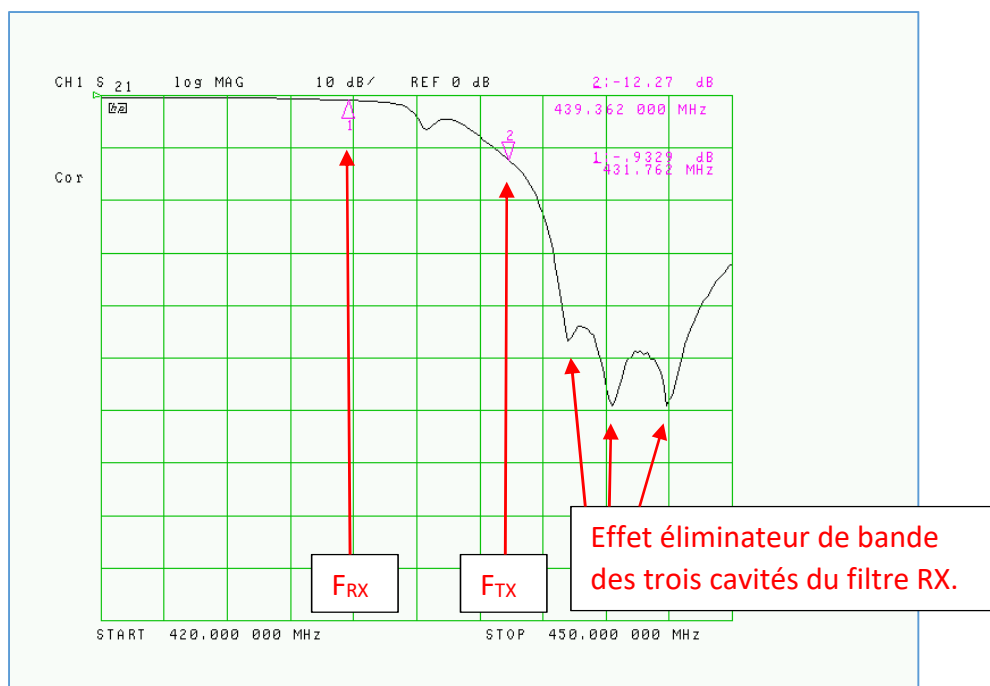


Fig. 50 : Courbe de réponse du coefficient de transmission du filtre RX lorsque les trois cavités de celui-ci ne sont pas encore accordées sur la fréquence TX.

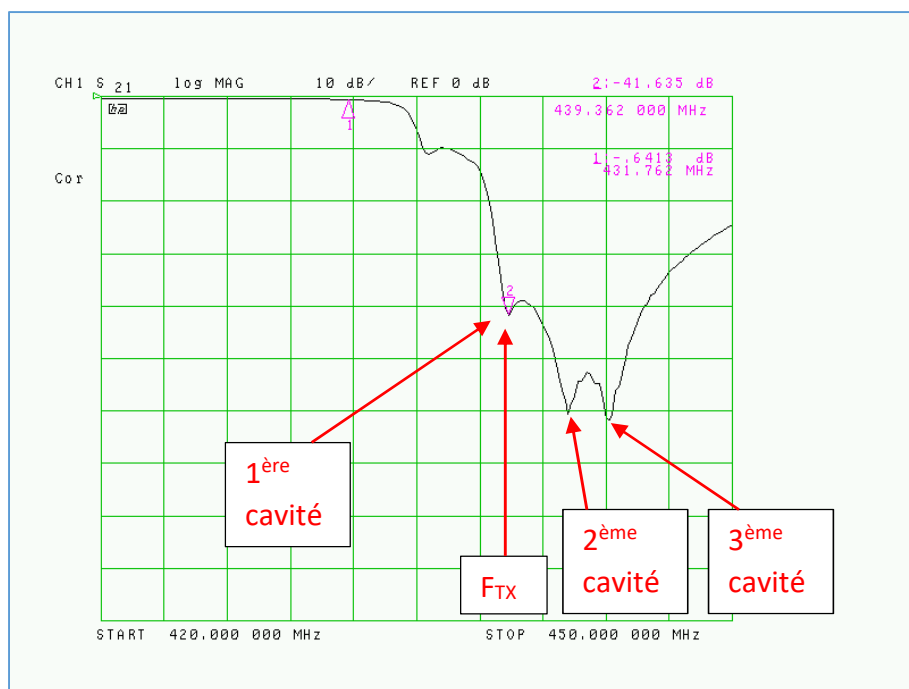


Fig. 51 : La 1<sup>ère</sup> cavité du filtre RX est à présent réglée sur la fréquence TX.



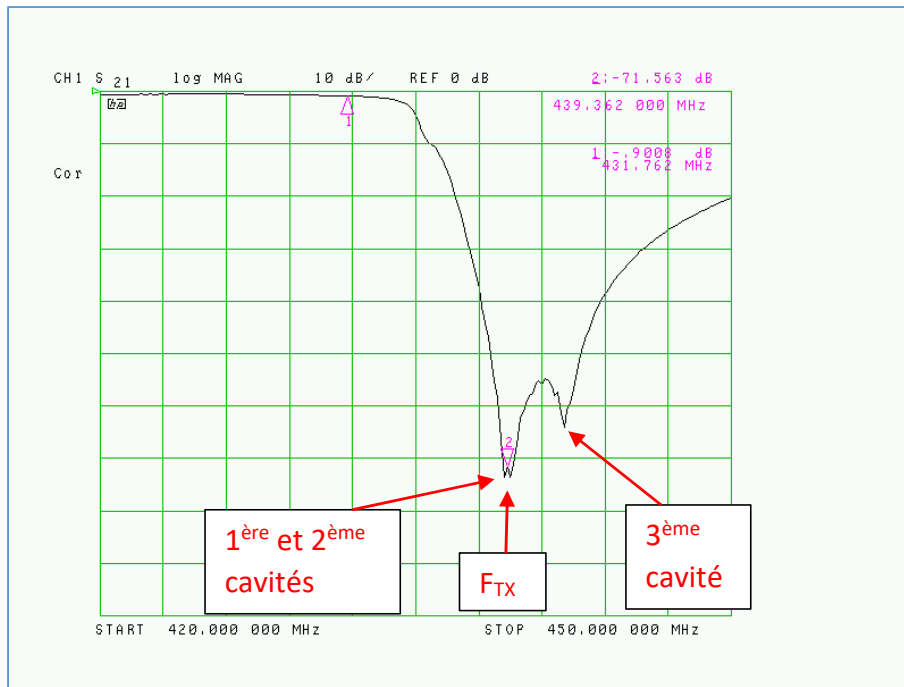


Fig. 52 : La 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> cavités sont accordées sur la fréquence TX.

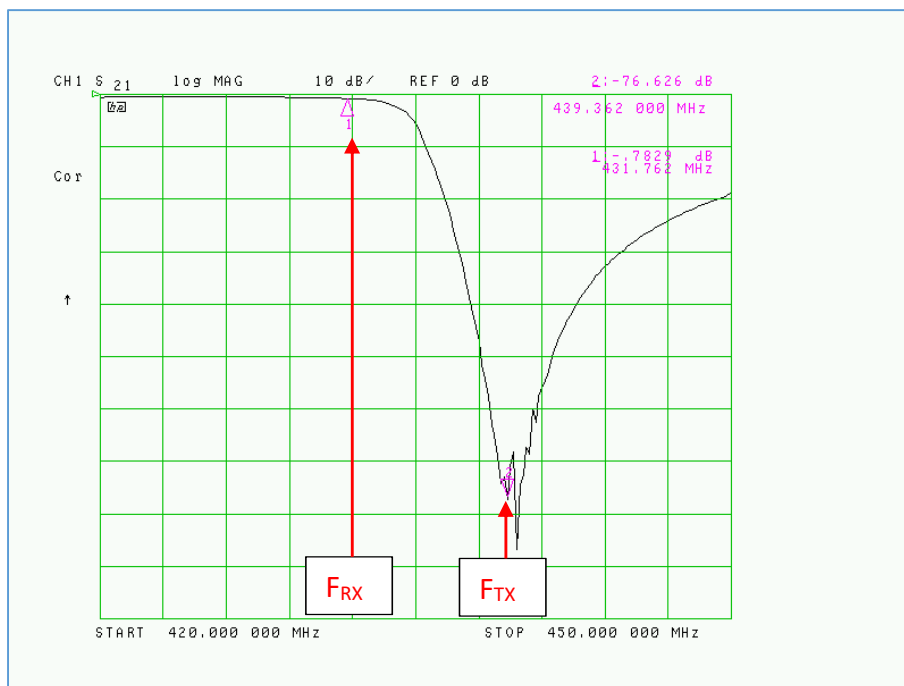


Fig. 53 : Les trois cavités du filtre RX sont à présent accordées sur la fréquence TX. La perte d'insertion commence à devenir acceptable (-0,78 dB) à la fréquence RX et l'atténuation de l'effet éliminateur de bande est à présent de -76,6 dB à la fréquence TX. On peut observer sur cette figure qu'il n'y a plus de résidu parasite dans la courbe de réponse au niveau de la bande passante du filtre RX à la fréquence RX.

Comme les cavités du filtre RX sont accordées, il y a lieu d'effectuer une deuxième passe de réglage du filtre TX. Ce sera aussi l'opportunité de vérifier que le résidu parasite du filtre TX observé à la figure 49 aura cette fois disparu grâce aux réglages du filtre RX. Nous devons changer les raccordements entre l'analyseur et le duplexeur pour les ramener une nouvelle fois tels que décrits à la figure 20.

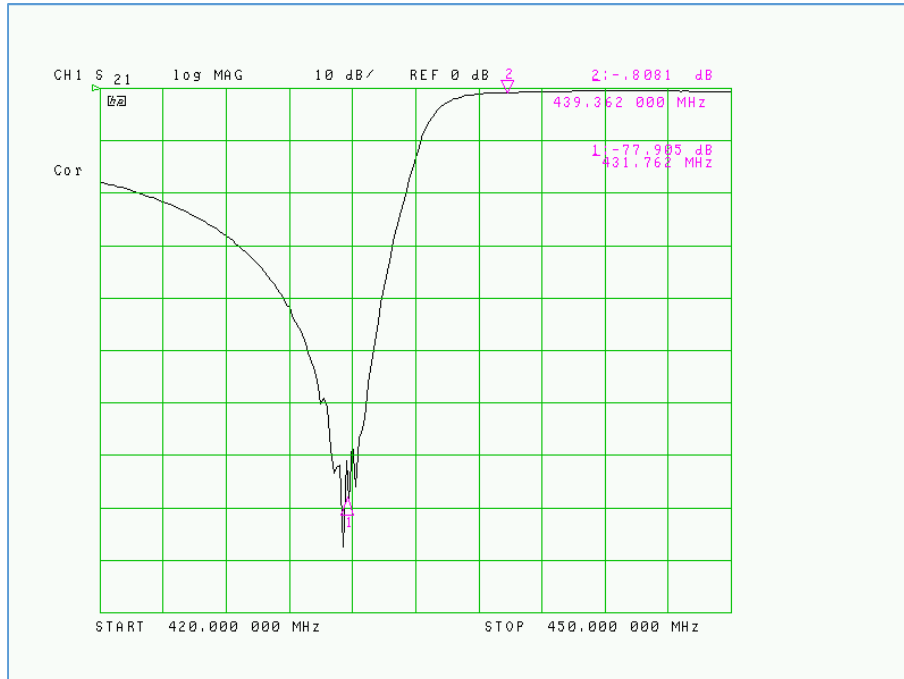


Fig. 54 : Courbe de réponse du coefficient de transmission du filtre TX du duplexeur. L'allure de la courbe est parfaite – le résidu parasite a bel et bien disparu – ; les performances de perte d'insertion (-0,8 dB) et d'atténuation (-77,9 dB) sont bonnes et correspondent aux valeurs attendues pour ce type de duplexeur.

Il reste à présent à affiner les réglages des six cavités par des mesures du coefficient de réflexion présent au port « Antenne » du duplexeur. Pour cela, nous disposons d'un outil fabuleux sur un analyseur de réseau vectoriel. Vous l'aurez deviné : il s'agit de l'affichage de l'abaque de Smith. C'est ici que les OM qui auront appris à maîtriser l'abaque de Smith obtiendront toute la récompense qu'ils méritent.

Nous pouvons laisser le duplexeur tel qu'il venait d'être raccordé lors des dernières mesures effectuées (selon le schéma-bloc de la figure 20). Vous constaterez que cela ne va rien changer aux mesures si le duplexeur est raccordé selon le schéma de la figure 21 comme nous l'avons déjà expliqué en fin de page 29 et en début de page 30 en ce qui concerne les mesures du coefficient de réflexion au port « Ant » du duplexeur.

### Avant optimisation du coefficient de réflexion :

Voici ce que nous pouvons lire sur l'abaque de Smith (figure 55) après avoir effectué les deux premières passes des réglages décrits ci-dessus par les mesures du coefficient de transmission. On constate que l'impédance complexe présente au port « Ant » du duplexeur est à peu près proche de  $50\ \Omega$  aux fréquences TX et RX indiquées sur l'abaque par les deux marqueurs. Toutefois, les deux valeurs d'impédance lues sont contenues dans un cercle à SWR constant dont la valeur n'est pas négligeable.

Nous allons à présent affiner le réglage des cavités : en premier lieu celles du filtre RX, en deuxième lieu celles du filtre TX. Il faudra procéder délicatement sur le réglage de chaque cavité tout en observant en temps réel la déformation du lieu géométrique d'impédance, et principalement le rapprochement des deux marqueurs vers le centre de l'abaque de Smith. Il faut procéder par petites touches successives sur tous les réglages jusqu'à ce qu'on ne puisse plus faire mieux. N'hésitez pas parfois à revenir sur un réglage déjà effectué jusqu'à obtenir un résultat optimum au niveau des deux marqueurs. Enfin, dites-vous que le mieux est l'ennemi du bien : même le meilleur duplexeur au monde ne peut donner un résultat absolu de  $50,000\ 000 \pm j\ 0,000\ 000\ \Omega$ . Vous constaterez par vous-même qu'il y a un moment où on ne peut plus faire mieux et que le résultat sera issu d'un compromis avec un résultat parfaitement acceptable.

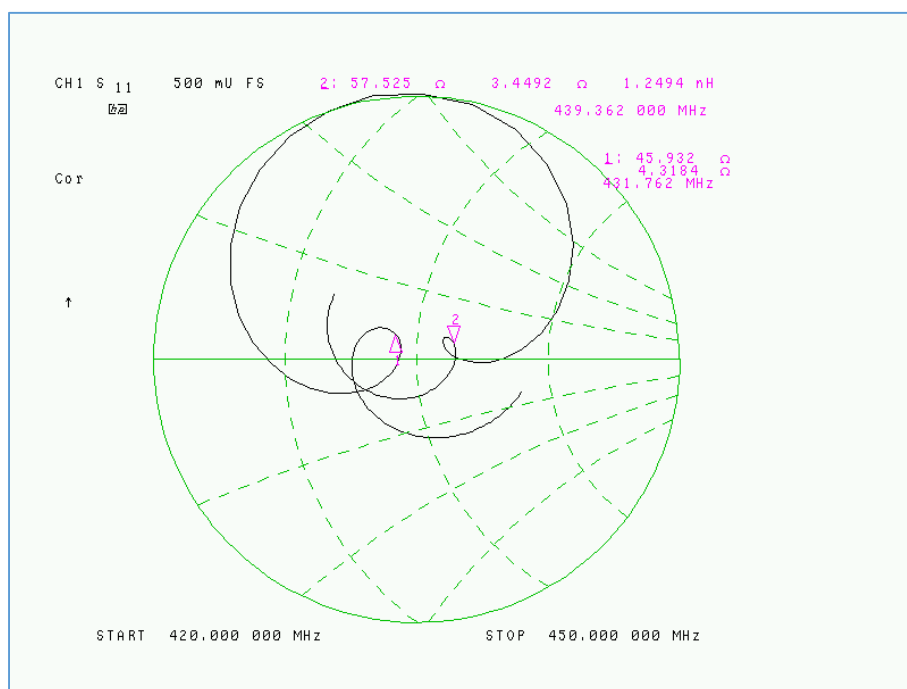


Fig. 55 : Lieu géométrique de l'impédance complexe présente au port « Antenne » du duplexeur en fonction de la plage de fréquence de mesure. Les deux marqueurs indiquent respectivement la fréquence RX et la fréquence TX.

### Après corrections des réglages des trois cavités du filtre RX :

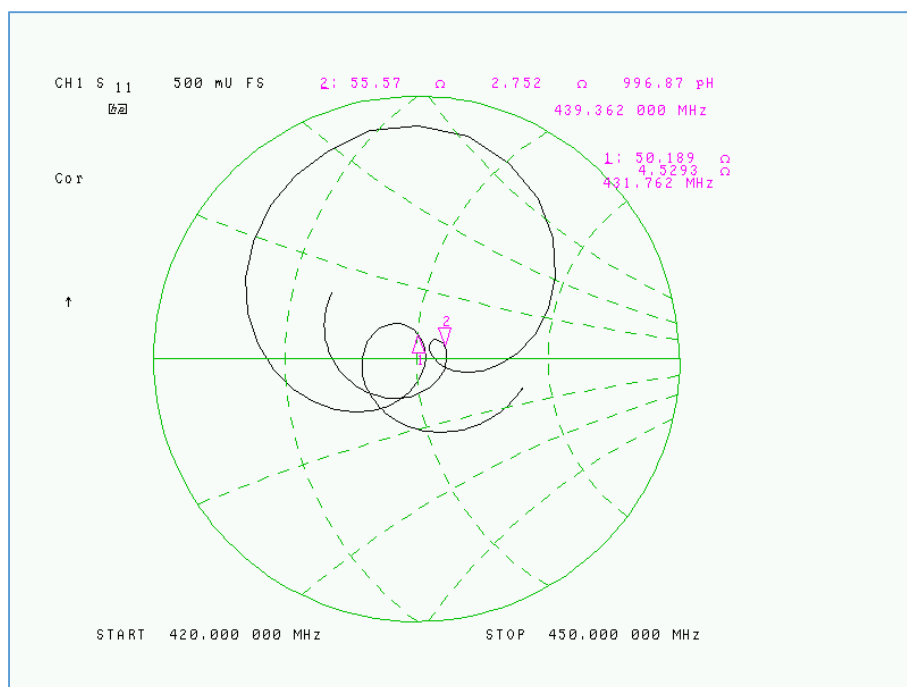


Fig. 56 : Réglages au meilleur compromis des trois cavités du filtre RX. Le marqueur 1 s'est rapproché du centre de l'abaque et il y a même eu un léger effet bénéfique sur la position du marqueur 2.

### Après corrections des réglages des trois cavités du filtre TX :

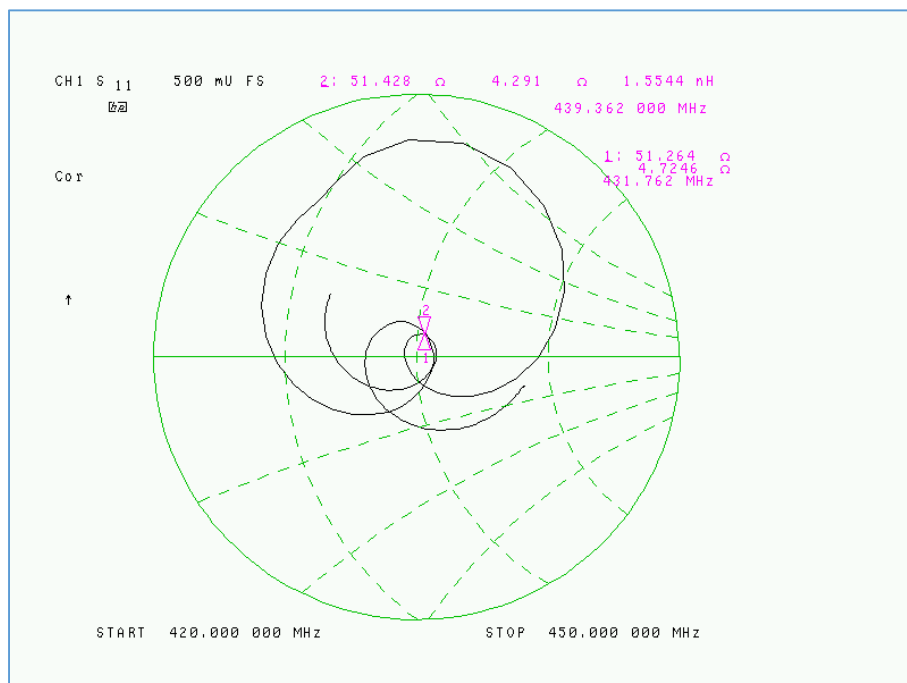


Fig. 57 : Réglages au meilleur compromis des trois cavités du filtre TX. Le marqueur 2 s'est rapproché du centre de l'abaque. Sur cette figure on peut directement lire les deux valeurs d'impédance complexe.

L'affichage en temps réel sur l'abaque de Smith permet d'obtenir une grande finesse de réglage du duplexeur.

Nous pouvons à présent quitter l'affichage de l'abaque de Smith et activer celui de la mesure du SWR (ROS) présent au port « Antenne » du duplexeur.

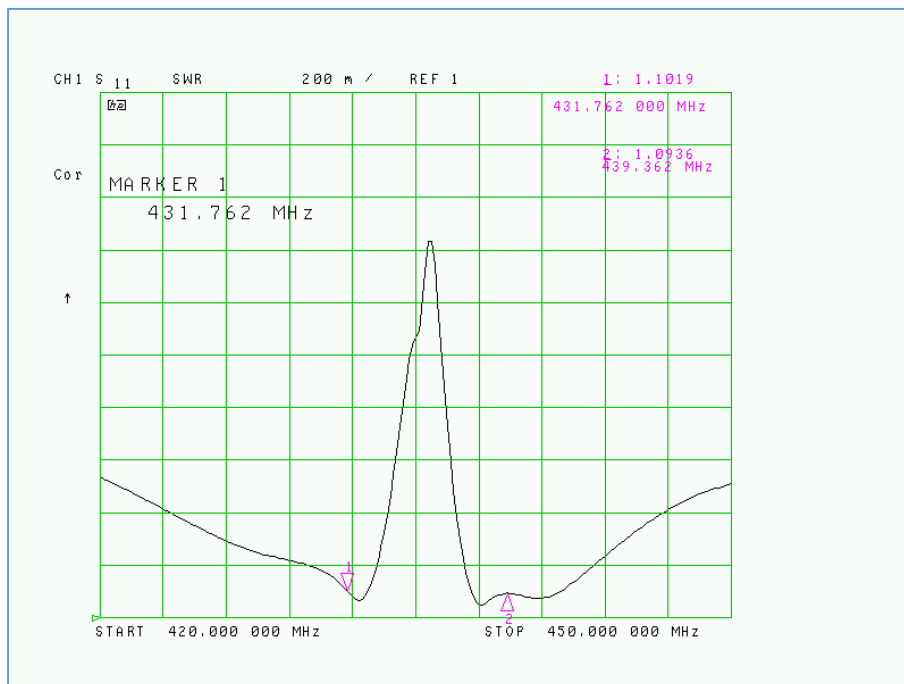


Fig. 58 : Mesure du coefficient de réflexion au port « Ant » du duplexeur avec affichage au format SWR.

Le ROS à la fréquence RX est de 1,102 : 1 et celui à la fréquence TX est de 1,094 : 1. Que pensez-vous de cet excellent résultat ?

Il reste à présent d'aller vérifier les mesures du coefficient de transmission du filtre RX et du filtre TX. Comme l'atténuation est relativement importante aux fréquences où se prononce l'effet éliminateur de bande des deux filtres, le signal se rapproche du niveau du plancher de bruit de l'appareil de mesure et il est difficile de lire une mesure stable dans ces conditions. Pour contourner ce problème, nous allons activer une fonction de calcul et d'affichage d'une valeur moyenne à l'analyseur. On peut paramétrer le nombre de mesures sur lesquelles la moyenne va être établie. Nous avons paramétré ici le calcul de la moyenne sur un nombre de 64 échantillons.



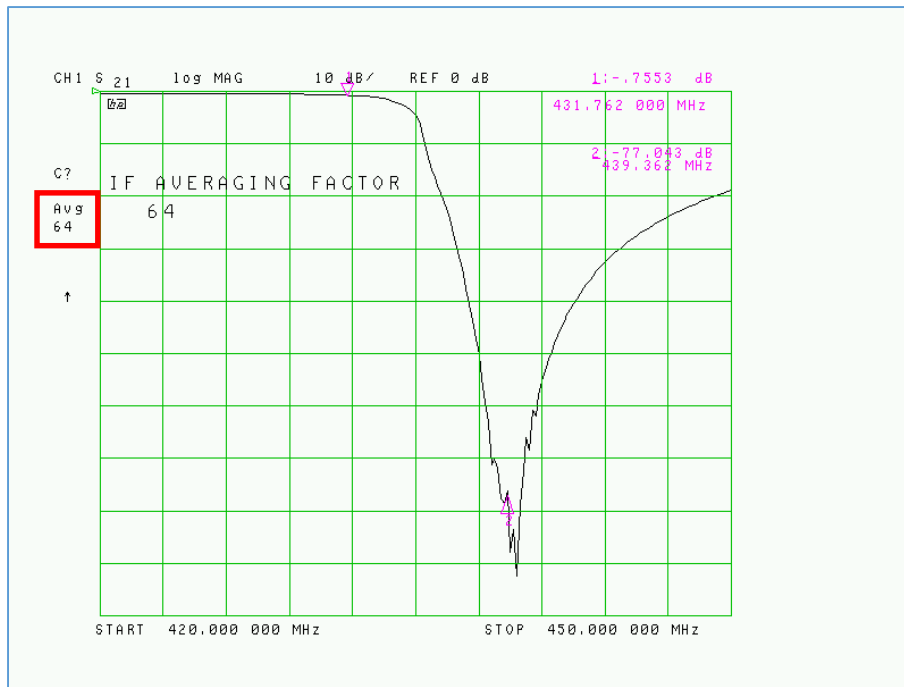


Fig. 59 : Mesure du coefficient de transmission du filtre RX réglé de manière optimale. La perte d'insertion est de -0,75 dB et l'atténuation de la fréquence TX rejetée est de -77 dB. L'analyseur est paramétré pour le calcul et l'affichage d'une valeur moyenne prise sur 64 échantillons.

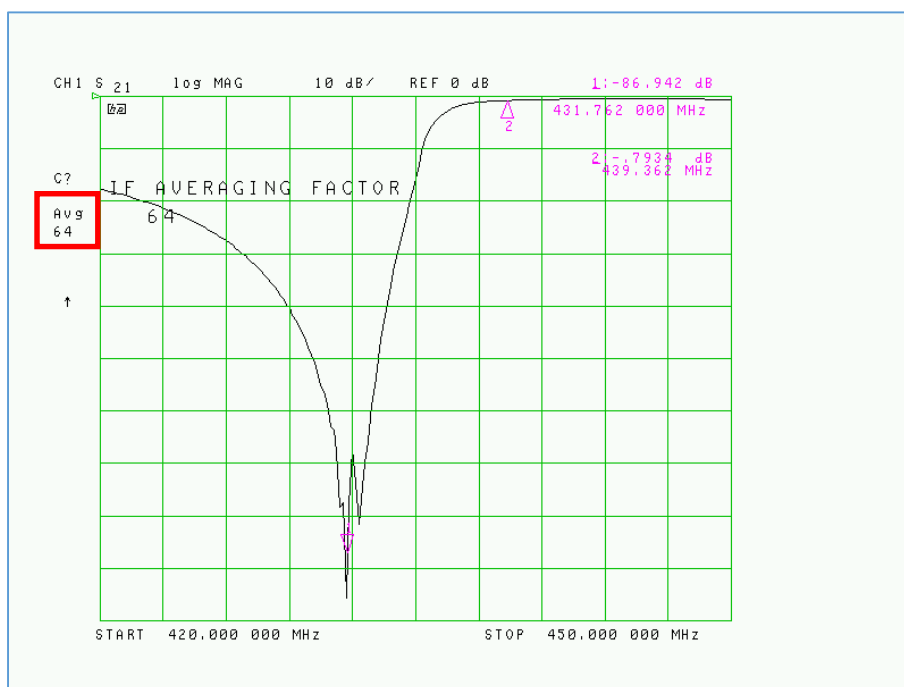


Fig. 60 : Idem figure précédente mais pour le filtre TX réglé de manière optimale. La perte d'insertion est de -0,79 dB et l'atténuation de la fréquence RX rejetée est de -86,9 dB.

Les analyseurs de réseaux vectoriels disposent pour la plupart d'entre eux de plusieurs canaux d'acquisition de mesure, en général deux canaux principaux. Ceux-ci peuvent être paramétrés pour réaliser par exemple une mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  sur un canal et une mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  sur l'autre canal. Enfin, les deux canaux de mesure peuvent être affichés en même temps sur l'écran. On peut s'imaginer l'avantage que cela puisse offrir de disposer de ces deux types de mesure en même temps et en temps réel.

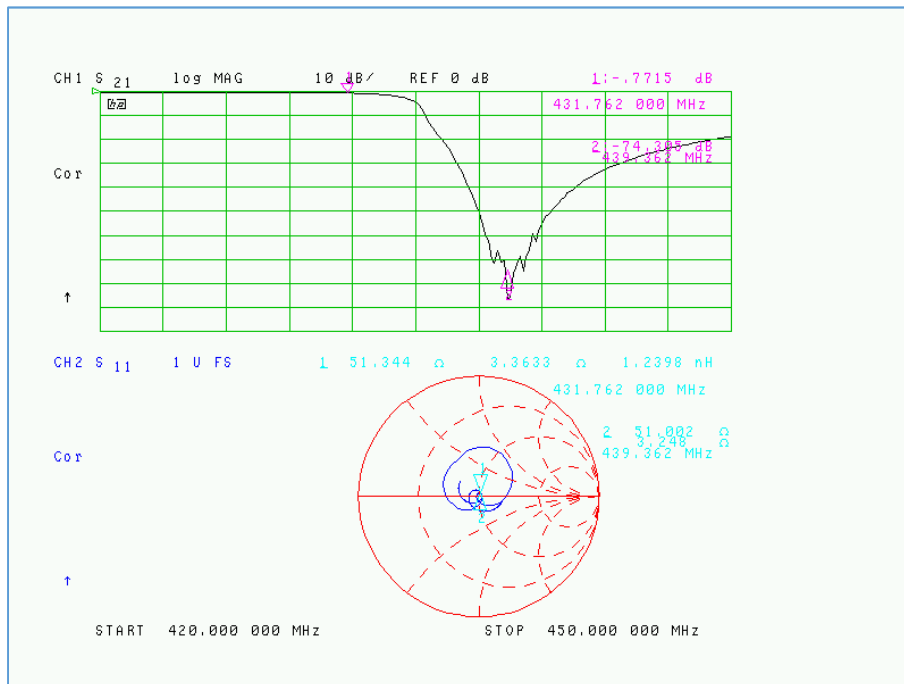


Fig. 61 : Double affichage sur l'écran pour les mesures  $S_{21}$  et  $S_{11}$  du filtre RX du duplexeur.

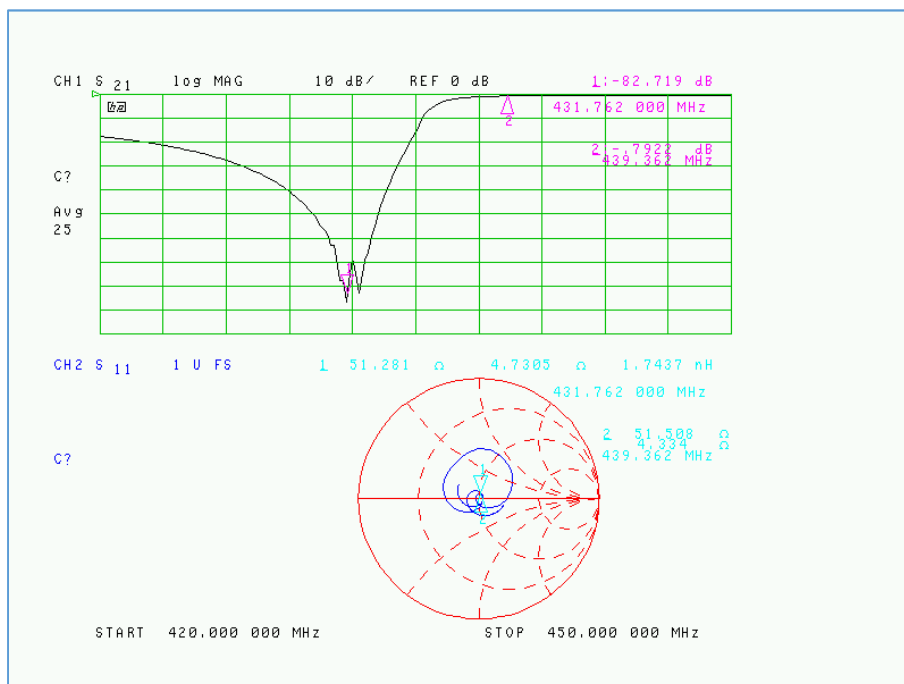


Fig. 62 : Double affichage sur l'écran pour les mesures  $S_{21}$  et  $S_{11}$  du filtre TX du duplexeur.

Il nous reste une dernière mesure de simple vérification à effectuer : il s'agit de celle du coefficient de transmission des deux filtres RX et TX en cascade avec une charge placée sur le port « Ant » du duplexeur. Le duplexeur est donc raccordé sur l'analyseur comme indiqué à la figure 22. On pourra donc clairement visualiser en même temps sur une même courbe les effets éliminateurs de bande des deux filtres du duplexeur.

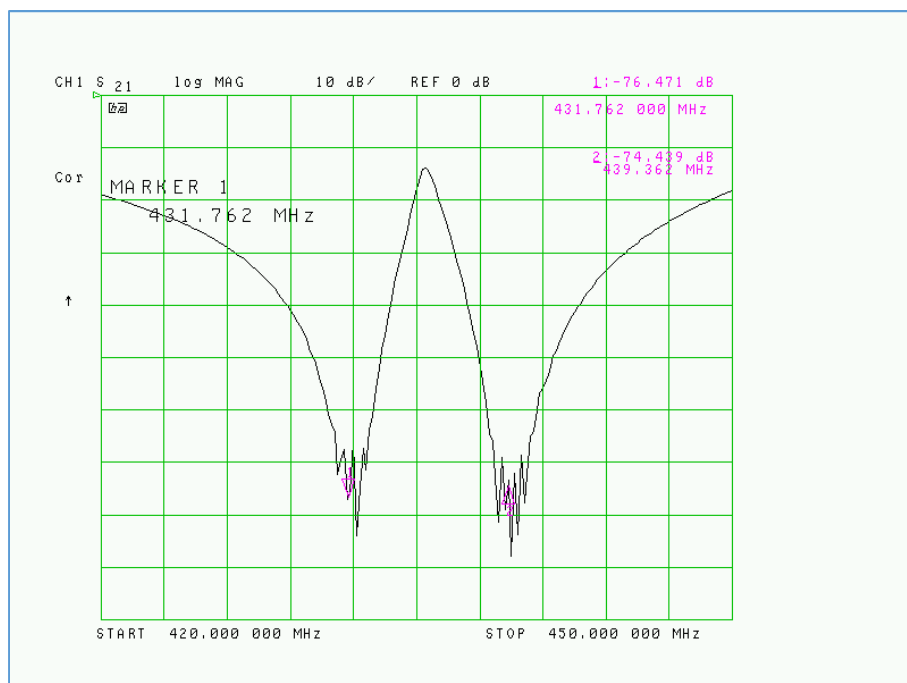


Fig. 63 : Courbe de mesure du coefficient de transmission des deux filtres RX et TX du duplexeur. Sur cette figure, la fonction du calcul de moyenne sur un nombre d'échantillons n'a pas été activée. Pour réaliser des mesures stables aux fortes atténuations, il est conseillé d'activer cette fonction.

### Conclusions :

Le réglage d'un duplexeur exige un certain savoir-faire que vous venez d'apprendre en lisant cet article.

Cela exige aussi un appareil de mesure approprié car il est illusoire de régler un duplexeur avec, par exemple, un simple S-mètre d'un *transceiver* et un ROS-mètre. Les réglages d'accord en fréquence des cavités sont critiques et font partie d'un travail de précision.

Il y a moyen d'utiliser un analyseur de réseau scalaire comme par exemple un analyseur de spectre et un générateur suiveur à condition de disposer de coupleurs ou ponts directionnels pour les mesures du coefficient de réflexion.

Comme nous l'avons constaté, le réglage fin d'un duplexeur s'effectue sur la mesure du coefficient de réflexion. En d'autres mots, on règle un duplexeur « sur l'onde réfléchie ».

Il est indispensable de charger tous les ports d'un duplexeur : une charge étalon doit être placée sur le port du duplexeur qui n'est pas raccordé à l'analyseur.

Enfin, c'est ici que se révèle toute l'utilité d'un analyseur de réseau vectoriel. Il en est de même en ce qui concerne une bonne maîtrise de l'abaque de Smith.