

Analyseur de réseau vectoriel et Radioamateurs

L'analyseur de réseau vectoriel est un appareil de mesure qui permet, comme son nom l'indique, d'analyser un circuit électronique sous test (actif ou passif) que l'on nomme sous l'appellation de réseau. L'analyse du réseau sous test consiste essentiellement à relever son comportement dans le domaine de la fréquence mais peut comporter aussi une analyse du signal à la sortie du réseau en fonction du niveau de puissance injecté à l'entrée du circuit électronique. Les mesures qui sont effectuées par ce type d'appareil sont celles du coefficent de transmission et du coefficent de réflexion aussi bien à l'entrée qu'à la sortie de ce réseau. En ce qui concerne le coefficient de transmission, celui-ci peut être mesuré non seulement de l'entrée vers la sortie du réseau mais aussi de la sortie vers son entrée, c'est-à-dire le coefficient de transmission inverse (isolation) ; nous le verrons plus loin avec des mesures effectuées sur des circulateurs. Un analyseur de réseau vectoriel peut non seulement caractériser un réseau qui possède un port d'entrée et un port de sortie (par exemple un filtre ou un amplificateur), mais aussi un réseau qui ne dispose que d'un seul port (par exemple une antenne ou une charge au sens général du terme). Enfin, il y a moyen de caractériser au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel un dispositif électronique (circuit ou réseau) à plusieurs ports (trois ou plus) comme par exemple un duplexeur, un diplexeur, un coupleur directionnel, un circulateur, un diviseur ou un séparateur de puissance à plusieurs ports, un coupleur hybride, etc.

Les notions de coefficient de transmission et de coefficient de réflexion ont déjà été développées dans l'article « Analyseur de spectre et mesures scalaires » publié sur le site Internet ON5VL. Nous nous sommes donc déjà familiarisés avec la notion des mesures scalaires. Nous allons à présent aborder la notion des mesures vectorielles.

Un vecteur est un objet mathématique qui est caractérisé en physique par une direction, un sens, une intensité (magnitude) et un point d'application. Nous utilisons quotidiennement d'une manière intuitive la notion de vecteur dans la vie courante. La notion d'une force, d'une vitesse, d'une accélération sont caractérisées par des grandeurs vectorielles car elles rassemblent les caractéristiques d'un vecteur (direction, sens, intensité, point d'application). Notre propre poids corporel est la notion vectorielle d'une force (celle de la pesanteur) caractérisée par une direction (selon un rayon passant par le centre de la terre), un sens (dirigé vers le centre de la terre), une intensité (par exemple une force de 750 Newtons) et un point d'application (le centre de gravité de notre masse corporelle, c'est-à-dire le barycentre).

En mathématique, on évoque la notion d'espace vectoriel qui (en très résumé) rassemble une série de propriétés sur les opérations entre un scalaire et un vecteur, et aussi entre des vecteurs. Au sens physique, on peut comprendre intuitivement cette notion par un champ. Dans l'exemple de notre propre poids, nous nous situons dans le champ gravitationnel terrestre et, du fait que nous possédons une masse corporelle, il suffit que nous soyons placés dans le champ gravitationnel terrestre pour subir une force d'attraction qui est caractérisée par notre poids. Dans cet exemple, c'est un représentant du vecteur de la force d'attraction terrestre qui est appliqué au centre de gravité de la masse de notre corps à l'endroit où il se trouve sur terre.

Maintenant que la notion de vecteur est mieux présente dans notre esprit, voyons comment tout cela se traduit dans le domaine des radiofréquences.

En électronique, et spécifiquement dans le domaine des radiofréquences, on peut concevoir l'existence de grandeurs vectorielles là où il est nécessaire de faire appel à des notions de direction, sens, magnitude et point d'application. En électrotechnique, les vecteurs de Fresnel caractérisent un réseau (circuit électronique) présentant une partie résistive et une partie réactive. Cette représentation graphique fait donc bien appel à la notion de vecteurs. En électronique, ce qui fait particulièrement bien apparaître cette notion de vecteur est la notion de phase. Les mathématiques des nombres complexes offrent des outils précieux pour pouvoir résoudre les calculs des réseaux. Les deux composantes d'un nombre complexe d'une impédance $Z = R+jX$ expriment la notion de grandeur d'intensité ou de magnitude par le calcul du module du nombre complexe : $\|Z\| = \sqrt{R^2 + X^2}$ – le module de Z est souvent noté $|Z|$ – et expriment la notion de direction sous forme de l'amplitude d'un angle (par rapport à un repère de référence) par le calcul de l'argument du nombre complexe :

$$\arg(Z) = \theta = \arctan\left(\frac{X}{R}\right) \quad (\text{la fonction arctan est parfois notée } \tan^{-1}). \quad \text{Cette notion}$$

d'argument, exprimée sous la forme d'un angle, caractérise l'essence même de la notion de phase. Ainsi, dès que l'on a accès à une grandeur d'intensité (module) et à une grandeur d'angle caractérisant une direction (argument) nous sommes en présence de grandeurs vectorielles. Les impédances complexes et les grandeurs vectorielles sont donc intimement liées.

Un analyseur de réseau scalaire nous donne uniquement l'information sur la grandeur d'amplitude d'un signal, c'est-à-dire sur le module d'un nombre complexe. Un analyseur de réseau vectoriel nous donne non seulement l'information sur l'amplitude (module du nombre complexe) mais aussi l'information sur la phase (argument du nombre complexe). En connaissant le module et l'argument d'un nombre complexe, on retrouve aisément par calcul sa partie réelle et sa partie imaginaire. On peut ainsi retrouver par exemple la partie résistive et la partie réactive d'une impédance.

Dans les nombreux exemples d'application qui ont été décrits dans l'article « L'abaque de Smith : un outil mystérieux ? Un outil démystifié » sur le site ON5VL, nous avons vu le lien étroit entre l'impédance complexe et le coefficient de réflexion (ou le SWR). Nous avons eu l'opportunité de constater la variation d'impédance (à SWR constant) le long d'une ligne de transmission. Le déplacement le long de cette ligne est exprimé en fraction de longueur d'onde électrique de la ligne de transmission. Cette longueur d'onde électrique peut tout aussi bien être exprimée en radians ($\lambda/2 = \pi$) ou en degrés ($\lambda/2 = 180^\circ$). Ceci représente donc bien un décalage de phase.

On peut mieux comprendre à présent tout l'intérêt d'un analyseur de réseau vectoriel qui est un instrument de mesure capable de fournir distinctement et en même temps l'amplitude et la phase d'un signal mais aussi la partie réelle et la partie imaginaire d'une impédance.

Cet article fait parfois appel à quelques notions pour les amateurs d'analytique mathématique – le stricte nécessaire en quelques pages sur les paramètres « S » (coefficients de répartition) – mais ne vous effrayez pas chers OM car vous y trouverez beaucoup de pratique profitable à la majorité d'entre nous. Vous découvrirez aussi un petit cheminement historique des analyseurs de réseaux vectoriels pour vous aider à bien comprendre certains aspects des mesures. Bref, il y en aura pour tout le monde !

Historiquement, les premiers appareils de mesures vectorielles étaient constitués en 1950 – par exemple parmi les appareils Hewlett Packard – d'un générateur haute fréquence (HP 608A), d'un pont de mesure (HP 803A) et d'un récepteur de mesure avec détecteur (HP 417A). Ce système permettait la mesure directe d'impédances complexes en relevant le module (amplitude, magnitude) et l'argument (angle de phase) de l'impédance complexe. La mesure devait être effectuée point par point à chaque fréquence. Chaque mesure prenait plusieurs minutes à un opérateur technicien expérimenté et bien entraîné !



Fig. 1 : Système de mesure directe de l'impédance complexe avec lecture du module et de l'argument avec un générateur HP 608A, un pont de mesure HP 803A et un récepteur de mesure avec détecteur HP 417A. Source : (HP Journal Avril 1950) HP Memory Project.

Actuellement, un radioamatuer peut utiliser plus facilement le pont de mesure HP 803A avec un générateur moderne à synthétiseur de fréquence et substituer le récepteur de mesure d'origine par un analyseur de spectre, ce dernier étant un super récepteur.

Le pont de mesure d'impédance complexe (Inventé par Arthur Fong, ingénieur de l'Université de Stanford et considéré comme le patriarche des microondes à la société Hewlett Packard) relève une fraction (échantillon) du champ électrique et du champ magnétique présents dans une ligne de transmission raccordée à la charge à mesurer. Deux atténuateurs sont pilotés simultanément : le premier agit sur la tension issue du champ électrique, le second sur le courant issu du champ magnétique. Le pilotage des atténuateurs est effectué de manière à obtenir un équilibre entre les valeurs des signaux présents à la sortie de ceux-ci. Ces deux signaux sont appliqués aux deux extrémités d'une ligne de transmission. La phase est déterminée en trouvant sur cette ligne le point où les deux signaux s'annulent.

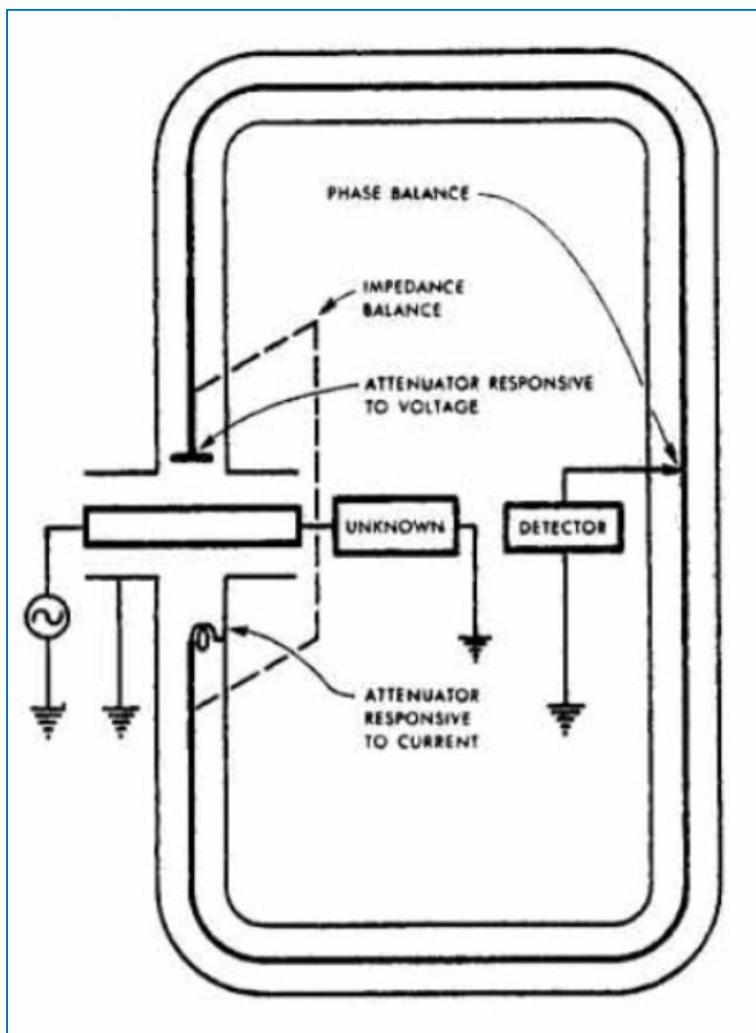


Fig. 2 : Principe du pont de mesure HP 803A inventé par Arthur Fong. Source : catalogue HP de 1950.

Ce dispositif avec pont de mesure était à l'époque une grande avancée pour les mesures vectorielles d'impédance par rapport à la toute première méthode de mesure basée sur le rapport d'ondes stationnaires et effectuée avec des lignes à fente (*Slotted Line*). Le principe de la ligne à fente est de relever la tension maximale et la tension minimale des ondes stationnaires le long d'une ligne de transmission coaxiale au moyen d'un détecteur couplé à la ligne. À l'époque héroïque des techniques radiofréquences et avant l'utilisation des lignes à fente, on promenait un voltmètre HF avec une perche isolante le long d'un *Feeder* symétrique alimentant une antenne. La lecture sur le voltmètre était effectuée au moyen d'une paire de jumelles. Quelle époque !



Fig. 3 : Ligne à fente (*Slotted Line*) HP 805A pour la mesure du rapport d'onde stationnaires (VSWR), mesure de magnitude et de phase (catalogue HP de 1950). Le détecteur était raccordé à un voltmètre de mesure à amplificateur faible bruit et gradué en VSWR (HP 415A). Photo : ON4IJ.



Fig. 4 : Indicateur SWR HP 415E (1967), version moderne du HP 415A de 1950. Cet appareil équipe encore aujourd'hui en 2017 certains laboratoires de mesures. Photo ON4IJ.

Le premier « analyseur » de réseau vectoriel qui a été construit au monde, avec un affichage d'une impédance complexe sur l'abaque de Smith, a été inventé par le constructeur Rohde & Schwarz en 1950 : le « Diagraph Zg ZDU » (bande passante de 30 MHz à 300 MHz ou 420 MHz, poids 55 kg) suivi de près par le « Diagraph Zg ZZD » (bande passante de 300 MHz à 2400 MHz, poids 58 kg), c'est du lourd !



Fig. 5 : Le premier « analyseur » de réseau vectoriel au monde inventé par le constructeur Rohde & Schwarz : le *diagraph Zg*. Source EDN News Electronic Test 1936-1955, a look back, part 3, Janine Love, 24 Mai 2013.



Fig. 6 : *Diagraph Zg ZDU* de 30 MHz à 420 MHz, une pièce de collection. Source : Ebay katja-7858, 29 Avril 2015, 50,00 €.



Fig. 7 : *Diagraph Zg ZZD de 300 MHz à 2400 MHz*, une pièce de collection. Source : Ebay Germany_made, 19 Juin 2015, 104,00 €.

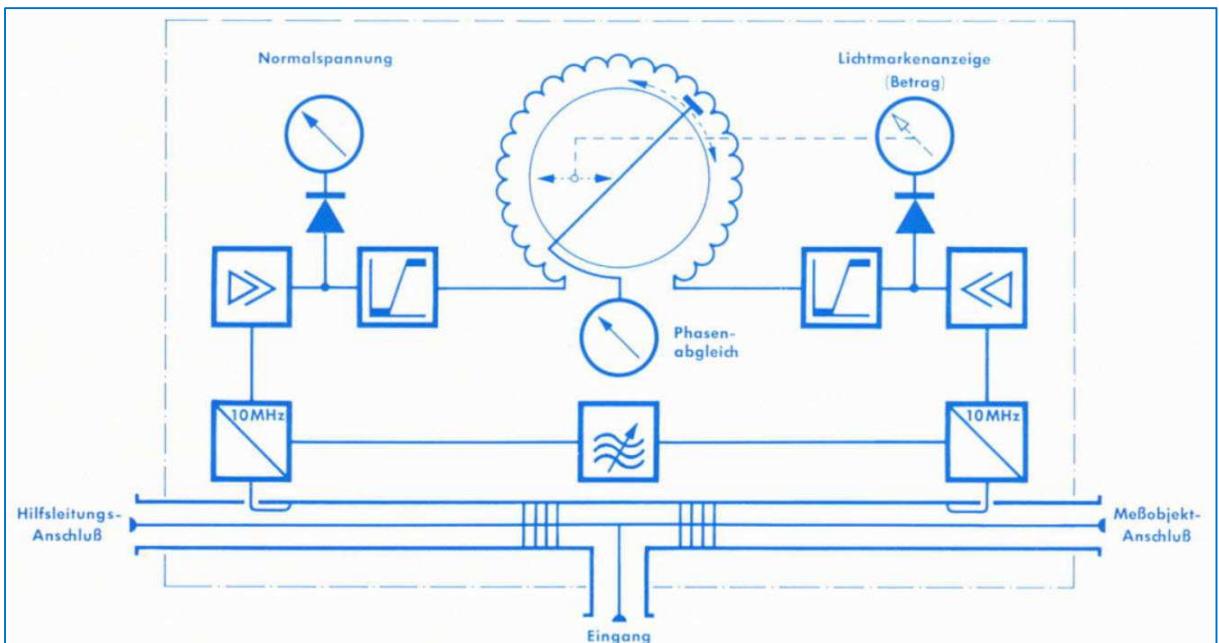


Fig. 8 : Schéma bloc montrant le principe du *Diagraph*. Source : archive brochure Rohde & Schwarz.

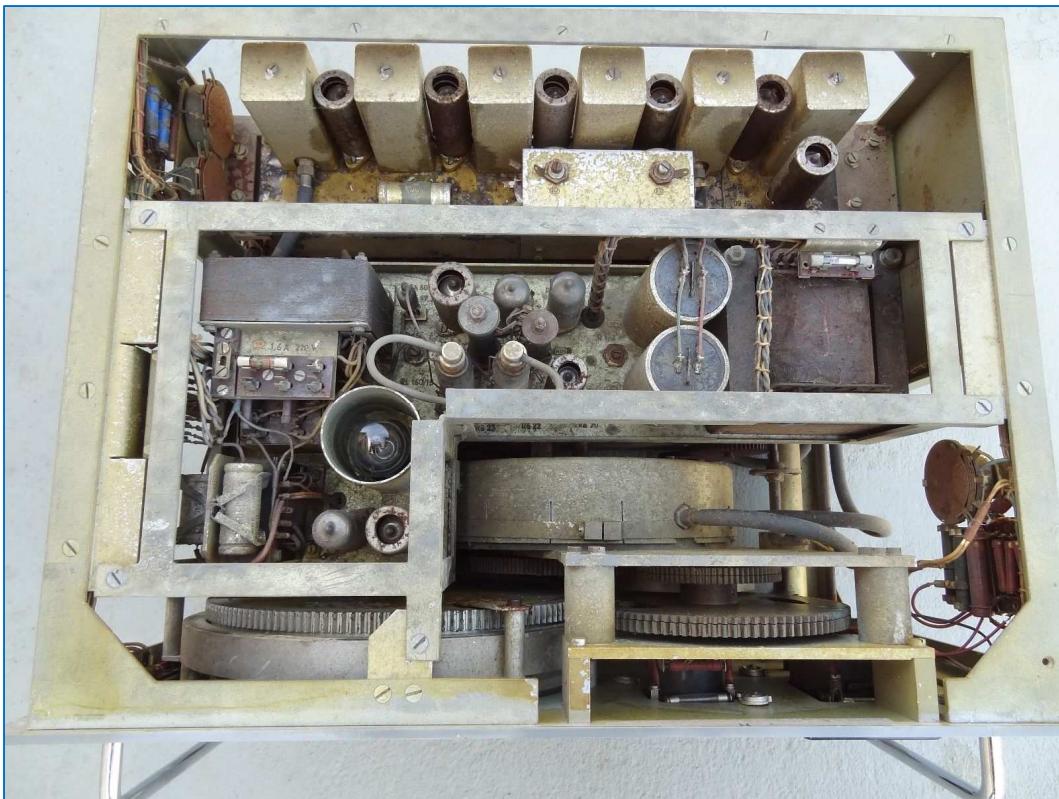


Fig. 9 : *Diagraph Zg ZDU*, vue du dessus ; c'est de la véritable plomberie coaxiale et beaucoup de mécanique robuste. Source : Ebay Thinkdvds, 22 Mai 2015.



Fig. 10 : *Diagraph Zg ZDU*, vue arrière ; du très lourd avec beaucoup de tubes radio de cette époque. Source : Ebay Thinkdvds, 22 Mai 2015.

L'étape suivante d'innovation technologique pour les mesures vectorielles a été l'invention du voltmètre vectoriel en 1966 mesurant en temps réel l'amplitude (magnitude, module) d'un signal sur un premier indicateur et la phase (argument) sur un deuxième indicateur. Il s'agit d'un millivoltmètre à deux canaux et à large bande.



Fig. 11 : Voltmètres vectoriels. Au-dessus : HP 4800A (5 Hz – 500 kHz) ; en bas à gauche : HP 4815A (0,5 – 108 MHz) ; en bas à droite HP 8405A (1 – 1000 MHz). Sensibilité de 100 µV et résolution de 0,1°. Source : HP Memory Project.

Ce type d'appareil a pu voir le jour grâce aux innovations technologiques des techniques d'échantillonnage (analogique) des signaux et grâce à la découverte des diodes semi-conducteur Schottky à porteurs chauds (*Schottky Hot Carrier Solid State Diode*).

Évolution majeure du concept de mesure vectorielle : introduction des paramètres S

L'introduction du concept des paramètres S (*Scattering Parameters*), c'est-à-dire les coefficients de répartition permettent d'effectuer des mesures d'impédance complexe par rapport à une impédance standard de référence et permet aussi d'effectuer les mesures des coefficients de transmission et de réflexion aux bornes d'un réseau inséré dans une ligne de transmission dans des conditions de source et de charge d'impédance standard de référence Z_0 . L'application directe des paramètres S est très précieuse dans le relevé des circuits actifs et tout particulièrement pour les transistors. En effet, les relevés des paramètres S d'un transistor s'effectuent au circuit d'entrée de celui-ci à partir d'une source d'impédance Z_0 et au circuit de sortie sur une charge d'impédance Z_0 , ce qui constitue des conditions de mesure mieux pratiquables (sans risque d'oscillation intempestive du transistor) en particulier aux radiofréquences. En effet, pour le relevé des paramètres hybrides des transistors (paramètres « h »), les mesures deviennent délicates aux fréquences élevées lorsque la source ou la charge est constituée d'un court-circuit ou d'un circuit ouvert pour se trouver dans les conditions de l'équivalent de Thévenin ou de Norton.

L'introduction des paramètres S permet aussi d'exprimer les mesures en termes de coefficient de transmission et de coefficient de réflexion qui sont directement compatibles avec l'abaque de Smith.

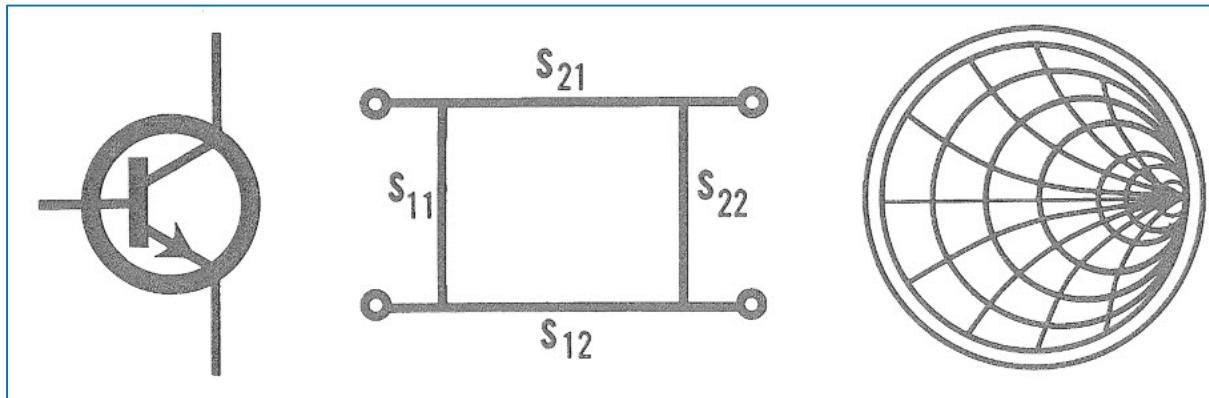


Fig. 12 : L'introduction des paramètres S permet d'effectuer des mesures aux circuits d'entrée et de sortie des transistors avec une impédance de source et de charge standard de référence Z_0 . Les mesures sont exprimées en termes de coefficients de transmission et de coefficients de réflexion directement compatibles avec l'abaque de Smith. Source : HP note d'application AN77-1 (1967).



Fig. 13 : Mesures des paramètres S d'un dispositif actif à transistor sous test au moyen d'un générateur HP 608C, d'un voltmètre vectoriel HP 8405A, de deux coupleurs directionnels doubles et de charges étalons dont une est à ligne coulissante (*Sliding Load*). Source : HP note d'application AN77-1 (1967).

Que sont-ils et que représentent-ils les paramètres S (coefficients de répartition) ?

S_{11} : réflexion à l'entrée du dispositif sous test ;

S_{21} : transmission de l'entrée vers la sortie ;

S_{22} : réflexion à la sortie du dispositif sous test ;

S_{12} : transmission inverse (de la sortie vers l'entrée ; isolation de rétroaction HF).

Pour mieux comprendre ce qui se passe avant, dedans, et après un dispositif sous test, et ainsi observer comment les ondes se répartissent dans le réseau, nous allons reprendre une analogie classique en optique.

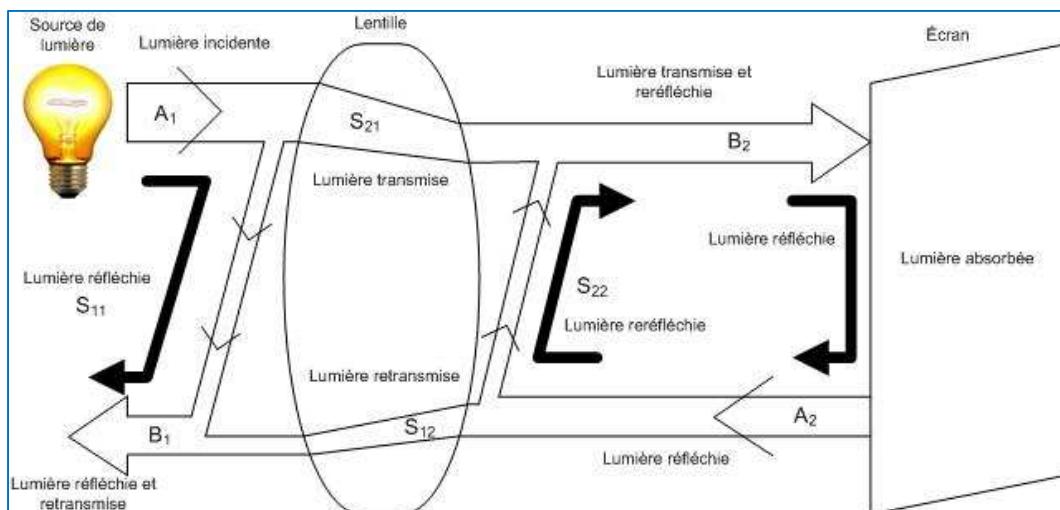


Fig. 14 : Analogie optique des paramètres S (coefficients de répartition). Graphisme ON4IJ.

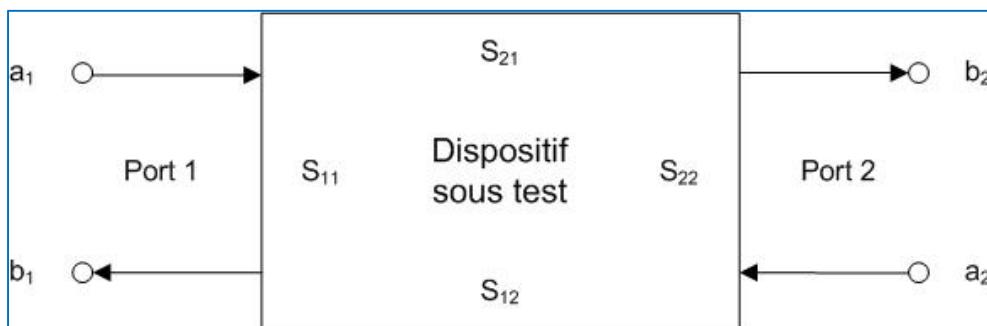


Fig. 15 : Modèle des paramètres S pour un dispositif à deux ports (entrée et sortie). Graphisme ON4IJ.

Les ondes réfléchies qui sortent du dispositif sous test (b_1 ou b_2) sont des combinaisons linéaires (au sens mathématique du terme) des ondes incidentes qui rentrent dans le dispositif sous test (a_1 ou a_2). Les combinaisons linéaires peuvent être notées sous forme de calcul matriciel. Cette forme de calcul est appréciée auprès des ingénieurs mais n'est pas nécessairement abordable pour la majorité des OM que nous sommes.

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Il suffit d'observer à nouveau la figure 14 pour constater que B_1 est la somme de la lumière réfléchie et retransmise, et que B_2 est la somme de la lumière transmise et reréfléchie. Ces deux sommes, c'est tout simplement cela des combinaisons linéaires.

Nous recommandons au lecteur les notes d'application HP AN95, AN95a et AN95-1. Vous trouverez ci-dessous, en quelques pages, une synthèse pour retenir l'essentiel. Cela va peut-être vous sembler un peu ardu, mais nous vous invitons à faire un minimum d'effort pour en être récompensé par la suite.

Les variables a_i , a_2 , b_1 , b_2 (pour un réseau à deux ports) et leurs interrelations avec les paramètres S ont été définies en 1965 par le Dr. Kaneyuki Kurokawa de l'Université de Tokyo et membre de l'IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*). Les variables a_i et b_i représentent des tensions exprimées en valeurs complexes normalisées d'ondes incidentes vers le $i^{\text{ème}}$ port et réfléchies à partir du $i^{\text{ème}}$ port d'un réseau. Ces variables représentent donc d'une part la stimulation (injection d'un signal) d'un réseau (variables indépendantes a_i) et la réponse du réseau à cette stimulation (variables dépendantes b_i). Les variables sont définies en termes de tension V_i , de courant I_i aux bornes du réseau et d'une impédance arbitraire de référence Z_i ; voir figure 16.

$$a_i = \frac{V_i + Z_i \cdot I_i}{2\sqrt{|\Re e(Z_i)|}}$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* \cdot I_i}{2\sqrt{|\Re e(Z_i)|}} \quad \text{avec } Z_i^* = \text{complexe conjugué de } Z_i$$

L'impédance de référence Z_i est positive et réelle (résistance pure) et est en général l'impédance du système, c'est-à-dire l'impédance caractéristique de la ligne de transmission Z_0 .

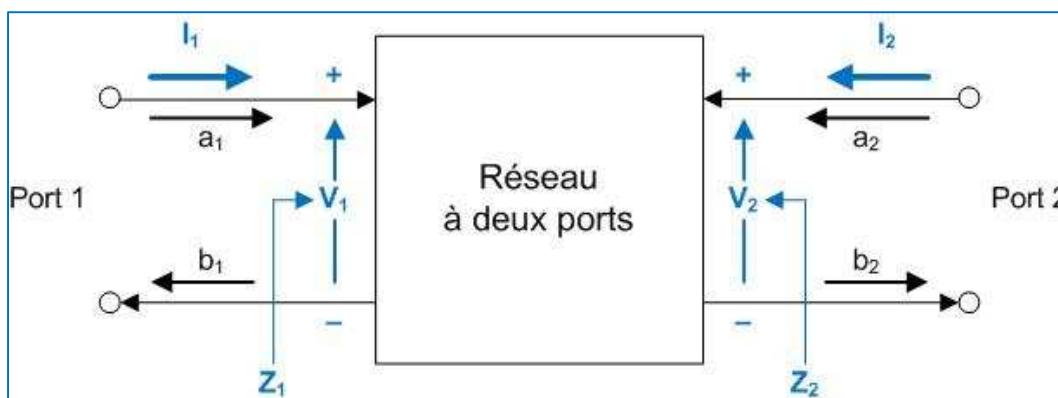


Fig. 16 : Modèle d'un réseau à deux ports avec tensions et courants d'ondes incidentes et réfléchies. Graphisme ON4IJ.

Les variables indépendantes a_1 et a_2 sont les tensions d'ondes incidentes normalisées.

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 \cdot Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Tension d'onde incidente au port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{V_2 + I_2 \cdot Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Tension d'onde incidente au port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

Les variables dépendantes b_1 et b_2 sont les tensions d'ondes réfléchies normalisées.

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 \cdot Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Tension d'onde réfléchie au port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 \cdot Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Tension d'onde réfléchie au port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

Lorsque le dispositif sous test est raccordé à une source d'impédance interne standard de référence Z_0 ou est raccordé à une charge standard de référence Z_0 , on peut facilement extraire les paramètres S des deux combinaisons linéaires (voir explications relatives à la figure 15). Par exemple, lorsque l'impédance caractéristique est $Z_0 = 50 \Omega$ et si une charge de 50Ω est raccordée au port 2 du dispositif sous test, alors $a_2 = 0$ et on peut extraire des deux combinaisons linéaires les valeurs des paramètres S_{11} et S_{21} . Le même principe peut être appliqué dans l'autre sens : si $a_1 = 0$, alors on peut extraire les valeurs des paramètres S_{22} et S_{12} .

Les paramètres S :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Coefficient de réflexion à l'entrée avec le port de sortie raccordé sur une charge adaptée ($Z_L = Z_0$ donne $a_2 = 0$). Z_L = impédance de charge.

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Coefficient de réflexion à la sortie avec le port d'entrée raccordé sur une charge adaptée ($Z_S = Z_0$ et $V_S = 0$). Z_S = impédance de source ; V_S : tension de la source.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Coefficient de transmission direct (gain, atténuation) avec le port de sortie raccordé sur une charge adaptée.

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Coefficient de transmission inverse (isolation) avec le port d'entrée raccordé à une charge adaptée.

Relations entre les paramètres S et les impédances, bases de l'abaque de Smith :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - Z_0}{\frac{V_1}{I_1} + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

$$Z_1 = Z_0 \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})}$$

où $Z_1 = \frac{V_1}{I_1}$ est l'impédance d'entrée vue au port 1

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{\frac{V_2}{I_2} - Z_0}{\frac{V_2}{I_2} + Z_0} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}$$

$$Z_2 = Z_0 \frac{(1+S_{22})}{(1-S_{22})}$$

où $Z_2 = \frac{V_2}{I_2}$ est l'impédance d'entrée vue au port 2

Remarque : les paramètres S_{21} et S_{12} ne sont pas significatifs sur l'abaque de Smith car il s'agit de grandeurs de gain (ou d'atténuation) et non pas d'impédances. Toutefois les analyseurs de réseau vectoriel offrent cette possibilité d'y afficher ces grandeurs (S_{21} et S_{12}) ; il s'agit d'un affichage sous forme polaire tout simplement.

Relations entre les variables a_i , b_i et les différentes formes de puissance d'ondes :

$|a_1|^2$ = Puissance incidente à l'entrée du réseau
= Puissance disponible à partir d'une source d'impédance interne Z_0

$|a_2|^2$ = Puissance incidente à la sortie du réseau
= Puissance réfléchie à partir de la charge

$|b_1|^2$ = Puissance réfléchie par le port d'entrée du réseau
= Puissance disponible à partir d'une source Z_0 moins la puissance délivrée à l'entrée du réseau

$|b_2|^2$ = Puissance réfléchie ou en provenance de la sortie du réseau
= Puissance incidente à la charge
= Puissance qui devrait être délivrée à une charge d'impédance Z_0

Relation entre les paramètres S et le gain en puissance ou pertes par désadaptation :

$$|S_{11}|^2 = \frac{\text{Puissance réfléchie par l'entrée du réseau}}{\text{Puissance incidente à l'entrée du réseau}}$$

$$|S_{22}|^2 = \frac{\text{Puissance réfléchie par la sortie du réseau}}{\text{Puissance incidente à la sortie du réseau}}$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{Puissance délivrée à une charge d'impédance } Z_0}{\text{Puissance disponible à partir d'une source d'impédance } Z_0}$$

= Gain en puissance directe du transducteur (gain d'un amplificateur)
à partir d'une source Z_0 et sur une charge Z_0

$$|S_{12}|^2 = \text{Gain en puissance inverse du transducteur (isolation d'un amplificateur)}$$

à partir d'une source Z_0 et sur une charge Z_0

Les paramètres S sont donc très pratiques pour la mesure et le calcul du gain en puissance. Les paramètres de transfert S_{21} et S_{12} sont des grandeurs complexes de gain ou de perte d'insertion, c'est-à-dire le gain et le déphasage (*Phase Shift*) amené par le réseau. Les paramètres S_{11} et S_{22} sont des grandeurs complexes de désadaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie du réseau, c'est-à-dire les impédances constituées d'une partie résistive et d'une partie réactive. Les notions de gain, déphasage et d'impédance complexe sont les grandeurs qui sont utilisées dans la pratique. Les paramètres S, qui sont des grandeurs sans unité exprimant la transmission (gain) et la réflexion, permettent donc de caractériser complètement un réseau en donnant une interprétation physique claire et significative.

On remarquera la notation à double indice pour les paramètres S de la forme S_{mn} où m représente le port récepteur et n représente le port source. Par exemple, S_{12} représente le coefficient de transmission pour une onde dont la source vient du port 2 et dont la réception s'effectue au port 1. Il y a lieu de bien se rappeler que les paramètres S sont des grandeurs de valeurs complexes qui intègrent les deux composantes d'amplitude et de phase qui sont en fonction de la fréquence.

En pratique, pour relever les paramètres S, on procède en deux temps. Premièrement on raccorde une source au port 1 et une charge étonnante au port 2, ce qui permet de mesurer les rapports b_1/a_1 et b_2/a_1 en fonction de la fréquence. Deuxièmement on raccorde la source au port 2 et la charge étonnante au port 1 pour mesurer les rapports b_1/a_2 et b_2/a_2 en fonction de la fréquence. À partir des mesures de ces rapports, on obtient les paramètres S par calcul algébrique.

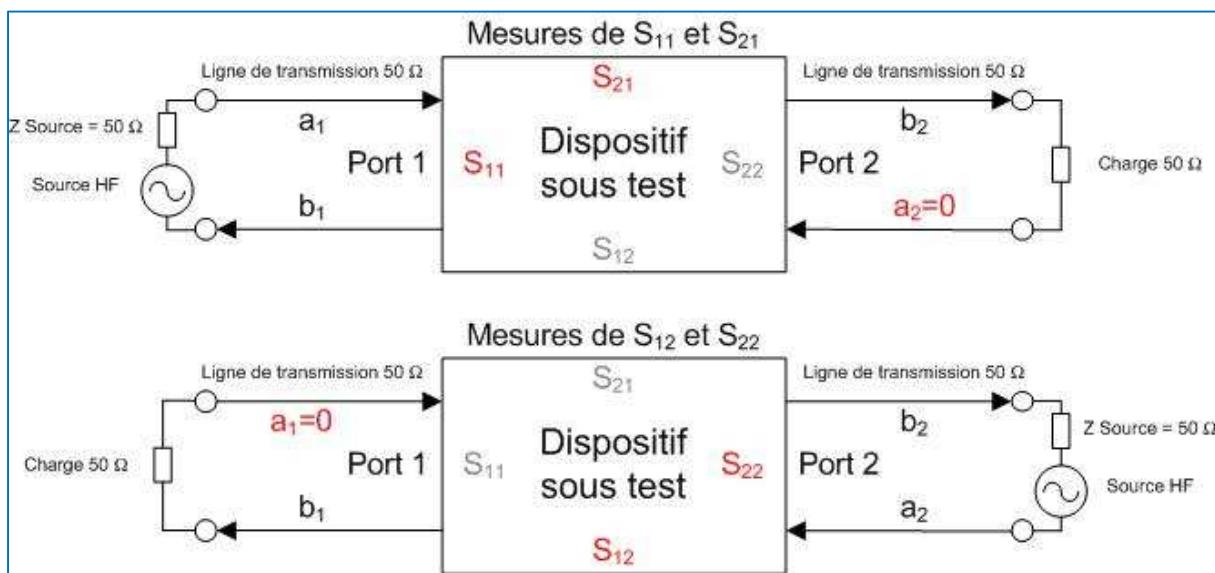


Fig. 17 : Procédé de mesure des paramètres S avec un analyseur de réseau vectoriel. Graphisme ON4IJ.

Un important avantage de l'utilisation des paramètres S réside dans le fait que l'amplitude des ondes (progressives) qui transitent dans une ligne de transmission (idéale sans perte) ne varie pas aux différents points répartis le long de la ligne. Il n'en n'est pas de même en ce qui concerne les tensions et courants aux bornes du réseau. Ceci signifie que les paramètres S peuvent être mesurés sur un dispositif qui se situe à une certaine distance des capteurs de mesure (coupleurs directionnels) à condition que le dispositif sous test soit raccordé aux capteurs de mesure par l'intermédiaire de lignes de transmissions à faibles pertes.

Lorsque la mesure des paramètres S s'effectue à une certaine distance des ports du réseau, l'amplitude des ondes à distance reste identique à celle qui est présente aux bornes du réseau mais la phase change en fonction de la longueur des lignes de transmissions qui raccordent le réseau sous test à l'entrée et à la sortie de celui-ci. Les paramètres S aux bornes du réseau devront donc être affectés d'un facteur correcteur de phase en fonction de la distance à laquelle ils sont mesurés.

Notion de plan de référence pour la mesure des paramètres S :

En pratique, il est difficile de placer les capteurs de mesure (coupleurs directionnels) de l'analyseur de réseau vectoriel directement aux bornes même du réseau sous test (plan de référence). Ceci devient particulièrement une réalité lorsqu'on veut relever les paramètres S aux bornes d'un composant actif, par exemple au circuit de la base et celui du collecteur d'un transistor amplificateur, (voir les deux illustrations ci-dessous). Le raccordement au dispositif sous test s'effectue donc par l'intermédiaire de segments de lignes de transmission (lignes micro-ruban, *Micro-Strip*) aussi bien à l'entrée qu'à la sortie du réseau. Le plan de référence aux bornes du réseau est ainsi déplacé vers un plan de mesure situé aux bornes de raccordement de l'instrument de mesure. Le déplacement du plan de référence vers un plan de mesure a pour conséquence d'amener un déphasage électrique qui est fonction de la longueur du segment de ligne de transmission, du facteur de vitesse des ondes se propageant dans ce segment de ligne et de la longueur d'onde électrique à la fréquence de travail. Les paramètres S aux bornes du réseau doivent donc être redéfinis en paramètres S' aux bornes de l'instrument de mesure.

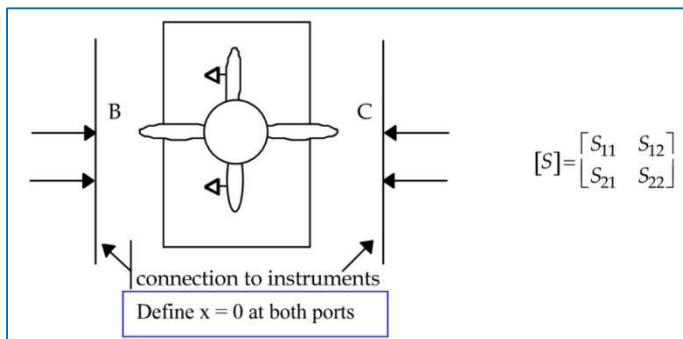


Fig. 18 : Plans de référence pour la mesure des paramètres S (distance $x = 0$) au circuit de base et de collecteur d'un transistor amplificateur radiofréquence dont la forme du boîtier est appropriée pour le raccordement sur des lignes de transmission en technique micro ruban (*Microstrip*). Source : S-Parameters, Prof. Steve Long, Department of Electrical and Computer Engineering (ECE), University of California, Santa Barbara, USA.

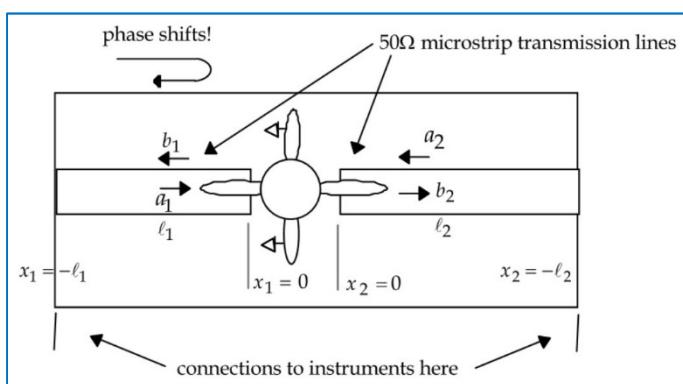


Fig. 19 : Plans de mesure des paramètres S' à distance des plans de référence des paramètres S à la distance $x_1 = -L_1$ au circuit de base du transistor et à la distance $x_2 = -L_2$ au circuit collecteur du transistor. Source : S-Parameters, Prof. Steve Long, Department of Electrical and Computer Engineering (ECE), University of California, Santa Barbara, USA.

Comment exprimer le déphasage dû au déplacement du plan de référence ?

Le déphasage amené par les segments de ligne de transmission entre le réseau et l'instrument de mesure sera exprimé sous la forme d'un angle de déphasage électrique. Comme les paramètres S sont des grandeurs complexes, le déphasage est exprimé sous la forme d'un argument (au sens mathématique du terme) avec la notation d'Euler des nombres complexes.

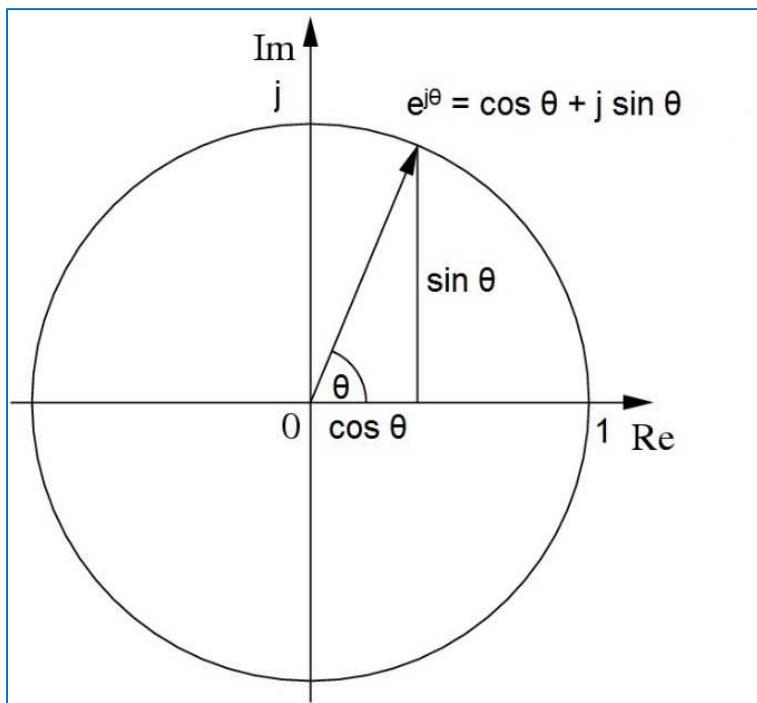


Fig. 20 : Notation sous la forme d'Euler d'un nombre complexe. Le déphasage d'un angle θ s'exprime par un coefficient multiplicateur $e^{j\theta}$ sous la forme d'une exponentielle naturelle. $e = 2,71828$. L'expression mathématique « $\cos \theta + j \sin \theta$ » peut parfois, dans certaines publications, être notée sous la forme contractée « $\text{cis } \theta$ ». Graphisme ON4IJ.

Pourquoi la notation d'Euler ?

Restons pragmatique en math : additionner des nombres complexes est simple car il suffit d'additionner les parties réelles entre elles et d'additionner les parties imaginaires entre elles et on obtient le résultat. Mais la multiplication des nombres complexes doit respecter certaines règles d'algèbre. Vous vous souvenez de ce qu'est la distributivité de l'addition par une multiplication. Dans le domaine des nombres complexes, il y a lieu de tenir compte que $j \times j = j^2 = -1$. Cela complique un peu les regroupements des parties réelles et des parties imaginaires. C'est la raison pour laquelle, dans le contexte d'une multiplication de nombres complexes, il est bien plus simple de convertir à l'avance la notation cartésienne d'un nombre complexe $Z = (R + jX)$ vers la forme polaire (module et argument) $Z = \rho|\theta|$ où le module est $\rho = \|Z\| = \sqrt{R^2 + X^2}$ et où l'argument est $\arg(Z) = \theta = \arctg\left(\frac{X}{R}\right)$. Ainsi, $Z = \rho|\theta| = \rho(\cos \theta + j \sin \theta)$.

L'avantage de cette notation polaire dans une multiplication de nombres complexes est que le résultat est plus facile à calculer : à la place d'effectuer tout un calcul par la distributivité de deux facteurs composés chacun d'une somme de deux termes, il suffit de multiplier les modules entre eux et d'additionner les arguments entre eux. Voici un exemple :

$$\begin{aligned} Z_1 \cdot Z_2 &= (R_1 + jX_1) \cdot (R_2 + jX_2) = ??? \\ &= R_1 R_2 + R_1 jX_2 + R_2 jX_1 + jX_1 jX_2 \\ &= R_1 R_2 + j(R_1 X_2 + R_2 X_1) - X_1 X_2 \\ &= (R_1 R_2 - X_1 X_2) + j(R_1 X_2 + R_2 X_1) \end{aligned}$$

Fastidieux, n'est-ce pas ?

$$Z_1 \cdot Z_2 = \rho_1 |\theta_1| \cdot \rho_2 |\theta_2| = \rho_1 \rho_2 |\theta_1 + \theta_2|$$

C'est bien plus simple.

En notation d'Euler, voici la multiplication de deux nombres complexes :

$$Z_1 \cdot Z_2 = \rho_1 e^{j\theta_1} \cdot \rho_2 e^{j\theta_2} = \rho_1 \rho_2 e^{j(\theta_1 + \theta_2)}$$

C'est aussi simple.

Imaginez à présent la mise en parallèle de deux impédances :

$$Z_1 // Z_2 = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\rho_1 \rho_2 |\theta_1 + \theta_2|}{(R_1 + R_2) + j(X_1 + X_2)}$$

C'est sympa car le calcul devient léger.

Représentez-vous maintenant, sans la notation d'Euler, quelle serait la complexité des calculs d'une combinaison linéaire de nombres complexes à multiplier par un coefficient complexe représentant un changement de phase dû à une longueur de ligne de transmission représentant le déplacement du plan de mesure vers un plan de référence situé au niveau d'un dispositif sous test !?! « Oufti ! », comme on dirait à Liège en Belgique, ou bien « oh là là » dans d'autres régions (hi 3x).

C'est ici dans la suite que l'on va comprendre toute l'utilité de la notation d'Euler des nombres complexes et la simplicité de la notation sous forme de calcul matriciel.

En notation d'Euler, tout cela devient (relativement) facile : la matrice des paramètres S devient la matrice S' (allez revoir la figure 19).

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

$$S' = \begin{bmatrix} S_{11}e^{j2\theta_1} & S_{12}e^{j(\theta_1+\theta_2)} \\ S_{21}e^{j(\theta_1+\theta_2)} & S_{22}e^{j2\theta_2} \end{bmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} \theta_1 = -\frac{2\pi l_1}{\lambda} \\ \theta_2 = -\frac{2\pi l_2}{\lambda} \end{cases} \text{ (voir figure 19)}$$

On voit ci-dessus que les paramètres des coefficients de réflexion (S_{11} et S_{22}) sont décalés en phase de deux fois la longueur électrique séparant le plan de référence du plan de mesure car l'onde incidente parcourt deux fois cette longueur (aller-retour) avant d'apparaître sous forme d'onde réfléchie : on voit apparaître $2\theta_1$ et $2\theta_2$ dans les exponentielles. En ce qui concerne les paramètres des coefficients de transmission (S_{21} et S_{12}), l'onde incidente doit parcourir chacune des deux longueurs, c'est-à-dire celle entre le plan de sortie de mesure et le plan de référence à l'entrée du circuit sous test, et celle entre le plan de référence à la sortie du circuit sous test et le plan d'entrée de mesure : on voit apparaître $\theta_1 + \theta_2$ dans les exponentielles.

Le passage de la matrice S à la matrice S' sera entre autres très précieux pour l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel lorsqu'on devra procéder au calibrage des ports de mesure en ayant comme plan de référence les extrémités des câbles de mesure qui sont raccordés à l'analyseur. Rassurez-vous, l'appareil de mesure va tout calculer à votre place et enregistrer les résultats dans une mémoire. Toutefois, nous avons tenu à effectuer ce petit parcours scientifique afin de vous faire comprendre à quoi tiennent les paramètres de répartition (*S-Parameters*), leur importance et leur utilité pratique dans les mesures sur des circuits électroniques.

Dernières étapes d'innovation pour arriver à un analyseur de réseau vectoriel :

Les dernières étapes à franchir pour tracer directement la courbe d'une variation d'impédance complexe en fonction de la fréquence sur un abaque de Smith ont demandé deux améliorations. La première a été de constituer une source à balayage de fréquence (*Swept Frequency Source*), aussi appelée « vobulateur » qui fait varier automatiquement la fréquence du signal appliqué au dispositif sous test entre deux limites déterminant le spectre utile. La deuxième a été d'utiliser un voltmètre vectoriel avec une électronique additionnelle pour permettre d'afficher directement sur un tube cathodique la grandeur d'amplitude et la grandeur de phase.

Le générateur à balayage en fréquence :

Pour mémoire, les premiers générateurs à balayage (*Swept Generator, Sweeper*) étaient du type BWO : *Backward Wave Oscillator* (littéralement oscillateur à ondes progressives dirigées à contre-sens). Un BWO est piloté par un tube à vide (appartenant à la famille des *Travelling Wave Tube*, tubes à ondes progressives) qui est constitué d'un canon à électrons, d'un collecteur (anode) et d'une structure de contrôle de la vitesse du flux d'électrons dans le tube à travers une structure à onde lente. La structure à onde lente est constituée d'une électrode enroulée en forme d'hélicoïde dont l'axe est concentrique au flux d'électrons. Un aimant entoure le tube d'une manière coaxiale pour confiner le flux d'électrons dans l'hélicoïde. Les oscillations dans le tube sont entretenues par la propagation d'une onde progressive « en arrière », c'est-à-dire dans le sens contraire du flux d'électrons. La sortie radiofréquence s'effectue à proximité du canon à électrons. Le fonctionnement du tube est basé sur le principe d'un pilotage de la vitesse de propagation de l'onde progressive dans le tube par une différence de potentiel entre la cathode et l'électrode hélicoïdale. La fréquence d'oscillation est donc pilotée par une tension ; nous avons donc un VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) qui va nous permettre d'effectuer un balayage en fréquence.

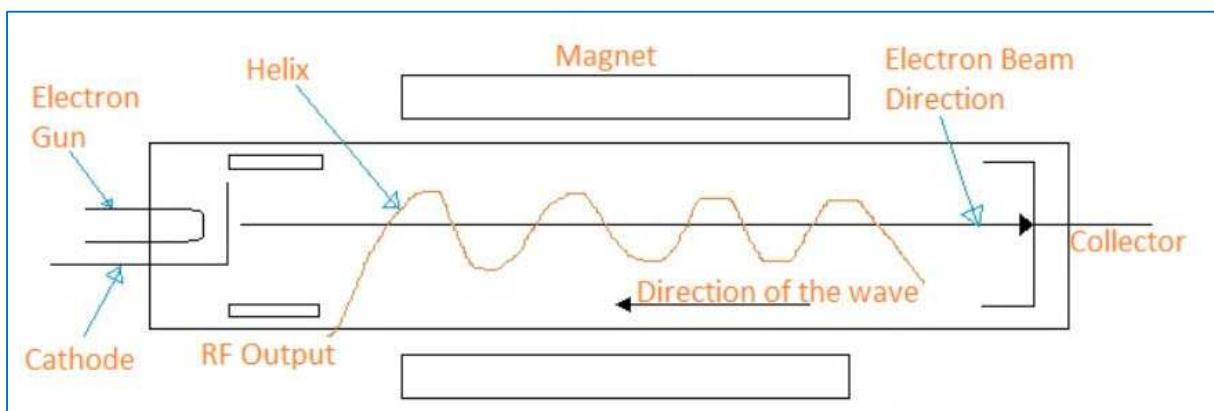


Fig. 21 : Schéma d'un tube à ondes progressives pour constituer un *Backward Wave Oscillator*. Source : RF Wireless World.

Les *Sweeper BWO* sont constitués d'un rack principal (*Mainframe*) avec une gamme de différents tiroirs électroniques enfichables (*Plug-in*) pour pouvoir couvrir toutes les gammes d'ondes.

Nous reprenons ci-dessous quelques photos des appareils les plus connus et les plus représentatifs parmi les générateurs à balayage en fréquence.



Fig. 22 : *Sweeper* BWO HP 8690A équipé d'un tiroir HP 8692A de 2 GHz à 4 GHz. Source : HP Memory Project.

Une évolution majeure des *Sweepers* est celle des synthétiseurs de fréquence qui sont plus précis et plus stables en fréquence grâce aux oscillateurs à quartz et aux asservissements à boucle de verrouillage de phase (PLL).



Fig. 23 : *Sweeper* HP 8601A à synthétiseur de fréquence de 100 kHz à 110 MHz particulièrement adapté à l'analyseur de réseau vectoriel HP 8407A. Photo : ON4IJ.



Fig. 24 : Sweeper synthétiseur HP 8350B avec tiroir HP 83525B de 10 MHz à 8,4 GHz. Plusieurs tiroirs existent pour couvrir les gammes de fréquence de 10 MHz à 40 GHz. Ce type de Sweeper a équipé de nombreux laboratoires pour plusieurs types d'analyseurs de réseaux vectoriels. Source : Helmut Singer Elektronik, Feldchen, Aachen.



Fig. 25 : Sweeper synthétiseur HP 8340A large bande de 10 MHz à 26,5 GHz. Ce modèle est utilisé pour plusieurs modèles d'analyseurs de réseaux vectoriels. Source : Tech Systems USA.



Fig. 26 : *Sweeper* synthétiseur HP 83620B de 10 MHz à 20 GHz. Ce modèle fait partie de la série HP 8360 qui décline des synthétiseurs à balayage de fréquence large bande jusqu'à des fréquences de 40 GHz en un seul appareil. Cette série de *Sweeper* constitue une référence pour les analyseurs de réseaux vectoriels performants et haut de gamme (HP 8510C, par exemple). Photo : ON4IJ.

Analyseurs de réseaux vectoriels à tube cathodique :

Un des premiers analyseurs vectoriel (VNA : *Vector Network Analyser*) à tube cathodique est le modèle **HP 8410A**. Certains OM passionnés ont rassemblé les éléments constitutifs d'un tel système de mesure et, après avoir effectué une restauration, le dépannage et les réglages des racks électroniques, ils bénéficient d'une installation parfaitement fonctionnelle et performante pour un prix dérisoire. Ce type d'installation est d'une apparence un peu « *vintage* » de nos jours, mais la maîtrise d'un tel ensemble d'appareils de mesure procure une source inouïe d'apprentissage sur bien des domaines de l'électronique et de la radiofréquence pour un radioamateur.

L'analyseur de réseau vectoriel HP 8410A a été la base de nombreuses stations de mesures automatisées ayant équipé les toutes grandes sociétés de télécommunication. Ces stations étaient pilotées par un des premiers ordinateurs (calculateur) très populaire auprès de nombreux particuliers qui ont mis le pied à l'étrier de l'informatique dans les années '70 : la station de travail HP 9845A. Peut-être certains d'entre vous se souviennent du film « *War Games* » (MGM et UA, 1983) où le jeune David Lightman (Matthew Broderick) tente de s'introduire dans le système informatique du département NORAD de la défense militaire des USA au moyen d'un ordinateur HP 9845.



Fig. 27 : Ordinateur HP 9845.
Source : The HP 9845 Project.

Un OM et son analyseur de réseau vectoriel digne des plus grands labos de l'époque :

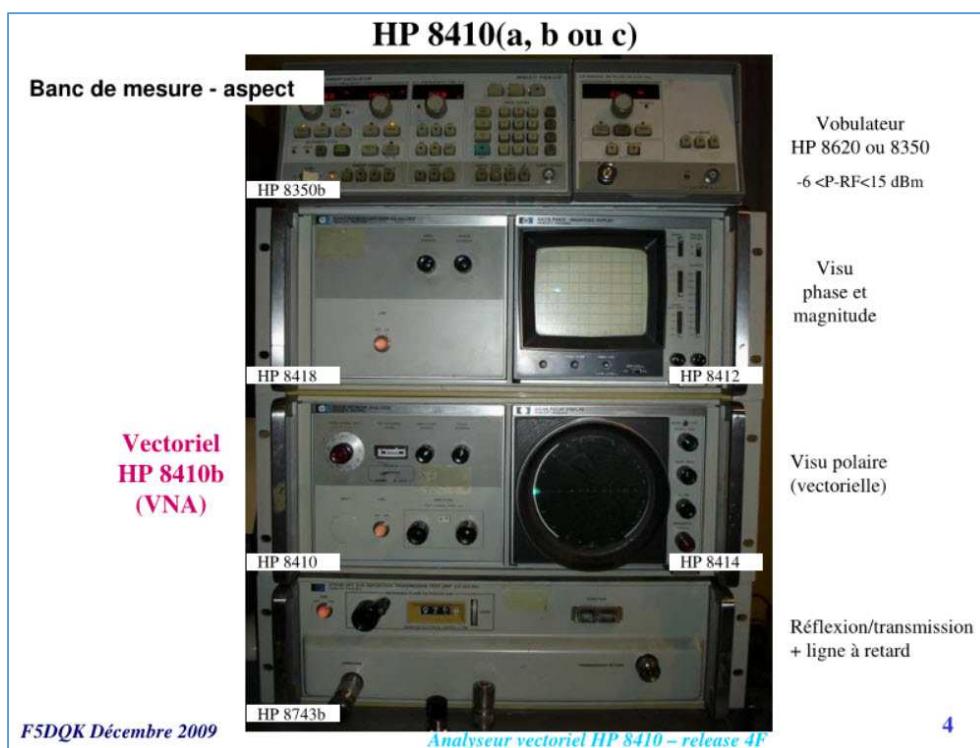


Fig. 28 : Analyseur de réseau vectoriel mis en œuvre par F5DQK (Val-de-Marne, Île-de France).
Source : F1CHF.free.fr/F5DQK.

Deux OM : F5DQK (Val-de-Marne, Île de France) et F4DAY (Hérault, Occitanie, France) consacrent plusieurs pages Web super FB sur le HP 8410. Un grand coup de chapeau à tous les deux !

À l'origine en 1967 (HP 8410A) et évolution de 1983 (HP8410C) :

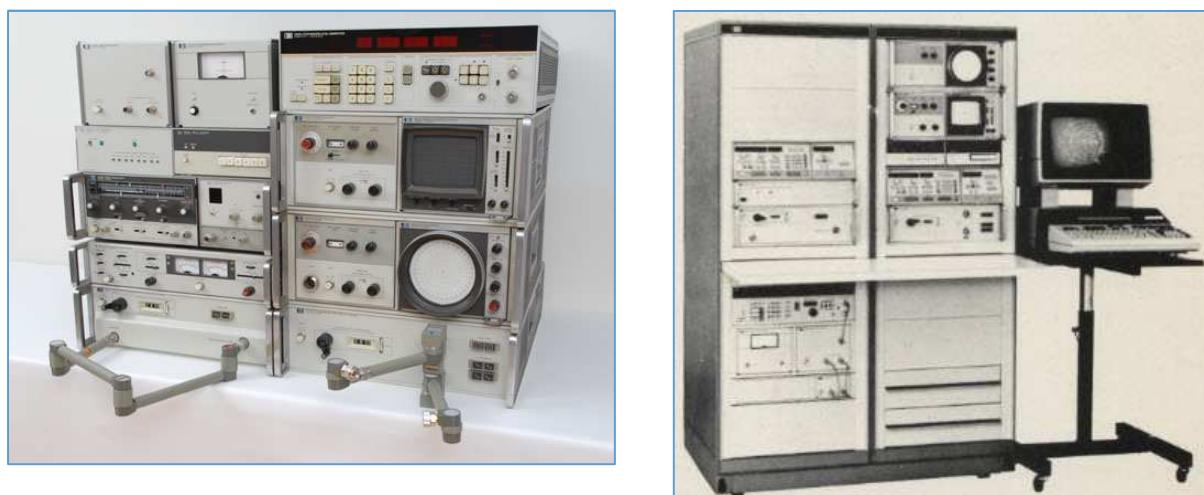


Fig. 29 : Ensemble HP 8409B : analyseur de réseau vectoriel HP 8410B en station semi-automatique. Source : HP Memory Project.

Fig. 30 : Ensemble HP 8409C : analyseur de réseau vectoriel HP 8410C en station semi-automatique. On observera sur la droite de la figure un calculateur HP 9845 pilotant les automatismes de mesure. Une installation de légende ! Source : HP 8409C *Operating Manual*.

C'est donc à partir de 1967 avec le HP 8410A que l'on a pu disposer d'un premier modèle d'analyseur de réseau vectoriel avec affichage des courbes de mesure directement sur l'abaque de Smith au moyen d'un tube cathodique à écran polaire. La bande passante de cet analyseur de réseau est impressionnante pour l'époque : de 110 MHz à 18 GHz. C'est grâce à l'invention du convertisseur de fréquence HP 8411A que l'on peut atteindre le domaine des microondes (18 GHz). Les deux entrées de ce convertisseur sont équipées de dispositifs échantillonneurs analogiques à large bande qui permettent de convertir la plage des fréquences de mesure en une moyenne fréquence constante de 20 MHz. Le signal à moyenne fréquence présent à la sortie du convertisseur conserve toutes les caractéristiques d'amplitude et de phase des signaux HF appliqués à ses entrées.



Fig. 31 : Convertisseur de fréquence HP 8411A (opt. 018 : 18 GHz) utilisé à l'entrée d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8410C. Source : Helmut Singer Elektronik, Feldchen, Aachen.

L'analyseur HP 8410A procède ensuite à un second changement de fréquence pour obtenir une fréquence intermédiaire de 278 kHz (2^{ème} moyenne fréquence comme dans un récepteur superhétérodyne). Les signaux démodulés contenant les informations d'amplitude et de phase pour les mesures du coefficient de transmissions sont affichés sur un tube cathodique à écran rectangulaire ou sur un galvanomètre gradué en décibels et en degrés. Les signaux contenant les informations de la partie réelle et de la partie imaginaire des impédances complexes lors des mesures du coefficient de réflexion sont affichés sous forme polaire sur un tube cathodique à écran circulaire. On peut apposer sur l'écran à affichage polaire différents masques imprimés sur support transparent (*Overlay*) qui permettent entre autres de visualiser les courbes sur un *layout* de l'abaque de Smith. Ces trois afficheurs distincts sont sous la forme de tiroirs qui viennent s'intégrer dans le rack de l'analyseur. Pour permettre un double affichage sans devoir inter-changer les tiroirs à tube cathodique, on peut installer un type d'afficheur à tube (par exemple rectangulaire) dans le rack de l'analyseur et l'autre type d'afficheur à tube (par exemple circulaire ou polaire) dans un rack auxiliaire prévu à cet effet.



Fig. 32 : À gauche, rack analyseur de réseau vectoriel HP 8410C avec convertisseur HP 8411A (option 18 GHz) et tiroir à tube cathodique rectangulaire pour les mesures d'amplitude et de phase. À droite, rack auxiliaire pour accueillir un tiroir à tube cathodique polaire pour les mesures d'impédances complexes. Juste à côté du tiroir à tube cathodique polaire on peut observer le tiroir à galvanomètre pour la mesure d'amplitude et de phase. Photo : ON4IJ.

Comment mesurer le rapport d'amplitude et comment mesurer la différence de phase pour caractériser un réseau sous test ?

La réponse est en partie dans l'énoncé de la question (hi). Il y a deux mots importants dans la question : « rapport » et « différence ». Vient immédiatement une sous question : « rapport entre quoi et quoi », et « différence entre quoi et quoi » ?

De tout ce qui a été expliqué jusqu'à présent, il y a lieu de replanter le décor et de se concentrer sur l'essentiel d'une mesure vectorielle en radiofréquence.

Pour caractériser un réseau sous test nous devons disposer d'une source d'un signal HF dont la fréquence varie linéairement – ou sur une échelle logarithmique – dans le domaine du temps et cela dans une plage de fréquences. C'est le rôle des générateurs à balayage en fréquence (*Sweeper*) appelés en français « vobulateurs ».

Ensuite nous devons disposer d'un appareil de mesure qui est équipé de deux entrées : une première entrée « de référence » qui sera raccordée à l'entrée (ou à la sortie) du réseau sous test et une deuxième entrée « de mesure » qui sera raccordée à la sortie (ou à l'entrée) de ce réseau. Il y a donc quatre possibilités de raccordement des deux entrées de l'appareil de mesure à un réseau (lorsque celui-ci est un dispositif à deux ports : une entrée et une sortie). Ces quatre possibilités de raccordement correspondent aux mesures des quatre coefficients de répartition : S_{21} , S_{12} , S_{11} et S_{22} .

L'appareil de mesure va donc pouvoir effectuer une comparaison entre les signaux présentés à l'entrée de référence et ceux présentés à l'entrée de mesure pour établir le gain (ou atténuation), l'isolation, l'impédance d'entrée et celle de sortie du dispositif sous test.

Comment raccorder la sortie du vobulateur (Sweeper), comment raccorder les deux entrées de l'appareil de mesure et comment raccorder le réseau sous test ?

C'est ici qu'interviennent tous les dispositifs de séparation des signaux à large bande (*Power Splitter*), les coupleurs directionnels, les ponts directionnels, les dispositifs de couplage pour les mesures du coefficient de transmission (*Transmission Test Set*), ceux pour les mesures du coefficient de réflexion (*Reflection Test Set*) et enfin les dispositifs permettant de mesurer les coefficients de répartition (*S-Parameter Test Set*).

Nous allons examiner pour commencer les premiers *Test Set* qui ont vu le jour en 1967 car ils sont riches d'enseignements. Les dispositifs plus modernes seront examinés par la suite.

Transmission Test Set HP 8740A :

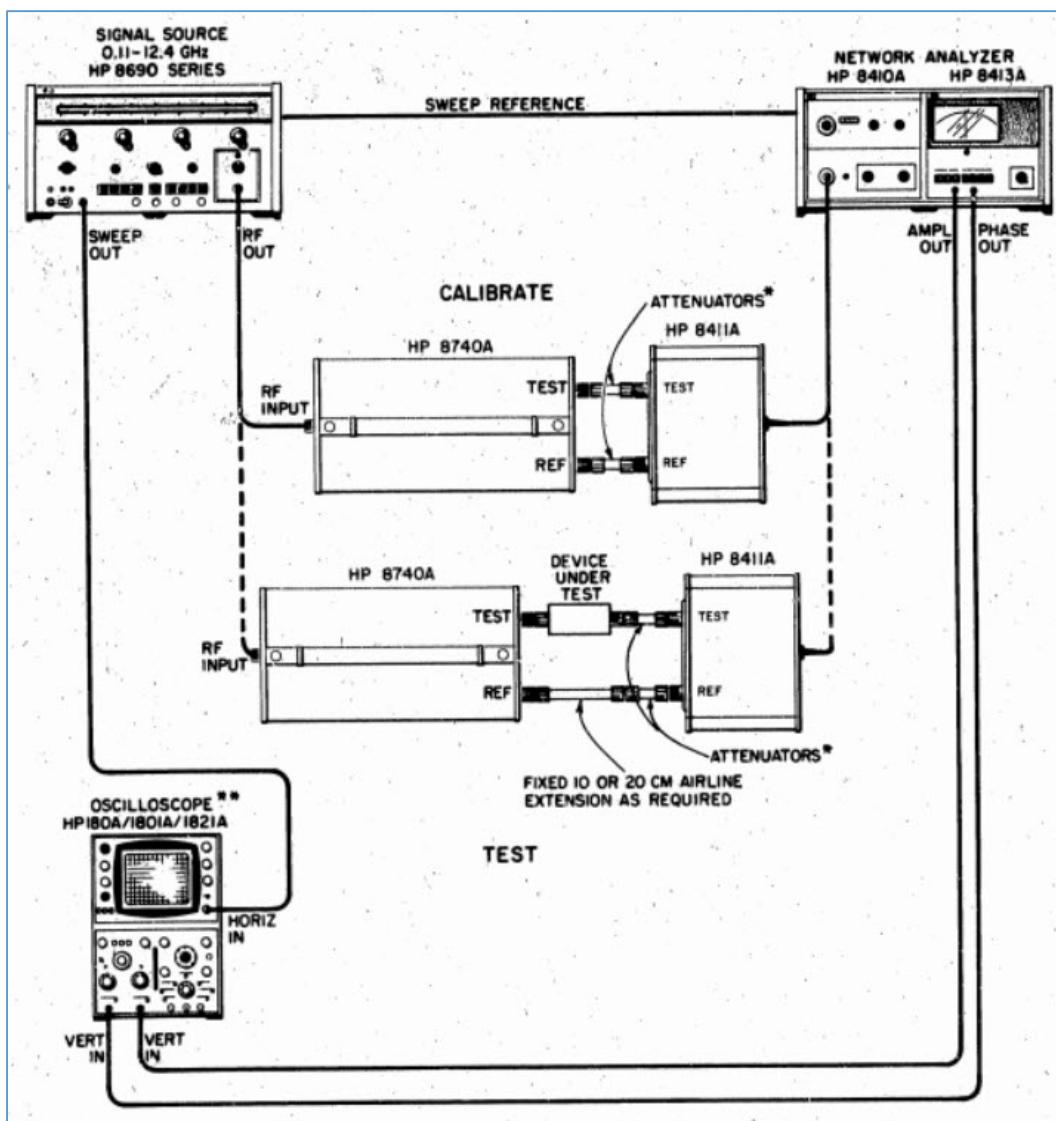


Fig. 33 : Mesure du coefficient de transmission avec un *Transmission Test Set HP 8740A* ; schéma des raccordements à l'analyseur de réseau vectoriel HP 8410A. Source : HP 8740A Operating Note.

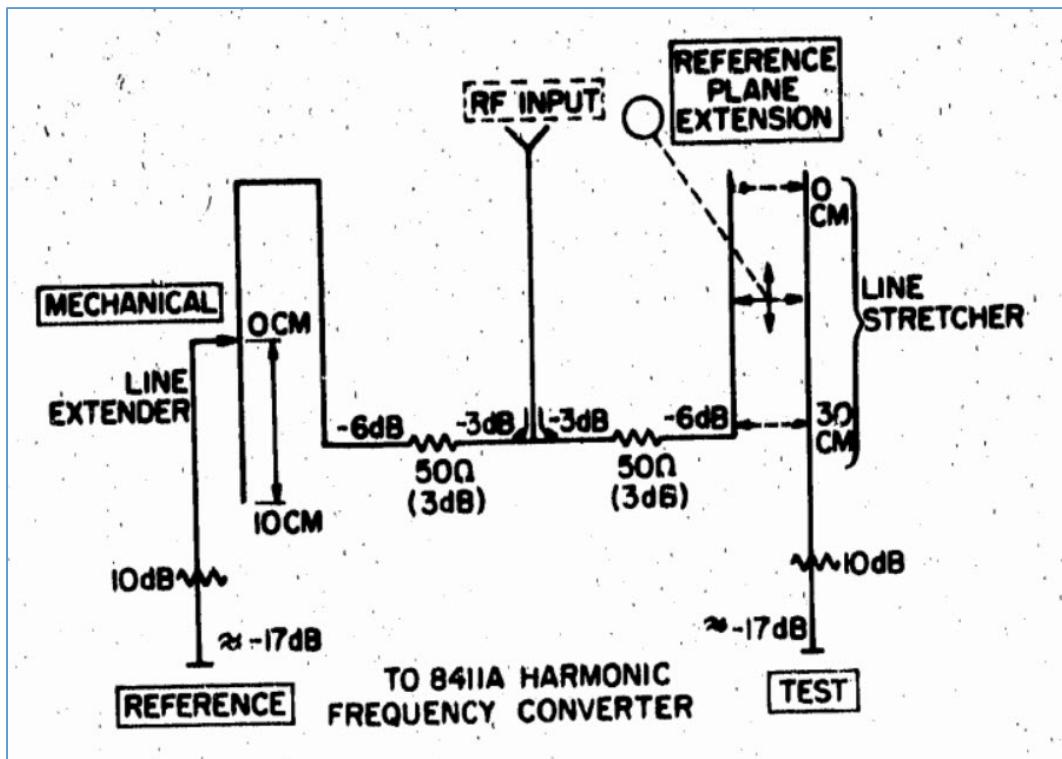


Fig. 34 : Schéma d'un *Transmission Test Set* HP 8740A. Source : HP 8740A Operating Note.

Le *Transmission Test Set* est constitué d'un séparateur de signaux, c'est-à-dire ici d'un diviseur de puissance (*Power Splitter*) afin de répartir sur deux branches distinctes le signal en provenance du vobulateur (*Sweeper*). Un atténuateur est placé au début de chaque branche afin d'obtenir un effet d'isolation HF entre les deux voies (réduction d'influence mutuelle entre les deux voies).

Sur la première branche, le signal passe par une ligne de transmission coaxiale à air dont la longueur est extensible de 0 cm à 10 cm (*Line Extender*). Il s'agit d'une réelle extension mécanique de cette ligne qui se prolonge ainsi avec son connecteur de sortie qui se déplace vers l'extérieur du *Transmission Test Set* à la façon d'un piston. La longueur de cette branche pourra être en outre prolongée par un segment externe de ligne de transmission coaxiale à air d'une longueur fixe de 10 cm ou de 20 cm. Cette première branche est directement raccordée à l'entrée de référence de l'analyseur de réseau vectoriel.

Sur la deuxième branche, le signal passe par une ligne de transmission coaxiale dont on peut « étirer » la longueur de 0 cm à 30 cm (*Line Stretcher*). Cette modification de longueur est effectuée par un dispositif coulissant et qui reste situé à l'intérieur du *Transmission Test Set* ; la position du connecteur de sortie reste fixe. Cette deuxième branche est raccordée à l'entrée (ou sortie) du dispositif sous test et, la sortie (ou l'entrée) de celui-ci est raccordée à l'entrée de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel.

Les deux branches sont équipées chacune à leur sortie d'un atténuateur de 10 dB de façon à limiter au maximum les ondes stationnaires qui pourraient naître entre les sorties du *Transmission Test set* et les entrées du convertisseur de l'appareil de mesure.



Fig. 35 : *Transmission Test Set HP 8740A*. En bas à gauche, le connecteur de raccordement vers l'entrée de référence de l'appareil de mesure. En bas à droite, le connecteur de raccordement vers le dispositif sous test. La ligne coaxiale mécaniquement extensible est réglée ici sur une longueur de 0 cm : le connecteur (à gauche) est situé à raz de la face avant du rack. Photo : ON4IJ.



Fig. 36 : Sur cette figure, la ligne mécaniquement extensible est réglée à une longueur de 6 cm. Cette ligne coaxiale est sortie comme un piston. Photo : ON4IJ.



Fig. 37 : Ici, la ligne mécaniquement extensible est réglée sur une longueur de 10 cm. Photo : ON4IJ.



Fig. 38 : Raccordement d'un dispositif sous test (ici un filtre passe-bande) pour une mesure du coefficient de transmission au moyen d'un *Transmission Test Set* HP 8740A. L'entrée du filtre à mesurer est raccordée à la sortie « Test » du *Transmission Test Set* ; la sortie du filtre est raccordée à l'entrée de mesure « Test » du convertisseur de fréquences HP 8411A de l'appareil de mesure. La ligne coaxiale extensible mécaniquement est ajustée à une longueur permettant de raccorder celle-ci à l'entrée de référence du convertisseur. Un segment de ligne coaxiale à air d'une longueur de 10 cm a été ajouté pour prolonger la ligne extensible de façon à atteindre le connecteur d'entrée de référence du convertisseur. À l'avant plan de la photo, on peut observer un autre segment de ligne coaxiale à air d'une longueur de 20 cm. Ce segment plus long est nécessaire lorsque les dimensions physiques du dispositif sous test sont plus importantes (distance plus grande entre le connecteur d'entrée et celui de sortie du dispositif sous test). Un atténuateur de 30 dB est placé juste à l'entrée de référence du convertisseur et un atténuateur de 10 dB est placé juste à l'entrée de mesure de celui-ci. Photo : ON4IJ.

À quoi sert le « *Line Stretcher* » (ligne coaxiale « étirable ») ?

Tout est une question de géométrie des longueurs des lignes de transmission sur les deux branches du *Transmission Test Set*. Comme il est nécessaire d'allonger mécaniquement la ligne de transmission de la branche « référence » du fait de l'encombrement physique du dispositif sous test inséré sur la branche « mesure », il faut bien « étirer » la longueur de la branche « mesure » (Test) pour que celle-ci soit de la même longueur d'onde électrique que celle de la branche « référence » qui a été allongée. Ainsi, si la branche de la ligne coaxiale de référence a été allongée mécaniquement de 9,21 cm et prolongée par un segment de ligne coaxiale à air de 10 cm, alors la branche de la ligne coaxiale de mesure doit être étirée d'une longueur de $9,21 \text{ cm} + 10 \text{ cm} = 19,21 \text{ cm}$. Vous aurez donc compris que le *Line Stretcher* est un dispositif qui permet de calibrer le plan de référence pour la mesure du dispositif sous test (revoir les figures 18 et 19).

Tout ceci n'a que peu d'incidence sur la mesure du diagramme d'amplitude du dispositif sous test, en revanche, l'équivalence des longueurs d'ondes électriques des deux branches (référence et mesure) est critique pour une mesure correcte du diagramme de phase du dispositif sous test. En effet, une onde se déphase au fur et à mesure de sa propagation le long d'une ligne de transmission. Si une onde est partagée entre deux branches de lignes de transmission qui ont la même longueur d'onde électrique, alors les deux ondes aux sorties des deux branches sont rigoureusement en phase. Si un dispositif sous test est inséré sur une des deux branches (toutes deux ajustées pour qu'elles soient de la même longueur d'onde électrique), alors on peut parfaitement caractériser la différence de phase amenée par le dispositif sous test dans une plage de fréquences de mesure.



Fig. 39 : Ligne coaxiale étirable, *Line Stretcher* (ici d'un *Reflection Test Set HP 8741A* et dont la construction est similaire à celle d'un *Transmission Test Set HP 8740A*). La ligne étirable est ici, sur cette figure, à moitié déployée. Le fonctionnement de ce mécanisme est comparable à celui de l'instrument de musique trombone à coulisse (voir la partie située à droite). Photo : ON4IJ.

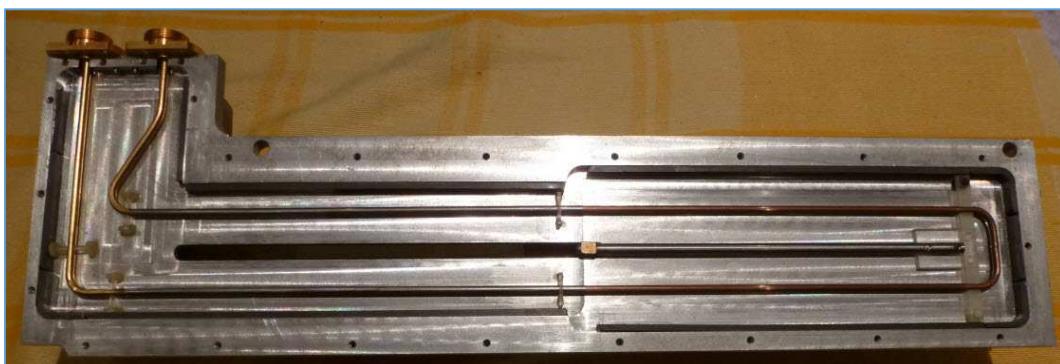


Fig. 40 : Idem figure précédente avec la ligne coaxiale complètement déployée. Photo : ON4IJ.



Fig. 41 : Idem figure précédente avec la ligne coaxiale complètement rétractée. Photo : ON4IJ.



Fig. 42 : Mécanisme de déploiement de la ligne étirable avec une vis sans fin. Photo : ON4IJ.

Pour obtenir une bonne précision d'équivalence des longueurs d'onde électrique des deux branches, vous comprendrez qu'à l'époque on utilisait exclusivement des lignes coaxiales à air de façon à bien maîtriser le coefficient de vitesse de celles-ci quelle que soit leur morphologie : ligne extensible, ligne étirable ou segment de ligne coaxiale. Une véritable plomberie !

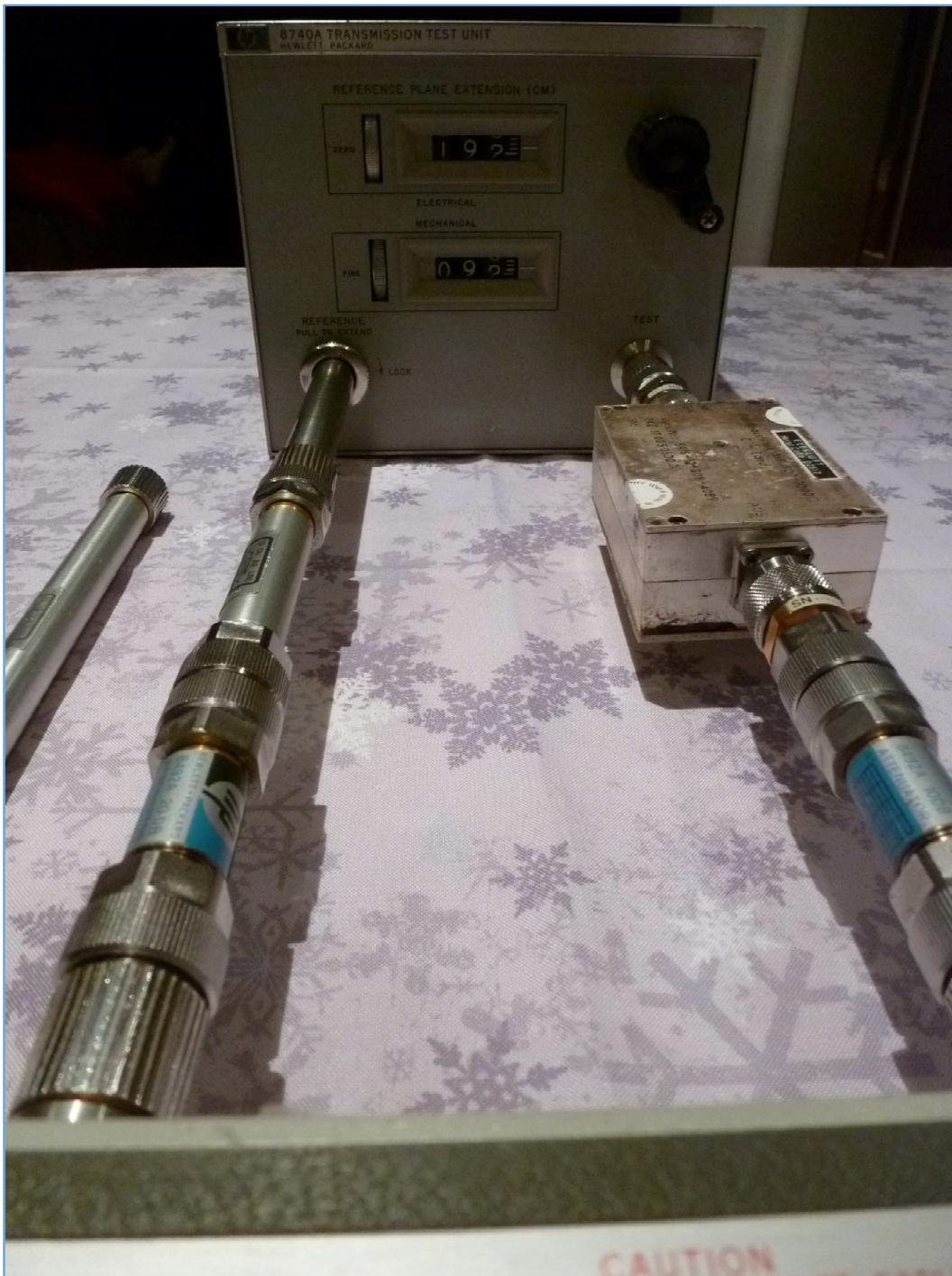


Fig. 43 : Ajustement des longueurs des deux branches du *Transmission Test set*. L'encombrement physique du dispositif sous test est de 19,21 cm. Cela nécessite un allongement mécanique de la ligne coaxiale extensible sur la branche de référence d'une longueur de 9,21 cm et nécessite l'adjonction d'une ligne coaxiale à air de 10 cm. Pour une équivalence de la longueur d'onde électrique des deux branches, la ligne coaxiale « étirable » de la branche de mesure a été « étirée » d'une longueur de 19,21 cm. Photo : ON4IJ.

Pour les puristes, vous aurez remarqué sur les deux figures précédentes la présence de deux adaptateurs APC7/type N mâles situés respectivement à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test (ici un filtre passe-bande type N femelle/femelle « non insérable »). Pour résorber l'excédent de longueur de ligne de transmission amené par ces deux adaptateurs, ceux-ci sont insérés bout à bout dans la branche de mesure lors du calibrage de l'appareil de mesure (voir figure 44). Les afficheurs de longueur sont mis à zéro au moyen des molettes de réglage prévues à cet effet. Lors de la mesure, on procède donc à un équilibrage des longueurs des deux branches par rapport à l'affichage des longueurs qui avait été mises à zéro. Le but est d'obtenir la même dimension d'allongement de longueur sur chaque branche en tenant compte de la présence des adaptateurs.

Comme le dispositif sous test est « non insérable », le calibrage doit s'effectuer au moyen d'un premier adaptateur APC7/type N mâle et d'un deuxième adaptateur APC7/type N femelle. Ces deux adaptateurs peuvent donc être directement raccordés entre eux. Lors de la mesure, l'adaptateur APC7/type N femelle est substitué par un deuxième adaptateur APC7/type N mâle qui a la même longueur d'onde électrique que l'adaptateur APC7/type N femelle qui a servi au calibrage (*Swap Equal Adapters Method*). Le dispositif sous test peut dès lors être inséré dans la branche de mesure. Les adaptateurs doivent faire partie d'un kit où ceux-ci ont une propriété d'équivalence des longueurs d'onde électrique quel que soit leur genre (mâle ou femelle). Nous aurons l'opportunité d'expliquer plus loin les différents aspects des mesures sur des dispositifs « insérables » et « non insérables ».



Fig. 44 : Adaptateurs APC7/type N mâle et APC7/type N femelle mis bout à bout pour le calibrage de l'appareil de mesure. Il n'y a donc pas besoin d'ajouter un connecteur en « I » de traversée pour établir la connexion entre la sortie du *Transmission Test Set* et l'entrée de mesure du convertisseur de l'appareil de mesure. Photo : ON4IJ.



Fig. 45 : Adaptateurs APC7/type N mâle placé à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test « non insérable ». L'adaptateur APC7/type N mâle placé à la sortie du dispositif sous test doit avoir la même longueur d'onde électrique que l'adaptateur APC7/type N femelle qui avait servi pour le calibrage de l'appareil de mesure. Photo : ON4IJ.

Reflection Test Set HP 8741A et HP 8742A :

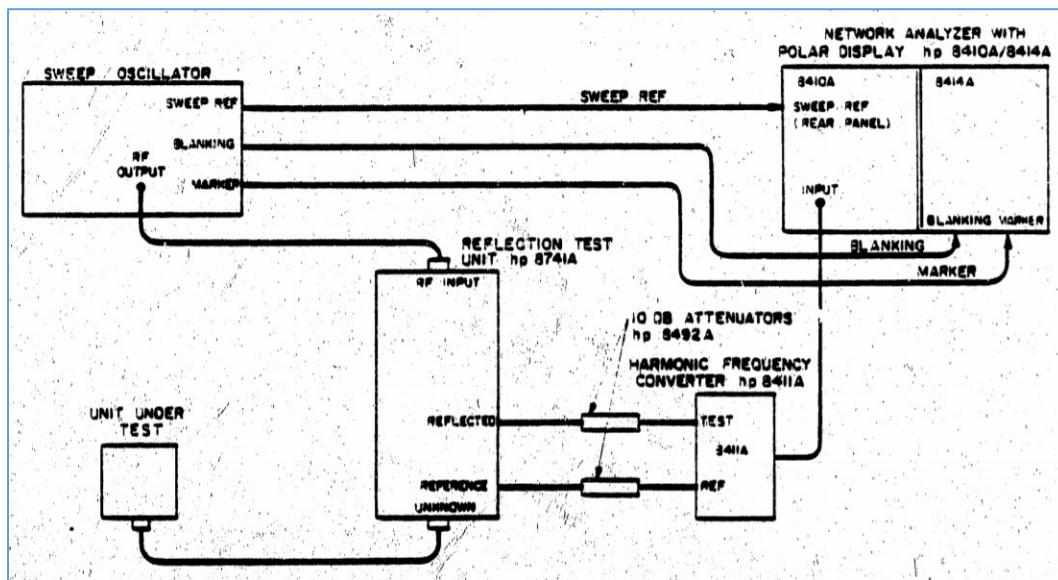


Fig. 46 : Mesure du coefficient de réflexion avec un *Reflection Test Set* HP 8741A ; schéma des raccordements à l'analyseur de réseau vectoriel HP 8410A. Source : HP 8741A Operating Note.

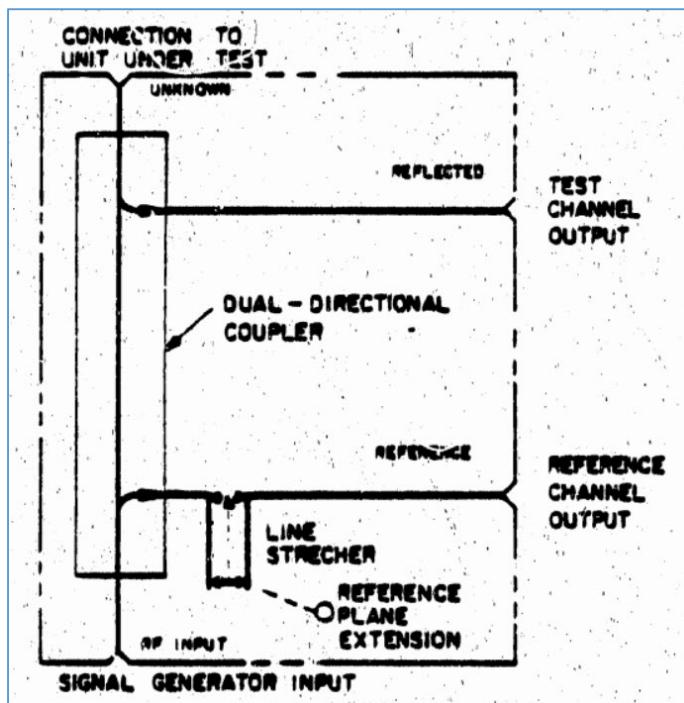


Fig. 47 : Schéma d'un *Reflection Test Set* HP 8741A. Source : HP 8741A Operating Note.

Le *Reflection Test Set* est constitué d'un coupleur directionnel double et d'une ligne coaxiale « étirable » (Line Stretcher).

Pour bien se remémorer la constitution, le fonctionnement et les caractéristiques des coupleurs directionnels, nous vous conseillons d'aller consulter l'article « Analyseur de spectre et mesures scalaires » disponible en ligne sur le site Internet ON5VL, pages 9 à 14.

La sortie de l'onde directe (*Forward*) du coupleur directionnel est dirigée vers l'entrée « référence » de l'appareil de mesure par l'intermédiaire d'une ligne coaxiale étirable et la sortie de l'onde réfléchie du coupleur directionnel est dirigée vers l'entrée « mesure » de l'appareil de mesure. Comme il est très difficile au point de vue technologique de réaliser des coupleurs directionnels à très large bande, deux *Reflection Test Set* ont été conçus : le modèle HP 8741A dont la bande passante s'étend de 110 MHz à 2 GHz et le HP 8742A de 2 GHz à 18 GHz.

L'entrée de la branche principale du coupleur directionnel du *Test Set* est raccordée au vobulateur (*Sweeper*) et la sortie du coupleur est raccordée directement au dispositif sous test. Si le dispositif sous test comporte deux ports (entrée et sortie), le 1^{er} port (entrée ou sortie) est raccordé au coupleur et le 2^{ème} port (sortie ou entrée) est raccordé à une charge étalon à large bande.

Le rapport entre l'amplitude d'une onde directe et d'une onde réfléchie exprime bien un coefficient de réflexion. Ainsi l'appareil de mesure effectue cette opération entre le signal de l'onde directe présent à l'entrée de référence et celui de l'onde réfléchie à l'entrée de mesure. À partir du coefficient de réflexion, on peut donc obtenir l'impédance complexe d'une charge à mesurer.

La ligne coaxiale « étirable » sert à calibrer l'ensemble du système de mesure en ajustant la position du plan de référence de mesure juste à l'entrée du dispositif sous test. On place un calibre de court-circuit à la place du dispositif sous test pour le calibrage d'une réflexion totale. Le plan de référence peut ainsi être ajusté pour tenir compte de la longueur d'onde électrique d'une ligne de transmission qui serait insérée entre le connecteur du *Test Set* et celui de l'entrée du dispositif sous test. Il est à remarquer que l'afficheur de longueur de la ligne coaxiale étirable correspond au double de la longueur physique de la ligne coaxiale entre le *Test Set* et le dispositif sous test. En effet, l'onde incidente doit parcourir une première fois la longueur de la ligne de transmission et l'onde réfléchie doit parcourir une deuxième fois cette longueur en sens inverse avant d'atteindre la sortie du coupleur directionnel.



Fig. 48 : *Reflection Test Set* HP 8741A raccordé à un convertisseur HP 8411A. Photo : ON4IJ.

Transmission/Reflection Test Set : HP 8743A

Ce *Test Set* est tout simplement une combinaison des deux *Test Set* précédents comme son nom le suggère. Toutefois, le dispositif de séparation est différent pour la mesure du coefficient de transmission. Il ne s'agit plus d'un diviseur de puissance résistif mais de deux coupleurs directionnels qui redirigent le signal du vobulateur (*Sweeper*) vers les deux branches de référence et de mesure (Test). Cet agencement de coupleurs offre une meilleure isolation HF entre les deux branches (référence et mesure). Un interrupteur sur la face avant du rack pilote un jeu de relais coaxiaux pour sélectionner une mesure du coefficient de transmission ou du coefficient de réflexion.

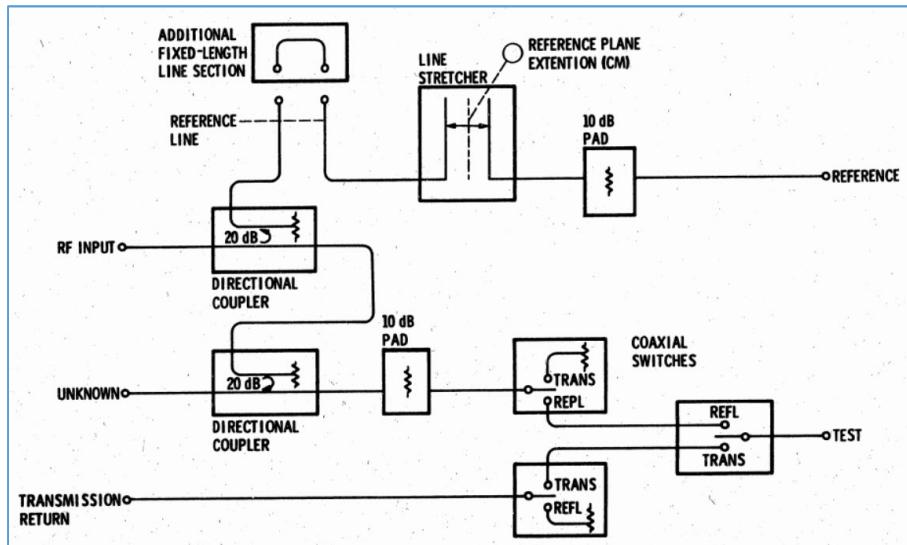


Fig. 49 : Schéma-bloc d'un *Transmission/Reflection Test Set* HP 8743A. Source HP *Operating and Service Manual*.



Fig. 50 : *Transmission/Reflection Test Set* HP 8743B Opt. 018 avec bras coaxial articulé HP 11605A. À l'avant plan, on peut observer deux lignes coaxiales sous forme de cavalier de longueurs différentes qui se raccordent à l'arrière du rack ; il s'agit d'extensions de la ligne « étirable » (Line Stretcher). Photo : ON4IJ.

S-Parameter Test Set : HP 8745A et HP 8746A

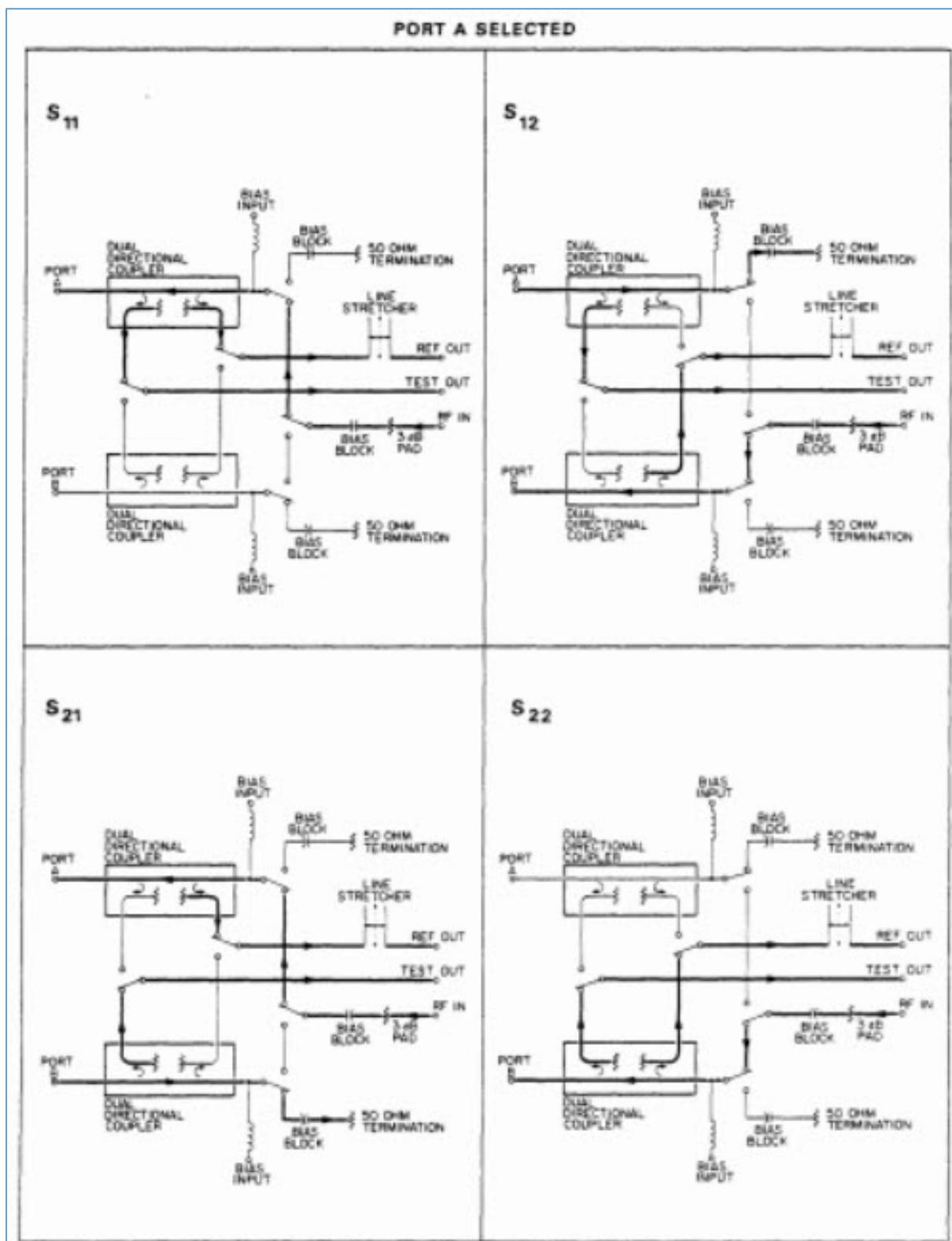


Fig. 51 : Schéma-bloc du *S-Parameter Test Set HP 8745A* avec le port « A » sélectionné. Source HP *Operating and Service Manual*.

PORT B SELECTED

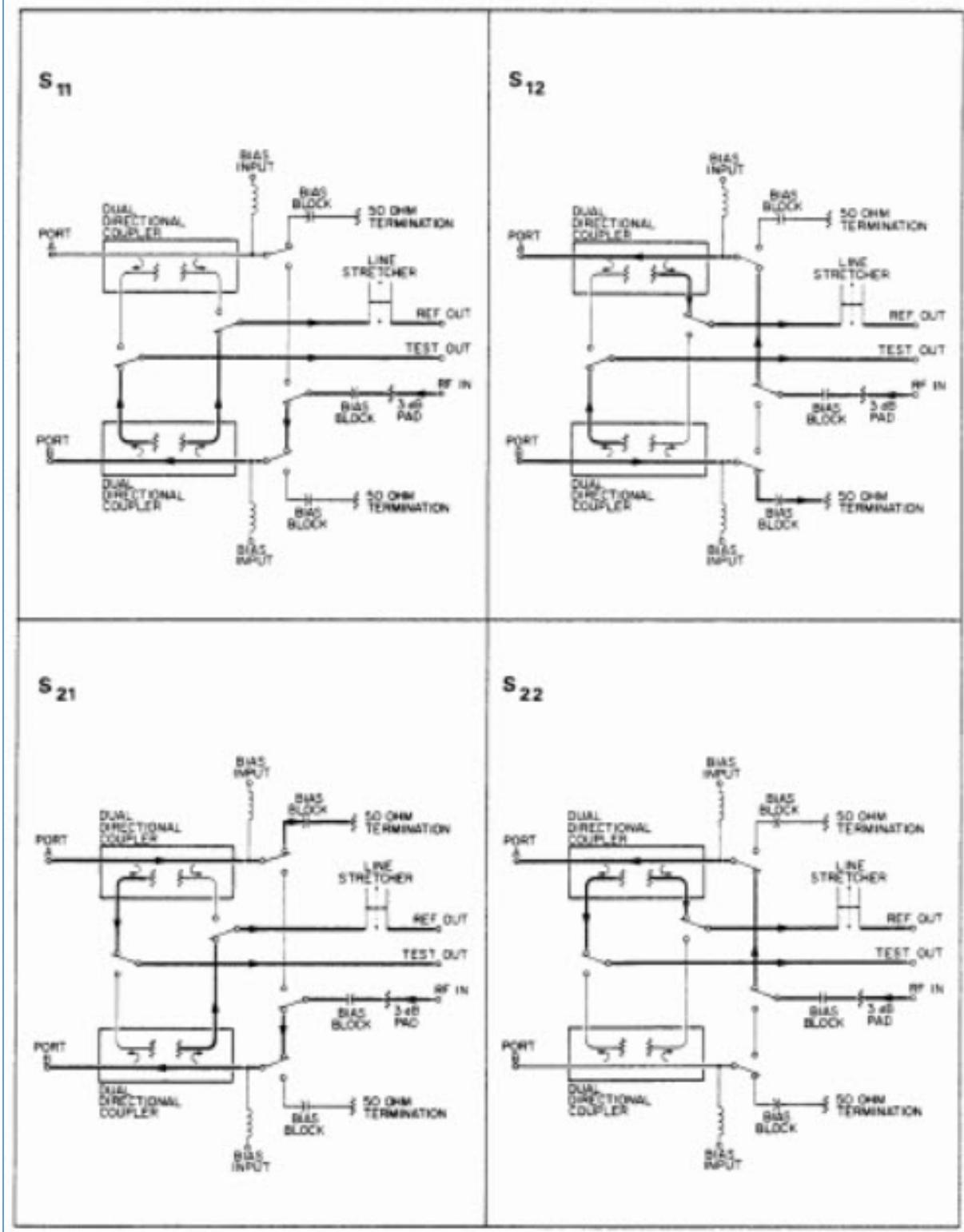


Fig. 52 : Schéma-bloc du *S-Parameter Test Set HP 8745A* avec le port « B » sélectionné. Source HP *Operating and Service Manual*.

Le *S-Parameter Test Set* est constitué de deux coupleurs directionnels doubles et de deux charges étalons à large bande. Un premier jeu de relais coaxiaux permet d'acheminer le signal HF du vobulateur (*Sweeper*) vers les branches principales des coupleurs directionnels et permet de « terminer » ce circuit sur une charge étalon. Un deuxième jeu de relais sélectionne les sorties de ces coupleurs pour acheminer les signaux d'ondes directes et/ou les signaux d'ondes réfléchies vers l'entrée de référence et l'entrée de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel. Le *Test Set* a une architecture complètement symétrique et réversible, ce qui permet d'effectuer des mesures dans n'importe quel sens sur le dispositif sous test sans devoir le déconnecter, le retourner et le reconnecter. Deux boutons pousoirs permettent de sélectionner l'assignation des deux ports de mesure comme entrée ou comme sortie de mesure. Quatre boutons pousoirs permettent de sélectionner le coefficient de répartition que l'on veut mesurer. Dans la version la plus aboutie, le *Test Set* HP 8746A est équipé d'un atténuateur de 0 dB à 70 dB par pas de 10 dB. Cet atténuateur est inséré dans la branche de l'onde incidente allant vers l'entrée du dispositif sous test sans toutefois affecter le niveau du signal dirigé vers l'entrée de référence de l'analyseur.



Fig. 53 : *S-Parameter Test Set* HP 8745A avec extension coaxiale articulée HP 11604A. Photo : ON4IJ.

Le S-Parameter Test Set HP 8745A est particulier car il comporte de nombreux accessoires pour raccorder des transistors afin de mesurer leurs paramètres de répartition. Une alimentation dédiée (HP 8717A) permet d'acheminer les tensions de polarisation du transistor sous test par l'intermédiaire des entrées « *Bias* » (polarisation) du *Test Set*.



Fig. 54 : Accessoires du S-Parameter Test Set HP 8745A. De gauche à droite : coupleurs directionnels, dispositif de raccordement de transistors, bras articulés et relais coaxiaux. Source : HP Memory Project.

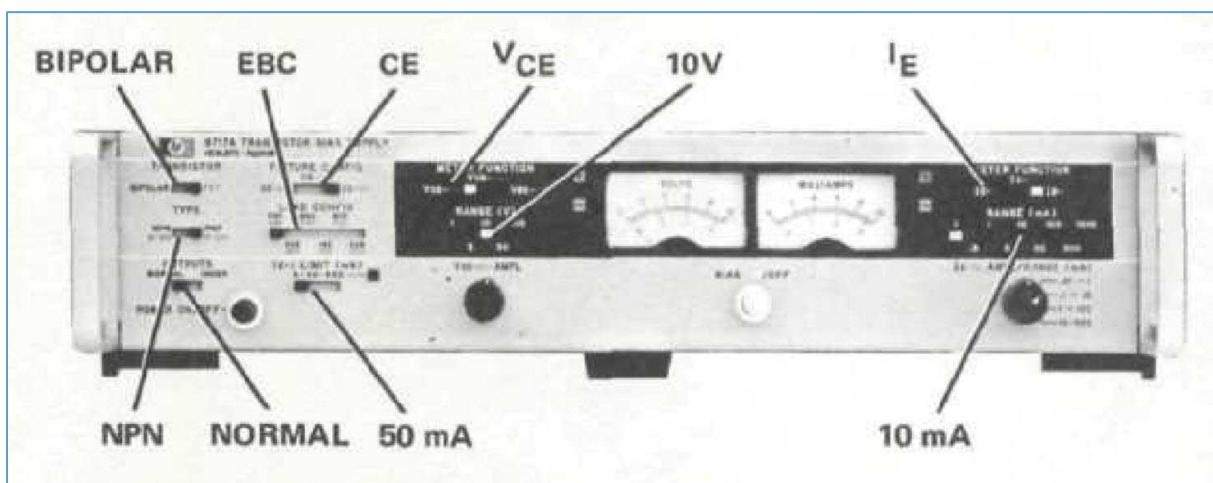


Fig. 55 : Alimentation HP 8717A dédiée à la polarisation des transistors sous test et dont on doit relever les paramètres de répartition. Source : HP Application Note AN 117-1.

Pour étendre la gamme de mesure depuis des radiofréquences de faibles valeurs jusqu'aux fréquences VHF de 100 kHz à 110 MHz, beaucoup de radioamateurs connaissent et utilisent l'analyseur de réseau vectoriel **HP 8407A** avec le *Sweeper* à synthétiseur de fréquence HP 8601A.

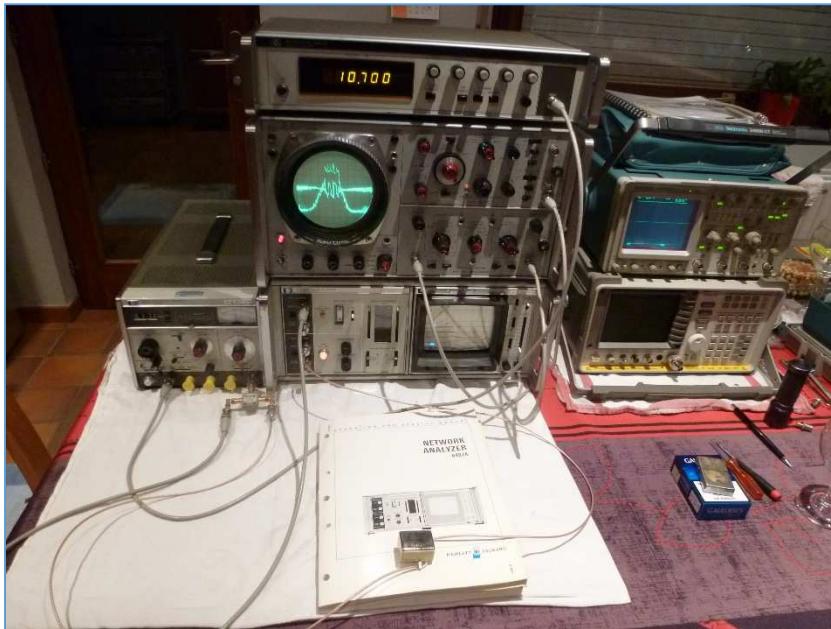


Fig. 56 : Analyseur de réseau vectoriel HP 8407A avec *Sweeper* HP 8601A et marqueur numérique HP 8600A. Un diviseur de puissance résistif (*Power Splitter*) est raccordé directement à la sortie du *Sweeper*. Les diagrammes d'amplitude et de phase d'un filtre à quartz de 10,7 MHz sont affichés non seulement sur l'analyseur mais aussi sur un oscilloscope à mémoire phosphorescente HP 141A. Sur la droite, un oscilloscope et un analyseur de spectre ayant servi au calibrage complet de l'analyseur de réseau vectoriel selon la procédure décrite dans le manuel de service. Photo : ON4IJ.



Fig. 57 : Analyseur de réseau vectoriel HP 8407A avec un dispositif de mémorisation de l'affichage par un « *Storage Normalizer* » HP 8750A. Ceci permet un affichage complet de la trace sans évanouissement de celle-ci à cause de la faible rémanence du tube cathodique. Même dispositif sous test que celui de la figure précédente. Photo : ON4IJ.

Dispositifs de séparation des signaux pour radiofréquences de faibles valeurs :

Nous avons pu observer que les dispositifs de séparation des signaux pour les analyseurs de réseaux vectoriels sont principalement des coupleurs directionnels pour les appareils dont l'étendue de mesure en fréquence se situe depuis le début des bandes VHF, UHF ou SHF jusqu'aux microondes, c'est-à-dire jusqu'à des fréquences de plusieurs Gigahertz (par exemple 18 GHz avec l'analyseur HP 8410).

Lorsque l'étendue de mesure en fréquence d'un analyseur commence à des radiofréquences de faibles valeurs (quelques kilohertz), l'utilisation de coupleurs directionnels pour la séparation des signaux n'est plus possible. En effet, la taille d'un coupleur directionnel pour des fréquences de faibles valeurs deviendrait prohibitive et il serait difficile d'assurer une linéarité acceptable pour le degré de couplage en début de bande d'un tel coupleur directionnel.

C'est la raison pour laquelle les dispositifs de séparation des signaux sont des systèmes résistifs à large bande qui sont mieux adaptés pour les fréquences de faibles valeurs. Pour la séparation du signal en provenance de la source (générateur à balayage de fréquences), on utilisera un diviseur de puissance résistif ou mieux un séparateur de puissance résistif (*Power Splitter*). Pour la séparation de l'onde directe et de l'onde réfléchie, on utilisera un pont directionnel résistif.



Fig. 58 : Séparateur résistif (*Power Splitter*) HP 11652-60009 (100 kHz – 110 MHz) prévu pour l'analyseur HP 8409A. Source : Helmut Singer Elektronik, Feldchen, Aachen.



Fig. 59 : Pont directionnel résistif HP 8721A (100 kHz – 110 MHz) prévu pour l'analyseur HP 8409A. Source : Helmut Singer Elektronik, Feldchen, Aachen.

Une évolution exceptionnelle des analyseurs de réseaux vectoriels :

L'univers des appareils de mesure ne sera jamais plus le même depuis l'apparition des microprocesseurs et l'introduction de ceux-ci dans tous les appareils de mesure que l'on puisse concevoir. Nous quittons le monde du traitement analogique d'un signal et nous entrons dans l'ère du numérique qui permet d'effectuer avec une facilité déconcertante toute une série d'opérations mathématiques complexes sur un signal ou sur plusieurs signaux y compris entre eux. Un signal radiofréquence reste une grandeur analogique mais celle-ci est convertie en un signal numérique grâce aux convertisseurs analogiques/numériques (ADC : *Analog-to-Digital Converter*).

Analyseur de réseau vectoriel HP 8510 (1985) :

L'analyseur de réseau vectoriel HP 8510 se présente sous la forme d'une armoire avec plusieurs racks. La version la plus aboutie (HP 8510C) était toujours au catalogue Hewlett Packard (devenu Agilent) en 2001. Actuellement en 2017, la société Keysight assure encore le service après-vente de ce modèle d'appareil de mesure.

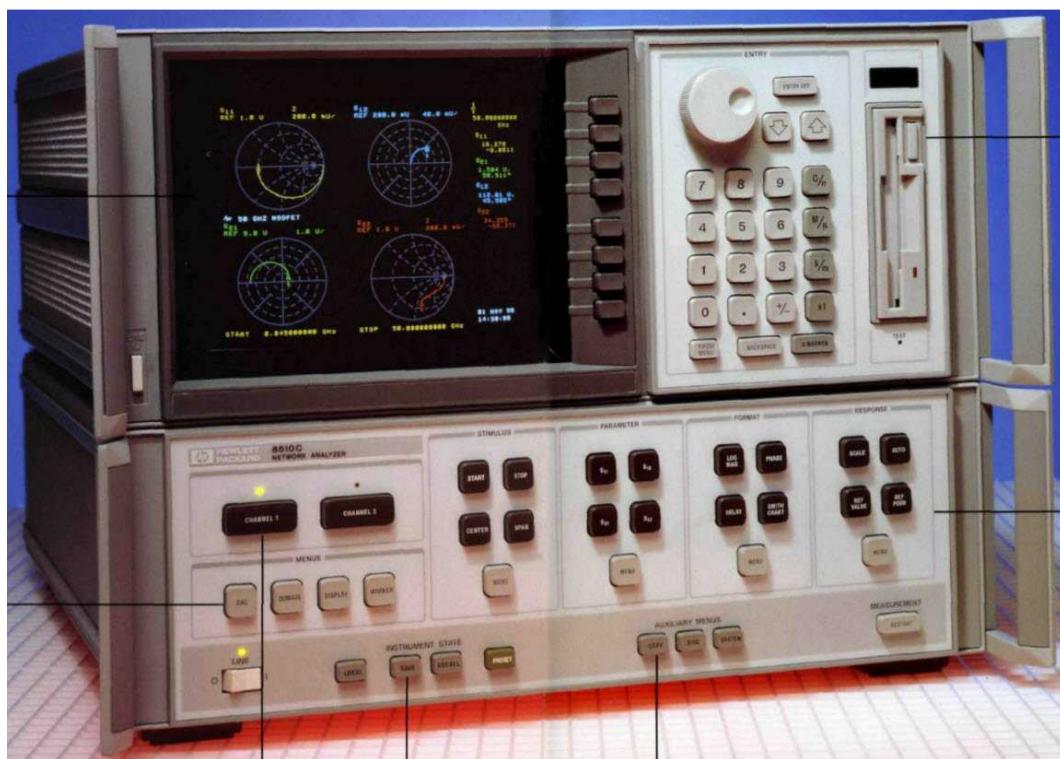


Fig. 60 : Analyseur de réseau vectoriel HP 8510C. Rack analyseur et rack avec tube cathodique couleur, pavé numérique et lecteur de disquettes 3,5 pouces. Source : Hewlett Packard, brochure de présentation du HP 8510C (1990).

La bande passante de cet analyseur est fonction de l'étendue en fréquence du *Sweeper* devant l'accompagner et est fonction de la bande passante du *Test Set* qui est utilisé. Trois *Test Set* à sorties coaxiales permettent de choisir la bande passante souhaitée : de 45 MHz à 20 GHz (HP 8514) ou 26,5 GHz (HP 8515) ou 50 GHz (HP 8517).

La bande passante peut être étendue jusqu'à 110 GHz avec des accessoires spécifiques qui disposent de raccordements prévus entre autres pour des guides d'ondes.



Fig. 61 : Analyseurs de réseaux vectoriels HP 8510 placés dans des armoires de mesure avec différents *Test Set* et générateurs *Sweeper*. Des plateaux sont fixés aux armoires pour pouvoir y déposer les dispositifs sous test juste à hauteur des ports de mesure des *Test Set*. Source : Microwave Devices, Antennas and Systems Laboratory (MDASL) Laboratory Facility, Department of Electrical and Computer Engineering, University of California Davis, One Shields Avenue, Davis CA 95616.

Jamais deux sans trois, c'est-à-dire trois récepteurs de mesure :

Un analyseur de réseau vectoriel est un appareil de mesure du type « stimulation/réponse » : un signal est injecté à l'entrée d'un dispositif sous test et différents récepteurs situés à l'intérieur de l'analyseur ont pour mission non seulement de mesurer le signal de stimulation mais aussi les signaux de réponse qui sont produits par le dispositif sous test. On peut donc distinguer trois signaux que l'analyseur va devoir mesurer au moyen de ses trois récepteurs :

- le signal incident « R », c'est-à-dire le niveau du signal de stimulation qui est appliqué au dispositif sous test ;
- le signal transmis « B », c'est-à-dire le niveau du signal de stimulation qui est transmis à travers le dispositif sous test ;
- le signal réfléchi « A », c'est-à-dire le niveau du signal de stimulation qui est réfléchi en retour à partir de l'entrée du dispositif sous test à cause des désadaptations d'impédances.

De ces trois signaux mesurés, deux grandeurs essentielles vont être calculées :

- la transmission (B/R) qui est le rapport entre le signal transmis et le signal incident ;
- la réflexion (A/R) qui est le rapport entre le signal réfléchi et le signal incident.

La transmission concerne les mesures suivantes : le gain ou perte, les coefficients de répartition S_{21} S_{12} , le coefficient de transmission, l'insertion de phase, le délai de groupe et l'atténuation.

La réflexion concerne les mesures suivantes : la perte de retour (*Return Loss*), les coefficients de répartition S_{11} S_{22} , le coefficient de réflexion, l'impédance $R + jX$ ou l'admittance $G + jB$, et le VSWR (ROS : rapport d'ondes stationnaires).

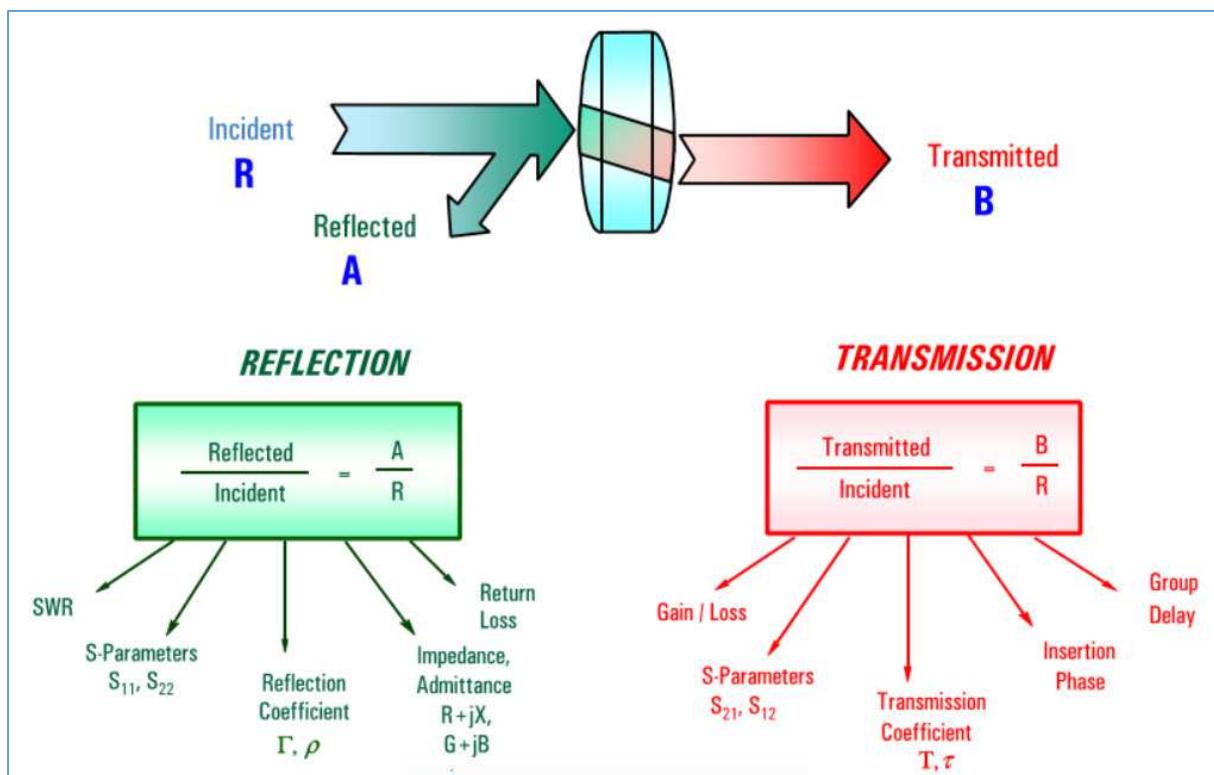


Fig. 62 : Caractéristiques d'un réseau radiofréquence. Source : Agilent Technologies, Network Analyzer Basics, Joel Dunsmore, USA 2007.

L'architecture d'un analyseur de réseau vectoriel a donc bien évolué avec trois entrées de mesure (R, A et B) à la place des deux seules entrées « référence » et « mesure » (« Test ») du convertisseur HP 8711 de l'analyseur HP 8410.

Nous examinerons plus loin les analyseurs de réseaux vectoriels qui adoptent quatre récepteurs de mesure (HP 8510).

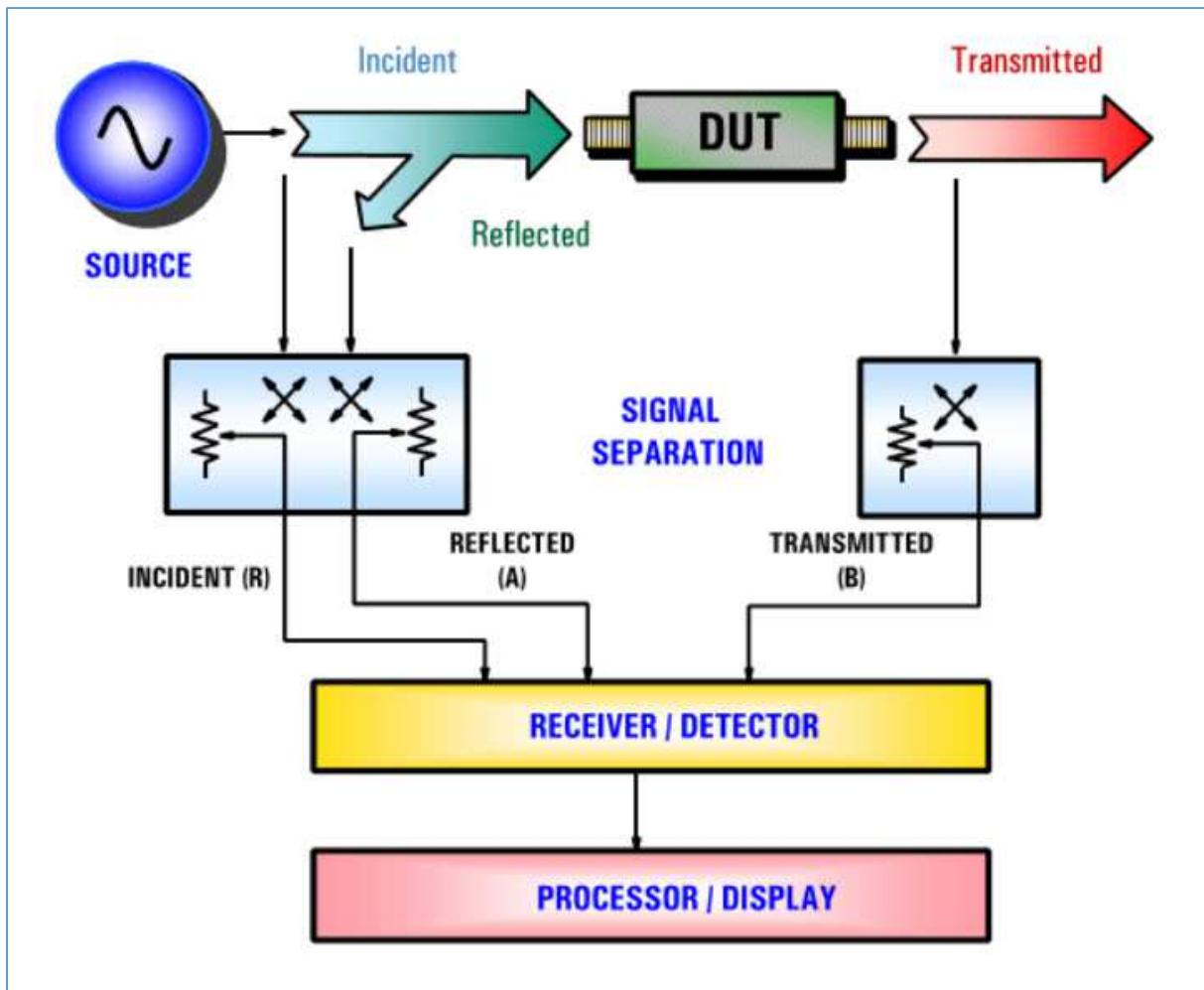


Fig. 63 : Architecture d'un analyseur de réseau vectoriel en schéma-bloc avec trois récepteurs de mesure. Source : Agilent Technologies, Network Analyzer Basics, Joel Dunsmore, USA 2007.

Sur le schéma-bloc ci-dessus, on peut distinguer les sous-ensembles suivants : la source du signal qui stimule le dispositif sous test, les dispositifs de séparation des signaux (*Test Set*) au moyen de trois coupleurs directionnels distincts, les trois récepteurs de mesure, le calculateur mathématique à microprocesseur et enfin l'affichage des résultats dans le domaine de la fréquence.

Si on examine d'un peu plus près l'architecture d'un analyseur de réseau vectoriel avec un *S-parameter Test Set* intégré à l'appareil, on peut tracer un schéma-bloc légèrement plus détaillé où apparaissent un peu plus clairement les récepteurs de mesure, leur changement de fréquence hétérodyne (ou superhétérodyne) et la conversion analogique/numérique intervenant directement après la sortie moyenne fréquence. La détection du signal s'effectue dans ce cas par des algorithmes numériques à la place de détecteurs *hardware*. Ce procédé est utilisé dans les analyseurs relativement modernes. Les radioamateurs auront immédiatement fait le rapprochement avec l'évolution des récepteurs modernes basés sur les techniques SDR (*Software Defined Radio*). Voir l'article « De Marconi au SDR » rédigé par ON5AM sur le site Internet ON5VL.

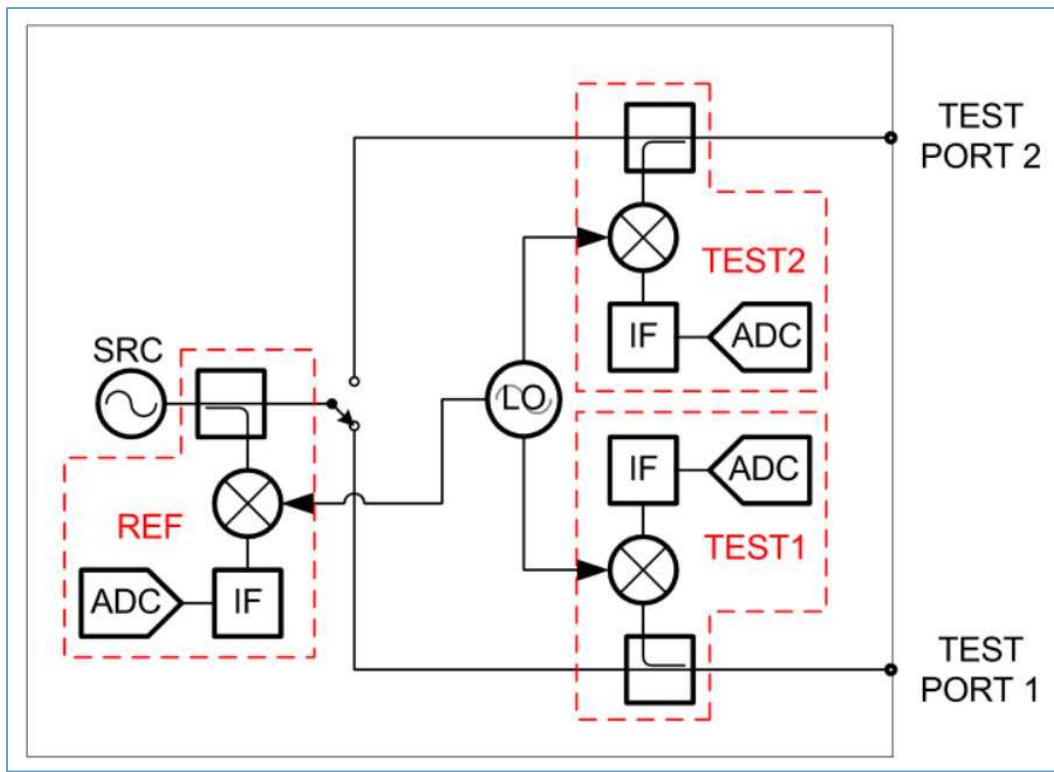


Fig. 64 : Architecture d'un analyseur de réseau vectoriel avec *S-Parameter Test Set* intégré, avec une source de signal de stimulation et trois récepteurs de mesure. Dans cet exemple, la conversion analogique/numérique s'effectue directement à la sortie moyenne fréquence de chaque récepteur de mesure. Source : Introduction to Network Analyzer Measurements, Fundamentals and Background, National Instruments.

Sur le schéma-bloc ci-dessus, « REF » mesure le signal incident « R », « TEST 1 » mesure le signal réfléchi « A » et « TEST 2 » mesure le signal transmis « B ». Un relais coaxial situé en aval de la branche principale du coupleur directionnel placé après la source permet d'aiguiller le signal vers le Test Port 1 ou vers le Test Port 2 afin de mesurer les coefficients de répartition directs et inverses sans devoir retourner le dispositif sous test.

Toutefois, le relais coaxial est placé sur le circuit des branches de mesure et il peut y avoir une certaine disparité entre les deux voies de sortie de ce relais. Ces disparités contribuent à une incertitude sur les mesures.

Quand il y en a pour trois, il y en a aussi pour quatre, c'est-à-dire quatre récepteurs de mesure :

La solution pour résorber les disparités des deux voies du relais coaxial de redirection du signal de stimulation vers l'un ou l'autre port de mesure est de placer celui-ci directement à la sortie de la source. Ensuite, un coupleur directionnel est placé sur chaque voie de sortie du relais coaxial. Dans cette configuration il y a deux récepteurs distincts qui mesurent le signal incident respectivement sur chacune des deux voies du relais. Nous obtenons ainsi deux références distinctes : une pour chaque voie du relais (REF 1 et REF 2). Au total, l'analyseur comptera quatre coupleurs directionnels et quatre récepteurs de mesure ; voir figure ci-dessous.

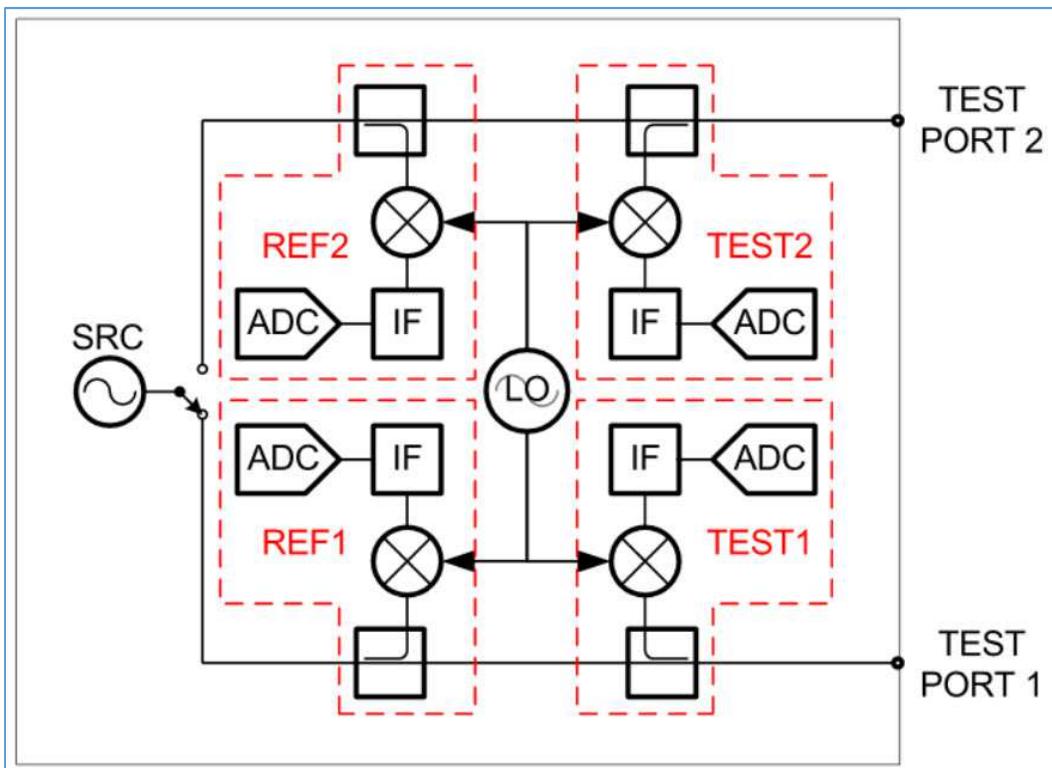


Fig. 65 : Architecture d'un analyseur de réseau vectoriel avec *S-Parameter Test Set* intégré, avec une source de signal de stimulation et quatre récepteurs de mesure. Source : Introduction to Network Analyzer Measurements, Fundamentals and Background, National Instruments.

Certains analyseurs haut de gamme sont constitués non seulement de quatre récepteurs de mesure mais disposent aussi de deux sources distinctes, ce qui permet d'éliminer le relais coaxial. Cela offre un certain nombre d'avantages dans les possibilités de mesure mais cela augmente aussi le prix de l'appareil.

Un analyseur de réseau vectoriel compact à prix OM : HP 8753 (de 300 kHz à 3 GHz)

Il est parfois plus commode d'utiliser un appareil de mesure « tout en un » à la place d'une armoire volumineuse remplie de plusieurs racks. Un appareil compact sera bien entendu d'un prix moindre que celui d'une installation qui doit comporter plusieurs appareils pour réaliser la fonction d'analyseur de réseau vectoriel. Un bon compromis d'appareil de mesure aux excellentes performances pour une utilisation OM peut être constitué d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753B, HP 8753C, HP 8753D ou HP 8753E selon le prix que l'OM peut consacrer à ce type d'appareil de mesure.

Ces analyseurs ont une architecture à trois récepteurs de mesure et sont totalement pilotés par microprocesseur. Le même *S-Parameter Test Set* (HP 85046A ou HP 85047A) est compatible pour chaque modèle d'analyseur de cette série. Le modèle le plus abouti (HP 8753E) existe en deux versions : soit avec le même *Test Set* séparé soit avec *Test Set* directement intégré dans l'appareil de mesure. Ces analyseurs ont été construits en de nombreux exemplaires et font partie des instruments de mesure les plus populaires chez les radioamateurs. Vous pourrez les trouver en quantité sur les marchés de seconde main.

Ne vous faites aucun souci pour l'état du tube cathodique d'un appareil de seconde main car il existe des kits d'écrans LCD couleurs à très haute définition qui sont directement compatibles en substitution du moniteur à tube cathodique monochrome ou couleur de ces appareils. Voir l'article « Cure de jouvence pour appareils de mesure avec écran à tube cathodique » que vous pouvez consulter en ligne sur le site Internet ON5VL.

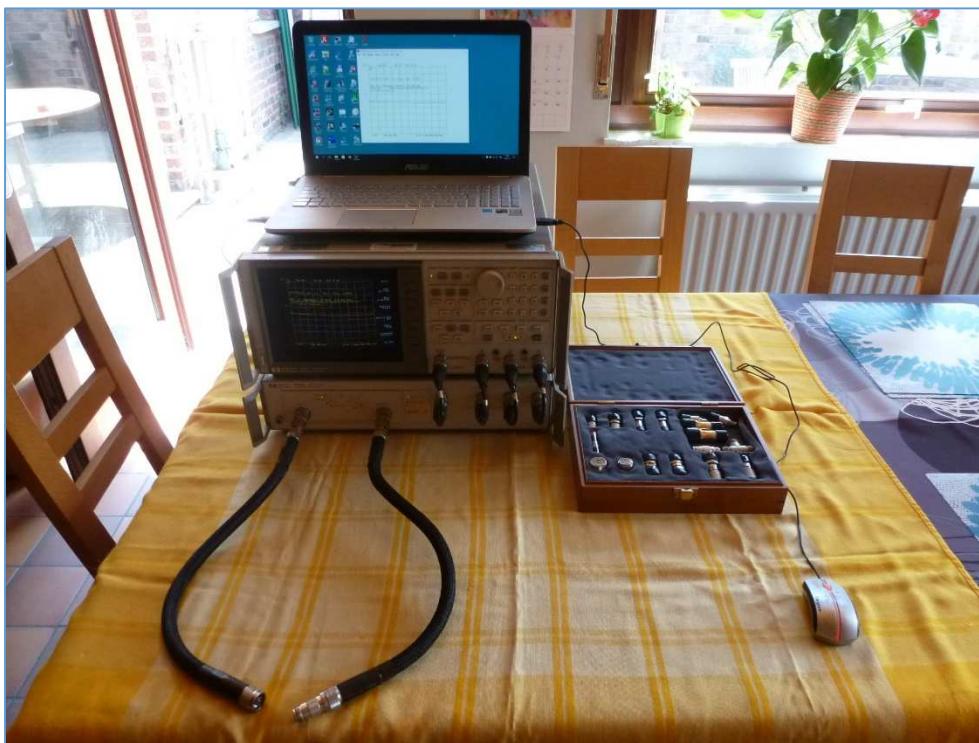


Fig. 66 : Analyseur de réseau vectoriel HP 8753C (options 002, 006 et 010) particulièrement populaire chez les OM. L'analyseur est accompagné d'un *S-Parameter Test Set* HP 85047A (6 GHz).
Photo : ON4IJ.

Pourquoi y a-t-il quatre câbles coax entre l'analyseur et le *Test Set* ?

En relisant les quelques pages précédentes, vous êtes à même de donner la réponse. Pour vous y aider, voici quelques indices : l'analyseur dispose de trois récepteurs de mesure ; la source du signal de stimulation est intégrée à l'appareil analyseur. Voici donc la réponse : le premier câble coax est celui qui achemine le signal de la source (*Sweeper*) vers le *Test Set* (RF) ; le deuxième coax est celui qui achemine le signal incident (R), le troisième achemine le signal réfléchi (A) et le quatrième achemine le signal transmis (B).

Un analyseur de réseau d'entrée de gamme bien connu de nombreux OM : HP 3577

L'analyseur de réseau vectoriel HP 3577A accompagné d'un *S-Parameter Test Set* HP 35677A ou d'un *Reflection/Transmission Test Kit* HP 35676A constitue pour un OM un investissement total de moins de 1000,00 Euros (en 2017) en cherchant bien sur le marché de seconde main. C'est moins cher que le prix d'un *transceiver*. Cet analyseur de réseau vectoriel a l'avantage d'avoir une étendue de bande passante qui démarre très bas en fréquence (5 Hz avec le *Resistive Divider* du kit HP 35676A) mais qui peut aussi atteindre la bande VHF (200 MHz). Cela peut se révéler précieux pour caractériser des filtres audio ou ondes courtes. Vous appréciez de pouvoir relever non seulement le diagramme d'amplitude et de phase de vos circuits électroniques mais aussi le diagramme du délai de groupe, etc. Vous aurez aussi un appareil de référence pour les mesures d'impédances complexes.



Fig. 67 : Analyseur de réseau vectoriel HP 3577A, S-Parameter Test Set HP 35677A. Un écran LCD couleur substitue le moniteur à tube cathodique monochrome d'origine. À l'avant-plan, un filtre passe-bande sous test. Photo : ON4IJ.

Le calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel :

Un analyseur de réseau vectoriel est un appareil qui est conçu pour caractériser avec précision le comportement linéaire d'un dispositif sous test à partir des mesures d'amplitude et de phase d'une onde incidente, d'une onde transmise et d'une onde réfléchie. C'est donc uniquement à partir de ces deux grandeurs (amplitude et phase) qu'il en découle une multitude de résultats que l'on peut exploiter (voir figure 62).

Il est donc indispensable de se situer dans des conditions de mesure où l'amplitude et la phase des ondes sont relevées avec précision, c'est-à-dire en ayant pris soin de résorber toutes les incertitudes liées à ce type de mesure.

Lors de la production et la mise en service d'appareils analyseurs de réseaux vectoriels, le constructeur a concentré un maximum d'efforts pour mettre à disposition de l'utilisateur une source et des récepteurs dont la linéarité est irréprochable. Le calibrage en usine de ces éléments donne une précision attendue qui peut en outre être vérifiée, suivie et tracée périodiquement afin de certifier que les minimes erreurs résiduelles de linéarité se situent dans des tolérances serrées qui sont publiées par le constructeur dans les caractéristiques de performance de l'appareil de mesure et qui sont inscrites dans un rapport de calibrage accompagnant cet appareil de mesure. Il s'agit ici du « calibrage constructeur ».

Tout va bien dans le meilleur des mondes au niveau de l'appareil de mesure lui-même mais toute cette belle précision offerte par le constructeur risque d'être massacrée par l'utilisateur si ce dernier omet de procéder à un calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel en fonction des conditions dans lesquelles cet utilisateur a l'intention de réaliser des mesures.

Pourquoi doit-on calibrer un analyseur de réseau vectoriel en fonction des conditions de mesure dans lesquelles l'utilisateur place le dispositif sous test ?

Pour pouvoir raccorder un dispositif sous test à un analyseur de réseau vectoriel, l'utilisateur doit placer des lignes de transmission entre l'appareil de mesure et le dispositif qu'il veut caractériser. Ces lignes de transmission sont dans la pratique des câbles coaxiaux de haute qualité et dont la fabrication a été exécutée tout spécialement dans le but d'être raccordés à un appareil de mesure de précision. Ces câbles de mesure sont équipés de connecteurs et parfois d'adaptateurs de précision qui sont eux aussi prévus pour effectuer des mesures (*Metrology Grade*). Dès qu'il y a une longueur de ligne de transmission, aussi parfaite soit-elle, entre l'appareil de mesure et un dispositif sous test, principalement la phase mais aussi l'amplitude de l'onde est altérée. Il en est de même en ce qui concerne la valeur de l'impédance présente à une extrémité du câble de mesure par rapport à celle qui sera lue à l'autre extrémité de ce câble : l'impédance varie le long d'une ligne de transmission et la lecture de celle-ci s'effectue sur un cercle à SWR constant de l'abaque de Smith. Pour vous en convaincre, il suffit de lire l'article « L'abaque de Smith : un outil mystérieux ? Un outil démystifié ! » qui est disponible sur le site Internet ON5VL. Les altérations des mesures d'amplitude, de phase et d'impédance sont fonction de la fréquence à laquelle s'effectue la mesure.

Vous comprenez mieux à présent la raison d'être de toute la plomberie coaxiale d'un *Transmission Test Set HP 8740A* (voir figure 43) avec des lignes étirables et extensibles pour respecter la phase entre l'entrée « référence » et l'entrée « mesure » (« Test ») au niveau du convertisseur HP 8411 de l'analyseur HP 8410.

En résumé, l'utilisateur se retrouve dans des conditions de mesure à chaque fois différentes dès qu'il a l'intention de caractériser l'un ou l'autre dispositif sous test dans l'une ou l'autre plage de fréquences avec l'un ou l'autre câble coaxial équipé de l'un ou l'autre adaptateur, bref en fonction du montage (*Setup*) du dispositif sous test sur l'appareil de mesure. Chaque cas est particulier et nécessite à chaque fois un calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel en fonction des conditions de mesure. Il s'agit ici du « calibrage utilisateur ».

Le calibrage utilisateur est donc une étape importante à effectuer pour non seulement tenir compte des variables amenées par le *Setup* pour raccorder le dispositif sous test mais aussi pour tenir compte des variables de l'appareil de mesure lui-même en fonction de la température et de la fréquence.

En quoi le calibrage utilisateur consiste-t-il ?

Une seule réponse : résorber les erreurs systématiques de l'ensemble constitué par l'appareil de mesure et par le *Setup* du raccordement du dispositif sous test dans des conditions de mesure bien définies (plage de fréquence, température, etc.).

Quels sont les types d'erreurs qui affectent un système de mesure ?

Les erreurs de mesure peuvent être répertoriées parmi les trois types suivants :

- les erreurs systématiques ;
- les erreurs aléatoires ;
- les erreurs de dérives.

Les erreurs systématiques sont prédictibles et reproductibles car elles affectent les mesures de la même manière et de façon permanente (invariants du temps). Ce sont donc des erreurs qui peuvent être corrigées au moyen d'une procédure appropriée. Le calibrage utilisateur de l'analyseur de réseau vectoriel consiste à enregistrer ces erreurs systématiques liées aux conditions de mesure, cela sous la forme de facteurs de correction pour obtenir en final une mesure correcte : le microprocesseur de l'appareil de mesure effectuera toutes les opérations mathématiques nécessaires pour effectuer les corrections indispensables lors de la mesure.

Les erreurs aléatoires proviennent du niveau de bruit de l'appareil de mesure et de l'aspect de répétabilité des contacts des relais coaxiaux et des contacts des connecteurs situés sur le circuit de mesure. Ces erreurs ne sont pas prédictibles car elles varient de façon aléatoire au cours du temps. Tout ce que nous pouvons au moins faire est d'utiliser des câbles coaxiaux équipés de connecteurs de qualité dont on prendra le plus grand soin pour que ceux-ci restent d'une propreté exemplaire et que toutes les manipulations de ces connecteurs soient réalisées dans les règles de l'art afin d'éviter de créer des griffures, coups, matages, déformations ou altération des surfaces de contact. Ces précautions conservatoires auront pour effet de limiter les disparités des mesures dans des proportions acceptables.

Les erreurs de dérives sont dues aux changements des performances du système de mesure après le moment où un calibrage utilisateur a été effectué. Ces changements sont principalement dus aux variations de température du système de mesure. Les erreurs de dérives peuvent être résorbées en procédant tout simplement à un nouveau calibrage juste avant d'effectuer les mesures. La période de temps où le calibrage reste précis est fonction du taux de dérive qui lui-même est fonction de l'environnement dans lequel l'utilisateur installe le système de mesure, en particulier en fonction de la stabilité de la température ambiante du local où se situe le système de mesure.

Afin de minimiser les dérives, il y a lieu de placer longtemps à l'avance l'appareil de mesure dans le local où il va être utilisé et de le mettre sous tension au moins une demi-heure à l'avance. Pour les appareils massifs et volumineux, il est recommandé de mettre l'appareil sous tension au moins deux heures à l'avance avant de procéder à un calibrage utilisateur. Comme règle de bonne conduite on adoptera un local dont la température est tempérée et la plus stable possible. On évitera les courants d'air en veillant à bien fermer portes et fenêtres et on évitera tout brassage d'air en provenance d'un chauffage ou d'un climatiseur à air pulsé. Enfin on évitera à ce que le système de mesure soit directement exposé aux rayons du soleil. Tout ceci n'est pas surfaît ! Pour vous convaincre, certains appareils de mesure qui sont équipés de ventilateurs pour refroidir leurs électroniques, ces ventilateurs sont parfois pilotés par un dispositif de régulation en vitesse de rotation afin d'assurer un débit constant d'air de refroidissement. C'est à cette condition que l'on peut garantir une bonne stabilité d'échange thermique jusqu'à atteindre l'équilibre entre les composants électroniques et le milieu ambiant. Dernier conseil : si vous voulez réaliser des mesures précises et exemptes de tout reproche, veillez à effectuer un dernier calibrage dans les règles de l'art juste avant d'effectuer les relevés définitifs des mesures que vous voulez enregistrer et archiver.

Quelles sont les erreurs systématiques d'un analyseur de réseau vectoriel ?

Les erreurs systématiques proviennent de différents types d'imperfections des sous-ensembles électroniques critiques qui constituent un analyseur de réseau vectoriel :

1. « fuite » de directivité des coupleurs directionnels (*Leakage*) ;
2. réflexion du signal par désadaptation de la source (*Source Mismatch*) ;
3. réflexion du signal par désadaptation de la charge (*Load Mismatch*) ;
4. cohérence de réponse en fréquence des récepteurs pour la mesure de réflexion A/R (*Reflection Tracking*) ;
5. cohérence de réponse en fréquence des récepteurs pour la mesure de transmission B/R (*Transmission Tracking*) ;
6. diaphonie (*Crosstalk*) entre les ports de mesure (isolation).

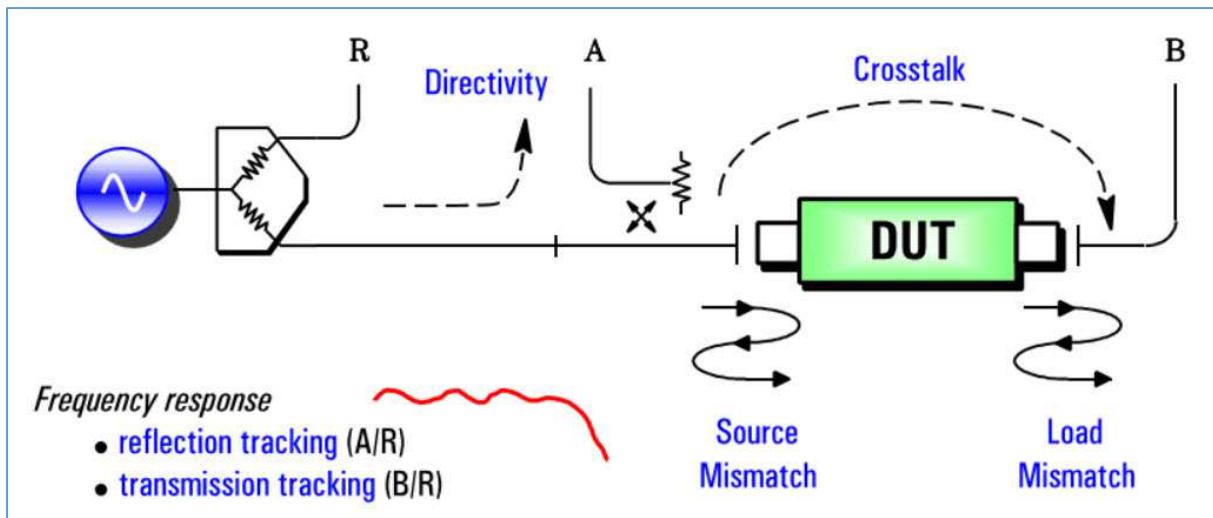


Fig. 68 : Erreurs systématiques d'un analyseur de réseau vectoriel. Source : Agilent Technologies, Network Analyzer Basics, Joel Dunsmore, USA 2007.

Ces 6 imperfections existent aussi bien sur les mesures effectuées dans le sens direct (S_{21} , S_{11}) que sur celles effectuées dans le sens inverse (S_{12} , S_{22}) avec des données différentes. Il y a donc 12 facteurs de correction qui devront être relevés et enregistrés dans l'appareil de mesure lors d'un calibrage utilisateur afin d'obtenir des mesures avec un maximum de précision et donc avec un minimum d'erreurs. Ce type de calibrage est communément appelé en anglais « *Twelve-Term Error Correction* » ou « *Full Two-Port correction* ». Nous examinerons plus loin comment exécuter en pratique ce calibrage utilisateur sur un analyseur de réseau vectoriel.

Erreurs dues aux imperfections de directivité des coupleurs directionnels :

La qualité essentielle d'un coupleur directionnel est sa directivité car celle-ci exprime l'aptitude du coupleur à bien séparer les ondes directes des ondes réfléchies. Sur le « port couplé » (onde directe, *Forward*), la branche auxiliaire du coupleur prélevera une partie de l'onde directe désirée (selon son degré de couplage) à partir de l'onde incidente injectée à l'entrée de la branche principale du coupleur. Hélas, sur ce port couplé vient se superposer un signal non désiré qui provient de l'onde réfléchie se présentant à la sortie du coupleur. Il en est de même en ce qui concerne le « port isolé » (onde réfléchie, *Reverse*) : un signal non désiré qui provient de l'onde directe vient se superposer au signal de l'onde réfléchie.

Tout se passe comme s'il y avait une « fuite » (*Leakage*) d'onde réfléchie sur la mesure de l'onde directe et comme s'il y avait une « fuite » d'onde directe sur la mesure de l'onde réfléchie.

On peut représenter l'amplitude et la phase d'une onde sous la forme d'un vecteur situé dans un plan complexe. On peut ainsi tracer un vecteur E_r d'une onde réfléchie qui est récoltée par le port isolé (*Reverse*) d'un coupleur directionnel et un vecteur E_{dir} d'une « onde de fuite », c'est-à-dire d'une onde directe non désirée qui est récoltée par ce même port isolé du coupleur directionnel (voir figure ci-dessous).

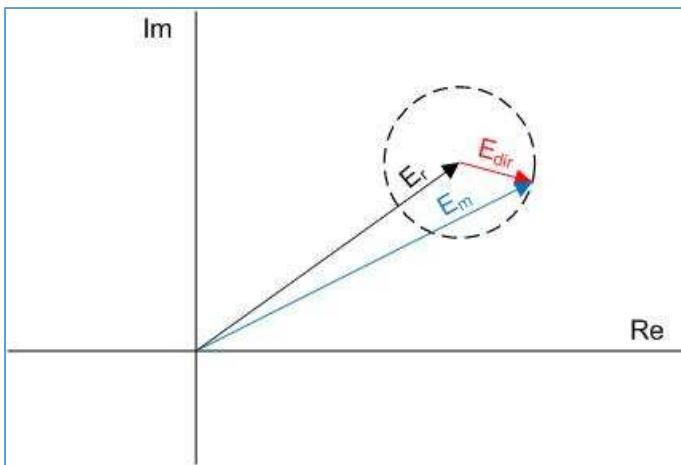


Fig. 69 : Représentation vectorielle de l'interaction entre une onde réfléchie (E_r) et une « onde de fuite » (E_{dir}) due à l'imperfection de directivité d'un coupleur directionnel. La résultante mesurée (E_m) est principalement fonction de la phase de l'onde de fuite : l'extrémité du vecteur E_{dir} se situe sur un lieu géométrique décrit par une circonférence qui est centrée sur l'extrémité du vecteur E_r . Graphisme ON4IJ.

La phase de l'onde de fuite E_{dir} est fonction de la fréquence à laquelle s'effectue la mesure. Comme le vobulateur (Sweeper) balaye en permanence une plage de fréquences, la différence de phase entre les vecteurs E_r et E_{dir} varie constamment entre deux positions extrêmes (entre 0° et 180°) où les ondes sont soit constructives soit destructives. La résultante E_m va ainsi se situer entre deux valeurs extrêmes mais il subsiste une incertitude sur les valeurs de magnitude et de phase de la résultante quelle que soit la fréquence : on ne peut pas déterminer si on se situe au minimum, au maximum, ou quelque part entre les deux.

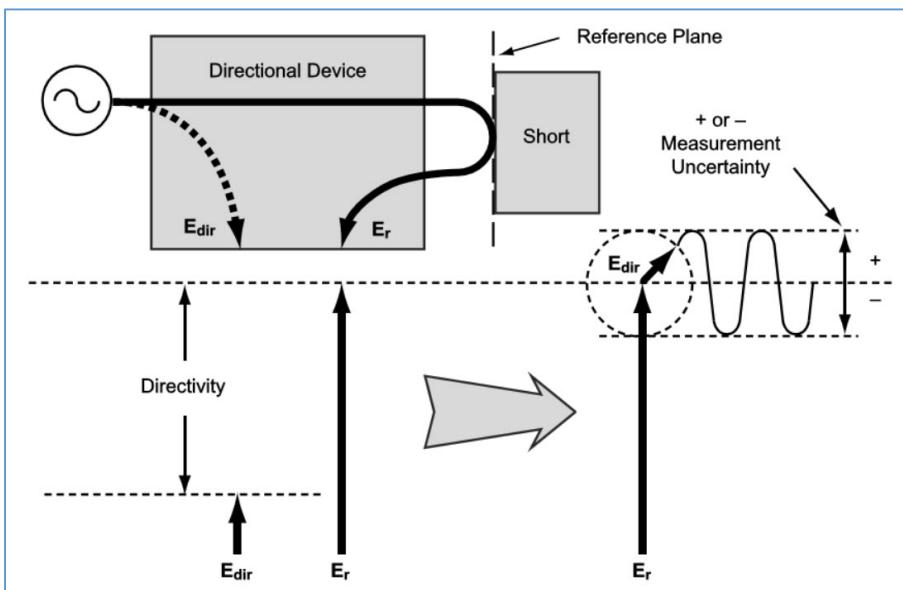


Fig. 70 : Incertitude de mesure due à l'imperfection de directivité d'un coupleur directionnel et donc due à l'interaction entre une onde réfléchie et une « onde de fuite ». Ici l'existence d'une onde réfléchie est illustrée par la présence d'un court-circuit placé à l'extrémité de la branche principale du coupleur directionnel. Source : Anritsu, Application Note 11410-00444 Rev. A, « Understanding Directivity », Vector Analyzer Measurements, USA 2008.

Pour bien comprendre que l'incertitude de mesure est intimement liée au *Setup* du raccordement du dispositif sous test, voici un cas de figure où l'on peut constater que l'imperfection de directivité est fonction de l'atténuation du câble de raccordement placé entre l'analyseur et le dispositif sous test.

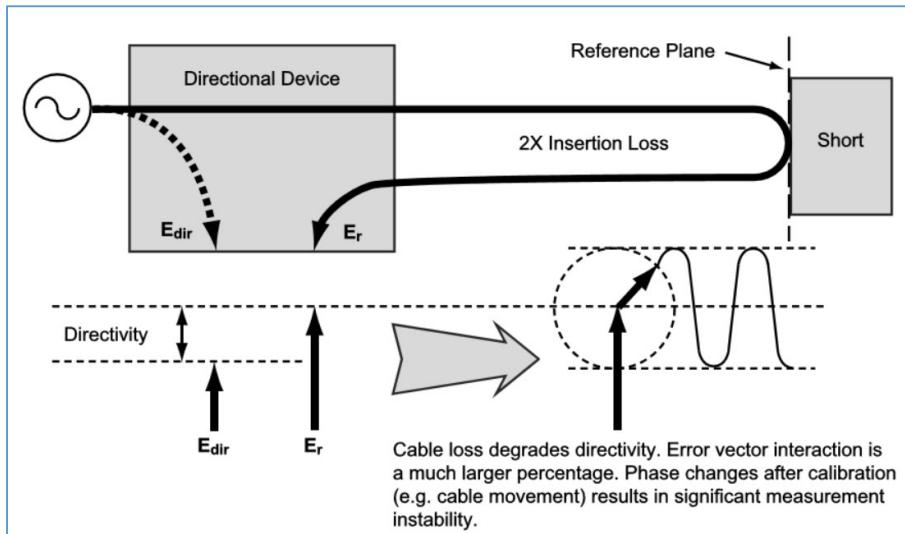


Fig. 71 : Cas de figure où l'onde réfléchie est amoindrie à cause de l'atténuation du câble de mesure, ce qui a pour conséquence de diminuer les performances de directivité de l'ensemble du système de mesure. Source : Anritsu, Application Note 11410-00444 Rev. A, « Understanding Directivity », Vector Analyzer Measurements, USA 2008.

Dans quelles proportions les performances de directivité d'un coupleur directionnel affecte-t-elle l'incertitude de mesure ?

L'abaque ci-dessous illustre bien l'importance de la directivité d'un coupleur directionnel. Cet abaque est légèrement asymétrique entre le niveau maximum et minimum de l'incertitude de mesure.

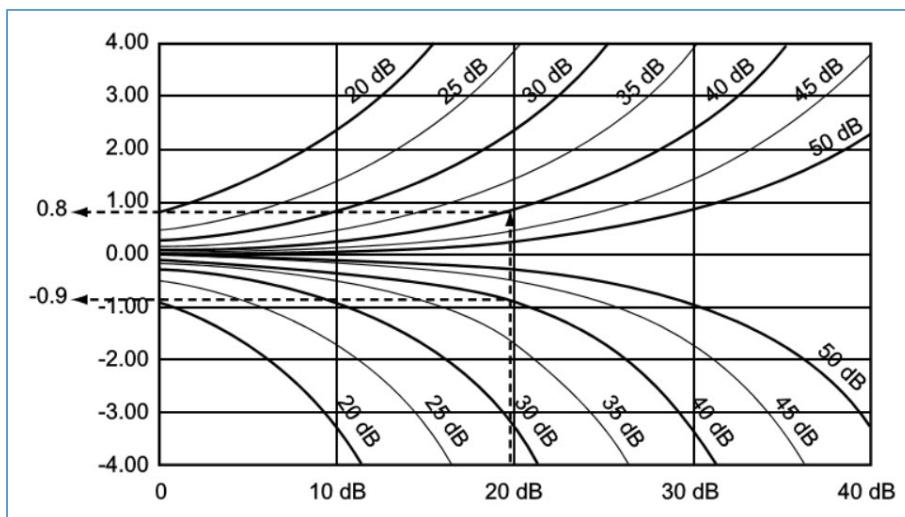


Fig. 72 : Erreur de mesure due à l'imperfection de directivité d'un coupleur directionnel. Illustration d'une mesure d'une perte de retour (*Return Loss*) de 20 dB avec un coupleur directionnel d'une directivité de 40 dB : le cas le plus défavorable donne une incertitude de mesure de -0,9 dB. Source : Anritsu, Application Note 11410-00444 Rev. A, « Understanding Directivity », Vector Analyzer Measurements, USA 2008.

Sur l'abaque de la figure ci-dessus, on peut observer que les mesures des pertes de retour de valeurs élevées (c'est-à-dire les mesures des faibles valeurs de rapports d'ondes stationnaires) exigent l'utilisation d'un coupleur directionnel dont la directivité est très élevée afin de minimiser l'incertitude de mesure. On constate aussi que plus on se rapproche des mesures de pertes de retour de valeurs élevées et plus l'incertitude de mesure a tendance à augmenter. Ce qu'il y a lieu de retenir en pratique, c'est qu'un coupleur directionnel doit avoir une directivité de l'ordre de 20 dB supérieure à celle de la valeur de la perte de retour que l'on veut mesurer ; dans ces conditions l'incertitude de mesure est de l'ordre de ± 1 dB.

En pratique, les coupleurs directionnels à large bande qui sont des plus performants (QSJ +++) ont une directivité de l'ordre de 42 dB. Ainsi, les mesures de pertes de retours de 22 dB sont effectuées avec une incertitude acceptable de ± 1 dB. Pour mieux vous représenter ces ordres de grandeur, nous allons les traduire en rapport d'ondes stationnaires (ROS). Une perte de retour de 22 dB correspond à un ROS de 1,173 : 1. Avec une incertitude de mesure de ± 1 dB, on doit s'attendre à ce que la perte de retour soit située entre 21 dB et 23 dB, c'est-à-dire que la mesure du ROS se situe entre 1,196 : 1 et 1,152 : 1. Ce n'est pas si mal que cela !

Prenons à présent un coupleur directionnel d'un wattmètre/ROS-mètre dont la directivité usuelle est de l'ordre de 25 dB et avec lequel on souhaite mesurer la perte de retour d'une antenne dont la valeur théorique est de 15 dB. Selon l'abaque de la figure 72, on doit s'attendre à une incertitude de mesure située entre +2,5 dB et -3 dB. La perte de retour mesurée, selon l'incertitude de mesure, se situera entre 17,5 dB et 12 dB, ce qui correspond à un ROS situé entre 1,308 : 1 et 1,671 : 1. Que penser de la mesure d'une autre antenne dont la perte de retour théorique de 20 dB soit évaluée avec ce même coupleur directionnel d'une directivité de 25 dB ? En extrapolant l'abaque de la figure 72, l'incertitude de mesure nous mène entre deux valeurs : $20 + 4 = 24$ dB et $20 - 7 = 13$ dB, ce qui correspond à un ROS situé entre 1,135 : 1 et 1,577 : 1. Je vous laisse cela à votre réflexion lors de vos prochaines mesures du ROS de vos antennes ! N'oubliez pas de tenir compte de l'atténuation du *feeder* de votre antenne et rappelez-vous comment celle-ci affecte les performances de directivité de votre système de mesure en allant revoir la figure 71. À ce sujet, vous êtes aussi invités à lire la présentation Power Point n° 6 sur l'abaque de Smith sur le site Internet ON5VL.

Erreurs dues à la réflexion du signal par désadaptation de la source et/ou de la charge :

L'adaptation des ports de mesure d'un analyseur de réseau vectoriel a des répercussions significatives sur la précision des mesures. D'une façon idéale, les ports de mesure doivent présenter une impédance de source et une impédance de charge de 50 Ohms. Toutefois, on s'aperçoit dans la pratique que l'impédance précise des ports de mesure dépend de la qualité de conception et de réalisation du *hardware* de l'appareil de mesure. Même le meilleur analyseur du monde accuse des pertes de retour à ses ports de mesure ; celles-ci sont de l'ordre de grandeur de 20 dB, ce qui correspond à un SWR de 1,222 : 1. Lors des mesures de réflexion, le signal d'erreur dû à la désadaptation de la source provient de la re-réflexion par la source du signal réfléchi par l'entrée du dispositif sous test. Ce signal re-réfléchi est renvoyé vers le

dispositif sous test qui le réfléchit à nouveau. Ces ondes parcourant dans les deux sens le trajet entre la source et le dispositif sous test peuvent être partiellement constructives ou destructives, ce qui provoque une incertitude de mesure. Lors des mesures de transmission, on assiste au même phénomène de re-réflexion des ondes entre la source et le dispositif sous test, ce qui constitue aussi une incertitude de mesure. Un raisonnement similaire est établi en ce qui concerne les re-réflexions d'ondes entre le dispositif sous test et la charge constituée par le deuxième port de mesure. Les incertitudes de mesure dues à la désadaptation de la source et de la charge seront plus importantes lorsque les ports du dispositif sous test accusent une désadaptation importante au niveau des plans de mesure.

En résumé, l'effet dû à l'écart d'impédance des ports de mesure de l'analyseur par rapport à une impédance idéale de 50 Ohms ne peut pas être négligé lorsqu'on a l'intention de réaliser des mesures précises au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel. Il y aura donc lieu d'effectuer une correction d'adaptation d'impédance des deux ports de mesure lors du calibrage utilisateur de l'analyseur.

Erreurs dues aux imperfections de cohérence de réponse en fréquence des récepteurs pour la mesure de réflexion et la mesure de transmission :

Comme nous l'avons constaté lors de la description de l'architecture d'un analyseur de réseau vectoriel, une mesure vectorielle d'une amplitude et d'une phase nécessite plusieurs récepteurs de mesure (en général trois récepteurs, parfois quatre récepteurs). On peut comprendre que deux récepteurs distincts mais de construction identique puissent avoir une certaine disparité sur leur courbe de réponse en fonction de la fréquence. Cette disparité est certes minime mais elle n'est pas négligeable. Du fait qu'une mesure du coefficient de réflexion s'effectue à partir du rapport A/R entre le signal détecté par le récepteur « A » et celui détecté par le récepteur « R », toute disparité entre les deux récepteurs vient donc altérer le résultat qui est calculé sur le rapport des signaux détectés par ces deux récepteurs « A » et « R ». Il en est de même en ce qui concerne une mesure du coefficient de transmission qui est calculé sur le rapport des signaux détectés par les deux récepteurs « B » et « R ».

La disparité entre deux récepteurs n'est pas le seul facteur qui influence la précision de mesure. En effet, les signaux qui sont reçus par ces récepteurs proviennent des branches auxiliaires de coupleurs directionnels distincts mais de construction identique. Or le degré de couplage d'un coupleur directionnel subit des variations en fonction de la fréquence. Il existe donc aussi des disparités sur les courbes de réponse du degré de couplage entre deux coupleurs distincts mais de construction identique.

Lors du calibrage utilisateur, il y aura lieu de résorber les disparités de réponse en fréquence des récepteurs de mesure associés à leurs coupleurs directionnels respectifs. Dans le contexte d'un analyseur de réseau vectoriel, ce type de correction sera appelé « *Reflection Tracking* » et « *Transmission Tracking* ».

Erreurs dues à la présence de diaphonie entre les ports de mesure :

Les différents sous-ensembles électroniques d'un analyseur de réseau vectoriel sont logés dans des blindages à l'intérieur de l'appareil. Ainsi, chaque récepteur de mesure est muni de son propre blindage afin d'être immunisé de tous les rayonnements électromagnétiques qui pourraient influencer ses circuits sensibles. Le constructeur a donc pris toutes les précautions nécessaires pour obtenir une bonne isolation entre les ports de mesure. Toutefois en pratique une petite partie du signal présent sur un port de mesure peut être détecté par un récepteur raccordé sur l'autre port de mesure de l'analyseur. Il s'agit donc d'un phénomène de diaphonie (*Crosstalk*) entre les ports de mesure qui contribue à une incertitude de mesure. La diaphonie intervient aussi dans le *Test Set* où il peut subsister quelques imperfections de blindage entre les coupleurs directionnels et dans tout le câblage coaxial.

Dans la plupart des cas, les incertitudes dues à la diaphonie ne sont pas gênantes, en revanche elles sont particulièrement critiques lors des mesures de transmission sur des dispositifs sous test qui accusent une forte atténuation, comme par exemple lorsqu'il s'agit de caractériser des filtres éliminateurs de bande ou des duplexeurs. Les mesures de transmission sur de tels dispositifs exigent une grande plage dynamique de mesure. Dans ce cas de figure, il devient nécessaire d'améliorer la précision des mesures par un calibrage de l'isolation entre les ports de mesure. Après calibrage, la précision des mesures dans toute la plage dynamique n'est plus limitée que par le niveau du plancher de bruit de l'appareil de mesure. Lors du calibrage de l'isolation entre les deux ports de mesure, quelques précautions devront être prises pour ne pas rajouter de l'imprécision à cause du niveau de bruit et de son aspect aléatoire (voir plus loin dans la description du calcul et de l'affichage sur une moyenne glissante : technique d'*Averaging*).

En quoi consiste le calibrage utilisateur d'un analyseur de réseau vectoriel ?

Le calibrage utilisateur consiste à effectuer un relevé de toutes les erreurs systématiques d'un analyseur de réseau vectoriel dans les conditions de mesure où l'utilisateur va placer le dispositif sous test : *Setup* de raccordement, plage de fréquences de mesure, température de l'appareil de mesure, etc.

Les erreurs systématiques qui auront été relevées par une procédure bien définie vont ensuite être enregistrées dans une mémoire de l'analyseur sous la forme de facteurs de correction. Ces corrections vont donc être appliquées lors des mesures réelles du dispositif sous test. Tout se passe comme s'il n'existant plus de câbles coaxiaux entre les ports de mesure et le dispositif sous test et comme si l'analyseur de réseau vectoriel était devenu idéal.

Quelles sont les procédures de calibrage utilisateur d'un analyseur de réseau vectoriel ?

Il y a plusieurs méthodes, et donc plusieurs types de calibrage utilisateur d'un analyseur de réseau vectoriel.

- Calibrage scalaire de la réponse en fréquence uniquement (normalisation) : *Frequency Response Calibration* ; « *Through, (Thru)* » ;
- Calibrage vectoriel d'un seul port de mesure : *One-Port Calibration* ; « *SOL* » *Short-Open-Load* ;
- Calibrage vectoriel des deux ports de mesure (lignes coaxiales) : *Full Two-Port Calibration* ; « *SOLT* » *Short-Open-Load-Thru* ;
- Calibrage vectoriel des deux ports de mesure (lignes non coaxiales) : *Two-Port Calibration* ; « *TRL* » *Thru-Reflect-Line* ;
- Calibrages dérivés du TRL : « *TRM* » *Thru-Reflect-Match* ; « *LRL* » *Line-Reflect-Line* ; « *LRM* » *Line-Reflect-Match*.

Ces différentes procédures de calibrage nécessitent l'utilisation de plusieurs calibres étalons. Vous devez impérativement disposer de ces calibres sinon vous ne pourrez pas procéder au calibrage utilisateur de votre analyseur de réseau vectoriel !

En quoi consistent les calibres qui sont utilisés pour un calibrage utilisateur d'un analyseur de réseau vectoriel ?

Ces calibres constituent des étalons secondaires qui sont eux-mêmes caractérisés par rapport à des étalons primaires dans des laboratoires spécialisés et accrédités sous les appellations génériques « Bureau des poids et mesures », « Laboratoire d'essais et de métrologie », « *National Institute of Standards and Technology* » (NIST), etc.

Ces calibres sont rassemblés sous forme de kits (*Calibration Kit*) et selon les différents types de connecteurs qui équipent les calibres (Type N, SMA, APC7, APC3.5, APC2.4, etc.). Chaque exemplaire des différents types de calibre doivent être équipés aussi bien de connecteurs mâles que de connecteurs femelles, exception faite pour les connecteurs APC7 (*Sexless connector*). Le kit de calibrage peut parfois contenir certains adaptateurs spécifiques.

Enfin, un rapport de mesure doit accompagner vos calibres afin que vous puissiez enregistrer leurs caractéristiques dans une mémoire permanente et réinscriptible de votre appareil de mesure. Ceci est très important car la précision des mesures repose totalement sur celle des calibres. Lors du calibrage utilisateur, les facteurs de corrections qui en découlent incluent ceux qui émanent des caractéristiques des calibres. Il ne faudrait donc pas réaliser un calibrage utilisateur sur base de caractéristiques autres que celles des calibres que vous allez utiliser ! C'est ici que les numéros de série des calibres ont toute leur importance.

De quoi un kit de calibrage est-il composé ?

Les kits de calibrage qui sont utilisés sur des lignes de transmission coaxiales sont généralement composés des calibres suivants :

- Étalon de court-circuit avec connecteur mâle ;
- Étalon de court-circuit avec connecteur femelle ;
- Étalon de circuit ouvert avec connecteur mâle ;
- Étalon de circuit ouvert avec connecteur femelle ;
- Charge fictive étalon à large bande avec connecteur mâle ;
- Charge fictive étalon à large bande avec connecteur femelle ;
- Adaptateur en « I » femelle-femelle ;
- Adaptateur en « I » mâle-mâle ;
- Adaptateur en « I » mâle-femelle ;
- Jeu de paires d'adaptateurs en « I », par exemple 2 x APC7-Type N mâles et 2 x APC7-Type N femelles.

Certains kits de calibrage peuvent parfois contenir d'autres accessoires spécifiques en option : segments de ligne coaxiale à air, atténuateurs étalons, charge étalon coulissante (*Sliding Load*), jauge de mesure de profondeur avec comparateur pour la mesure de positionnement des contacts des connecteurs, etc.

Vous pourrez compléter votre kit de calibrage par divers « *Adapter kit* » qui contiennent les quatre adaptateurs en « I » de tous les genres (mâle-mâle, femelle-femelle, mâle-femelle, femelle-mâle) entre deux types de connecteurs (Type N-SMA, Type N-APC7, APC7-APC3.5, etc.). La caractéristique essentielle de ces kits est que tous les adaptateurs ont la même longueur d'onde électrique. Nous en comprendrons l'importance lors des mesures sur des dispositifs sous test qui sont « non insérables ».



Fig. 73 : « *Adapter Kit* » Type N-APC3.5 HP 11878A regroupant les quatre associations de genre des connecteurs (f-f, f-m, m-f et m-m). Photo : ON4IJ.

Attention ! Kit de calibrage = QSJ +++ Mais n'oubliez pas que votre kit de calibrage a autant de valeur dans son utilisation (et même parfois plus) que votre analyseur de réseau vectoriel lui-même. Sans kit de calibrage, vous ne pourrez effectuer aucune mesure valable avec votre appareil ! Autrement dit, le meilleur analyseur du monde ne vaut rien sans kit de calibrage qui l'accompagne. Autant savoir.

Quelques conseils : gardez votre kit de calibrage en lieu sûr, (ne le prêtez pas à un tiers sans recommandation ou sans formation, ceci reste à votre discréction), abstenez-vous d'utiliser les adaptateurs de votre kit pour un usage courant autre que celui qui destiné exclusivement à raccorder un dispositif sous test sur l'analyseur, manipulez délicatement les calibres, effectuez les raccordements dans les règles de l'art entre autres en tournant la bague des connecteurs sans faire tourner le corps du connecteur, respecter le couple de serrage des connecteurs, maintenez vos calibres dans un état de propreté exemplaire, inspectez l'état de propreté des connecteurs de votre dispositif sous test et au besoin procédez à un nettoyage de ceux-ci à l'isopropanol avant de raccorder vos câbles de mesure (des connecteurs pollués peuvent contaminer vos calibres), rangez vos calibres avec leurs capots de protection anti-poussière et disposez-les dans leurs logements assignés de votre kit et enfin, faut-il vraiment vous le dire, ne laissez jamais tomber par mégarde un calibre sur le sol et restez attentif que les calibres que vous utilisez ne viennent à rouler sur votre plan de travail et tomber par la suite accidentellement sur le sol. Croyez-moi bien, tout ceci n'est pas surfait !

Quelques exemples de kits de calibrage pour analyseurs de réseaux vectoriels :



Fig. 74 : Kit de calibrage Type N HP 85032B agrémenté de connecteurs « I » de traversée Type N f-f HP 1250-1472, Type N m-m HP 1250-1475 et Type N m-f HP 85032-60020. Photo : ON4IJ.



Fig. 75 : Kit de calibrage APC3.5 HP 85033D. Source : Terapeak.



Fig. 76 : Kit de calibrage R11644A pour guides d'ondes WR28 (de 26,5 GHz à 40 GHz). Photo : ON4IJ.

Les procédures de calibrage dans la pratique :

Remarque importante : allez lire attentivement le manuel utilisateur de votre appareil pour bien connaître ses spécificités afin d'effectuer correctement la marche à suivre pour réaliser un calibrage.

Certaines procédures décrites ci-dessous seront parfois relatives à l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C. Toutefois, ces procédures sont relativement similaires pour bien d'autres modèles d'analyseurs. Ce qu'il y a lieu de retenir dans ce qui sera décrit ci-dessous, ce sont bien entendu les principes.

N'oubliez pas qu'un calibrage n'est valable que dans le contexte des conditions de mesures bien définies. Si vous changez un seul paramètre de ces conditions, le calibrage n'est plus valable. Vous devez donc bien choisir la plage de fréquence, la vitesse de balayage de l'analyseur, etc. avant d'effectuer le calibrage.

Sur votre analyseur de réseau vectoriel, vous devez commencer par activer la fonction du calibrage, généralement en appuyant sur une touche « CAL ». Vous devez ensuite choisir le kit de calibrage que vous allez utiliser en fonction du type de connecteur qui équipe les calibres. Une touche de fonction permet de sélectionner par exemple un kit Type N, APC7, APC3.5, ou un kit « utilisateur » composé de vos propres calibres.

Ensuite une touche de fonction vous permet de naviguer dans le menu de calibrage afin de choisir le type de calibrage que vous voulez effectuer en fonction des exigences requises par le dispositif sous test (un seul port ou deux ports) et en fonction des critères de précision des mesures que vous voulez obtenir.

Voici une description des différents types de calibrage que l'on peut rencontrer sur des analyseurs de réseaux vectoriels de plusieurs modèles différents. Chaque procédure permet d'établir soit un seul facteur de correction pour la procédure la plus simple soit d'établir les 12 facteurs de correction des erreurs systématiques d'un analyseur.

Frequency Response Calibration ; « Thru » (normalisation) :

Ce type de calibrage résorbe uniquement les erreurs dues aux disparités de réponse en fréquence des récepteurs de mesure. Il s'agit ici d'un simple calibrage scalaire pour les mesures de transmission et de réflexion comme on pourrait les réaliser avec un analyseur scalaire ou avec un analyseur de spectre accompagné d'un générateur suiveur (*Tracking Generator*) pour les mesures de transmission et avec un coupleur directionnel pour les mesures de réflexion. Ce type de correction en fréquence est satisfaisant pour des dispositifs sous test dont les ports sont bien adaptés à l'impédance des lignes de transmission et qui présentent une faible perte d'insertion. Ce calibrage est acceptable lorsqu'il n'y a pas d'exigence particulière de précision dans les mesures à effectuer.

Les deux figures ci-dessous illustrent un filtre passe-bande sous test qui est raccordé à un analyseur de réseau vectoriel avec *S-Parameter Test Set* par deux câbles de mesure APC7-APC7. Le premier câble est équipé à son extrémité d'un adaptateur APC7-Type N femelle ; le deuxième câble est équipé d'un adaptateur APC7-Type N mâle. Le dispositif sous test est donc « insérable » puisqu'il dispose de connecteurs de genres opposés : un connecteur mâle et un connecteur femelle.



Fig. 77 : Dispositif sous test (filtre passe bande) équipé de connecteurs Type N de genres opposés (mâle et femelle) constituant ainsi un dispositif insérable. Photo : ON4IJ.

Procédure de calibrage : pour procéder au calibrage de réponse en fréquence on appuie sur la touche de fonction « *Response* ». Une invite à l'écran nous demande d'insérer un calibre (*Connect Standard*) et ensuite d'appuyer sur la touche de fonction en regard du type de calibre choisi (*Then Press Key to Measure*). Comme nous allons procéder à une mesure de transmission, nous choisissons le calibre de traversée « *Thru* ». Dès que l'on appuie sur la touche de fonction « *Thru* », l'analyseur procède aux mesures des erreurs. Ensuite nous confirmons que les mesures de toutes les erreurs sont effectuées et on appuie sur la touche de fonction « *Done Response* ». Apparaît alors un bref instant à l'écran que l'analyseur est occupé à calculer les facteurs de correction (*Computing Cal Coefficients*). L'analyseur est à présent calibré et on peut effectuer les mesures.



Fig. 78 : Le calibrage « *Response* » ne nécessite qu'un seul calibre, c'est-à-dire une connexion de traversée (*Through*, en abrégé « *Thru* ») qui permet de raccorder les deux câbles de mesure directement l'un à l'autre. Le calibre « *Thru* » est ici réduit à sa plus simple expression, c'est-à-dire par l'accouplement des deux parties Type N femelle et Type N mâle des extrémités des câbles de mesure. Photo : ON4IJ.

Plaçons à présent le dispositif sous test sur l'appareil de mesure.



Fig. 79 : Analyseur de réseau vectoriel HP 8753C avec *S-Parameter Test Set* HP 85047A. L'instrument de mesure vient d'être calibré et on peut dès lors caractériser le dispositif sous test, ici un filtre passe-bande HP 8431A. Photo : ON4IJ.

Un ordinateur portable est raccordé à l'analyseur par l'intermédiaire d'un adaptateur GPIB/USB (*General Purpose Interface Bus / Universal Serial Bus*) du constructeur Prologix LLC et la capture d'écran est effectuée grâce au logiciel émulateur de table traçante HP 7470 de John Miles KE5FX.

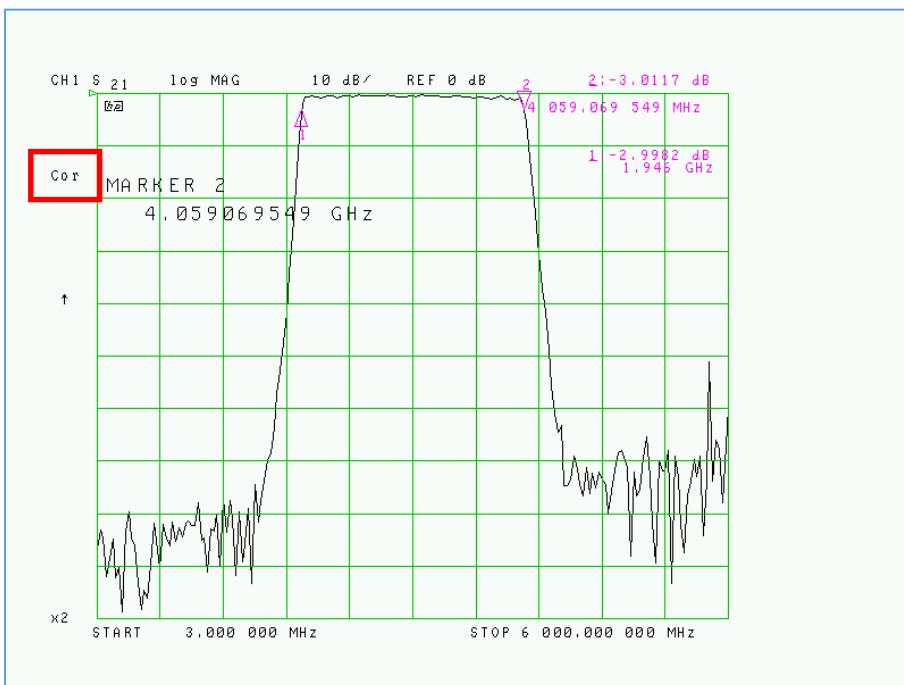


Fig. 80 : Coefficient de transmission (S_{21}) d'un filtre passe-bande HP 8431A dont la bande passante est comprise entre 2 GHz et 4 GHz. Vous pouvez apprécier les performances de ce filtre. Cliché ON4IJ.

Que mesurerait-on si l'on n'avait pas effectué de calibrage utilisateur ? Comparez la figure ci-dessous avec la figure précédente.

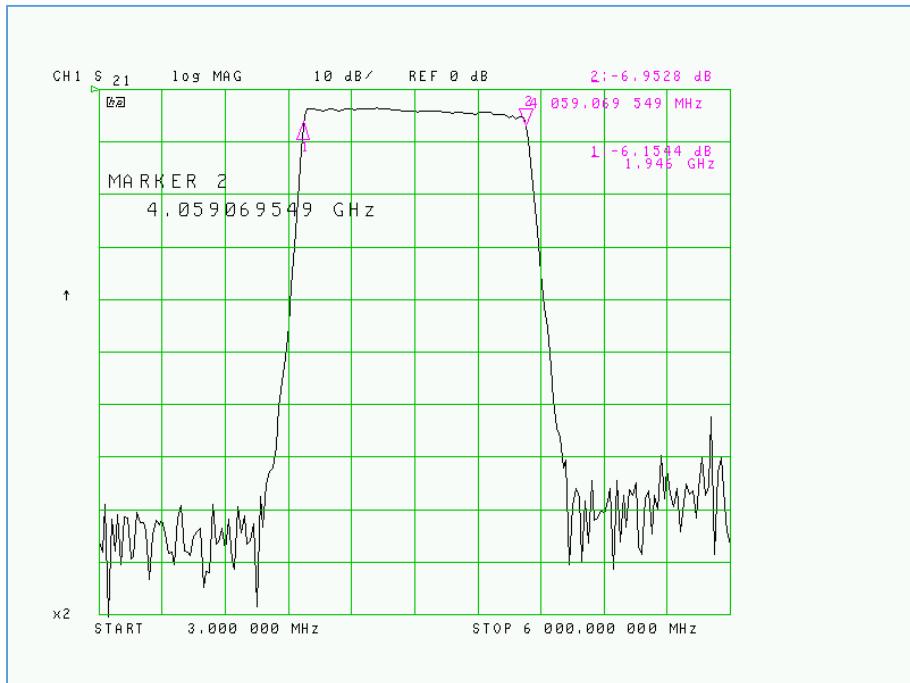


Fig. 81 : Même mesure que celle de la figure précédente mais l'analyseur n'est pas calibré. On constate une perte d'insertion anormale et la réponse en fréquence dans la bande passante n'est plus parfaitement linéaire. Cliché ON4IJ.

Frequency Response and Isolation Calibration ; « Thru & Load » (normalisation et isolation) :

Ce type de calibrage est similaire à celui qui vient d'être décrit ci-dessus. Ce calibrage permet non seulement de résorber les erreurs dues aux disparités de réponse en fréquence mais aussi de résorber les erreurs dues à la diaphonie entre les ports de mesure lors des mesures de transmission et de résorber les erreurs dues aux imperfections de directivité lors des mesures de réflexion. Ce calibrage nécessite deux calibres : une connexion de traversée pour le raccordement direct des deux ports de mesure entre eux (*Thru*) et un calibre d'isolation (*Load*). Le calibre d'isolation est constitué d'une charge étalon et adaptée à l'impédance de la ligne de transmission.

Lorsqu'on doit mesurer des dispositifs sous test dont la plage dynamique de mesure devient importante, la correction de la diaphonie devient nécessaire. C'est notamment le cas de figure pour la mesure de filtres éliminateurs de bandes (*Notch Filter*) ou de duplexeurs composés de cavités montées en filtre éliminateur de bande ou en combinaison passe bande et éliminateur de bande (« BP/BR », *Band-Pass/Band Reject*).

Procédure de calibrage : appuyer sur la touche de fonction « *Response and Isolation* », appuyer sur la touche de fonction « *Response* », raccorder les deux câbles de mesure entre eux, appuyer sur la touche de fonction « *Thru* » ; l'analyseur procède à la mesure pour la correction en fréquence ; appuyer sur la touche de fonction « *Done Response* ». Appuyer ensuite sur la touche de fonction « *Isolation* », raccorder une charge étalon large bande adaptée sur chaque port de mesure et ensuite appuyer sur la touche de fonction « *Load* » ; l'analyseur procède à la mesure pour la correction de diaphonie ; enfin appuyer sur la touche de fonction « *Done Response and Isolation Cal* ». L'analyseur calcule les facteurs de correction et les enregistre en mémoire.



Fig. 82 : Un dispositif sous test composé d'un filtre éliminateur de bande nécessite un calibrage « *Response and Isolation* ». Pour effectuer ce calibrage, il faut disposer de deux calibres, un calibre de connexion de traversée (*Thru*) et un calibre de charge étalon (*Load*). Photo ON4IJ.

Plaçons à présent un filtre éliminateur de bande comme dispositif sous test sur l'analyseur de réseau vectoriel.



Fig. 83 : Mesure de transmission d'un filtre éliminateur de bande sur un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C où l'on vient d'effectuer un calibrage « *Response and Isolation* ». Photo : ON4IJ.

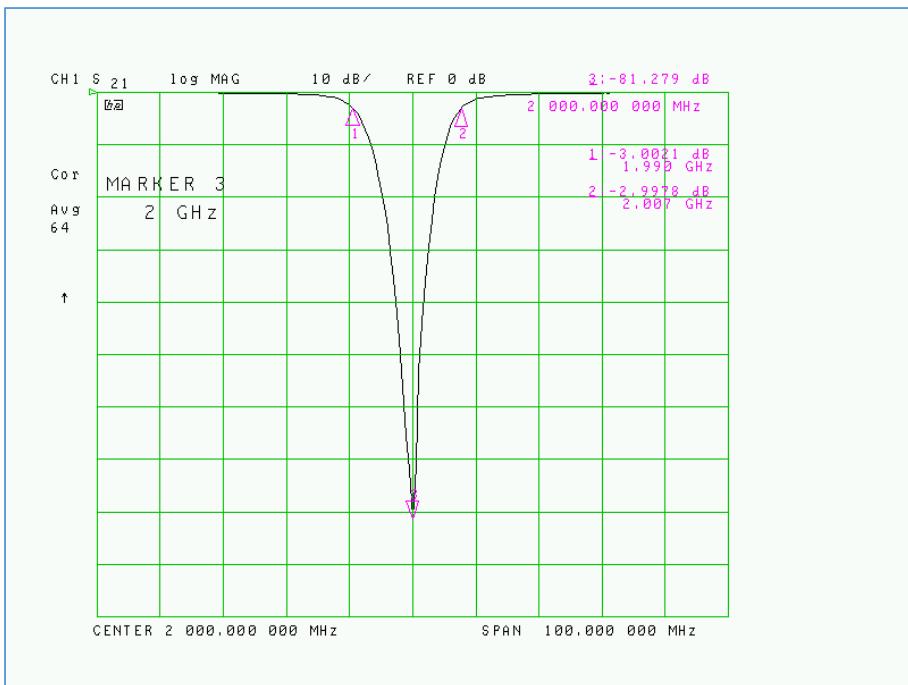


Fig. 84 : Coefficient de transmission (S21) d'un filtre éliminateur de bande HP 8439A accordé sur une fréquence de 2 GHz. La fréquence de 2 GHz est rejetée avec une atténuation de -81,3 dB et la bande rejetée est de 17 MHz à -3 dB. Cliché ON4IJ.

Voici ci-dessous une figure illustrant la même mesure mais sans calibrage de l'analyseur.

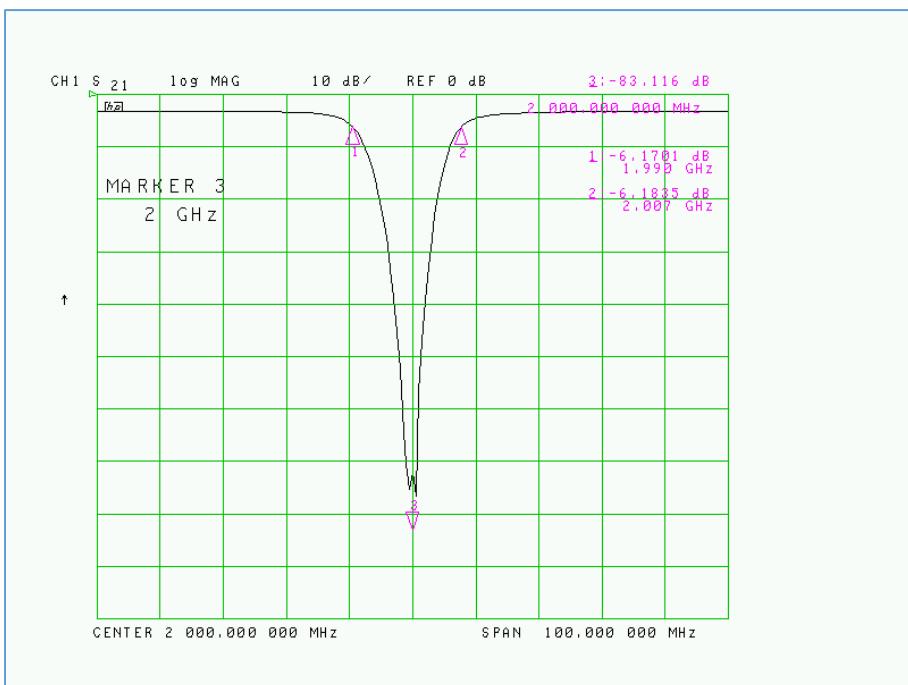


Fig. 85 : Mesure de transmission sans calibrage de l'analyseur. La mesure de la perte d'insertion est complètement faussée de part et d'autre de la bande rejetée. Cliché ON4IJ.

One-port Calibration (S_{11} ou S_{22}) ; « SOL », Short-Open-Load :

Ce type de calibrage est effectué uniquement dans le cadre de mesures de réflexion sur un seul port de mesure : soit exclusivement le premier port (S_{11} One-Port Cal), soit exclusivement sur le deuxième port (S_{22} One-Port Cal). On effectue en général ce type de calibrage pour les dispositifs sous test à un seul port, comme par exemple une charge fictive dont on veut contrôler les performances ou bien une antenne en situation réelle d'utilisation. Dans ce dernier cas de figure, il y aura lieu de considérer le *Feeder* d'antenne comme étant le câble de mesure lui-même, c'est-à-dire que les différents calibres seront placés à l'extrémité du *Feeder*. Ensuite, l'analyseur étant calibré, on rétabli la connexion du *Feeder* à l'antenne afin de procéder aux mesures de celle-ci tout comme si le *Feeder* « n'existeit plus » et que l'antenne était directement raccordée au port de mesure de l'analyseur. On peut dès lors mieux comprendre que le calibrage utilisateur d'un analyseur de réseau vectoriel est non seulement nécessaire, mais offre aussi des avantages inouïs dans la pratique des techniques de mesure.

Lorsqu'on effectue des mesures de réflexion sur un dispositif sous test équipé de deux ports, le port qui n'est pas raccordé à l'appareil de mesure doit absolument être raccordé sur une charge étalon à large bande.

Ce type de calibrage permet de résorber les incertitudes de mesure liées aux imperfections de directivité, aux désadaptations de la source et aux disparités de réponse en fréquence. Le calibrage ainsi effectué permet d'obtenir les mesures les plus précises.

Trois calibres seront nécessaires : un calibre de court-circuit (*Short*), un calibre de circuit ouvert (*Open*) et une charge étalon (*Load*), d'où l'appellation « SOL ».

Remarque importante :

Lorsqu'on effectue un calibrage « SOL » (et, comme nous le verrons plus loin pour un calibrage « SOLT ») avec un kit de calibrage équipé de connecteur Type N, la procédure de calibrage devra tenir compte du genre (mâle ou femelle) des connecteurs des ports de mesure.

Attention :

En ce qui concerne les calibres Type N, il y a lieu de ne pas confondre le genre du connecteur du port de mesure avec celui du calibre. Tout est une question de convention et vous devez aller lire votre manuel utilisateur ou manuel de référence de votre appareil de mesure pour vous conformer aux conventions prises en matière de genre des connecteurs lors du calibrage. À titre d'exemple, en ce qui concerne uniquement les analyseurs de réseaux vectoriels des séries HP 8510, HP 872x, HP 875x, les sous-menus de calibrage font appel à des calibres dont le genre doit correspondre à celui des ports de mesure et non pas à celui des calibres ! Autant savoir.

Par convention, le genre d'un connecteur est déterminé par celui du contact central du connecteur : un connecteur Type N mâle est équipé d'un contact central mâle (*Pin*, « *pinoche* »), un connecteur Type N femelle est équipé d'un contact central femelle (exception faite pour les connecteurs RP *Reverse Polarity* souvent utilisés en WiFi).

Procédure de calibrage : un dialogue est établi entre l'écran de l'appareil et son utilisateur, ce qui facilite l'enchaînement des étapes à accomplir. Voici un exemple pour un calibrage S_{11} *One-Port* d'un port de mesure Type N femelle. Cette procédure est applicable lorsqu'on utilise un *S-Parameter Test Set*.

S_{11} *One-Port* ; « *Connect Standard then Press Key to Measure* »

- OPENS
 - o OPEN (F)
 - *Done Opens*
- SHORTS
 - o SHORT (F)
 - *Done Shorts*
- LOAD
 - *Done 1-Port Cal*

« *Computing Cal Coefficients* ».

Voici un exemple de calibrage S_{11} *One-Port* pour des relevés de mesure d'une charge fictive sous test et dont on veut contrôler les performances.

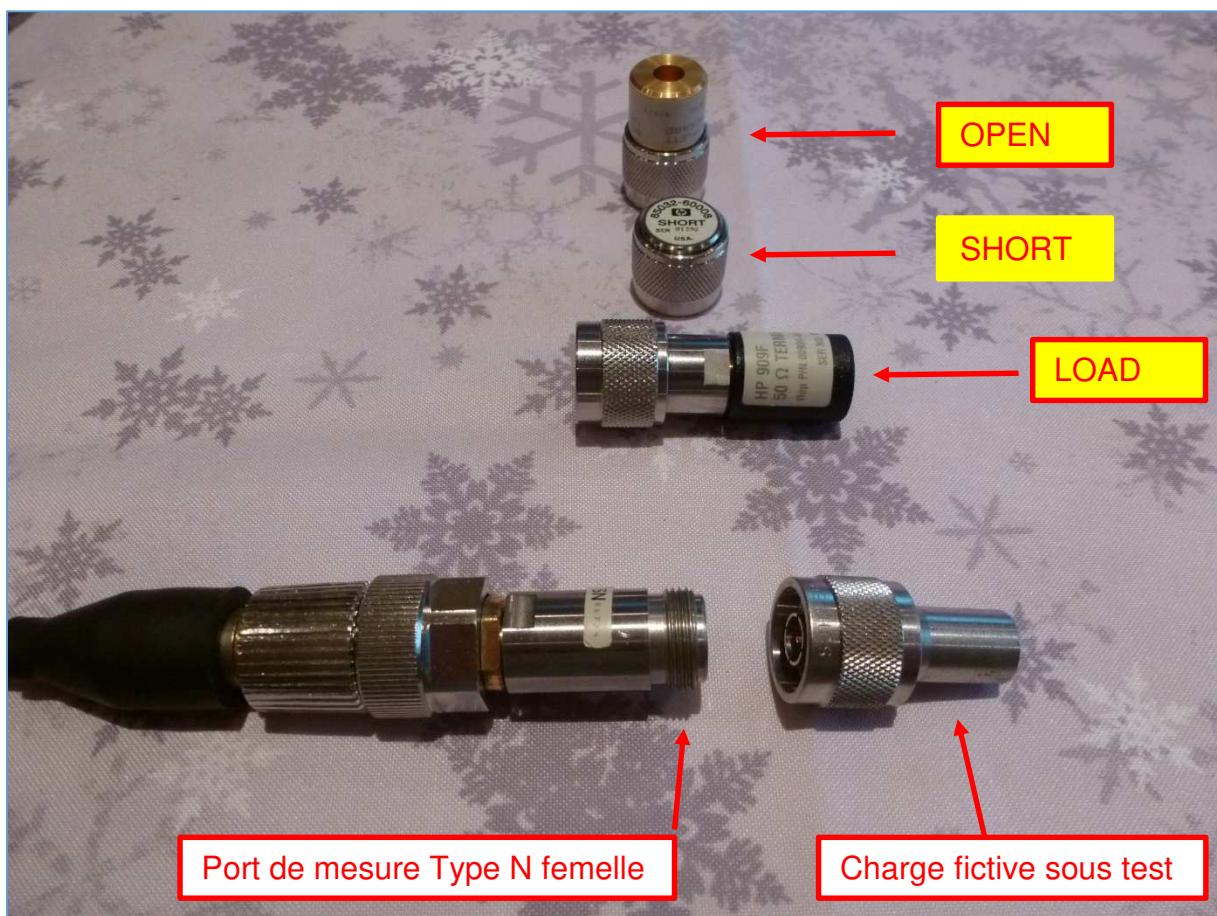


Fig. 86 : Calibres « SOL » (*Short, Open, Load*) pour le calibrage S_{11} *One-Port*. Le dispositif sous test est une charge fictive Type N (Huber und Suhner). Photo : ON4IJ.

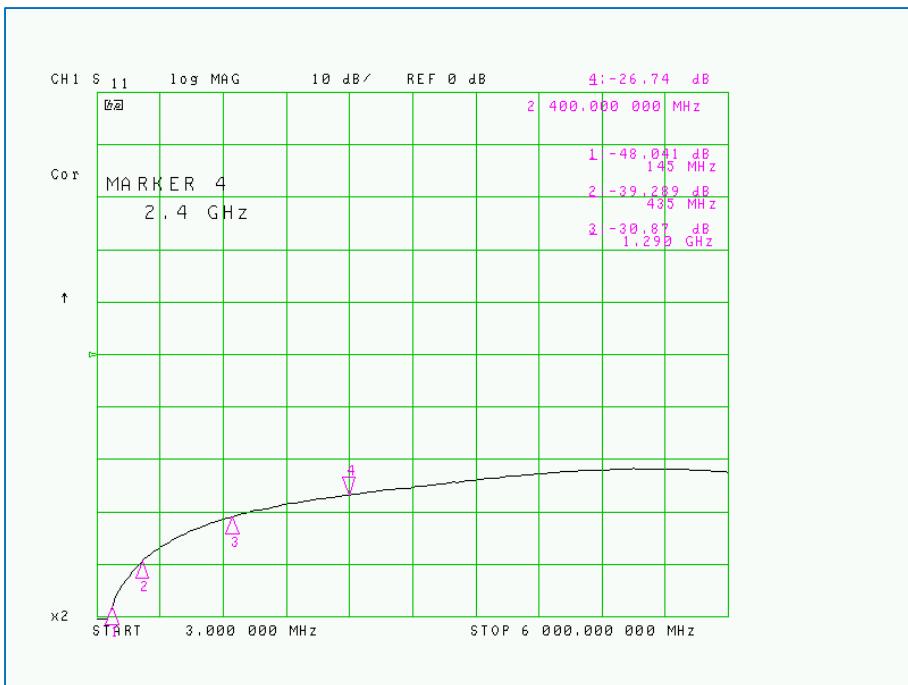


Fig. 87 : Coefficient de réflexion S_{11} (pertes de retour) d'une charge fictive sous test après calibrage S_{11} One-Port de l'analyseur de réseau vectoriel. Différents marqueurs permettent d'afficher des mesures à différentes fréquences. La charge fictive sous test est ainsi caractérisée en *Return Loss* : -48 dB à 145 MHz ; -39,3 dB à 435 MHz ; -30,9 dB à 1296 MHz et -26,7 dB à 2400 MHz. Cliché ON4IJ.

Voici ci-dessous une figure illustrant les mêmes mesures mais sans calibrage de l'analyseur.

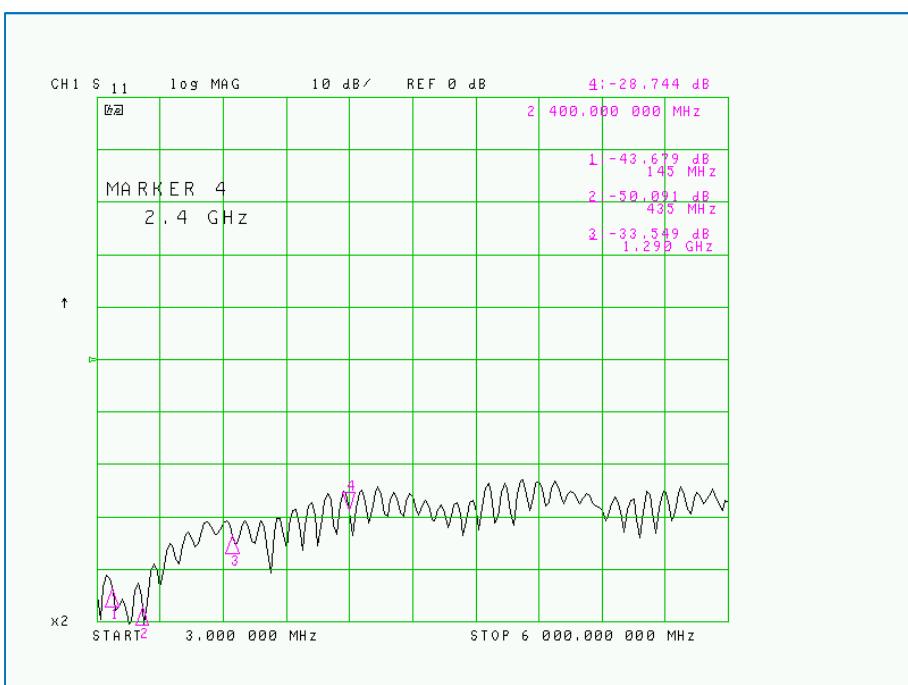


Fig. 88 : Mêmes mesures que celles de la figure précédente mais sans calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel. On constate toutes les incertitudes de mesure de réflexion par la présence de multiples ondulations résiduelles (*Ripple*) sur la courbe. On comprend mieux à présent que ces mesures ne sont pas exploitables sans calibrage de l'appareil. Cliché ON4IJ.

Lorsqu'on procède à des mesures de réflexion, on peut afficher le résultat non seulement sous la forme des pertes de retour, mais aussi sous la forme de rapport d'ondes stationnaires (SWR). Ce format de mesure est parfois plus parlant pour l'utilisateur et pour les radioamateurs.

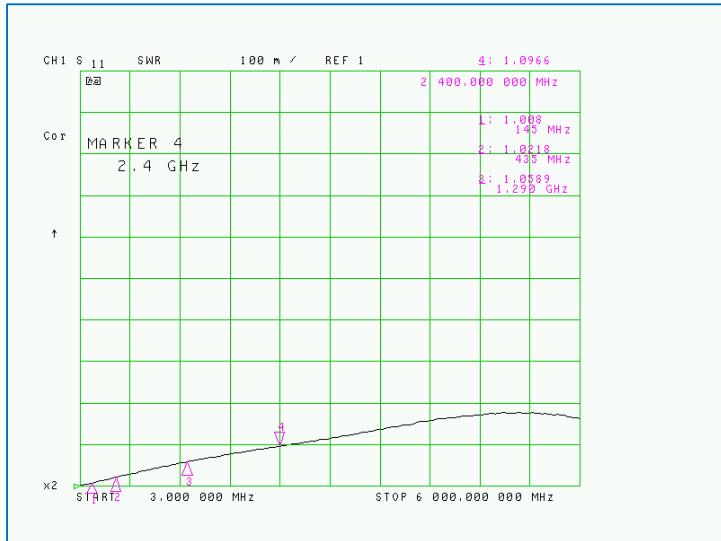


Fig. 89 : Mesures de réflexion du même dispositif sous test illustré à la figure 86, mais affiché sous le format SWR. La charge fictive sous test est ainsi caractérisée en termes de rapport d'ondes stationnaires : 1,008 :1 à 145 MHZ ; 1,02 : 1 à 435 MHz ; 1,06 à 1296 MHz et 1,097 :1 à 2400 MHz. Cliché ON4IJ.

Comme la mesure vectorielle de réflexion permet une mesure d'impédance, celle-ci peut être affichée sous le format de l'abaque de Smith. Ceci va permettre d'exploiter bien plus loin les résultats grâce aux mesures d'impédance complexe. On pourra ainsi caractériser la charge fictive ici sous test en terme de circuit RC ou RL à différentes fréquences.

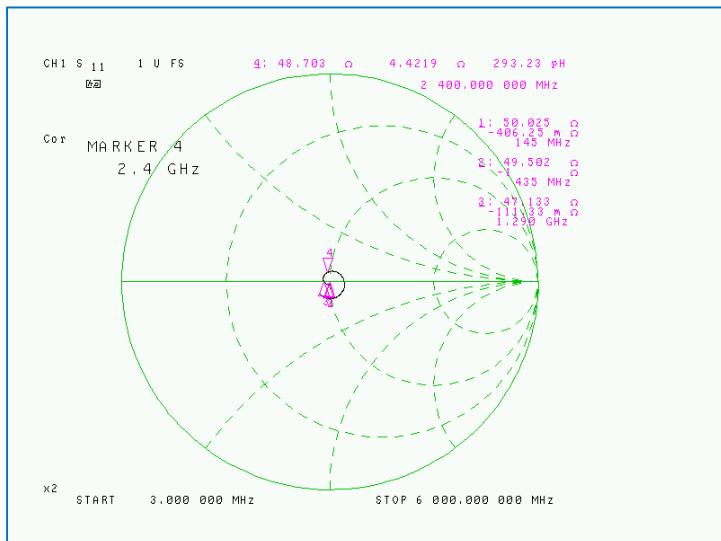


Fig. 90 : Même mesures que la figure précédente mais affichées sous le format de l'abaque de Smith. La charge fictive sous test présente à une fréquence de 2400 MHz une impédance complexe de $48,703 \Omega + j 4,4219 \Omega$, ce qui correspond à un circuit RL de $48,703 \Omega$ et de $293,23 \text{ pH}$ à 2400 MHz. Cliché ON4IJ.

Comme la charge fictive sous test est de bonne qualité et donc relativement proche d'un idéal à 50 Ohms, le lieu géométrique de l'impédance complexe de celle-ci en fonction de la fréquence se situe dans une région confinée vers le centre de l'abaque de Smith. C'est la raison pour laquelle on peut activer à volonté une fonction « zoom » sur l'abaque en paramétrant un facteur d'échelle de l'abaque de Smith. À la place de choisir une unité de mesure à fond d'échelle (FS : *Full Scale*) du pourtour de l'abaque, on peut paramétrier à l'analyseur un affichage avec une échelle d'une fraction d'unité de mesure à fond d'échelle.

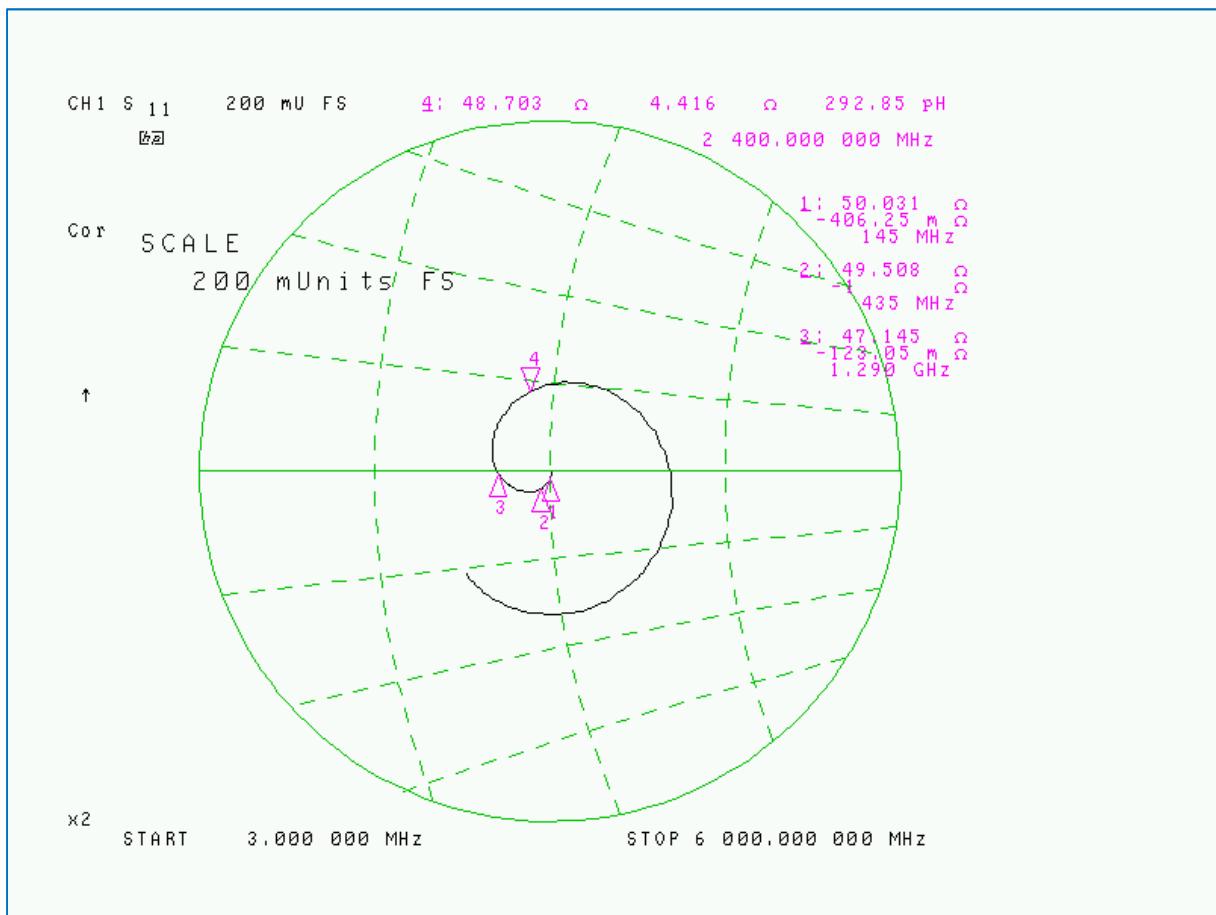


Fig. 91 : Même mesures que celles de la figure précédente mais affichées sous le format de l'abaque de Smith avec un facteur à fond d'échelle de 200 milli-unités. Ce fabuleux affichage sous le format de l'abaque de Smith permet de visualiser en un seul coup d'œil le comportement de la partie résistive et de la partie réactive (tantôt capacitive, tantôt inductive) de l'impédance de la charge fictive ici sous test. Cliché ON4IJ.

Full Two-port Calibration ; « SOLT », Short-Open-Load-Thru :

Ce type de calibrage est le plus complet et permet de caractériser les 12 facteurs de correction des erreurs systématiques d'un analyseur de réseau vectoriel. Ce type de calibrage est effectué dans le but d'effectuer des mesures de transmission (sens direct et inverse) et des mesures de réflexion sur les deux ports de mesure. Il s'agit donc de pouvoir relever les quatre paramètres de répartition S_{21} , S_{12} , S_{11} et S_{22} . Ce type de calibrage est donc effectué lorsqu'on a l'intention de caractériser des dispositifs sous test équipés de deux ports ou de plusieurs ports. Attention : ce type de calibrage ne peut être effectué que si l'analyseur de réseau vectoriel est équipé d'un *S-Parameter Test Set*.

Ce calibrage nécessite quatre types de calibre : court-circuit (*Short*), circuit ouvert (*Open*), charge étalon à large bande (*Load*) et connexion de traversée (*Thru*). Chaque type de calibre est équipé d'un connecteur mâle ou d'un connecteur femelle. Vous devez donc disposer de 8 calibres : *Short m*, *Short f*, *Open m*, *Open f*, *Load m*, *Load f*, *Thru m-m*, *Thru f-f* et parfois d'un 9^{ème} calibre *Thru m-f*.

Pour les mesures des quatre paramètres de répartition, la source du signal du vobulateur (*Sweeper*) est automatiquement et alternativement redirigée vers le premier ou le deuxième port de mesure du *Test Set* afin d'effectuer des mesures sur le dispositif sous test aussi bien dans le sens direct que dans le sens inverse et tout aussi bien sur son premier port que son deuxième port. Ceci a pour conséquence que les différents adaptateurs utilisés lors du calibrage doivent être appariés en phase (*Phase Match*), ce qui signifie qu'un adaptateur équipé d'un connecteur mâle doit présenter la même longueur électrique qu'un adaptateur équipé d'un connecteur femelle. On peut mieux comprendre à présent la raison pour laquelle les adaptateurs sont rassemblés sous forme de kit et qu'ils sont tous indissociables.

Les « calibres » *Thru* sont en principe « inexistant » car un *Thru* est réalisé par une connexion directe entre un connecteur mâle et un connecteur femelle équipant les extrémités des câbles de mesure lorsqu'on doit caractériser un dispositif sous test qui est insérable. Dans ce cas de figure, on aura un « Zero Length Thru ». Nous verrons plus loin qu'il est parfois nécessaire d'utiliser des calibres *Thru* sous la forme d'adaptateur en « I », mais cela demandera certaines précautions.

Lors du calibrage, on peut choisir d'omettre ou de réaliser les corrections d'isolation. Le choix s'effectue en fonction de l'étendue de la plage dynamique requise pour caractériser le dispositif sous test. Ce choix repose sur les lignes directrices suivantes :

- plage dynamique de 80 dB : omettre le calibrage d'isolation pour la plupart des mesures ;
- plage dynamique de 80 dB à 100 dB : le calibrage d'isolation est recommandé avec un niveau de signal de 0 dBm présent à l'entrée « R » de l'analyseur ;
- plage dynamique de 100 dB : le calibrage d'isolation doit être effectué en activant la fonction de calcul d'une moyenne glissante (*Averaging*) réalisée sur plus de 16 échantillons (*Averaging Factor*).

Le calibrage d'isolation nécessite deux charges étalon large bande que l'on place respectivement sur chaque port de mesure de l'analyseur.

Certaines précautions doivent donc être prises lors du calibrage d'isolation, entre autres celle d'activer une fonction de calcul de moyenne glissante sur un nombre suffisant d'échantillons. L'utilisation de cette moyenne devient indispensable pour réduire le niveau de bruit qui altère les relevés des mesures lors du calibrage d'isolation. Sans cette moyenne, on obtiendra une mesure de diaphonie qui sera relativement bruitée avec tout son aspect aléatoire d'incertitude de mesure. Cette incertitude aléatoire ne pourra être résorbée lors du calcul du facteur de correction de diaphonie ; l'incertitude aléatoire se répercutera donc sur les mesures qui seront altérées par une remontée du niveau de plancher de bruit de l'ordre de 3 dB. On recommande d'utiliser un nombre d'échantillons pour le calibrage d'isolation d'un facteur quatre fois supérieur à celui qui sera paramétré lors des mesures effectuées sur le dispositif sous test.

Procédure de calibrage : il suffit de suivre les instructions qui apparaissent à l'écran de l'analyseur. Dans l'exemple ci-dessous, le premier port de mesure est équipé d'un connecteur Type N femelle et le deuxième port de mesure est équipé d'un connecteur Type N mâle.

Full-Port ; « Connect Standard then Press Key to Measure » ;

- Reflection
 - o S_{11} OPENS
 - OPEN (F)
 - Done Opens
 - o S_{11} SHORTS
 - SHORT (F)
 - Done Shorts
 - o S_{11} LOAD
 - o S_{22} OPENS
 - OPEN (M)
 - Done Opens
 - o S_{22} SHORTS
 - SHORT (M)
 - Done Shorts
 - o S_{22} LOAD
 - Reflection Done
 - « Computing Cal Coefficients »
- Transmission
 - o S_{21} Forward Transmission Thru
 - o S_{21} Forward Match Thru
 - o S_{12} Reverse Transmission Thru
 - o S_{12} Reverse Match Thru
 - Transmission Done
 - « Computing Cal Coefficients »

- Isolation
 - o *Omit Isolation*
- ou bien
- o *Forward Isolation Standard*
 - o *Reverse Isolation Standard*
 - *Isolation Done*
 - *Done Two-Port Cal*
 - o « *Computing Cal Coefficients* ».

Voici un exemple de calibrage *Full Two-Port* pour les relevés des quatre paramètres de répartition d'un filtre passe bande.

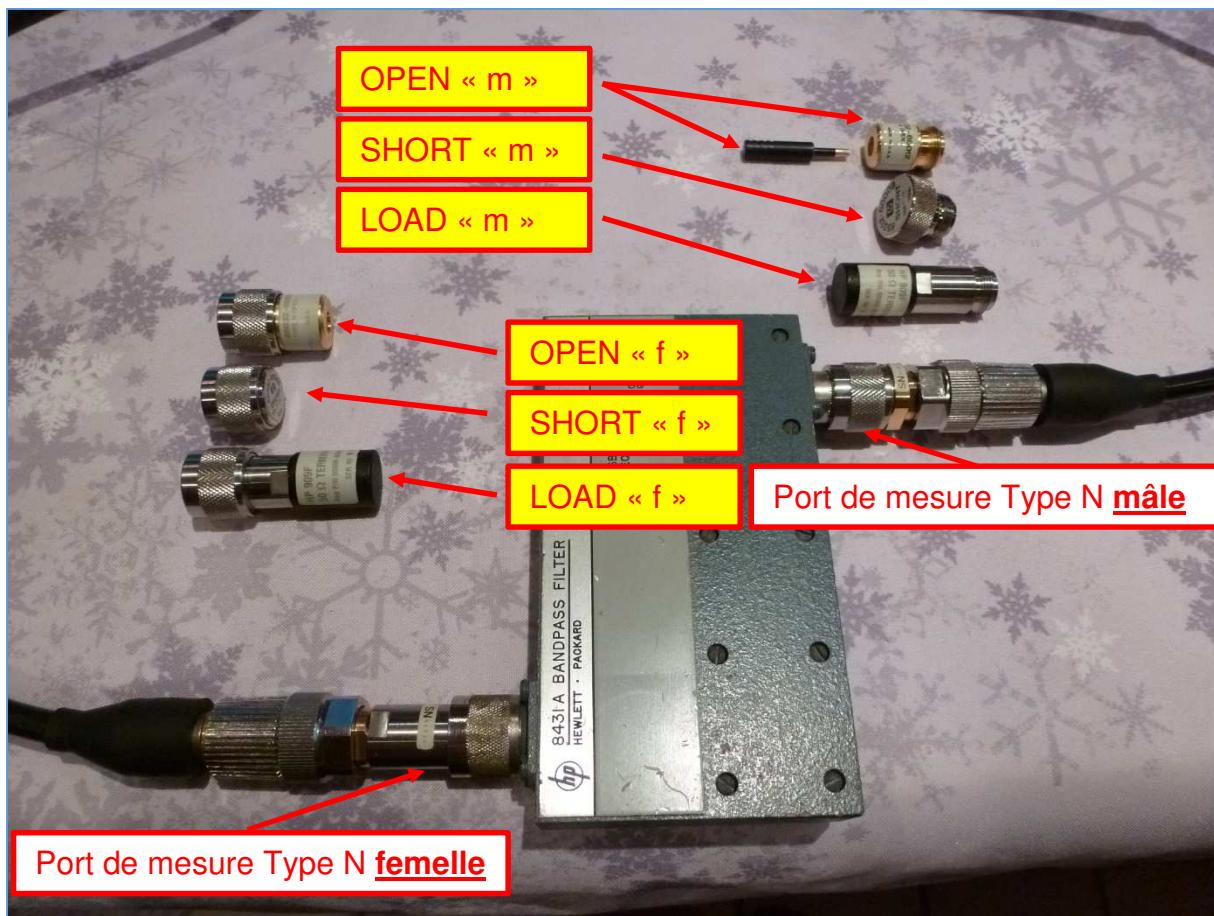


Fig. 92 : Calibres « SOLT » (*Short, Open, Load, Thru*) pour le calibrage *Full Two-Port*. Le calibre *Thru* est substitué par le raccordement direct des deux ports de mesure en accouplant le connecteur Type N femelle au connecteur Type N mâle des extrémités des câbles de mesure (dispositif sous test insérable). Le dispositif sous test est un filtre passe-bande HP 8431A (bande passante de 2 GHz à 4 GHz). Les genres annotés en regard des calibres correspondent aux genres des ports de mesure pour se conformer à la procédure de calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C. Allez lire le manuel utilisateur de votre appareil pour vous conformer aux conventions de celui-ci. Photo : ON4IJ.

Avant de poursuivre la description des autres types de calibrage qu'il est possible d'effectuer sur un analyseur de réseau vectoriel, nous allons consacrer les quelques pages qui suivent à plusieurs illustrations de mesures sur divers dispositifs sous test. Toutes ces mesures ont été effectuées après un calibrage *Full Two-Port « SOLT »* de l'analyseur de réseau vectoriel accompagné d'un *S-Parameter Test Set*.

Mesures pour complètement caractériser un filtre passe bande :

Diagramme d'amplitude et de phase (mesures vectorielles de transmission) :

Ces mesures permettent de relever les pertes d'insertion dans la bande passante du filtre, d'apprécier la linéarité de la réponse en fréquence dans la bande passante, de relever l'atténuation que présente le filtre en dehors de sa bande passante et de relever la rotation de phase qu'exerce le filtre dans sa bande passante.

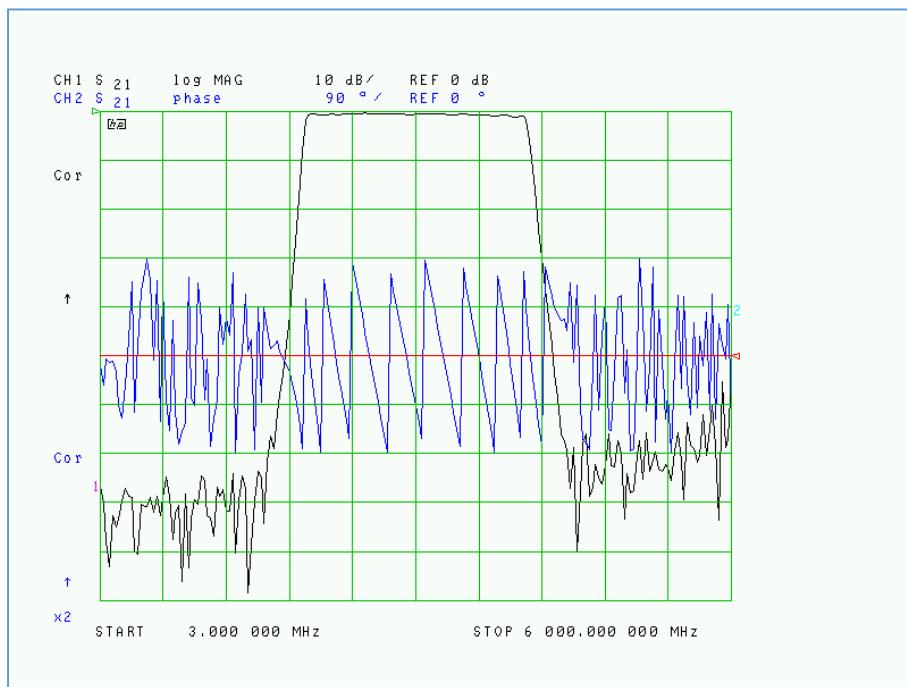


Fig. 93 : Diagramme d'amplitude et de phase d'un filtre passe bande HP 8431A lors des mesures de transmission sur un analyseur de réseau vectoriel. Cliché ON4IJ.

Le diagramme de phase du filtre présente une courbe de réponse en dents de scie, ce qui signifie que la rotation de phase exercée par le filtre est relativement linéaire en phase en fonction de la fréquence. Comme l'échelle verticale du diagramme de phase est établie sur un calibre de 90° par division et que les extrémités des dents de scie se situent à +2 et -2 divisions d'écart par rapport au 0° situé en milieu d'écran, la rotation de phase s'exerce entre $+180^\circ$ et -180° , c'est-à-dire une rotation de phase de 360° sur un segment de la plage de fréquence dans la bande passante du filtre. La rotation de 360° de phase est récurrente tout le long de la plage de fréquence de la bande passante du filtre.

Les courbes d'amplitude et de phase peuvent être superposées à l'écran de l'analyseur en activant deux canaux de mesure sur l'analyseur (un pour la mesure d'amplitude, l'autre pour la mesure de la phase) et en activant une fonction de double affichage sur l'appareil de mesure.

Pour mieux apprécier la linéarité en phase d'un filtre, on peut activer une fonction de calcul et d'affichage du délai de groupe.

Qu'est-ce que le délai de groupe ?

C'est tout simplement la variation de phase en fonction de la variation de fréquence. Un filtre linéaire en phase se caractérise par un délai de groupe constant. Le délai de groupe est parfois appelé retard de groupe, retard de phase ou encore temps de propagation de groupe. Comme la phase du signal présent à l'entrée du filtre, cette phase est retardée en sortie du filtre, on peut en déduire qu'il existe un délai de propagation du signal à travers le filtre. Le délai de groupe est exprimé en unité de temps (en seconde). Le délai de groupe des circuits électroniques est relativement court et est donc exprimé en général en nanosecondes (ns). Mais ce délai ne peut pas être négligé pour des signaux ultra rapides que l'on rencontre dans les circuits de traitement numérique du signal (*DSP Digital Signal Processing*) dont les fréquences d'horloge de base de temps sont de valeurs élevées (de l'ordre de quelques GHz et donc d'une période très courte de l'ordre de quelques nano secondes).

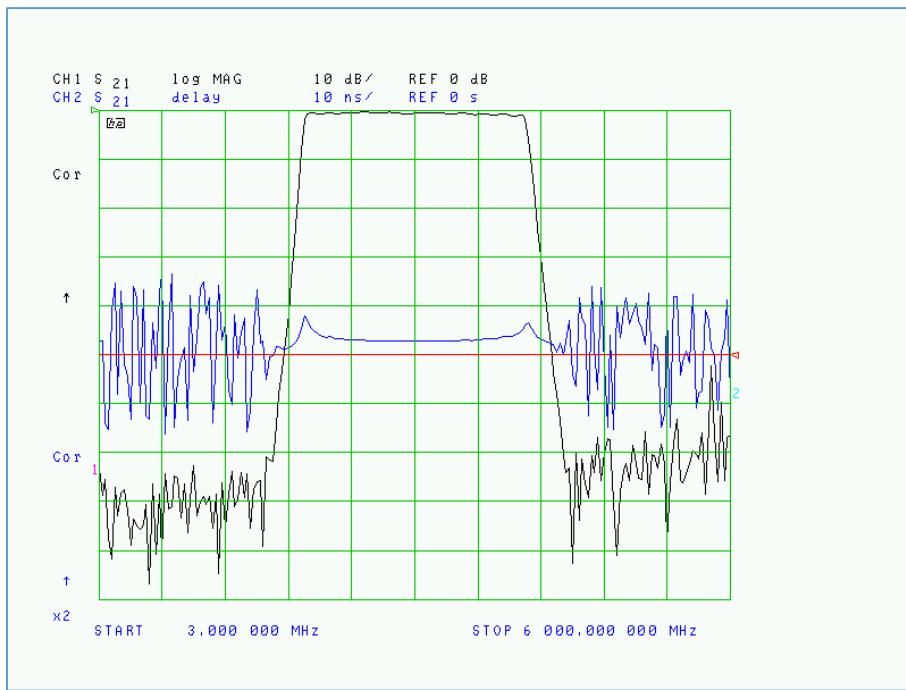


Fig. 94 : Illustration du délai de groupe d'un filtre passe bande, ici de l'ordre de 2,5 ns. Cliché ON4IJ.

Le relevé du délai de groupe des filtres électroniques a toute son importance dans nos activités radioamateurs lorsqu'on expérimente des récepteurs de télécommunications à modulations numériques. En effet, tous les filtres mis en œuvre dans ces récepteurs doivent être rigoureusement linéaires en phase, c'est-à-dire à délai de groupe constant dans la plage de fréquence pour laquelle ces filtres sont conçus. C'est une garantie pour un décodage correct du signal numérique où les données resteront parfaitement synchrones à la base de temps. S'il existe des disparités de délai de groupe dans les filtres, des erreurs de décodage des données numériques peuvent apparaître. On peut quantifier ces erreurs par la mesure du taux d'erreur résiduel (*BER Bit Error Rate*), mais cela est une autre histoire.

Mesures vectorielles de réflexion à l'entrée et à la sortie d'un filtre passe bande :

Mesure des pertes de retour :

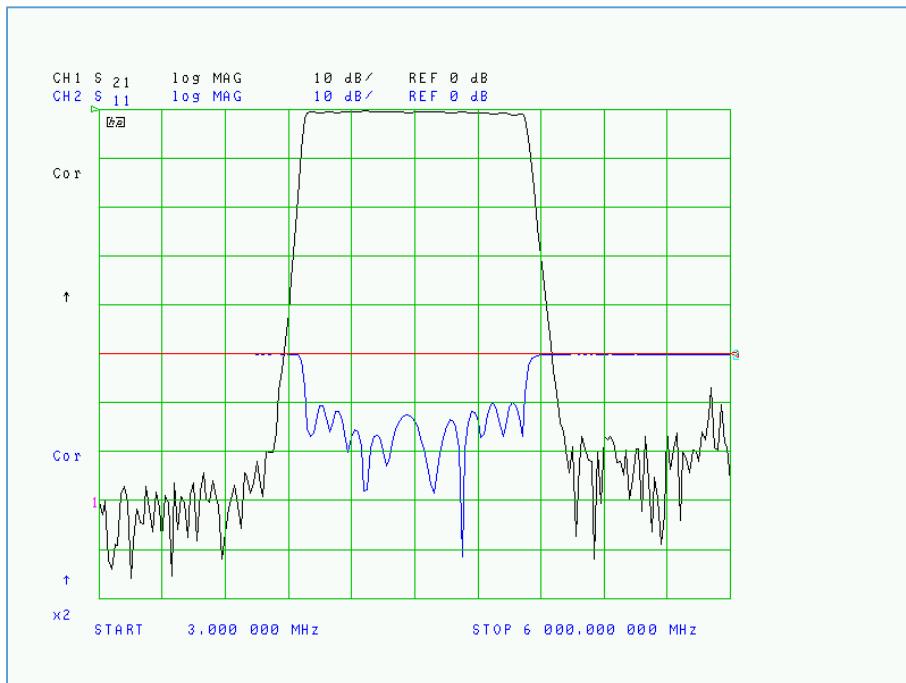


Fig. 95 : Mesure des pertes de retour à l'entrée d'un filtre passe bande en double affichage conjointement avec le diagramme d'amplitude de ce filtre. Les pertes de retour sont comprises ici entre -10 dB et -30 dB avec un pic à -40 dB de *Return Loss*. Cliché ON4IJ.

Les pertes de retour S_{11} caractérisent la partie du signal incident qui est ici réfléchi immédiatement à l'entrée du dispositif sous test. Cette partie du signal est perdue dès l'entrée du filtre et ne pourra donc pas contribuer au signal de sortie qui est désiré dans la bande passante du filtre. On profite ici du double affichage des pertes de retour et du signal transmis dans la bande passante du filtre pour mieux apprécier la concomitance des deux phénomènes (onde transmise et onde réfléchie) en fonction de la fréquence.

Sur la figure ci-dessus, on constate que la courbe des pertes de retour est formée de plusieurs pics et vallées : ceux-ci correspondent à l'accord en fréquence de toutes les cellules qui composent le filtre passe bande. L'affichage de cette courbe en temps réel donne une aide précieuse pour régler à l'optimum chaque cellule qui compose le filtre. On peut ainsi procéder aux réglages fins du filtre en agissant de telle manière qu'on obtienne un minimum de pertes de retour tout au long de la bande passante du filtre.

Les pertes de retour sont totales (0 dB *Return Loss*) en dehors de la bande passante du filtre. Ce résultat est attendu : tout se passe comme si l'onde incidente était totalement réfléchie en dehors de la bande passante du filtre, autrement dit il n'y a aucune chance que le moindre signal puisse atteindre l'entrée du filtre en dehors de sa bande passante. C'est une autre manière de voir les choses en ce qui concerne le comportement d'un filtre. Pour mieux se représenter les pertes de retour, on peut les afficher sous le format de rapport d'ondes stationnaires.

Cette forme d'affichage SWR nous fera mieux apparaître l'effet de la désadaptation d'impédance qui existe à l'entrée du filtre passe bande sous test.

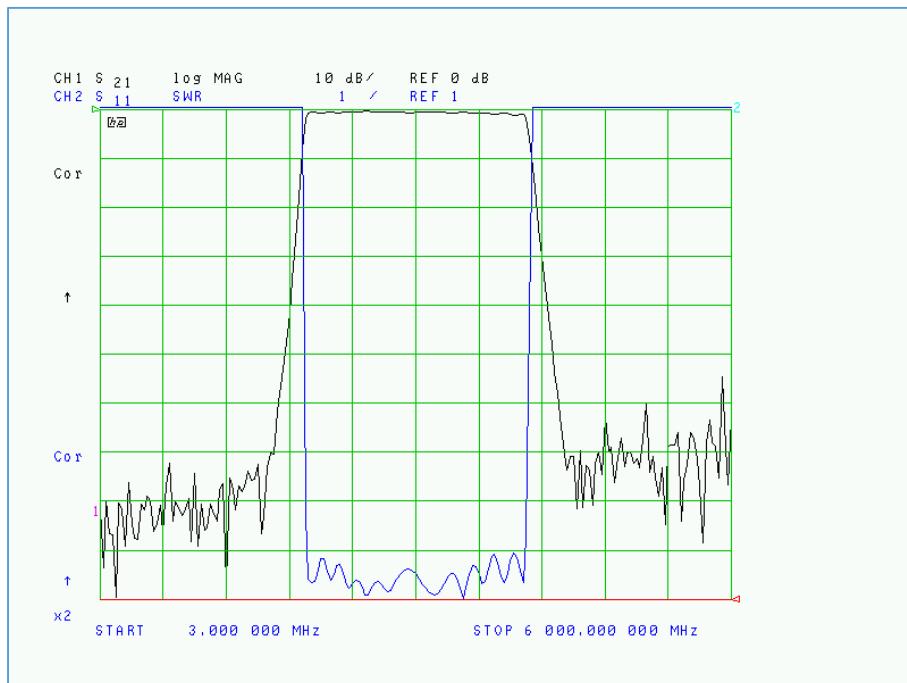


Fig. 96 : Mesure du rapport d'ondes stationnaires à l'entrée du filtre passe bande sous test. Le SWR doit atteindre des valeurs minimales dans la bande passante du filtre. Cliché ON4IJ.

Le double affichage de deux types de mesures conjointes peut être paramétré sur la totalité de l'écran comme illustré aux figures précédentes. On peut choisir d'afficher les deux types de mesure sur deux moitiés distinctes de l'écran.

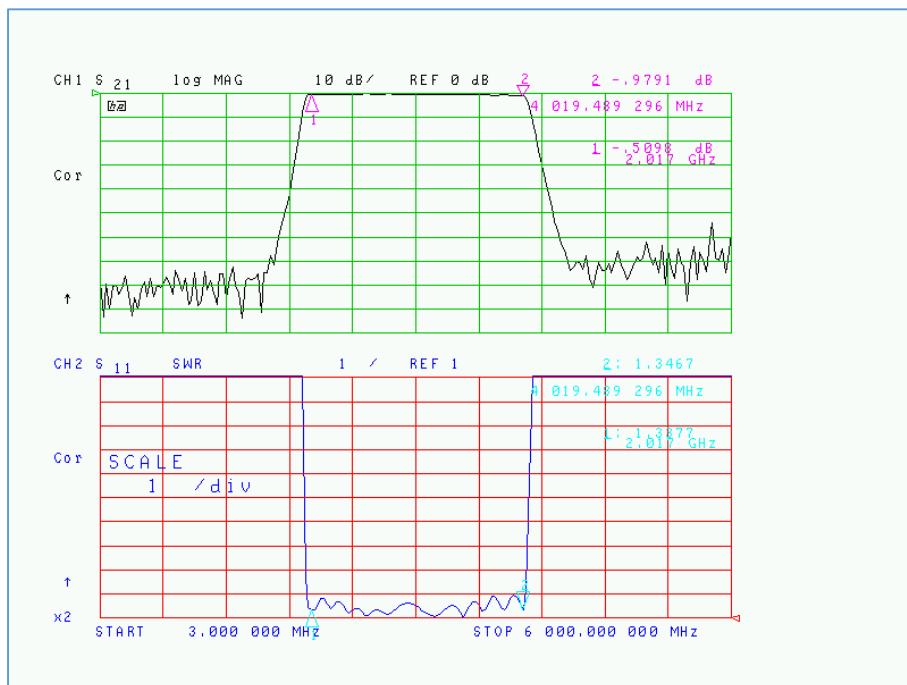


Fig. 97 : Mêmes mesures que celles de la figure précédente mais affichées de manière distincte sur les deux moitiés de l'écran. Cliché ON4IJ.

L'affichage distinct sur les deux moitiés de l'écran permet de mieux comparer deux courbes différentes mais très proches l'une de l'autre, comme par exemple les mesures de transmission directe et inverse ou bien les mesures des pertes de retour à l'entrée du filtre (S_{11}) et celles à la sortie du filtre (S_{22}).

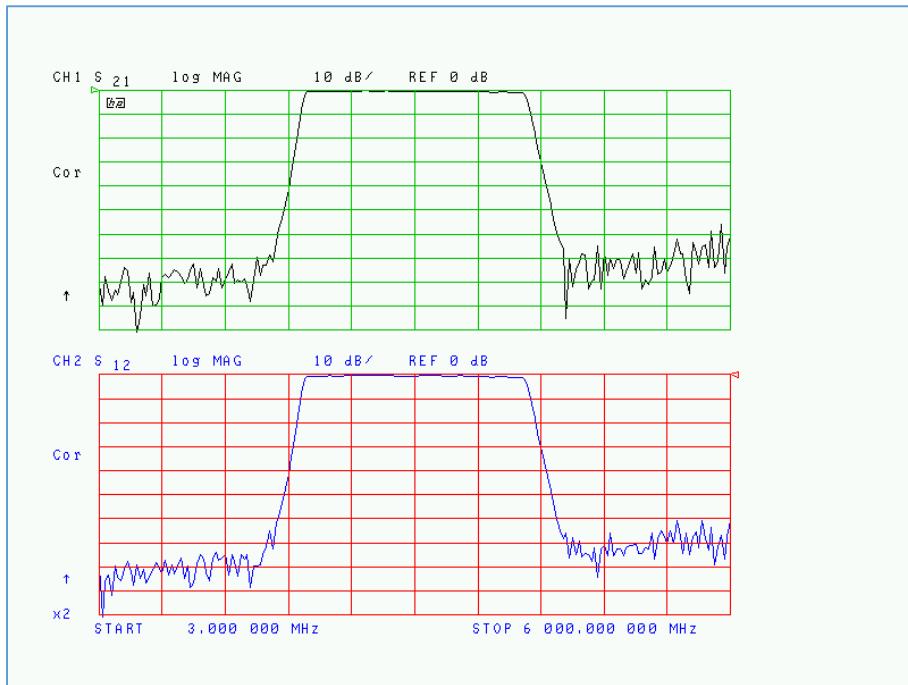


Fig. 98 : Mesures de transmission directe S_{21} et inverse S_{12} d'un filtre passe bande. Les deux courbes se ressemblent comme on pouvait s'y attendre. Cliché ON4IJ.

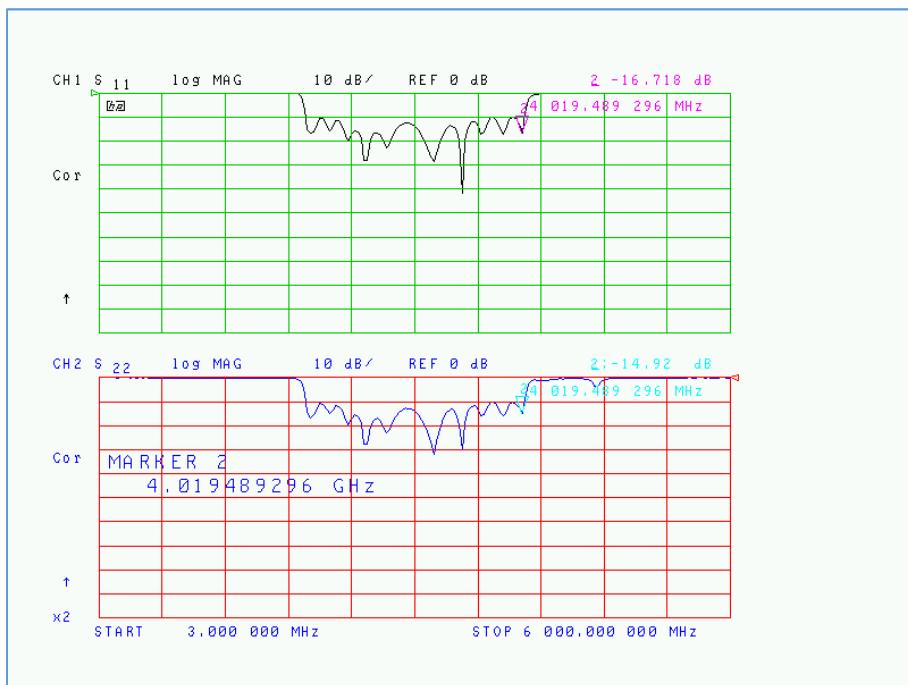


Fig. 99 : Mesures de réflexion à l'entrée S_{11} et à la sortie du filtre S_{22} . Les deux courbes sont fort similaires en ayant toutefois de très légères différences qui ici sont insignifiantes. Cliché ON4IJ.

Que peut-on encore mesurer avec un analyseur de réseau vectoriel ?

Linéarité d'atténuation d'un atténuateur fixe de 10 dB :



Fig. 100 : Atténuateur fixe de 10 dB HP 8491A raccordé aux câbles de mesure d'un analyseur de réseau vectoriel. Photo : ON4IJ.

Les mesures d'atténuation peuvent être relevées sur un analyseur de réseau scalaire, mais les mesures obtenues sur un analyseur de réseau vectoriel sont plus précises par principe car elles sont corrigées par plusieurs facteurs qui ne peuvent être obtenus sur un analyseur scalaire ; il s'agit entre autres des corrections d'adaptation de source et de charge des ports de mesure.

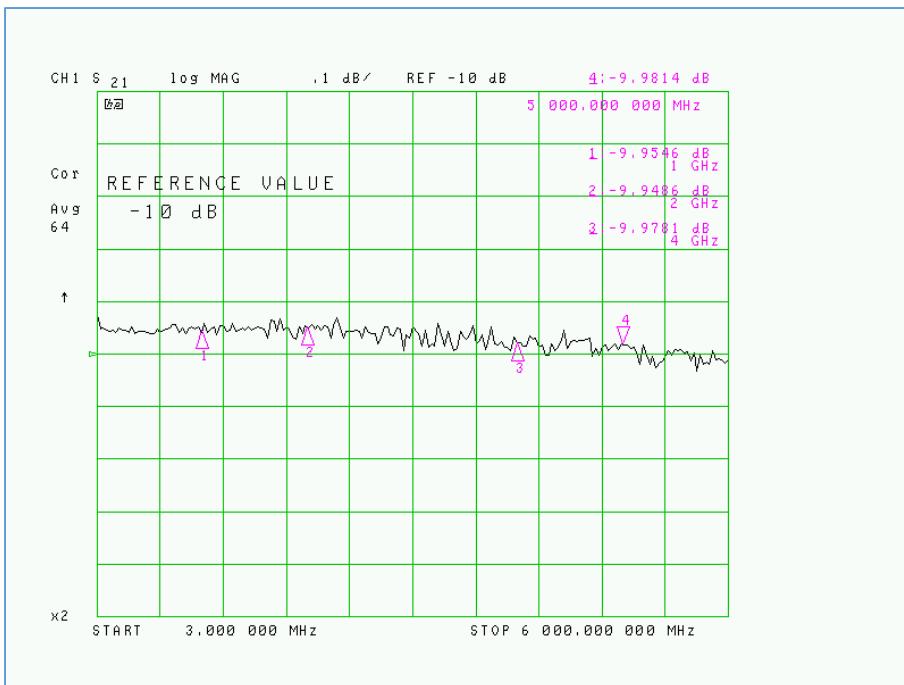


Fig. 101 : Mesure de la linéarité d'un atténuateur de 10 dB HP 8491A sur une plage de fréquences de 3 MHz à 6 GHz. Quatre marqueurs indiquent les atténuations à des fréquences précises de 1 GHz, 2 GHz, 4 GHz et 5 GHz. Une valeur de référence de -10 dB a été paramétrée pour être affichée au milieu de l'écran et l'échelle verticale est paramétrée sur un calibre de 0,1 dB par division. On obtient ainsi une mesure d'une grande précision. Cliché ON4IJ.

Mesure des pertes d'insertion d'un DC-Block :



Fig. 102 : Mesure d'un *DC-Block* Rohde et Schwarz FSE Type N raccordé aux câbles de mesure d'un analyseur de réseau vectoriel. Photo : ON4IJ.

Un *DC-Block* est un segment de ligne de transmission dont le conducteur central (et parfois le conducteur extérieur) est interrompu par un condensateur de liaison afin d'éliminer une composante continue (par exemple la polarisation d'un transistor d'un circuit actif).

Les *DC-Block* sont souvent placés à l'entrée radiofréquence d'un analyseur de spectre pour protéger des composantes à courant continu le mélangeur d'entrée de l'appareil qui pourrait être irrémédiablement détruit par la présence accidentelle d'une tension continue. Il est intéressant de connaître les imperfections de linéarité d'un *DC-Block* pour en tenir compte lors des mesures sur un analyseur de spectre.

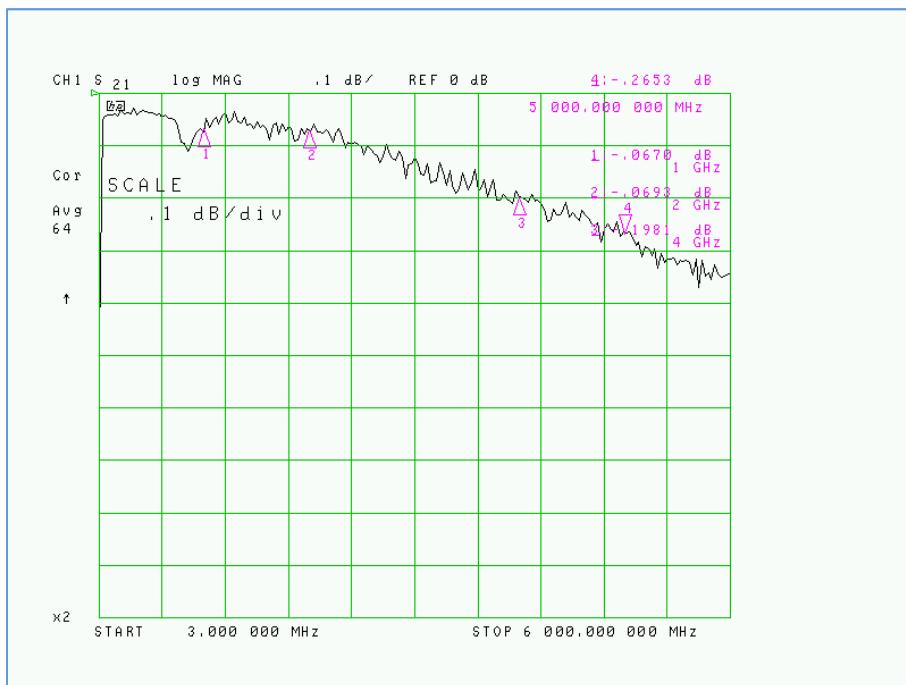


Fig. 103 : Mesure des défauts de linéarité de transmission d'un *DC-Block* R&S FSE Type N. Quatre marqueurs indiquent les pertes d'insertion à des fréquences précises de 1 GHz, 2 GHz, 4 GHz et 5 GHz. L'échelle verticale est paramétrée sur le calibre de 0,1 dB par division. Cliché ON4IJ.

Mesures d'un filtre passe-bas :

Les caractéristiques principales d'un filtre passe-bas sont la fréquence de coupure, la perte d'insertion dans la bande passante, la raideur de pente d'atténuation à partir de la fréquence de coupure et l'atténuation au-delà de la fréquence de coupure. Cette dernière caractéristique peut parfois réserver certaines surprises comme on va pouvoir le constater ci-dessous.



Fig. 104 : Mesures des caractéristiques d'un filtre passe-bas coaxial Type N HP 360A (fréquence de coupure de 700 MHz). Photo : ON4IJ.

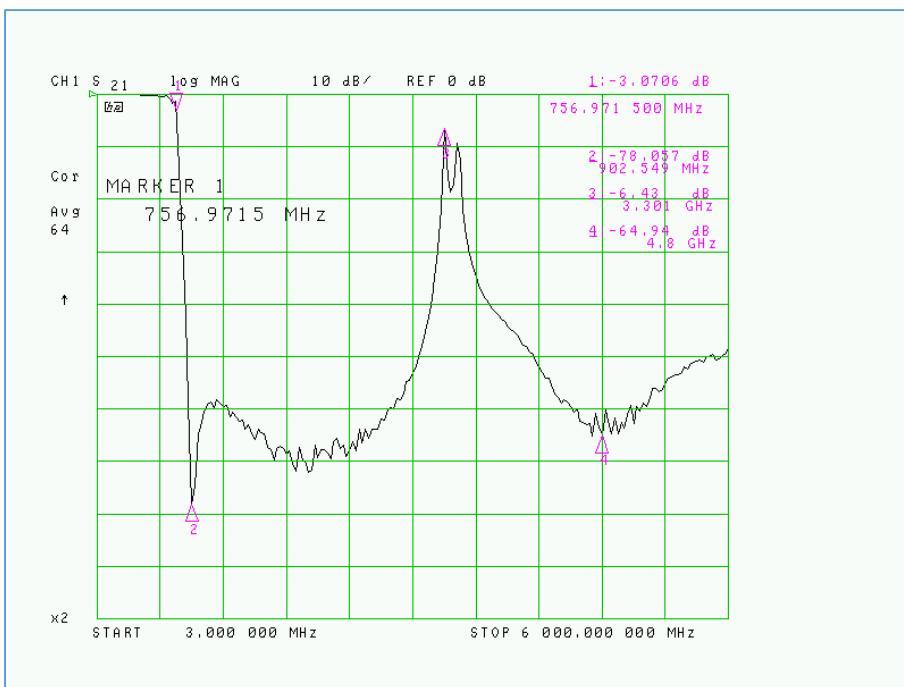


Fig. 105 : Courbe de réponse de transmission d'un filtre passe-bas HP 360A. La fréquence de coupure se situe à 756,971 MHz, ce qui est proche de celle annoncée à 700 MHz. La perte d'insertion est faible et la réponse est parfaitement linéaire dans la bande passante. La raideur de pente d'atténuation est vertigineuse entre 757 MHz et 902,5 MHz avec une atténuation de -78 dB ; il s'agit d'un filtre particulièrement performant. En revanche, il y a une remontée de l'atténuation sous forme d'un pic vers 3,3 GHz et on retrouve une atténuation normale seulement vers une fréquence de 4,8 GHz. Cliché ON4IJ.

La courbe de réponse de ce filtre passe-bas accuse une remontée de l'atténuation au-delà de la fréquence de coupure. Cela peut devenir gênant si l'on s'attend à la présence d'un signal non désiré à une fréquence proche de celle du pic de remontée de l'atténuation du filtre. Pour résoudre ce problème, on peut placer en cascade un deuxième filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est supérieure à celle du premier filtre mais qui doit se situer en dessous de la fréquence du pic de remontée de l'atténuation du premier filtre. Commençons par caractériser le deuxième filtre.

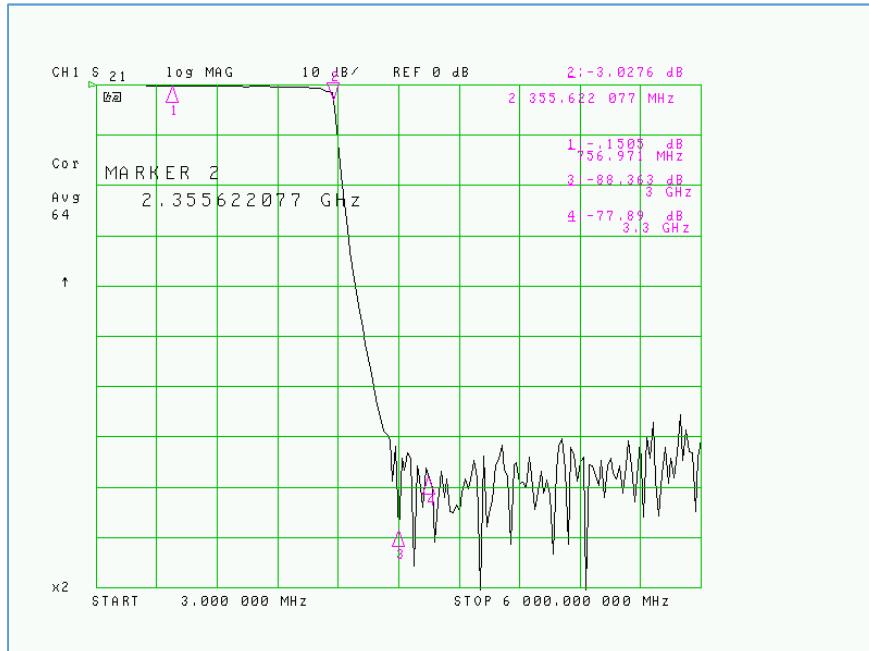


Fig. 106 : Courbe de réponse de transmission d'un filtre passe-bas HP 360C. La fréquence de coupure se situe à 2355,6 MHz et l'atténuation à 3 GHz est de -88 dB. Si on dispose d'un analyseur microonde, on pourrait étendre la plage de mesure vers des fréquences aussi élevées que 20 GHz et on constaterait que ce filtre aurait aussi des remontées d'atténuation à des fréquences de l'ordre d'une dizaine de gigahertz. Cliché ON4IJ.

Plaçons les deux filtres passe-bas en cascade.



Fig. 107 : Relevé de la transmission de deux filtres passe-bas en cascade (700 MHz et 2,2 GHz). Photo : ON4IJ.

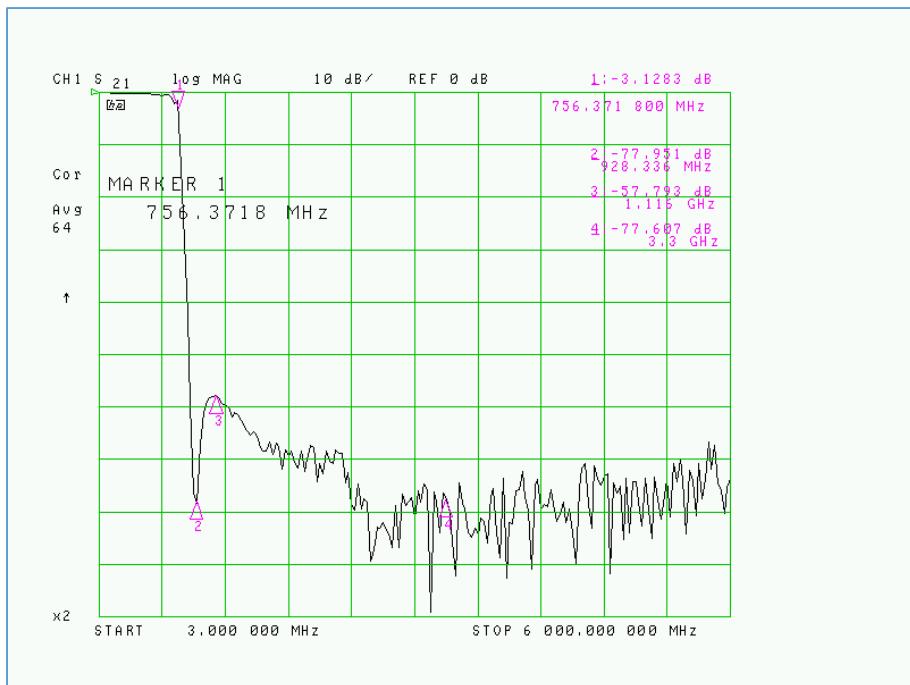


Fig. 108 : Relevé de la transmission de deux filtres passe-bas en cascade (HP 360A $f_c = 700$ MHz et HP 360C $f_c = 2,2$ GHz). On constate l'effet du deuxième filtre qui élimine le pic de remontée d'atténuation du premier filtre. On peut assurer ainsi une atténuation à très large bande au-delà de la fréquence de coupure du premier filtre. Cliché ON4IJ.

Mesure de la transmission directe et inverse de circulateurs montés en isolateur :

Qu'est-ce qu'un circulateur ?

Un circulateur est un dispositif à trois ports qui laisse transmettre les ondes d'un port vers le port suivant et ainsi de suite pour les trois ports d'une façon cyclo-symétrique. En revanche, un circulateur atténue fortement les ondes d'un port vers le port précédent. Si l'on place une charge sur un des ports d'un circulateur, celui-ci se comporte comme un isolateur entre les deux ports restant libres. Les ondes pourront « circuler » d'un port à l'autre dans un seul sens ; celles-ci seront fortement atténuées dans le sens inverse. On peut symboliser un isolateur et un circulateur comme suit :

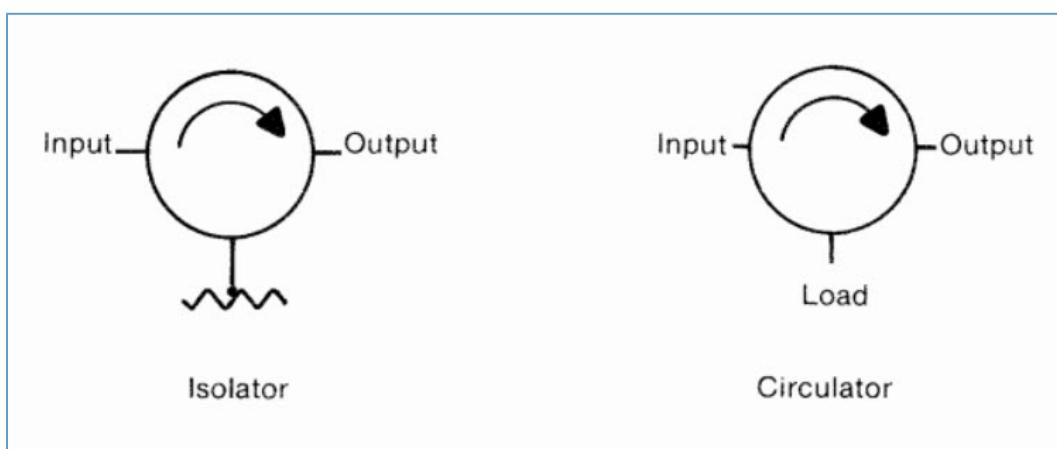


Fig. 109 : Symboles d'un isolateur et d'un circulateur radiofréquence. Un isolateur est un circulateur avec une charge intégrée sur un de ses trois ports. Source : Microwave Associates M/ACOM, Land and Mobile Communications Division.

Un circulateur est composé d'une plaque métallique (en général en laiton) d'une forme géométrique appropriée qui ressemble à celle d'une étoile à trois branches ; il s'agit d'une ligne de transmission micro-ruban en forme d'un « Y ». Chaque extrémité des branches de l'étoile est reliée à un port du circulateur (au connecteur). La plaque métallique est prise en sandwich entre deux grosses pastilles composées de ferrite. Des plaques de blindage (plans de masse) recouvrent les parties extérieures de chaque ferrite. Enfin des aimants permanents sont situés de part et d'autre des plaques de blindage pour créer un champ magnétique dont la direction est orientée selon une droite normale au plan formé par la plaque métallique en étoile.



Fig. 110 : Plaque métallique en forme d'étoile (ligne micro-ruban en « Y ») reliant les trois ports d'un circulateur. Source : Youtube, Analog Zeke, 16.09.2012.

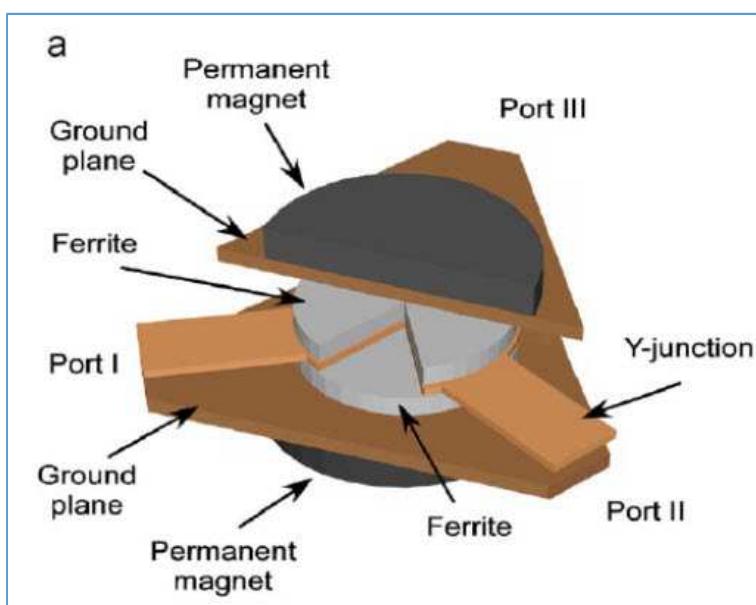


Fig. 111 : Éléments constitutifs d'un circulateur ; ligne micro-ruban en « Y », ferrites, plaque de blindage formant des plans de masse et aimants permanents. Source : Recent Advance in Processing and Applications of Microwave Ferrites ; Vincent G. Harris, Anton Geiler, Yajie Chen, Soak Dae Yoon, Mingzhong Wu, Aria Yang, Zhaohui Chen, Peng He, Pantanjali V. Parimi, Xu Zuo, Carl E. Patton, Manasori Abe, Olivier Acher, Carmine Vitoria ; article publié dans le *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* n° 321 ; 21.01.2009 ; Elsevier B.V.

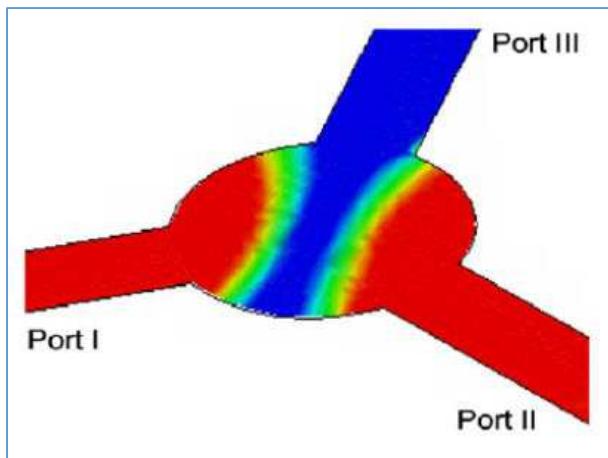


Fig. 112 : Modélisation de la répartition du champ électrique dans une ligne micro-ruban en « Y » chargée par des ferrites qui sont polarisées par un champ magnétique d'aimants permanents ; modélisation par calculs selon la méthode des éléments finis. Source : mêmes références que celles de la figure précédente.

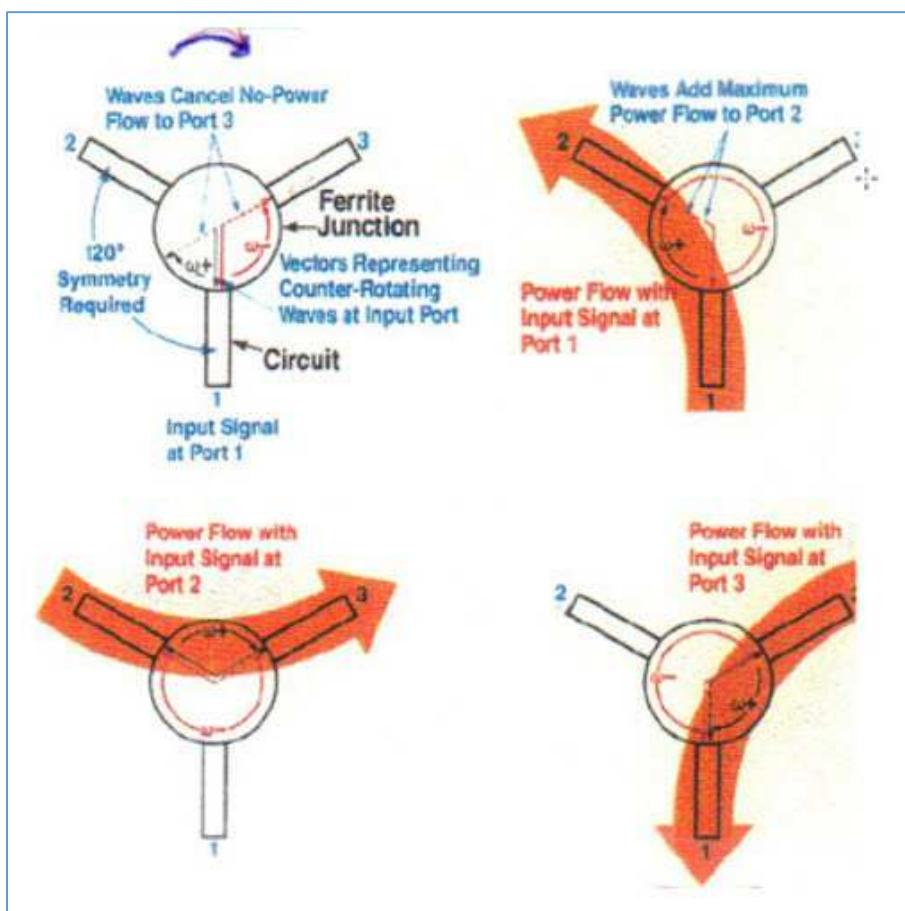


Fig. 113 : Illustration du principe d'un circulateur où un signal produit deux ondes de polarisation circulaire dans la jonction entre les ferrites et dont les sens de rotation sont opposés. La vitesse de propagation de ces ondes circulaires est fonction du sens de rotation de celles-ci. La polarisation des ferrites par un champ magnétique a pour effet de diminuer ou d'augmenter la vitesse de propagation des ondes selon leur sens de rotation. Si un signal est appliqué au port 1, les deux ondes arriveront en phase au port 2 et elles se détruiront en opposition de phase au port 3. Le maximum de transmission aura lieu entre le port 1 et le port 2 et le minimum de transmission aura lieu entre le port 1 et le port 3. Source : Nova Microwave, Understanding Circulators and Isolators.

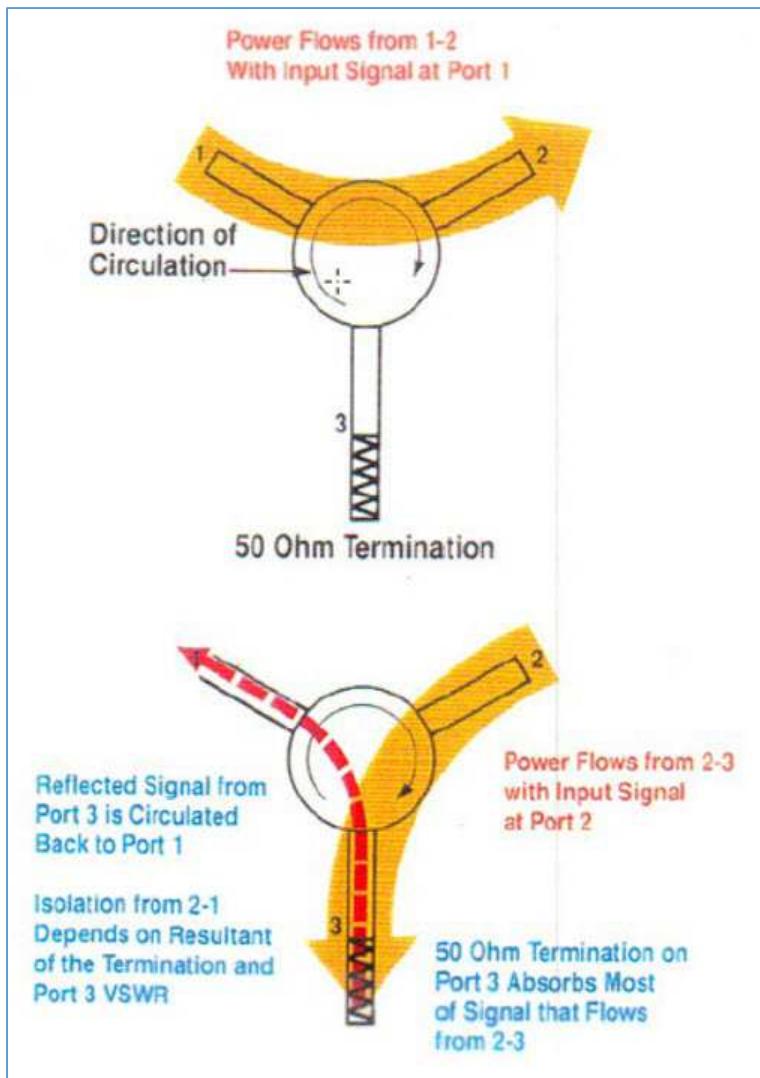


Fig. 114 : Illustration du principe d'un isolateur composé d'un circulateur et d'une charge. Source : Nova Microwave, Understanding Circulators and Isolators.

Pour constituer un isolateur performant, c'est-à-dire avec une forte atténuation de transmission dans le sens inverse (forte isolation), on place en général deux circulateurs en cascade, chacun avec une charge sur un des ports. Il existe des doubles isolateurs de puissance composés de deux circulateurs en cascade où l'on peut raccorder des charges externes de différentes puissances de dissipation.

Nous décrirons dans les pages suivantes toute l'utilité des isolateurs dans deux applications typiques des radioamateurs :

- les conditions de mesure d'intermodulation du troisième ordre d'un récepteur par stimulation deux tons à partir de deux générateurs HF ;
- le placement judicieux d'isolateurs dans des installations où plusieurs répéteurs UHF doivent cohabiter sur le même site.

Ces deux applications s'écartent du sujet sur l'analyseur de réseau vectoriel mais il nous a semblé que celles-ci sont révélatrices d'expérimentations typiques des radioamateurs grâce à des mesures pratiques ayant été effectuées sur un analyseur de réseau vectoriel. Nous vous proposons donc de découvrir ces applications pratiques et de comprendre l'enseignement que l'on peut retirer de l'analyse de composants radiofréquences grâce à des mesures vectorielles.



Fig. 115 : Double isolateur de puissance avec charges externes. Source : EMR Corp, 17431 N. 25th Avenue Phoenix, Arizona 85023 ; Intermodulation Control Devices, Products Catalog.

Voici donc une belle opportunité de caractériser sur un analyseur de réseau vectoriel deux circulateurs en cascade constituant ainsi un double isolateur. En effet, nous allons pouvoir visualiser en même temps et sur le même écran les deux courbes de réponse de transmission : dans le sens direct (transmission) et dans le sens inverse (isolation), c'est-à-dire les courbes du S_{21} et du S_{12} en même temps.

Certains circulateurs peuvent être accordés au moyen de trois noyaux de réglage afin d'optimaliser l'isolation dans une plage de fréquence bien précise.



Fig. 116 : Circulateurs en cascade avec charges étalon large bande pour constituer des doubles isolateurs accordés sur la bande UHF des 70 cm. Sur la droite un coupleur hybride qui permettra de combiner deux signaux pour des mesures d'intermodulation du troisième ordre d'un récepteur par stimulation deux tons radiofréquences. Photo : ON4IJ.



Fig. 117 : Mesures, sur un analyseur de réseau vectoriel, du S_{21} (transmission) et du S_{12} (isolation) de circulateurs montés en double isolateur. Photo : ON4IJ.

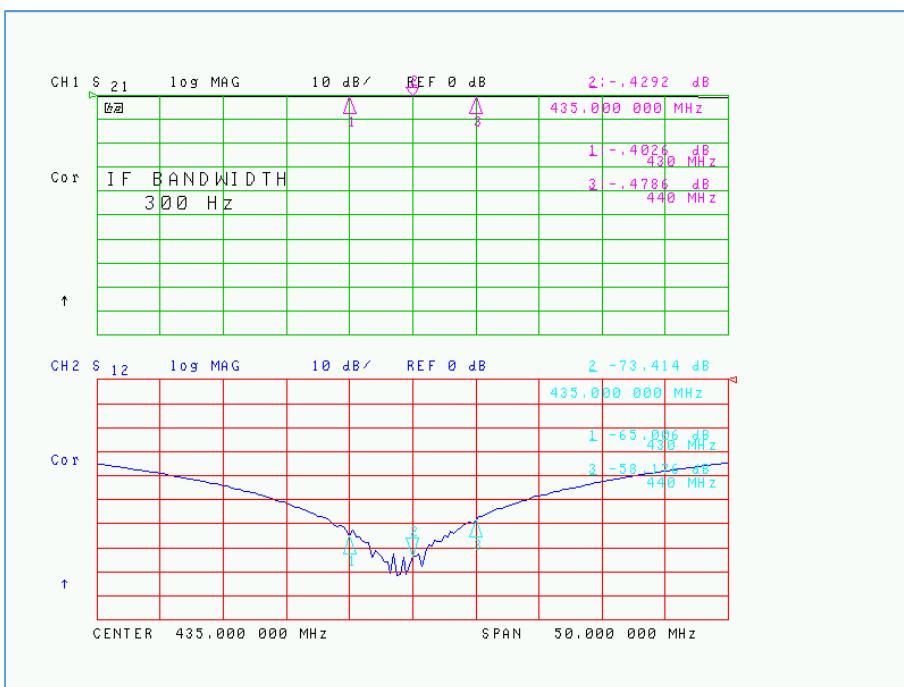


Fig. 118 : Mesures du S_{21} (transmission), perte d'insertion de 0,43 dB à 435 MHz ; mesures du S_{12} (isolation), atténuation de -73,4 dB à 435 MHz. Le double affichage permet de visualiser les deux mesures en même temps. La comparaison de ces deux mesures fait apparaître clairement l'effet isolateur du dispositif sous test. Grâce aux réglages des noyaux, l'isolation est optimisée entre 430 MHz et 440 MHz. Cliché ON4IJ.

Pourquoi faut-il des isolateurs pour combiner deux signaux HF ?

Pour effectuer des mesures d'intermodulation du troisième ordre sur un récepteur, nous avons besoin de deux générateurs HF et d'un dispositif qui va pouvoir combiner les signaux de ces deux générateurs (*Combining Network*). Les signaux combinés seront appliqués à l'entrée HF du récepteur.

Nous voici devant un défi technologique car le signal d'un générateur ne doit pas « rentrer » dans l'autre générateur et vice versa. En effet, si un signal externe « rentre » par la sortie d'un générateur, il va se produire des interférences dans l'étage de sortie de celui-ci. Ces interférences vont prendre la forme de produits de mélange (*Mixing Products*) entre le signal externe et celui du générateur. Ces produits de mélange prennent leur origine dans l'étage de sortie (PA) du générateur à cause des imperfections de linéarité des éléments actifs de cet étage de sortie.

Afin de combiner les deux signaux issus des deux générateurs, on peut utiliser un diviseur ou un séparateur de puissance. Un tel dispositif est réversible et peut donc parfaitement combiner les deux signaux que l'on récolte à une sortie commune. À la place d'avoir une division de puissance, nous obtiendrons une somme de puissances. Ce dispositif étant complètement résistif et donc passif, il n'y a en principe aucune imperfection de linéarité qui pourrait être à l'origine de produits de mélanges.

Hélas, un tel dispositif offre très peu d'isolation entre ses deux ports d'entrée : une grande partie du signal injecté à une entrée se retrouve présent sur l'autre entrée. Pour améliorer l'isolation entre les deux ports d'entrée, il est fortement recommandé d'utiliser un coupleur hybride à la place d'un simple séparateur de puissance. Un coupleur hybride est un dispositif à quatre ports dont un est relié à une charge. Ce dispositif réalise à ses sorties respectivement la somme et la différence des signaux appliqués à ses deux entrées. Nous vous invitons à vous documenter sur ce sujet.

Comme un coupleur hybride n'offre qu'une isolation limitée entre ses ports d'entrée, nous devons améliorer l'isolation en amont avant de raccorder celles-ci aux deux générateurs. La solution toute trouvée est d'utiliser des circulateurs montés en isolateurs que l'on va placer entre la sortie de chaque générateur et chaque entrée du coupleur hybride. Les deux isolateurs ainsi raccordés vont agir comme des « clapets anti-retour » et aucun signal externe ne va pouvoir perturber la sortie d'un générateur. En d'autres mots, les deux générateurs seront immunisés entre eux.

À la sortie du coupleur hybride, nous auront donc la composition (somme) des signaux des deux générateurs sans le moindre produit de mélange, c'est-à-dire sans la moindre intermodulation. On comprend mieux à présent l'intérêt de toutes ces précautions : si l'on veut mesurer l'intermodulation d'un récepteur, il faut impérativement lui injecter deux signaux dont la combinaison de ceux-ci est elle-même à l'origine exempte de toute intermodulation.

Un circulateur n'est pas lui non plus exempt de défauts qui risquent de perturber les mesures d'intermodulation : un circulateur a tendance à créer des harmoniques du signal qui lui est appliqué. Ainsi, l'utilisation d'un circulateur requiert obligatoirement l'utilisation d'un filtre passe-bas qui doit être placé immédiatement après sa sortie.

Nous arrivons au schéma bloc suivant pour pouvoir correctement combiner les signaux de deux générateurs afin de procéder à des mesures d'intermodulation sur un récepteur.

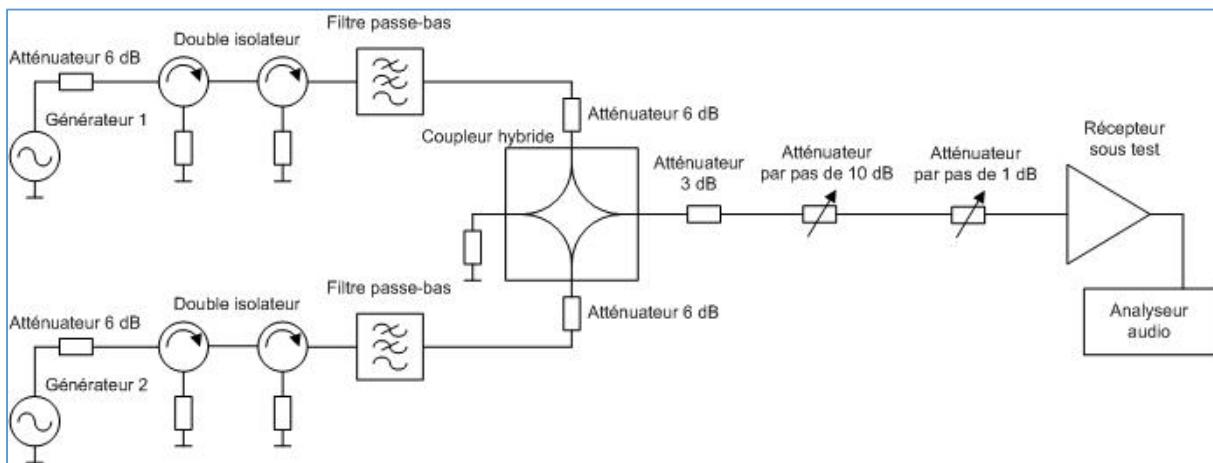


Fig. 119 : Schéma-bloc d'un dispositif de test pour des mesures d'intermodulation sur un récepteur. Deux générateurs HF sont raccordés sur un « *Combining Network* » composé d'atténuateurs, de deux doubles isolateurs, de filtres passe-bas et d'un coupleur hybride. Graphisme ON4IJ.

Remarque : pour des mesures d'intermodulation sur un récepteur, l'écart en fréquence des signaux des deux générateurs est en général de 20 kHz mais il est aussi très utile d'effectuer des mesures d'intermodulation avec un écart en fréquence de 2 kHz car cela simule bien mieux des conditions plus représentatives de réception lors d'un « *contest radio* », en particulier en CW lors de multiples « *Pile up* ».

Lorsqu'on a l'intention d'effectuer des mesures d'intermodulation sur un récepteur avec un écart de fréquence aussi faible que 20 kHz ou 2 kHz, il y a lieu de choisir des générateurs qui sont performants au point de vue du bruit de phase. En effet, les signaux étant très proches les uns des autres en termes d'écart en fréquence, les produits de mélange que nous voulons mesurer ne doivent pas être noyés par le bruit de phase des deux générateurs.

Le bruit de phase d'un générateur se manifeste le plus aux abords immédiats de part et d'autre de la fréquence porteuse. On comprendra donc qu'il est nécessaire d'avoir au départ deux signaux HF issus de générateurs d'une grande pureté spectrale aux abords immédiats des deux porteuses que nous voulons combiner pour pouvoir effectuer des mesures d'intermodulation dans les meilleures conditions possibles.

Revenons à présent aux mesures sur un analyseur de réseau vectoriel. Comme nous venons de constituer un dispositif permettant de combiner les signaux HF de deux générateurs, il y a lieu de caractériser ce dispositif avant de le mettre en service. Pour effectuer les mesures, nous allons procéder en deux temps car le « *Combining Network* » est un dispositif à trois ports de mesure. Nous avons eu l'opportunité d'expliquer comment effectuer des mesures sur un dispositif à trois ports dans [l'article « Intégration et réglage de duplexeurs pour répéteurs UHF » que vous pouvez consulter sur le site ON5VL](#).

Dans un premier temps, on raccorde une des deux entrées du « *Combining Network* » sur un port de mesure et la sortie du coupleur hybride sur l'autre port de mesure de l'analyseur ; la deuxième entrée est raccordée sur une charge. Dans un deuxième temps, on raccorde les ports de mesure de l'analyseur sur les deux entrées du « *Combining Network* » ; une charge est placée sur la sortie du coupleur hybride.



Fig. 120 : « *Combining Network* » raccordé sur un analyseur de réseau vectoriel. Les ports de mesure sont raccordés entre une des deux entrées et la sortie du dispositif sous test ; une charge est placée sur la deuxième entrée. Photo ON4IJ.



Fig. 121 : « *Combining Network* » raccordé sur un analyseur de réseau vectoriel. Les ports de mesure sont raccordés sur les deux entrées du dispositif sous test ; une charge est placée à la sortie.

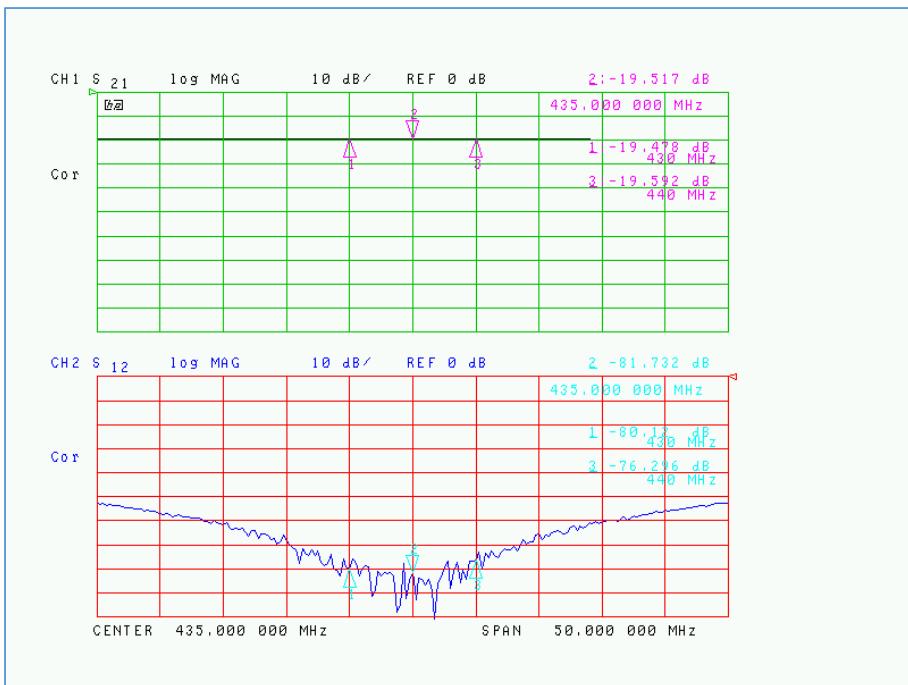


Fig. 122 : Mesure du S_{21} et du S_{12} d'un « *Combining Network* » raccordé à l'analyseur entre une entrée et la sortie du dispositif sous test. La perte d'insertion de l'ensemble du dispositif est de $-19,5$ dB ; celle-ci est normale car elle due à la présence des atténuateurs fixes placés dans le dispositif sous test. L'isolation est de l'ordre de -80 dB entre 430 MHz et 440 MHz. Cliché ON4IJ.

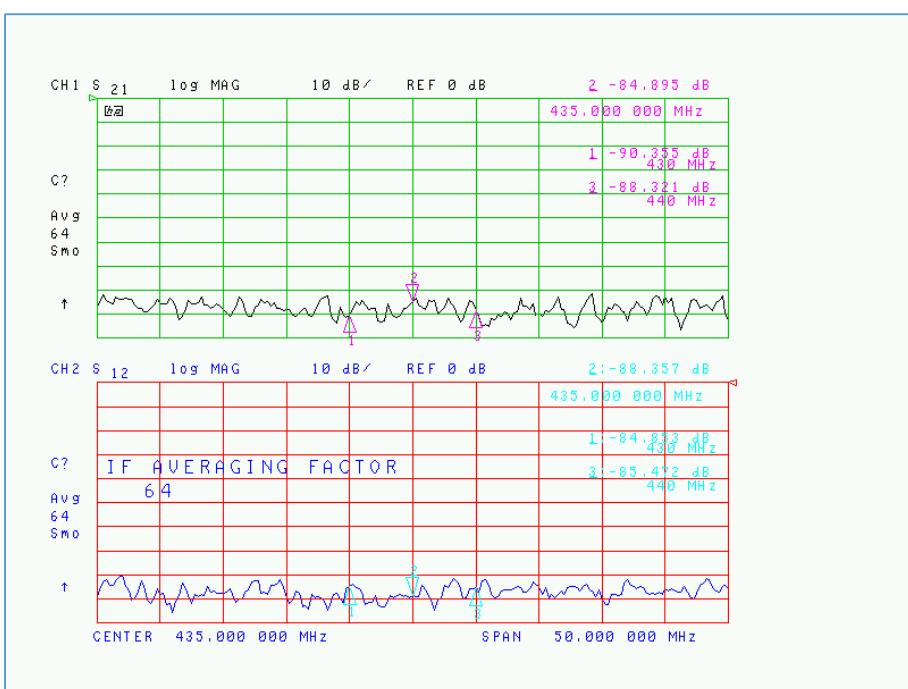


Fig. 123 : Mesure du S_{21} et du S_{12} d'un « *Combining Network* » raccordé à l'analyseur entre les deux entrées du dispositif sous test. L'isolation de la première entrée par rapport à la deuxième et vice versa est de l'ordre de -90 dB, ce qui constitue un excellent rapport de protection entre 430 MHz et 440 MHz. Cliché ON4IJ.

Le dispositif que nous venons de caractériser sur un analyseur de réseau vectoriel permet d'atteindre l'objectif de raccorder deux générateurs où ceux-ci sont immunisés l'un par rapport à l'autre : le rapport de protection qui vient d'être mesuré est de l'ordre de -90 dB, ce qui est excellent. On peut vérifier la présence des deux porteuses et l'absence d'intermodulation entre les deux signaux au moyen d'un analyseur de spectre raccordé à la sortie du « *Combining Network* ». C'est ce que nous allons vous montrer ci-dessous. Cela sort un peu du sujet sur les analyseurs de réseaux vectoriels, mais cela vaut le détour.



Fig. 124 : Vérification sur un analyseur de spectre (HP 8563E) de l'absence d'intermodulation d'un signal deux tons radiofréquence issu de deux générateurs HF à faible bruit de phase (deux HP 8662A) et combinés avec un « *Combining Network* ». Les deux signaux des deux générateurs sont combinés selon le schéma-bloc de la figure 119 avec des circulateurs montés en double isolateur, filtres passe-bas (HP 360A), atténuateurs, et avec un coupleur hybride (Anzac H-81-4 ; 5 MHz – 1000 MHz). Photo : ON4IJ.

Les mesures seront effectuées soit avec un écart en fréquence de 20 kHz soit avec un écart de 2 kHz. Les fréquences seront respectivement 435,000 MHz et 435,020 MHz ou bien 435,000 MHz et 435,002 MHz. Le niveau d'amplitude à la sortie des deux générateurs est de 0 dBm afin de rester dans les conditions optimales de mesure de l'analyseur de spectre et d'éviter ainsi toute possibilité d'intermodulation dans le mélangeur d'entrée de celui-ci. Toutes ces conditions de mesure ont leur importance : ce n'est pas l'intermodulation de l'analyseur de spectre que nous voulons mesurer, mais c'est bien l'absence d'intermodulation entre les deux générateurs que nous voulons examiner.

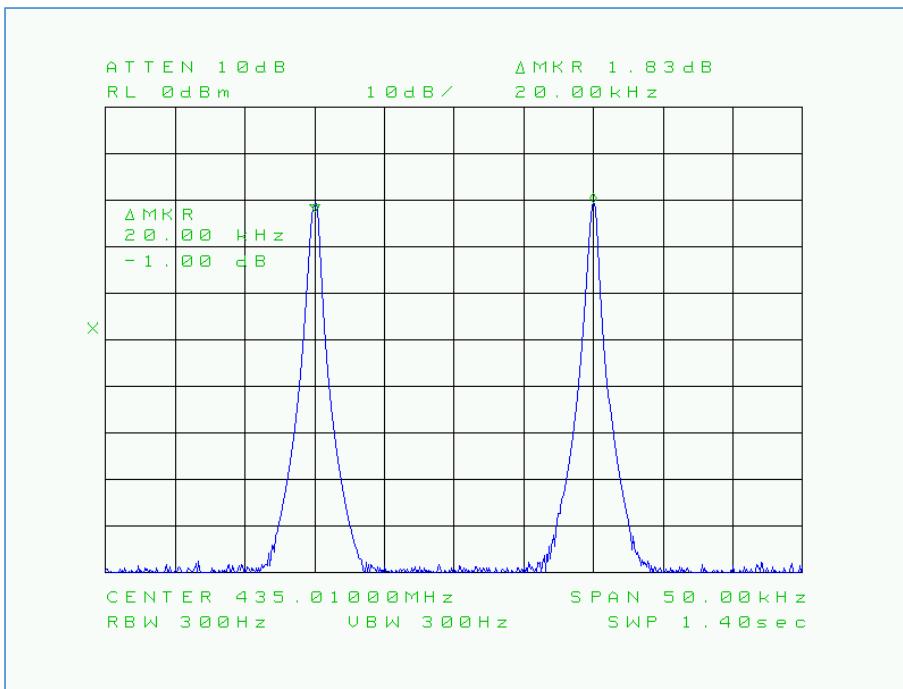


Fig. 125 : Signal deux tons à 20 kHz d'écart (435,000 MHz et 435,020 MHz) et combiné avec le dispositif décrit ci-dessus à la figure 119. Mesure avec un *Span* de 50 kHz. Cliché ON4IJ.

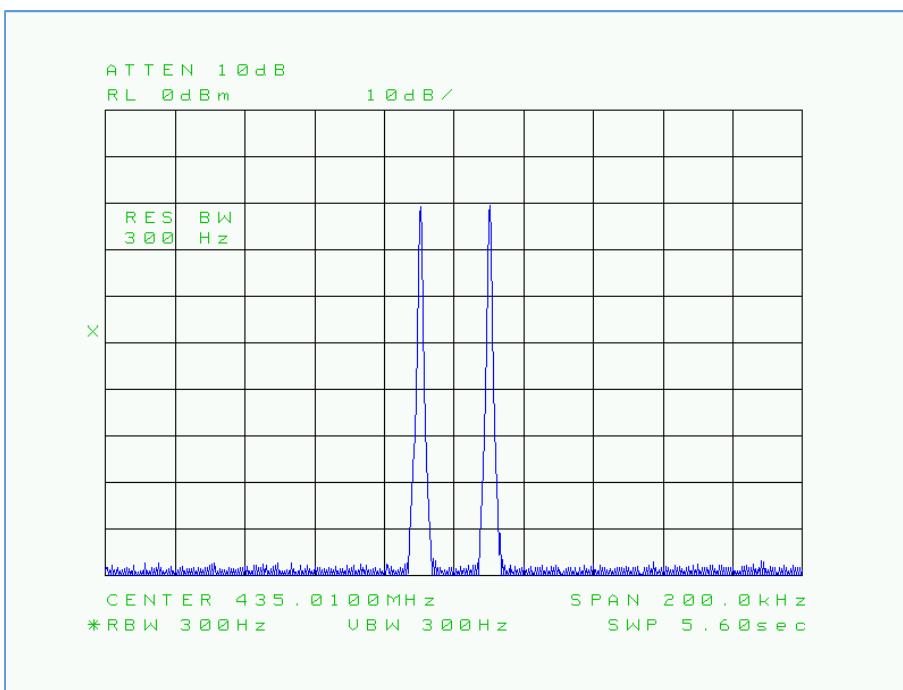


Fig. 126 : Idem que figure précédente mais avec un *Span* de 200 kHz et *Resolution Bandwidth* (RBW) de 300 Hz. Le *Span* a été augmenté pour bien constater l'absence de la moindre intermodulation aux abords des deux porteuses. Cliché ON4IJ.

S'il y avait une présence d'intermodulation du 3^{ème} ordre, celle-ci devrait se manifester aux fréquences suivantes :

$$2f_1 - f_2 = 2 \times 435,000 \text{ MHz} - 435,020 \text{ MHz} = 434,980 \text{ MHz} ;$$

$$2f_2 - f_1 = 2 \times 435,020 \text{ MHz} - 435,000 \text{ MHz} = 435,040 \text{ MHz}.$$

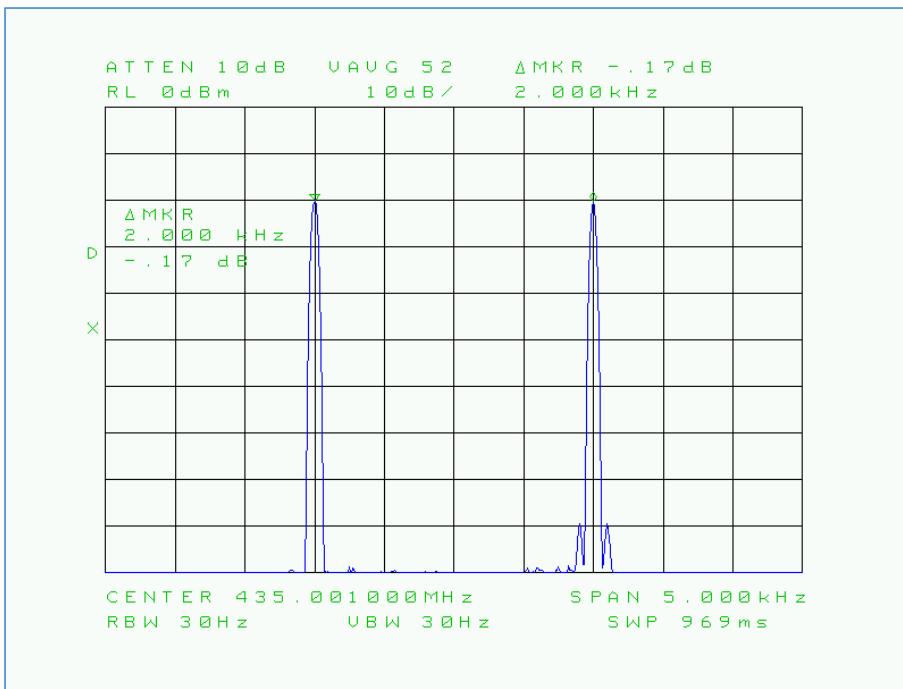


Fig. 127 : Signal deux tons à 2 kHz d'écart (435,000 MHz et 435,002 MHz) et combiné avec le dispositif décrit ci-dessus. Mesure avec un *Span* de 5 kHz. Cliché ON4IJ.

Sur la figure ci-dessus, les deux tons HF sont très purs. Seul le 2^{ème} générateur accuse deux petits *spurious* pratiquement insignifiants (peut-être une légère dérive des réglages de ce 2^{ème} générateur ?). Une mesure avec un *Span* plus large aurait montré l'absence d'intermodulation, même avec un écart aussi faible que 2 kHz.

Enlevons à présent les circulateurs du « *Combining Network* » et voyons la différence de comportement au point de vue intermodulation sans les doubles isolateurs.



Fig. 128 : Raccordement de deux générateurs HF au moyen d'un coupleur hybride sans double isolateur en amont des entrées de celui-ci. Photo : ON4IJ.

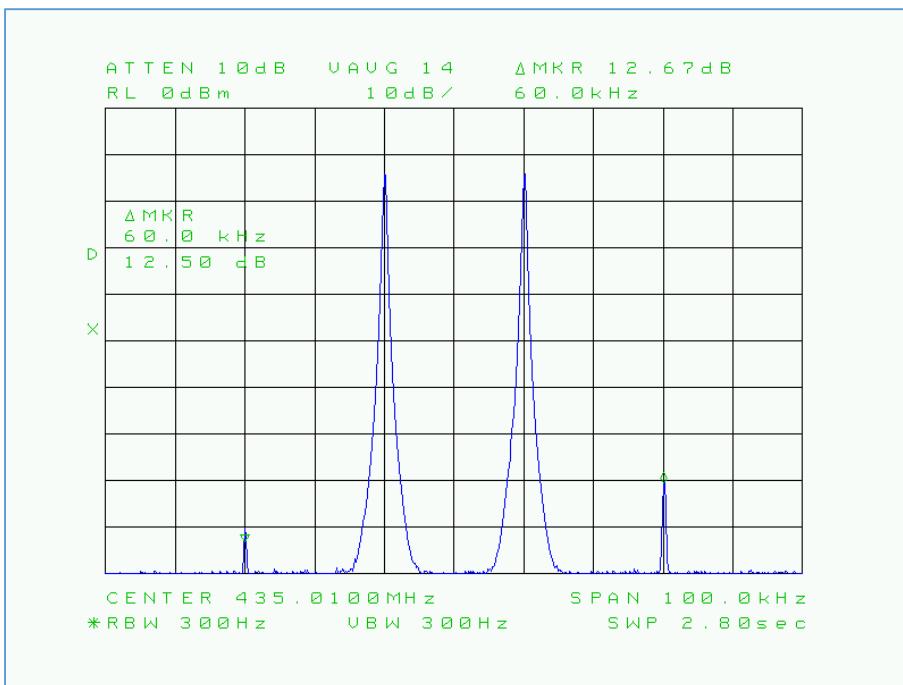


Fig. 129 : Signal deux tons à 20 kHz d'écart et combiné sans double isolateur. On voit apparaître les produits de mélange (intermodulation) de part et d'autre des deux porteuses. Cliché ON4IJ.

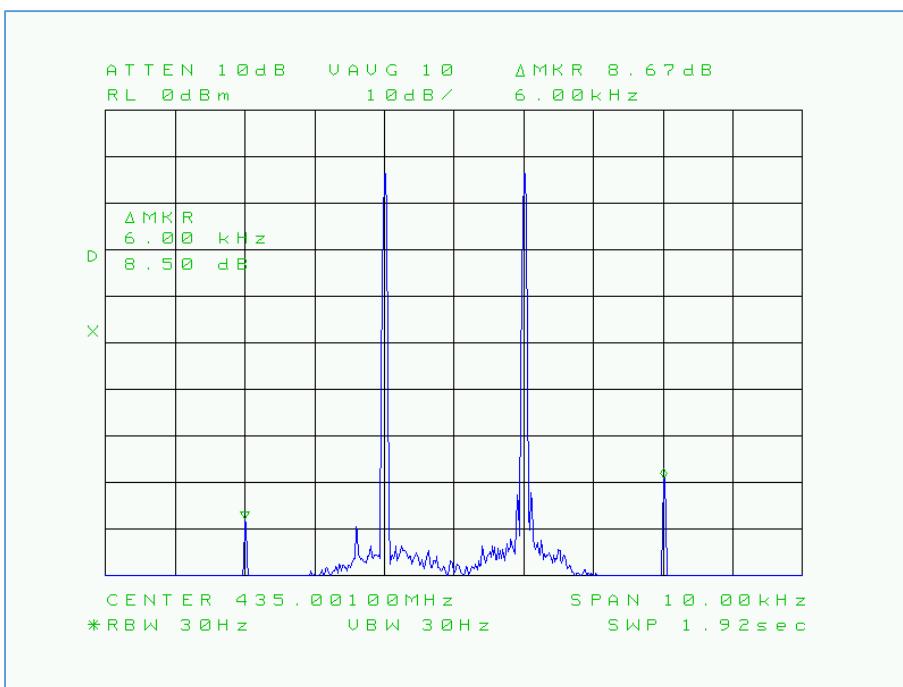


Fig. 130 : Signal deux tons à 2 kHz d'écart et combiné sans double isolateur. On constate la présence d'intermodulation. Cliché ON4IJ.

Sur les deux figures ci-dessus, on voit apparaître les produits d'intermodulation du 3^{ème} ordre de part et d'autre des deux porteuses.

En ce qui concerne les mesures avec un écart en fréquence de 2 kHz, l'activation d'une fonction de calcul et d'affichage de moyenne du signal vidéo de l'analyseur de spectre permet de mieux faire apparaître le très léger bruit de phase des deux générateurs juste aux abords immédiats de leur porteuses respectives. Toutefois, le bruit de phase des deux générateurs est très faible, ce qui laisse bien apparaître les produits d'intermodulation. On comprend mieux à présent que si le bruit de phase des deux générateurs avait été plus important (générateurs moins performants), ce bruit de phase aurait noyé la mesure des produits d'intermodulation. Plus l'écart en fréquence entre les deux porteuses est petit et plus le bruit de phase des générateurs devient critique.

Nous allons poursuivre cette expérience en substituant le coupleur hybride par un simple diviseur de puissance raccordé en sommateur de puissance. Nous allons observer qu'avec un tel dispositif, l'isolation entre les deux ports d'entrée est tout-à-fait insuffisante entre les deux générateurs et que les produits d'intermodulation seront bien plus élevés que ceux qui ont été observés avec un coupleur hybride.



Fig. 131 : Raccordement de deux générateurs HF au moyen d'un simple diviseur de puissance (HP 11636A) placé à l'entrée de l'analyseur de spectre. Ceci va faire apparaître des produits d'intermodulation à cause de la faible isolation d'un tel dispositif. Photo : ON4IJ.

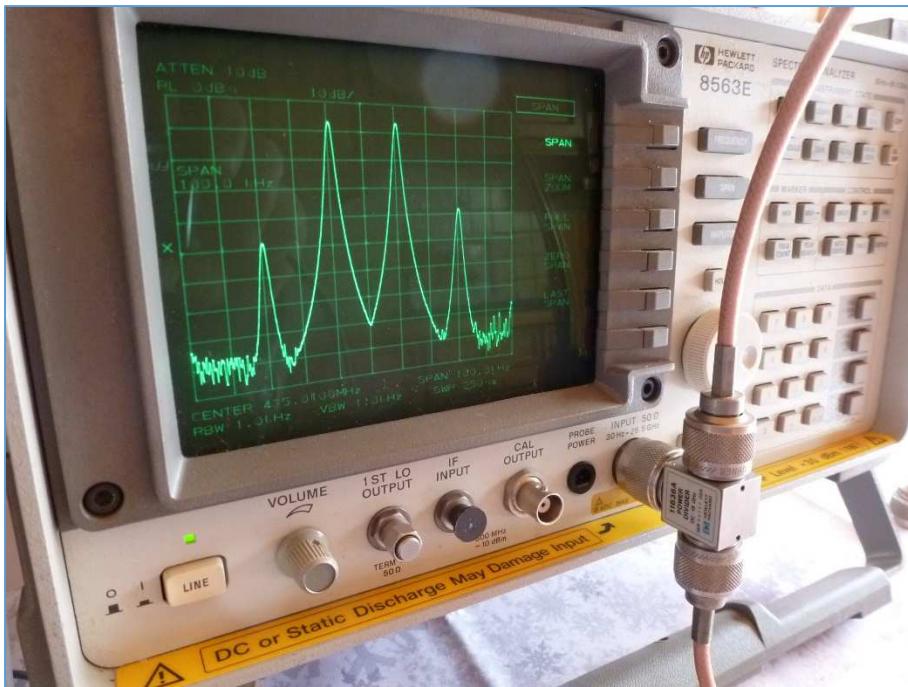


Fig. 132 : Diviseur de puissance HP 11636A raccordé en sommateur de puissance à l'entrée de l'analyseur de spectre. La faible isolation de ce dispositif fait apparaître des produits d'intermodulation qui sont créés dans les étages de sortie des deux générateurs à cause des imperfections de linéarité des composants actifs qui constituent l'étage de sortie de chaque générateur. Photo : ON4IJ.

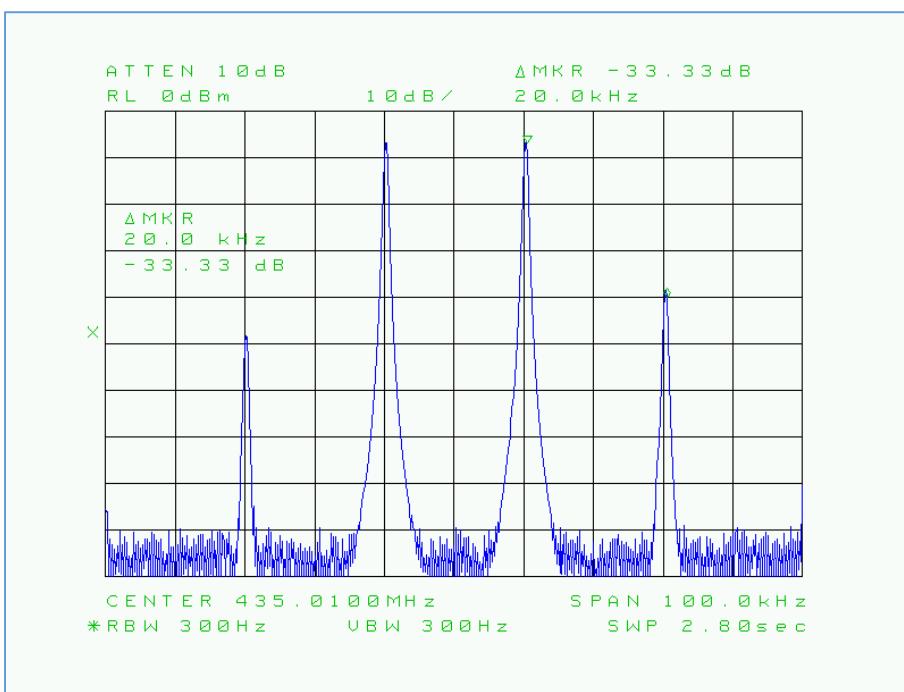


Fig. 133 : Signal deux tons à 20 kHz d'écart et combiné au moyen d'un simple diviseur de puissance. On voit apparaître d'importants produits d'intermodulation du 3^{ème} ordre. Cliché ON4IJ.

Comme on pouvait s'y attendre, on voit apparaître des produits d'intermodulation qui sont d'une amplitude relativement élevée par rapport à celle de chaque porteuse. Le rapport entre une porteuse et un produit d'intermodulation est réduit à peine à -33,3 dB.

Lorsqu'on réduit l'écart en fréquence entre les deux porteuses, les interférences entre les deux générateurs deviennent plus sévères et on voit apparaître des produits d'intermodulation non seulement du 3^{ème} ordre mais aussi du 5^{ème} ordre et même du 7^{ème} ordre !

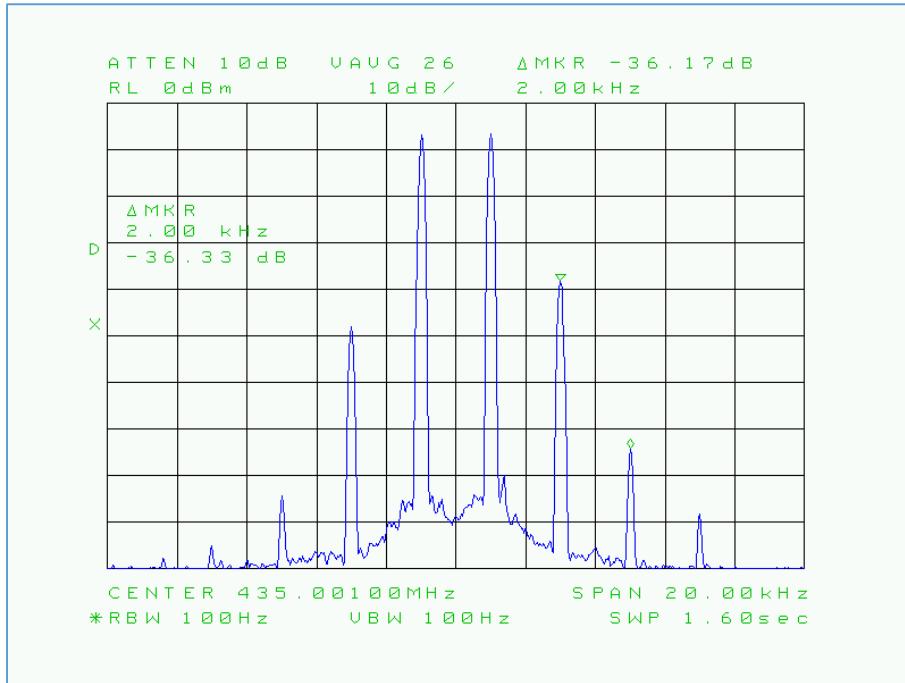


Fig. 134 : Signal deux tons à 2 kHz d'écart et combiné au moyen d'un simple diviseur de puissance. On voit apparaître d'importants produits d'intermodulation non seulement du 3^{ème} ordre mais aussi du 5^{ème} et du 7^{ème} ordre. Cliché ON4IJ.

Êtes-vous convaincu à présent qu'un signal externe peut venir perturber l'étage de sortie radiofréquence d'un générateur ?

Comprenez-vous maintenant le rôle d'un circulateur et son aspect de composant utile dans l'amélioration du rapport de protection entre deux sources de signaux radiofréquence ?

Dans nos activités radioamateurs, nous pouvons être confrontés à une situation où un signal externe d'une amplitude élevée risque de créer de l'intermodulation dans l'étage de sortie d'un émetteur. Ce cas de figure peut survenir dans des installations où plusieurs répéteurs fonctionnant sur la même bande de fréquences doivent cohabiter sur le même site avec leurs antennes toutes placées sur le même pylône. Une antenne d'émission d'un répéteur peut en effet rayonner une partie de son énergie dans l'antenne d'émission d'un autre répéteur. Ce signal externe est d'autant plus critique que sa fréquence est proche de celle de l'émission comme nous l'avons constaté ci-dessus.

Placement judicieux de circulateurs dans des installations où plusieurs répéteurs doivent cohabiter sur un même site et sur la même bande de fréquences :

Prenons le cas pratique où un club de radioamateurs a l'intention d'étoffer une installation existante de deux répéteurs UHF pour arriver à la configuration finale suivante avec trois répéteurs :

- | | | |
|----------------------|--------------|----------------|
| - Répéteur D-Star | 439,5875 MHz | Shift -7,6 MHz |
| - Répéteur DMR | 438,9375 MHz | Shift -7,6 MHz |
| - Répéteur FM + C4FM | 439,2125 MHz | Shift -7,6 MHz |

La partie émettrice et réceptrice de chaque répéteur sont raccordées respectivement sur un duplexeur ; il y a donc trois duplexeurs. Chaque duplexeur est raccordé sur une antenne distincte ; il y a donc trois antennes. Les antennes sont toutes du type vertical et sont placées de manière colinéaire à différentes hauteurs du pylône. Le diagramme de rayonnement de ces antennes dans le plan d'élévation permet d'obtenir un rapport de protection appréciable entre les différents répéteurs. Toutefois, dans ces conditions, le risque d'intermodulation n'est pas nul au niveau des trois parties émettrices. Au niveau des récepteurs, il y a aussi un risque de désensibilisation de ceux-ci par l'émission des répéteurs voisins. Nous allons examiner comment résoudre tous ces problèmes.

Au point de vue de l'intermodulation, le problème devient plus complexe car il s'agit d'une situation où nous sommes en présence de trois signaux et non plus de seulement deux tons radiofréquences comme dans notre expérience avec deux générateurs. Nous pouvons donc avoir plusieurs produits de mélanges.

IMD du 3^{ème} ordre :

$$2 \times f_1 - f_2 = 2 \times 438,9375 \text{ MHz} - 439,9125 \text{ MHz} = 438,6625 \text{ MHz} ;$$

$$2 \times f_2 - f_1 = 2 \times 439,2125 \text{ MHz} - 438,9375 \text{ MHz} = 439,4875 \text{ MHz} ;$$

$$2 \times f_2 - f_3 = 2 \times 438,9375 \text{ MHz} - 439,5875 \text{ MHz} = 438,2875 \text{ MHz} ;$$

$$2 \times f_3 - f_2 = 2 \times 439,5875 \text{ MHz} - 438,9375 \text{ MHz} = 440,2375 \text{ MHz} ;$$

$$2 \times f_1 - f_3 = 2 \times 439,2125 \text{ MHz} - 439,5875 \text{ MHz} = 438,8375 \text{ MHz} ;$$

$$2 \times f_3 - f_1 = 2 \times 439,5875 \text{ MHz} - 439,2125 \text{ MHz} = 439,9625 \text{ MHz}.$$

IMD du 5^{ème} ordre :

$$3 \times f_1 - 2 \times f_2 = 3 \times 438,9375 \text{ MHz} - 2 \times 439,9125 \text{ MHz} = 438,3875 \text{ MHz} ;$$

$$3 \times f_2 - 2 \times f_1 = 3 \times 439,2125 \text{ MHz} - 2 \times 438,9375 \text{ MHz} = 439,7625 \text{ MHz} ;$$

$$3 \times f_2 - 2 \times f_3 = 3 \times 438,9375 \text{ MHz} - 2 \times 439,5875 \text{ MHz} = 437,6375 \text{ MHz} ;$$

$$3 \times f_3 - 2 \times f_2 = 3 \times 439,5875 \text{ MHz} - 2 \times 438,9375 \text{ MHz} = 440,8875 \text{ MHz} ;$$

$$3 \times f_1 - 2 \times f_3 = 3 \times 439,2125 \text{ MHz} - 2 \times 439,5875 \text{ MHz} = 438,4625 \text{ MHz} ;$$

$$3 \times f_3 - 2 \times f_1 = 3 \times 439,5875 \text{ MHz} - 2 \times 439,2125 \text{ MHz} = 440,3375 \text{ MHz}.$$

Pour mieux se représenter la distribution spectrale de toutes ces fréquences, nous avons tracé un petit graphe sur lequel chaque point représente le sommet d'une porteuse d'émission, d'une intermodulation du troisième ordre ou du cinquième ordre.

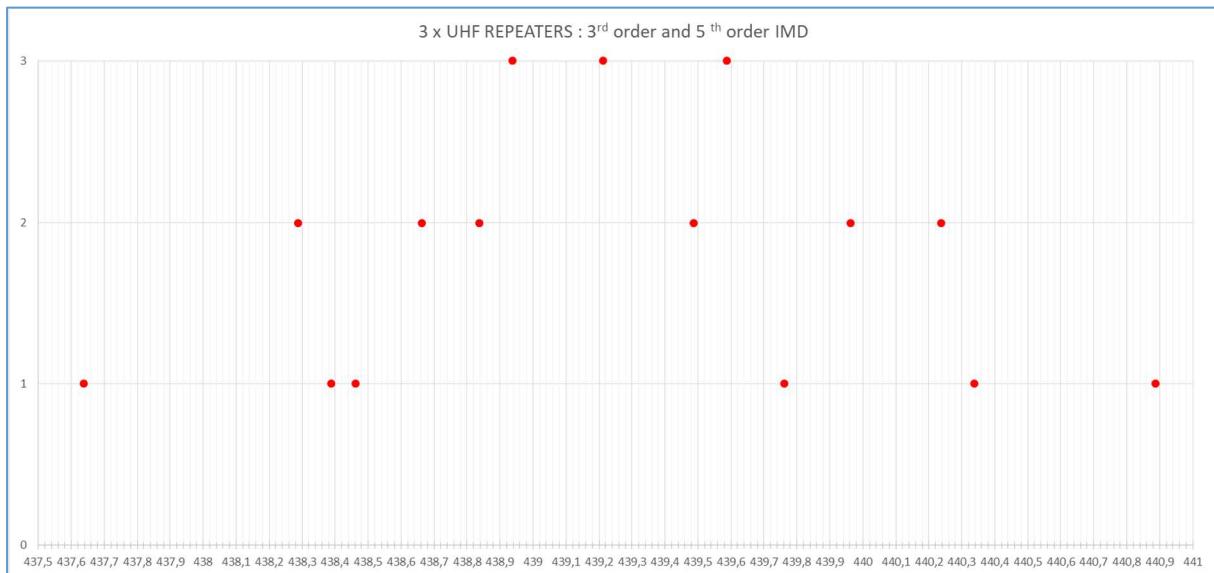


Fig. 135 : Représentation de trois porteuses (les 3 points du dessus) et de leurs produits de mélange d'intermodulation du 3^{ème} ordre (les 6 points situé à mi-hauteur) et du 5^{ème} ordre (les 6 points situés dans la partie inférieure). Graphisme ON4IJ.

Dans la figure ci-dessus, on constate que les produits d'intermodulation se manifestent sous la forme de multiples *spurious* pouvant venir perturber pas moins de neuf fréquences toutes contenues dans la bande UHF radioamateur. Trois *spurious* situés juste au-dessus de la bande UHF risquent de perturber d'autres services de télécommunications. Tout ceci constitue un risque potentiel qu'il vaudrait mieux ne pas courir ; il y aurait donc lieu de prendre certaines dispositions conservatoires.

Tout commence par des mesures :

Avant de se lancer tous azimuts dans des solutions potentielles, il y a lieu d'effectuer certaines mesures sur site dans l'installation des trois répéteurs. Les premières mesures que l'on peut effectuer sont celles des niveaux des signaux de deux répéteurs voisins qui sont reçus sur l'antenne du troisième répéteur, et ainsi de suite pour les trois antennes. Ces mesures s'effectuent avec un analyseur de spectre directement raccordé au *feeder* d'antenne et éventuellement par l'intermédiaire d'un atténuateur externe afin d'éviter une saturation de l'analyseur de spectre. Pour effectuer ces mesures, on forcera les deux répéteurs en émission permanente sans modulation, le temps d'effectuer les mesures. Le troisième répéteur dont le *feeder* a été déconnecté sera temporairement mis à l'arrêt, le temps d'effectuer les mesures. Cela va nous donner une indication du rapport de protection qui existe déjà grâce aux nuls des diagrammes de rayonnement des antennes.

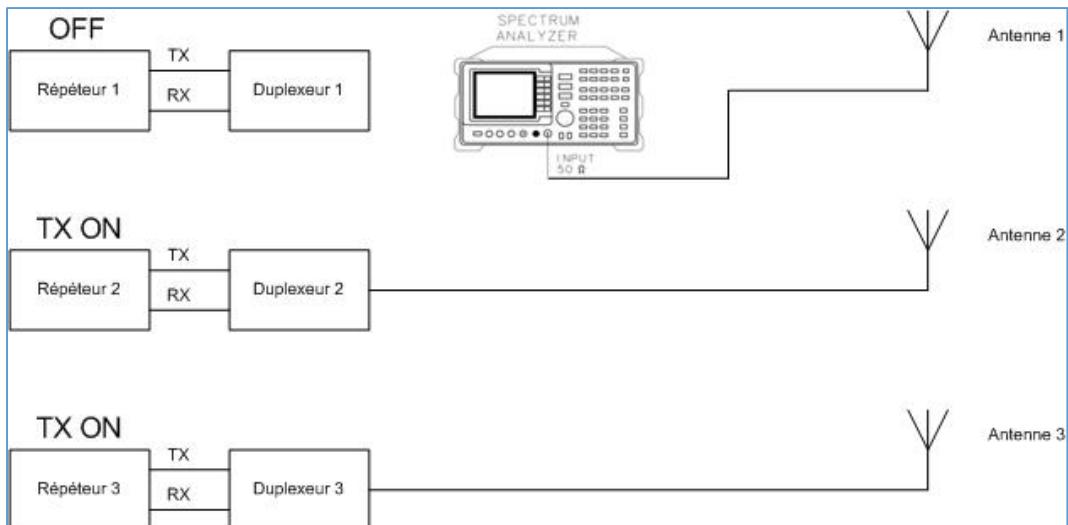


Fig. 136 : Mesure des signaux captés par l'antenne d'un répéteur lorsque les deux répéteurs voisins sont en émission. Ceci permet d'établir le rapport de protection amené par les nuls des diagrammes de rayonnement des antennes. L'analyseur de spectre est raccordé sur la 1^{ère} antenne, ensuite la 2^{ème} et enfin sur la 3^{ème}; les répéteurs correspondant doivent être mis à l'arrêt ou être mis en émission permanente d'une façon cyclo-symétrique. Graphisme ON4IJ.

Lors de ces mesures, on pourra observer sur l'analyseur de spectre les deux porteuses des deux répéteurs mis en émission permanente sans modulation et on pourra aussi observer s'il existe déjà des produits d'intermodulation entre les deux parties émettrices de ces deux répéteurs.

Pour déceler s'il existe des produits d'intermodulation lorsque les trois répéteurs sont mis en émission permanente sans modulation, on peut raccorder l'analyseur de spectre sur une quatrième antenne placée temporairement aux abords des trois autres antennes. Toutefois, il y a moyen de procéder d'une manière plus sélective en mesurant le spectre d'une seule partie émettrice à la fois en raccordant l'analyseur de spectre par l'intermédiaire d'un coupleur directionnel de puissance intercalé sur la ligne de transmission entre la sortie émetteur et l'entrée du duplexeur d'un répéteur et ainsi de suite pour chaque répéteur (voir figure suivante).

Remarque : dans notre exemple d'installation, les duplexeurs placés après chaque répéteur sont constitués de cavités du type filtre éliminateur de bande. Ces duplexeurs offrent un excellent rapport de protection entre les fréquences TX et RX respectivement pour chaque répéteur. Il n'en n'est pas du tout de même en ce qui concerne le rapport de protection entre les trois fréquences TX qui sont en majeur partie contenues dans la partie de la bande passante des filtres TX des duplexeurs. C'est la raison pour laquelle il y a un risque potentiel d'intermodulation entre les parties émettrices des trois répéteurs.

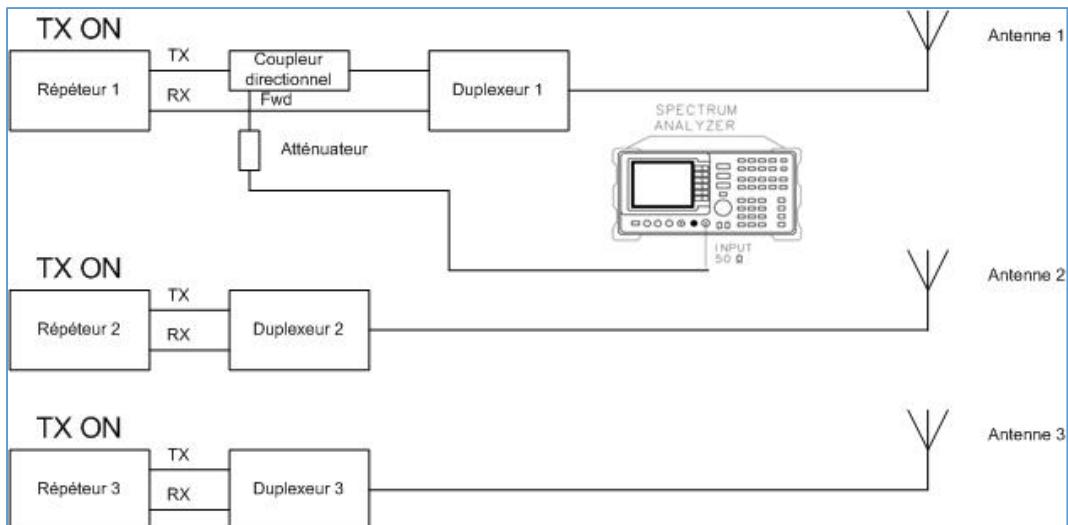


Fig. 137 : Mesure du spectre d'émission d'un répéteur en présence de celles de deux répéteurs voisins. Un coupleur directionnel de puissance est intercalé entre la partie émettrice d'un répéteur et l'entrée du duplexeur et ainsi de suite pour chaque répéteur. Le but de cette mesure est de déceler les intermodulations qui pourraient être produites en présence des émissions des répéteurs voisins. Graphisme ON4IJ.

Que faire si l'on décèle des produits d'intermodulation dans le spectre d'émission d'un des répéteurs ?

Une des solutions consiste à utiliser des duplexeurs du type « BP/BR » (*Band-Pass/Band-Reject*) : la sélectivité des cavités passe-bande peut contribuer à augmenter le rapport de protection entre les différentes parties émettrices des répéteurs. Mais cela peut entraîner un investissement trop lourd de devoir remplacer trois duplexeurs d'un coup sur une installation OM.

Une autre solution consiste à placer des isolateurs (circulateurs avec charges) entre les sorties TX des répéteurs et les entrées « TX » (*High*) des duplexeurs. Il faudra toutefois consentir à placer après ces isolateurs des filtres passe-bas pour atténuer les harmoniques à un niveau acceptable (voir figure suivante).

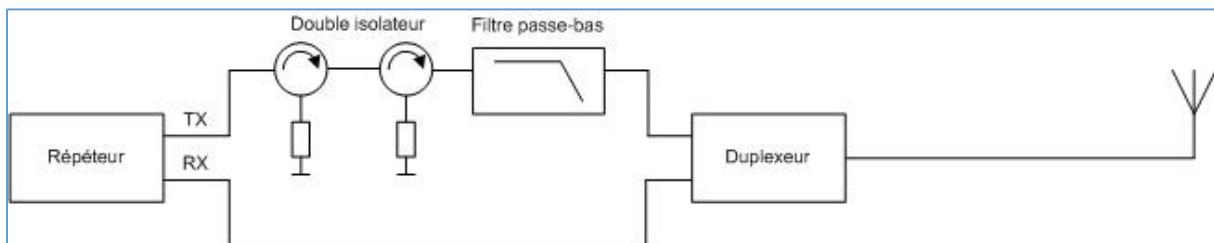


Fig. 138 : Placement d'un isolateur et d'un filtre passe-bas pour améliorer le rapport de protection sur le port TX d'un répéteur afin d'éliminer les produits d'intermodulations dus aux émissions des répéteurs voisins. Graphisme ON4IJ.



Fig. 139 : Filtre passe-bas UHF ; perte d'insertion 0,25 dB (max.) ; atténuation du second harmonique -50 dB. Source : Telewave, Inc. San Jose, California USA.

Qu'en est-il des voies de réception dans une installation où plusieurs répéteurs doivent cohabiter ?

Lorsqu'on utilise des duplexeurs qui sont constitués de cavités du type filtre éliminateur de bande, le filtre RX est accordé sur la fréquence TX du répéteur. La courbe de réponse de transmission du filtre RX (S_{21}) montre une réjection à la fréquence TX qui est très prononcée avec une bande de réjection très étroite (voir figure suivante).

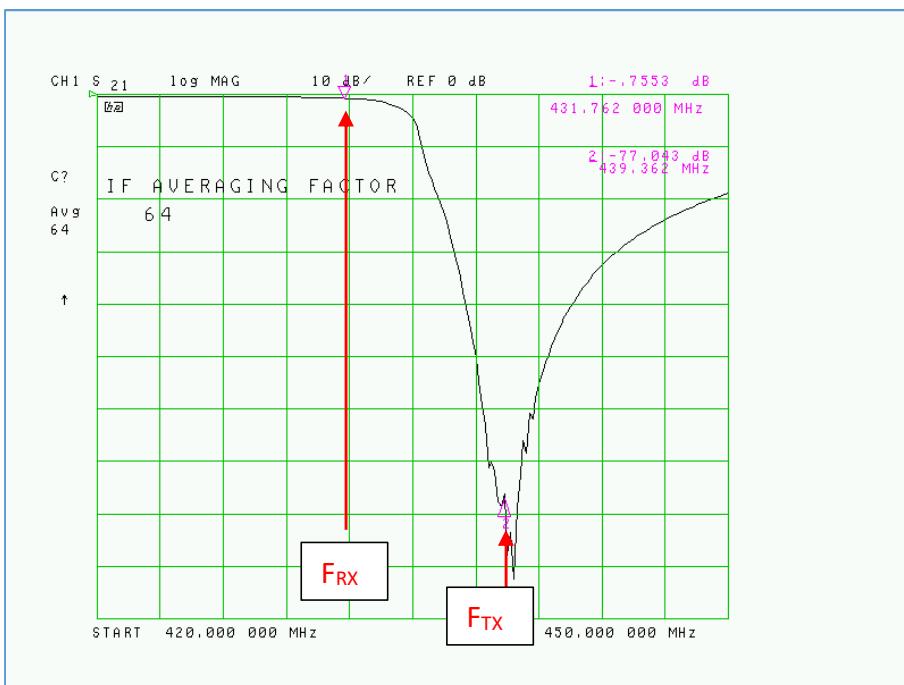


Fig. 140 : Courbe de réponse de transmission (S_{21}) du filtre RX d'un duplexeur à cavités du type filtre éliminateur de bande. La courbe montre une réjection à bande étroite sur la fréquence TX du répéteur. Cliché ON4IJ.

Le duplexeur d'un répéteur n'offre donc qu'un rapport de protection pratiquement inexistant vis-à-vis des deux autres fréquences d'émission des deux répéteurs voisins. Dans notre exemple, le seul rapport de protection qui puisse subsister est celui qui résulte des nuls du diagramme de rayonnement des antennes. Ce rapport de protection peut se révéler trop faible et il y a un risque de désensibilisation de la partie réceptrice d'un répéteur dû à la présence des porteuses d'émission des deux répéteurs voisins.

Comment améliorer le rapport de protection sur la voie de réception des répéteurs ?

Il y a deux solutions possibles : soit intercaler deux filtres éliminateurs de bande en cascade sur chaque voie de réception des répéteurs afin de rejeter les fréquences des répéteurs voisins, soit intercaler un filtre éliminateur de bande à large bande sur chaque voie de réception. Cette deuxième solution est plus élégante et plus facile à mettre en œuvre. Nous arrivons ainsi au schéma de la figure ci-dessous.

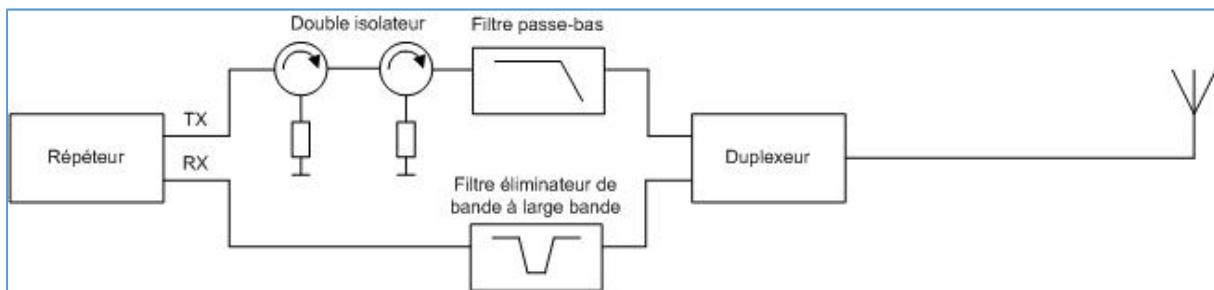


Fig. 141 : Placement d'un filtre éliminateur de bande à large bande sur la voie de réception d'un répéteur devant cohabiter avec d'autres répéteurs voisins.

Les filtres éliminateurs de bande à large bande sont en général constitués de plusieurs cavités (en général 6 cavités).

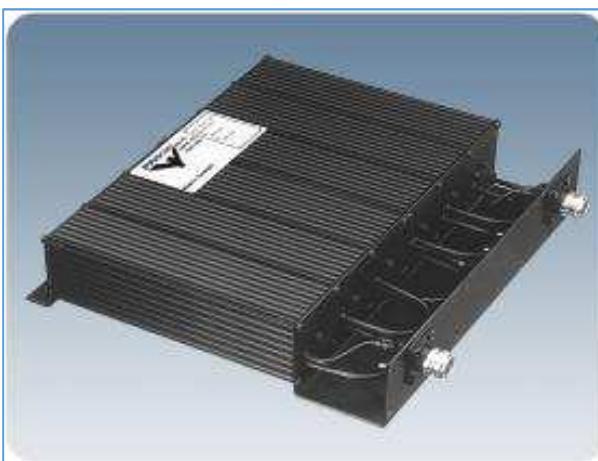


Fig. 142 : Filtre éliminateur de bande à large bande constitué de 6 cavités quart d'onde.
Source : Procom BRF 70/6-150.

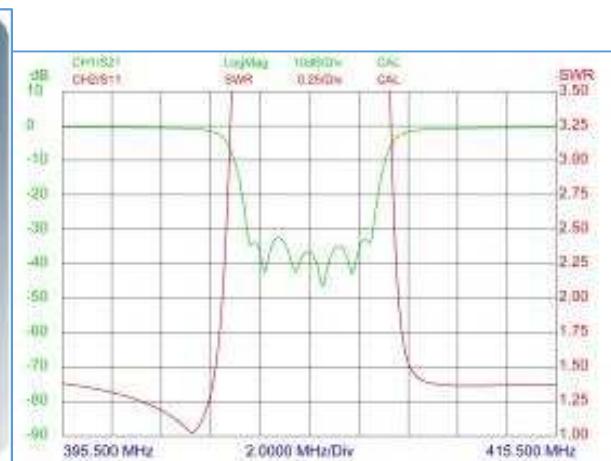


Fig. 143 : Courbes de réponse du filtre illustré ci-contre ; en vert, courbe de transmission S_{21} ; en rouge, courbe de réflexion S_{11} au format SWR.
Source : Procom BRF 70/6-150.

On peut constater que le constructeur publie les courbes de réponse du filtre d'après des relevés de mesures effectuées sur un analyseur de réseau vectoriel.

Après ce long parcours illustrant de nombreuses mesures pratiques au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel et après un petit détour sur les phénomènes d'intermodulation, il nous reste à examiner certaines formes particulières de calibrage utilisateur d'un analyseur de réseau vectoriel.

Two-Port Calibration « TRL » Thru-Reflect-Line

Ce type de calibrage peut être effectué sur des dispositifs sous test raccordés par l'intermédiaire de lignes de transmission coaxiales ou non coaxiales, par exemple des lignes micro-ruban (*Microstrip* ou *Stripline*) ou des guides d'ondes. On peut en imaginer l'avantage lorsqu'on doit relever les paramètres de répartition de transistors ou de circuits intégrés amplificateurs hyperfréquences (MMIC *Monolithic Microwave Integrated Circuit*) qui sont placés sur des circuits imprimés.

Le calibrage « TRL » ne nécessite que trois calibres : un calibre de connexion directe (*Thru*), un calibre de réflexion totale (*Reflect*) qui caractérise un déphasage de 180° et qui peut aussi bien être un calibre de court-circuit qu'un calibre de circuit ouvert, et enfin un calibre qui consiste en un segment de ligne de transmission (*Line*) dont l'impédance caractéristique et dont la longueur d'onde électrique sont parfaitement connues.

En ce qui concerne le calibre *Thru*, la longueur d'onde électrique de ce calibre doit être idéalement zéro, toutefois on peut utiliser un calibre *Thru* d'une certaine longueur à condition que son impédance caractéristique et sa longueur d'onde électrique soient parfaitement connues et que cette longueur soit inférieure à celle du calibre *Line*.

Lorsqu'on procède à un calibrage « TRL » à très large bande, c'est-à-dire avec un *Span* (également en fréquence) de valeur élevée, on doit recourir à plusieurs calibres *Line* de différentes longueurs d'onde électrique. La longueur d'onde électrique d'un calibre *Line* doit être appropriée en fonction de la plage de fréquence des mesures. Pour toutes les fréquences de mesure, la différence de longueur d'onde électrique entre les calibres *Thru* et *Line*, exprimée sous la forme de différence de phase doit être comprise entre 20° et 160° . Ceci explique la nécessité de différents calibres *Line* pour les mesures à très large bande. Aux radiofréquences de faibles valeurs, la longueur optimale d'un calibre *Line* peut devenir excessive et impraticable. La longueur optimale d'un calibre *Line* doit correspondre à un quart d'onde électrique à une fréquence qui est le résultat de la moyenne géométrique entre la fréquence de « départ » et la fréquence de « stop » de la plage de mesure, c'est-à-dire :

$$F_{(\frac{1}{4})} = \sqrt{F_{Start} \cdot F_{Stop}} .$$

Lorsque la longueur du calibre *Line* devient impraticable car devenant excessive aux faibles radiofréquences, alors on utilise un calibre « *Match* » à la place d'un calibre *Line*. Le calibrage prend alors l'appellation « TRM », c'est-à-dire *Thru-Reflect-Match*. Le calibre « *Match* » est tout simplement une charge étalon et à large bande.

Le calibrage « TRL » réalise les mesures et les calculs des douze facteurs de correction d'une façon similaire au calibrage « SOLT » (dix facteurs en omettant l'isolation) mais toutefois avec d'autres calibres et d'autres algorithmes de calcul. Le calibrage « TRL » a deux variantes :

- « *True TRL* » *Calibration* : ce calibrage nécessite un analyseur de réseau vectoriel qui dispose de quatre récepteurs de mesure (voir figure 65) ;
- « *TRL** » *Calibration* : ce calibrage a été mis au point pour les analyseurs de réseaux vectoriels qui ne disposent que de trois récepteurs de mesure (voir figure 64).

Two-Port Calibration « LRL » Line-Reflect-Line

Ce type de calibrage est une variante du « TRL ». Lorsqu'il n'est pas possible d'établir une connexion directe entre les deux ports de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel (*Thru Zero Length*), on doit alors insérer un calibre *Thru* dont l'impédance et la longueur d'onde électrique sont parfaitement connues. Par extension, le calibre *Thru* peut être substitué à un calibre *Line* d'une longueur d'onde électrique différente de celle du véritable calibre *Line* qui est utilisé dans la suite du calibrage. Pour des plages de mesures qui débutent à des radiofréquences de faibles valeurs, le calibre *Line* peut être substitué par un calibre « *Match* » (charge étalon). Dans ce cas, le calibrage prend l'appellation « LRM » : *Load-Reflect-Match*.

Calibres utilisateurs pour calibrages « TRL », « TRM », « LRL » et « LRM » :

Ces calibres peuvent être fabriqués par l'utilisateur, en particulier pour des dispositifs sous test qui sont raccordé par l'intermédiaire de ligne micro-ruban. Il suffit de réaliser avec soin quelques lignes de transmission de différentes longueurs dont on peut parfaitement caractériser l'impédance et la longueur d'onde électrique.

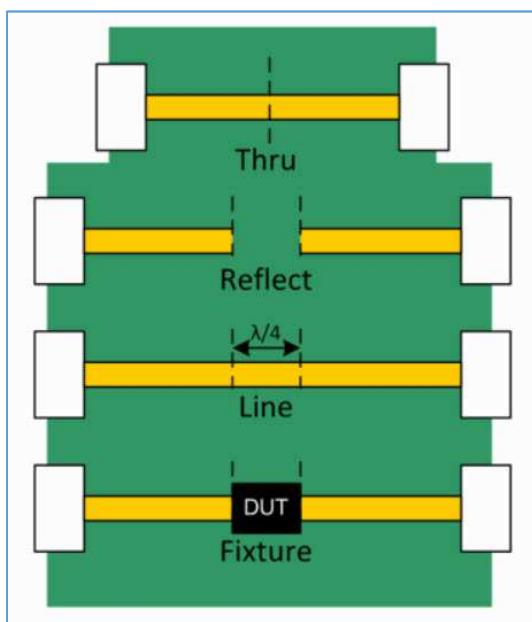


Fig. 144 : Principe de fabrication d'un kit de calibrage « TRL » avec lignes micro-rubans sur circuit imprimé. Source : Copper Mountain Technologies, Fabricating and Using a PCB-Based TRL Pattern with a CMT VNA ; July 2016.

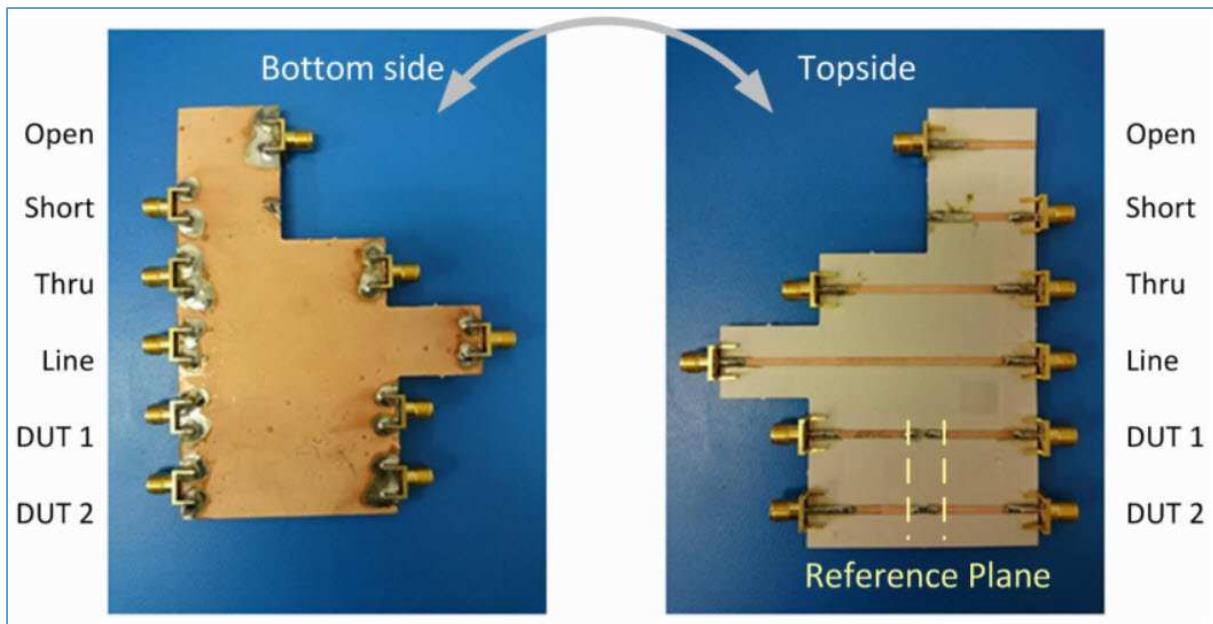


Fig. 145 : Réalisation pratique d'un kit de calibrage « TRL » avec lignes micro-rubans sur circuit imprimé. Source : Copper Mountain Technologies, Fabricating and Using a PCB-Based TRL Pattern with a CMT VNA ; July 2016.

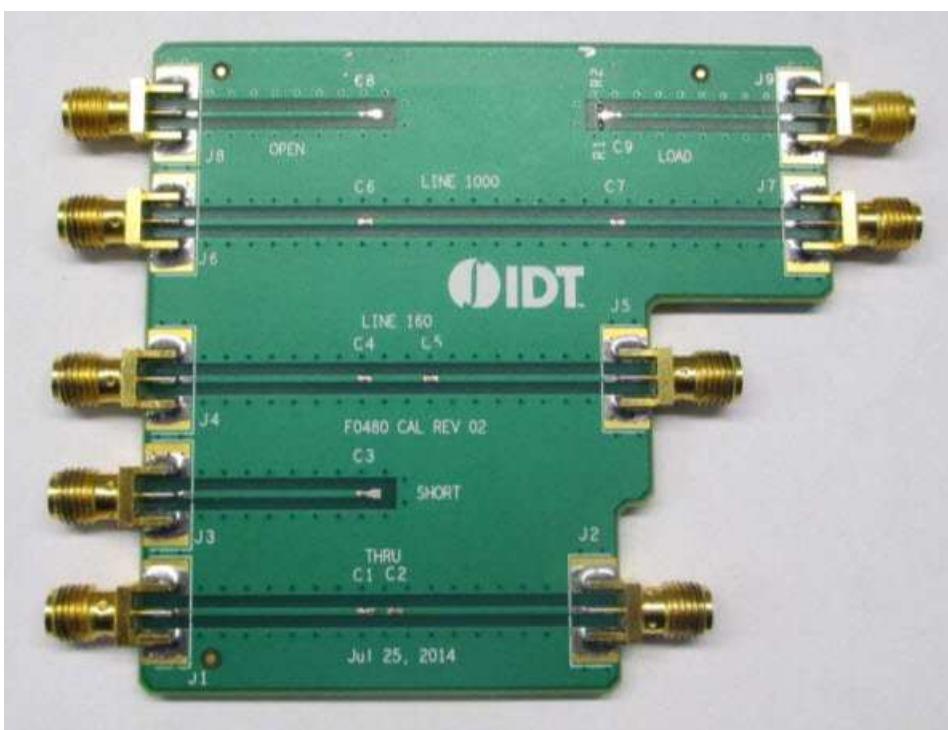


Fig. 146 : Kit de calibrage « TRL » (lignes micro-rubans) avec calibres *Short*, *Open*, *Load*, *Thru*, et deux calibres *Line* de longueurs différentes. Source : IDT Corporate Headquarters 6024 Silver Creek Valley Road, San Jose, CA 95138 USA ; Application Note AN-874, Using the TRL Calibration Board for the F0480 Matched Broadband RF VGA.

Kits de calibrage « TRL » pour lignes coaxiales :



Fig. 147 : Kit de calibrage « TRL » APC7 HP 85050C. Source : Wisconsin Parts Database.



Fig. 148 : Kit de calibrage « TRL » APC 3.5 HP 85052C. Source : Axiom Test Equipment 2610 Commerce Way Vista, CA 92081 USA.

Exemple de calibrage « TRL » pour un dispositif sous test avec raccordements par guides d'ondes :



Fig. 149 : À l'arrière-plan de gauche à droite, adaptateur coaxial / guide d'onde, APC 2.4 / WR28 (26,5 GHz – 40 GHz) HP R281A, calibre *Line* de 5 cm HP R896B, adaptateur HP R281A. À l'avant plan, à gauche : calibre de « court-circuit » WR28, à droite : tranche de guide d'onde WR28 (*Shim*) dont l'épaisseur de 2,99 mm correspond à $\lambda/4$ pour une fréquence moyenne de la bande Ka. Photo : ON4IJ.



Fig. 150 : Calibrage « *Thru* » où les deux brides des adaptateurs guide d'onde sont placées bout à bout. La longueur du « *Thru* » est ici strictement zéro. Photo : ON4IJ.



Fig. 151 : Calibrage « *Reflect* » au moyen d'un « court-circuit » formé d'un obturateur plan et massif venant coiffer la bride de l'adaptateur coax/guide d'onde. Ce calibre est placé sur chacun des deux ports de mesure pour réaliser le calibrage des deux ports de mesure de l'analyseur. Photo ON4IJ.



Fig. 152 : Calibrage « *Line* » ; une entretoise guide d'onde (*Shim*) dont l'épaisseur de 2,9 mm représente une longueur d'onde électrique de $\lambda/4$ est intercalée entre les deux brides guide d'onde des adaptateurs. Photo : ON4IJ.



Fig. 153 : Vérification du calibrage « *TRL* » avec un calibre de segment de guide d'onde de 5 cm de longueur. Photo : ON4IJ.



Fig. 154 : Idem figure précédente, mais avec un calibre de segment de guide d'onde de 10 cm de longueur. Photo ON4IJ.



Fig. 155 : Dispositif sous test placé entre les deux adaptateurs coax/guide d'onde. Il s'agit ici d'un filtre passe-bande *equi-ripple* à 6 sections dont la bande passante est de 50 MHz et qui est centrée sur une fréquence de 31,025 GHz. Photo : ON4IJ.

Il existe encore d'autres types de calibrage mais ceux-ci deviennent pointus et sont souvent liés aux spécificités de l'analyseur de réseau vectoriel et des algorithmes des calibrages qui peuvent être sélectionnés dans les menus de l'appareil. On pourra trouver par exemple des calibrages du type « *Offset Short* », etc. et qui parfois sont particuliers aux guides d'ondes.

Comment effectuer le calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel lorsqu'on doit caractériser un dispositif sous test non insérable ?

Un dispositif sous test qui est non insérable est constitué de deux ports (entrée et sortie) qui sont équipés de connecteurs du même genre (deux connecteurs femelles ou deux connecteurs mâles) ou bien de connecteurs de type différents (par exemple un connecteur Type N à l'entrée et un connecteur SMA à la sortie). Dans ce cas de figure, les câbles de mesure doivent être équipés de connecteurs qui permettent le raccordement du dispositif sous test aussi bien à son entrée qu'à sa sortie. Jusqu'ici tout va bien, mais que faire lors de la procédure de calibrage où l'on doit à un moment donné raccorder les deux câbles de mesure entre eux afin de réaliser l'étape « *Thru* » ? On se retrouve dans la situation où on ne peut pas directement raccorder les deux câbles de mesure ensemble là où se situent les plans de référence pour effectuer les mesures. C'est la raison pour laquelle le dispositif sous test est appelé « non insérable ».

Dans ce cas de figure, une façon de raccorder les câbles de mesure entre eux est d'ajouter un adaptateur en « I » mais cela a pour conséquence un accroissement de la longueur de la ligne de transmission constituée par les câbles de mesure avec cet adaptateur en « I ». Il y a donc un déplacement des plans de référence entre le calibrage et la mesure après calibrage car un adaptateur en « I » n'est pas un « *Zero Length Thru* ».

Cette façon de procéder est satisfaisante s'il y a peu d'exigences sur la précision des mesures ou bien si l'on effectue des mesures sur une plage de radiofréquences de faibles valeurs où la longueur du *Thru* devient insignifiante vis-à-vis de la longueur d'onde à la fréquence de mesure.

Méthodes de calibrage pour caractériser un dispositif sous test non insérable :

Utilisation d'un adaptateur *Thru* caractérisé :

Lors d'un calibrage « SOLT » *Full Two-Port*, on peut utiliser un calibre *Thru* constitué d'un adaptateur en « I » et dont on connaît parfaitement la longueur d'onde électrique et la perte d'insertion. Toutefois, cet adaptateur doit être de haute qualité (*Metrology Grade*), c'est-à-dire qu'il doit avoir une impédance parfaite ou, autrement dit, que le SWR intrinsèque de l'adaptateur soit extrêmement faible. En effet, les réflexions d'ondes amenées par l'adaptateur ne peuvent pas être corrigées. Lorsqu'on utilise un tel adaptateur lors du calibrage, on doit encoder ses caractéristiques dans les définitions du kit de calibrage qui sont mémorisées dans l'analyseur de réseau vectoriel. On peut ainsi définir un kit de calibrage utilisateur où les définitions des calibres *Short*, *Open* et *Load* sont recopiées et où l'on encode les caractéristiques de l'adaptateur en « I » pour le calibre *Thru*.

Calibrage avec échange d'adaptateurs de même longueur d'onde électrique (*Swapping Equal Adapters*) :

Ce type de calibrage est particulièrement utile lorsque le dispositif sous test est équipé du même type de connecteurs et du même genre, par exemple deux connecteurs Type N femelles ou bien deux connecteurs SMA femelles ou bien deux BNC femelles.

Dans nos applications radioamateur, c'est généralement cette situation que l'on rencontre pour caractériser un filtre, un préamplificateur d'antenne, une cavité, un duplexeur, un circulateur, un coupleur hybride, un diviseur de puissance, un séparateur de puissance, un coupleur d'antennes, un atténuateur variable, un *DC-Block*, un relais coaxial, un interrupteur coaxial, un *Transfer Switch*, un câble coaxial de raccordement entre un *transceiver* et un linéaire, une grande longueur de câble coaxial qui est destiné à devenir un *feeder* d'antenne, etc. Tous ces dispositifs sont généralement équipés du même type de connecteurs et du même genre.

Note : il est parfois très utile de vérifier des câbles coax sur un analyseur de réseau vectoriel car c'est là que l'on voit si les connecteurs ont été soigneusement assemblés sur les extrémités du câble, en particulier lorsqu'on sollicite mécaniquement le câble coax à la sortie du connecteur par de légères flexions ou torsions : la moindre imperfection d'assemblage se manifeste alors par des sauts et des disruptions brusques dans les courbes de réponses S_{21} et S_{11} ; « cela ne pardonne pas ! ». Si un connecteur a été assemblé sans respecter scrupuleusement les longueurs pour dénuder le câble, alors vous verrez apparaître des disruptions ou des échancrures dans les courbes de réponse qui peuvent atteindre plusieurs dB. Ce serait dommage que votre *feeder* d'antenne soit altéré d'une importante atténuation tout juste à la fréquence de travail de votre station. Croyez-moi, c'est du vécu par exemple dans des câbles de raccordement Type N / SMB en câble RG 316/U entre le connecteur d'antenne (Type N) et l'entrée d'un bloc HF (SMB) d'émetteurs/récepteurs industriels.

Le calibrage avec échange d'adaptateurs nécessite que ceux-ci soient de grande précision, parfaitement appariés en longueur d'onde électrique, et de même performance (SWR, perte d'insertion, etc.). La seule différence entre ces adaptateurs est le genre du connecteur qui va être raccordé au dispositif sous test et celui qui va permettre d'établir la connexion *Thru*. Voici deux exemples : le premier avec des adaptateurs APC7/Type N, le deuxième avec des adaptateurs Type N/Type N.

Premier exemple avec adaptateurs APC7/Type N :



Fig. 156 : Calibrage « SOLT » 1^{ère} partie S₁₁ *Short-Open-Load* avec adaptateur APC7/Type N mâle sur le 1^{er} port de mesure. Le dispositif sous test est non insérable avec deux connecteurs Type N femelles. Photo : ON4IJ.



Fig. 157 : Calibrage « SOLT » 2^{ème} partie S₂₂ *Short-Open-Load* avec adaptateur APC7/Type N mâle sur le 2^{ème} port de mesure. Photo : ON4IJ.



Fig. 158 : Calibrage « SOLT » 3^{ème} partie S_{21} et S_{12} *Thru* où l'adaptateur a été changé par un modèle APC7/Type N femelle sur le 2^{ème} port de mesure. Les deux câbles de mesure peuvent être connectés ensemble. Photo : ON4IJ.



Fig. 159 : Insertion du dispositif sous test où l'adaptateur APC7/Type N mâle a été replacé sur le 2^{ème} port de mesure. Photo : ON4IJ.

Deuxième exemple avec adaptateurs Type N/Type N :



Fig. 160 : Calibrage « SOLT » 1^{ère} partie S₁₁ Short-Open-Load directement sur le connecteur Type N mâle sur le 1^{er} port de mesure. Le dispositif sous test est non insérable avec deux connecteurs Type N femelles. Photo : ON4IJ.



Fig. 161 : Calibrage « SOLT » 2^{ème} partie S₂₂ Short-Open-Load sur le 2^{ème} port de mesure où a été placé un adaptateur Type N mâle/Type N femelle dont la longueur d'onde électrique correspond à celle du calibre Thru qui sera utilisé dans la 3^{ème} partie du calibrage. Photo : ON4IJ.



Fig. 162 : Calibrage « SOLT » 3^{ème} partie S_{21} et S_{12} *Thru* où l'adaptateur Type N mâle/Type N femelle a été changé par un modèle Type N femelle/Type N femelle de la même longueur d'onde électrique. Les deux câbles de mesure peuvent être connectés ensemble. Photo : ON4IJ.



Fig. 163 : Insertion du dispositif sous test où l'adaptateur Type N mâle/Type N femelle a été remplacé sur le 2^{ème} port de mesure. Photo : ON4IJ.

Remarque importante : dans la pratique réelle du calibrage par échange d'adaptateurs, la procédure « SOLT » doit commencer par l'étape « *Thru* » et être suivie par les étapes « *Open-Short-Load* ». On pourrait renommer ce calibrage par l'appellation « *TSOL* ». La raison de procéder dans cet ordre est simple : l'échange des adaptateurs s'effectue une seule fois et non pas deux fois.

Calibrage avec suppression d'adaptateur (*Adapter Removal Calibration*) :

Ce type de calibrage est le plus complet et offre la plus grande précision dans les mesures sur les dispositifs non insérables. Mais il faut que le *firmware* de votre analyseur de réseau vectoriel soit prévu pour supporter ce type de procédure de calibrage (ce qui est le cas pour les appareils HP 8753, HP 8720 et HP 8510). Dans cette méthode de calibrage, on utilise un adaptateur en « I » (*Thru*) qui a exactement les mêmes connecteurs que ceux du dispositif sous test. Par exemple, pour un dispositif sous test équipé de deux connecteurs Type N femelles, on utilisera un adaptateur en « I » Type N femelle/Type N femelle que l'on appellera « adaptateur de calibrage ». La longueur d'onde électrique de l'adaptateur de calibrage doit être connue avec une précision qui doit se situer en deçà d'un quart d'onde pour la fréquence la plus élevée de la plage de mesure. Cette longueur d'onde électrique doit être encodée dans l'analyseur, généralement sous le format d'un délai de groupe exprimé en picosecondes.

Dans le cas de figure où le dispositif sous test est équipé de connecteurs de types différents, par exemple un connecteur Type N et un connecteur SMA, l'adaptateur de calibrage sera donc du type « I » Type N/SMA dont la longueur d'onde électrique devra être encodée dans l'analyseur. Dans ce cas de figure, on devra utiliser deux kits de calibrage : un kit Type N et un kit SMA. Il en est de même pour les dispositifs sous test qui sont équipé à un 1^{er} port d'un raccordement par connecteur coaxial et à un 2^{ème} port d'un raccordement par guide d'onde (par exemple des préamplificateurs ou convertisseurs d'antenne paraboliques, LNA, LNB, LNC). Dans ce cas, l'adaptateur de calibrage sera du type coax/guide d'onde (*Waveguide-to-Coax Adapter*).

Procédure : pour un calibrage avec suppression d'adaptateur, il faut réaliser deux calibrages *Full Two-Port*.

Pour le premier calibrage, on place l'adaptateur de calibrage sur le deuxième port de mesure et on procède à un calibrage « SOLT » *Full Two-Port* ; les résultats sont enregistrés dans un premier registre de mémoire (*Cal Set 1*).

Pour le deuxième calibrage, on place l'adaptateur de calibrage sur le premier port de mesure et on procède à un calibrage « SOLT » ; les résultats sont enregistrés dans un deuxième registre de mémoire (*Cal Set 2*).

Pour terminer le calibrage avec suppression d'adaptateur, un algorithme de l'analyseur prend les données enregistrées dans les deux registres de mémoire et calcule un nouveau jeu de facteurs de correction qui a la particularité d'éliminer tous les effets qui ont été amenés par l'adaptateur de calibrage. Pour réaliser ce calcul, l'utilisateur presse une succession de touches de fonction :

[CAL] [MORE] [MODIFY CAL SET] [ADAPTER REMOVAL]. Ensuite on enlève l'adaptateur de calibrage et on raccorde le dispositif sous test pour directement effectuer les mesures.

Dans le cas où le dispositif sous test est du type coax/guide d'onde, le calibrage du côté coax sera du type « SOLT » et celui du côté guide d'onde peut être d'un autre type, par exemple « *Offset Short* », etc.

Comment déterminer la longueur d'onde électrique d'un adaptateur de calibrage ?

Cette mesure consiste à mesurer le délai de groupe de cet adaptateur. On commence par effectuer le calibrage d'un seul port de mesure (S_{11} *One-Port Cal*), méthode « SOL ». Le port de mesure doit être calibré dans des conditions où le connecteur du port de mesure peut directement accueillir celui de l'adaptateur de calibrage. Ensuite l'adaptateur de calibrage est raccordé au port de mesure et on place un calibre de court-circuit à son autre extrémité. On procède ensuite à la mesure du délai de groupe de l'adaptateur de calibrage en sélectionnant la fonction [PHASE], [RESPONSE MENU], [ELECTRICAL DELAY], ensuite on agit sur le réglage du délai [REFERENCE VALUE] jusqu'à obtenir une trace centrée sur l'écran. La lecture du résultat sur l'analyseur représente le double du délai de groupe de l'adaptateur (onde réfléchie aller-retour). Il suffit de diviser par deux la lecture du délai pour obtenir celui de l'adaptateur de calibrage.

Calibrage « Unknown Thru », « SOLR » *Short-Open-Load-Reciprocal Thru* :

Ce type de calibrage est un dérivé des méthodes « SOLT » et « TRL ». L'appellation « *Reciprocal Thru* » signifie que les caractéristiques de transmission S_{21} et S_{12} sont identiques ($S_{21} = S_{12}$). D'une façon implicite, le *Reciprocal Thru* doit avoir les mêmes caractéristiques d'impédance à ses deux extrémités ($S_{11} = S_{22}$). Tous les analyseurs de réseaux vectoriels ne sont pas dotés des algorithmes de calcul pour ce type de calibrage mais il est possible d'exporter les données des mesures réalisées lors du calibrage vers un ordinateur qui calcule les facteurs de correction. Ceux-ci sont ensuite importés vers l'analyseur pour effectuer les corrections nécessaires lors des mesures.

Lors d'un calibrage « SOLT », le *Thru* doit être idéalement un « *Zero Length Thru* », mais cela n'est pas réalisable quand on doit caractériser un dispositif non insérable. Dans ce cas on est bien obligé de recourir à un adaptateur en « I » dont on peut caractériser son délai de groupe et sa perte d'insertion. Ces deux caractéristiques peuvent être encodées dans l'analyseur de réseau vectoriel pour qu'elles soient soustraites lors de l'étape « *Thru* » du calibrage « SOLT » sous condition que l'adaptateur *Thru* soit de haute qualité (*Metrology Grade*). À titre d'exemple, le délai de groupe de l'adaptateur peut être soustrait en utilisant la fonction « extension des ports de mesure » (*Port Extension*) : tout se passe comme si l'on utilisait un « *Line Stretcher* » (ligne coaxiale étirable) ; rappelez-vous son utilisation qui a été décrite page 31 à propos des premiers *Transmission Test Set* et *Reflection Test Set* utilisés avec l'analyseur HP 8410 et rappelez-vous la description de la matrice S' (page 20) exprimant le déphasage amené par un segment de ligne de transmission.

En revanche en ce qui concerne les imperfections d'adaptation d'impédance de l'adaptateur *Thru* vis-à-vis des ports de mesure (*Load Port Match*), ces imperfections ne peuvent pas être compensées dans le cadre d'un calibrage « SOLT » à l'étape « *Thru* ». Ces imperfections se manifestent lors des mesures sur le dispositif sous test : on le constate sur les courbes de réponse par des ondulations parasites (*Ripple*).

Le calibrage « *Unknown Thru* » « SOLR » est effectué d'une manière similaire au calibrage « SOLT » en ce qui concerne les étapes « SOL ». Le « *Unknown Thru* » est ensuite mesuré par l'analyseur ». Il y a une étape supplémentaire qui consiste à encoder dans l'analyseur le déphasage amené par le « *Unknown Thru* » sous le format d'un délai de groupe. La longueur d'onde électrique du « *Thru* » doit être connue avec une précision qui se situe en deçà d'un quart d'onde à la fréquence la plus élevée de la mesure. L'algorithme de calibrage tient compte de ces caractéristiques à l'étape « *Thru* ». Un avantage de cette méthode est que le « *Thru* » peut être équipé de n'importe quels connecteurs et il y a ni contrainte de longueur ni de forme sur le « *Thru* ».

Ce type de calibrage convient donc pour les mesures de dispositifs non insérables ou ceux dont les connecteurs sont éloignés l'un de l'autre ou encore où les connecteurs ne sont pas alignés dans le même axe. On utilise dans ce cas des « *Unknown Thru* » dont la longueur et la forme (parfois en forme de « L ») est calquée sur le chemin pour relier les positions des connecteurs du dispositif sous test.

On peut se demander d'où vient la raison de se compliquer la vie à ce point en ce qui concerne la longueur et la forme d'un « *Unknown Thru* ». L'explication est purement technologique : lorsque l'on doit faire subir à un câble de mesure un mouvement de courbure pour déplacer l'extrémité de celui-ci, on constate des différences de phase comme si ce câble était rallongé ou raccourci par les effets de la différence de courbure. Ce phénomène devient critique aux microondes. L'utilisation d'un « *Unknown Thru* » de dimension et d'une forme appropriée permet de réaliser le calibrage avec les câbles de mesure dans une position identique à celle qui existera lors du raccordement du dispositif sous test.

Il y aurait encore beaucoup à dire sur les calibrages des analyseurs de réseaux vectoriels (par exemple le calibrage *Offset Short*, *Multiple Offset Short*, *Multiple Line Length*, le calibrage avec un bolomètre *Power Meter*, etc.) : le sujet est vaste et il existe de nombreuses publications dédiées à ce sujet. Nous ne pouvons pas tout expliquer dans le cadre de cet article, en revanche les différentes méthodes qui ont été décrites peuvent vous donner un aperçu représentatif de cette science. Nous examinerons cependant le calibrage avec un bolomètre *Power Meter*, lorsque nous décrirons plus loin les mesures de compression de 1 dB de gain d'un préamplificateur sous test.

Un analyseur de réseau vectoriel est-il capable de caractériser le comportement non linéaire d'un dispositif sous test ?

Jusqu'à présent tous les exemples des mesures qui ont été décrites ci-dessus s'appliquent à des dispositifs sous test qui ont un comportement linéaire, c'est-à-dire que le signal récolté à la sortie de ces dispositifs sous test à deux ports ne subit aucune distorsion. Cela peut paraître comme une évidence sur des circuits électroniques passifs (filtres, atténuateurs, etc.) mais ce n'est pas toujours le cas. Par exemple un circulateur n'est pas exempt de défauts de linéarité : il y a un risque de production d'harmoniques. Lorsque le dispositif sous test est constitué d'un circuit électronique actif, il y a un risque plus évident de présence de distorsions sur le signal récolté à la sortie. Les radioamateurs sont bien conscients qu'il y a lieu de faire fonctionner un circuit actif dans sa région linéaire mais comment déterminer la plage linéaire de ce dispositif ? Examinons les mesures dans les régions linéaires et non linéaires.

ATTENTION !!!

**LORSQU'ON MESURE UN CIRCUIT
ACTIF SUR UN ANALYSEUR DE
RÉSEAU VECTORIEL ON NE DOIT
JAMAIS DÉPASSER LE NIVEAU
D'AMPLITUDE MAXIMALE ADMISSIBLE
À L'ENTRÉE DES RÉCEPTEURS DE
MESURE.**

NE JAMAIS DÉPASSER LE NIVEAU D'AMPLITUDE MAXIMALE ADMISSIBLE À L'ENTRÉE DU CIRCUIT ACTIF.

BIEN RÉGLER LE NIVEAU D'AMPLITUDE PRÉSENT AU PORT 1 DE SORTIE DU TEST SET. BIEN RÉGLER L'ATTÉNUATEUR DU PORT 1 QUI STIMULE LE CIRCUIT ACTIF.

TENIR COMPTE DES ATTÉNUIATIONS AMENÉES PAR LE TEST SET. ATTENTION ! UN TEST SET N'EST PAS UN AUTRE : VÉRIFIER LES DONNÉES FOURNIES PAR LE CONSTRUCTEUR.

PLACER DES ATTÉNUATEURS FIXES À BON ESCIENT DIRECTEMENT APRÈS LA SORTIE DU CIRCUIT ACTIF.

BIEN TENIR COMPTE DU GAIN DU CIRCUIT ACTIF.

LE GAIN S'EXPRIME EN dB. LE NIVEAU ABSOLU DE L'AMPLITUDE D'UN SIGNAL S'EXPRIME EN dBm.

Vous êtes bien prévenus ! Un niveau excessif crée des dommages irréversibles !

Test d'un préamplificateur radiofréquence à large bande :

Soit un préamplificateur HP 87405A dont la bande passante est comprise entre 10 MHz et 3 GHz et dont le gain nominal est de +24 dB. On veut caractériser ce préamplificateur au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C avec un *S-Parameter Test Set* HP 85046A ou HP 85047A.

Quelles précautions faut-il prendre avant de raccorder le préamplificateur ?

Les différents *Test Set* ont les caractéristiques suivantes :

Table 1. Power available at the test ports with the 85046/7A S-Parameter Test Sets

	85046A Test Set	3 GHz	6 GHz
Maximum attenuation from RF input to port 1, 2	83 dB	73 dB	88 dB
Minimum attenuation from RF input to port 1, 2	13 dB	3 dB	18 dB
Maximum power level at port 1, 2	+7 dBm	+17 dBm	+2 dBm
Minimum power level at port 1, 2	-88 dBm	-78 dBm	-93 dBm
Nominal attenuation from port 2 to channel B	6 dB	16 dB	16 dB

Fig. 164 : Caractéristiques de niveau de puissance et d'atténuation des *S-Parameter Test Set* HP 85046A et HP 85047A. Source : HP Agilent Keysight, brochure de caractéristiques HP 85046/7A.

On peut mieux comprendre ces caractéristiques en examinant les schémas-blocs des deux figures ci-dessous.

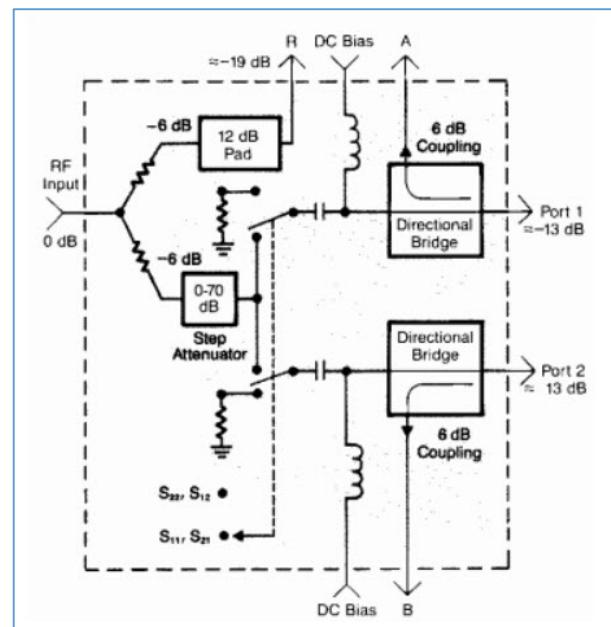


Fig. 165 : Schéma-bloc du S-Parameter Test Set HP 85046A. Source : HP Agilent Keysight, brochure de caractéristiques HP 85046/7A.

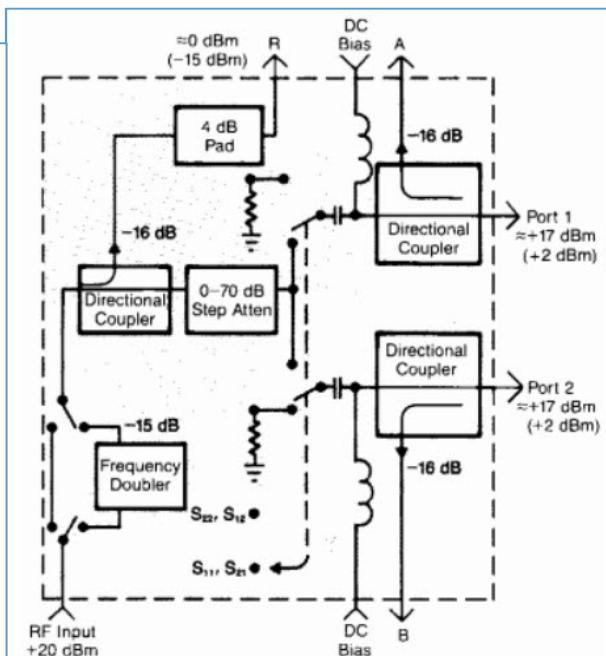


Fig. 166 : Schéma-bloc du S-Parameter Test Set HP 85047A. Source : HP Agilent Keysight, brochure de caractéristiques HP 85046/7A.

Lorsqu'on prévoit le raccordement d'un circuit actif sur un analyseur de réseau vectoriel, la bonne connaissance du niveau d'amplitude est vitale depuis l'entrée radiofréquence du *Test Set* jusqu'aux ports de mesure. Il y a donc lieu d'examiner le parcours du signal à travers le *Test Set* et de bien relever les différentes atténuations sur ce parcours car celles-ci ne sont pas les mêmes selon la configuration du système. Ensuite, il faut bien connaître les paramètres de niveau d'amplitude de la source de l'analyseur de réseau vectoriel lui-même.

Prenons l'exemple d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C et relevons les paramètres importants qui sont relatifs aux niveaux des amplitudes des signaux.

- Plage du niveau d'amplitude de la source du signal : de +20 dBm à -5 dBm ;
- Plage du niveau d'amplitude acceptée par les récepteurs de mesure :
 - o Canal R : de 0 dBm à -35 dBm ;
 - o Canal A ou B : de 0 dBm à -100 dBm.
 - o Remarque : la meilleure précision de mesure est atteinte lorsque le niveau d'amplitude se situe en dessous de -10 dBm.

Pour l'analyseur de réseau vectoriel que vous avez à votre QRA et que vous utilisez, il faut impérativement se renseigner sur les paramètres des niveaux d'amplitudes en allant lire attentivement le manuel de votre appareil.

Le préamplificateur HP 87405A que nous voulons tester a un gain annoncé de +24 dB. Pour caractériser ce préamplificateur dans des conditions de petits signaux, c'est-à-dire dans sa région linéaire, il faut connaître le niveau d'amplitude maximale que nous pouvons lui injecter à son entrée. Pour cela, nous avons un point de repère qui est la caractéristique du niveau de compression de gain de 1 dB pour ce préamplificateur, c'est-à-dire le début de sa région non linéaire. Le constructeur nous indique un niveau de +4 dBm à la sortie pour une compression de 1 dB. Comme le gain est de +24 dB, le niveau désiré à l'entrée devra être situé en dessous de $+4 \text{ dBm} - 24 \text{ dB} = -20 \text{ dBm}$. Prenons une marge de sécurité de -10 dB en dessous du niveau de -20 dBm pour caractériser le préamplificateur bien en deçà de son niveau de compression de 1 dB et nous arrivons à un niveau de signal maximum désiré à l'entrée du préamplificateur de $-20 \text{ dBm} - 10 \text{ dB} = -30 \text{ dBm}$.

Procédure du paramétrage de l'analyseur de réseau vectoriel :

Le niveau d'amplitude de sortie de la source de l'analyseur HP 8753C est par défaut (*Preset*) mis à une valeur de 0 dBm. Prenons le cas de figure d'un *S-Parameter Test Set* HP 85047A : l'atténuation entre l'entrée radiofréquence et le Port 1 de mesure lors d'une utilisation dans la gamme de 3 GHz est de -3 dB. Cela veut dire que par défaut, on aura un niveau d'amplitude au Port 1 de -3 dBm ; c'est beaucoup trop pour l'entrée du préamplificateur. C'est la raison pour laquelle on va devoir agir sur le réglage de l'atténuateur variable (par pas de 0 dB à -70 dB) pour pouvoir diminuer le niveau du signal au Port 1. Sur l'analyseur HP 8753C (qui pilote automatiquement le *Test Set* HP 85047A), on active la touche de fonction [ATTENUATOR PORT 1] et on règle l'atténuation à une valeur de -30 dB. Cela va donc diminuer le niveau du signal au Port 1 à une valeur de $-3 \text{ dBm} - 30 \text{ dB} = -33 \text{ dBm}$, ce qui est parfait pour être appliqué à l'entrée du préamplificateur que nous voulons mettre sous test.

Examinons à présent le niveau du signal qui va être reçu par le Port 2 de l'analyseur. Comme le gain du préamplificateur sous test est de +24 dB et que le niveau du signal injecté à son entrée est de -33 dBm, nous aurons dans ces conditions à l'entrée du Port 2 un signal d'un niveau de $-33 \text{ dBm} + 24 \text{ dB} = -9 \text{ dBm}$. Comme l'atténuation du *Test Set HP 85047A* entre le Port 2 et l'entrée B de l'analyseur est de -16 dB, on aura un niveau de signal à l'entrée B de l'analyseur d'une valeur de :
 $-9 \text{ dBm} - 16 \text{ dB} = -25 \text{ dBm}$. Dans ces conditions, le niveau de -25 dBm présent à l'entrée B étant donc en dessous de -10 dBm, on se situe dans la plage de mesure donnant le maximum de précision.

Toutefois avant de raccorder le préamplificateur sur l'analyseur, nous allons anticiper le calcul des niveaux des signaux qui seront présents lors des mesures de compression 1 dB du préamplificateur sous test (gain +24 dB, compression 1 dB pour une sortie de +4 dBm), c'est-à-dire lors des mesures dans une région non linéaire du préamplificateur. Au Port 1, le niveau de -33 dBm (obtenu avec une atténuation de -30 dB au Port 1) devra être porté à -20 dBm, soit une augmentation de :

$-20 \text{ dBm} - (-33 \text{ dBm}) = +13 \text{ dB}$. On devra donc réduire l'atténuation au Port 1 qui était de -30 dB à une valeur de $-30 \text{ dB} + 13 \text{ dB} = -17 \text{ dB}$. Or l'incrément le plus petit de l'atténuateur au Port 1 est de 10 dB (de 0 dB à -70 dB) ; on choisira donc une atténuation de -20 dB à la place de -17 dB, ce qui correspond à une diminution d'atténuation de 10 dB (càd. $-30 \text{ dB} - (-20 \text{ dB})$). Le niveau du signal au Port 1 sera alors de $0 \text{ dBm} - 3 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = -23 \text{ dBm}$, c'est-à-dire le niveau de la source moins l'atténuation entre celle-ci et le Port 1 (-3 dB) moins l'atténuation au Port 1 (-20 dB). Pour obtenir un niveau de -20 dBm au Port 1, on devra donc augmenter le niveau de la source de 0 dBm jusqu'à une valeur de +3 dBm. Examinons ce qui se produit à l'entrée B de l'analyseur avec cette augmentation de +13 dB (diminution d'atténuation de +10 dB et augmentation de la source de +3 dB) : le niveau présent à l'entrée B qui était de -25 dBm va donc passer à un niveau de $-25 \text{ dBm} + 13 \text{ dB} = -12 \text{ dBm}$. Nous sommes toujours dans les conditions de mesures optimales donnant le maximum de précision, c'est-à-dire en dessous de -10 dBm.

Par mesures de sécurité, nous allons placer un atténuateur fixe de -20 dB directement à la sortie du préamplificateur sous test. En effet, si le niveau de compression 1 dB du préamplificateur sous test a lieu pour un niveau plus élevé que +4 dBm à sa sortie, le niveau du signal à l'entrée B de l'analyseur risque d'être plus élevé que -12 dBm et risque donc d'outrepasser le niveau de -10 dBm pour lequel on a un maximum de précision de mesure. Cette précaution de sécurité nous mettra aussi à l'abri du risque de dépasser le niveau d'amplitude maximale admissible aux entrées des récepteurs de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel.

Avec un atténuateur fixe de -20 dB directement raccordé à la sortie du préamplificateur sous test, on aura un niveau de signal présent à l'entrée B de l'analyseur de :

$-25 \text{ dBm} - 20 \text{ dB} = -45 \text{ dBm}$ pour les mesures en petits signaux et,
 $-12 \text{ dBm} - 20 \text{ dB} = -32 \text{ dBm}$ pour les mesures du point de 1 dB de compression.

Ces niveaux de signaux de -45 dBm et de -32 dBm sont tout-à-fait compatibles avec la plage de mesure des récepteurs de l'analyseur qui est comprise entre -100 dBm et 0 dBm (-10 dBm pour une précision maximale).

Si vous devez un jour caractériser un amplificateur de +40 dB de gain (ce qui est une valeur très élevée de gain), soyez particulièrement prudent de placer un atténuateur fixe directement à la sortie de cet amplificateur !

Pour mieux comprendre le parcours du signal, les schémas-blocs des deux figures suivantes illustrent les raccordements du préamplificateur sous test sur le *S-Parameter Test Set HP 85047A* (paramétré sur la gamme de 3 GHz).

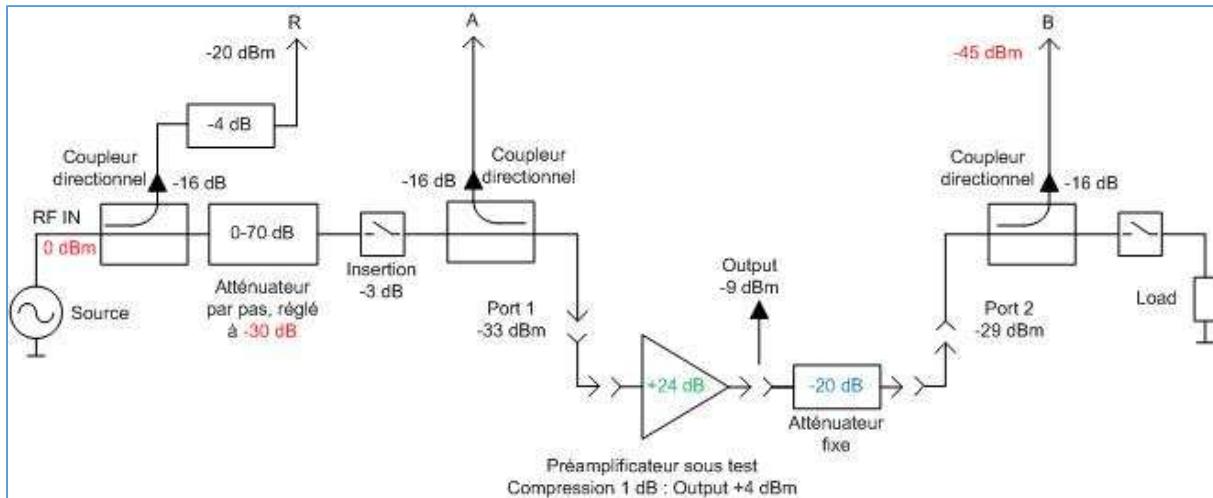


Fig. 167 : Schéma-bloc de raccordement d'un préamplificateur sous test sur un *S-Parameter Test Set* dans le but de caractériser le préamplificateur dans des conditions de petits signaux, c'est-à-dire dans sa région linéaire, bien en dessous du point de compression de 1 dB. Le niveau de la source est de 0 dBm, l'atténuation du Port 1 est de -30 dB, le gain du préamplificateur est de +24 dB. Un atténuateur fixe de -20 dB est placé directement à la sortie du préamplificateur sous test. Le niveau au récepteur de mesure B de l'analyseur de réseau vectoriel est de -45 dBm, c'est-à-dire bien en dessous du niveau maximum requis pour obtenir la meilleure précision de mesure. Remarque : la perte d'insertion de -3 dB du relais coaxial s'explique par sa configuration en commutateur à diodes PIN (*Positive Intrinsic Negative Diode*). Graphisme ON4IJ.

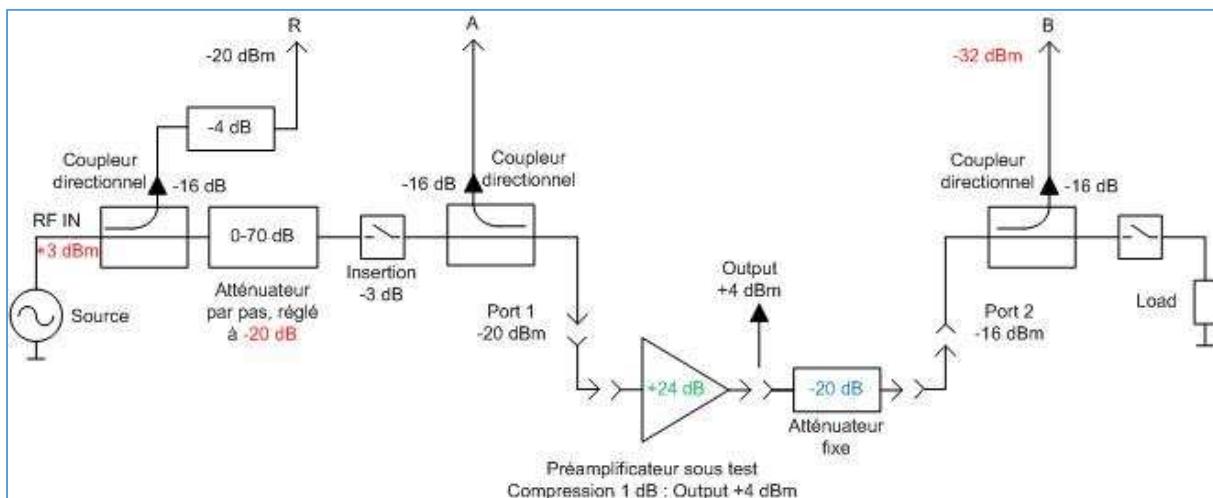


Fig. 168 : Idem que figure ci-dessus, mais pour des conditions de mesure du point de compression de 1 dB du préamplificateur sous test, c'est-à-dire dans sa région non linéaire. Le niveau de la source est de +3 dBm, l'atténuateur du Port 1 est de -20 dB et le niveau au récepteur de mesure B est de -32 dBm. Dans ces conditions, le niveau de l'amplitude à la sortie du préamplificateur sous test est de +4 dBm, ce qui correspond à son niveau de compression de 1 dB. Graphisme ON4IJ.

Attention : avant de raccorder le préamplificateur sous test aux ports de mesure, il faut impérativement paramétrier sur l'analyseur de réseau vectoriel le niveau de la source et l'atténuation du Port 1 !

Une fois que tous les paramètres sont réglés sur l'analyseur de réseau vectoriel pour déterminer les conditions de mesure, on procède à un calibrage utilisateur « SOLT » *Full Two-Port*.

Remarque importante en ce qui concerne le calibrage avec un atténuateur externe :

Si un atténuateur fixe doit être placé à la sortie du préamplificateur sous test, alors le calibrage de l'analyseur doit s'effectuer avec cet atténuateur externe raccordé sur le câble de mesure du Port 2. Les calibres sont placés d'une part sur l'extrémité libre du câble de mesure du Port 1 et d'autre part sur l'extrémité libre de l'atténuateur qui est raccordé sur l'extrémité du câble de mesure du Port 2.



Fig. 169 : Calibrage « SOLT » *Full Two-Port* avec atténuateur fixe de -20 dB placé sur le câble de mesure raccordé au Port 2 de l'analyseur de réseau vectoriel. Le dispositif sous test est un préamplificateur large bande HP 87405A de +24 dB de gain. Le dispositif est insérable car équipé d'un connecteur Type N femelle à l'entrée et d'un connecteur Type N mâle à la sortie. Le raccordement *Thru* s'effectue directement entre l'extrémité du premier câble de mesure raccordé au Port 1 de l'analyseur et l'entrée de l'atténuateur. Toutes les non linéarités et les imperfections d'adaptation de l'atténuateur seront corrigées lors des calculs des facteurs de correction lorsque le calibrage sera accompli.

Mesures du coefficient de transmission (gain et phase) du préamplificateur sous test :

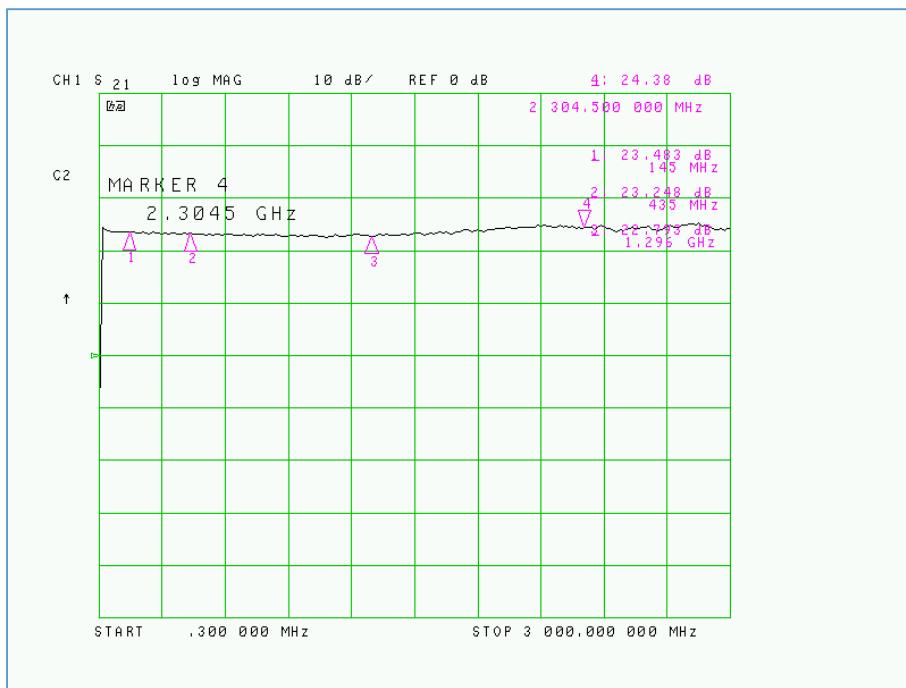


Fig. 170 : Mesure du gain (S_{21}) d'un préamplificateur large bande HP 87405A (10 MHz – 3 GHz). La linéarité du gain de ce préamplificateur est appréciable. Quatre marqueurs ont été placés aux fréquences utiles des bandes des radioamateurs en VHF, UHF et SHF. On relève un gain de 23,48 dB à 145 MHz, de 23,25 dB à 435 MHz, de 22,8 dB à 1296 MHz et de 24,38 dB à 2304,5 MHz. Cliché ON4IJ.

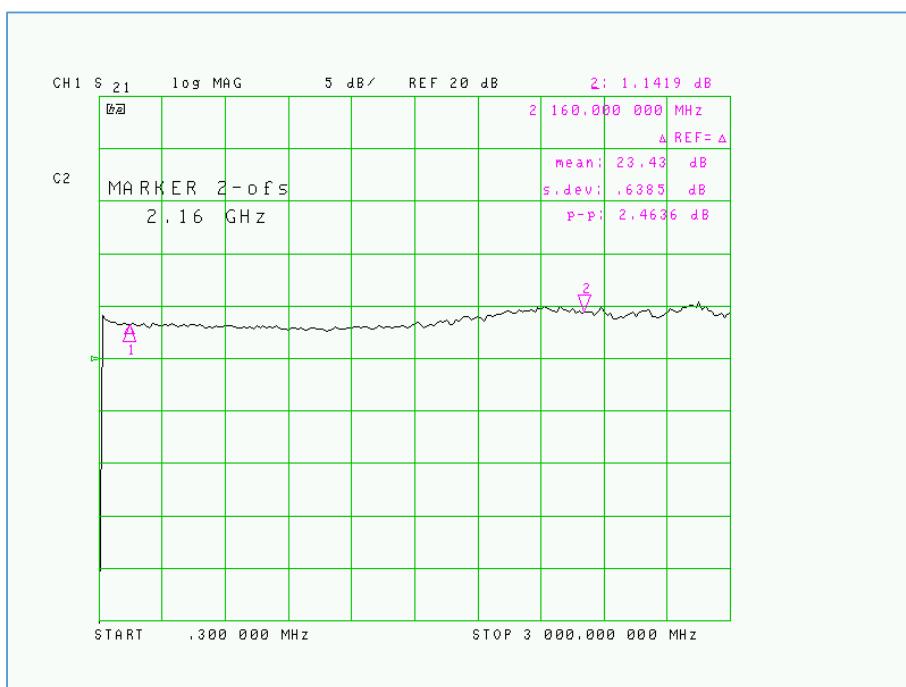


Fig. 171 : Idem que la figure précédente mais avec une échelle de 5 dB par division. Une fonction de statistique a été activée à l'analyseur pour relever automatiquement l'écart maximum de gain de 2,46 dB crête à crête qui a lieu entre les fréquences de 160 MHz et de 2,16 GHz ; le gain moyen est de 23,43 dB. Cliché ON4IJ.



Fig. 172 : Mesure de la phase du préamplificateur sous test. Celle-ci est parfaitement linéaire en fonction de la fréquence, mais c'est la mesure du délai de groupe (voir figure suivante) qui pourra confirmer la linéarité en phase. Cliché ON4IJ.

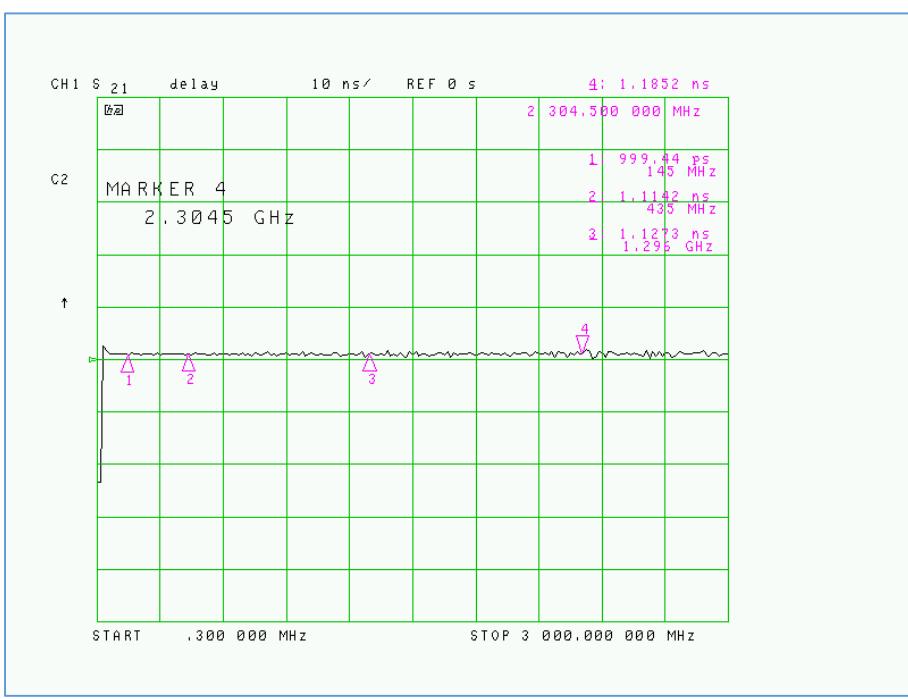


Fig. 173 : La mesure du délai de groupe donne une caractéristique de linéarité exemplaire avec les valeurs suivantes : 0,999 ns à 145 MHz, 1,114 ns à 435 MHz, 1,127 ns à 1296 MHz et 1,185 ns à 2304,5 MHz. Cliché ON4IJ.

Mesures du coefficient de réflexion (impédance et SWR) à l'entrée du préamplificateur sous test :

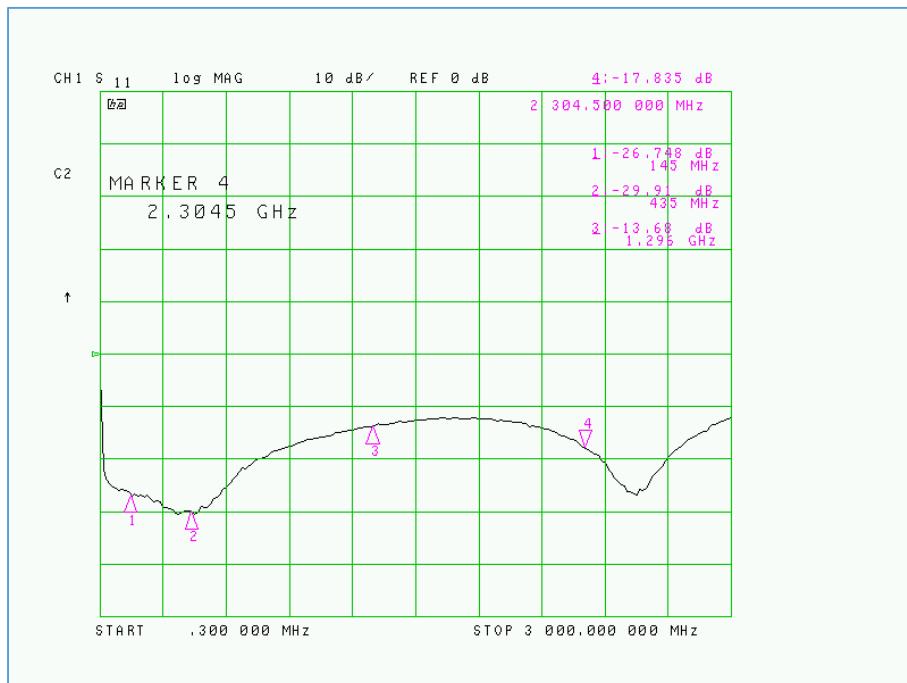


Fig. 174 : Mesure des pertes de retour (S_{11}) exprimées en dB à l'entrée du préamplificateur sous test.
Cliché ON4IJ.

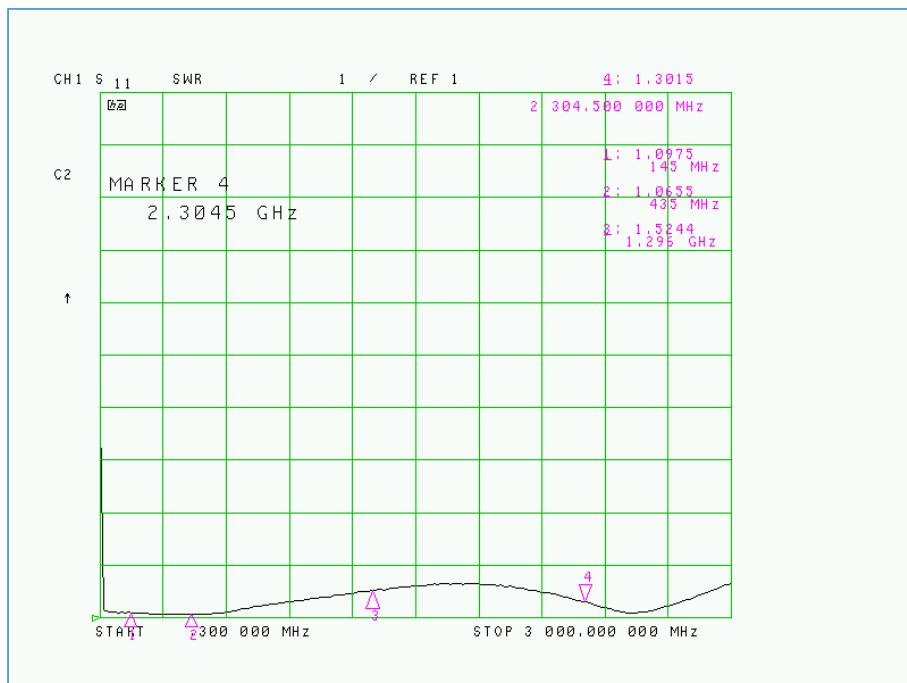


Fig. 175 : La mesure du SWR à l'entrée du préamplificateur est plus parlante : 1,097 : 1 à 145 MHz, 1,065 : 1 à 435 MHz, 1,52 : 1 à 1296 MHz et 1,3 : 1 à 2304,5 MHz. Cliché ON4IJ.

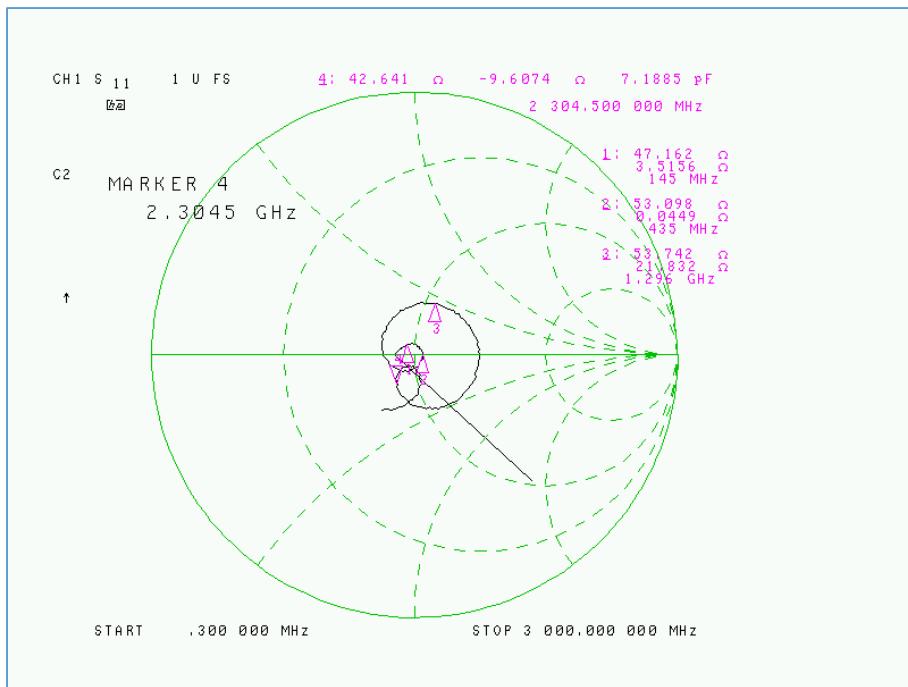


Fig. 176 : Mesure de l'impédance d'entrée (S_{11}) du préamplificateur affichée sur l'abaque de Smith. La figure suivante montre un agrandissement du centre de l'abaque en modifiant le facteur d'échelle de l'abaque. Cliché ON4IJ.

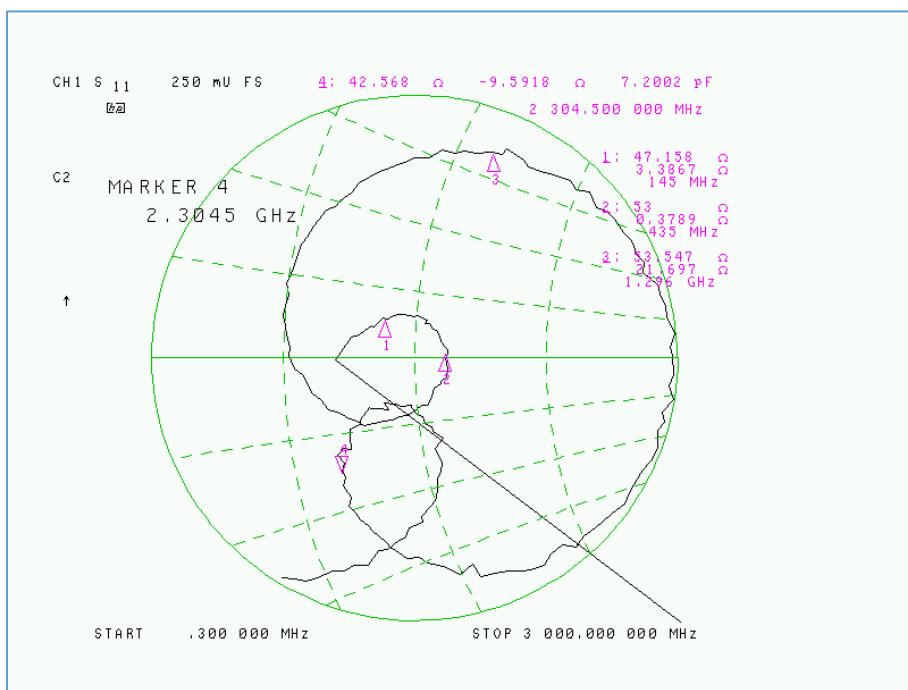


Fig. 177 : Idem que la figure précédente mais avec un facteur de zoom. L'impédance complexe à l'entrée du préamplificateur est de $47,15 + j3,4 \Omega$ à 145 MHz , $53 + j0,38 \Omega$ à 435 MHz , $53,55 + j21,7 \Omega$ à 1296 MHz et $42,57 - j9,59 \Omega$ à $2304,5 \text{ MHz}$. Cliché ON4IJ.

Mesures du coefficient de transmission inverse (isolation) du préamplificateur sous test :

Un préamplificateur idéal devrait avoir une caractéristique de transmission inverse (isolation) infinie, c'est-à-dire qu'aucun signal ne devrait être transmis en retour depuis sa sortie vers son entrée. Toutefois un signal d'onde réfléchie par la charge peut venir se présenter à la sortie du préamplificateur, traverser celui-ci en sens inverse, et venir interférer avec le signal utile qui lui est injecté à son entrée. C'est la raison pour laquelle la mesure de l'isolation a toute son importance.

Comme l'isolation est relativement importante dans un préamplificateur (ou dans un amplificateur en général) et qu'elle représente une certaine atténuation (quelques dizaines de dB), il n'y a plus besoin d'insérer un atténuateur à la sortie du préamplificateur. Cet atténuateur avait servi à protéger l'entrée du Port 2 de l'analyseur lors des mesures du coefficient de transmission dans le sens direct. Le fait d'enlever l'atténuateur permettra d'effectuer des mesures dans des bonnes conditions de plage dynamique. Toutefois, il faudra effectuer un nouveau calibrage « SOLT » *Full Two-Port* et cette fois-ci sans atténuateur.

Attention : lorsque l'atténuateur n'est plus présent à la sortie du préamplificateur, il n'est plus question que l'analyseur de réseau vectoriel effectue une mesure de transmission directe (S_{21}) ni une mesure du coefficient de réflexion (S_{11}) à l'entrée du préamplificateur ! Vous devrez donc être prudent de paramétrier à l'avance sur l'analyseur une mesure de transmission inverse (S_{12}) et éventuellement une mesure du coefficient de réflexion de la sortie du préamplificateur (S_{22}) sur le deuxième canal de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel. Veillez aussi à ne pas injecter à la sortie du préamplificateur un niveau excessif de signal. L'expérience peut montrer que ce niveau se situe en général en dessous de 0 dBm ; un niveau aussi faible injecté à la sortie d'un circuit actif ne constitue pas un risque majeur.

Note : comme la mesure d'isolation nécessite une grande plage dynamique, il est recommandé d'effectuer un calibrage « SOLT » *Full Two-Port avec isolation* en n'oubliant pas d'activer la fonction de calcul et d'affichage d'une valeur moyenne prises sur un nombre d'échantillons paramétrés (*Averaging*). On conseille aussi de diminuer la bande passante moyenne fréquence (*IF Bandwidth*) de l'analyseur de réseau vectoriel ; dans ce cas la vitesse de balayage en fréquence à l'écran sera réduite (*Sweep Time*).

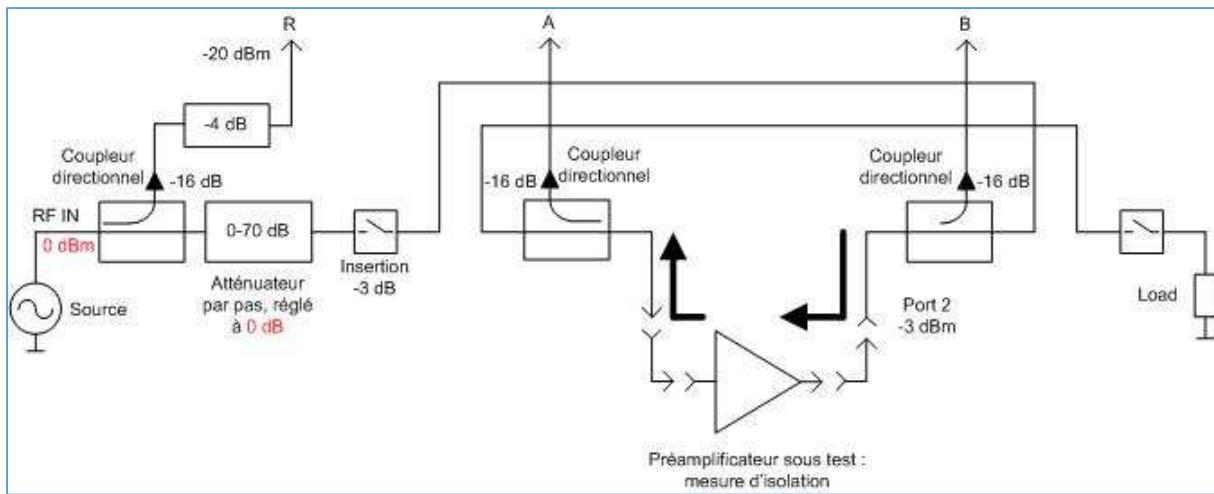


Fig. 178 : Schéma-bloc de raccordement d'un préamplificateur sous test sur un *S-Parameter Test Set* paramétré pour des mesures de transmission inverse S_{12} , c'est-à-dire des mesures d'isolation. Les conditions schématiques sont similaires pour les mesures du coefficient de réflexion S_{22} à la sortie du préamplificateur sous test. Graphisme ON4IJ.

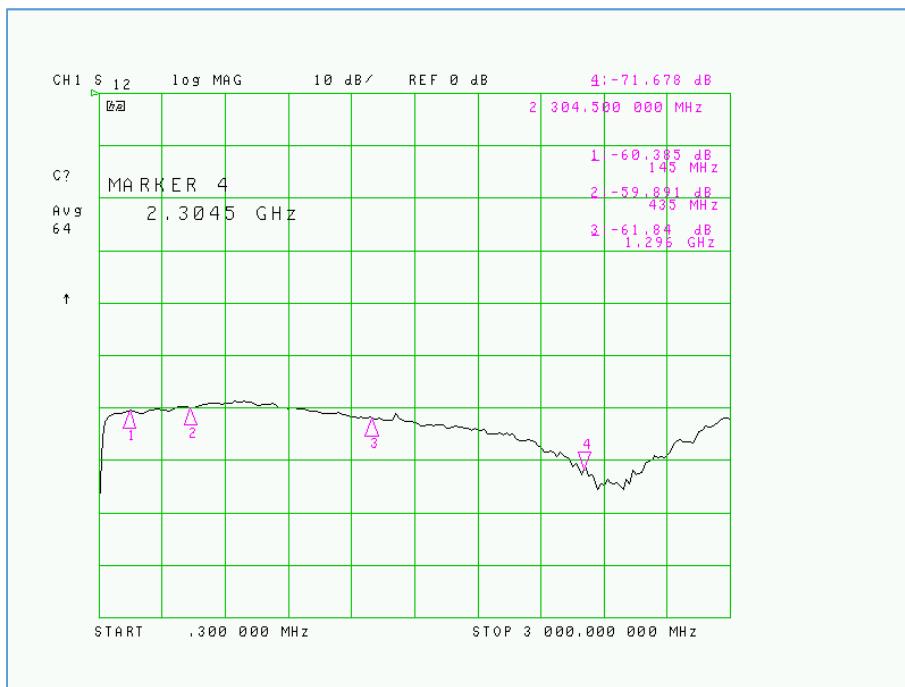


Fig. 179 : Mesure du coefficient de transmission inverse S_{12} (isolation) d'un préamplificateur à large bande. L'isolation est de -60,38 dB à 145 MHz, de -59,89 dB à 435 MHz, de -61,84 dB à 1296 MHz et de -71,69 dB à 2304,5 MHz. Ces mesures correspondent parfaitement avec celles qui sont publiées par le constructeur (-60 dB typique).

Mesures du coefficient de réflexion (impédance et SWR) à la sortie du préamplificateur sous test :

Ces mesures sont effectuées dans les mêmes conditions que celles qui sont décrites sur le schéma-bloc de la figure 178.

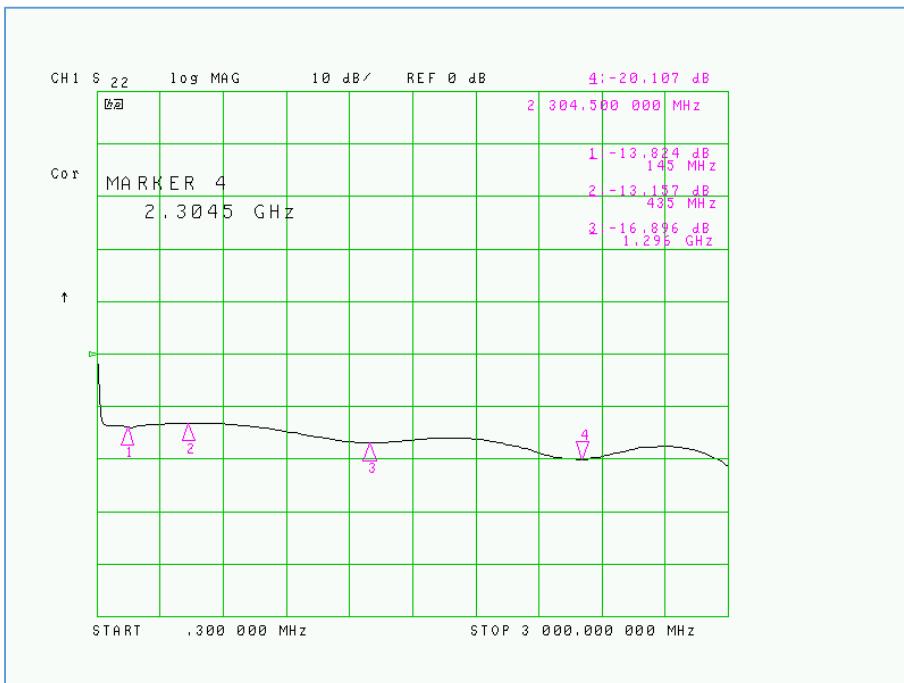


Fig. 180 : Mesure des pertes de retour (S_{22}) exprimées en dB à la sortie du préamplificateur sous test.
Cliché ON4IJ.

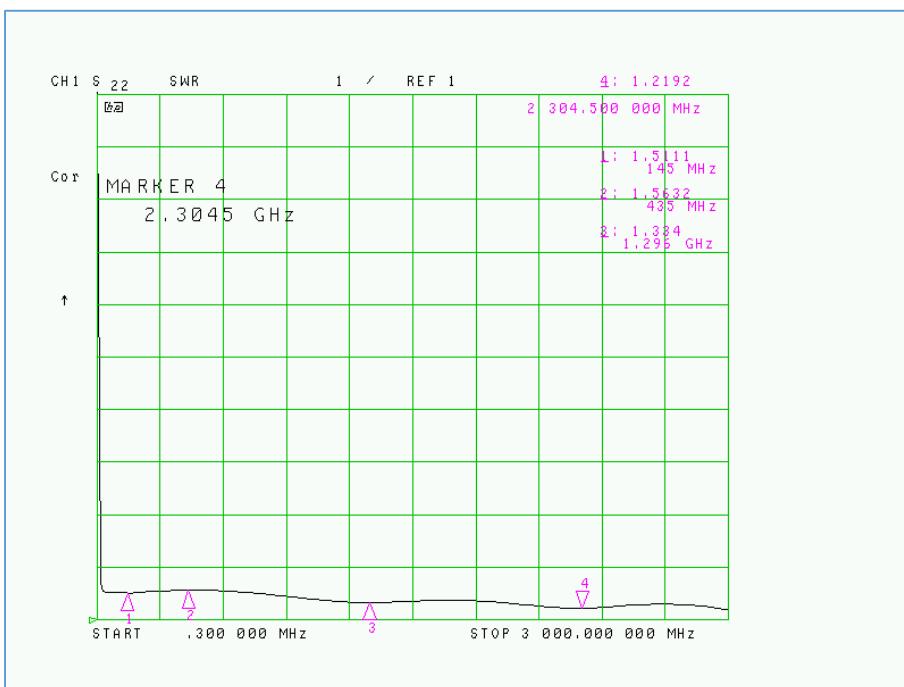


Fig. 181 : Mesure au format SWR (S_{22}) à la sortie du préamplificateur sous test. Cliché ON4IJ.

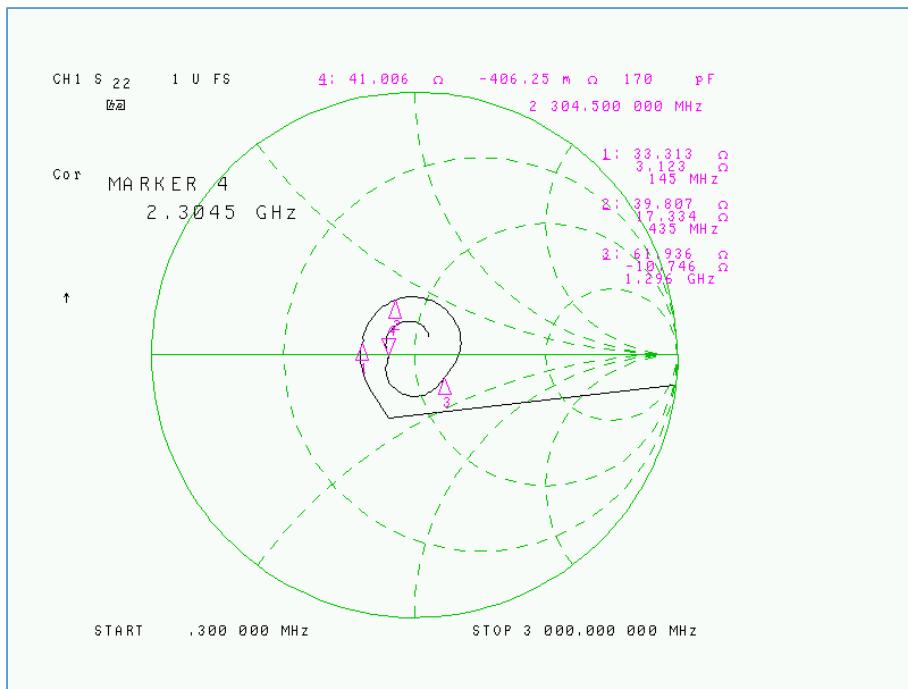


Fig. 182 : Mesure de l'impédance complexe (S_{22}) à la sortie du préamplificateur sous test ; affichage sur l'abaque de Smith. Cliché ON4IJ.

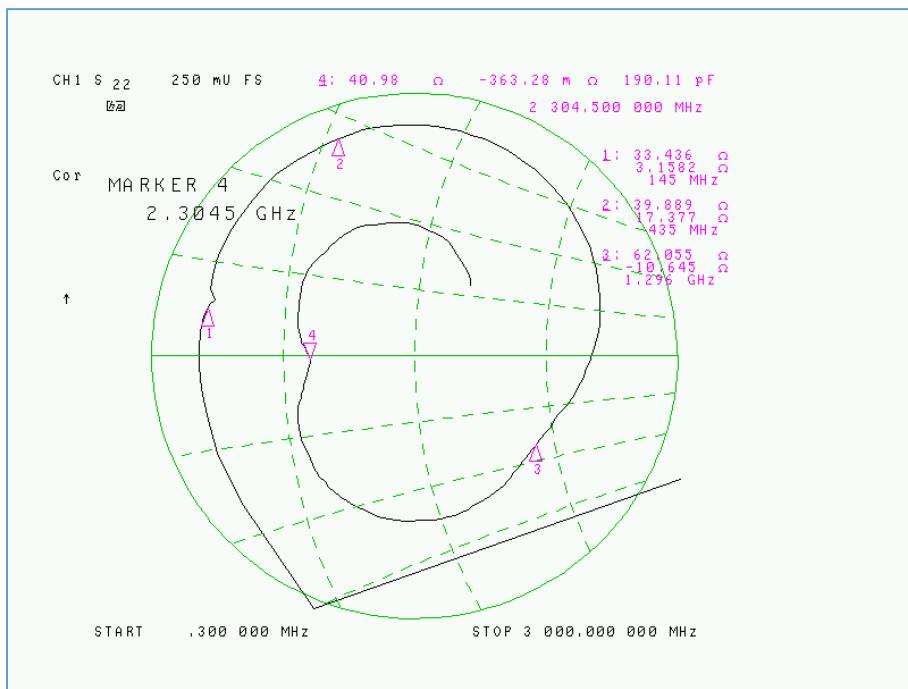


Fig. 183 : Idem que la figure précédente mais avec un facteur d'échelle permettant de mieux visualiser la partie centrale de l'abaque de Smith. Cliché ON4IJ.

Mesures dans la région non linéaire du préamplificateur sous test (compression 1 dB) :

Il y a deux manières de procéder aux mesures du point de 1 dB de compression du gain d'un préamplificateur sous test :

- mesure de la courbe de compression de gain dans une plage de fréquences (*Swept Frequency Gain Compression*) ;
- mesure de la courbe de compression de gain à une seule fréquence et dans une plage de niveaux d'amplitude, c'est-à-dire lors d'un balayage en puissance du signal dans le domaine du temps (*Swept Power Gain Compression*).

Pour effectuer ces mesures, le préamplificateur sous test sera raccordé selon les conditions de schéma de la figure 168.

Mesure de la compression de gain dans le domaine de la fréquence (*Swept Frequency Gain Compression*) :

Lors des mesures dans une région non linéaire d'un dispositif sous test, les procédés traditionnels de calibrage (SOL, SOLT, etc.) n'ont plus de sens significatif. Toutefois, le calibrage scalaire reste d'application : calibrage avec un « *Thru* ». Pour effectuer une mesure de compression de gain dans le domaine de la fréquence, nous devons connaître avec précision le niveau absolu de l'amplitude du signal qui sera injecté à l'entrée du préamplificateur sous test et ce niveau d'amplitude doit être parfaitement constant dans toute la plage des fréquences de mesure (*Leveling*).

Calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel avec un bolomètre (*Power Meter*) :

Un bolomètre (*Power Meter*), qu'est-ce que c'est ?

Un bolomètre (*Power Meter*) est un appareil de mesure de puissance radiofréquence dont le principe repose sur la dissipation de la totalité de la puissance d'un signal radiofréquence dans un élément résistif et sur la mesure de la quantité de chaleur qui lui est associée par l'intermédiaire d'un thermocouple. Dans les versions modernes, les bolomètres convertissent la puissance radiofréquence en un courant continu dont la lecture est effectuée sur un galvanomètre ou sur un voltmètre à affichage numérique. Un bolomètre est donc constitué à la base d'une ligne de transmission et d'une charge. La première source d'incertitude pour la mesure de la puissance radiofréquence est due à la désadaptation d'impédance du système de mesure. Technologiquement, les bolomètres sont constitués d'une sonde bolométrique (*Power Sensor*) et d'un système d'acquisition de mesure. Une sonde bolométrique doit offrir la meilleure adaptation d'impédance possible sur une large bande : cette sonde doit se comporter comme une charge étalon, ce qui est le cas pour des appareils de qualité. Toutefois, pour arriver à un maximum de précision, la sonde bolométrique est étalonnée par le constructeur dans un laboratoire de mesure spécialisé. Cet étalonnage consiste à relever la puissance réellement mesurée par la sonde à de multiples fréquences dans sa bande passante. Chaque sonde bolométrique est estampillée d'un tableau de facteurs de correction à plusieurs fréquences, parfois jusqu'à plus d'une vingtaine de valeurs.



Fig. 184 : Bolomètre (*Power Meter*) HP EPM-441A avec sonde (*Power Sensor*) HP 8485A, bande passante de 50 MHz à 26,5 GHz, étendue de mesure de 1 µW à 100 mW (de -30 dBm à +20 dBm). Photo : ON4IJ.



Fig. 185 : Sonde bolométrique (*Power Sensor*) illustrant le tableau des facteurs de correction en fonction de différentes fréquences. Photo : ON4IJ.

Les facteurs de correction de la sonde bolométrique sont encodés dans un registre mémoire de l'appareil de mesure. Avant d'effectuer des mesures, une fonction de mise à zéro et une fonction de calibrage sont effectuées ; la sonde est raccordée sur la sortie d'un calibreur intégré à l'appareil afin de calibrer la mesure sur une valeur à fond d'échelle de l'appareil et ensuite de vérifier la précision de la mesure sur une valeur repère.

Procédure de calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel avec un bolomètre (*Power Meter Cal*) :

La majorité des appareils de mesure disposent d'une interface de communication. En 1965 Hewlett-Packard a mis au point l'interface HP-IB (*HP Instrument Bus*) qui est rapidement devenue un standard industriel sous le nom de GPIB (*General Purpose Interface Bus*) et qui est définie par la norme IEEE-488 (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*). Actuellement en 2017, nous sommes plus habitués à une interface de communication entre un appareil de mesure et un ordinateur par une liaison USB (*Universal Serial Bus*). Toutefois, une liaison GPIB reste actuelle et permet de raccorder plusieurs instruments de mesure pour qu'ils puissent communiquer entre eux et s'échanger des données. C'est ce que nous allons réaliser pour relier un *Power Meter* à un analyseur de réseau vectoriel en vue d'effectuer un calibrage.



Fig. 186 : Raccordement d'un *Power Meter* HP 437B avec sonde HP 8482A pour effectuer un calibrage en niveau d'amplitude absolue (puissance) au Port 1 d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C.
Photo : ON4IJ.



Fig. 187 : Liaison entre appareils de mesure par l'intermédiaire de l'interface GPIB IEEE-488. À l'arrière de l'analyseur de réseau vectoriel, on peut observer un module d'interface GPIB/USB Prologix (boîtier carré de teinte jaune) pour permettre l'acquisition de captures d'écran de l'analyseur. Photo : ON4IJ.

Pour effectuer un calibrage avec un *Power Meter*, il faut d'abord paramétriser l'analyseur de réseau vectoriel de façon à ce que le niveau absolu présent au Port 1 du *Test Set* soit relativement proche du niveau désiré. Le préamplificateur que nous voulons tester atteint son point de compression de gain de 1 dB pour un niveau d'entrée de -20 dBm. Nous avons donc paramétré l'analyseur pour obtenir ce niveau (théorique) en tenant compte des atténuations du *Test Set* (voir figure 168). Le niveau de la source est réglé sur un niveau d'amplitude de +3 dBm et l'atténuateur du Port 1 est paramtré sur -20 dB de façon à obtenir un niveau de -20 dBm au Port 1 en tenant compte de l'atténuation de -3 dB du relais à diodes Pin. Ce niveau de puissance de -20 dBm est celui qui provoque une compression de gain de 1 dB du préamplificateur sous test.

On raccorde à présent la sonde de puissance sur l'extrémité du câble de mesure qui est relié au Port 1 de l'analyseur. Lors du calibrage, l'analyseur va effectuer un balayage en fréquence et, à chaque incrément de ce balayage, l'analyseur va interroger le *Power Meter* afin de connaître le niveau réel de l'amplitude présente au Port 1 là où est raccordée la sonde de mesure de puissance. L'analyseur va adapter le niveau de sa source de signal jusqu'à obtenir le niveau de consigne de puissance paramétrée (*Leveling*). Le niveau d'amplitude de la source de l'analyseur pour chaque incrément de fréquence va donc être enregistré dans une table qui va être sauvegardée dans un registre de mémoire de l'analyseur. Lors des mesures sur le dispositif sous test, le niveau de la source de l'analyseur sera automatiquement corrigé tout le long du balayage en fréquence pour maintenir un niveau réel et constant au Port 1 selon la consigne de puissance qui est paramétrée.

Voici comment procéder sur l'analyseur : activer les touches de fonction [CAL] [PWRMTR CAL] ; une invite à l'écran permet de paramétriser le niveau d'amplitude (puissance) de consigne : CAL POWER [-20 dBm] [ENTER]. Ensuite, il faut paramétriser le nombre de lecture de niveau de puissance que l'analyseur va requérir au *Power Meter* ; en général, une seule lecture suffit mais on peut en paramétriser plusieurs (en général deux ou trois) pour affiner le réglage de la source de l'analyseur : [NUMBER of READINGS] [1] [ENTER]. Ensuite on demande à l'analyseur d'effectuer le calibrage sur un seul balayage – d'autres options sont possibles – : [ONE SWEEP]. Ensuite on demande à l'analyseur d'effectuer une acquisition de mesure à partir des lectures de puissance effectuées par le *Power Meter* et communiquées par l'interface GPIB – ici aussi d'autres options sont possibles – : [TAKE CAL SWEEP]. L'analyseur effectue un balayage qui va durer quelques minutes car à chaque incrément de fréquence, tout un dialogue d'échange de données est établi entre l'analyseur et le *Power Meter*. Pendant toute la durée du balayage de calibrage, l'écran de l'analyseur affiche le message « WAIT -- TAKING POWER METER CAL SWEEP ». Lorsque le balayage de calibrage est terminé, l'écran de l'analyseur affiche le message « POWER METER CALIBRATION DONE ». L'écran affiche dès lors un statut de calibrage « PC », ce qui signifie « *Power Calibrated* ».



Fig. 188 : Message « WAIT -- TAKING POWER METER CAL SWEEP » lors du balayage du calibrage avec *Power Meter*. Photo : ON4IJ.

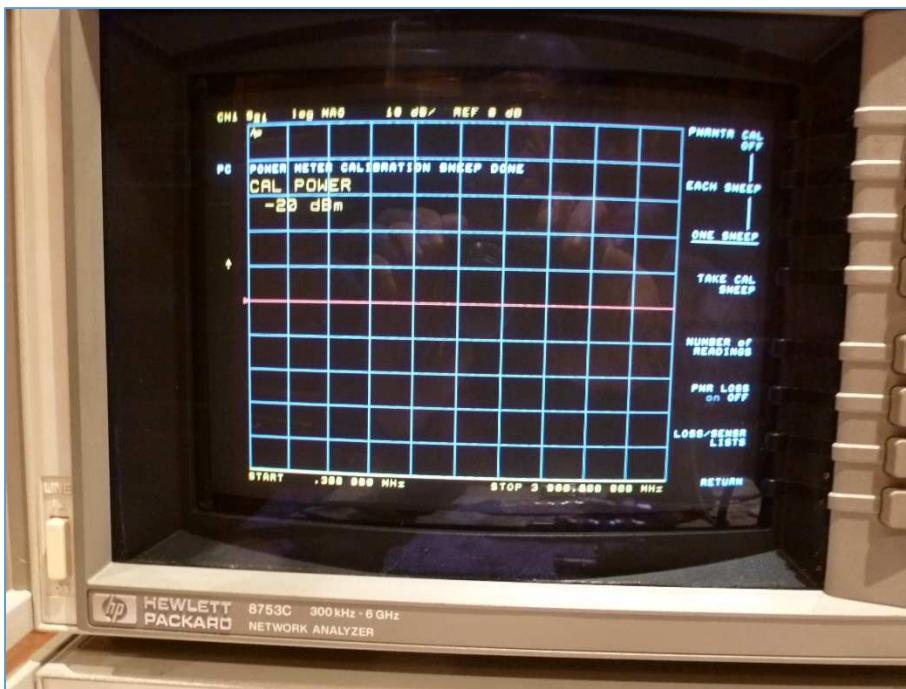


Fig. 189 : Message « POWER METER CALIBRATION SWEEP DONE » lorsque le balayage du calibrage avec *Power Meter* est accompli. Photo : ON4IJ.

Relevés des mesures de la compression de gain dans le domaine de la fréquence (Swept Frequency Gain Compression) du préamplificateur sous test :

Un atténuateur fixe est placé à la sortie du préamplificateur et le tout est raccordé aux ports de l'analyseur de réseau vectoriel.

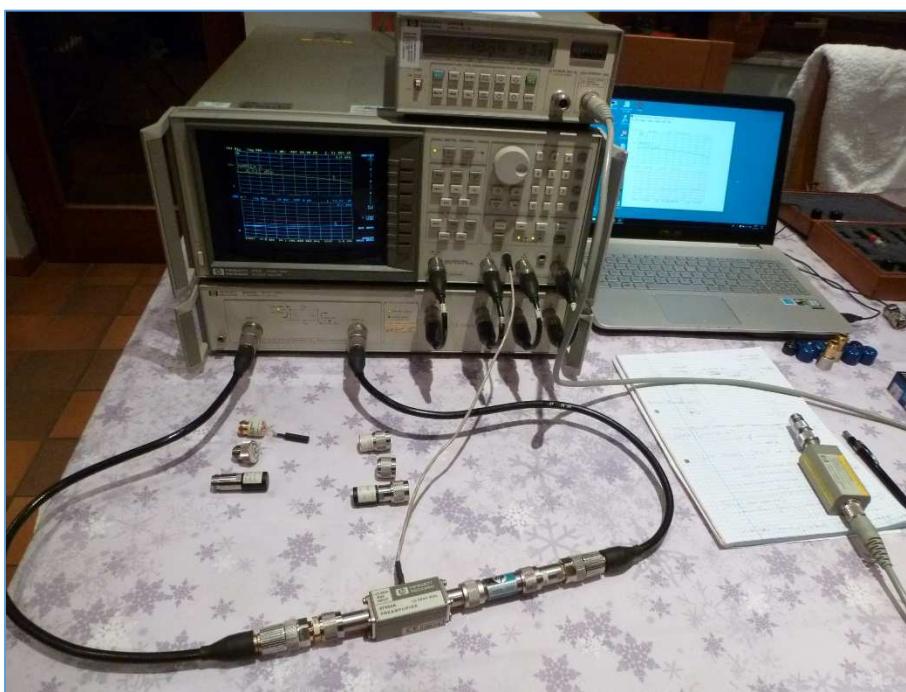


Fig. 190 : Préamplificateur sous test raccordé sur l'analyseur de réseau vectoriel en vue de relever la courbe de compression de 1 dB de gain dans le domaine de la fréquence. Photo : ON4IJ.

Suite au calibrage avec le *Power Meter* avec une consigne de niveau de puissance de -20 dBm, le préamplificateur se situe théoriquement déjà dans sa région non linéaire. Avant de relever la courbe de compression de 1 dB, il faut d'abord commencer par relever la courbe de réponse de transmission (gain) du préamplificateur lorsque celui-ci se situe dans sa région linéaire, c'est-à-dire avec un niveau du signal d'entrée situé bien en dessous de -20 dBm. Pour diminuer le niveau du signal d'entrée, nous allons agir sur l'atténuateur du Port 1 qui était réglé sur -20 dB et nous allons le régler à présent sur -30 dB ; le niveau du signal à l'entrée du préamplificateur est donc à présent de -30 dBm et le préamplificateur se situe dans sa région linéaire.

Nous allons enregistrer la courbe de réponse de transmission du préamplificateur, fonctionnant dans sa région linéaire, dans la mémoire d'affichage du 2^{ème} canal de mesure de l'analyseur : les données de cette trace vont nous servir de référence. On veillera à ce que les paramétrages du 2^{ème} canal de mesure soient identiques à ceux du 1^{er} canal de mesure. Activons l'affichage des deux canaux de mesure de l'analyseur : [DISPLAY] [DUAL CHAN ON]. Enregistrons les données en mémoire : [DISPLAY] [DATA → MEMORY]. Procédons à une normalisation des données de la trace affichée en temps réel par rapport aux données figées qui ont été enregistrée en mémoire [DISPLAY] [DATA/MEMORY]. Actuellement ce rapport nous donne un résultat équivalent à l'unité ; en effet, une quantité divisée par la même quantité nous donne toujours un résultat unitaire. Ceci signifie que nous avons une trace parfaitement plane qui se situe à une valeur de 0 dB ; ce 0 dB représente un 0 dB de référence que l'on peut appeler 0 dBr (0 dB relatif).

Comprendons bien ce que nous venons de faire : la courbe de réponse de transmission du préamplificateur dans sa région linéaire de fonctionnement (sans distorsion), cette courbe de gain est ce qu'elle est et n'est pas rigoureusement linéaire dans le domaine de la fréquence (voir figure 170). Toutefois, si on enregistre cette courbe et qu'on la divise par elle-même, c'est-à-dire par la même mesure dans les mêmes conditions, on obtiendra une courbe plane et unitaire située à 0 dBr.

Nous allons replacer à présent le préamplificateur dans sa région non linéaire de fonctionnement en ramenant le réglage de l'atténuateur du Port 1 de -30 dB à -20 dB. Le niveau d'amplitude à l'entrée du préamplificateur passe donc de -30 dBm à -20 dBm. La trace affichée à l'écran ne sera plus une droite située à 0 dBr mais celle-ci devient une courbe qui se situe juste en dessous de la graduation du 0 dBr, ce qui est révélateur d'une compression manifeste de gain. En effet, nous affichons à présent sur l'écran de l'analyseur une trace qui est le résultat du rapport entre le gain actuel dans la région non linéaire du préamplificateur (trace affichée en temps réel) et le gain qui avait été enregistré en mémoire (trace figée) dans la région linéaire de fonctionnement du préamplificateur.

Nous avons placé quatre marqueurs sur cette courbe de compression de gain aux fréquences suivantes : MKR 1 à 145 MHz, MKR 2 à 435 MHz, MKR 3 à 1296 MHz et MKR 4 à 2304,5 MHz. Nous pouvons ainsi mesurer à ces quatre fréquences les valeurs de compression de gain lorsque le niveau d'amplitude injecté à l'entrée du préamplificateur est de -20 dBm.

Comment ajuster finement le niveau d'amplitude du signal injecté à l'entrée du préamplificateur sous test ?

Nous avons à présent sous les yeux la courbe de compression de gain du préamplificateur dans le domaine de la fréquence et pour un signal d'entrée d'un niveau de -20 dBm. Cela nous donne déjà une bonne idée du comportement du préamplificateur dans une région non linéaire de fonctionnement et cela nous permet de déterminer à quelle fréquence la compression de gain se manifeste de la manière la plus prononcée.

Ce que nous voulons déterminer maintenant, c'est le niveau du signal à l'entrée du préamplificateur pour obtenir une compression de gain de 1 dB à une fréquence bien particulière, par exemple à une fréquence où la compression est la plus prononcée ou bien à une fréquence de notre choix. Pour cela, nous avons besoin d'agir sur le niveau d'amplitude du signal injecté à l'entrée du préamplificateur sans perdre le calibrage qui avait été effectué avec le *Power Meter*.

Pour effectuer un réglage fin de l'amplitude, nous ne pouvons pas agir sur l'atténuateur du Port 1 de l'analyseur car celui-ci varie par pas de 10 dB. Nous allons donc agir sur la valeur de consigne du niveau de puissance calibrée qui actuellement se situe sur une valeur de -20 dBm. En agissant de la sorte, l'analyseur va effectuer une commande de modification du niveau de sa source tout en tenant compte des facteurs de corrections qui ont été enregistrés dans une table de données lors du calibrage avec le *Power Meter*.

Pour accéder à la valeur de consigne du niveau de puissance, nous rappelons la fonction [CAL] [PWRMTR CAL] et ensuite, nous allons modifier la valeur de consigne qui est affichée sur l'écran. Pour agir à volonté sur cette valeur de consigne, on peut actionner le gros bouton moleté de réglage manuel de l'analyseur (*Knob*). La valeur de consigne de puissance va être réglée jusqu'à obtenir une valeur de compression de gain de 1 dB à la fréquence de notre choix grâce à la lecture d'un marqueur placé sur la courbe de réponse.

Nous avons ainsi déterminé le point de compression de 1 dB à la fréquence de 2304,5 MHz et celui à 1296 MHz. Le niveau de consigne de puissance qui nous donne une compression de gain de 1 dB à une fréquence particulière est la réponse que nous cherchions, à savoir le niveau de puissance injecté à l'entrée du préamplificateur sous test.

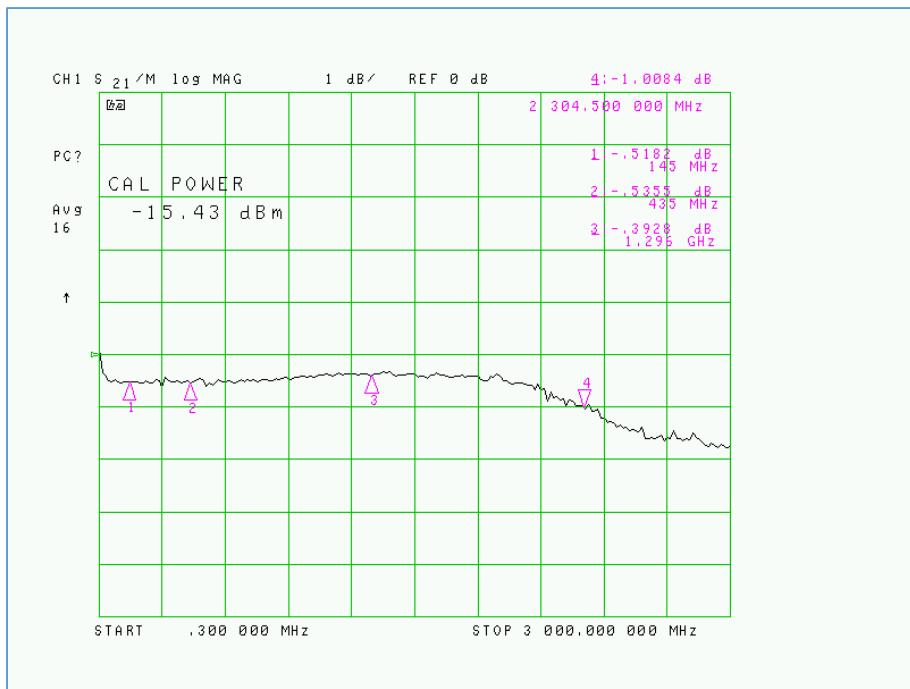


Fig. 191 : Courbe de compression de gain du préamplificateur sous test et réglage du niveau de la consigne de puissance afin d'obtenir le point de compression de gain de 1 dB à la fréquence de 2304,5 MHz indiquée par le marqueur 4 : la compression de 1 dB à 2304,5 MHz a lieu pour une puissance de -15,43 dBm à l'entrée du préamplificateur. Cliché ON4IJ.

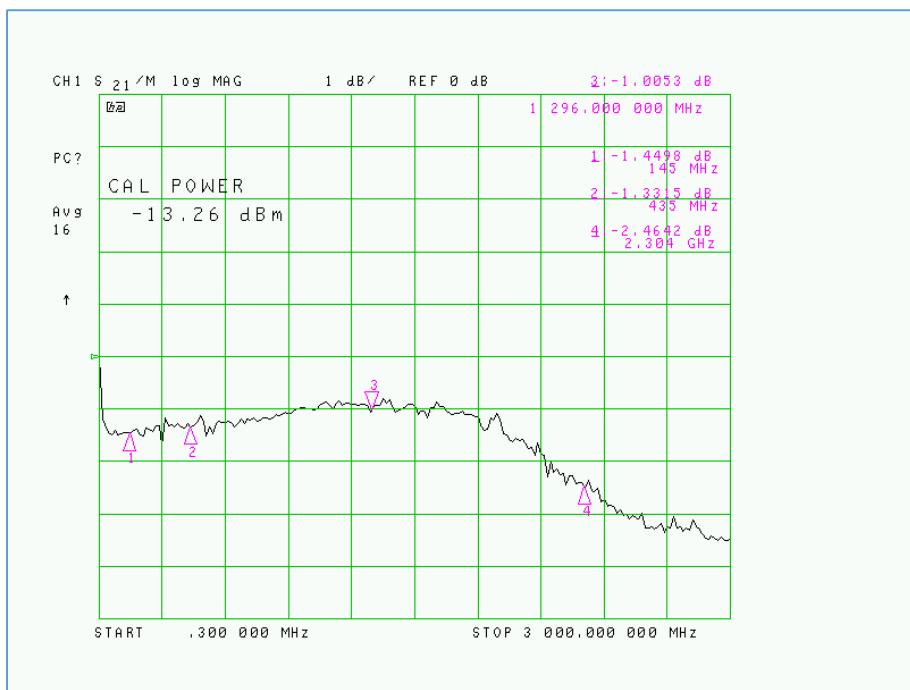


Fig. 192 : Idem que figure ci-dessus mais pour une fréquence de 1296 MHz indiquée par le marqueur 3 : la compression de gain de 1 dB à 1296 MHz a lieu pour une puissance de -13,26 dBm à l'entrée du préamplificateur. Cliché ON4IJ.

On remarquera que plus est élevée la puissance du signal à l'entrée, plus l'allure de la courbe de réponse de compression de gain se modifie dans le domaine de la fréquence, ce qui est aussi révélateur du comportement du préamplificateur dans une région de plus en plus non linéaire au point de vue de son fonctionnement.

Mesure de la courbe de compression de gain à une seule fréquence et dans une plage de niveaux d'amplitude (Swept Power Gain Compression) :

Après avoir caractérisé les non linéarités d'un circuit actif dans le domaine de la fréquence et après avoir déterminé une fréquence à laquelle les non linéarités se manifestent le plus intensément, il devient intéressant de caractériser ce circuit actif à cette fréquence particulière, mais cette fois-ci en faisant varier le niveau de l'amplitude du signal injecté à l'entrée du dispositif sous test.

Nous allons donc, pour cette expérimentation, quitter le domaine de la fréquence et revenir au domaine du temps. Dans une tranche de temps correspondant à la durée de balayage de l'analyseur, le niveau de la source du signal de stimulation va être augmenté depuis une amplitude de départ jusqu'à une amplitude d'arrivée (*Swept Power*). On aura donc une variation de la puissance de la source en fonction du temps. Cela va nous permettre de relever la courbe de compression de gain en deçà et au-delà du point de compression de gain de 1 dB pour une fréquence bien déterminée.

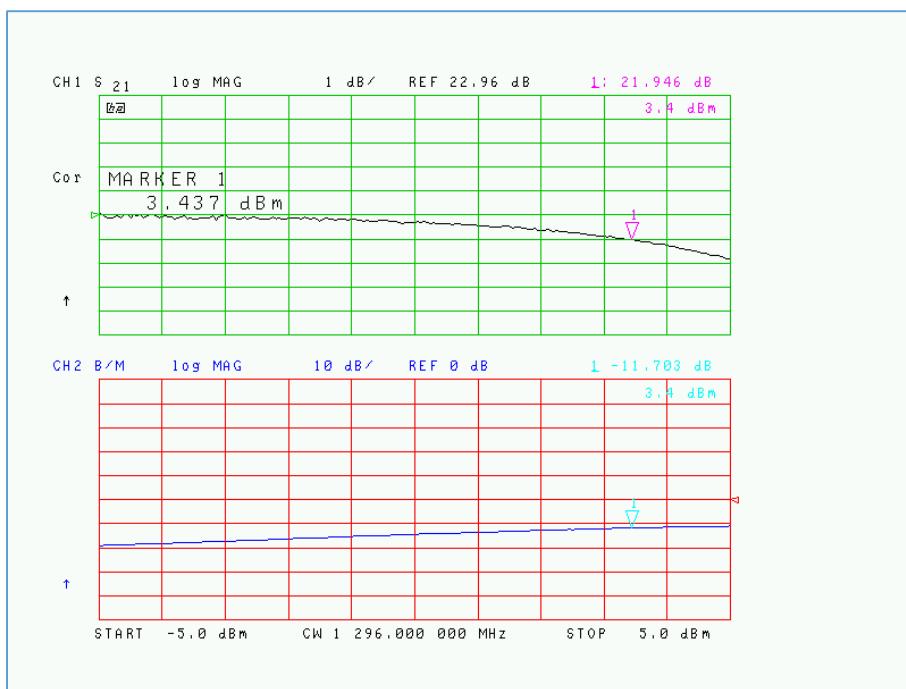


Fig. 193 : Mesure de la compression de gain d'un préamplificateur HP 87405A au moyen de la fonctionnalité de balayage en puissance du signal de stimulation (*Swept Power*). La fréquence de test est ici de 1296 MHz. Le marqueur nous donne le niveau de la source au point de compression de 1 dB mais il faut tenir compte de l'atténuation paramétrée au Port1 (ici de -20 dB). Une procédure de calibrage permet de tenir compte de l'atténuation du Test Set. Toutefois avec cette méthode, le niveau absolu du signal qui provoque une compression de 1 dB ne peut être mesuré avec la même précision que celle obtenue par un calibrage avec un *Power Meter*.

Mesure des non linéarités d'un amplificateur ou d'un préamplificateur sous test ; mesure d'harmoniques 2 et 3 :

Avant la mise en service d'un amplificateur radiofréquence dans une station radioamateur, il est indispensable de caractériser les non linéarités de cet amplificateur, entre autres en ce qui concerne les harmoniques afin de s'assurer qu'il n'y ait aucun risque potentiel d'interférences (rayonnements hors bande) avec d'autres services de télécommunications. Si la présence d'harmoniques est constatée, alors toutes les dispositions techniques doivent être mises en œuvre afin de rejeter celles-ci à un niveau minimum acceptable selon les normes en vigueur.

Effectuer des mesures d'harmoniques sur un préamplificateur prend tout son sens si celui-ci doit participer à une chaîne de mesure, par exemple lorsque le préamplificateur est raccordé à l'entrée radiofréquence d'un analyseur de spectre. Lors de la surveillance d'un spectre radiofréquence au moyen d'une antenne large bande (par exemple une antenne log périodique de mesure), il est parfois nécessaire d'insérer un préamplificateur entre l'antenne et l'analyseur de spectre afin d'augmenter la sensibilité du système de mesure et de diminuer la figure de bruit à l'entrée radiofréquence de l'analyseur. Le spectre des fréquences surveillées ne doit donc pas nous montrer des artéfacts de signaux harmoniques là où il ne doit pas y en avoir.

Les mesures d'harmoniques sont en général relevées au moyen d'un analyseur de spectre en injectant à l'entrée du dispositif sous test un signal d'une seule fréquence (CW). Pour caractériser un amplificateur ou un préamplificateur, il est donc nécessaire de répéter les mesures d'harmoniques à différentes valeurs discrètes de fréquences. Les valeurs d'amplitudes des harmoniques doivent ensuite être organisées dans un tableau afin d'y dégager une allure de la courbe de réponse du dispositif sous test en matière d'harmoniques.

Pour effectuer un relevé de la courbe de réponse au point de vue du comportement des harmoniques d'un dispositif sous test, il est parfois plus simple d'utiliser un analyseur de réseau vectoriel et d'exploiter les fonctions de mesure d'harmoniques de ces appareils. Ces fonctions permettent d'effectuer une analyse des harmoniques dans le domaine de la fréquence. On obtient donc la courbe de réponse des harmoniques directement dans une large plage de fréquences.

Tous les analyseurs de réseau vectoriels ne sont pas nécessairement équipés des fonctions de mesure d'harmoniques : ceci fait partie de certaines options de l'appareil de mesure. Si vous avez l'opportunité de disposer d'un analyseur de réseau vectoriel équipé de l'option de mesure d'harmoniques, cela vaut la peine d'aller explorer les possibilités de cette fonction et donc d'étendre votre champ d'expérimentation sur plusieurs dispositifs que vous pouvez mettre sous test. La courbe de réponse des harmoniques dans une plage de fréquences peut devenir riche d'enseignements et nous informer sur la présence de zones plus sensibles aux harmoniques d'un dispositif sous test dans une plage de fréquences déterminées.



Fig. 194 : Courbe de réponse de l'harmonique 2 d'un préamplificateur sous test (HP 87405A). La plage des fréquences du fondamental est comprise entre 16 MHz et 3 GHz. La plage des fréquences pour les mesures d'harmonique 2 est donc étendue jusqu'à 6 GHz. On peut constater une sensibilité maximale à l'harmonique 2 pour une fréquence du fondamental à 1,8 GHz ; l'écran de l'analyseur nous indique que l'harmonique 2 se situe à une fréquence de 3,6 GHz.

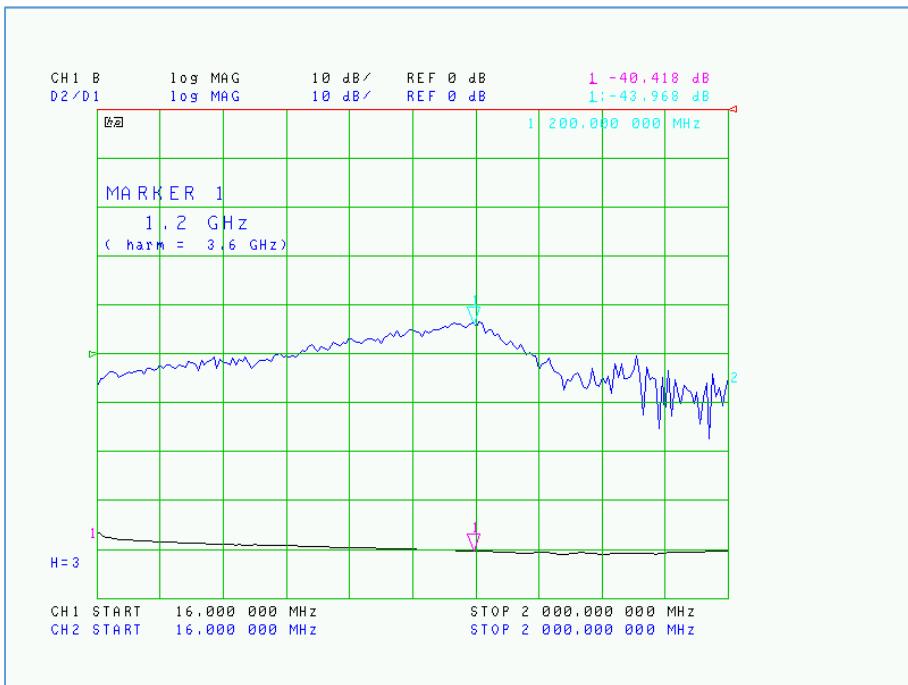


Fig. 195 : Courbe de réponse de l'harmonique 3 du même préamplificateur sous test qu'à la figure précédente. Ici la plage des fréquences du fondamental est comprise entre 16 MHz et 2 GHz afin de permettre des mesures d'harmonique 3 jusqu'à 6 GHz (fréquence maximale de l'étendue de mesure de l'analyseur). La sensibilité maximale à l'harmonique 3 se situe à une fréquence du fondamental de 1,2 GHz ; l'écran de l'analyseur nous indique que l'harmonique 3 se situe à une fréquence de 3,6 GHz.

Évaluation de la stabilité d'un amplificateur (ou préamplificateur) grâce aux mesures des paramètres S :

Les radioamateurs sont principalement des expérimentateurs des techniques de radiocommunication et beaucoup d'entre nous consacrent une partie de leurs activités OM à des constructions pratiques de montages électroniques. Cela nous demande parfois beaucoup d'essais et erreurs mais en persévérant, on arrive à d'excellents résultats. Certaines électroniques nous donnent du « grain à moudre » ou du « fil à retordre » : lorsqu'on veut fabriquer un amplificateur, celui-ci se transforme parfois en oscillateur, et lorsqu'on veut fabriquer un oscillateur, on doit parfois faire face à un montage récalcitrant qui ne veut pas osciller (hi 3x). Rappelez-vous que le courant n'est pas au courant de ce que vous voulez faire et que nous ne sommes pas à la place des électrons.

Ce petit préambule permet d'introduire le sujet de l'évaluation de la stabilité d'un amplificateur grâce aux mesures des paramètres S relevés au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel. On pourra constater qu'un amplificateur bien conçu et bien réalisé devient inconditionnellement stable, c'est-à-dire quelle que soit l'impédance de la source du signal et quelle que soit l'impédance de la charge. Il n'en n'est pas toujours de même : par exemple, il peut arriver lors de la mise au point d'un préamplificateur d'antenne que celui-ci soit stable et amplifie correctement le signal à condition que l'entrée du préamplificateur soit bel et bien raccordée sur l'antenne. Mais on peut avoir la surprise que ce préamplificateur se mette spontanément en oscillation dès que l'on débranche l'antenne, c'est-à-dire lorsque l'impédance de la source devient infinie. Ce préamplificateur n'est donc pas inconditionnellement stable et cela peut poser un vrai problème lorsque celui-ci est mis hors circuit lors de la commutation d'antenne quand le *transceiver* doit passer de la réception vers l'émission et vice versa

Plusieurs études scientifiques ont été réalisées pour évaluer les conditions de stabilité d'un amplificateur ou d'un préamplificateur. Nous pouvons retenir quelques auteurs célèbres dont les noms seront parfois évocateurs pour ceux d'entre vous qui ont eu l'opportunité de poursuivre des études d'automation ; voici certains de ces auteurs : Llewellyn, Linvill, Nyquist, Bode Black, Stern, Mason, Venkateswaran, Rollett, Kurokawa, Brodway, Hauri, etc. On peut retenir de ces multiples études quelques conclusions ; celle-ci aboutissent sur des relations mathématiques qui définissent des facteurs de stabilité d'un amplificateur : facteur K, facteurs Mu1 et Mu2, etc.

En 1962, John Rollett a publié un article intitulé « *Stability and Power-Gain Invariants of Linear Two-Ports* » où il définit le *Rollett Stability factor K* en fonction des coefficients de répartition (*S-Parameters*) avec un critère de stabilité inconditionnelle pour n'importe quelle combinaison d'impédance de source et de charge lorsque $K > 1$ et lorsque $|\Delta|^2 < 1$.

$$\text{Rollett Stability Factor : } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} > 1$$

avec : $\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$ et $|\Delta|^2 < 1$

Un corollaire de ce critère définit le gain maximum G_{MAX} admissible pour l'amplificateur lorsque $K > 1$.

$$\text{Gain maximum admissible : } G_{MAX} = \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \cdot \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

pour $K > 1$

Lorsque K atteint des valeurs élevées ($K > 1\ 000\ 000$), alors il vaut mieux utiliser la formule empirique suivante (formule établie par des expérimentations du groupe « Microwave101.com ») :

$$\text{Gain maximum admissible : } G_{MAX} = \frac{1}{2K} \cdot \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

pour $K \gg 1 ; (K > 10^6)$

Attention : le facteur K de Rollett n'est pas le seul critère de stabilité d'un amplificateur (celui-ci tient uniquement compte des conditions de source et de charge) car un amplificateur peut accuser des instabilités pour d'autres raisons que celles qui sont définies par l'impédance de source et de charge. Autrement dit, cet outil du facteur K n'est pas un critère de conception, mais plus un critère de vérification basé sur des paramètres S qui sont mesurés et non pas calculés par simulation.

Nous vous avons présenté quelques mesures effectuées sur un préamplificateur large bande HP 87405A (voir figures 170 à 183) et avons relevé les paramètres S de ce préamplificateur sous test. Comme ces paramètres ont été réellement mesurés sur ce préamplificateur réputé stable, nous vous proposons d'examiner ce que donne le calcul du facteur K pour une fréquence de 2304,5 MHz. Pour effectuer ce calcul, nous devons connaître la forme complexe complète des quatre paramètres S : c'est-à-dire la partie réelle et la partie imaginaire ou bien le module et l'argument.

Comment donc connaître la forme complexe complète des paramètres de transmission lorsque ceux-ci sont exprimés sous forme de gain ou d'isolation en dB et de phase en degrés ? De même, comment connaître la forme complexe complète des paramètres de réflexion lorsque ceux-ci sont exprimés en pertes de retour en dB ou sous la forme d'impédance sur l'abaque de Smith ? La réponse se trouve dans l'affichage polaire des coefficients de répartition (paramètres S) sur l'analyseur de réseau vectoriel. Nous avons activé cet affichage pour les quatre paramètres S , c'est-à-dire les deux coefficients de transmission et les deux coefficients de réflexion que nous pouvons observer sur les quatre figures suivantes. Cet affichage sous forme polaire donne évidemment la forme complexe sous forme polaire, c'est-à-dire avec un module exprimé en unités pures et avec un argument exprimé en degrés : $S_{xy} = \rho|\theta|$.

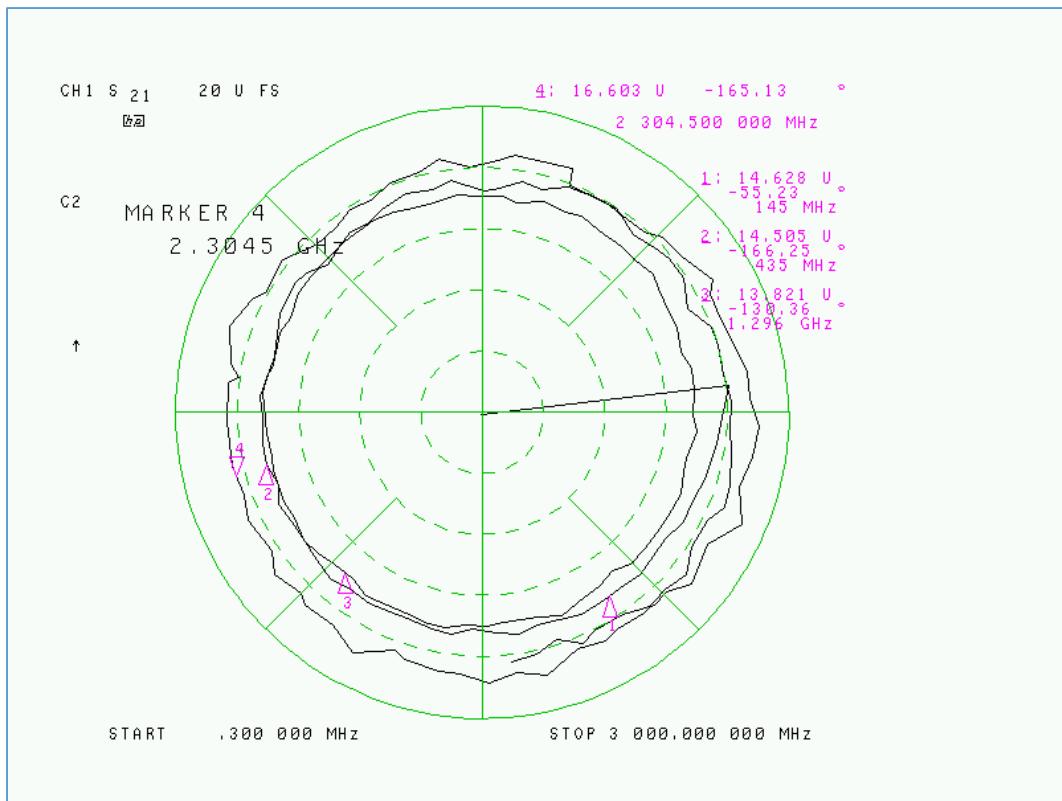


Fig. 196 : Coefficient de transmission directe S_{21} d'un préamplificateur HP 87405A ; affichage sous forme polaire avec un marqueur 4 positionné à 2304,5 MHz. $S_{21} = 16,603 \text{ U et } -165,13^\circ$.

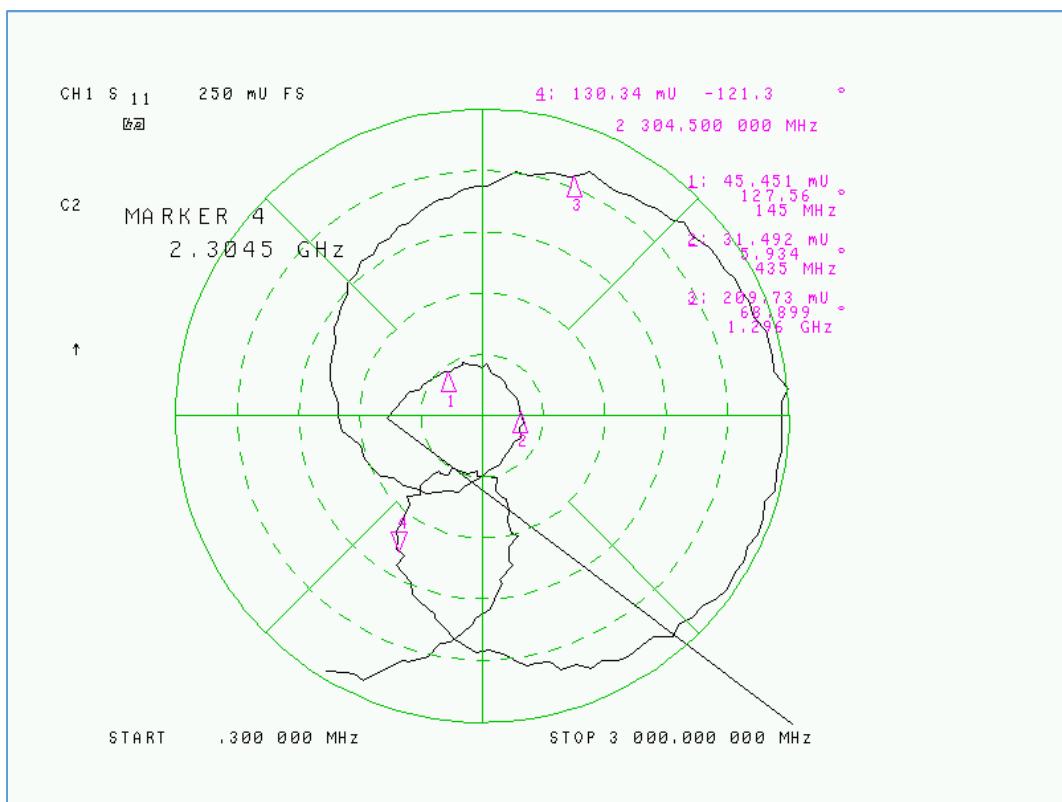


Fig. 197 : Coefficient de réflexion à l'entrée S_{11} d'un préamplificateur HP 87405A ; affichage sous forme polaire avec un marqueur 4 positionné à 2304,5 MHz. $S_{11} = 130,34 \text{ mU et } -121,3^\circ$.

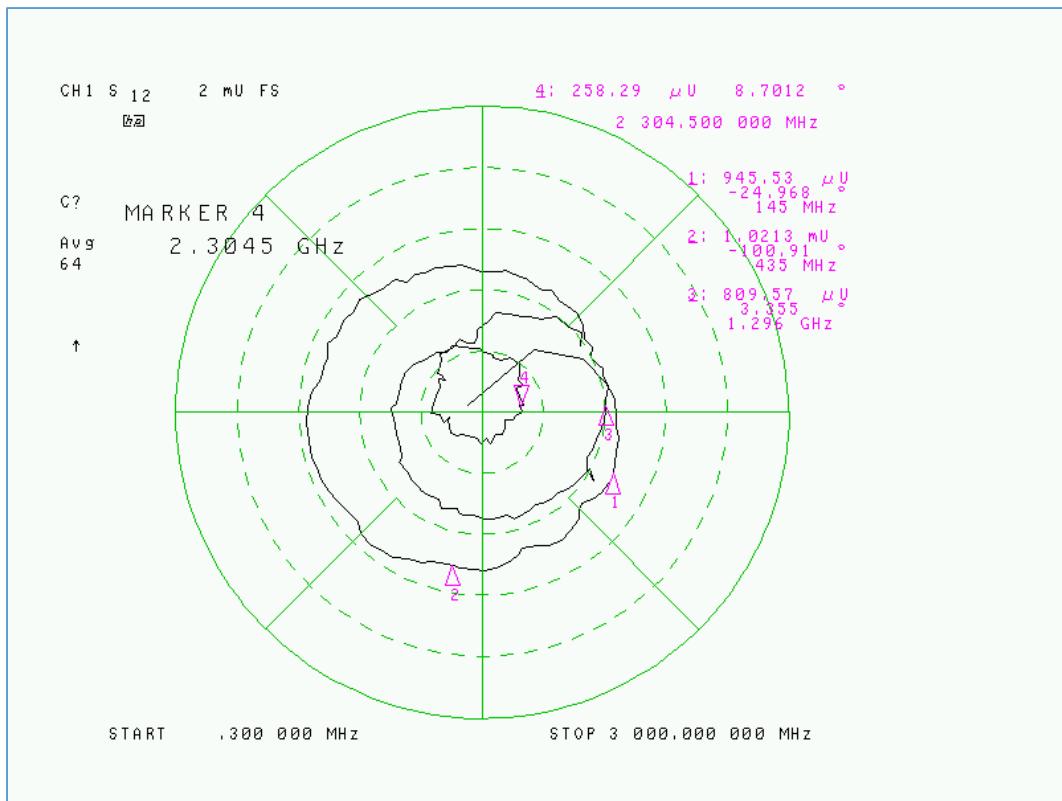


Fig. 198 : Coefficient de transmission inverse S_{12} d'un préamplificateur HP 87405A ; affichage sous forme polaire avec un marqueur 4 positionné à 2304,5 MHz. $S_{12} = 258,29 \mu\text{U}$ et $+8,7012^\circ$.

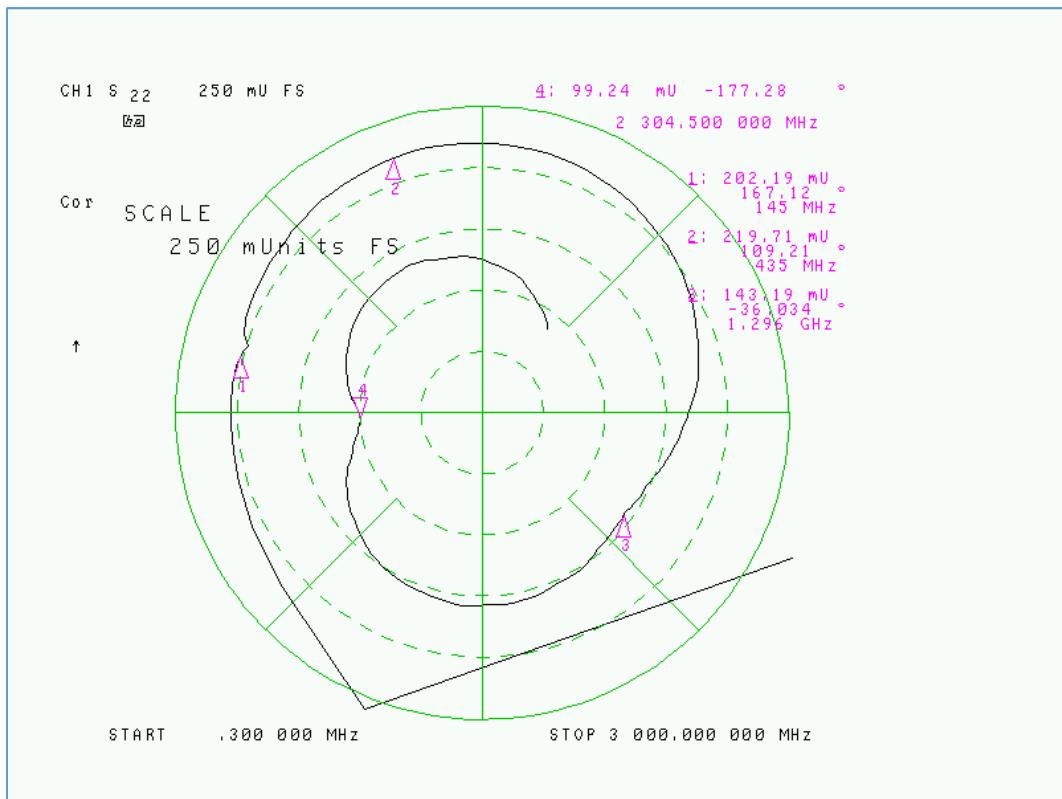


Fig. 199 : Coefficient de réflexion à la sortie S_{22} d'un préamplificateur HP 87405A ; affichage sous forme polaire avec un marqueur 4 positionné à 2304,5 MHz. $S_{22} = 99,24 \text{ mU}$ et $-177,28^\circ$.

À la fréquence de 2304,5 MHz, nous avons donc les quatre paramètres S sous forme polaire :

$$\begin{aligned}S_{11} &= 0,13034 \angle -121,3 \\S_{12} &= 0,00025829 \angle +8,7012 \\S_{21} &= 16,603 \angle -165,13 \\S_{22} &= 0,09924 \angle -177,28\end{aligned}$$

Nous pouvons à présent calculer le facteur K et le gain maximum admissible G_{MAX} :

$$\begin{aligned}|\Delta|^2 &= 273,32 \cdot 10^{-6} < 1 \\K &= 113 > 1 \\G_{MAX} &= 283 \quad \square \quad 24,5 \text{ dB}\end{aligned}$$

Le facteur K est ici nettement supérieur à 1 et le gain calculé nous confirme celui que nous avions déjà mesuré (24,5 dB). Ce préamplificateur est donc inconditionnellement stable quelle que soit la combinaison des impédances de source et de charge à la fréquence de 2304,5 MHz. C'est une bonne nouvelle (hi). Il est à remarquer que le facteur K a été calculé pour une seule fréquence particulière. Les analyseurs de réseaux vectoriels modernes et très performants disposent de fonctions d'affichage du facteur K dans toute une plage de fréquences (selon la plage de balayage en fréquences du dispositif sous test).

Quelques mots sur les facteurs Mu1 et Mu2 :

$$\begin{aligned}\mu_1 &= \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \cdot \Delta| + |S_{21} \cdot S_{12}|} \\&\mu_2 = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \cdot \Delta| + |S_{21} \cdot S_{12}|} \\ \text{avec : } \Delta &= S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12} \\ S_{xy}^* &\text{ est le complexe conjugué de } S_{xy}\end{aligned}$$

Mu1 représente la mesure du rayon à partir du *Prime Center Z₀* de l'abaque de Smith jusqu'au point le plus proche d'instabilité à la sortie d'un amplificateur. Mu2 représente la même mesure mais à l'entrée d'un amplificateur. Un amplificateur sera inconditionnellement stable si Mu1 et Mu2 sont tous deux plus grand que l'unité (en dehors du cercle du contour de l'abaque de Smith). L'avantage de la connaissance de Mu1 et Mu2 par rapport au facteur K est que l'on peut déterminer si c'est l'impédance à l'entrée ou à la sortie de l'amplificateur qui pose problème.

On peut aussi tracer des « cercles de stabilité » en superposition sur l'abaque de Smith pour déterminer quelles seront les zones de stabilité inconditionnelles en fonction des impédances de source et de charge placées sur l'amplificateur.

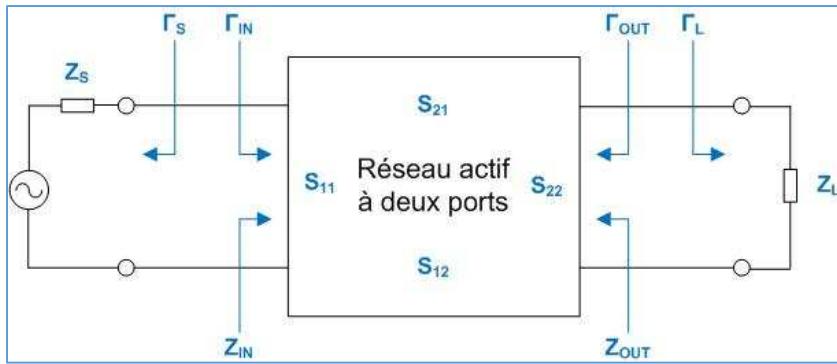


Fig. 200 : Annotations des coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test dans des conditions de coefficients de réflexion de source et de charge. Graphisme ON4IJ.

Les relations mathématiques suivantes donnent les coordonnées du centre et la longueur du rayon des cercles de stabilité qui se superposent sur l'abaque de Smith.

Γ_L values for $|\Gamma_{IN}|=1$: Output Stability Circle

$$r_L = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \text{ (Radius)}$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \text{ (Center)}$$

Γ_S values for $|\Gamma_{OUT}|=1$: Input Stability Circle

$$r_S = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \text{ (Radius)}$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \text{ (Center)}$$

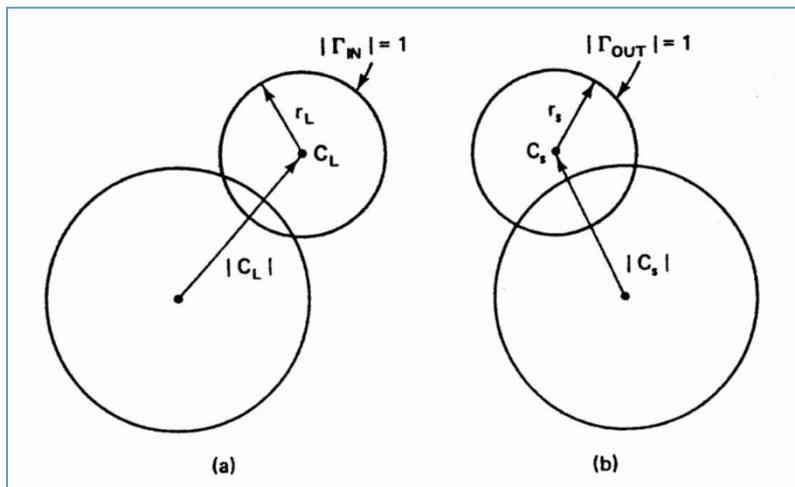


Fig. 201 : Construction des cercles de stabilité sur l'abaque de Smith : (a) plan Γ_L et (b) plan Γ_S . Les grands cercles représentent le pourtour de l'abaque de Smith ; les petits cercles représentent les cercles de stabilité. Source : Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design, Guillermo Gonzales, Ph. D., Professor of Electrical and Computer Engineering, University of Miami, USA, Publication Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs, N.J. 07632, ISBN 0-13-581646-7.

Nous pouvons calculer les coordonnées des cercles de stabilité du préamplificateur HP 87405A que nous avons mis sous test et dont nous avons mesuré les coefficients de répartition sous forme polaire à la fréquence de 2304,5 MHz.

$$\begin{aligned}S_{11} &= 0,13034 \angle -121,3 \\S_{12} &= 0,00025829 \angle +8,7012 \\S_{21} &= 16,603 \angle -165,13 \\S_{22} &= 0,09924 \angle -177,28\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta &= 16,533 \cdot 10^{-3} \angle 52,261 \\|\Delta|^2 &= 273,32 \cdot 10^{-6} \\r_L &= 447,86 \cdot 10^{-3} \\C_L &= 10,142 \angle -177,08 \\r_s &= 256,55 \cdot 10^{-3} \\C_s &= 7,7004 \angle -121,18\end{aligned}$$

N'oubliez pas de convertir les nombres complexes en forme polaire pour les multiplier et n'oubliez pas de les convertir en forme rectangulaire pour les additionner ou les soustraire. Lors de la conversion en forme polaire, n'oubliez pas les propriétés de la fonction arc tangente :

$$\theta = \begin{cases} \arctg\left(\frac{b}{a}\right) & \text{si } a > 0 \\ \arctg\left(\frac{b}{a}\right) + \pi & \text{si } a < 0 \text{ et } b \geq 0 \\ \arctg\left(\frac{b}{a}\right) - \pi & \text{si } a < 0 \text{ et } b < 0 \end{cases}$$

Dès que vous obtenez des angles plus grands que $+180^\circ$ (ou plus petits que -180°), il est recommandé de retrancher 360° (ou d'ajouter 360°) pour garder des angles dont la valeur est comprise entre -180° et $+180^\circ$.

Enfin, en ce qui concerne la forme conjuguée d'un nombre complexe, il suffit d'opposer la partie imaginaire (forme rectangulaire) ou d'opposer l'argument (forme polaire) :

$$\begin{aligned}\text{Si } S_{xy} &= a + jb \text{ alors } S_{xy}^* = a - jb \\\text{Si } S_{xy} &= \rho \angle \theta \text{ alors } S_{xy}^* = \rho \angle -\theta\end{aligned}$$

Exprimez vos résultats des coordonnées des centres des cercles de stabilité sous forme polaire pour pouvoir les positionner par rapport au contour de l'abaque de Smith. Les rayons des cercles sont exprimés sous la forme d'un module pur (sans argument) car il s'agit tout simplement d'une grandeur de longueur.

Pour reporter l'argument des coordonnées des centres des cercles de stabilité sur l'abaque de Smith, vous devez suivre les graduations en degrés sur l'échelle périphérique de l'abaque qui est annotée « *Angle of Reflection Coefficient in Degrees* ». Pour reporter le module des coordonnées des centres des cercles ou le module de leur rayon, vous devez tenir compte du facteur d'échelle de l'impression de l'abaque de Smith. Autrement dit, si vous avez sur votre feuille de papier un abaque dont le rayon mesure 7,7 cm et que vous avez une valeur de module de 10,142 alors vous devez reporter une longueur de $7,7 \text{ cm} \times 10,142 = 78,09 \text{ cm}$. Dans les mêmes conditions, un rayon d'un module de 0,448 aura une grandeur de $7,7 \text{ cm} \times 0,448 = 3,45 \text{ cm}$. Ne vous étonnez pas si les coordonnées se situent en dehors de l'abaque.

On peut vite constater que si la différence entre le module des coordonnées du centre du cercle de stabilité et le module de son rayon, si cette différence est supérieure à l'unité, alors le cercle de stabilité est situé totalement en dehors du pourtour de l'abaque de Smith. Dans ces conditions, l'amplificateur (ou préamplificateur) est inconditionnellement stable en ce qui concerne l'impédance du port que ce cercle de stabilité représente (impédance de source ou de charge). Si les deux cercles se situent tous les deux en dehors de l'abaque, alors l'amplificateur est inconditionnellement stable quelle que soit la combinaison d'impédance de source et de charge qui lui sont raccordées. On peut constater que le préamplificateur HP 47405A que nous avons mis sous test est inconditionnellement stable à la fréquence de 2304,5 MHz.

Lorsqu'on veut évaluer les conditions de stabilité d'un amplificateur large bande sur toute une plage de fréquences d'essais, il y a lieu de calculer les coordonnées et les rayons des cercles de stabilité pour toutes les fréquences de la plage d'essai d'après les coefficients de répartition qui ont été mesurés à chaque fréquence dans cette plage de fréquences d'essais. On peut donc tracer une famille de cercles superposés à l'abaque de Smith, et cela pour toute une série de fréquences. La figure suivante illustre cette famille de cercles de stabilité pour un amplificateur donné.

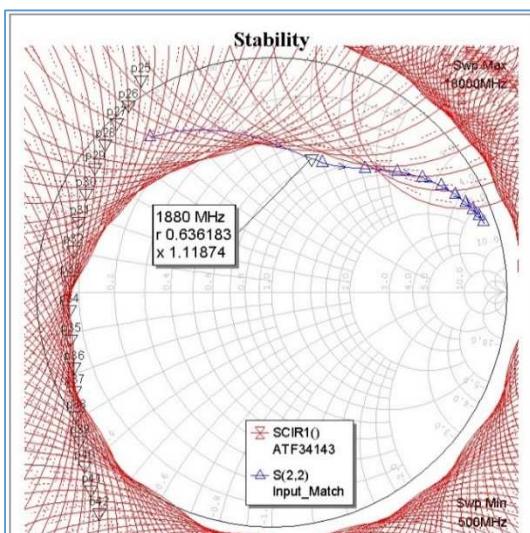


Fig. 202 : Famille des cercles de stabilité à l'entrée d'un préamplificateur à faible bruit (LNA). Source : Low Noise Amplifier Design (Tutorial Series, Part 2 : Transistor Performance Evaluation), rfdesignhq.com, posted the 13th March 2013 by an anonymous, Halifax, NS, Canada.

Dans l'exemple de la figure précédente, on peut constater que le préamplificateur n'est plus inconditionnellement stable en dehors d'une plage de fréquence bien déterminée : certains cercles interceptent le pourtour de l'abaque de Smith. Il s'agit ici d'une expérimentation dont il faut bien retenir la conclusion : un amplificateur peut accuser une instabilité en dehors d'une plage de fréquences de travail pour laquelle il a été prévu, et cela pour des conditions d'impédances de source et de charge bien précises.

Il faut aussi bien retenir l'enseignement que cela nous donne : lorsqu'on fait fonctionner un amplificateur qui est prévu pour une bande passante bien précise (ce qui est en général le cas à cause des circuits accordés ou des circuits d'adaptation d'impédance qui font partie des éléments qui le constituent), les conditions d'impédance de source et de charge s'éloignent très vite, en dehors de la bande passante, de celles qui existent dans la bande passante prévue pour cet amplificateur : cela est dû entre autres aux circuits d'accord et/ou d'adaptation d'impédance placés à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur mais cela est dû aussi aux caractéristiques intrinsèques de l'élément actif de l'amplificateur. Ceci explique que l'impédance de source et de charge de l'élément actif de l'amplificateur puissent atteindre des valeurs pour lesquelles l'amplificateur devient instable à certaines fréquences.

Tout ceci devrait être très parlant d'une manière pratique pour vous : en effet, vous avez peut-être déjà expérimenté le comportement d'un amplificateur qui oscille à une fréquence « bizarre » qui est complètement située en dehors de la bande passante. Si vous avez eu le réflexe de mesurer la fréquence à laquelle l'amplificateur oscille intempestivement, si vous avez eu l'opportunité de mesurer les coefficients de répartition de cet amplificateur dans une bande passante définie et si vous avez pris la peine de tracer les cercles de stabilité de cet amplificateur en superposition sur l'abaque de Smith dans la bande passante de l'amplificateur, alors vous serez à même d'extrapoler tous ces résultats pour déterminer les origines potentielles des oscillations que vous avez constatées.

Autrement dit, la fréquence à laquelle oscille un dispositif sous test et les valeurs d'impédances de source et de charge qui sont présentes à cette fréquence d'oscillation vous apprendront dans quelles conditions se situe votre amplificateur sous test en extrapolant ses conditions de fonctionnement, en utilisant l'outil des cercles de stabilité et leur position par rapport au pourtour de l'abaque de Smith en fonction de la fréquence de test.

Un amplificateur n'est donc pas toujours inconditionnellement stable et un des cercles de stabilité peut intercepter le pourtour de l'abaque de Smith. Le cercle de stabilité peut parfois être complètement inclus dans l'abaque de Smith.

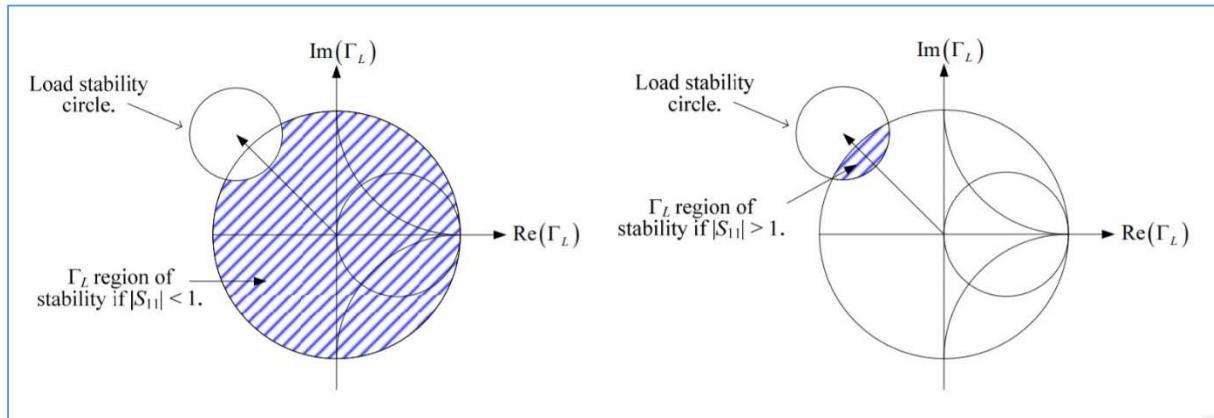


Fig. 203 : Exemple de représentation graphique d'un cercle de stabilité superposé sur l'abaque de Smith avec représentation des zones de stabilité inconditionnelle d'un amplificateur en fonction de la valeur de $|S_{11}|$ plus petite ou plus grande que l'unité. Source : Amplifier Stability, Keith W. Whites EE481/581, lecture 34, 2016.

Pour les plus chevonnés d'entre vous qui sont passionnés par le sujet des conditions de stabilité des amplificateurs, nous vous recommandons la lecture du livre :

Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design, Second Edition 20 août 1996, auteur : Guillermo Gonzales, éditeur : Prentice Hall ; ISBN 0132543354.

Remarques :

Les facteurs K, Mu1, Mu2 et G_{MAX} ne sont applicables que pour des dispositifs à deux ports.

Les critères de stabilité qui sont décrits ci-dessus concernent un seul étage actif. Un amplificateur comportant plusieurs étages peut avoir été décrété comme inconditionnellement stable mais peut dans la réalité être instable à cause d'oscillations pouvant naître dans un seul de ses étages et dans des conditions particulières.

L'étude de la stabilité des systèmes actifs reste donc une science à part entière. Toutefois, nous espérons vous avoir sensibilisé sur l'importance des mesures des coefficients de répartition (paramètre S) d'un dispositif actif sous test au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel et sur tous les enseignements que nous pouvons en retirer pour nos expérimentations de radioamateur sur des circuits électroniques actifs.

Utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel pour des mesures de réflexions dans le domaine du temps (TDR : Time Domain Reflectometry) :

Voici un aperçu d'une option pouvant équiper certains analyseurs de réseaux vectoriels : la mesure de réflexion dans le domaine du temps. Ceci est parfois utile par exemple pour la localisation de défauts dans une ligne de transmission ou pour d'autres mesures sur des bus de communication entre des circuits numériques à haute vitesse où l'intégrité des signaux et des données est hautement recherchée. Cela peut paraître paradoxal de faire travailler dans le domaine du temps un instrument de mesure, c'est-à-dire un VNA (*Vector Network Analyzer*) qui a été initialement conçu pour travailler dans le domaine de la fréquence. Toutefois, depuis que les microprocesseurs et les circuits numériques sont devenus des parties intégrantes et incontournables dans les appareils de mesure, les mathématiques appliquées au traitement numérique des signaux ouvrent facilement les voies de calculs entre le domaine de la fréquence et le domaine du temps grâce aux transformées de Fourier et en particulier aux transformées inverses de Fourier.

La méthode classique pour effectuer une mesure TDR consiste à envoyer une impulsion ou un échelon à l'entrée du dispositif sous test au moyen d'un générateur. La réponse du dispositif sous test à cette impulsion ou échelon est mesurée dans le domaine du temps par un oscilloscope. Ce type de mesure TDR est réalisée d'une toute autre manière avec un analyseur de réseau vectoriel : celle-ci est effectuée par un balayage en fréquence avec le vobulateur de l'analyseur ; la réponse du dispositif sous test est captée par les récepteurs de mesure et les données enregistrées sont traitées par des algorithmes mathématiques des transformées de Fourier. Les résultats calculés sont ensuite affichés à l'écran dans le domaine du temps comme l'aurait fait un oscilloscope TDR.

En comparant les aptitudes de mesure d'un oscilloscope dédié aux mesures TDR et celles d'un analyseur de réseau vectoriel, on peut retenir les différences suivantes.

	Oscilloscope TDR	VNA
Plage dynamique	Inversion proportionnelle à la fréquence	Uniforme dans la plage de fréquences
Rapport signal bruit (SN) pour une fréquence de coupure donnée	Inchangé	Rapport SN fortement amélioré grâce à la résolution de la bande passante (<i>IF Band Width</i>)
Temps de mesure	Plus court : fonction du nombre d'échantillons	Plus long : fonction du nombre de points de mesure et de la bande passante (<i>IF Band Width</i>)
Temps de mesure sans activation du calcul d'une moyenne pour obtenir le même niveau de bruit	Temps de mesure très long devenant incompatible pour des mesures ordinaires	Temps de mesure inchangé

Fig. 204 : Tableau de comparaison des performances entre un oscilloscope TDR et un VNA.

On peut retenir que l'avantage principal d'un analyseur de réseau vectoriel est sa performance au point de vue du rapport signal sur bruit grâce à l'efficacité des filtres passe-bande des étages à moyenne fréquence des récepteurs de mesure.

Les analyseurs de réseaux vectoriels ont trois modes différents de transformation des données du domaine de la fréquence vers le domaine du temps :

- le mode passe bande dans le domaine du temps (Time Domain Bandpass Mode) qui est prévu pour mesurer des dispositifs à bande passante limitée ; ce mode est le plus facile à utiliser ;
- le mode à échelon et passe-bas dans le domaine du temps (Time Domain Low Pass Step Mode) qui émule la réponse à un échelon dans le domaine du temps. Ce mode permet de déterminer la distance à laquelle intervient une discontinuité (point de réflexion) du dispositif sous test et permet de déterminer de quel type est cette discontinuité (résistive, capacitive ou inductive) ;
- le mode à impulsion et passe-bas dans le domaine du temps (Time Domain Low Pass Impulse Mode) qui émule la réponse à une impulsion dans le domaine du temps (d'une manière similaire au mode passe bande).

Voici une expérience de la mesure de la longueur d'un câble coaxial RG-213/U Type N m-m et d'une longueur de 113 cm. L'analyseur de réseau vectoriel est d'abord calibré par la méthode S_{11} One-Port (SOL). Le câble à mesurer est raccordé au Port 1 et une charge étalon est raccordée à l'extrémité de ce câble. La mesure de réflexion S_{11} est en premier lieu effectuée dans le domaine de la fréquence sur une large bande, ici de 300 kHz à 3 GHz. La mesure peut être effectuée sur une bande plus étroite.

Pour effectuer en deuxième lieu la mesure dans le domaine du temps, on procède comme suit par une séquence de touches de fonctions : [SYSTEM] [TRANSFORM MENU] [BANDPASS] [TRANSFORM ON]. On choisit ensuite, dans le domaine du temps, un début de balayage situé juste avant le « zéro seconde » ; ici, dans notre exemple : [START] [-2] [ns] ; ceci permettra d'afficher le premier écho situé au plan de mesure. D'après l'ordre de grandeur de la longueur du câble à mesurer, nous avons fixé la fin du balayage à un temps de 20 ns : [STOP] [20] [ns] afin de visualiser l'écho qui se présente à la fin du câble sous test. En général, on choisit en pratique une valeur de 10 ns par mètre de câble. Pour afficher une mesure du coefficient de réflexion (ou une distance) en fonction du temps, on choisit un affichage linéaire en magnitude (amplitude) : [FORMAT] [LIN MAG]. On active ensuite une mise automatique à l'échelle : [SACLE REF] [AUTO SCALE].

On place un marqueur 1 au premier écho qui a lieu au plan de mesure et qui se situe à directe proximité du « zéro seconde » ; ce marqueur est paramétré comme marqueur de référence : [MKR ZERO]. On place ensuite un marqueur 2 au deuxième écho qui a lieu à l'extrémité du câble sous test. Pour mesurer la longueur précise du câble, on peut calibrer l'analyseur pour que celui-ci tienne compte du facteur de vitesse du câble sous test : ici 0,66 pour du RG-213/U. Comme le signal de stimulation de l'analyseur doit effectuer un aller-retour dans le câble pour mesurer l'écho, on obtiendra comme mesure le double de la longueur de ce câble. Pour se faciliter la vie, nous allons encoder un facteur de vitesse de la moitié de la valeur de celle du câble sous test : [CAL] [MORE] [VELOCITY FACTOR] [0,33] [ENTER].

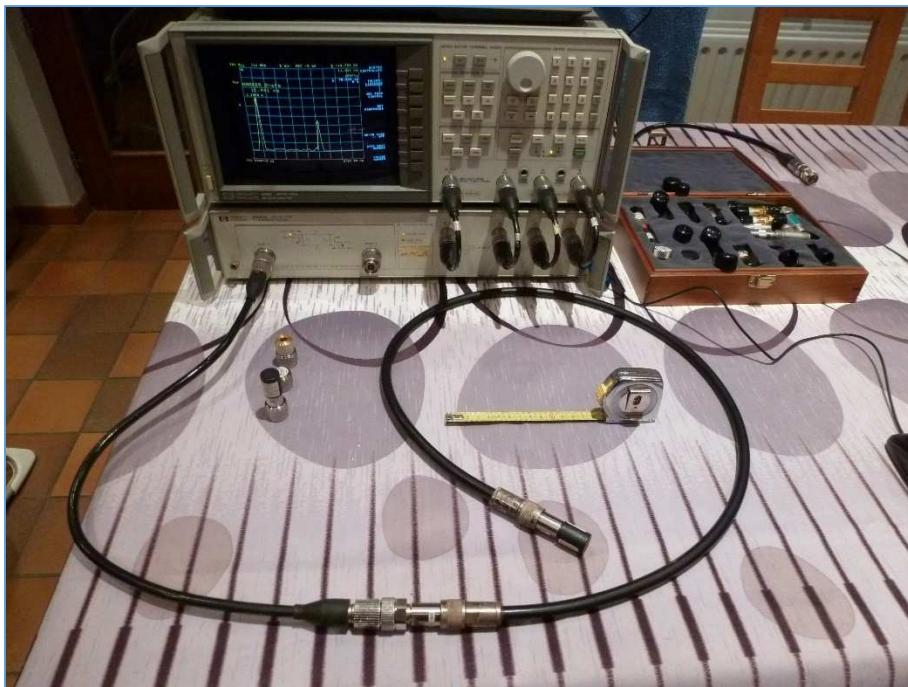


Fig. 205 : Câble coaxial RG-213/U Type N m-m d'une longueur physique de 113 cm dont on veut mesurer la longueur électrique par la méthode TDR d'un analyseur de réseau vectoriel. La lecture directe de la longueur physique du câble sous test est effectuée après encodage de la moitié de la valeur du facteur de vitesse du câble sous test. Photo : ON4IJ.

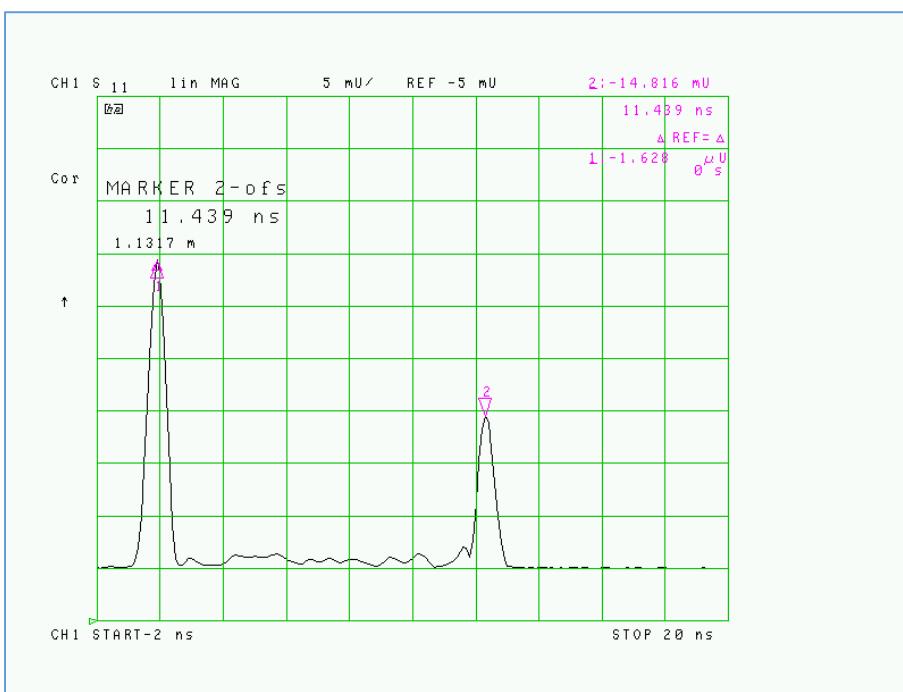


Fig. 206 : Mesure de la longueur physique d'un câble coaxial RG-213/U Type N m-m grâce à la fonctionnalité TDR d'un analyseur de réseau vectoriel. Le premier écho a lieu au plan de mesure et le second à l'extrémité du câble sous test. Ici, la longueur mesurée pour un facteur de vitesse du câble de 0,66 encodé à la moitié de sa valeur (0,33 car distance aller-retour) donne une mesure de 1,1317 m. Le temps de propagation entre les deux échos (aller-retour) est de 11,439 ns. En multipliant la vitesse de la lumière par le facteur 0,33 (0,66/2) et par le temps de propagation entre les deux échos, on retrouve bien une distance de 113 cm. Cliché ON4IJ.

On peut effectuer la même expérience en rajoutant au câble RG-213/U une longueur supplémentaire de 100 cm de câble RG-58/U. On constatera un premier écho au plan de mesure, un second à l'extrémité du câble RG-213/U de 113 cm et un troisième à l'extrémité du câble RG-58/U 100 cm plus loin.



Fig. 207 : Câble RG-213/U de 113 cm suivi par un câble RG-58/U de 100 cm. On veut mesurer l'ajoute des 100 cm de câble par la méthode TDR d'un analyseur de réseau vectoriel. Photo : ON4IJ.

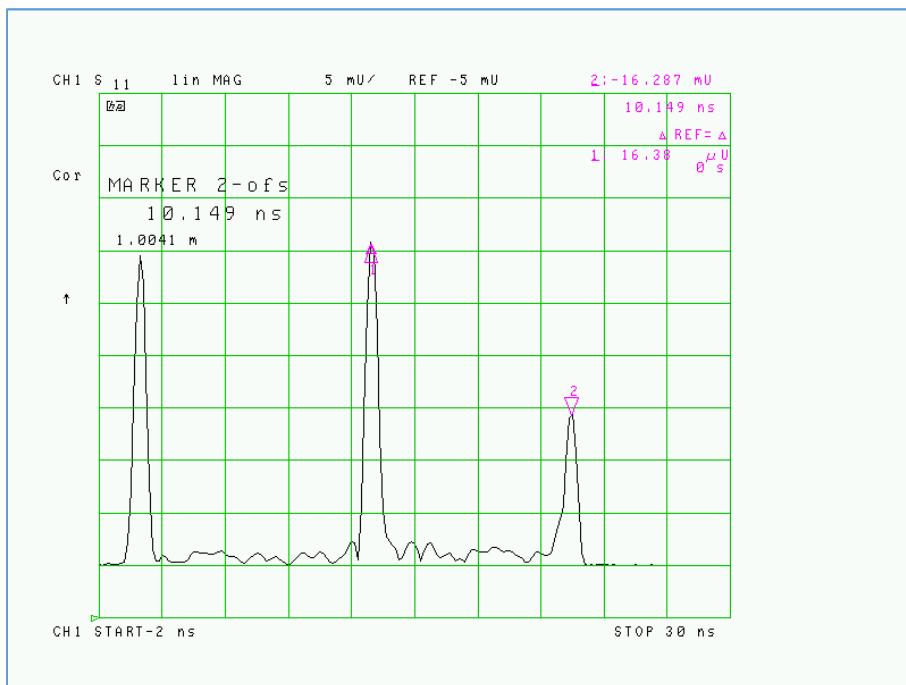


Fig. 208 : Mesure de la longueur physique d'une portion de câble coaxial RG-58/U rajoutée à un câble RG-213/U. Le premier écho a lieu au plan de mesure, le second à la jonction entre les deux câbles sous test. Entre le deuxième et le troisième écho, on mesure la longueur du câble rajouté qui nous donne ici une valeur de 1,0041 m. Cliché ON4IJ.

Les capacités de mesure d'un analyseur de réseau vectoriel dans le domaine du temps (TDR) ne se limitent pas aux mesures de réflexion sur des câbles coaxiaux mais permettent aussi de faciliter la mise au point du réglage de filtres à plusieurs cellules.

Le principe est de mesurer les multiples réflexions ayant lieu à chacune des cellules qui composent le filtre. Le réglage du filtre est grandement facilité par cette méthode car on peut mieux visualiser le réglage optimal de chaque cellule en observant leur réflexion respective dans le domaine du temps là où elle doit avoir lieu d'une façon « chronologique » : le réglage de la première cellule va affecter la première réflexion, celui de la deuxième cellule va affecter la deuxième réflexion et ainsi de suite. Le réglage optimal de chaque cellule consiste à obtenir la réflexion la plus prononcée là où elle doit avoir lieu.

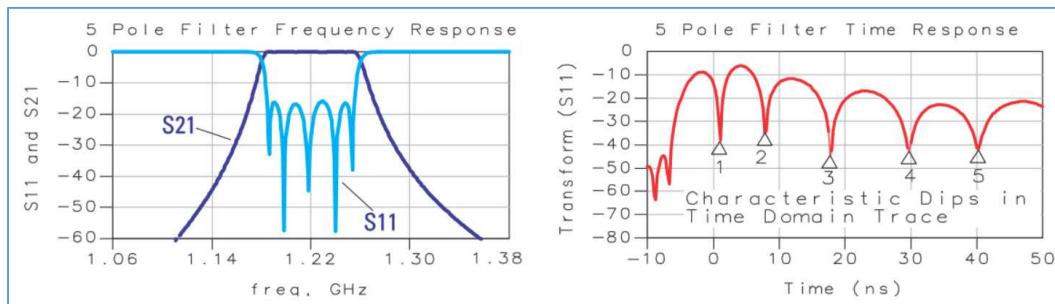


Fig. 209 : Mesure d'un filtre passe-bande à plusieurs cellules dans le domaine de la fréquence et dans le domaine du temps. Source : Agilent, Application Note AN 1287-8 Simplified Filter Tuning Using Time Domain, Agilent Technologies 5968-5328E, 07/2000.

Les clichés des figures suivantes illustrent l'effet des réglages de différentes cellules dans le domaine de la fréquence et dans le domaine du temps.

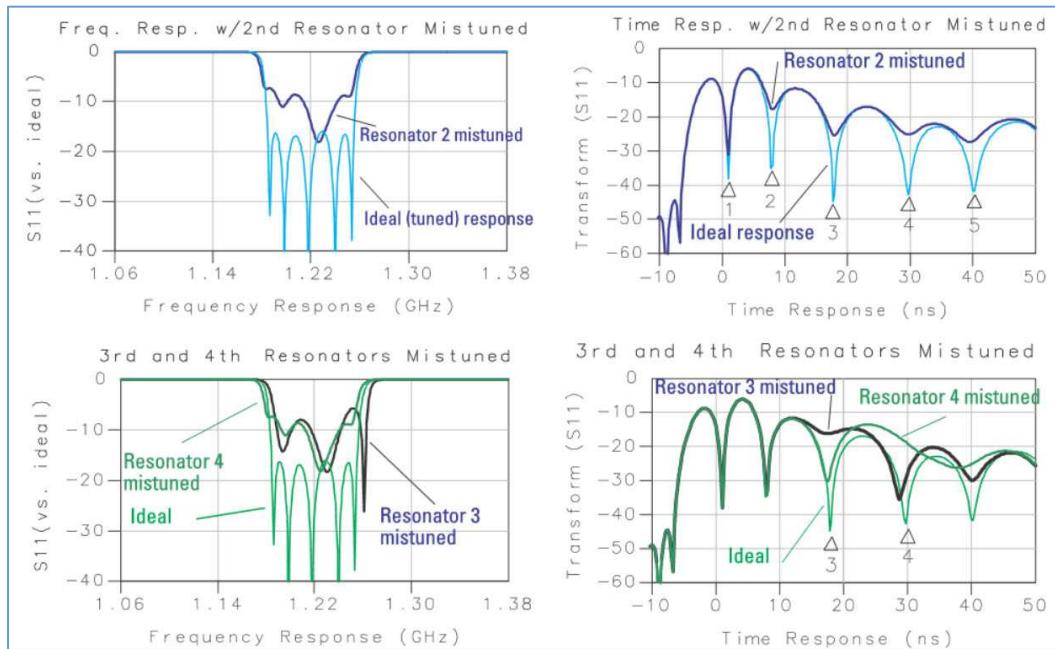


Fig. 210 : Effet des réglages des différentes cellules d'un filtre passe bande illustrés dans le domaine de la fréquence et dans le domaine du temps. Source : Agilent, Application Note AN 1287-8 Simplified Filter Tuning Using Time Domain, Agilent Technologies 5968-5328E, 07/2000.

Voici l'illustration du réglage d'un filtre passe bande que nous avions déjà mis sous test (voir figure 163 et précédentes) dans le domaine de la fréquence. Cette fois, nous allons effectuer les mesures dans le domaine de la fréquence et dans le domaine du temps.

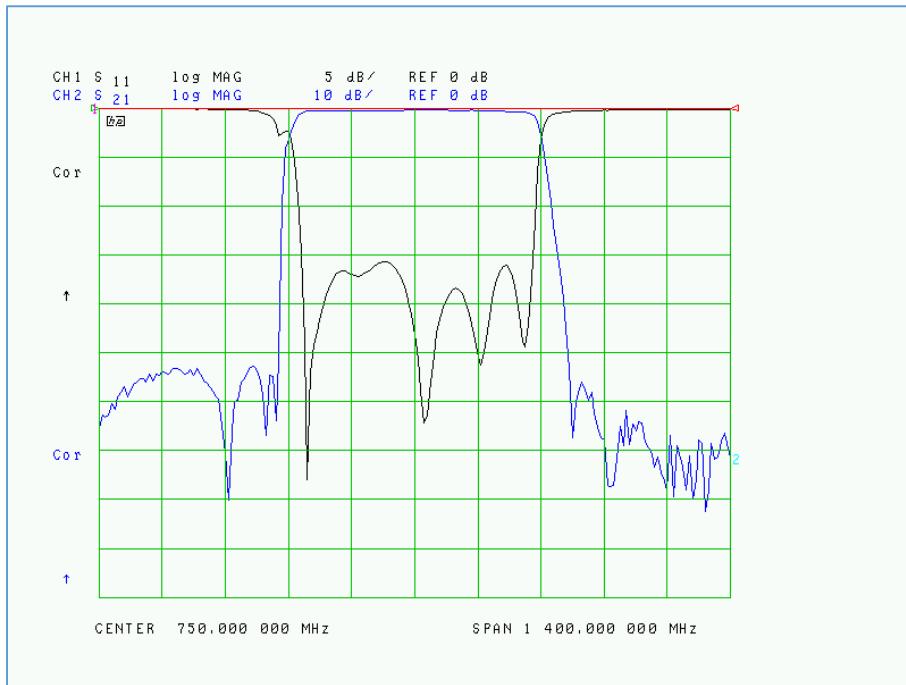


Fig. 211 : Courbes de réponse du S₂₁ et du S₁₁ d'un filtre passe bande à plusieurs cellules. Ici, il s'agit du domaine de la fréquence. Cliché ON4IJ.

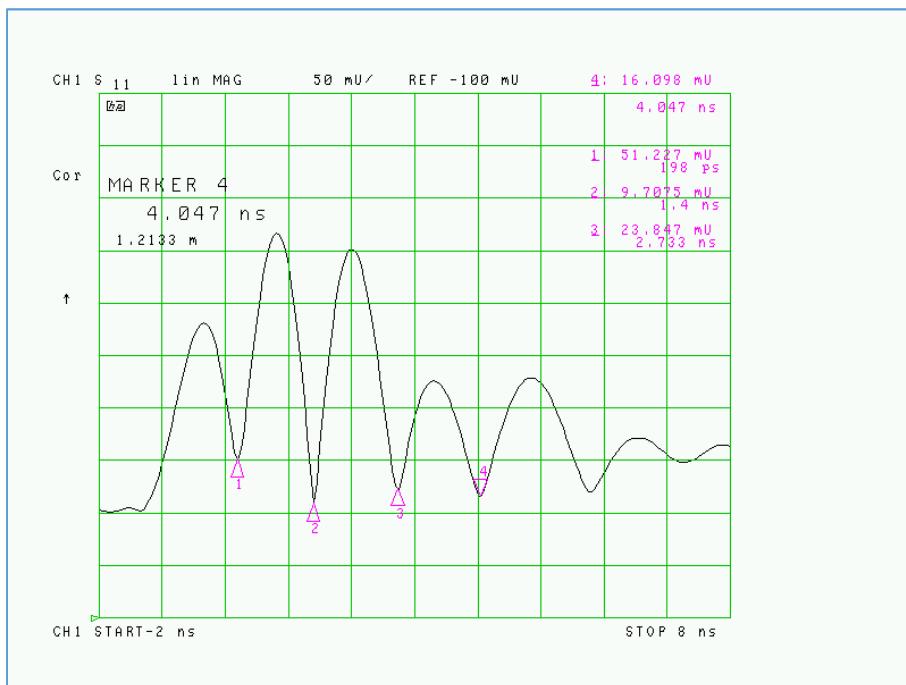


Fig. 212 : Courbes de réponse des multiples réflexions qui ont lieu à chacune des cellules qui composent le filtre passe-bande sous test. Ici, il s'agit du domaine du temps et de la mesure TDR. Cliché ON4IJ.

Mesures sur des convertisseurs de fréquences (mélangeurs) :

Les mélangeurs (*Mixers*), aussi appelés convertisseurs de fréquences sont omniprésents dans nos récepteurs superhétérodynes radioamateurs. Il y a tout lieu de bien caractériser ces composants actifs particuliers afin d'en déterminer leurs performances mais aussi afin de les faire fonctionner d'une manière optimale dans une chaîne de réception. Par exemple, il est recommandé de connaître le niveau optimal d'amplitude de l'oscillateur local pour attaquer le mélangeur et il faut ensuite connaître les pertes de conversion de celui-ci pour en tenir compte dans le dimensionnement du gain de l'amplificateur de l'étage à moyenne fréquence. Il y a encore bien d'autres caractéristiques qui méritent d'être relevées sur un mélangeur et nous en décrirons quelques-unes.

Pour caractériser un mélangeur nous devons disposer d'un oscillateur local qui peut être paramétré à fréquence fixe ou à fréquence variable pouvant être accordée par une fonction de balayage en fréquences. Avec un oscillateur local à fréquence fixe et un balayage en fréquences à l'entrée HF, on obtient un signal moyenne fréquence dont la fréquence suit le balayage de l'entrée HF mais avec un décalage de fréquence. Pour obtenir une moyenne fréquence fixe, la fréquence de l'oscillateur local doit subir un balayage similaire à celui de l'entrée HF mais avec un décalage en fréquence. Le décalage en fréquence entre l'entrée HF et la sortie moyenne fréquence exprime une translation en fréquence qui constitue l'essence même d'un mélangeur ou convertisseur de fréquences. Pour pouvoir caractériser un mélangeur avec un analyseur de réseau vectoriel, le *Setup* de mesure devra être capable de gérer une translation de fréquences (*Measurements of Frequency-Translating Devices*).

Un mélangeur est un dispositif à trois port que l'on va devoir raccorder d'une part à un oscillateur local (LO, *Local Oscillator*) et d'autre part aux deux ports d'un analyseur de réseau vectoriel. Il faudra en outre organiser un dispositif de synchronisation des balayages en fréquences avec un décalage (translation) déterminé. Il existe certains ensembles complets d'appareils dédiés aux mesures spécifiques sur des mélangeurs de fréquences. Ces ensembles regroupent les éléments suivants : un analyseur de réseau vectoriel, un synthétiseur de fréquence et un *Test Set* particulier permettant le raccordement direct des trois ports d'un mélangeur. Ces *Test Set* sont appelés *Mixer Test Set* et sont accompagnés d'un *Mixer Test Set Accessory Kit* composé de plusieurs filtres passe-bas, passe-haut, de divers adaptateurs avec câbles de liaison et d'un mélangeur de référence.

HP 8753C Option E20 Frequency Converter Test System, ensemble constitué de :

- HP 8753C, analyseur de réseau vectoriel ;
- HP 8625A, vobulateur (*Sweeper*) à synthétiseur de fréquences ;
- HP 85046A Option H20 (ou H21, H40, H41), *Mixer Test Set* ;
- HP P/N 85046-60025, *Mixer Test Set Accessory Kit* ;
- HP 437B, *Power Meter* ;
- HP 8482A, *Power Sensor* ;
- HP 10833A, câble GPIB (IEEE-488), 2 pièces ;
- HP 11500B, câble de précision, 50 Ω, Type N m-m ;
- HP 8120-1839, câble 50 Ω, BNC m-m, 2 pièces.

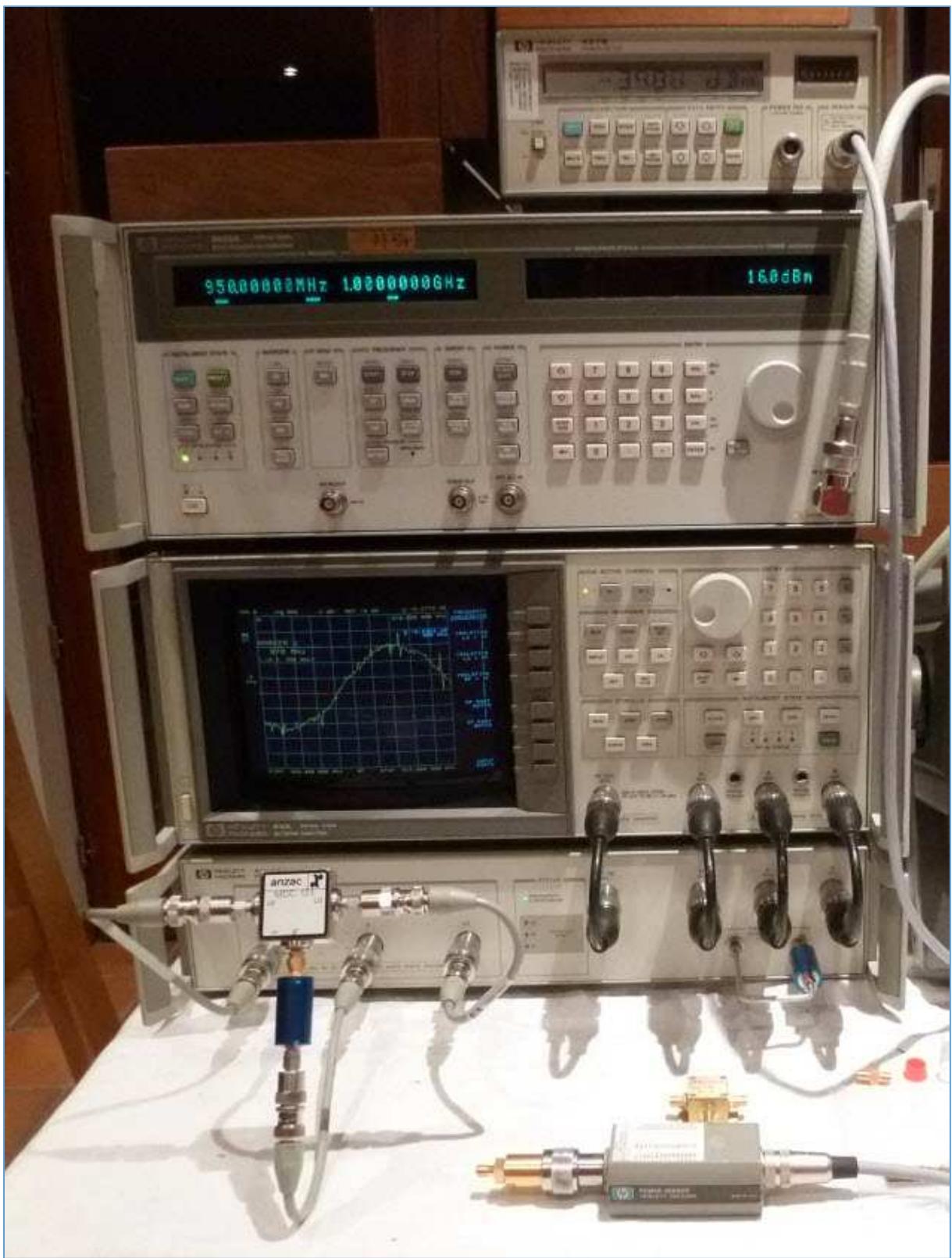


Fig. 213 : HP 8753C Option E20 *Frequency Converter Test System* ; ensemble d'appareils dédiés aux mesures sur des mélangeurs de fréquences (*Mixer*) avec (de bas en haut) un *Mixer Test Set* HP 85046A option H20 avec un mélangeur Anzac MDC-123 qui y est raccordé, un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C, un *Sweeper* à synthétiseur de fréquences HP 8625A, Un *Power Meter* HP 437B ; à l'avant plan, une sonde de puissance HP 8482A et un mélangeur Mini Circuit ZEM-4300-1. Photo : ON4IJ.



Fig. 214 : HP 8753C Option E20 *Frequency Converter Test System* ; vue arrière où l'on peut observer les liaisons GPIB pour le dialogue entre les appareils. Photo : ON4IJ.

Les liaisons GPIB vont permettre aux appareils de dialoguer entre eux pour paramétriser le décalage du balayage en fréquences entre l'analyseur et le vobulateur (*Sweeper*). Cette liaison permet aussi un calibrage de l'analyseur avec un *Power Meter*.



Fig. 215 : HP P/N 85046-60025, *Mixer Test Set Accessory Kit* ; ce kit contient plusieurs filtres passe-bas et passe-haut (du constructeur Mini Circuit), divers adaptateurs, câbles de liaison et un mélangeur de référence Anzac (M/A-COM) MDC-123. Photo : ON4IJ.

Ce système permet d'effectuer les mesures suivantes :

- pertes de conversion ;
- compression ;
- SWR du port haute fréquence (RF) et du port moyenne fréquence (IF) ;
- isolation entre les ports RF et IF, LO et IF, LO et RF ;
- délai de groupe ;
- puissance de sortie ;
- amplitude/phase *Tracking* ;
- mesures d'intermodulation deux tons (avec 2 générateurs supplémentaires).

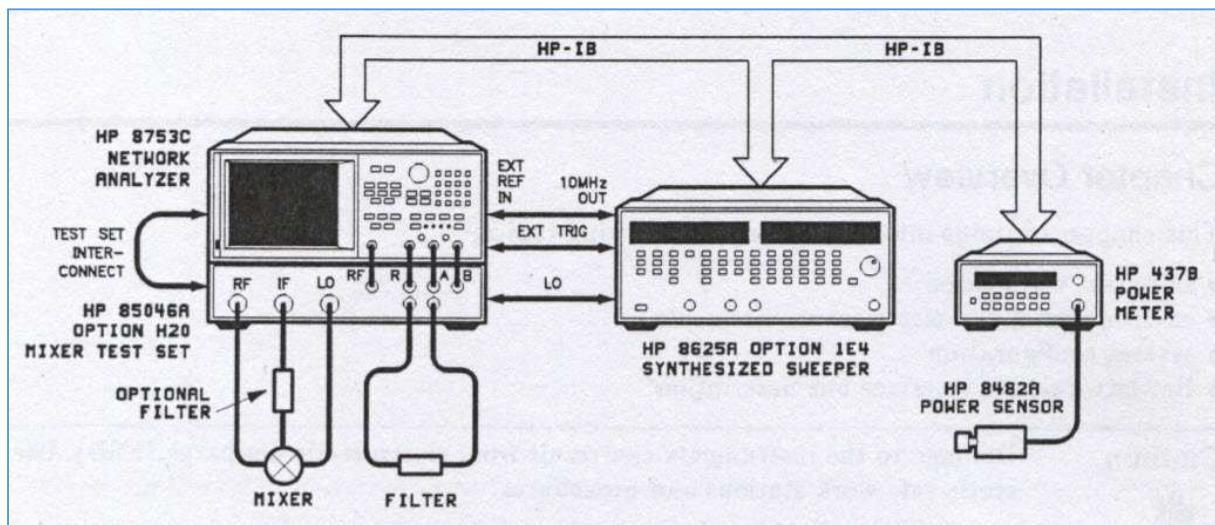


Fig. 216 : Constitution et raccordements d'un système de test à conversion de fréquences. Source : Operating and Service Manual HP 8753C Option E20, publication Hewlett Packard n° 08753-90232, Edition 1, USA 1992.

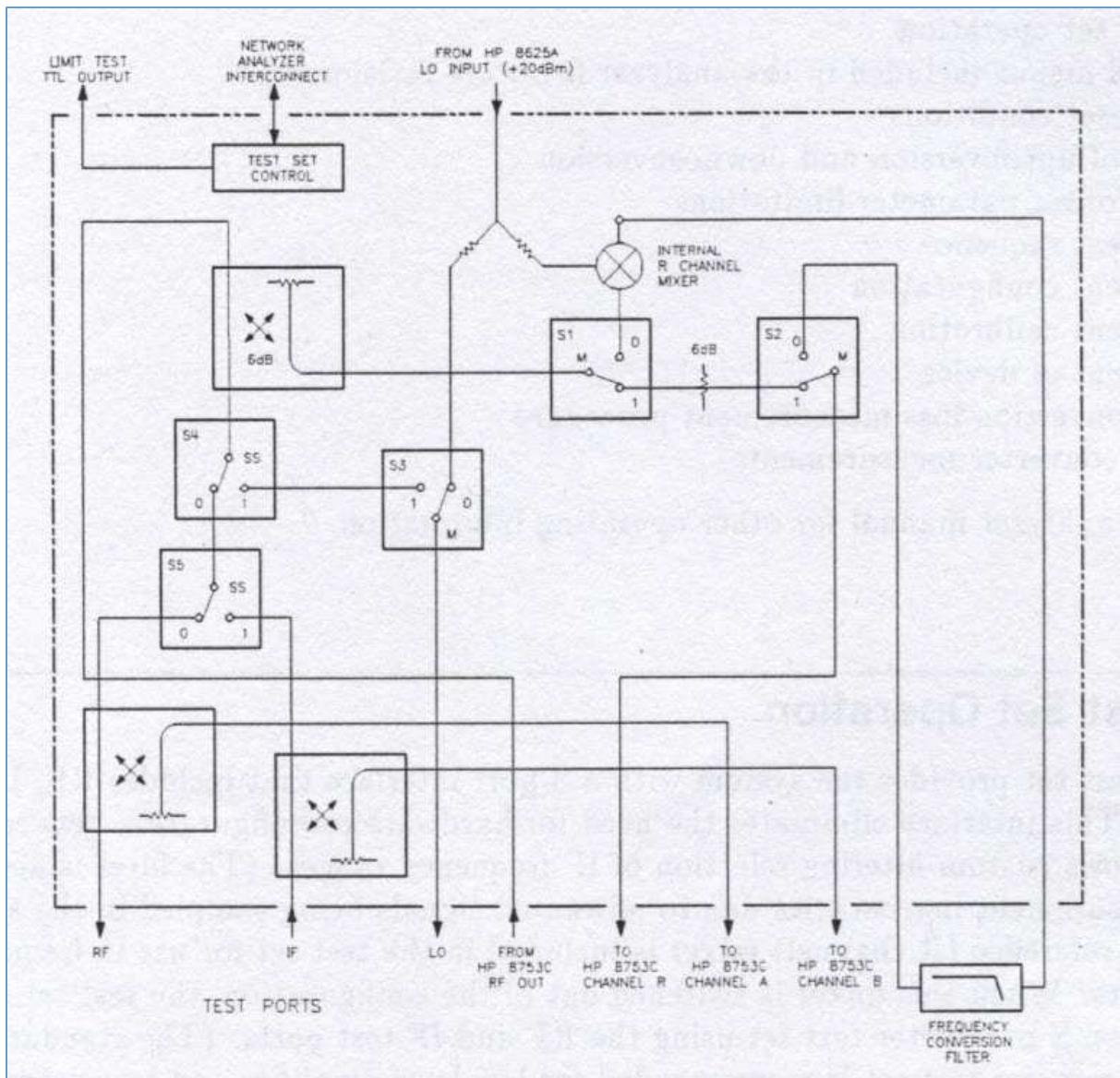


Fig. 217 : Schéma-bloc du Mixer Test Set HP 85046A option H20. Source : Operating and Service Manual HP 8753C Option E20, publication Hewlett Packard n° 08753-90232, Edition 1, USA 1992.

Le *Mixer Test Set HP 85046A option H20* est constitué d'un *Power Splitter*, de trois coupleurs directionnels et d'un mélangeur interne à large bande pour le canal « R » vers le récepteur de mesure de référence de l'analyseur de réseau vectoriel HP 8753C. Cinq relais coaxiaux pilotés par une logique de commande permettent d'établir le cheminement des signaux en fonction des différentes configurations de mesure.

Il existe trois autres déclinaisons d'options supplémentaires pour le *Mixer Test Set HP 85046A option H20* : il s'agit des versions H21, H40 et H41. La version H21 est équipée d'un atténuateur supplémentaire par pas qui est piloté manuellement. La version H40 est équipée de deux connecteurs supplémentaires permettant l'insertion d'un amplificateur externe à large bande HP 8347A sur une des voies vers le mélangeur interne. La version H40 dispose aussi d'un coupleur directionnel supplémentaire qui substitue le *Power Splitter* séparant le signal en provenance du *Sweeper HP 8625A*. La version H41 rassemble les options supplémentaires respectivement des versions H21 et H40.

Gestion de la translation de fréquence :

L'analyseur de réseau vectoriel est paramétré en mode de décalage de fréquences (*Frequency Offset Mode*) : touche de fonction [FREQ OFFS ON]. La source de l'analyseur HP 8753C devient ainsi un générateur suiveur (*Tracking*) dont le balayage en fréquences est piloté par le vobulateur (*Sweeper*) externe HP 8625A. Deux types différents de balayages peuvent être sélectionnés :

- balayage en fréquences de l'entrée RF et de l'entrée LO (IF à fréquence fixe) ;
- balayage en fréquences de l'entrée RF avec LO à fréquence fixe (balayage IF).

Un *Setup* interactif sous forme de schéma-bloc apparaît à l'écran de l'analyseur pour aider l'opérateur à configurer les conditions de conversion des fréquences :

- par battement inférieur : $f_{LO} < f_{RF}$ (*Low-Side LO Injection*) ;
- par battement supérieur : $f_{LO} > f_{RF}$ (*High-Side LO Injection*) ;
- utilisation du mélangeur comme convertisseur abaisseur de fréquence (*Down Converter*) avec entrée RF et sortie IF ;
- utilisation du mélangeur comme convertisseur élévateur de fréquence (*Up Converter*) avec entrée IF et sortie RF;
- LO à fréquence fixe ;
- LO à balayage de fréquences.

Nous avons tout un programme d'explorations et d'expérimentations devant nous.

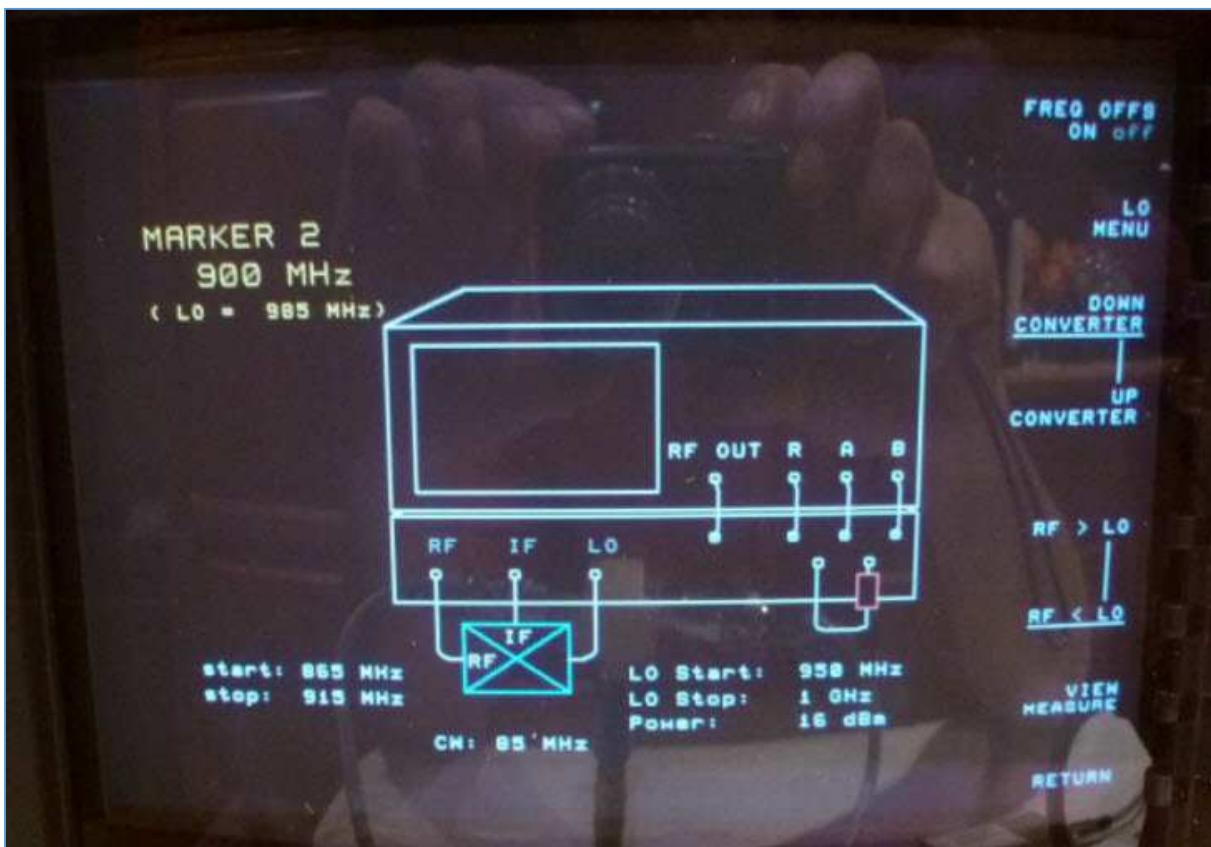


Fig. 218 : *Setup* interactif sur l'écran de l'analyseur de réseau vectoriel HP 8753C option E20 pour paramétrier la conversion des fréquences. Photo : ON4IJ.

La figure ci-dessous résume en un tableau les quatre cas de figure pour des conversions de fréquences par battement inférieur ou supérieur et pour des configurations en abaisseur ou élévateur de fréquences avec des exemples d'applications numériques.

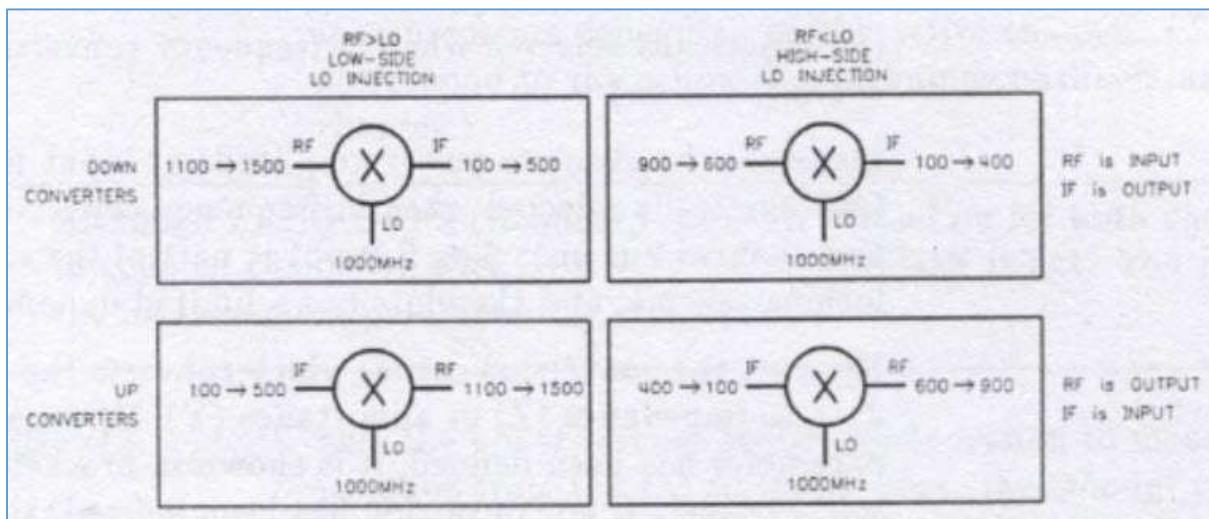


Fig. 219 : Possibilités des configurations de conversions de fréquences. Source : Operating and Service Manual HP 8753C Option E20, publication Hewlett Packard n° 08753-90232, Edition 1, USA 1992.

Effectuer une conversion de fréquences demande parfois une petite gymnastique d'esprit. Le paramétrage de l'appareillage dans le cas d'une fréquence RF inférieure à une fréquence LO ou bien dans le cas d'une fréquence RF supérieur à une fréquence LO, ce paramétrage va être exploité par l'analyseur pour déterminer dans quelle direction la source interne de celui-ci va devoir effectuer le balayage en fréquences afin d'atteindre la fréquence IF désirée.

Prenons l'exemple où l'on veut effectuer une conversion par abaissement de fréquence (*Down Converter*) et par battement supérieur ($f_{LO} > f_{RF}$) : la source interne de l'analyseur va devoir effectuer le balayage en fréquence en « sens contraire », c'est-à-dire depuis une fréquence maximale vers une fréquence minimale dans la plage de balayage. Prenons un LO à une fréquence fixe de 1 GHz et un signal RF variant dans une plage entre 600 MHz et 900 MHz (sens croissant en fréquences). Lorsque la fréquence RF est de 600 MHz, on obtient une fréquence IF de 1000 MHz - 600 MHz = 400 MHz. Lorsque la fréquence RF est de 900 MHz, on obtient une fréquence IF de 1000 MHz - 900 MHz = 100 MHz. On constate que le balayage en fréquences pour la mesure de la sortie IF du mélangeur va devoir s'effectuer en « sens contraire » c'est-à-dire entre 400 MHz et 100 MHz (sens décroissant en fréquences). On peut tenir un raisonnement similaire dans le cas d'une conversion par élévation de fréquences (*Up Converter*) et par battement supérieur ($f_{LO} > f_{RF}$). On peut résumer les sens des balayages en fréquences de l'exemple décrit ci-dessus sur la figure suivante.

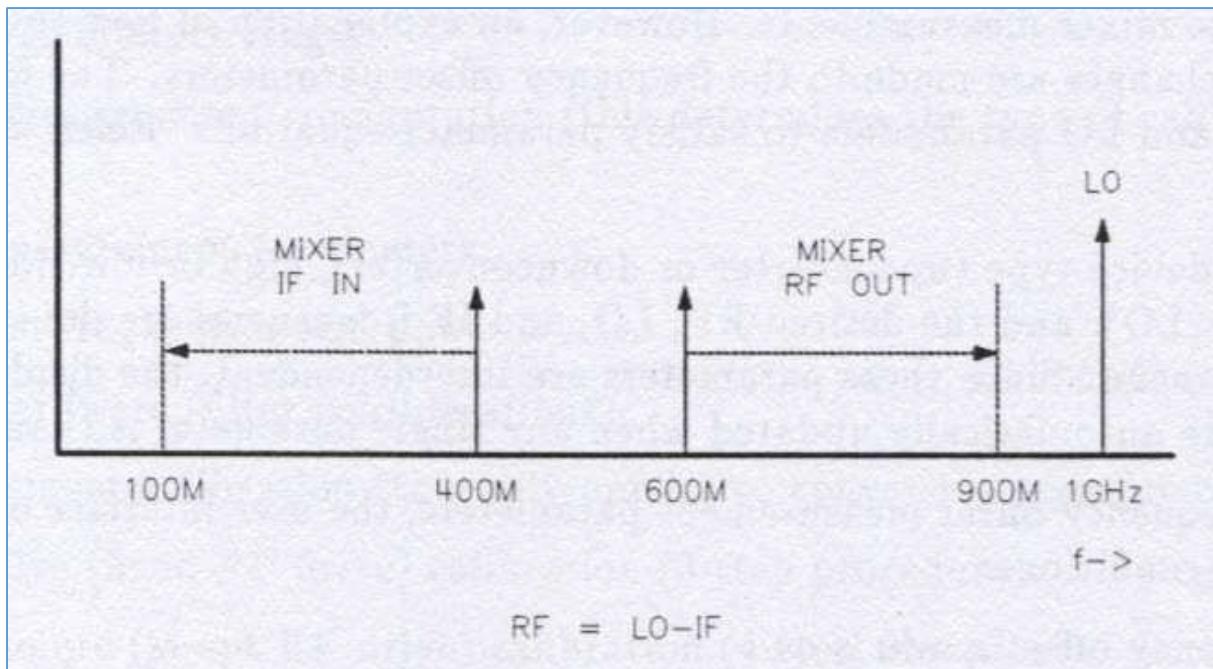


Fig. 220 : Les sens des balayages en fréquences entre le signal de stimulation et le signal devant être mesuré doivent être gérés en fonction des paramètres de conversion. Sur ce graphique, on peut observer le comportement des balayages en fréquences pour une conversion par élévation de fréquences et par battement supérieur. Source : Operating and Service Manual HP 8753C Option E20, publication Hewlett Packard n° 08753-90232, Edition 1, USA 1992.

Filtres pour la conversion de fréquences :

Pour des mesures de conversions de fréquences, il y a lieu d'insérer un filtre sur la voie de mesure de référence « R » de l'analyseur de réseau vectoriel afin d'éliminer les résidus des signaux devant être convertis et dont les composantes passent à travers (*Feedthrough Signals*) le mélangeur interne du *Mixer Test Set*. Ces signaux non désirés, par exemple le *LO Feedthrough*, ne doivent donc pas perturber l'échantillonnage effectué par les récepteurs de mesure de l'analyseur. Ce filtre de conversion est raccordé sur deux connecteurs prévus à cet effet sur la face avant du *Mixer Test Set*. Un autre filtre (filtre IF) est placé à la sortie IF du mélangeur sous test pour éliminer le signal de la fréquence image après changement de fréquence.



Fig. 221 : Filtre de conversion placé sur le *Mixer Test Set* et filtre IF raccordé sur le mélangeur sous test. Photo : ON4IJ.

Calibrage pour la conversion de fréquences :

Le calibrage s'effectue principalement avec un *Power Meter* pour les mesures des pertes de conversion d'un mélangeur sous test. Il y a deux types de calibrage :

- Calibrage de la puissance relative (pour un signal d'amplitude fixe à l'entrée RF) ;
 - o Normalisation (*Thru Response*) de la puissance entre la source et le récepteur de mesure ;
 - o Mesure de la perte de conversion directe ;
 - o Nécessite un seul canal ;
- Calibrage de la puissance absolue (pour un balayage en puissance à l'entrée RF) ;
 - o Calibrage du niveau de puissance à l'entrée RF et calibrage de la puissance de sortie ;
 - o Mesures de la perte de conversion, de la puissance de sortie et mesure de la compression ;
 - o Nécessite deux canaux.

Le but du calibrage de la puissance relative est d'assurer un niveau fixe d'amplitude du signal injecté à l'entrée RF du dispositif sous test et de mesurer avec précision la réponse de ce dispositif en relation avec ce niveau d'amplitude fixe du signal qui lui est injecté.

Le but du calibrage de la puissance absolue est d'assurer non seulement la mesure de l'amplitude absolue du signal à la sortie IF du dispositif sous test sur un premier canal de mesure mais aussi la mesure de l'amplitude absolue du signal injecté à l'entrée RF du dispositif sur un deuxième canal de mesure.

Étapes du calibrage pour la conversion de fréquences :

1. Calibrage de la source RF sur la plage de fréquences IF ;
2. Calibrage du récepteur de mesure sur la plage de fréquences IF (canal « B ») ;
3. Calibrage de la source RF sur la plage de fréquences RF ;
4. Calibrage du récepteur de référence sur la plage de fréquences RF (canal « R »).

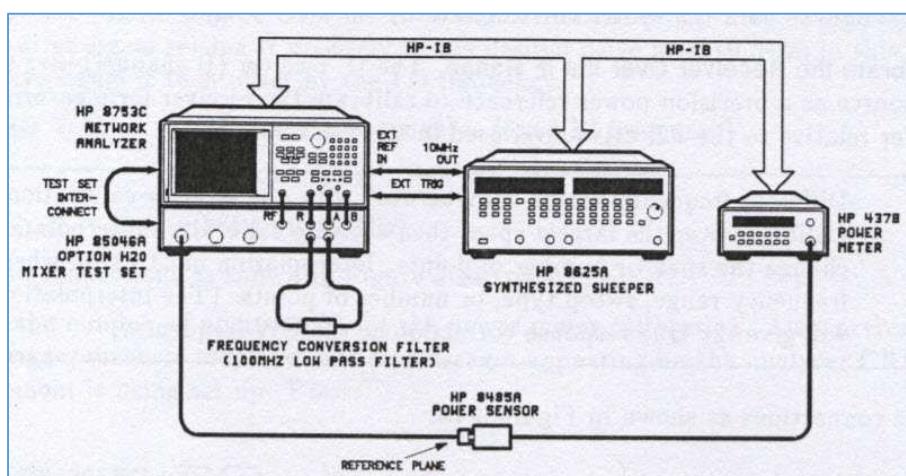


Fig. 222 : *Setup* pour le calibrage de la source sur la plage de fréquences IF ou RF. Source : Operating and Service Manual HP 8753C Option E20, publication Hewlett Packard n° 08753-90232, Edition 1, USA 1992.

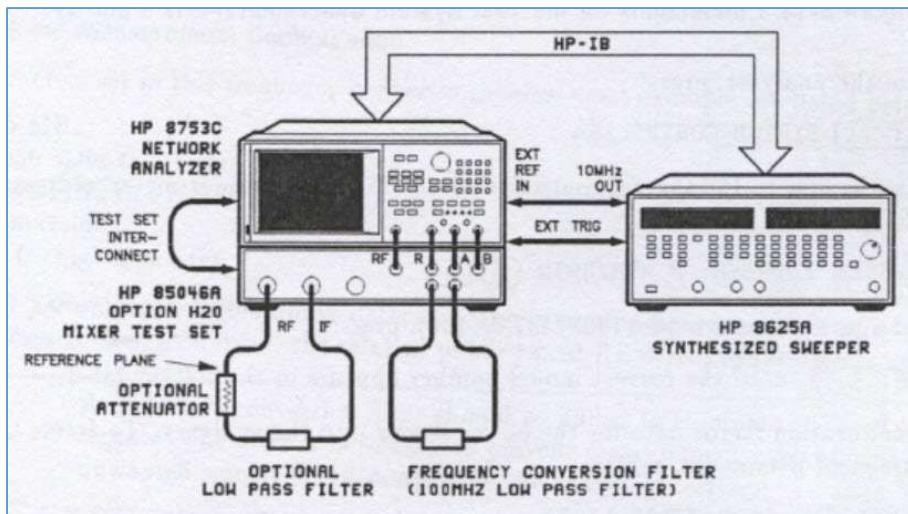


Fig. 223 : Setup pour le calibrage du récepteur de mesure « B » et du récepteur de référence « R » sur la plage de fréquences IF ou RF. Source : Operating and Service Manual HP 8753C Option E20, publication Hewlett Packard n° 08753-90232, Edition 1, USA 1992.

Voici un exemple d'affichage de la courbe de réponse des pertes de conversion d'un mélangeur de fréquences.



Fig. 224 : Exemple d'affichage de la courbe de réponse des pertes de conversion d'un mélangeur sous test. Photo : ON4IJ.

Les méthodes de calibrage pour les mesures d'isolation entre les ports du mélangeur sont similaires à celles qui viennent d'être décrites pour les mesures des pertes de conversion.

Enfin, en ce qui concerne le calibrage pour des mesures de SWR effectuées sur le port RF ou le port IF, celui-ci est réalisé selon la méthode classique S_{11} *One-Port* (SOL : *Short, Open Load*).

Perspectives d'avenir :

Les développements les plus récents en matière d'analyseurs de réseaux vectoriels se concentrent entre autres sur les mesures de dispositifs sous test aux comportements non linéaires. C'est ainsi que de nouveaux algorithmes de calibrages ont été mis aux point ; on peut citer un type de calibrage avec 16 facteurs de corrections. Cette méthode exploite des mesures multiples à partir d'étalons de lignes de transmission et à partir de plusieurs calibres de réflexion. La méthode de calcul des facteurs de corrections fait appel aux mathématiques des statistiques et a recours à des outils mathématiques spécifiques, comme par exemple celui des matrices Jacobiennes (du mathématicien Charles Jacobi) et le calcul de leur déterminant. Ces outils mathématiques deviennent précieux dans le domaine de l'analyse vectorielle et dans le domaine des circuits non linéaires.

Un autre défi est de pouvoir caractériser des réseaux dont les entrées et sorties sont symétriques. Certains analyseurs modernes disposent de ports d'entrées et de sorties redoublées afin d'accueillir des électroniques à circuits symétriques.

Les microprocesseurs actuels deviennent de plus en plus puissants dans leurs capacités de calculs complexes et dans leurs performances de vitesse d'exécution des opérations mathématiques et logiques. Les développements *Software* permettent une exploitation de plus en plus poussée des résultats de mesure en mettant à profit les algorithmes mathématiques les plus récents et en offrant une interface homme-machine de plus en plus conviviale.

Enfin, les dispositifs d'affichages numériques avec écrans couleurs à haute définition permettent un grand confort d'utilisation sur des appareils très compacts. Grâce à ces affichages performants, l'utilisateur peut avoir accès à plusieurs types de mesures différentes en même temps et en temps réel. On peut parfois observer des *lay-out* d'écrans multifenêtres faisant apparaître jusqu'à 9, 12 ou 16 mesures en même temps. L'opérateur dispose dès lors d'une vue d'ensemble sur les propriétés du circuit qu'il est occupé à caractériser ou à optimiser.

Les radioamateurs deviennent de plus en plus nombreux à comprendre l'utilité des mesures vectorielles sur des circuits électroniques radiofréquence en prenant conscience de tous les enseignements que ce type de mesures peuvent nous apporter et en découvrant les nouveaux champs d'expérimentations qui deviennent ainsi accessibles. Nous sommes donc de plus en plus nombreux à disposer, à utiliser et à maîtriser des analyseurs de réseaux vectoriels. Nous nous rassemblons ainsi sur la même longueur d'onde où nous nous comprenons mutuellement lorsqu'on évoque entre nous une mesure de S_{21} ou de S_{11} .

Une dernière suggestion : si vous vous sentez à l'aise dans le domaine des mesures vectorielles, puissiez-vous transmettre vos connaissances à d'autres radioamateurs (jeunes ou moins jeunes) pour pouvoir évoluer tous ensemble.

Conclusions :

Rédiger un article sur le sujet des analyseurs de réseaux vectoriels était un véritable défi car le sujet est non seulement assez vaste mais aussi d'une relative complexité. Cet article ne peut pas à lui seul recouvrir tous les aspects des mesures vectorielles sur des circuits électroniques et ne peut pas non plus expliquer toutes les subtilités que l'on peut découvrir en utilisant ce type d'appareil de mesure d'une manière récurrente et sur des périodes prolongées en allant scruter les fonctionnalités d'un analyseur de réseau vectoriel dans ses derniers retranchements.

Toutefois, nous espérons que ces quelques pages puissent vous être utiles pour aborder le domaine des mesures vectorielles en électronique radiofréquence. Pour les plus chevronnés d'entre vous, cet article peut constituer un simple résumé ou un aperçu (voire incomplet) du sujet ; pour d'autres radioamateurs, cela peut en revanche constituer une initiation à un nouveau domaine jusqu'ici inexploré ou bien parfois à peine effleuré.

Si vous faites partie des OM qui découvrent, à la lecture de cet article, un peu mieux ce qu'est un analyseur de réseau vectoriel et ce à quoi cet instrument de mesure peut servir, vous comprenez à présent l'importance des mesures vectorielles et tous les avantages que l'on peut en retirer dans nos activités de radioamateurs.

L'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel n'est pas réservée à quelques radioamateurs privilégiés. Il existe sur le marché de seconde main en 2017 de nombreux analyseurs de réseaux vectoriels performants, en parfait état de fonctionnement, à des prix de plus en plus abordables et qui parfois n'excèdent même pas le prix d'un bon *transceiver*. Il existe aussi des versions d'analyseurs de réseaux vectoriels très modernes dont la conception et la construction est réalisée par des radioamateurs. La mise en œuvre de ces analyseurs OM modernes est grandement facilitée grâce aux puissantes ressources de calculs et d'affichage en haute définition d'un ordinateur. La majorité des radioamateurs disposent d'un PC à proximité de leur station d'émission ou à bord de leur laboratoire ou atelier d'activités OM.

L'évolution des techniques de mieux en mieux maîtrisées par les radioamateurs nous conduisent tôt ou tard à devoir comprendre le domaine des mesures vectorielles sur des circuits électroniques, des lignes de transmission ou des antennes. Il devient donc indispensable de comprendre « une bonne fois pour toutes » les notions de coefficient de transmission, coefficient de réflexion, coefficients de répartition (paramètres S), délai de groupe, impédance complexe, etc. Enfin, faire ses premiers pas dans la compréhension de l'abaque de Smith vous aidera beaucoup dans le domaine des impédances, des lignes de transmission et dans l'utilisation d'un VNA.

Un analyseur de réseau vectoriel (VNA) est un instrument de mesure de précision et permet d'effectuer certains réglages délicats comme par exemple ceux qui doivent être effectués sur un duplexeur d'un répéteur radioamateur. Un analyseur de réseau vectoriel doit être calibré par l'utilisateur dans les conditions de mesure dans lesquelles il opère. Si vous envisagez l'achat d'un analyseur de réseau vectoriel, vous devez envisager celui d'un kit de calibres : l'un et l'autre sont indissociables ; les calibres sont indispensables.