

## Analyseur de spectre et mesures scalaires

Dans le domaine technique des radioamateurs, nous avons parfois besoin de relever la courbe de réponse en amplitude dans le domaine de la fréquence d'un circuit électronique actif ou passif comme par exemple un filtre (passe-bas, passe bande, etc.), un atténuateur, un câble coaxial d'une longueur déterminée, une antenne ou bien un préamplificateur d'antenne, un amplificateur de puissance, un convertisseur de fréquence, etc. La mesure des grandeurs scalaires sont utiles pour caractériser un circuit électronique : il s'agit d'effectuer les mesures du coefficient de transmission (mesure de perte d'insertion ou gain) et du coefficient de réflexion présent à l'entrée d'un dispositif sous test (mesure d'adaptation d'impédance à la ligne de transmission). Dans le cas de circuits actifs, il y a lieu d'effectuer d'autres mesures spéciales comme par exemple la réponse du circuit en fonction du niveau de puissance d'entrée (mesure de linéarité, compression, etc.) ou bien d'analyser la réponse du circuit avec un décalage en fréquence dans le cas des convertisseurs de fréquence ou mélangeurs (mesure de perte de conversion). Un circuit électronique est constitué de plusieurs composants reliés entre eux constituant ainsi un réseau (*Network*).

Les mesures évoquées ci-dessus peuvent entre autres être réalisées avec un analyseur de spectre et un générateur suiveur à balayage en fréquence (*Tracking Generator* ou *Tracking Source*) pour les mesures du coefficient de transmission. En ce qui concerne les mesures du coefficient de réflexion, un dispositif séparateur de signaux (*Test Set*) est nécessaire pour effectuer les mesures d'onde incidente et d'onde réfléchie : on utilisera soit un coupleur directionnel soit un pont directionnel. L'ensemble de ces appareils font partie de la famille des analyseurs de réseau scalaires (SNA : *Scalar Network Analyser*). Il existe des appareils tout-en-un dédiés à ce type de mesures et ces appareils portent le même nom : analyseurs de réseau scalaires.

Grandeur scalaire : grandeur qui est suffisamment définie par sa mesure en fonction d'une certaine unité, par opposition aux grandeurs vectorielles. Une longueur, une masse sont des grandeurs scalaires ; une vitesse, une accélération sont des grandeurs vectorielles. En électronique radiofréquence, on peut résumer la notion d'une mesure scalaire par celle d'une amplitude sans mesure de phase.

Les appareils qui sont capables d'effectuer des mesures d'amplitude et de phase font partie de la famille des analyseurs de réseau vectoriels (VNA : *Vector Network Analyzer*). L'analyse vectorielle de réseau fera l'objet d'un futur article sur le site ON5VL.

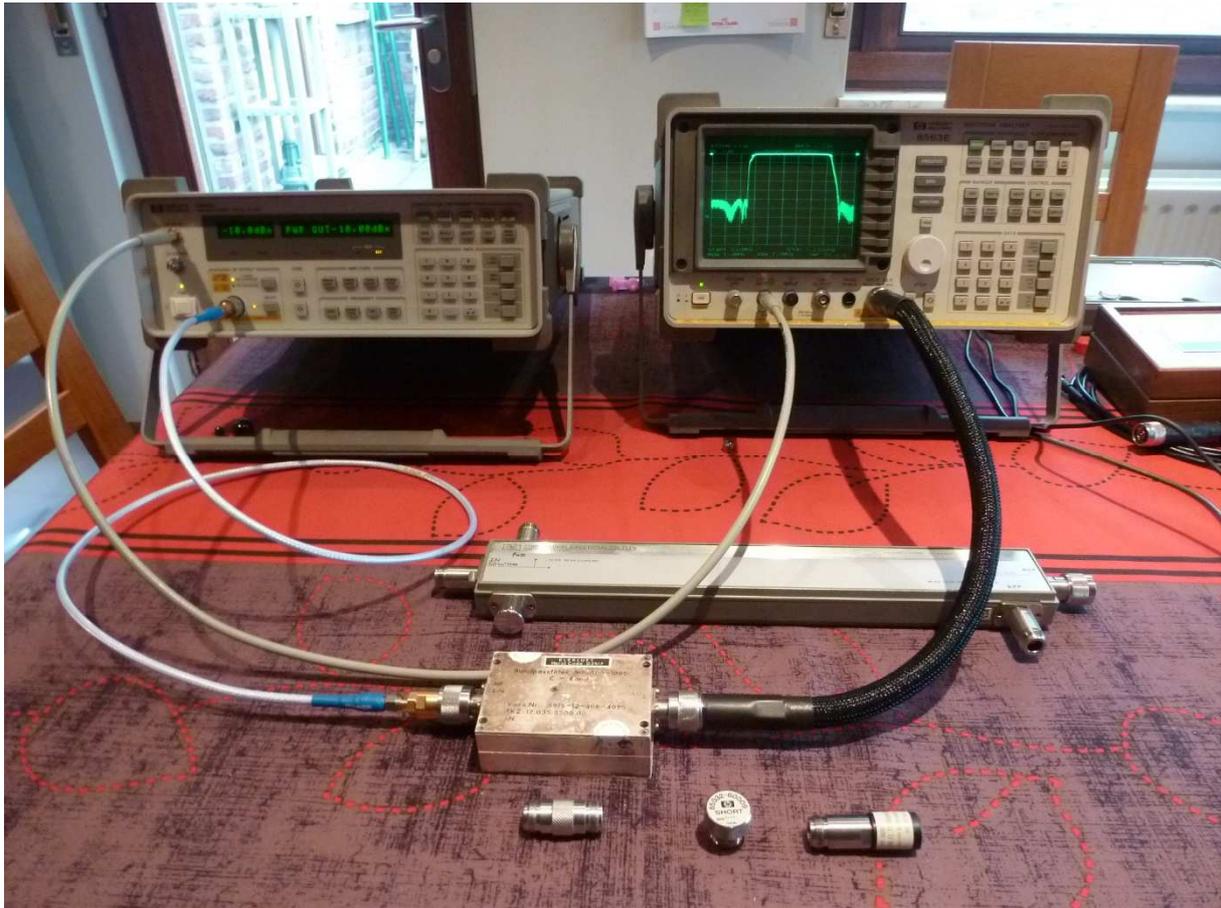


Fig. 1 : Analyseur de réseau scalaire constitué d'un analyseur de spectre HP 8563E et d'un *Tracking Source* HP 85644A ou HP 85645A avec un filtre passe-bande sous test. Quelques accessoires sont visibles à l'avant-plan du cliché : un connecteur adaptateur en « I » (*Thru*), un calibre court-circuit coaxial (*Short*) HP 85032-60009 (type N femelle), et une charge étalon 50  $\Omega$  HP 909F (type N femelle). Juste derrière le filtre passe-bande sous test on peut observer un coupleur directionnel double HP 778D pour la mesure de réflexion. Les charges étalon et autres calibres proviennent d'un kit de calibration type N HP 85032B.

Les mesures scalaires sur un réseau (circuit électronique) s'effectuent à partir d'une source d'un signal qui va « stimuler » le circuit (*Stimulus-Response Measurements*) et d'un récepteur qui va analyser les caractéristiques du réseau dans le domaine de la fréquence (analyseur de spectre).

Nous nous sommes déjà familiarisés avec l'analyseur de spectre : [voir l'article à ce sujet « Analyseur de spectre et radioamateurs » sur le site Internet ON5VL](#). Ceci va nous aider à comprendre la suite.

Voyons à présent le schéma bloc d'un générateur suiveur ou *Tracking Source* associé à un analyseur de spectre.

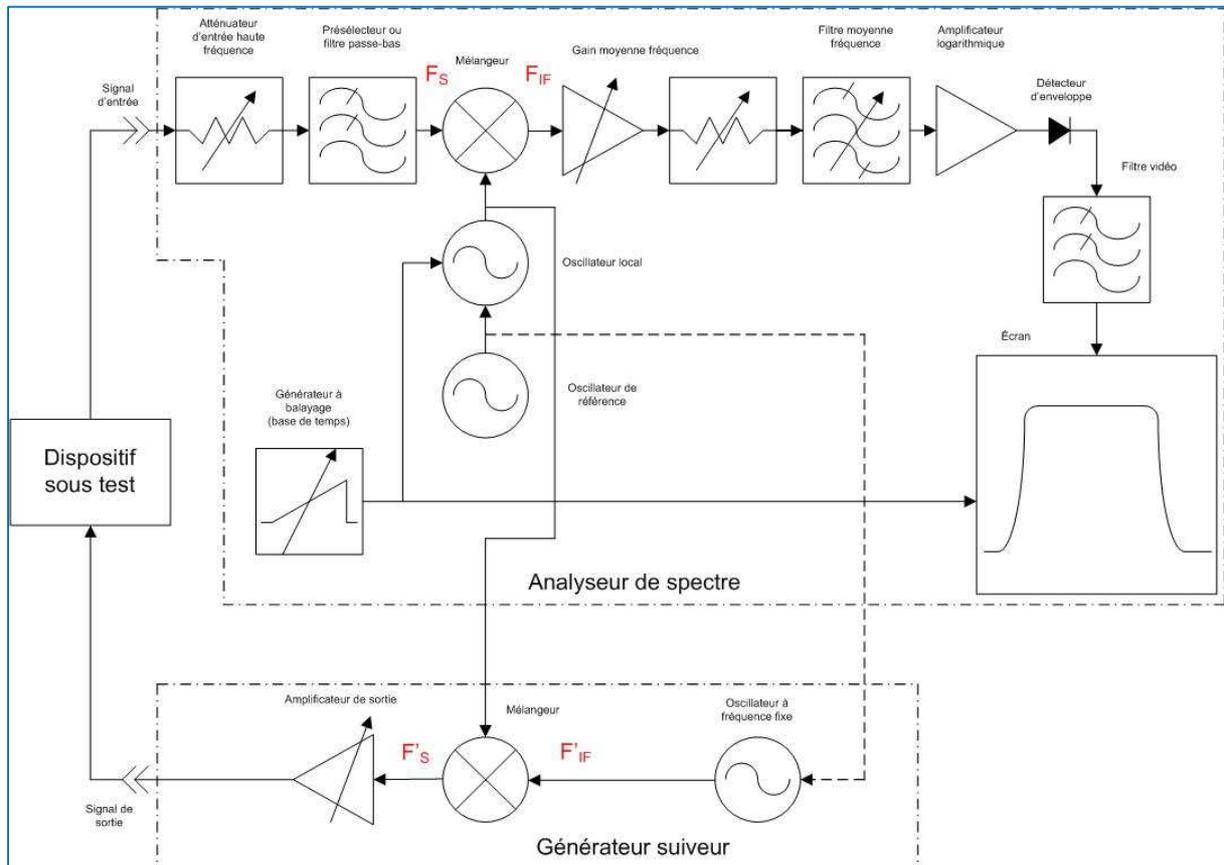


Fig. 2 : Schéma bloc d'un analyseur de spectre avec générateur suiveur à balayage en fréquence *Tracking Generator* ou *Tracking Source*.

Un générateur suiveur à balayage en fréquence est une source d'un signal dont la fréquence de sortie poursuit celle de l'accord en fréquence de l'analyseur de spectre. Dans le schéma bloc ci-dessus, l'analyseur de spectre reçoit un signal à son entrée de fréquence  $F_s$  qui subit un changement de fréquence au moyen d'un mélangeur piloté par un oscillateur local. Lorsque le signal qui est le produit du changement de fréquence se situe au centre de la bande passante du filtre moyenne fréquence, ce signal parvient jusqu'au détecteur d'enveloppe. Après ce détecteur, le signal est amplifié pour piloter la déflexion verticale de l'écran à tube cathodique. Le synchronisme entre l'axe horizontal des fréquences sur l'écran et l'accord en fréquence de l'oscillateur local est assuré par le générateur à balayage (base de temps) qui pilote en même temps la déflexion horizontale de l'écran et l'accord en fréquence de l'oscillateur local.

Toujours dans le schéma bloc ci-dessus, le générateur suiveur (*Tracking Source*) profite du balayage en fréquence de l'oscillateur local de l'analyseur de spectre pour effectuer un nouveau changement de fréquence piloté par un oscillateur à fréquence fixe. Si on accorde la fréquence fixe ( $F'_{IF}$ ) de l'oscillateur du générateur suiveur à celle du centre de la bande passante du filtre moyenne fréquence ( $F_{IF}$ ) de l'analyseur de spectre et qu'on utilise le nouveau changement de fréquence par l'intermédiaire du mélangeur du générateur suiveur, alors la fréquence du signal de sortie du générateur suiveur ( $F'_s$ ) sera équivalente à celle de l'accord en fréquence pour le signal d'entrée de l'analyseur de spectre ( $F_s$ ).

$$F_s = F_{LO} - F_{IF} \text{ et } F'_s = F_{LO} - F'_{IF}$$

L'étalement en fréquence (*Span*) de l'analyseur de spectre et celui du générateur suiveur sont adaptés et synchrones réalisant ainsi une poursuite parfaite en fréquence entre les deux appareils. L'oscillateur fixe du générateur suiveur est asservi à l'oscillateur de référence de l'analyseur de spectre pour que les fréquences  $F_{IF}$  et  $F'_{IF}$  soient rigoureusement égales. On est donc en présence d'un système que l'on appelle cohérent. Le dispositif sous test est intercalé entre la sortie du générateur suiveur et l'entrée de l'analyseur de spectre.



Fig. 3 : Vue des connexions de raccordement à l'arrière de l'analyseur de spectre.



Fig. 4 : Vue des connexions de raccordement à l'arrière du générateur suiveur à balayage.

Les mesures scalaires sur un réseau se subdivisent en trois groupes : les mesures de transmission, les mesures de réflexion et les mesures spéciales (en fonction d'un niveau de puissance ou d'un décalage en fréquence).

Qu'est-ce qu'une mesure de transmission d'un dispositif sous test ?

La mesure scalaire de la transmission d'un circuit (réseau) détermine le gain ou la perte d'insertion du circuit dans le domaine de la fréquence comme illustré ci-dessous.

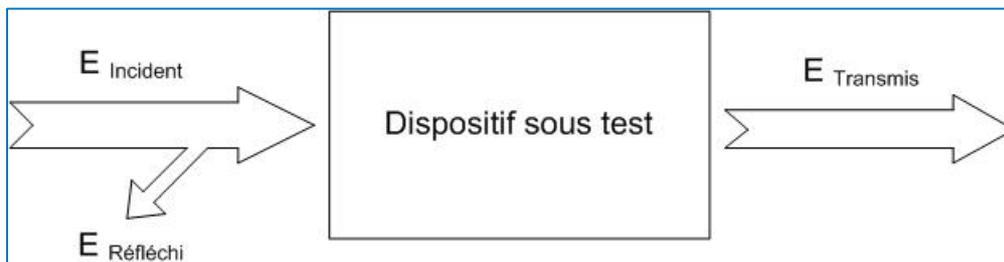


Fig. 5 : Mesure scalaire de la transmission d'un réseau.

Le coefficient de transmission,  $\tau$ , est égal au rapport de la tension transmise sur la tension incidente et est exprimé en décibel sur une échelle logarithmique de l'écran d'un analyseur de spectre.

$$\text{Coefficient de transmission [dB]} = 20 \text{ Log } \tau \text{ (gain)}$$

$$\text{Coefficient de transmission [dB]} = -20 \text{ Log } \tau \text{ (atténuation ou perte)}$$

$$20 \text{ Log } \tau = 20 \text{ Log } E_{\text{Transmis}} - 20 \text{ Log } E_{\text{Incident}}$$

$$\text{Atténuation [dB] ou perte [dB]} = P_{\text{Incident}} \text{ [dBm]} - P_{\text{Transmis}} \text{ [dBm]}$$

$$\text{Gain [dB]} = P_{\text{Transmis}} \text{ [dBm]} - P_{\text{Incident}} \text{ [dBm]}$$

Pour procéder à une mesure de transmission d'un réseau, on procède en trois étapes :

- Configurer les paramètres de mesure à l'analyseur de spectre : fréquence, résolution de bande passante (RBW), vitesse de balayage en fréquence (*Sweep Time*), atténuation d'entrée, etc., le tout avec le réseau sous test raccordé entre le générateur suiveur et l'analyseur. Il s'agit de « dégrossir » la courbe de réponse du réseau sous test.
- Établir un rapport de 0 dB de référence en enlevant le réseau sous test et en le substituant par un connecteur adaptateur en « I » (« *Thru* ») de haute qualité de manière à raccorder la sortie du générateur directement à l'entrée de l'analyseur de spectre tout en laissant dans le circuit les câbles coaxiaux de raccordement entre les deux appareils. On mesure ainsi le niveau d'amplitude du signal incident. Ensuite on active à l'analyseur de spectre la fonction « Normalisation » pour réaliser la soustraction (en dB) entre la puissance transmise (en dBm) et la puissance incidente (en dBm). Cela permet d'avoir une courbe de réponse parfaitement plate à 0 dB qui résorbe les imperfections de linéarité du système de mesure y compris les imperfections et non linéarités des câbles coaxiaux de raccordement sur toute l'étendue de mesure dans le domaine de la fréquence.
- Procéder à la mesure scalaire de transmission en réinsérant le réseau sous test sur la voie de mesure (à la place du connecteur « I »).

Remarque : Une fois que la fonction « Normalisation » a été activée, il est possible de positionner la trace parfaitement linéaire du 0 dB (qui est au sommet de l'écran) à une hauteur désirée sur l'écran de l'analyseur en utilisant la fonction NORM REF POSITION, ce qui est très utile lorsque le dispositif sous test est caractérisé par un gain positif dans le cas d'un amplificateur.



Fig. 6 : Pour établir un 0 dB de référence pour la mesure de transmission, le dispositif sous test est substitué par un connecteur adaptateur en « I » (« *Thru* »).

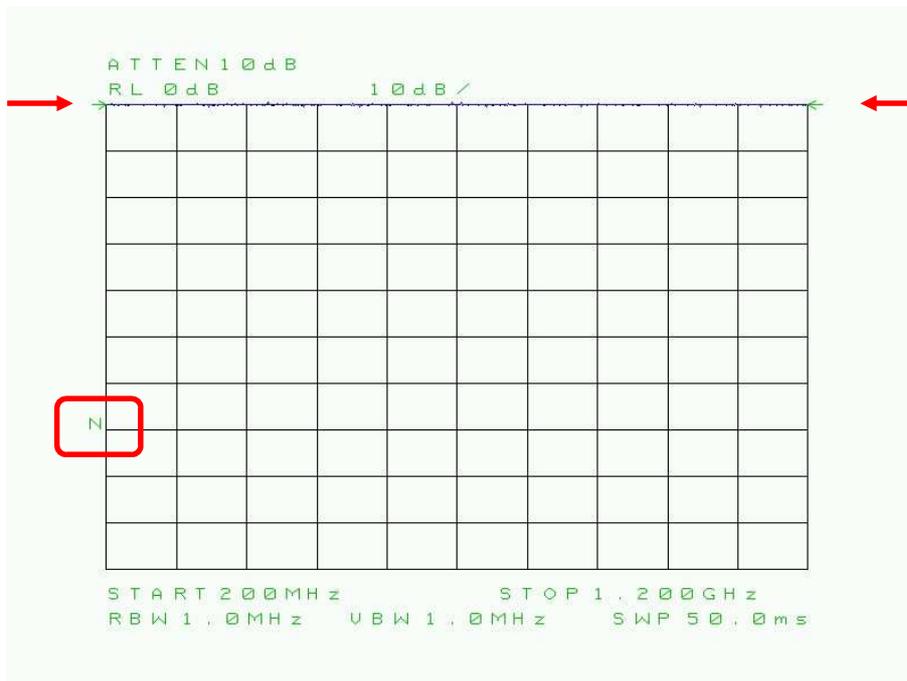


Fig. 7 : Activation de la fonction de normalisation à l'analyseur de spectre pour résorber la différence entre la puissance transmise et la puissance incidente. La trace du 0 dB est située au sommet de l'écran. Une indication « N » apparaît à la gauche de l'écran pour indiquer qu'il s'agit d'une mesure normalisée, c'est-à-dire dont la linéarisation du 0 dB a été établie dans les conditions de mesure de bande de fréquence (ici entre 200 MHz et 1200 MHz), de résolution de bande passante (RBW de 1 MHz) et de temps de balayage (Sweep de 50 ms).

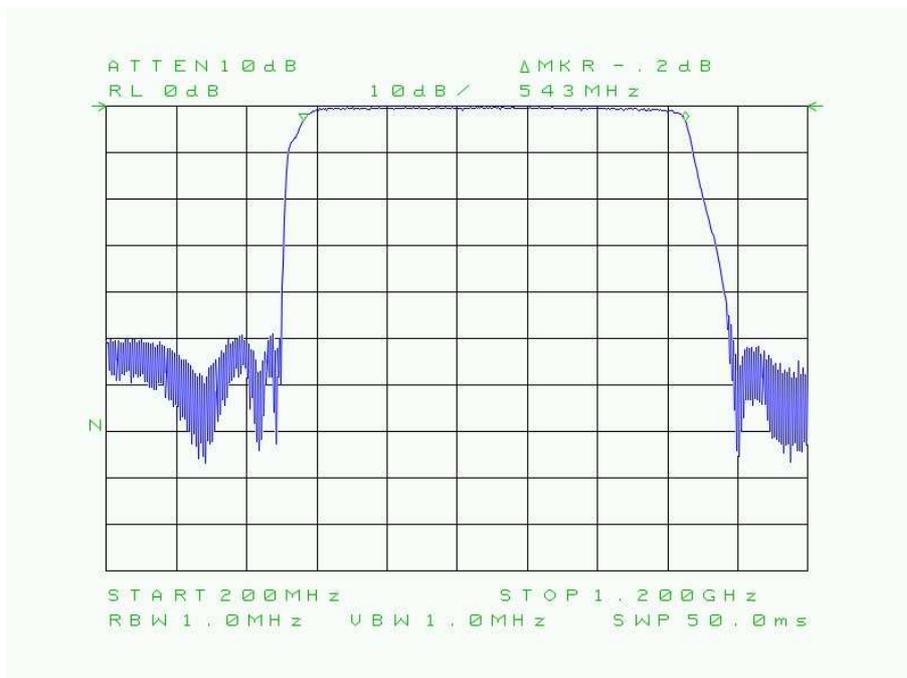


Fig. 8 : Mesure de transmission du filtre passe-bande illustré à la figure 6. La bande passante est comprise entre les fréquences de coupure de 472 MHz et 1015 MHz. L'atténuation hors bande est relativement raide et de l'ordre de -50 dB à 50 MHz d'écart des fréquences de coupure. La perte d'insertion du filtre est très faible (quelques dixièmes de dB) et la réponse dans la bande passante est particulièrement linéaire. La caractéristique de transmission de ce filtre est proche de l'idéal.

## Qu'est-ce qu'une mesure de réflexion d'un dispositif sous test ?

La mesure scalaire de réflexion d'un circuit (réseau) consiste à déterminer l'efficacité avec laquelle l'énergie d'un signal est transférée à l'entrée d'un réseau. Cette mesure révèle le degré de désadaptation entre l'impédance d'entrée du réseau et celle de la ligne de transmission qui l'alimente, c'est-à-dire son impédance caractéristique  $Z_0$ , en général  $50 \Omega$ . L'énergie d'un signal est absorbée en majeure partie par le réseau, mais il subsiste une partie qui n'est pas absorbée et donc réfléchi en retour vers la source.

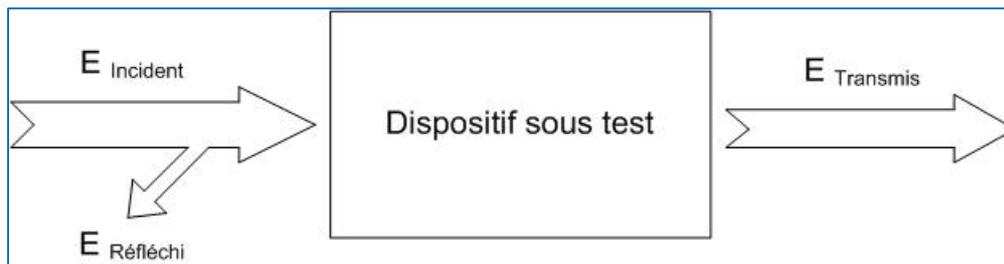


Fig. 9 : Mesure scalaire de réflexion d'un réseau.

Pour mesurer le coefficient de réflexion, il y a lieu de comparer l'amplitude du signal réfléchi par rapport à celle du signal incident.

$$\text{Coefficient de réflexion : } r = \frac{E_{\text{Réfléchi}}}{E_{\text{Incident}}}$$

Lorsqu'une ligne de transmission se termine sur une charge parfaitement adaptée, toute l'énergie du signal est transférée vers la charge et aucune énergie n'est réfléchi :  $E_{\text{Réfléchi}} = 0$  et  $r = 0$ . Lorsque la même ligne de transmission se termine sur un circuit ouvert ( $Z = \infty$ ) ou sur un court-circuit ( $Z = 0$ ), toute l'énergie est réfléchi et  $E_{\text{Réfléchi}} = E_{\text{Incident}}$  et  $r = 1$ . Parfois la notation du coefficient de réflexion est :  $\Gamma$  ; ( $r = \Gamma$ ). Les valeurs du coefficient de réflexion sont donc comprises entre 0 et 1 :  $0 \leq r \leq 1$ . Les pertes de retour (*Return Loss*) ont pour valeur le rapport de la tension réfléchi sur la tension incidente qui est exprimé en décibel sur une échelle logarithmique de l'écran d'un analyseur de spectre.

$$\text{Pertes de retour : } \text{Return Loss} = -20 \text{ Log } r \text{ et } -\infty < \text{Return Loss} \leq 0.$$

L'interaction entre l'onde incidente et l'onde réfléchi le long de la ligne de transmission produit des ondes stationnaires le long de celle-ci. L'amplitude maximale des ondes stationnaires a lieu entre l'onde incidente et l'onde réfléchi qui sont constructives ; l'amplitude minimale a lieu entre des ondes destructives. On définit ainsi le ROS : rapport d'ondes stationnaires (SWR : *Standing Wave Ratio*) qui a pour valeur :

$$\text{SWR} = \frac{\text{Tension maximale d'enveloppe des ondes stationnaires}}{\text{Tension minimale d'enveloppe des ondes stationnaires}}$$

Remarque : SWR est le contracté de VSWR : Voltage Standing Wave Ratio. Il s'agit donc bien d'un rapport de tensions.

Le rapport d'ondes stationnaires peut aussi être défini en fonction du coefficient de réflexion par la relation suivante :

$$SWR = \frac{1+r}{1-r} \text{ et } 1:1 \leq SWR < \infty:1$$

Pour effectuer une mesure scalaire de réflexion, nous avons besoin d'un composant qui est capable d'établir la distinction entre une onde incidente et une onde réfléchie, et en outre qui est capable de mesurer l'amplitude de ces deux composantes d'ondes. Il s'agit en d'autres mots d'un dispositif séparateur de signaux.

Quels sont les composants disponibles pour mesurer une onde incidente et une onde réfléchie ?

Ces composants sont les coupleurs directionnels (*Directional Coupler*) et les ponts directionnels (*Directional Bridge*). Ces dispositifs séparateurs de signaux sont regroupés sous l'appellation de *Test Set* (sous-ensemble de dispositifs d'essais).

Qu'est-ce qu'un coupleur directionnel ?

Un coupleur directionnel est un dispositif à quatre ports d'entrées-sorties constitué de deux lignes de transmission qui sont couplées de manière à pouvoir propager une partie de l'énergie traversant une ligne principale vers une ligne auxiliaire. Pour le texte qui suit, nous prenons pour convention que le début de la ligne auxiliaire se situe du côté de l'entrée de la ligne principale et que la fin de la ligne auxiliaire se situe du côté de la sortie de la ligne principale.

Lorsqu'on applique une onde incidente à l'entrée (IN) de la ligne principale (*Main Arm*), on retrouve une partie de l'énergie de cette onde à l'extrémité du début de la ligne auxiliaire (*Sense Arm*) à la « sortie couplée », « sortie de l'onde directe » (*Forward* ou FWD), mais aucune énergie de cette onde incidente n'apparaît à l'extrémité en fin de ligne auxiliaire à la « sortie isolée », « sortie de l'onde réfléchie », (*Reflected* ou REFL).

Lorsqu'il y a une onde réfléchie en retour vers la sortie de la ligne principale (OUT), on retrouve une partie de l'énergie de l'onde réfléchie en fin de la ligne auxiliaire (REFL) mais aucune énergie de cette onde réfléchie n'apparaît à l'extrémité en début de ligne auxiliaire.

Le couplage entre la ligne principale et la ligne auxiliaire s'effectue donc selon le sens (direction) dans lequel se propage l'onde incidente (ou réfléchie) dans la ligne principale. Le degré de couplage (*Coupling Ratio*) entre la ligne principale et la ligne auxiliaire est exprimé sous forme d'un rapport en décibel entre l'énergie de l'onde incidente (IN) et la fraction de celle qui est récoltée à la sortie couplée (FWD).

Un coupleur directionnel ne peut être parfait : une infime partie non désirée de l'onde incidente apparaît au port isolé ; il en est de même de l'onde réfléchie vis-à-vis du port couplé. Le rapport de directivité exprimé en décibel est celui entre l'énergie qui est récoltée à la sortie isolée (REFL) par rapport à celle qui est récoltée à la sortie couplée (FWD) lorsqu'une onde est appliquée à l'entrée (IN) du coupleur.

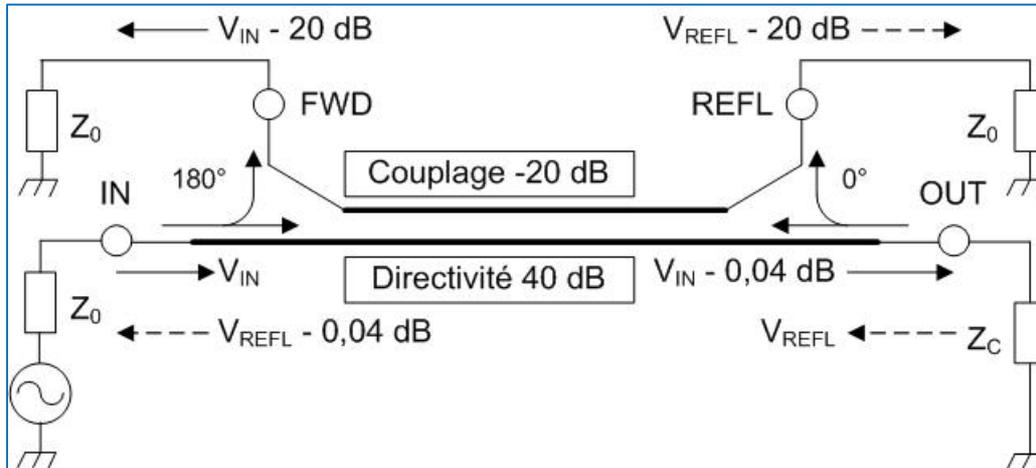


Fig. 10 : Schéma bloc d'un coupleur directionnel d'un degré de couplage de -20 dB et de directivité de 40 dB.

Comme une partie de l'énergie de l'onde incidente est détournée vers la sortie couplée, l'énergie de l'onde en sortie du coupleur est diminuée de cette portion d'énergie détournée. Le rapport d'énergie entre la sortie et l'entrée du coupleur exprime la perte d'insertion du coupleur qui est fonction du degré de couplage.

On a donc les relations suivantes :

$$\text{Coupling Ratio} = 10 \text{ Log} \left( \frac{P_{FWD}}{P_{IN}} \right) = N < 0$$

$$P_{OUT} = P_{IN} - P_{FWD} = P_{IN} - 10^{\frac{N}{10}} \cdot P_{IN}$$

$$\text{Insertion Loss} = 10 \text{ Log} \left( \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \right) = 10 \text{ Log} \left( 1 - 10^{\frac{N}{10}} \right)$$

Degré de couplage <i>Coupling Ratio</i>	Rapport de puissance vers voie couplée	Rapport de puissance de la ligne principale	Perte d'insertion <i>Insertion Loss</i>
-3 dB	0,50 P <sub>IN</sub>	0,5 P <sub>IN</sub>	-3 dB
-6 dB	0,25 P <sub>IN</sub>	0,75 P <sub>IN</sub>	-1,25 dB
-10 dB	0,10 P <sub>IN</sub>	0,90 P <sub>IN</sub>	-0,46 dB
-20 dB	0,01 P <sub>IN</sub>	0,99 P <sub>IN</sub>	-0,04 dB
-30 dB	0,001 P <sub>IN</sub>	0,999 P <sub>IN</sub>	-0,004 dB

Fig. 11 : Tableau indiquant les valeurs de perte d'insertion dans la ligne principale par rapport au degré de couplage d'un coupleur directionnel.

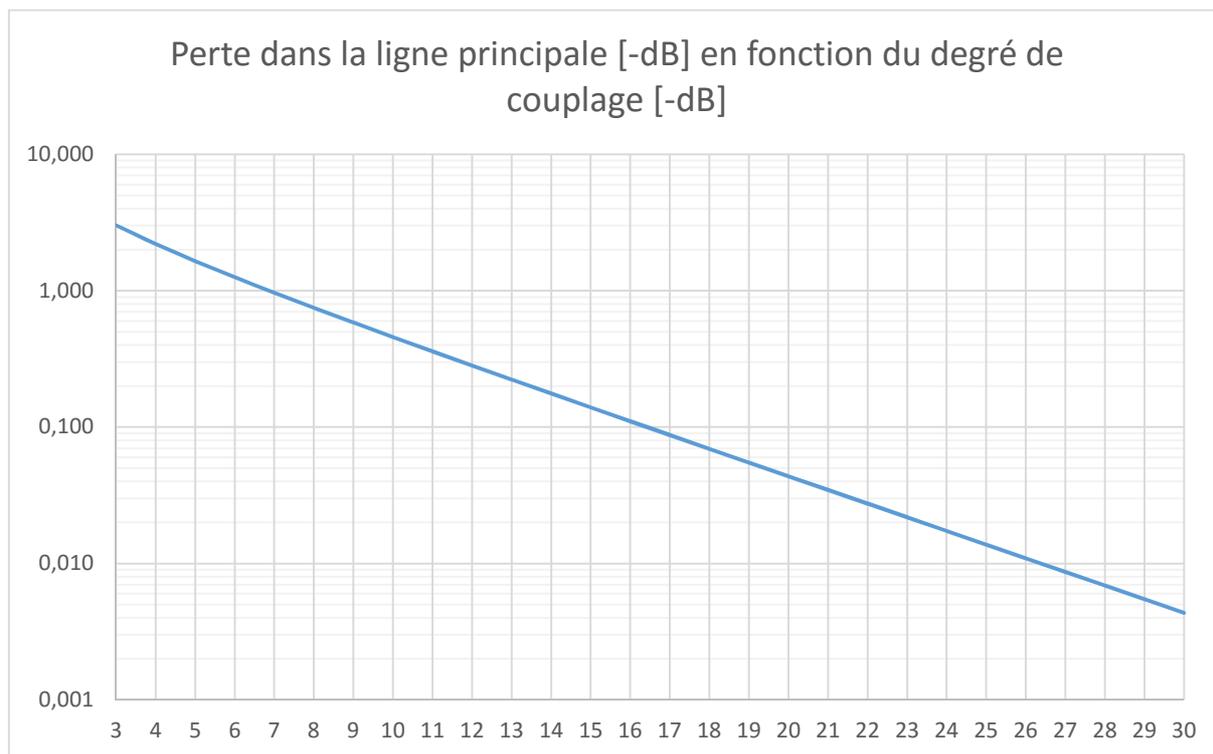


Fig. 12 : Graphe des valeurs du tableau ci-dessus (échelle verticale logarithmique). En abscisses : degré de couplage ; en ordonnées : perte d'insertion dans la ligne principale du coupleur directionnel.

En résumé, le coupleur directionnel est un dispositif qui mesure exclusivement l'amplitude d'une onde incidente à un port de sortie « couplé » et exclusivement l'amplitude d'une onde réfléchie à un port de sortie « isolé ». Le degré du couplage détermine le rapport entre l'amplitude mesurée aux extrémités de la ligne auxiliaire par rapport à celle qui est appliquée à la ligne principale du coupleur. Comme un coupleur directionnel n'est pas d'une perfection absolue, une infime partie mais non négligeable de l'onde incidente apparaît d'une manière non désirée au port de sortie isolé et une partie de l'onde réfléchie apparaît d'une manière non désirée au port de sortie couplé.

Au plus un coupleur directionnel est performant, au moins apparaît l'onde non désirée (incidente ou réfléchie) au port de sortie qui ne lui est pas destiné. Cette notion s'exprime par le rapport de directivité du coupleur directionnel. Un coupleur directionnel aux caractéristiques de forte directivité (grande isolation) sera capable de mesurer des très faibles amplitudes d'ondes réfléchies et donc des rapports d'ondes stationnaires dont les valeurs sont proches de 1:1. En pratique, on conseille de choisir un coupleur dont le rapport de directivité soit de 20 dB supérieur à la valeur de perte de retour (*Return Loss*) à mesurer.

Les conversions entre perte de retour et rapport d'ondes stationnaire et vice-versa sont données par les relations suivantes : (voir page suivante).

$$\text{Rapport d'ondes stationnaires : } SWR = \frac{1 + 10^{\left(\frac{-\text{Return Loss}}{20}\right)}}{1 - 10^{\left(\frac{-\text{Return Loss}}{20}\right)}}$$

$$\text{Perte de retour, Return Loss [dB]} = -20 \text{ Log} \left( \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \right)$$

Comme l'amplitude de l'onde réfléchie est fonction de la désadaptation d'impédance présente à l'entrée du dispositif sous test, on peut exprimer le coefficient de réflexion en fonction de l'impédance d'entrée du dispositif sous test et de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission qui l'alimente.

$$\text{Coefficient de réflexion : } r = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$$

En pratique, il existe différentes formes de coupleurs directionnels :

- Coupleur directionnel simple (*Single Ended Directional Coupler*) : coupleur dont la ligne auxiliaire est chargée en interne à une de ses extrémités. Selon le sens de raccordement de la ligne principale, le port de sortie de la ligne auxiliaire est soit le port couplé, soit le port isolé.
- Coupleur directionnel double (*Dual Directional Coupler*) : coupleur qui dispose de deux lignes auxiliaires indépendantes l'une de l'autre et dont chacune est chargée en interne à une de ses extrémités. Pour un sens déterminé de raccordement de la ligne principale, la première ligne auxiliaire est destinée exclusivement à la mesure de l'onde incidente (port couplé), la seconde exclusivement à la mesure de l'onde réfléchie (port isolé). On peut ainsi mesurer en même temps l'onde incidente et réfléchie et donc directement établir en temps réel le calcul du coefficient de réflexion ou celui du rapport d'ondes stationnaires.
- Coupleurs bidirectionnels (*Bi-directional Coupler*) : coupleur dont les deux extrémités de la ligne auxiliaire sont libres sans charges internes.

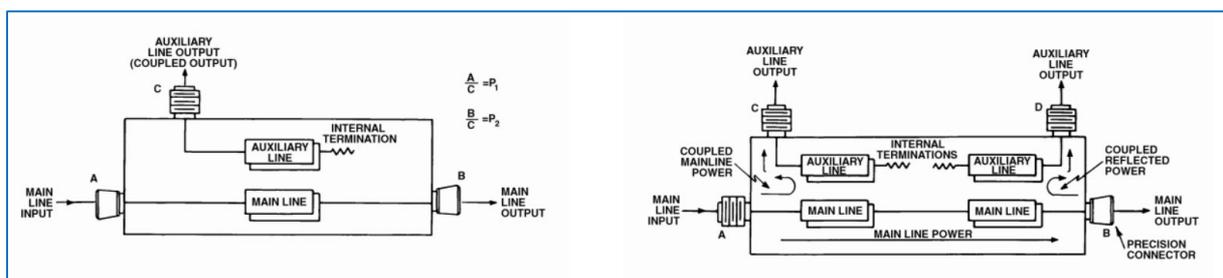


Fig. 13 : Coupleur directionnel simple (à gauche) et coupleur directionnel double (à droite).  
Source Narda Microwave.

Les coupleurs directionnels sont en général dédiés à une bande de fréquence déterminée et précisée. Ces types de coupleurs offrent une grande précision de couplage à tolérances serrées dans la bande de fréquence pour laquelle ils sont conçus. Il existe toutefois des coupleurs directionnels à large bande couvrant plusieurs octaves de bandes de fréquences.



Fig. 14 : Coupleurs directionnels doubles ; HP 774D, de 215 MHz à 450 MHz ; HP 775D, de 450 MHz à 940 MHz ; HP 776D, de 940 MHz à 1900 MHz ; HP 777D, de 1,9 GHz à 4,0 GHz.



Fig. 15 : Coupleur directionnel double large bande HP 778D, de 100 MHz à 2,0 GHz.



Fig. 16 : (En haut) coupleur directionnel simple large bande HP 11691D, de 2 GHz à 18 GHz ; (en bas) coupleur directionnel double large bande HP 11692D, de 2 GHz à 18 GHz.



Fig. 17 : Coupleur directionnel double large bande de haute puissance 200 W, de 15 kHz à 1500 MHz.

Un coupleur directionnel peut être construit technologiquement de manière à ce qu'il puisse accepter des fortes puissances à travers sa ligne principale. Cela se révèle particulièrement utile pour des mesures de signaux qui sont produits par des stations d'émission directement raccordées à leurs antennes réelles. Dans cette configuration de raccordement, on peut mesurer l'adaptation de l'ensemble ligne de transmission et antenne par rapport à la sortie de l'émetteur.

Un appareil de mesure de puissance radiofréquence et de mesure de rapport d'ondes stationnaires (wattmètre directionnel – ROS-mètre) est ainsi inséré entre la sortie de l'émetteur et la ligne de transmission (*Feeder*) vers l'antenne. Cet appareil de mesure inclut un coupleur directionnel double et de puissance. Les sorties des deux lignes auxiliaires sont munies de détecteurs afin de convertir l'amplitude des signaux couplés (FWD et REFL) en courants continus pour être mesurés par deux galvanomètres distincts, ou un seul galvanomètre à deux aiguilles qui se croisent ou encore un seul galvanomètre dont les connexions sont raccordées à une ligne auxiliaire unique et pivotante par rotation à 180°.



Fig. 18 : Wattmètre directionnel – ROS-mètre Rohde & Schwarz NAS avec coupleur directionnel amovible illustré sur la droite du cliché. Une touche de fonction permet d’activer la lecture du SWR sur un des deux galvanomètres. Source R & S.



Fig. 19 : Wattmètre directionnel – ROS-mètre Daiwa CN-102L avec coupleur directionnel intégré. La lecture du SWR s’effectue en temps réel sur des graduations situées au point de croisement des deux aiguilles. Source Wimo.



Fig. 20 : Le légendaire wattmètre directionnel Bird 43 créé au début des années 1950 et toujours actuel en 2016. Plus de 60 ans d'existence ! Source WD4EUI.



Fig. 21 : Vue arrière de l'instrument de mesure Bird 43 où on peut observer le coupleur directionnel à la partie inférieure de l'appareil. Source : Meterbuilder.

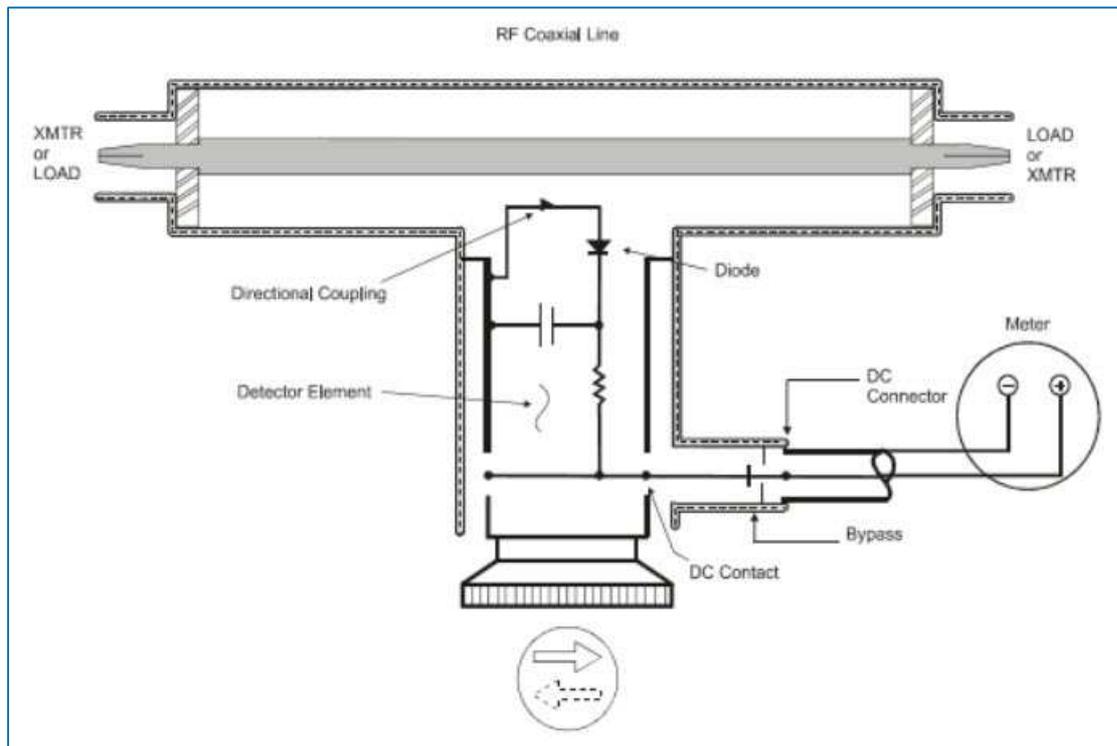


Fig. 22 : Vue schématique du wattmètre directionnel Bird 43 avec le détail du coupleur directionnel. La ligne auxiliaire est incluse dans un élément cylindrique enfichable et pivotant à 180° (« bouchon », *Plug-In Element*) pour la mesure de l'onde incidente ou de l'onde réfléchie. La sortie de la ligne auxiliaire est raccordée sur un détecteur pour alimenter un galvanomètre gradué en Watts. Une gamme de différents éléments enfichables permettent de sélectionner une bande de fréquence particulière et une étendue de mesure de puissance déterminée selon la géométrie de la ligne auxiliaire incluse dans l'élément enfichable tout en conservant la même géométrie de la ligne principale. Source Bird Technologies.

### Qu'est-ce qu'un pont directionnel (*Directional Bridge, SWR-Bridge*) ?

Il s'agit d'un dispositif qui a indirectement la même fonction qu'un coupleur directionnel mais dont la constitution est différente. Le pont directionnel est comparable à un pont de Wheatstone dont le principe est similaire.

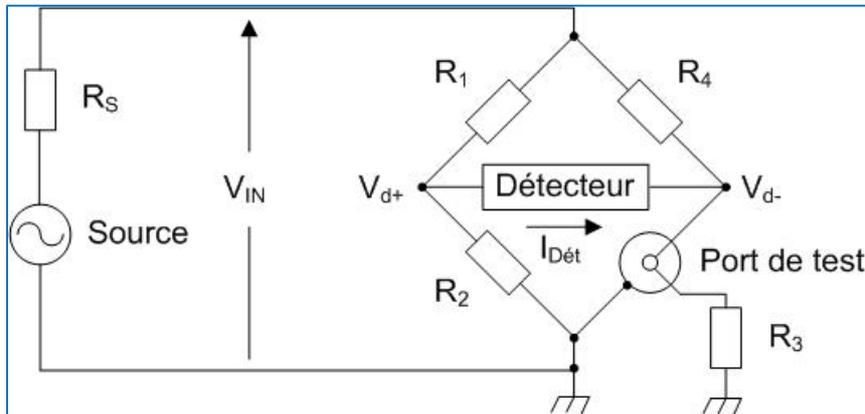


Fig. 23 : Pont de Wheatstone servant de base à la constitution d'un pont directionnel.

Lorsqu'un pont de Wheatstone est équilibré les potentiels  $V_{d+}$  et  $V_{d-}$  sont identiques et  $I_{dét} = 0$  puisque la différence de potentiel  $V_{d+} - V_{d-} = 0$ . Par la relation du pont diviseur résistif, on peut établir que :

$$V_{d+} = V_{IN} \frac{R_2}{R_1 + R_2} ; V_{d-} = V_{IN} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \Big|_{I_{Dét}=0} ; \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}$$

Lorsque le pont est équilibré, l'impédance que celui-ci présente à son entrée vis-à-vis de la source est :

$$Z_{IN}^2 = R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$$

On constate qu'un pont directionnel est purement résistif et constitue ainsi un dispositif à large bande, en particulier en extension vers les fréquences des bandes radiofréquences basses (en dessous de 30 MHz). Les ponts directionnels offrent un rapport de directivité très élevé, parfois meilleur que celui des coupleurs directionnels. Les ponts directionnels sont donc utilisés pour des mesures de rapport d'ondes stationnaires proches de 1:1. En revanche, un pont directionnel n'est prévu que pour des faibles puissances de l'ordre d'une fraction de quelques milli Watts, c'est-à-dire du niveau d'amplitude généralement utilisé dans les mesures scalaires (de -40 dBm à +10 dBm).

Nous allons transformer quelque peu le pont de Wheatstone en véritable pont de mesure directionnel et en lui aménageant des raccordements asymétriques pour être compatible avec des lignes de transmission du type coaxial. Pour cela, nous allons utiliser un convertisseur symétrique–asymétrique (*Balun : Balanced to Unbalanced*) sous la forme d'un petit transformateur large bande (ou un câble coaxial entouré de perles en ferrite). L'élément détecteur du pont sera remplacé par un port « isolé » pour la mesure d'ondes réfléchies.

Remarque : un pont directionnel est plus à proprement parler un pont de mesure d'impédance. En effet, le pont est équilibré lorsque la résistance placée au port de test a une valeur équivalente à celle des autres résistances du pont. La valeur des résistances du pont est choisie à celle de la ligne de transmission, en général 50 Ω. Si la valeur de la résistance raccordée au port de test diffère de 50 Ω, alors le pont est déséquilibré et on peut mesurer une amplitude au port isolé (remplaçant le détecteur) qui est le reflet de la désadaptation d'impédance (résistance). La désadaptation d'impédance donne donc une indication indirecte de la valeur du rapport d'ondes stationnaires. Pour rappel :

$$\text{Coefficient de réflexion : } r = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$$

$$\text{Rapport d'ondes stationnaires : } \text{SWR} = \frac{1+r}{1-r}$$

$$\text{SWR} = \frac{Z_c}{Z_0} \text{ si } Z_c \geq Z_0 ; \text{SWR} = \frac{Z_0}{Z_c} \text{ si } Z_c < Z_0$$

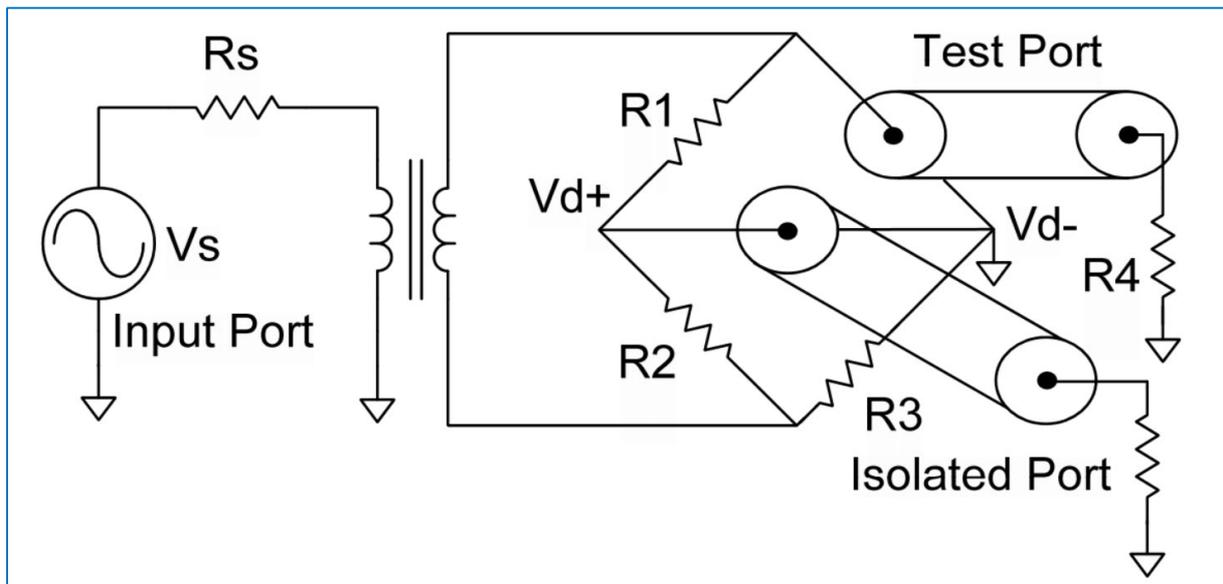


Fig. 24 : Constitution d'un pont directionnel de mesure avec trois ports : le port d'entrée pour l'injection d'un signal (onde incidente), le port de test où l'entrée du dispositif sous test est raccordée et le port isolé servant à la mesure de l'onde réfléchie. Source Agilent, Dr. Joel Dunsmore, Université de Berkeley, Californie USA, 2007.

Pour que le pont directionnel soit adapté à la ligne de transmission 50 Ω dans les conditions :  $R_s^2 = R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$ , on fixe les résistances suivantes à une valeur de 50 Ω  $R_4 = R_s = 50 \Omega$  et  $R_2 = R_s = 50 \Omega$ .

Dans le sens de raccordement du pont directionnel comme illustré ci-dessus, on comprend mieux qu'il s'agit d'un port « isolé » à la place du détecteur car aucun signal n'y apparaît lorsque le port de test est chargé par une résistance  $R_4$  de même valeur que  $R_s$  : les courants se subdivisent de manière égale le long des branches du pont. Nous pouvons déterminer un rapport des valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  qui va fixer le rapport de couplage du pont directionnel.  $R_3$  est calculé pour conserver l'équilibre du pont.

Renversons à présent le sens de raccordement du pont directionnel pour faire apparaître le port « couplé » à la place du port « isolé ». La source est connectée au port de test et la charge au port d'entrée.

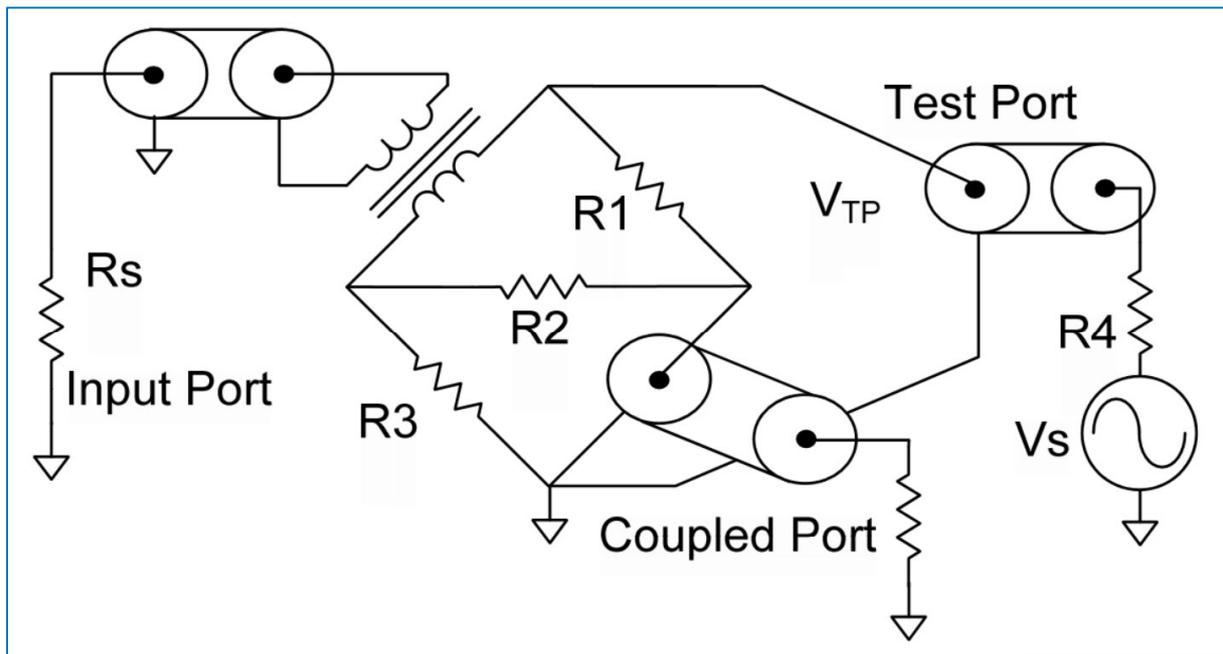


Fig. 25 : Renversement du sens de raccordement du pont directionnel pour faire apparaître le port couplé à la place du port isolé. La présentation du schéma est sous une autre forme mais aucune connexion du pont n'a été changée. Source Agilent, Dr. Joel Dunsmore, Université de Berkeley, Californie USA, 2007.

Selon le sens de raccordement du pont directionnel, le port couplé donne une mesure de l'onde incidente et le port isolé donne une mesure de l'onde réfléchie.



Fig. 26 : Pont directionnel Rohde & Schwarz ZRB2, bande passante de 5 MHz à 3 GHz, directivité exceptionnelle de 46 dB jusqu'à 2 GHz. Source Helmut Singer Elektronik, Feldchen Aachen.



Fig. 27 : Pont directionnel HP 86205A, bande passante de 300 kHz à 6 GHz, directivité de 40 dB jusqu'à 2 GHz.

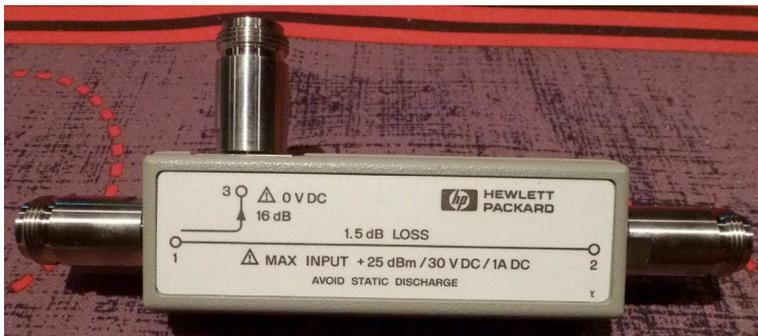


Fig. 28 : Idem ci-dessus avec pont directionnel retourné.

Comment utiliser un coupleur directionnel ou un pont directionnel avec un analyseur de spectre et un générateur suiveur ?

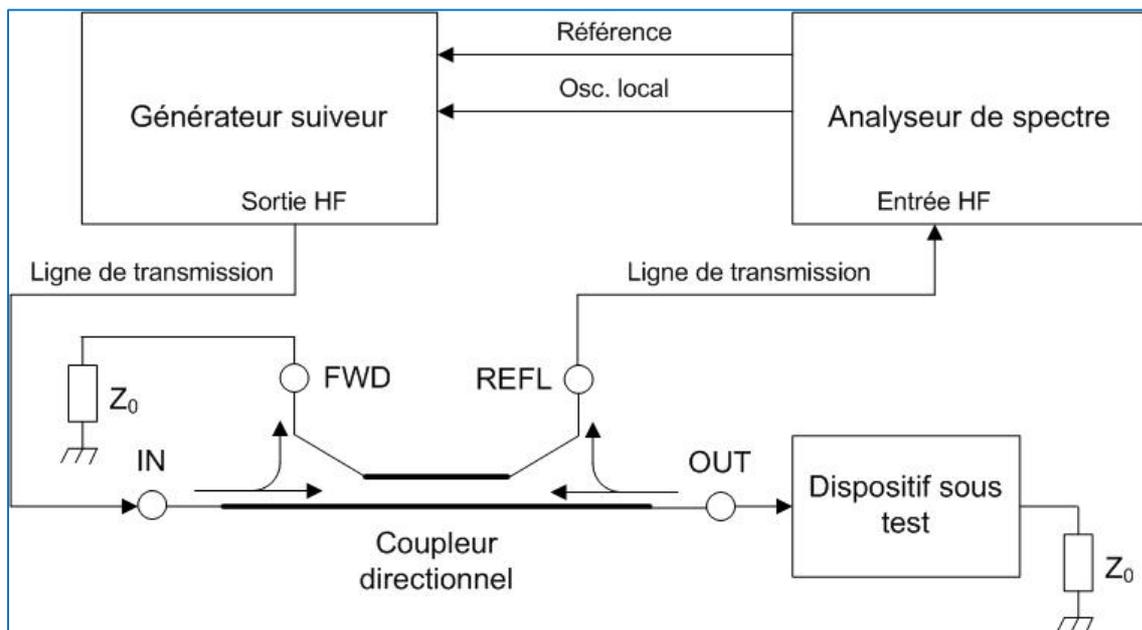


Fig. 29 : Schéma bloc d'un *Test Set* pour les mesures scalaires de réflexion avec un coupleur directionnel. Le coupleur peut être substitué par un pont directionnel.

Comme illustré sur le schéma bloc ci-dessus et à la figure ci-dessous, la sortie du générateur suiveur est raccordée à l'entrée de la ligne principale du coupleur directionnel (ou d'un pont directionnel) et la sortie de ce dernier est directement connectée à l'entrée du dispositif sous test par une liaison la plus courte possible. La sortie du dispositif sous test doit être raccordée à une charge parfaite  $Z_0$ . La sortie « isolée » du coupleur directionnel (sortie de mesure de l'onde réfléchie) est raccordée à l'entrée de l'analyseur de spectre. Aucune autre connexion ne doit être réalisée dans le cas d'un coupleur directionnel simple. S'il s'agit d'un coupleur bidirectionnel, alors une charge parfaite  $Z_0$  doit être raccordée à la sortie couplée pour charger la ligne auxiliaire. Dans le cas d'un coupleur directionnel double, il est recommandé de charger la sortie couplée pour ne pas perturber la perte d'insertion du coupleur directionnel.

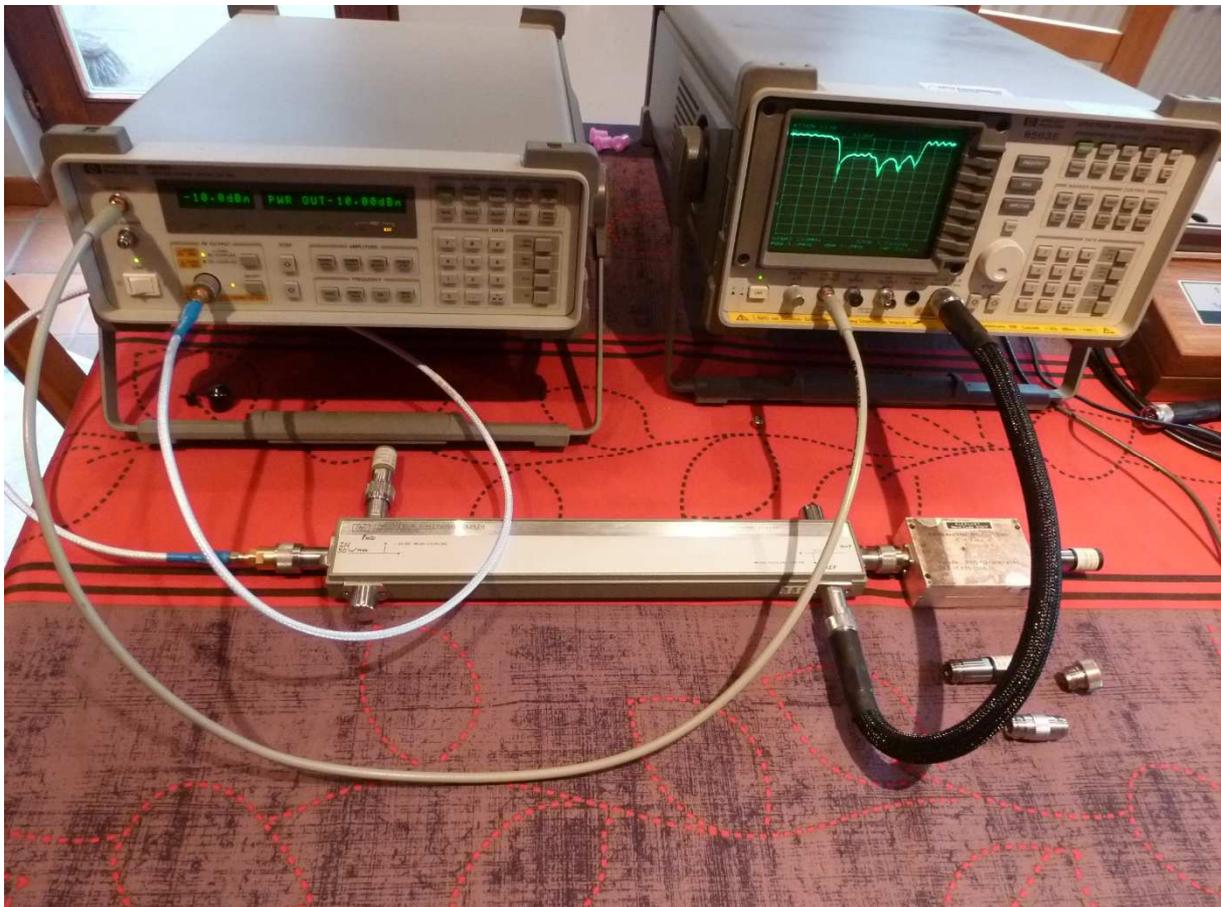


Fig. 30 : Mesure scalaire de réflexion avec un analyseur de spectre HP 8563E, un générateur suiveur à balayage HP 85645A, un coupleur directionnel double HP 778D, une charge étalon HP909F (connecteur type N mâle) à la sortie du filtre passe-bande sous test, une charge HP 909A à la sortie couplée du coupleur directionnel. Sur le coin inférieur droit du cliché sont visibles une autre charge étalon HP 909F (connecteur type N femelle), un calibre de court-circuit coaxial HP 85032-60009 (connecteur type N femelle) et un connecteur adaptateur en « I » type N femelle-femelle. Les charges étalons et calibres proviennent d'un kit de calibration type N HP 85032B.

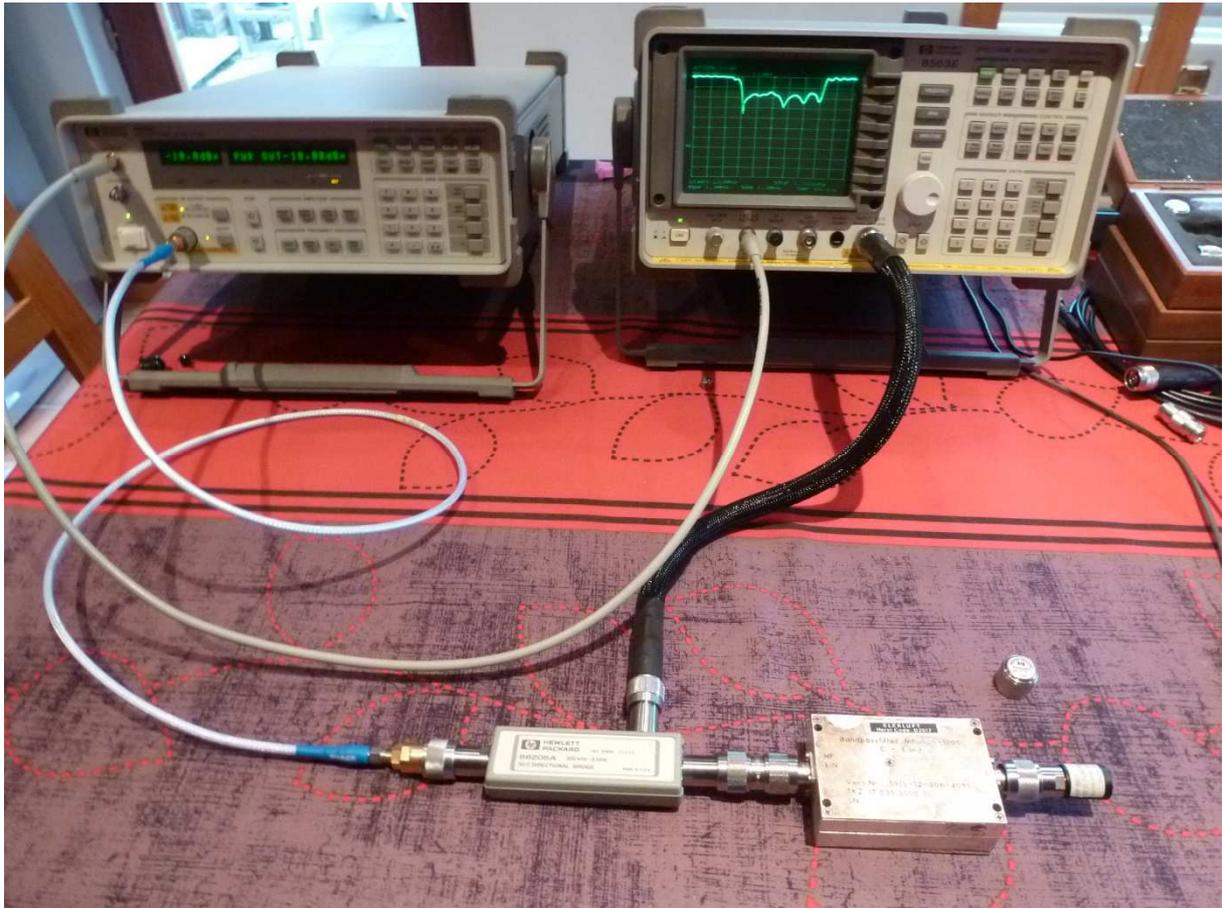


Fig. 31 : Idem figure ci-dessus, mais avec un pont directionnel HP 86205A, un connecteur adaptateur en « I » type N mâle-mâle et un calibre de court-circuit HP 85032-60008 (type N mâle).



Fig. 32 : Idem figure ci-dessus avec vue de détail sur la sortie du pont directionnel prêt à accueillir soit le calibre de court-circuit, soit une charge étalon, soit le dispositif sous test avec un connecteur adaptateur en « I » type N mâle-mâle.

Pour procéder à une mesure de réflexion d'un réseau, on procède en quatre étapes :

- Configurer les paramètres de mesure à l'analyseur de spectre : fréquence, résolution de bande passante (RBW), vitesse de balayage en fréquence (*Sweep Time*), atténuation d'entrée, etc., le tout raccordé comme illustré aux figures 30 et 31 avec le réseau sous test. Il s'agit de « dégrossir » la courbe de réponse du réseau sous test. Une fois que ces paramètres de réglage sont établis, il y a lieu de ne plus les changer après les étapes suivantes décrites ci-dessous.
- Avant que les mesures de réflexions ne puissent être réalisées, nous devons établir une trace de référence sur l'analyseur de spectre en ayant recours à des calibres. Le dispositif sous test doit être déconnecté et remplacé par un calibre de court-circuit, « *Short* » (ou un circuit ouvert, « *Open* ») qui est placé à la sortie de la ligne principale du coupleur directionnel (ou du pont directionnel). Comme un court-circuit (ou un circuit ouvert) en fin de ligne de transmission ne peut dissiper aucune énergie de l'onde incidente, toute l'énergie de celle-ci retourne vers la source sous forme d'onde réfléchie : la réflexion de l'onde est de 100 %. Le coupleur directionnel renvoie vers le port isolé une mesure de 100 % de réflexion de l'onde incidente vers l'analyseur de spectre. Le coefficient de réflexion du court-circuit (ou du circuit ouvert)  $r = 1$  ( $E_{\text{Incident}} = E_{\text{Réfléchi}}$ ) équivaut au 0 dB de perte de retour ( $20 \text{ Log } 1 = 0$ ).
- Ensuite on active à l'analyseur de spectre la fonction « Normalisation ». Cette procédure établit le 0 dB de perte de retour et va permettre de réaliser une mesure de l'onde réfléchie du dispositif sous test par comparaison avec celle qui a été obtenue par le calibrage avec court-circuit (ou circuit ouvert).
- Procéder à la mesure scalaire de réflexion du dispositif sous test en le connectant à nouveau à la sortie de la ligne principale du coupleur directionnel (ou d'un pont directionnel). Lors du balayage en fréquence de l'analyseur de spectre et du générateur suiveur sur la bande passante utile, la trace affichée sur l'échelle logarithmique de l'analyseur sera celle de la perte de retour du dispositif sous test dans le domaine de la fréquence. Nous pouvons convertir facilement la perte de retour exprimée en dB sous la forme d'un coefficient de réflexion ou bien sous la forme d'un rapport d'onde stationnaire. Voir tableau page suivante.

### Return Loss to VSWR Conversion Table

Return Loss (dB)	VSWR	Reflection Coefficient, $\Gamma$	Mismatch Loss (dB)	Reflected Power (%)	Through Power (%)
1	17.39	0.891	6.868	79.43	20.57
2	8.72	0.794	4.329	63.10	36.90
3	5.85	0.708	3.021	50.12	49.88
4	4.42	0.631	2.205	39.81	60.19
5	3.57	0.562	1.651	31.62	68.38
6	3.01	0.501	1.256	25.12	74.88
7	2.61	0.447	0.967	19.95	80.05
8	2.32	0.398	0.749	15.85	84.15
9	2.10	0.355	0.584	12.59	87.41
10	1.92	0.316	0.458	10.00	90.00
11	1.78	0.282	0.359	7.94	92.06
12	1.67	0.251	0.283	6.31	93.69
13	1.58	0.224	0.223	5.01	94.99
14	1.50	0.200	0.176	3.98	96.02
15	1.43	0.178	0.140	3.16	96.84
16	1.38	0.158	0.110	2.51	97.49
17	1.33	0.141	0.088	2.00	98.00
18	1.29	0.126	0.069	1.58	98.42
19	1.25	0.112	0.055	1.26	98.74
20	1.22	0.100	0.044	1.00	99.00
21	1.20	0.089	0.035	0.79	99.21
22	1.17	0.079	0.027	0.63	99.37
23	1.15	0.071	0.022	0.50	99.50
24	1.13	0.063	0.017	0.40	99.60
25	1.12	0.056	0.014	0.32	99.68
26	1.11	0.050	0.011	0.25	99.75
27	1.09	0.045	0.009	0.20	99.80
28	1.08	0.040	0.007	0.16	99.84
29	1.07	0.035	0.005	0.13	99.87
30	1.07	0.032	0.004	0.10	99.90
31	1.06	0.028	0.003	0.08	99.92
32	1.05	0.025	0.003	0.06	99.94
33	1.05	0.022	0.002	0.05	99.95
34	1.04	0.020	0.002	0.04	99.96
35	1.04	0.018	0.001	0.03	99.97
36	1.03	0.016	0.001	0.03	99.97
37	1.03	0.014	0.001	0.02	99.98
38	1.03	0.013	0.001	0.02	99.98
39	1.02	0.011	0.001	0.01	99.99
40	1.02	0.010	0.000	0.01	99.99

$$\Gamma = 10^{(-\text{Return Loss}/20)}$$

$$\text{VSWR} = [1 + 10^{(-\text{Return loss}/20)}] / [1 - 10^{(-\text{Return loss}/20)}]$$

$$\text{VSWR} = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|)$$

$$\text{Mismatch Loss (dB)} = 10 \log(1 - \Gamma^2)$$

$$\text{Reflected Power (\%)} = 100 * \Gamma^2$$

$$\text{Return Loss (dB)} = -20 \log |\Gamma|$$

$$\text{Return Loss (dB)} = -20 \log [(VSWR-1)/(VSWR+1)]$$

$$\Gamma = (VSWR-1)/(VSWR+1)$$

$$\text{Through Power (\%)} = 100 (1 - \Gamma^2)$$

Fig. 33 : Table de conversion perte de retour, ROS, coefficient de réflexion, etc.  
Source Marki Microwave, Morgan Hill, California, USA.

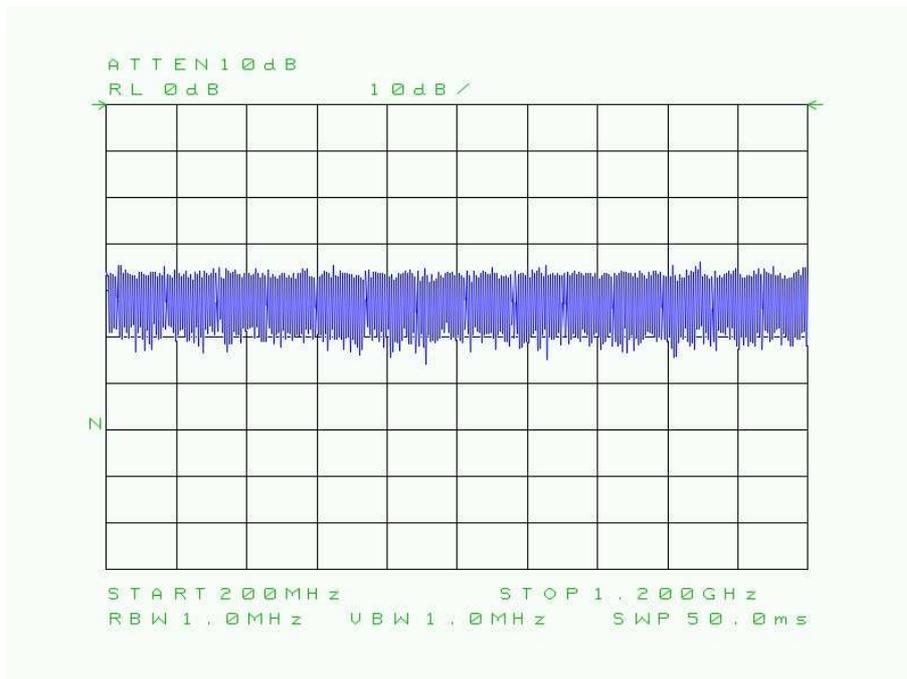


Fig. 34 : Mesure de réflexion avec une charge parfaite de  $50 \Omega$  placée directement à la sortie du pont directionnel. La perte de retour est uniforme et minimale dans le domaine de la fréquence avec une mesure de l'ordre de  $-40$  dB, ce qui correspond aussi à la directivité du pont directionnel. Une perte de retour de  $-40$  dB correspond à un rapport d'ondes stationnaires de 1,02:1. La référence du 0 dB se situe au sommet de l'écran lorsque la réflexion est totale, c'est-à-dire lorsqu'un calibre de court-circuit est placé à la sortie du pont directionnel.

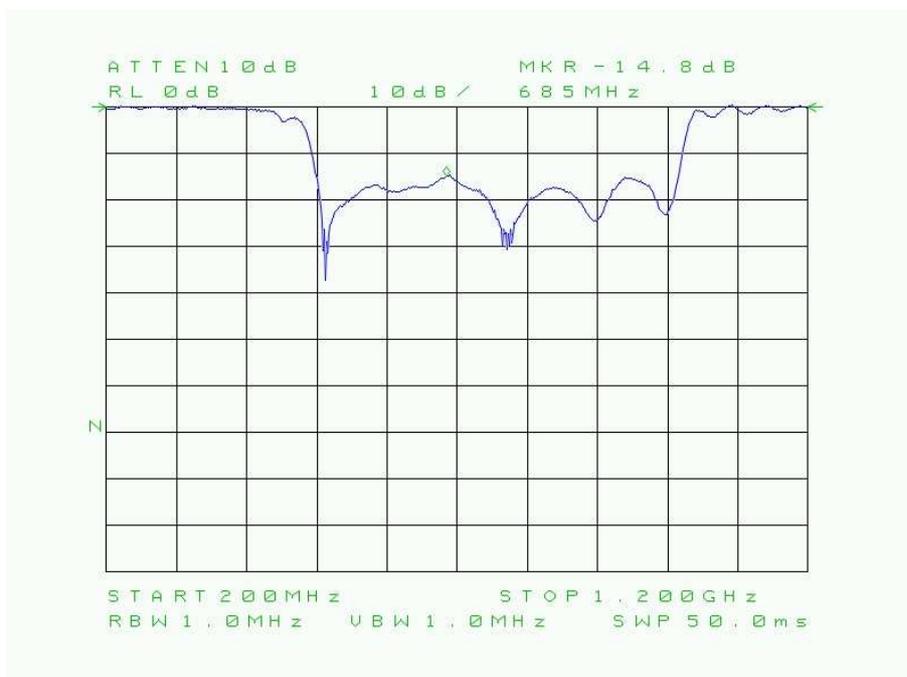


Fig. 35 : Mesure de réflexion du filtre passe-bande illustré à la figure 32 lorsque la sortie du filtre est chargée par une charge parfaite de  $50 \Omega$ . La perte de retour la plus défavorable a lieu pour une fréquence de 685 MHz et a pour valeur  $-14,8$  dB, ce qui correspond à un rapport d'ondes stationnaires de 1,44:1. La perte de retour est maximale (ROS infini) pour les fréquences situées en dehors de la bande passante utile du filtre.

L'adaptation d'impédance est-elle parfaite entre le générateur à balayage et l'entrée du coupleur directionnel ou pont directionnel ? Autrement dit, comment peut-on être certain que le niveau de l'onde incidente est rigoureusement constant sur toute la bande de fréquence de mesure ?

Entre le générateur à balayage et l'entrée du coupleur directionnel ou pont directionnel, on ne peut totalement éviter la présence d'ondes stationnaires. Selon la fréquence d'accord instantané du générateur, on peut difficilement quantifier quelles seront les ondes constructives et ondes destructives. Toutefois, il y a moyen de diminuer le rapport d'ondes stationnaires entre le générateur et le pont directionnel en intercalant un atténuateur (en général de -10 dB) dans la liaison. Cet artifice est souvent utilisé dans une liaison entre deux appareils pour absorber les ondes réfléchies qui pourraient perturber une des sources des signaux. Ce cas de figure se présente lorsqu'on procède à des mesures d'intermodulation deux tons à partir de deux générateurs raccordés sur un dispositif de composition de signaux (*Combiner*) avec un coupleur hybride par exemple. On place un atténuateur de -10 dB à la sortie de chaque générateur avant de rentrer les signaux dans le coupleur hybride (ou combineur) et on place aussi un atténuateur à la sortie de celui-ci. L'effet de ces atténuateurs est en quelque sorte « d'isoler » les appareils les uns des autres au point de vue des ondes réfléchies. On peut comprendre ce terme d'isolation HF comme une propriété d'immunité de la sortie d'un dispositif par rapport à l'entrée d'un autre dispositif. Il existe des composants dédiés à l'isolation HF comme par exemple les isolateurs et les circulateurs, mais cela est une autre histoire.

Pour améliorer d'avantage la constance du niveau de sortie d'un générateur, on peut mettre en œuvre un système asservi de pilotage de l'amplitude de sortie avec un coupleur directionnel et un détecteur. Cette technique est appelée « *Leveling* » (nivellement de l'amplitude).

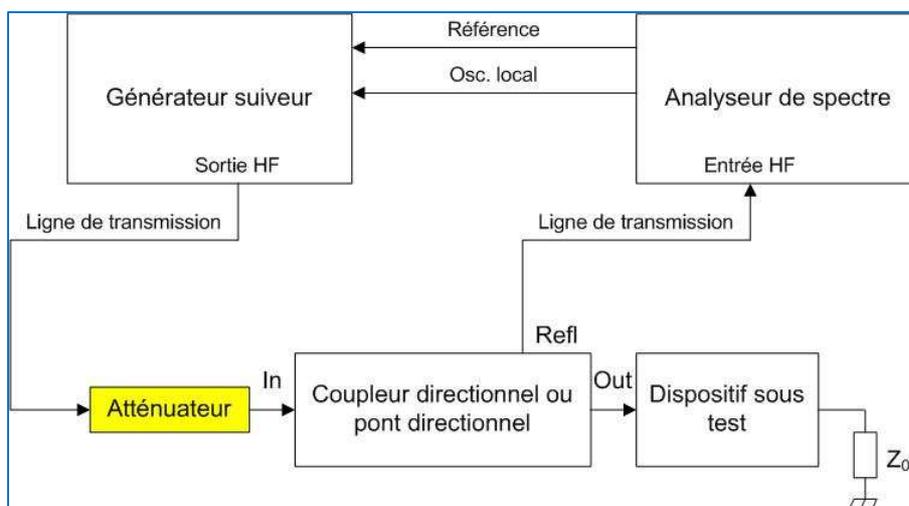


Fig. 36 : Utilisation d'un atténuateur entre le générateur et le coupleur ou pont directionnel pour diminuer le rapport d'onde stationnaire dans la ligne de transmission et pour améliorer la constance de l'amplitude de l'onde incidente dans toute la bande de fréquence de mesure.

## Comment effectuer une mesure spéciale ?

Pour effectuer une mesure de compression de gain d'un circuit électronique actif, l'analyseur de spectre et le générateur suiveur sont paramétrés pour activer un balayage en puissance dans le domaine du temps. La fréquence d'accord de l'analyseur et celle du générateur reste en général à une valeur fixe. L'analyseur de spectre est donc paramétré en « *Zero Span* » et se comporte ainsi en récepteur accordé (*Tuned Receiver*). L'essai peut être répété pour différentes valeurs fixes de fréquence. La trace sur l'écran devient une droite inclinée qui se termine par une partie coudée là-où se produit la compression de gain du dispositif sous test. La mesure de compression de gain donne le niveau de puissance injecté à l'entrée du dispositif pour laquelle il y a un écart de 1 dB dans la linéarité de la réponse en puissance.

Pour effectuer une mesure de perte de conversion d'un convertisseur de fréquence (avec oscillateur local intégré), une des méthodes consiste à substituer le générateur suiveur par un générateur à balayage (*Sweep Generator*) dont le pilotage en fréquence est indépendant de celui de l'analyseur de spectre. La bande de fréquence balayée par le générateur doit correspondre à celle de l'entrée HF du convertisseur, la bande de fréquence balayée par l'analyseur doit correspondre à celle de la bande passante de l'étage moyenne fréquence du convertisseur. Le balayage en fréquence du générateur et celui de l'analyseur sont ainsi asynchrones. C'est la raison pour laquelle on choisit une vitesse lente de balayage en fréquence au générateur et une vitesse rapide de balayage en fréquence à l'analyseur. La fonction *Trace Max Hold* est activée à l'analyseur de spectre de manière à effectuer après plusieurs balayages le relevé de la réponse en fréquence à la sortie du convertisseur. La différence d'amplitude exprimée en décibel entre le niveau HF et le niveau moyenne fréquence ainsi relevé donne la mesure de perte de conversion du convertisseur. La trace affichée à l'analyseur fournit aussi une indication sur la sélectivité du convertisseur, en particulier celle des étages moyenne fréquence de celui-ci.

Une autre méthode pour effectuer des mesures sur un convertisseur ou mélangeur de fréquence est d'utiliser un générateur à fréquence fixe comme oscillateur local et de faire fonctionner le générateur suiveur avec un balayage décalé en fréquence par rapport à celui de l'analyseur (*Tracking Frequency Offset*). Le décalage en fréquence correspond à celle de la moyenne fréquence. La plupart des *Tracking Source* disposent d'une fonction *Tracking Frequency Offset*.

Voici ci-dessous quelques exemples de mesure de transmission et de réflexion d'une série de dispositifs sous test : filtre passe-bande, réjecteur de bande (*Notch*), passe-bas, cavité passe-bande, préamplificateurs, etc.

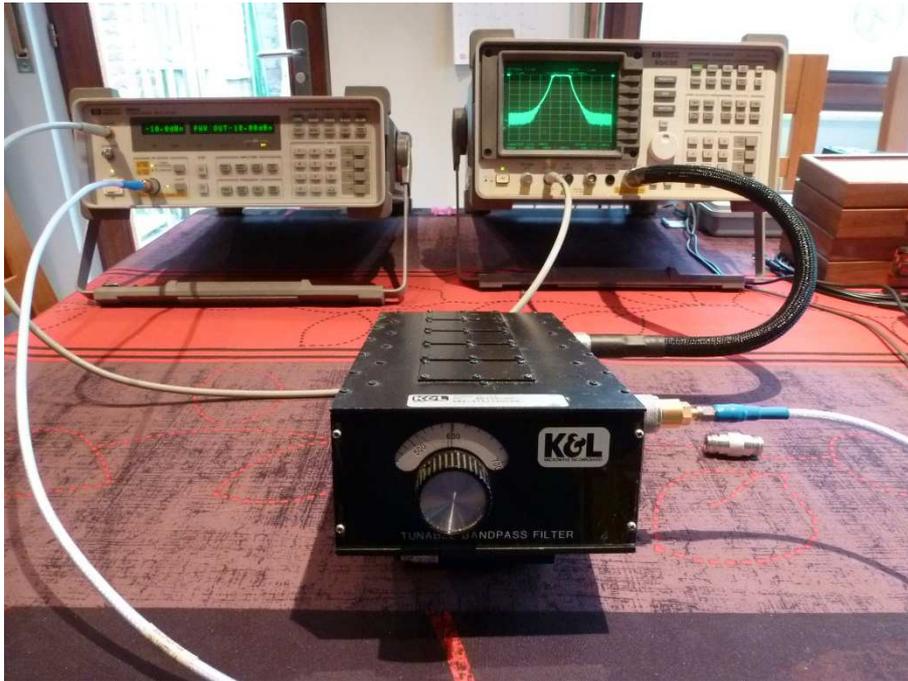


Fig. 37 : Filtre passe-bande réglable en fréquence d'accord, K&L Microwave, type 5BT-375/750-5N, Chebyshev à 5 sections de 375 MHz à 750 MHz.

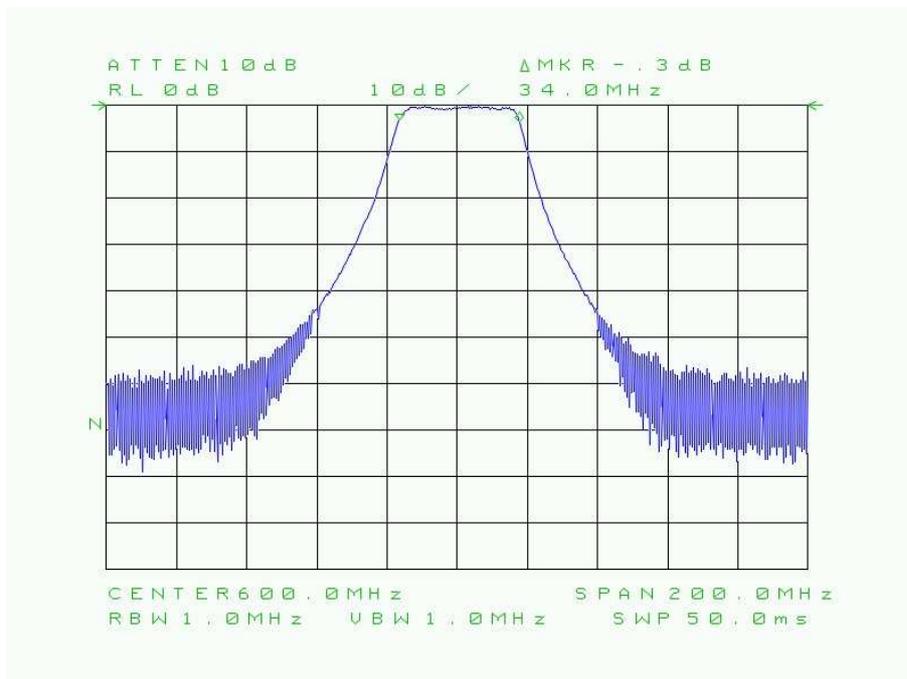


Fig. 38 : Mesure de transmission du filtre illustré à la figure ci-dessus pour une fréquence d'accord de 600 MHz. La perte d'insertion est inférieure à -1 dB. La bande passante mesurée à -3 dB est de 34 MHz. La bande passante à -50 dB est de 120 MHz. La raideur de sélectivité de ce filtre est donc de  $120/34 = 3,5:1$  pour un rapport de -50 dB à -3 dB. La bande passante à -30 dB est de 75 MHz et la sélectivité est de  $75/34 = 2,2:1$  pour un rapport de -30 dB à -3 dB.



Fig. 39 : Filtre réjecteur (éliminateur de bande) réglable en fréquence d'accord, K&L Microwave, type 3TNF-100/200, à 3 sections, de 100 MHz à 200 MHz.

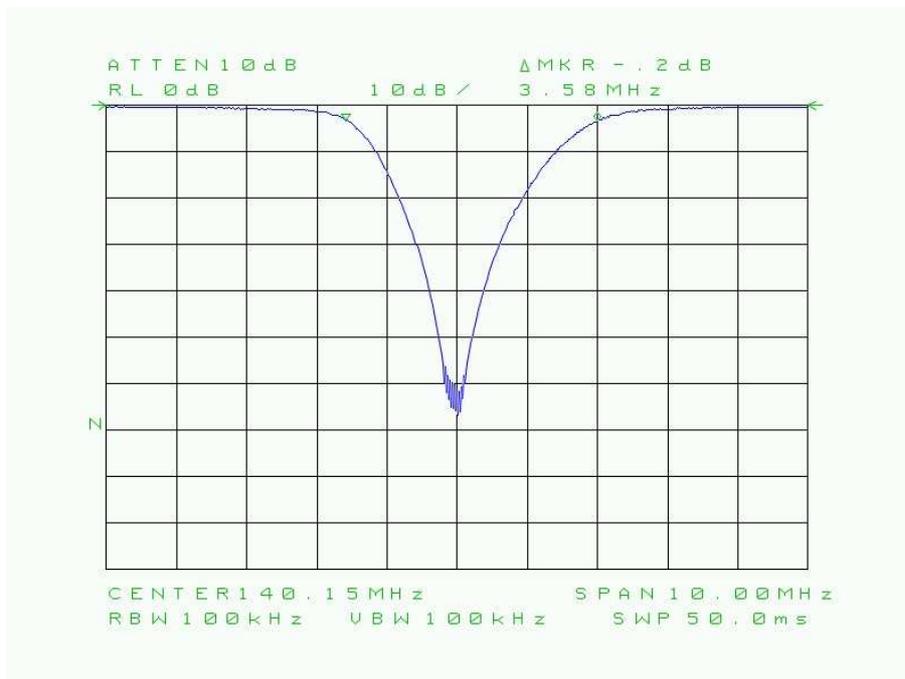


Fig. 40 : Mesure de transmission du filtre illustré à la figure ci-dessus pour une fréquence d'accord de 140,15 MHz. La bande rejetée mesurée à -3 dB est de 3,58 MHz. La bande rejetée à -40 dB est d'environ 800 kHz. La profondeur de réjection du filtre est de plus de -50 dB (environ -60 dB).



Fig. 41 : Filtre passe-bas coaxial HP 360A, fréquence de coupure de 700 MHz.

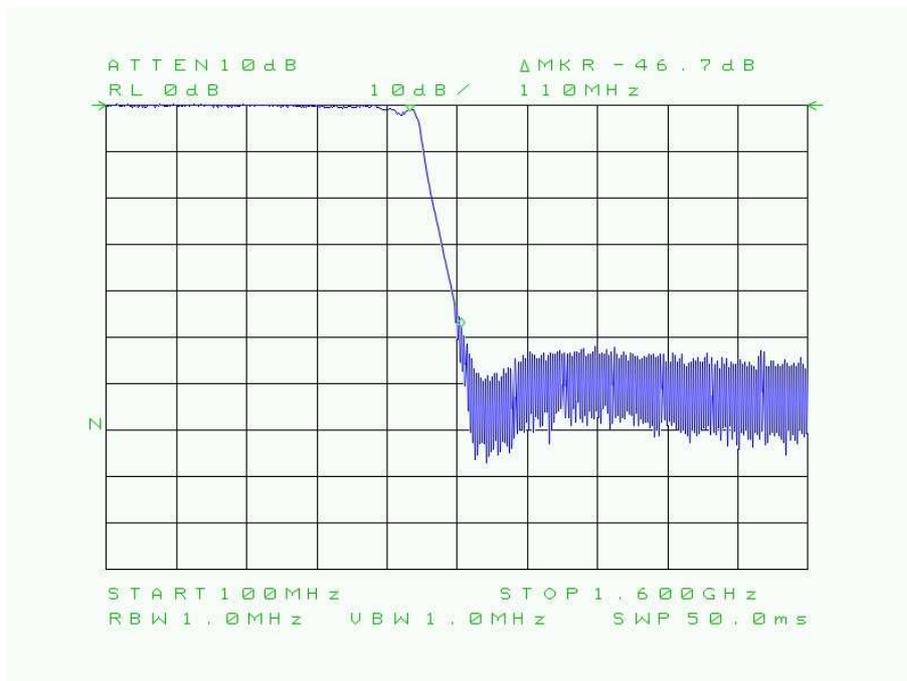


Fig. 42 : Mesure de transmission du filtre illustré à la figure ci-dessus. La fréquence de coupure mesurée à -3 dB se situe aux environs de 750 MHz. L'atténuation à 850 MHz est de -46,7 dB. La perte d'insertion est inférieure à -1dB et la réponse dans la bande utile est parfaitement linéaire, ici mesurée entre 100 MHz et 700 MHz.



Fig. 43 : Filtre passe-bas coaxial HP 11686A, fréquence de coupure de 13 GHz.

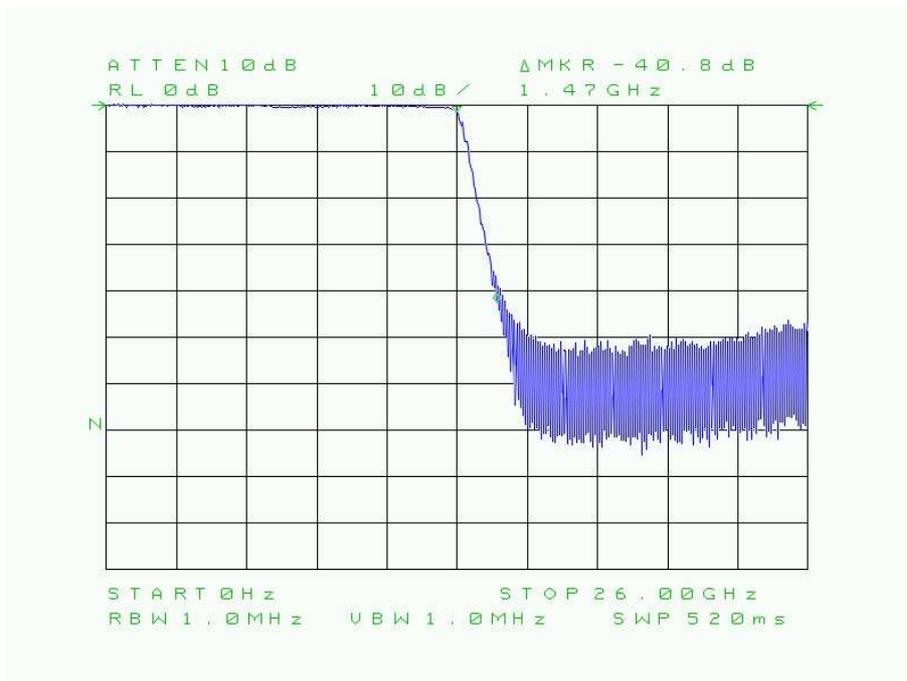


Fig. 44 : Mesure de transmission du filtre illustré à la figure ci-dessus. La fréquence de coupure mesurée à -3 dB se situe aux environs de 13 GHz. L'atténuation à 14,5 GHz est de -40,8 dB. La perte d'insertion est inférieure à -1dB et la réponse dans la bande utile est parfaitement linéaire, ici mesurée entre 0 Hz et 13 GHz. Il est à remarquer que les possibilités de bande passante des appareils de mesure sont exploitées ici au maximum de leurs capacités.

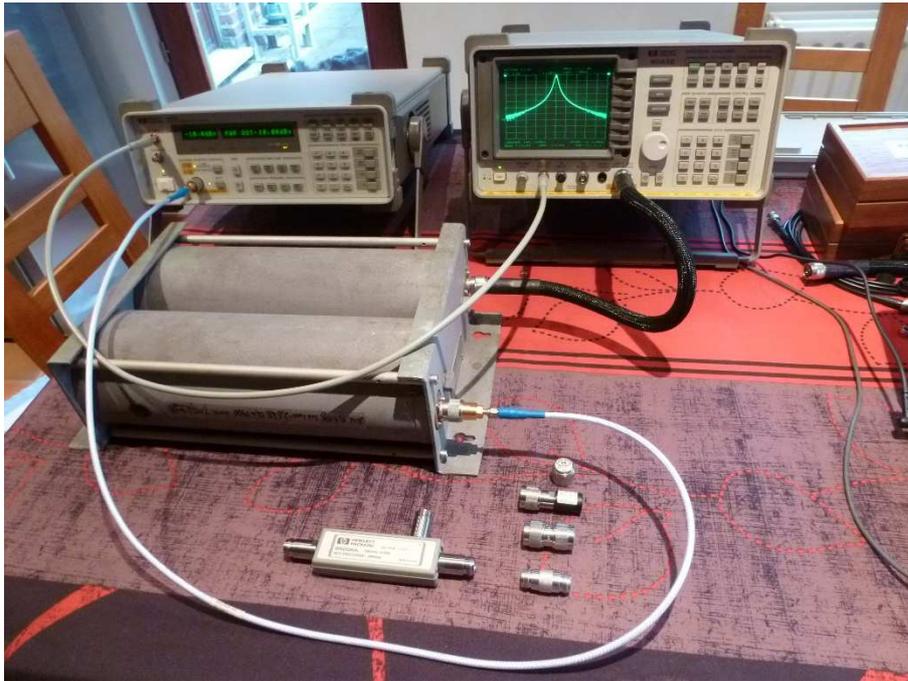


Fig. 45 : Double cavité passe-bande Kathrein accordée ici aux environs de 145,10 MHz.

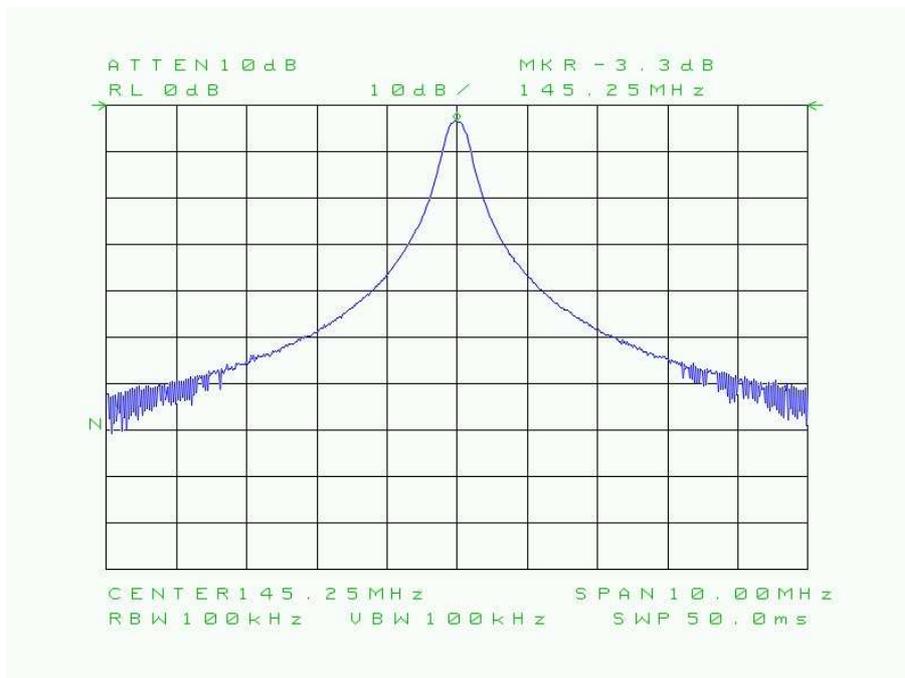


Fig. 46 : Mesure de transmission de la double cavité passe-bande illustrée à la figure ci-dessus. La fréquence d'accord mesurée ici se situe aux environs de 145,25 MHz. La perte d'insertion est de 3,3 dB. L'accord en fréquence devrait être légèrement corrigé pour se situer à 145,10 MHz. La bande passante mesurée à -60 dB est d'environ 8 MHz.



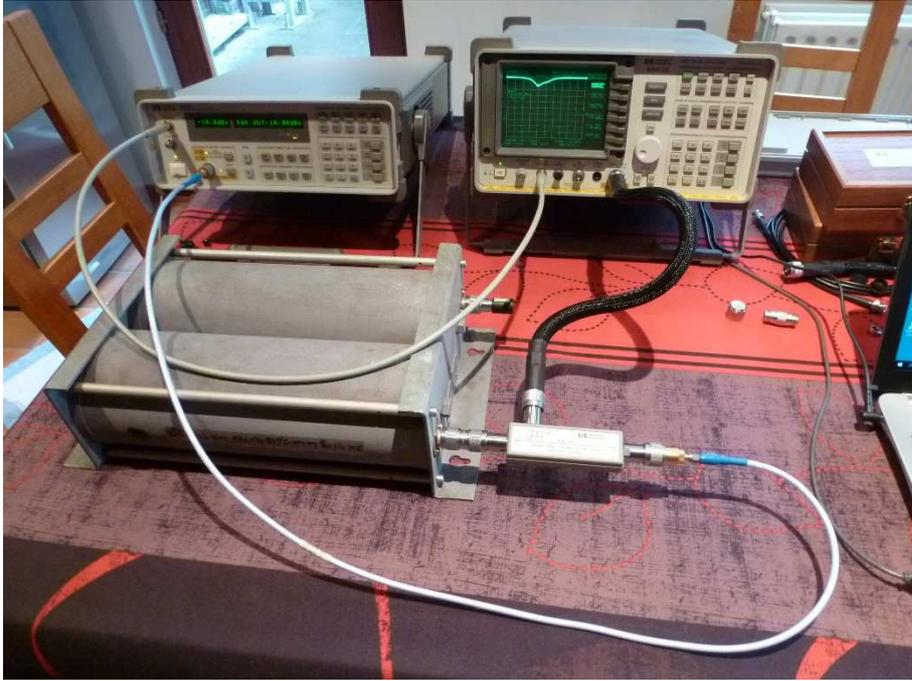


Fig. 48 : Raccordement d'une double cavité passe-bande avec un pont directionnel pour la mesure de réflexion à l'entrée du dispositif sous test dont la sortie est chargée par une charge parfaite de 50  $\Omega$ .

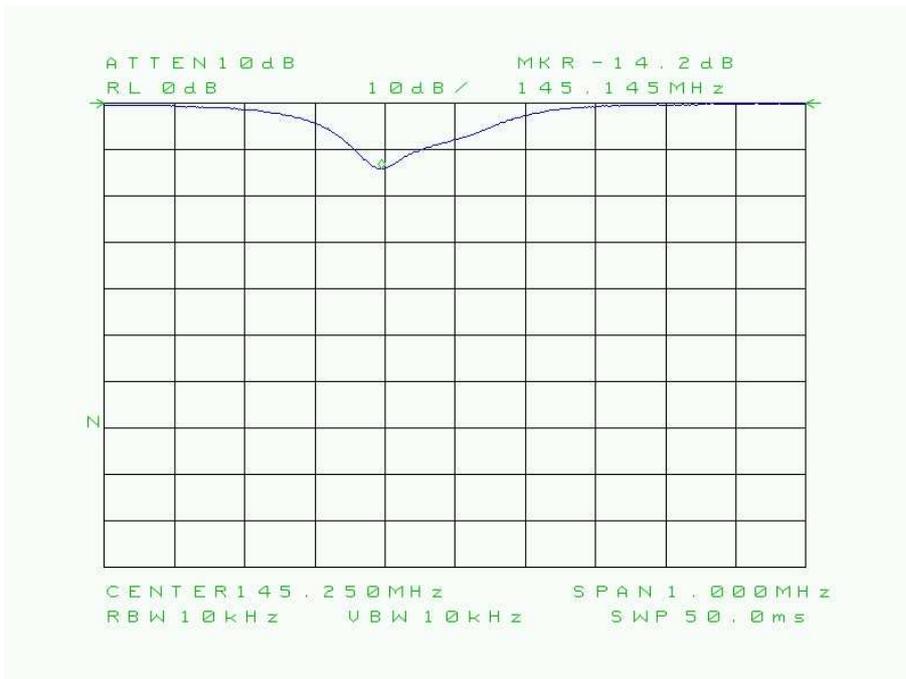


Fig. 49 : Mesure de réflexion de la double cavité passe-bande illustrée ci-dessus dont la sortie est chargée par une charge parfaite de 50  $\Omega$ . La perte de retour la plus favorable a lieu pour une fréquence de 145,145 MHz et a pour valeur -14,2 dB, ce qui correspond à un rapport d'ondes stationnaires de 1,48:1. La perte de retour est maximale (ROS infini) pour les fréquences situées en dehors de la bande passante utile de la double cavité.



Fig. 50 : Préamplificateur large bande Aronia AG Germany, type UBBV2, de 1 MHz à 10 GHz, gain de 40 dB, figure de bruit typique de 3,5 dB.

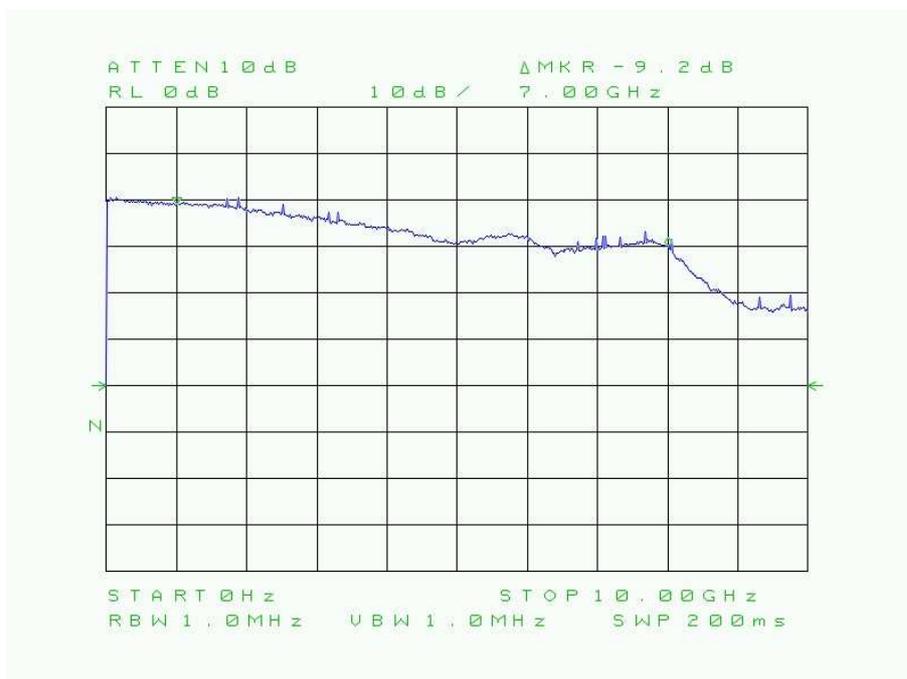


Fig. 51 : Mesure de transmission du préamplificateur large bande illustré ci-dessus. Le niveau de référence à 0 dB a été placé à la 6<sup>ème</sup> graduation du réticule en commençant par le sommet de l'écran, (voir les petites flèches à gauche et à droite du réticule). Le positionnement du 0 dB (*Reference Level*) à la 6<sup>ème</sup> graduation en dessous du sommet de l'écran permet de visualiser une trace de gain au-dessus du 0 dB. Le gain mesuré de 0 Hz à 1 GHz est pratiquement linéaire et donne une mesure de +40 dB. La mesure du gain à 5 GHz et à 8 GHz est de +30 dB. La différence de gain entre 1 GHz et 8 GHz (à 7 GHz d'écart de fréquences) est de -9,2 dB. Le gain retombe à environ +17 dB à 10 GHz. La courbe de réponse de transmission relevée sur ce préamplificateur correspond bien à celle qui est fournie par le constructeur.

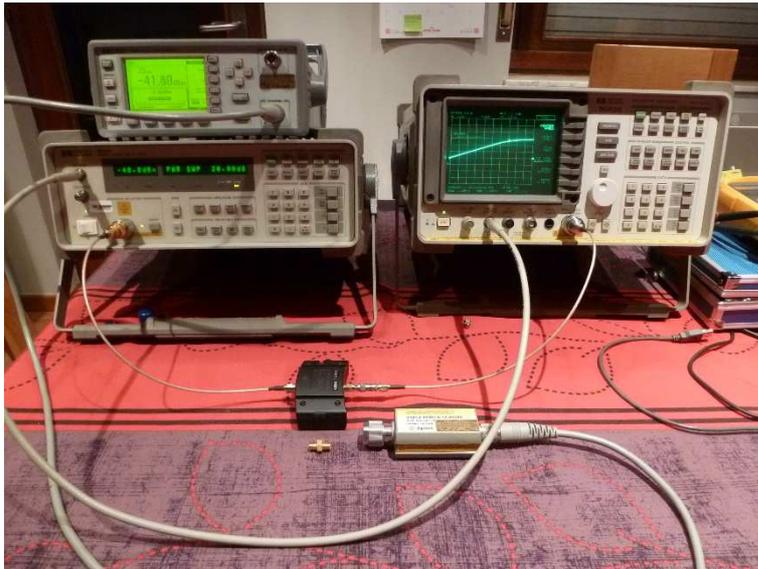


Fig. 52 : Test de compression de gain d'un préamplificateur large bande. Une fréquence fixe est choisie pour effectuer ce test. L'analyseur de spectre est paramétré en *Zero Span* et se comporte donc comme un récepteur accordé (*Tuned Receiver*). Le générateur suiveur reste calé sur la fréquence fixe choisie. La fonction de balayage en puissance croissante (*Power Sweep*) est activée au générateur suiveur. Un niveau de puissance de sortie et une étendue de balayage en puissance sont paramétrés au générateur suiveur. L'accroissement de puissance à la sortie du générateur est synchronisé avec le balayage dans le domaine du temps de l'analyseur en *Zero Span*. Un atténuateur de -20 dB est placé à la sortie du préamplificateur pour limiter le niveau de puissance à l'entrée de l'analyseur de spectre. Le niveau de puissance a été contrôlé avec un *Power Meter* (Bolomètre) Agilent EPM-441 et une sonde HP 8485A visible à l'avant plan du cliché.



Fig. 53 : Mesure de la compression de gain de l'amplificateur large bande illustré ci-dessus. Fréquence fixe de 1 GHz, balayage en puissance à partir de -40 dBm sur une étendue de 20 dB (jusqu'à -20 dBm) à l'entrée de l'amplificateur. L'échelle verticale est de 5 dB par division, l'échelle horizontale de 2 dB par division. La trace est linéaire de -40 dBm jusqu'à environ -28 dBm. Le point de 1 dB de compression de gain a lieu pour une puissance d'entrée de -26 dBm. Le 0 dB de référence (à la 6<sup>ème</sup> graduation du réticule) tient compte du gain du préampli (+40 dB) et de l'atténuateur de -20 dB placé à sa sortie. Pour un accroissement du niveau d'entrée de -40 dBm à -26 dBm, soit une augmentation de 14 dB, la sortie augmente de 13,1 dB (voir l'indication du marqueur MKR en haut à droite du cliché de l'écran), soit pratiquement 1 dB de moins que le niveau de l'entrée additionné du gain, c'est-à-dire 1 dB de compression de gain.

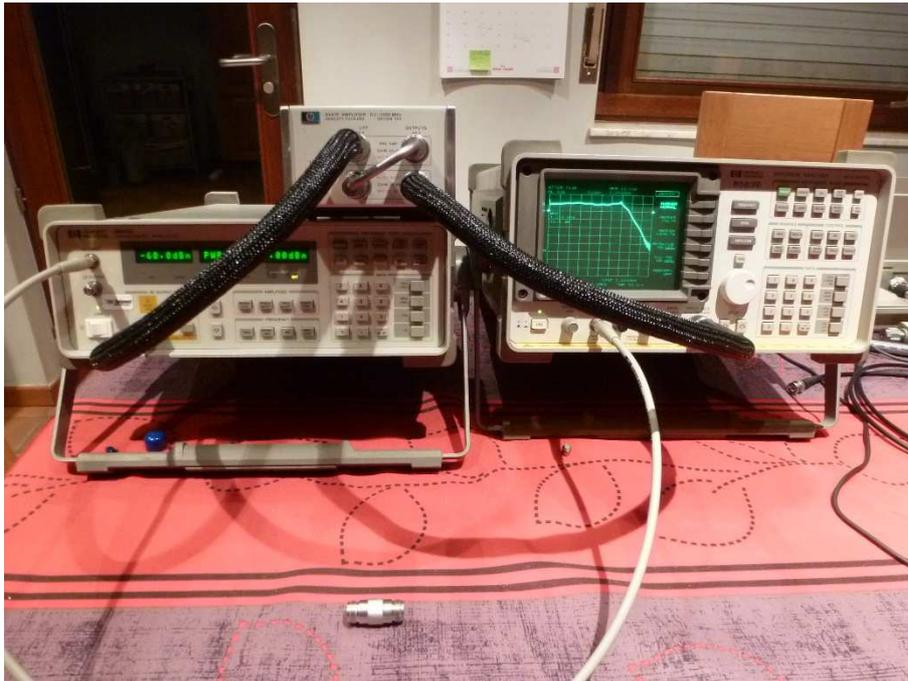


Fig. 54 : Préamplificateur suivi d'un amplificateur large bande HP 8447F, de 100 kHz à 1300 MHz. Gain du préamplificateur : +26 dB ; gain de l'amplificateur : +22 dB. Gain total : 26 + 22 = 48 dB.



Fig. 55 : Mesure de transmission du préamplificateur suivi de l'amplificateur large bande illustré ci-dessus. Le niveau de référence à 0 dB placé à la 2<sup>ème</sup> graduation a été établi pour un niveau de sortie de -20 dBm à la sortie du générateur de manière à ce que le résultat de la normalisation de la trace ne soit pas trop bruité. En revanche, le niveau de sortie du générateur a été réglé à -60 dBm pour effectuer la mesure. En effet, il y a lieu d'être prudent de ne pas saturer le préamplificateur ni de saturer l'entrée de l'analyseur de spectre avec un dispositif actif d'un gain aussi élevé. Le gain mesuré de 0 Hz à 1,3 GHz est pratiquement linéaire et donne une mesure de +50 dB à la fréquence de 1,239 GHz. La référence étant normalisée à -20 dBm, le niveau de sortie du générateur étant à -60 dBm et le marqueur donnant une indication de +10 dB au-dessus de la référence, on en déduit un gain de +50 dB.



Fig. 56 : Test de compression de gain du préamplificateur suivi de l'amplificateur illustré ci-dessus. Comme le gain de l'ensemble est relativement élevé, un atténuateur de -50 dB HP 8491B a été placé à la sortie de l'amplificateur afin d'éviter un niveau de puissance trop élevée à l'entrée de l'analyseur de spectre.

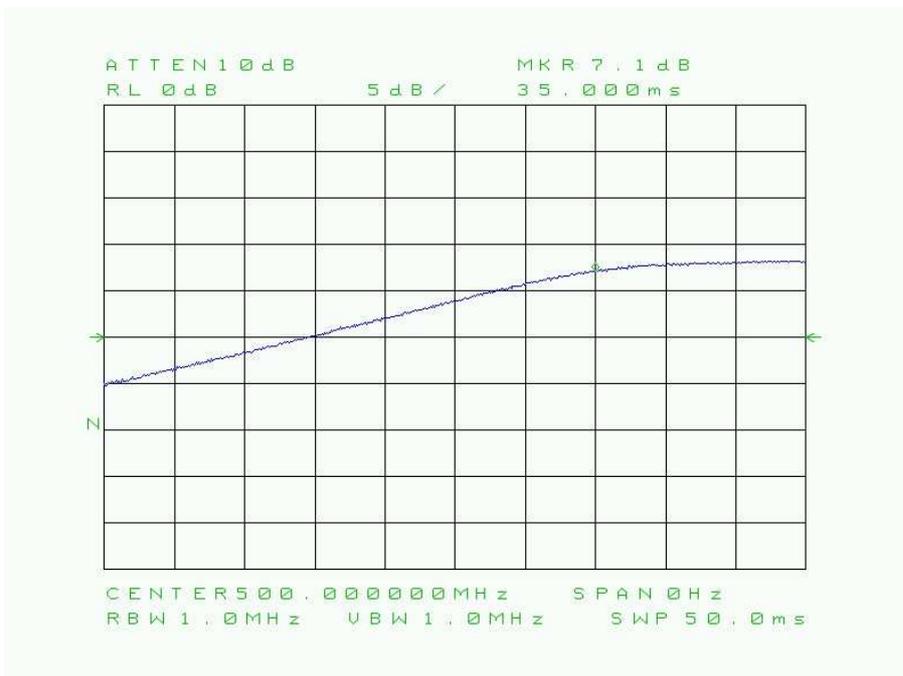


Fig. 57 : Mesure de la compression de gain du dispositif illustré ci-dessus. Fréquence fixe de 500 MHz, balayage en puissance à partir de -45 dBm sur une étendue de 20 dB (jusqu'à -25 dBm) à l'entrée de l'amplificateur. L'échelle verticale est de 5 dB par division, l'échelle horizontale de 2 dB par division. Le niveau de référence à 0 dB a été calibré pour un niveau de -40 dBm. La trace est linéaire de -45 dBm jusqu'à environ -33 dBm. Le point de 1 dB de compression de gain a lieu pour une puissance d'entrée vers -32 dBm. Pour un accroissement du niveau d'entrée de -45 dBm à -31 dBm, soit une augmentation de 14 dB, la sortie augmente de 12,1 dB (7,1 dB + 5 dB), soit 1,9 dB de moins, ce qui signifie que ce point de mesure est déjà au-delà du point de 1 dB de compression de gain.

## Comment mettre en œuvre un analyseur de réseau scalaire ?

L'utilisation d'un analyseur de réseau scalaire (SNA, *Scalar Network Analyser*) est similaire à celle d'un analyseur de spectre conjugué à un générateur suiveur et éventuellement avec un coupleur directionnel ou pont directionnel. Les principes qui ont été décrits ci-dessus restent d'application. Un SNA permet toutefois de réaliser des mesures de transmission et de réflexion en même temps et d'afficher plusieurs traces à l'écran afin que l'utilisateur puisse observer plusieurs mesures et les comparer entre elles en temps réel. Les SNA disposent en général d'un affichage numérique et d'une série de fonctions de calculs qui permettent d'afficher directement sur l'écran des courbes de réponse de transmission, de réflexion, de rapport d'ondes stationnaires, etc. dans le domaine de la fréquence.

Un SNA doit être accompagné d'un générateur à balayage séparé (*Sweeper Generator*) dont l'étendue en fréquence correspond à celle qui est souhaitée. La bande passante utile peut être ainsi étendue en pratique jusqu'à plus de 100 GigaHertz. Certains SNA modernes intègrent directement le générateur à balayage dans l'appareil de mesure.

Une des particularités des SNA est de disposer de plusieurs entrées : en général trois, parfois une quatrième en option. La première sert à effectuer la mesure de l'onde incidente (entrée de référence R), la deuxième celle de l'onde réfléchie (entrée A), la troisième celle de l'onde transmise (entrée B). Les fonctions de calcul donnent directement les résultats des rapports A/R, B/R, etc.

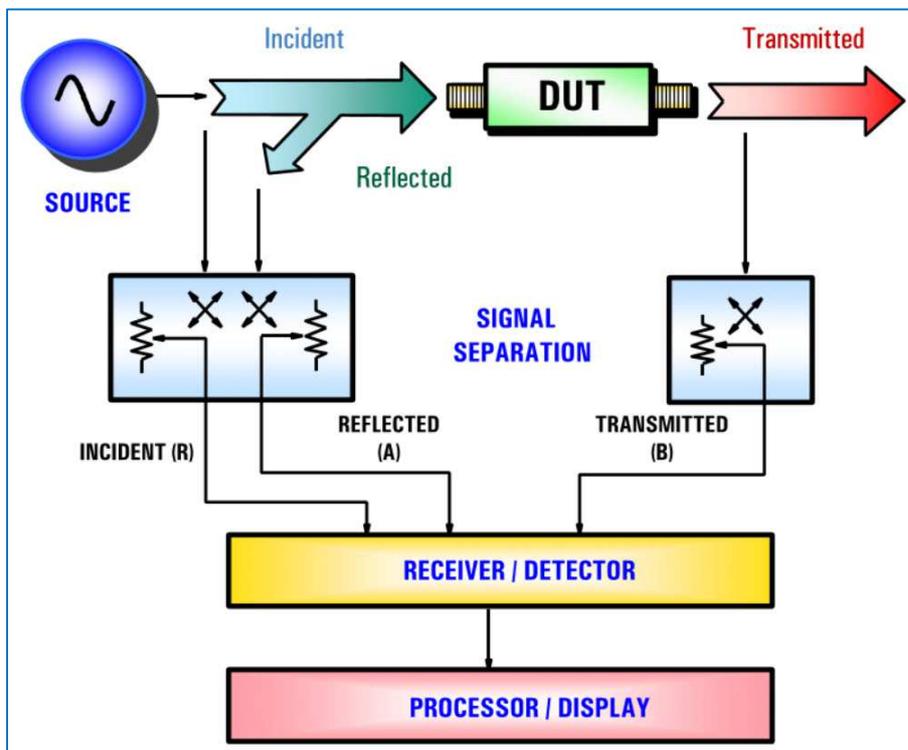


Fig. 58 : Schéma bloc d'un analyseur de réseau scalaire. Source Agilent, Dr. Joel Dunsmore, Université de Berkeley, Californie USA, 2007.

Le signal de l'onde incidente provient de la sortie du générateur à balayage qui doit être raccordée non seulement à l'entrée de référence R mais aussi à l'entrée du réseau (dispositif sous test). C'est la raison pour laquelle il est indispensable d'utiliser un séparateur de signaux à large bande pour dédoubler la sortie du générateur. Le dispositif utilisé pour dédoubler le signal incident est un séparateur de puissance (*Power Splitter*). Ne pas confondre un séparateur de puissance (*Power Splitter*, à deux résistances de 50  $\Omega$ ) avec un diviseur de puissance (*Power Divider*, à trois résistances de 16,66  $\Omega$  en étoile).

Un *Power Splitter* est constitué tout simplement de deux résistances de 50  $\Omega$  ayant un point commun avec le port d'entrée. Chaque port de sortie est en série respectivement avec une des deux résistances de 50  $\Omega$ . Ce dispositif permet de respecter une impédance de  $Z_0 = 50 \Omega$  au port d'entrée du séparateur. En effet, chaque charge d'impédance 50  $\Omega$  des dispositifs raccordés aux sorties du séparateur sont en série avec ses résistances internes totalisant deux impédances de 100  $\Omega$  mises en dérivation sur l'entrée du séparateur. Au point commun de la dérivation (port d'entrée du séparateur) les deux impédances de 100  $\Omega$  sont vues en parallèle présentant ainsi une impédance de 50  $\Omega$ . La puissance récoltée à chaque port de sortie est un quart de la puissance d'entrée ; la perte d'insertion est donc de -6 dB. Chaque résistance interne du séparateur absorbe un quart de la puissance d'entrée.



Fig. 59 : Séparateurs de puissance (*Power Splitter*) ; (à gauche) HP 11667A, bande passante : DC – 18 GHz ; (à droite) HP 11667B, bande passante : DC – 26,5 GHz.

Bien que l'impédance à chaque port de sortie d'un séparateur de puissance soit de 83,33  $\Omega$  (voir figure ci-dessous), on peut démontrer après un long raisonnement mathématique que le niveau de puissance à chaque port de sortie est rigoureusement égal indépendamment de la différence des coefficients de réflexion pouvant être présents à chaque sortie du séparateur de puissance. Dans le cas d'un diviseur de puissance, les niveaux ne sont égaux que si les coefficients de réflexion sont identiques à chaque port de sortie. Lorsqu'on raccorde les sorties d'un séparateur de puissance pour la mesure de l'onde incidente d'une part à l'entrée de référence R du SNA et d'autre part à l'entrée du dispositif sous test par l'intermédiaire d'un coupleur ou d'un pont directionnel, il y a très peu de chance que les coefficients de réflexion soient identiques. C'est la raison pour laquelle on utilise un séparateur de puissance et non pas un diviseur de puissance pour ce type de mesure.

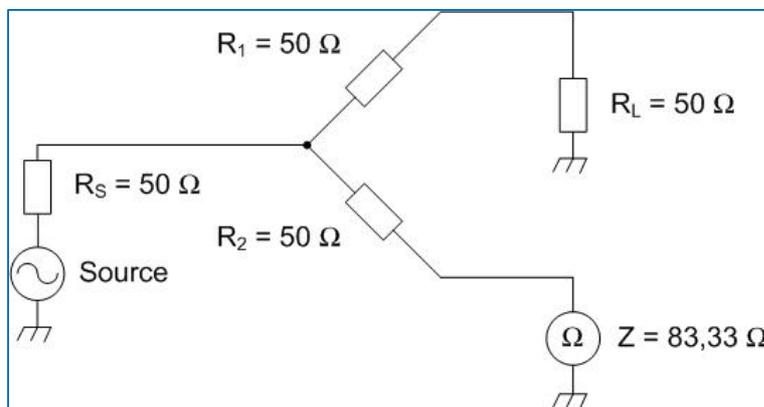


Fig. 60 : L'impédance d'entrée d'un séparateur de puissance est de 50  $\Omega$  mais l'impédance de sortie est de 83,33  $\Omega$  à chaque port.

$$Z_{out} = 50 \Omega + \frac{50 \Omega \cdot 100 \Omega}{50 \Omega + 100 \Omega} = 83,33 \Omega$$

Une autre particularité des SNA est d'utiliser pour stimuler le circuit sous test soit un signal HF à onde entretenue continue pure (« mode DC ») soit un signal HF modulé en amplitude par tout-ou-rien (« mode AC »). La modulation est donc du type OOK : *On-Off Keying*. La modulation OOK peut s'effectuer directement par le générateur à balayage si celui-ci dispose d'un modulateur interne prévu pour une modulation en impulsions. Dans le cas contraire, la modulation s'effectuera par un modulateur externe. L'analyseur scalaire est prévu pour fournir un signal carré de modulation (*Modulation Drive*) afin de piloter le modulateur interne au générateur ou externe à celui-ci. Il serait trop long d'expliquer les avantages et inconvénients des deux méthodes de mesure (AC et DC). Nous invitons le lecteur à poursuivre le sujet.



Fig. 61 : Modulateur externe HP 11665B piloté par le SNA. La modulation est du type tout-ou-rien et est pilotée par un signal carré.

Les entrées R, A et B du SNA sont munies de détecteurs amovibles pour la mesure des signaux. Les détecteurs sont choisis en fonction de la bande passante utile. Un des détecteurs peut être substitué par un pont directionnel amovible directement prévu pour être raccordé à une entrée du SNA. Il est toujours possible d'utiliser un coupleur directionnel ou pont directionnel indépendant pour la mesure de l'onde réfléchie avec un détecteur raccordé à la sortie « isolée » du coupleur ou du pont directionnel.



Fig. 62 : Détecteur HP 85025A, bande passante de 10 MHz à 18 GHz.



Fig. 63 : Détecteur HP R85026A, bande passante de 26,5 GHz à 40 GHz.



Fig. 64 : Idem ci-dessus avec vue sur l'entrée HF du détecteur directement prévue pour le raccordement sur une bride de guide d'onde au standard WR-28 (26,5 GHz à 40 GHz).



Fig. 65 : (Au-dessus), séparateur de puissance WR-28 HP 08747-60008 (26,5 GHz à 40 GHz) et (en dessous), coupleur directionnel WR-28 HP R752CS (26,5 à 40 GHz) en modèle bloc (*Split Bloc*).



Fig. 66 : Pont directionnel HP 85027C, 10 MHz à 18 GHz avec accessoires ; calibres de court-circuit (*Short*), de circuit ouvert (*Open*), charge (*Load*), connecteur adaptateur en « I » et atténuateur -10 dB.



Fig. 67 : Pont directionnel Agilent 85027E, 10 MHz à 26,5 GHz avec accessoires ; calibres court-circuit (*Short*), de circuit ouvert (*Open*), charge (*Load*) et connecteurs adaptateurs en « I ».



Fig. 68 : Analyseur de réseau scalaire HP 8757C avec générateur à balayage HP 83620A de 10 MHz à 20 GHz, séparateur de puissance HP 11667A, pont directionnel HP 86205A et trois détecteurs HP 85025A. Le modulateur interne du générateur est piloté par la sortie de l'analyseur prévue à cet effet. Le dispositif sous test est un filtre passe-bande visible sur la droite du cliché. Remarque : la sortie du pont directionnel aurait dû être raccordée par une liaison plus courte sans câble coaxial mais avec un connecteur adaptateur en « I » de haute qualité directement à l'entrée du filtre sous test.



Fig. 69 : Idem ci-dessus avec vue de détail sur le séparateur de puissance, le pont directionnel et deux des trois détecteurs. Dans le coin inférieur gauche du cliché, on peut apercevoir un modulateur externe et un filtre passe-haut qui ne sont pas raccordés.

## Comment effectuer des mesures scalaires sur un mélangeur de fréquences ?

Un des avantages d'un analyseur de réseau scalaire est de pouvoir réaliser des mesures sur une bande de fréquence différente de celle du générateur à balayage (*Frequency-Translating Devices*) car les entrées du SNA sont munies de détecteurs à très large bande. Il est donc possible de procéder à des mesures de perte de conversion, de niveau absolu de puissance de sortie, de niveau de compression de gain, de perte de retour et d'isolation HF entre les ports du mélangeur de fréquences. Certains analyseurs de réseau scalaires sont même capables de mesurer le délai de groupe (variation de phase en fonction de la fréquence) de dispositifs sous test en utilisant des techniques particulières.

Pour effectuer des mesures sur un mélangeur de fréquences, il faut non seulement un générateur à balayage de fréquence mais aussi un générateur à fréquence fixe qui sert d'oscillateur local pour piloter le mélangeur de fréquences.

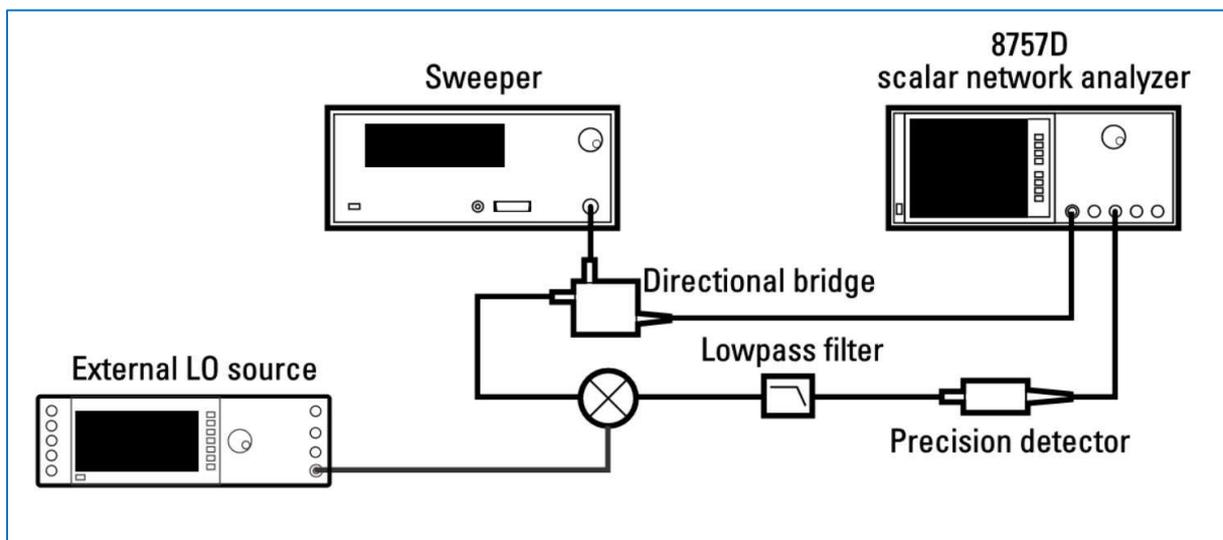


Fig. 70 : Mesures d'un mélangeur de fréquence avec un analyseur de réseau scalaire. Source Agilent AN 1287-7.

Il y aurait encore beaucoup à dire à propos des analyseurs de réseau scalaire : il y a des publications entières à ce sujet. Le but de cet article est de vous donner un aperçu des possibilités dans ce type de mesure. Après cette prise de contact avec les mesures scalaires, le lecteur est invité à poursuivre ses recherches dans ce domaine et les appliquer aux activités techniques des radioamateurs.