

2018

Radio Club de l'Avesnois F6KTN

Mesures complexes en radio fréquence

Introduction	4
Rappels mathématiques sur les impédances complexes	5
Les trois Impédances fondamentales	6
L'abaque de Smith	7
Grandeurs mesurables essentielles	11
Mesure en transmission	11
Mesure en réflexion	12
Paramètres S	14
Cas d'un quadripôle (2 ports)	15
Unité des paramètres S	16
Cas d'un octopôle (8 pôles, 4 ports)	17
Paramètres S de quelques composants	18
Atténuateur	18
Coupleur directionnel	18
coupleur hybride 90°	19
Coupleur hybride 180°	20
Circulateur	21
Isolateur	21
Equipements de mesure	22
Spécificités des VNA professionnels et des mini VNA	23
Etalonnage	23
Normalisation de la mesure	24
Différences entre un Mini VNA et un VNA professionnel	25
Réversibilité des ports de mesure des VNA	25
Mesures permanentes	25
Mesure d'une charge fictive 50 Ω 18 GHz	26
Mesure d'un câble coaxial sma sma + charge fictive 50 Ω	27
Mesure d'adaptateurs isolés plastique + charge fictive 50 Ω	28
Test d'un câble RG58	30
Mesure d'une antenne	31
Paramètres d'un circuit passe bande	32
Exemples de mesures avec un VNA professionnel	33
Exportation des données de mesure	34

macro Zplot _____	34
Transmission lines _____	35
<i>Caractéristiques d’atténuation de quelques câbles</i> _____	36

Introduction

Cette présentation introduit les moyens et méthodes de mesures en haute fréquence. Elle présente des outils mathématiques pour l'utilisation et la représentation graphique des mesures, qui sont une approche visuelle de la réponse en fréquence et les accords de circuits. Mesures complexes ne signifie pas que c'est compliqué, mais que l'on travaille dans le monde de l'impédance complexe, qui représente non seulement les résistances pures, mais aussi les impédances capacitatives et inductives.

Frédéric F1IWQ

Rappels mathématiques sur les impédances complexes

Une des notions fondamentales en radioélectricité est de relier la tension U à l'intensité I par son impédance Z . La mesure de l'impédance permet de caractériser un circuit et de connaître son accord. La mesure de l'impédance est calculée depuis la mesure du ROS. La connaissance de l'impédance d'un dispositif est un élément fondamental lié à sa réponse en fréquence.

Mathématiquement, l'impédance Z est donnée par plusieurs formules :

$$U = Z \cdot I \quad \text{soit} \quad Z = \frac{U}{I} \quad \text{impédance en fonction de la tension et de l'intensité}$$

mais surtout, en régime sinusoïdal et dans un système linéaire c'est à dire ne comportant pas de diode, transistor ou autre composants actifs :

$$Z = R + iX \quad \text{impédance donnée en fonction de la partie réelle et imaginaire}$$

↑
résistance en Ω ,
c'est la partie réelle
de l'impédance

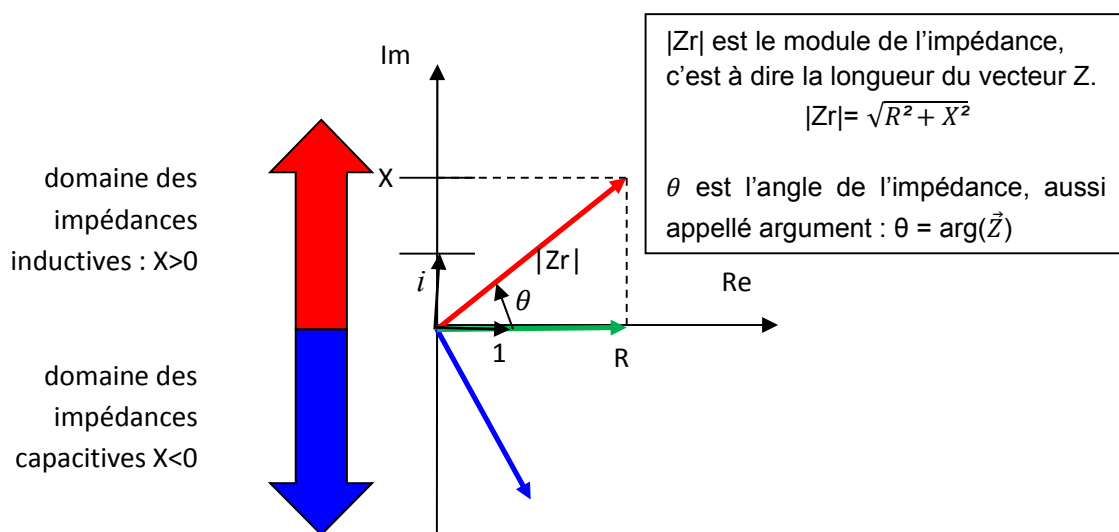
↖ réactance en Ω , c'est la partie imaginaire de l'impédance

avec $i^2 = -1$ l'opérateur i indique un déphasage de $\theta = +90^\circ$ si X est positif (inductif) et de $\theta = -90^\circ$ si X est négatif (capacitif) (angle non nul de l'impédance). L'angle θ représente le déphasage entre l'intensité et la tension. Il est compris entre $+90^\circ$ et -90° . $\theta = \arg(\vec{Z})$

Exemples :

Ci dessous : représentation graphique de 3 impédances complexes. L'axe vertical est l'axe imaginaire (i) : il représente une inductance ou une capacité. L'axe horizontal est l'axe réel (Re).

En rouge : $Z_r = R + iX$ X étant positif, l'impédance est inductive.
 En bleu : $Z_b = 0,5R - iX$ X étant négatif, l'impédance est capacitive.
 En vert : $Z_v = R$ $X=0$: l'impédance est purement résistive.



R est la résistance en Ω , X est la **réactance** en Ω (c'est la partie imaginaire de l'impédance).

L'admittance est l'inverse de l'impédance :

$$Y = Z^{-1} = \frac{1}{Z}$$

D'autre part on a :

$$R = |Z| \cos \theta$$

$$X = |Z| \sin \theta$$

nota : à la place de i (notation mathématique), on utilise quelquefois la lettre j à sa place. (notation en électricité pour éviter de le confondre avec l'intensité)

Les trois Impédances fondamentales

Impédance d'une résistance (exemple : charge fictive)

$Z = R + j0 = \boxed{R}$ une résistance n'a pas de composante inductive ni capacitive, sa réactance est nulle, et il n'y a pas de déphasage ($j=0$). La résistance est indépendante de la fréquence.

Impédance d'un condensateur

$$Z = 0 - \frac{1j}{C\omega} = \boxed{\frac{-j}{C\omega}}$$

un condensateur n'a pas de composante résistive ni inductive.

le déphasage est de $\theta = -90^\circ$ (- j).

Son impédance dépend de la fréquence.

note : $\omega = 2\pi F$

ω est la pulsation, F la fréquence.

Impédance d'une self

$$Z = 0 + jL\omega = \boxed{jL\omega}$$

une self n'a pas de composante résistive ni capacitive.

Le déphasage est de $\theta = +90^\circ$ (+ j).

Son impédance dépend de la fréquence.

Impédance résistive, capacitive et selfique combinées

$$Z = R - \frac{j}{C\omega} + jL\omega = \boxed{R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega})}$$

le déphasage est fonction de R, L C et de la fréquence

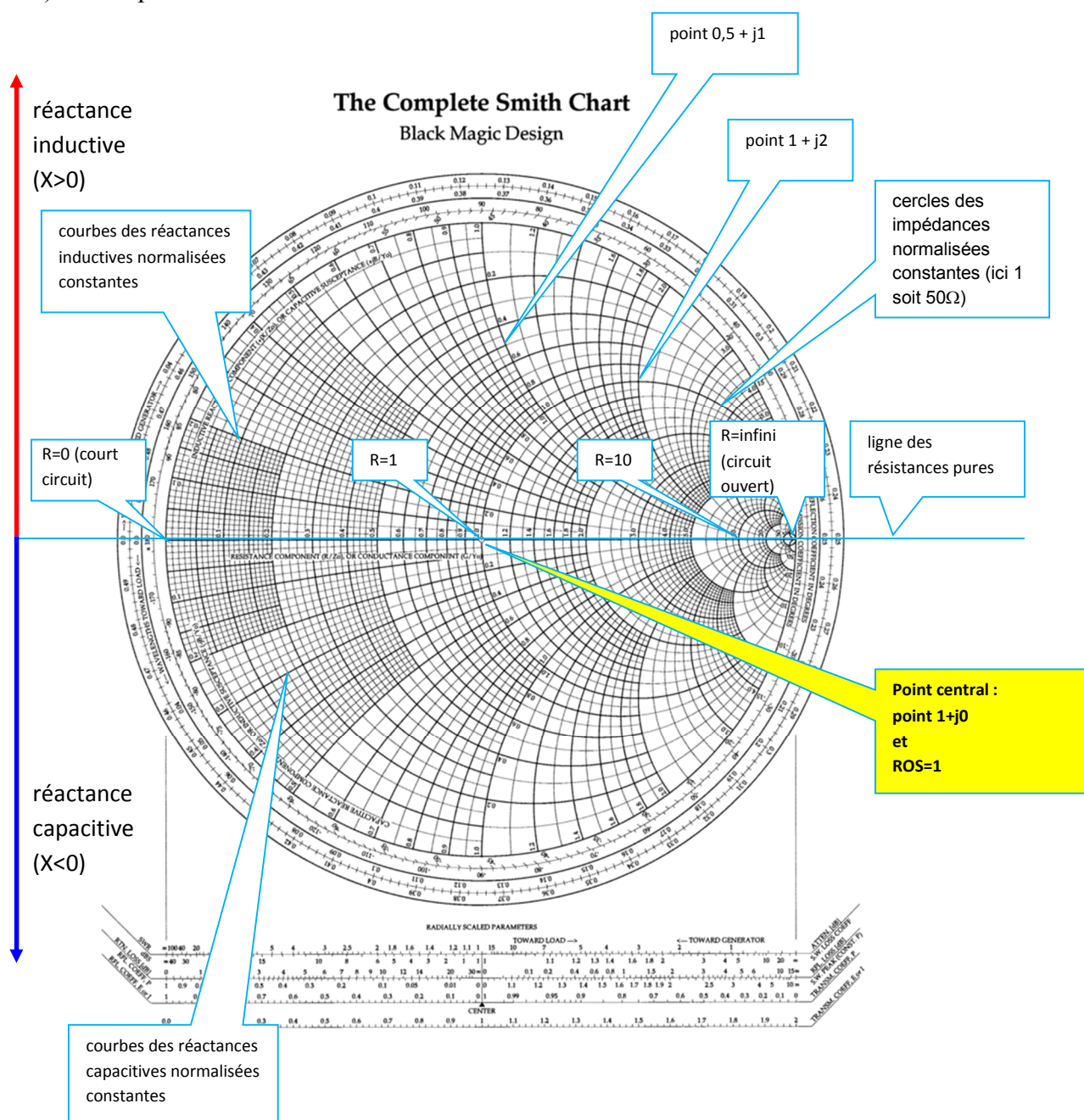
Ainsi $Z = f(R, L, C, \omega)$

Z est fonction de R, L, C et ω .

nota : $\omega = 2\pi F$ (pulsation)

L'abaque de Smith

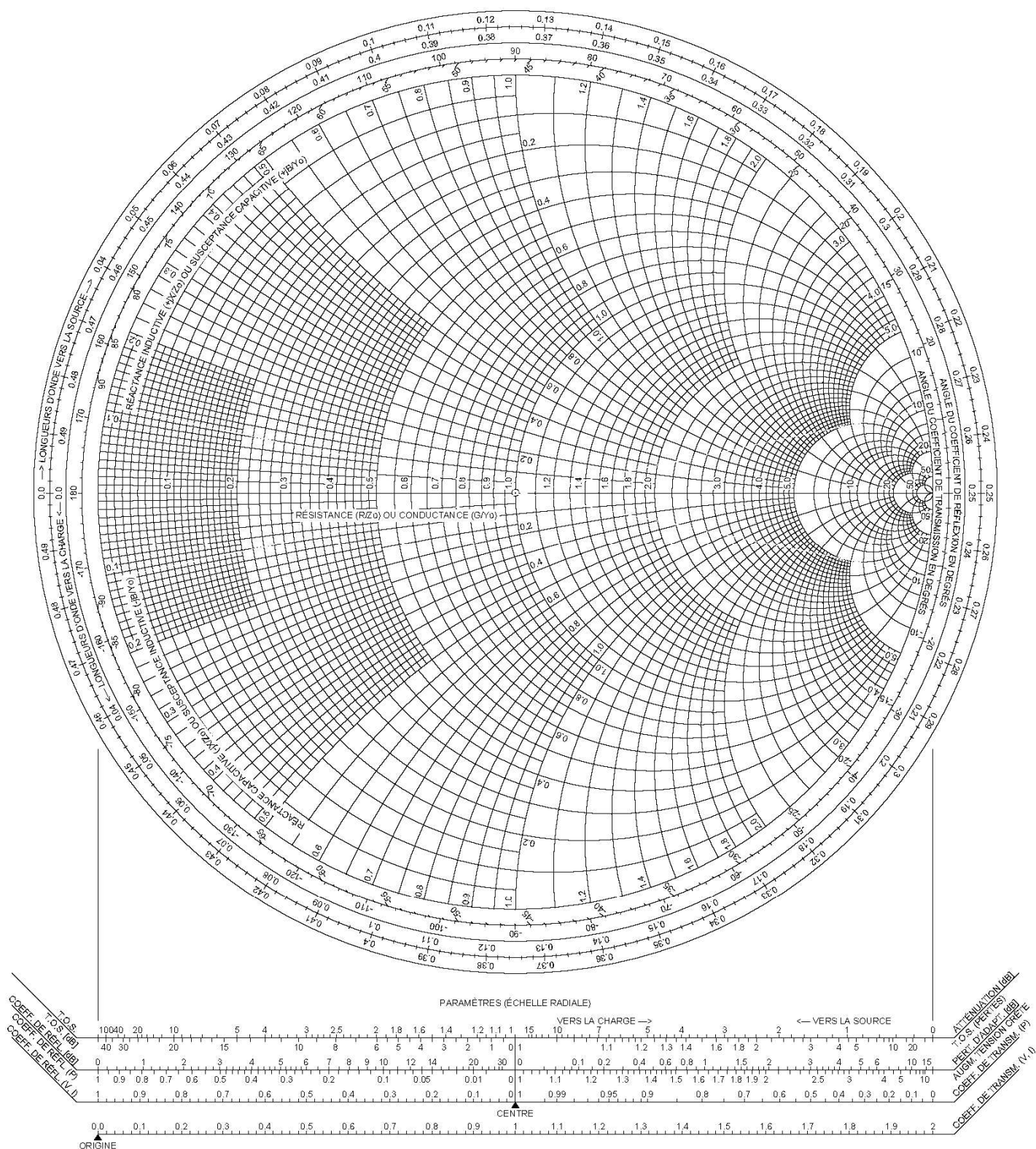
L'abaque de Smith est un outil de représentation graphique utilisé pour étudier un montage sur lequel on figure la courbe de son impédance complexe en fonction de la résistance, la capacité, de l'inductance et de la fréquence. L'impédance variant en fonction de la fréquence, la mesure de l'impédance se fait donc entre deux mesures de fréquence basse et haute. Cette mesure est réalisée sur un analyseur de réseau vectoriel (VNA en anglais) qui est seul capable de mesurer les impédances complexes. Un analyseur de réseau non vectoriel (scalaire) ne mesure que le module (partie réelle) de l'impédance.



exemple : le point $Z = 0,5 + j1$ se trouve sur à l'intersection du cercle de résistance $R=0,5$ et sur le cercle de réactance $X= + 1$

Abaque de Smith

COORDONNÉES EN IMPÉDANCE OU ADMITTANCE NORMALISÉES



L'impédance dépendant de la fréquence de travail, l'abaque n'est en principe utilisé que pour une seule fréquence. Toutefois, on peut tracer une courbe reliant plusieurs impédances à différentes fréquences constituant ainsi un lieu géométrique sur l'abaque représentant l'équipement en cours de test. C'est en général le tracé de ce lieu qui est affiché sur l'écran d'un analyseur de réseau vectoriel.

L'abaque est utilisé en impédance normalisée de manière à pouvoir servir dans tous les cas de figure de système d'impédance, en général 50 Ω , mais aussi 75 Ω ou toute autre impédance qui est représentée au point central de l'abaque (Prime Center). Lorsqu'on a abouti à la solution du calcul, le résultat est « dénormalisé » en le multipliant par l'impédance du système. Le coefficient de réflexion est lui directement lu sur l'abaque. Le pourtour de l'abaque est gradué en fraction de longueur d'onde ou en degré pour dimensionner la longueur d'onde électrique d'une ligne de transmission à partir de la charge en direction de la source (Toward Generator) ou à partir de la source en direction de la charge (Toward Load).

Exemple : point central de l'abaque

Le point central de l'abaque (Prime Center) représente le système l'impédance normalisée dans lequel on travaille. Celle-ci est en général l'impédance caractéristique de la ligne de transmission utilisée, par exemple $Z_0 = 50 \Omega$ qui une fois normalisée devient $z_0 = Z/Z_0 = 1 + j0$ c'est-à-dire une résistance pure normalisée de 1 Ω (et dénormalisée de 50 Ω). Autrement dit, l'unité de mesure, pour une normalisation à 50 Ω , est de 50 Ω pour une lecture de 1.

Exemple : Soit le point d'impédance $z = 0,5 + j1$ en valeur normalisée. Pour un système 50 Ω , cela correspond à $Z = 25 + j50$ c'est à dire $R=25 \Omega$ et $X=50 \Omega$.

S'il s'agit d'un circuit RL, alors $R = 25 \Omega$ et pour $f = 800 \text{ MHz}$ par exemple, le coefficient de self induction de la bobine serait :

$$L = \frac{Z_0 \cdot X}{\omega} = \frac{50 \times 1}{2\pi 800 \cdot 10^6} = 9,95 \cdot 10^{-9} = 9,95 \mu\text{H}$$

rappel : impédance d'une bobine : $Z = L\omega$

The diagram is a Smith Chart used for impedance calculations. It features concentric circles centered at the point (1.0, 0) on the horizontal axis. The outermost circle is labeled '1.0' at the top and bottom. Inside it, circles are labeled '2.0', '5.0', and '10.0' at the top. The chart is divided into four quadrants by a horizontal and vertical axis. The horizontal axis is labeled with '0' at the left and '180' at the right. The vertical axis is labeled with '90' at the top and '270' at the bottom. Radial lines extend from the center to the outer edge, labeled with values from 0.2 to 1.0. Arcs are drawn across the chart, labeled with values from 0.2 to 1.0. Two specific circles are highlighted: the '2.0 SWR Circle' and the '5.0 SWR Circle'. Arrows point from these labels to their respective circles. A scale at the top of the chart shows the relationship between SWR and reflection coefficient, with values 0, 0.2, 0.5, 1.0, 2.0, 5.0, and infinity.

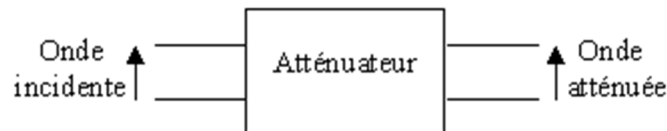
Grandeurs mesurables essentielles

Définitions fondamentales :

port : désigne une entrée ou une sortie de signal sur le dispositif à étudier.

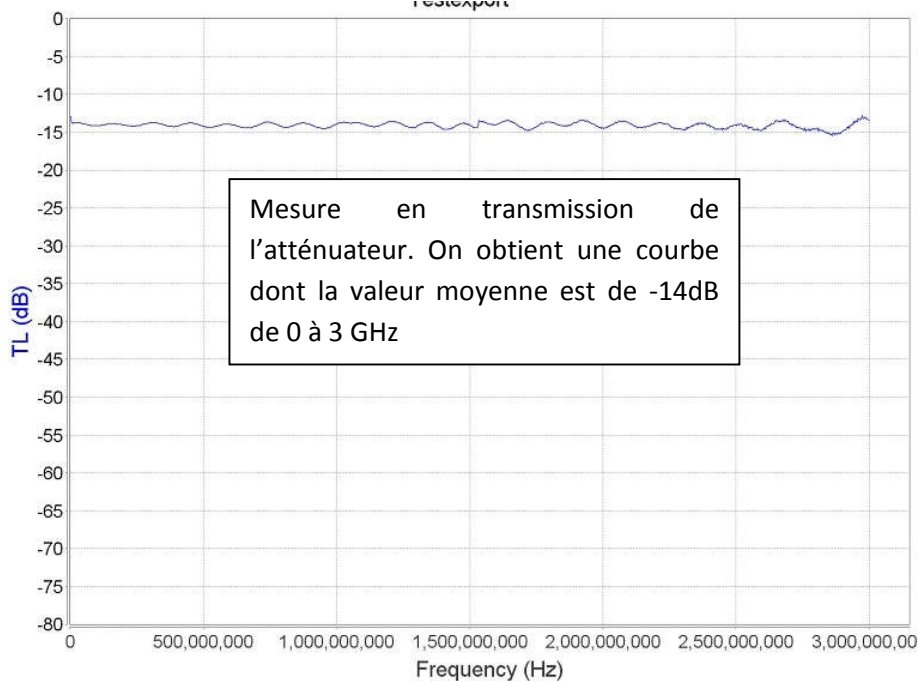
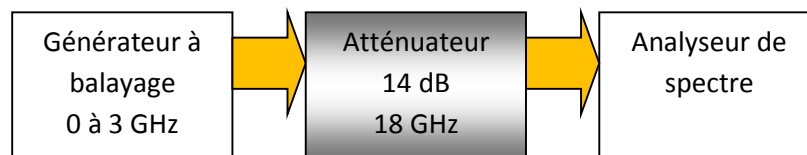
pôle : désigne une mesure sur un port. Il y a toujours deux pôles par port : le pôle « signal transmis » et le pôle « signal réfléchi ».

Exemple : un atténuateur comporte deux ports (les deux connecteurs) et donc 4 pôles, c'est donc un quadripôle.



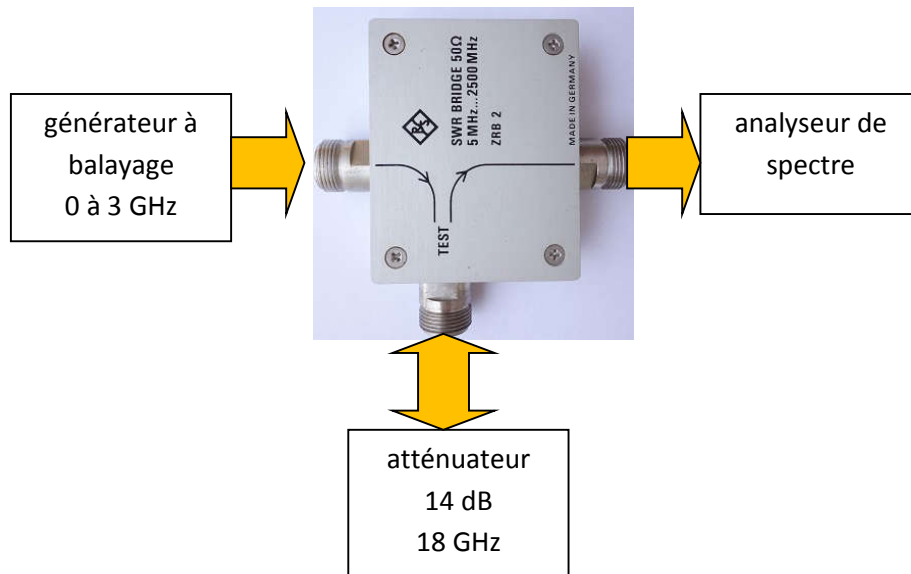
L'atténuateur est de 14 dB

Mesure en transmission

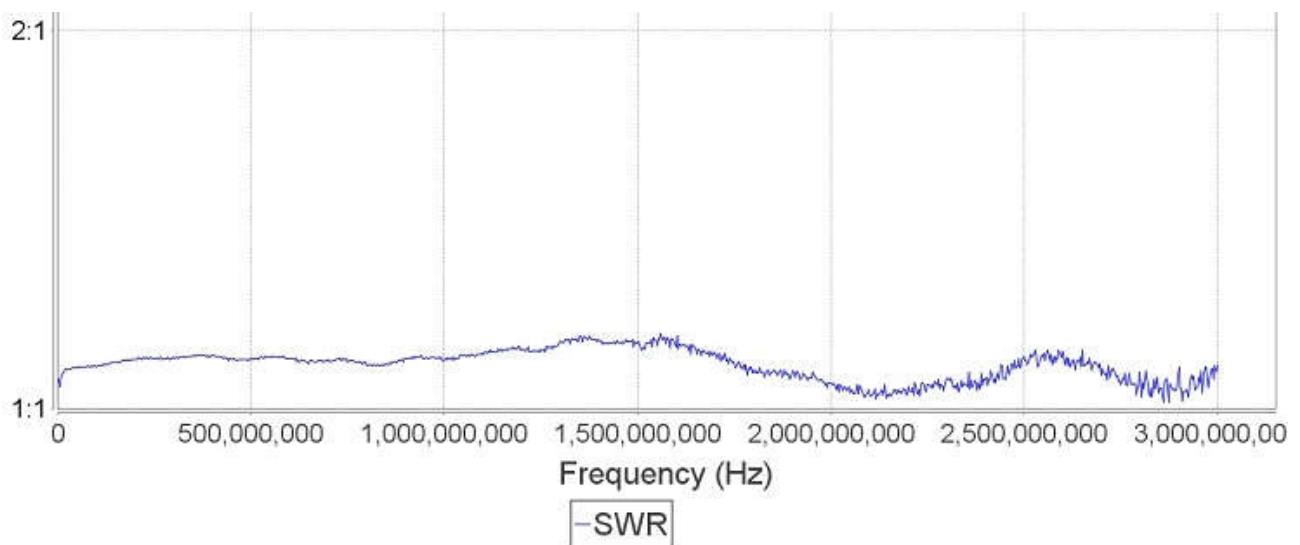


La mesure en transmission permet de mesurer la perte d'insertion en fonction de la fréquence et ainsi de connaître la courbe en réponse en fonction de la fréquence.

Mesure en réflexion



La mesure en réflexion permet de visualiser le ROS en fonction de la fréquence ; ici de 0 à 3 GHz, qui reste inférieur à 1,3 environ.



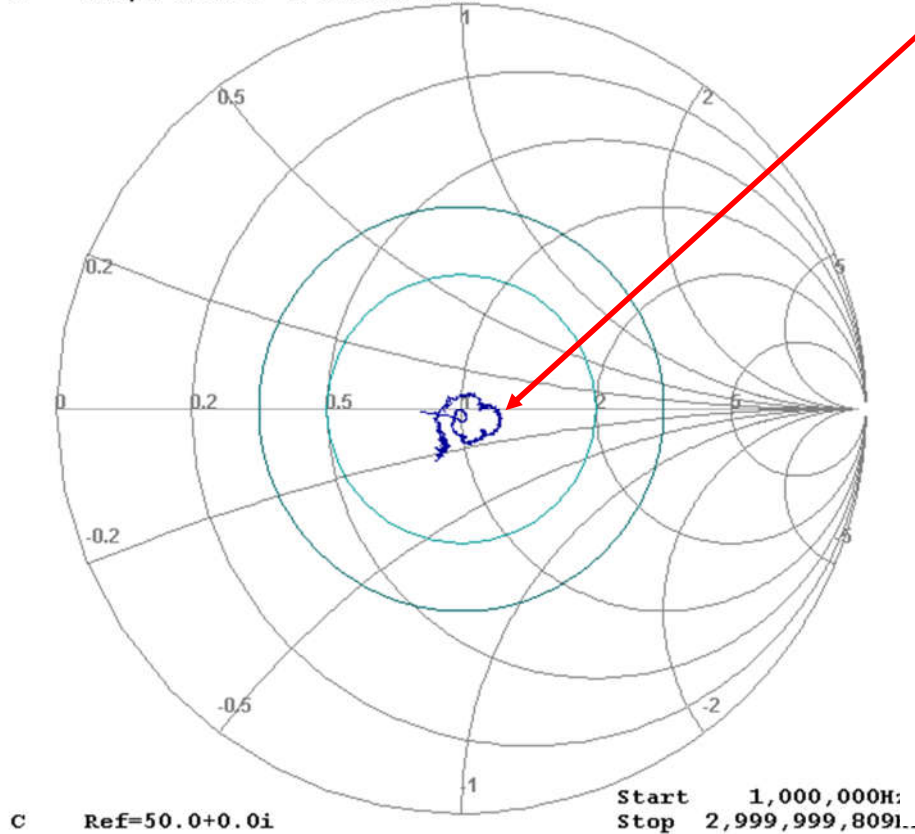
La mesure en réflexion permet au VNA de calculer l'impédance complexe de l'atténuateur et de la représenter sur l'abaque de Smith :

Si ρ est le coefficient complexe de réflexion du dispositif, alors son impédance est donnée par la formule :

Impédance en fonction de ρ :

$$Z = \frac{1+\rho}{1-\rho}$$

L vna/J 3.1.19 © DL2SBA 2017



la courbe bleue au centre représente l'impédance complexe mesurée au VNA de l'atténuateur, de 1 MHz à 3 GHz.

Un atténuateur parfaitement accordé serait représenté comme un point, au centre du diagramme (impédance de $1 + 0j$ normalisée) soit 50Ω .

Conclusion : la courbe ne s'éloignant que très peu du point d'impédance de référence $50 + 0j$, l'atténuateur est de très bonne qualité sur la plage de fréquence balayée.

On observe néanmoins que plus la fréquence s'élève, plus on s'éloigne de l'impédance normalisée de 50Ω jusqu'à ne plus être utilisable, il deviendrait trop capacitif ou trop inductif ou éloigné d'une résistance pure de 50Ω .

Visualiser l'impédance, c'est visualiser le ROS.

Paramètres S

Les paramètres S permettent de caractériser le comportement d'un multipôle en transmission et en réflexion, et ce, dans les deux sens de fonctionnement. Un port comporte deux pôles. Un paramètre S est lié à un pôle du dispositif. Les ports 1 et 2 comportent chacun deux pôles. La transmission (**pôle a**) et la réflexion (**pôle b**) sont mesurées sur les deux ports, ce qui fait 4 mesures, soit 4 pôles.

Par exemple, sur un filtre comportant une entrée et une sortie (2 ports donc 4 pôles [a1, b1, a2, b2]), on aura 4 paramètres S caractérisant les deux ports :



Les paramètres S s'écrivent :

$$S_{ij}$$

port de destination
port d'origine

pour ce quadripôle, les paramètres S sont :

S_{11} : coefficient de réflexion du port 1 (signal de 1 vers 1)

S_{12} : coefficient de transmission du port 2 vers le port 1

S_{21} : coefficient de transmission du port 1 vers le port 2

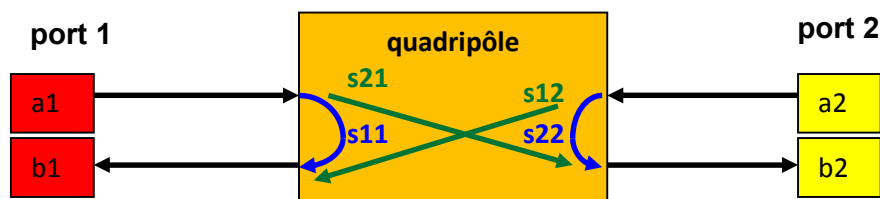
S_{22} : coefficient de réflexion du port 2 (signal de 2 vers 2)

S_{xx} désigne toujours un coefficient de réflexion (ex S_{11} S_{22} S_{33} S_{44})

S_{xy} désigne toujours un coefficient de transmission (ex S_{12} S_{21} S_{34} .. etc)

Cas d'un quadripôle (2 ports)

Exemples : atténuateur, filtre, amplificateur...



a1 et a2 représentent les signaux **entrant** dans le quadripôle et b1 et b2 les signaux **sortant** du quadripôle.

Explication pour b1 : la totalité des signaux recueillis sur b1 sont constitués d'une part, du signal a1 transmis vers b1 $\times$ le coefficient de transmission S11, et d'autre part, du signal a2 transmis vers b1 $\times$ le coefficient de transmission S12 soit : $b1 = a1 \cdot S11 + a2 \cdot S12$. Le même raisonnement est appliqué pour b2, a1 et a2.

$$b1 = a1 \cdot S11 + a2 \cdot S12$$

$$b2 = a1 \cdot S21 + a2 \cdot S22$$

En calcul matriciel, on écrit :

$$\begin{pmatrix} b1 \\ b2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S11 & S12 \\ S21 & S22 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a1 \\ a2 \end{pmatrix}$$

Ou

$$S = \begin{pmatrix} S11 & S12 \\ S21 & S22 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{b1}{a1} & \frac{b1}{a2} \\ \frac{b2}{a1} & \frac{b2}{a2} \end{pmatrix}$$

$S11 = b1 / a1$ avec $a2=0$ représente le coefficient de **réflexion** sur le port 1 avec une charge adaptée en sortie (donc $a2=0$)

$S21 = b2 / a1$ avec $a2=0$ représente le coefficient de **transmission** du port 1 vers le port 2.

$S22 = b2 / a2$ avec $a1=0$ représente le coefficient de la **réflexion** sur le port 2.

$S12 = b1 / a2$ avec $a1=0$ représente le coefficient de **transmission** inverse (port 2 vers port 1)

$|a1|^2$ représente la puissance incidente à l'entrée du réseau.

$|b1|^2$ représente la puissance réfléchie à l'entrée du réseau.

$|a2|^2$ représente la puissance incidente à la sortie du réseau.

$|b2|^2$ représente la puissance réfléchie à la sortie du réseau.

$$|S11|^2 = \frac{\text{puissance réfléchie à l'entrée du dipôle}}{\text{puissance incidente à l'entrée du dipôle}}$$

$$|S22|^2 = \frac{\text{puissance réfléchie à la sortie du dipôle}}{\text{puissance incidente à la sortie du dipôle}}$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{puissance délivrée à une charge } Z_0}{\text{puissance disponible à la source } Z_0}$$

Unité des paramètres S

Les paramètres S étant des rapports de tension, ils représentent un coefficient linéaire (gain si >1 ; perte si <1) et sont donc exprimés en unité linéaire :

Pour le transformer en dB, il faut utiliser les formules de conversion ci dessous :

Formule liant le gain en dB et le gain linéaire :

$$\text{Gain}_{\text{Db}} = 20 \log (\text{Gain}_{\text{Lin}}) \quad (\text{Les paramètres S étant des rapports de tension le facteur multiplicatif est 20 et non 10})$$

$$\text{d'où : } S_{ij\text{dB}} = 20 \log (|S_{ij}|).$$

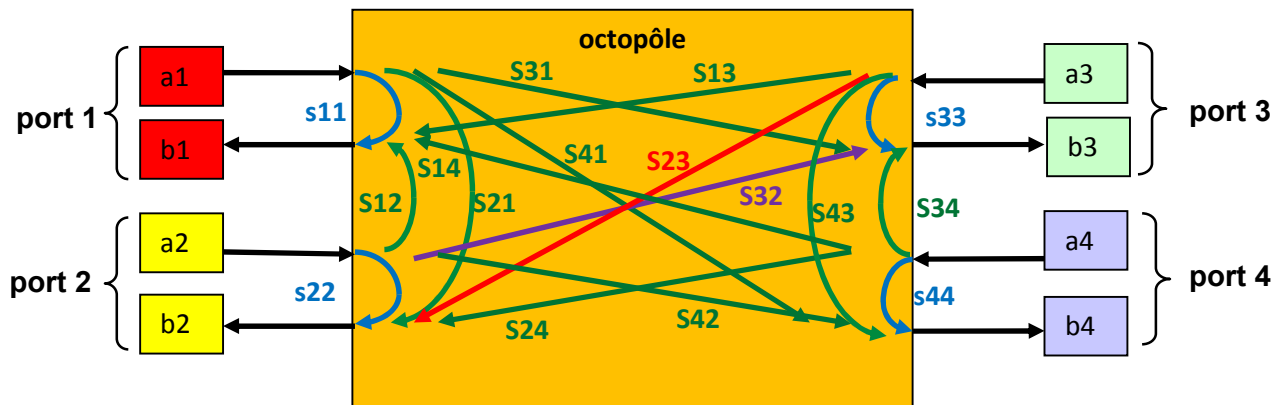
$$\text{inversement, } \text{Gain}_{\text{Lin}} = 10^{\frac{\text{Gain}_{\text{Db}}}{20}}$$

$$\text{exemple pour un gain en db de -3 dB: } \text{Gain}_{\text{Lin}} = 10^{\frac{-3}{20}} = 0,707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Gain (db)	-60	-40	-20	-6	-3	0	3	6	20	40	60
Gain (lin)	0,001	0,01	0,1	0,5	0,707	1	1,414	2	10	100	1000

Cas d'un octopôle (8 pôles, 4 ports)

Exemple : coupleur 4 ports, pont de mesure, circulateur (4 ports, 8 pôles)



$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{b_1}{a_1} & \frac{b_1}{a_2} & \frac{b_1}{a_3} & \frac{b_1}{a_4} \\ \frac{b_2}{a_1} & \frac{b_2}{a_2} & \frac{b_2}{a_3} & \frac{b_2}{a_4} \\ \frac{b_3}{a_1} & \frac{b_3}{a_2} & \frac{b_3}{a_3} & \frac{b_3}{a_4} \\ \frac{b_4}{a_1} & \frac{b_4}{a_2} & \frac{b_4}{a_3} & \frac{b_4}{a_4} \end{pmatrix}$$

rappel : S_{23} : signal de 3 vers 2

la diagonale (S_{xx}) représente les coefficient de réflexion du quadripôle, c'est à dire le retour. Pour des dispositifs parfaitement adaptés, $S_{xx}=0$ (pas de ROS)

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix}$$

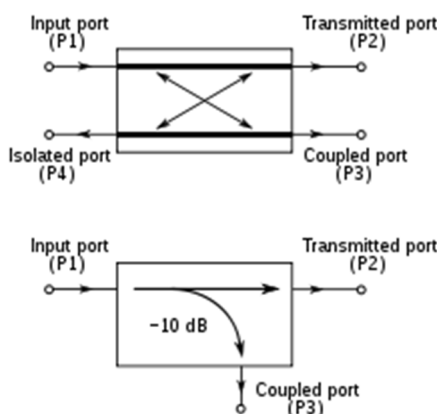
Paramètres S de quelques composants

Atténuateur

$$S = \begin{pmatrix} 0 & K \\ K & 0 \end{pmatrix}$$

Où K est le coefficient d'atténuation. Ce coefficient doit être inférieur à 1 pour qu'on ait une atténuation ; s'il est supérieur à 1, il s'agit d'un amplificateur réversible.

Coupleur directionnel



Pour un coupleur directionnel symétrique parfait (isolation infinie entre ports et parfaitement adapté), la matrice S est donnée par :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \tau & \kappa & 0 \\ \tau & 0 & 0 & \kappa \\ \kappa & 0 & 0 & \tau \\ 0 & \kappa & \tau & 0 \end{pmatrix}$$

où τ est le coefficient de transmission, $\tau = \sqrt{\frac{c-1}{c}}$

κ le coefficient de couplage. $\kappa = \frac{-j}{\sqrt{c}}$

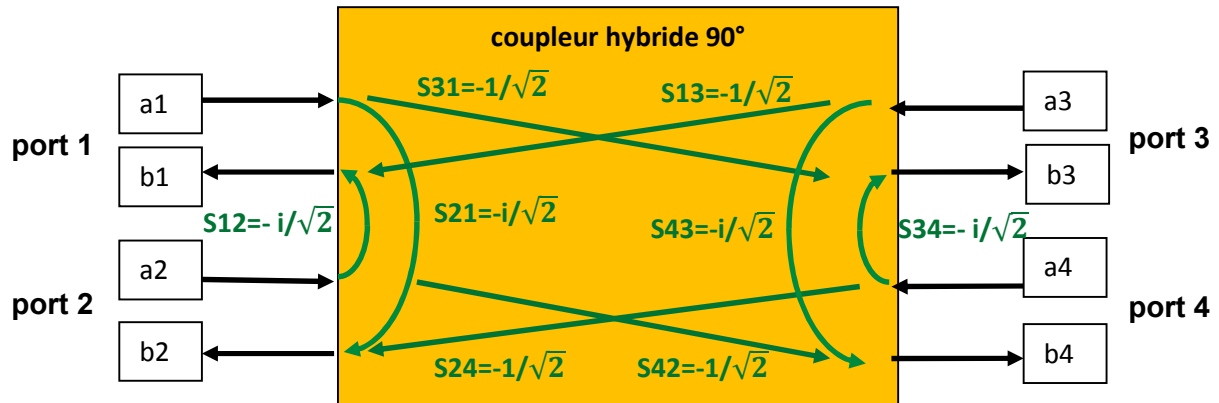
Les 0 dans la diagonale (bleue) de la matrice proviennent du parfait couplage (la puissance à l'entrée sur n'importe lequel des ports n'est pas réfléchi sur le même port : aucun ROS), Les 0 dans l'anti diagonale (vert) proviennent de la parfaite isolation entre l'entrée et les autres ports.

La perte d'insertion est donnée par $L(dB) = -20 \log |\tau|$

Le facteur de couplage est donné par $C(dB) = -20 \log |\kappa|$

coupleur hybride 90°

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -i & -1 & 0 \\ -i & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -i \\ 0 & -1 & -i & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{pmatrix}$$



la présence de i dans la matrice indique un déphasage du signal, de composante réactive $\frac{-i}{\sqrt{2}}$ (déphasage de -90° , dont le module est atténué (car inf. à 0) d'un coefficient linéaire de $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$) ce qui représente 3dB d'atténuation soit une division de la puissance du signal par 2.

rappel : formule liant le gain en dB et le gain linéaire :

$$\text{Gain}_{\text{Db}} = 20 \log (\text{Gain}_{\text{Lin}})$$

$$\text{Gain}_{\text{Lin}} = 10^{\frac{\text{GainDb}}{20}}$$

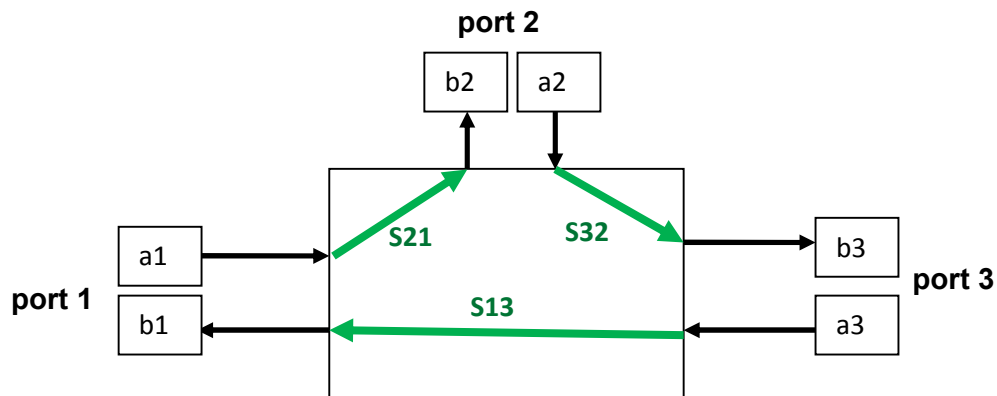
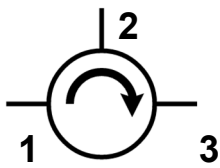
$$\text{on a : } \text{Gain}_{\text{Lin}} = 10^{\frac{-3}{20}} = 0,707$$

Coupleur hybride 180°

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -i & -i & 0 \\ -i & 0 & 0 & -i \\ -i & 0 & 0 & -i \\ 0 & i & -i & 0 \end{pmatrix}$$

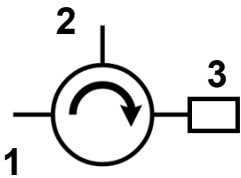
La distribution entre les ports est la même que pour un coupleur hybride 90°, mais les paramètres S non nuls sont toutes de valeur $\frac{-i}{\sqrt{2}}$, où l'on retrouve 3dB d'atténuation soit une division de la puissance du signal par 2.

Circulateur

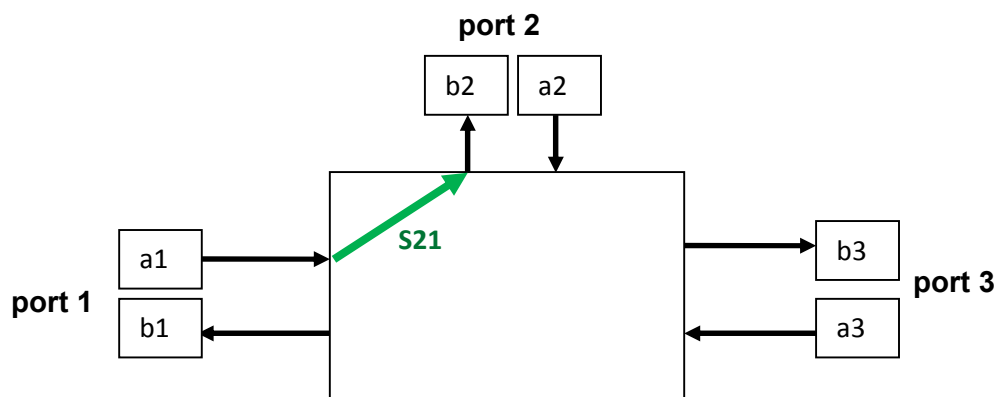


$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} \\ S_{21} & 0 & 0 \\ 0 & S_{32} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{b_1}{a_3} \\ \frac{b_2}{a_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{b_3}{a_2} & 0 \end{pmatrix}$$

Isolateur



$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ S_{21} & 0 \end{pmatrix}$$



Les signaux sont transmis d'un port à l'autre théoriquement sans atténuation ($S_{21}=1$)

Equipements de mesure

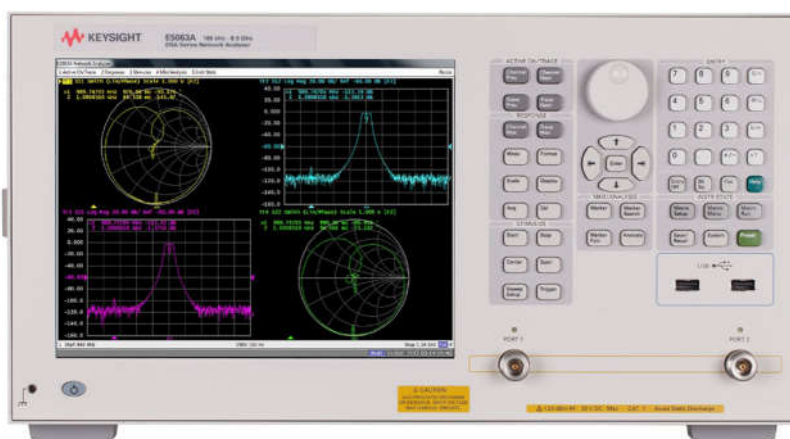
Pour mesurer les paramètres S, on utilise des analyseurs de réseaux. Ils sont de deux types : les scalaires et les vectoriels. Les analyseurs scalaires ne mesurent que les modules des paramètres S (valeur algébrique), les analyseurs vectoriels donnent le module et la phase des paramètres, décrivant ainsi complètement le comportement des composants analysés.

Prix d'un analyseur de réseaux scalaire (SNA) : de 12 000 à 17 000 €



HP8752C

Prix d'un analyseur de réseaux vectoriel (VNA) : de 32 000 à 40 000 €



Keysight E5063A

Prix d'un mini VNA 3 GHz : de 300 à 430 € - la logique et l'affichage sont déportés sur un PC.



Le mini VNA comporte deux connecteurs RF : DUT (device under test) qui permet les mesures en réflexion et DET (detection) qui permet les mesures en transmission.

Spécificités des VNA professionnels et des mini VNA

Etalonnage

Tous les analyseurs de réseaux sont utilisés pour effectuer des mesures sur de très larges plages en fréquence. Ceci implique obligatoirement la calibration régulière de l'instrument par des impédances de référence :

0 Ω (court circuit) : mesure d'une impédance nulle

50 Ω (résistance pure) mesure d'un retour nul (ROS=1)

et ∞ (circuit ouvert) mesure d'une impédance infinie, mesure d'un retour égal à 100% du signal incident (ROS infini)

Des kits d'étalonnage sont vendus dans la bande passante de la mesure. Une procédure d'étalonnage automatique permet d'automatiser cette calibration nécessaire.

Les variables mesurées avec le mini VNA sont les suivantes :

En réflexion :

Abbr	Nom	Description	Unité
RL	Return Loss	Perte en retour : mesure du signal réfléchi ($\log(S_{11})$)	dB
RP	Return Phase	Déphasage entre le signal incident et réfléchi	degrés
SWR	Standing Wave Ratio	Rapport d'ondes stationnaires $SWR = \frac{1+ S_{11} }{1- S_{11} }$	sans
Mag	Magnitude return Loss	Magnitude du coefficient de réflexion $Mag = 20 \log (RL)$	dB

En transmission :

TL	Transmission Loss	Perte en transmission : mesure de la perte d'insertion ($\log(S_{21})$)	dB
TP	Transmission Phase	Déphasage entre le signal incident et transmis	degrés
Z		Module de l'impédance = « valeur de impédance »	Ohms
Rs		Mesure de la résistance	Ohms
Xs		Mesure de la réactance	Ohms
Theta		Angle de l'impédance	degrés
τ_{gr}	group delay	Retard de groupe	ns

le group delay est la variation de phase en fonction de la pulsation :

$$\tau_{gr} = \frac{d\varphi}{d\omega}$$

Il permet de mesurer la distorsion de phase.

Normalisation de la mesure

Les analyseurs de réseaux vectoriels professionnels permettent de réaliser également une « normalisation » avant une mesure : Exemple : on réalise un montage avec les câbles d'extension que l'on va utiliser pour mesurer un dispositif. Une mesure « brute » avec les câbles et le dispositif va entraîner la mesure de l'ensemble câbles+dispositif.

La normalisation consiste à lancer la mesure, mais sans ce dispositif. En théorie, ces mesures sont censées ne pas atténuer le signal, et les câbles ne pas avoir de ROS. En réalité, le VNA mesurera une atténuation et un ROS (surtout sur des fréquences élevées).

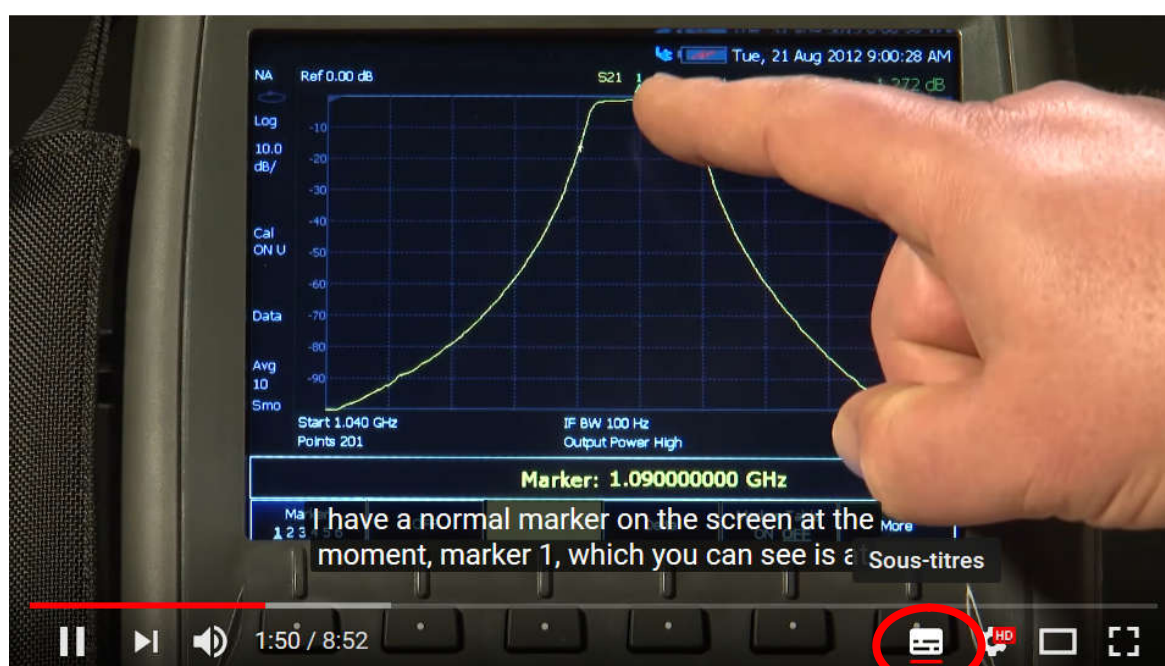
La normalisation permet de mettre à 0 les deux mesures par compensation. Lorsque l'on introduira le dispositif à mesurer, le VNA utilisera les données de compensation. On aura ainsi la mesure en réponse exacte du dispositif, sans l'influence des erreurs de mesure des câbles utilisés pour le montage.

La manipulation consiste à faire une mesure sans le dispositif, de la normaliser, et de stocker ces données de normalisation en tant que tel.

Exemple de vidéo en anglais avec sous-titres sur l'opération de normalisation sur un VNA professionnel :

<https://youtu.be/z0pzi-LXBOU>

<https://youtu.be/z0pzi-LXBOU>



dans la barre de la vidéo, cliquer sur l'icône « afficher les sous titres »

Différences entre un Mini VNA et un VNA professionnel

Réversibilité des ports de mesure des VNA

Les ports des VNA sont au nombre de 2 : un port qui délivre le signal et un port qui mesure le signal reçu. Le mini VNA ne permet que la mesure en transmission et en réflexion toujours de façon directionnelle. Les VNA professionnels permettent les mesures de façon réversible sans changer la position des connecteurs car chacun des deux ports est capable de délivrer un signal et de servir de port de mesure.

Exemple : pour mesurer le ROS du port 1 (S_{11}) et le TL du port 1 vers le port 2 (S_{21}), on branche le miniVNA avec le port « DUT » (device under test) sur le port 1 et le port « DET » (détection) sur le port 2.

Un VNA professionnel pourra, sans changer les connecteurs de place, mesurer également le ROS du port 2 (S_{22}) et le TL du port 2 vers le port 1 (S_{12}). Avec le mini VNA, il faudra débrancher les ports et les inverser par rapport à la première mesure.

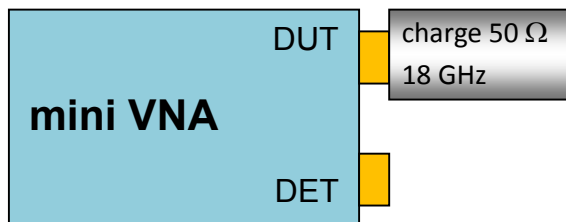
Mesures permanentes

Pour mesurer le ROS et la transmission, un mini VNA doit faire 2 mesures séparées.

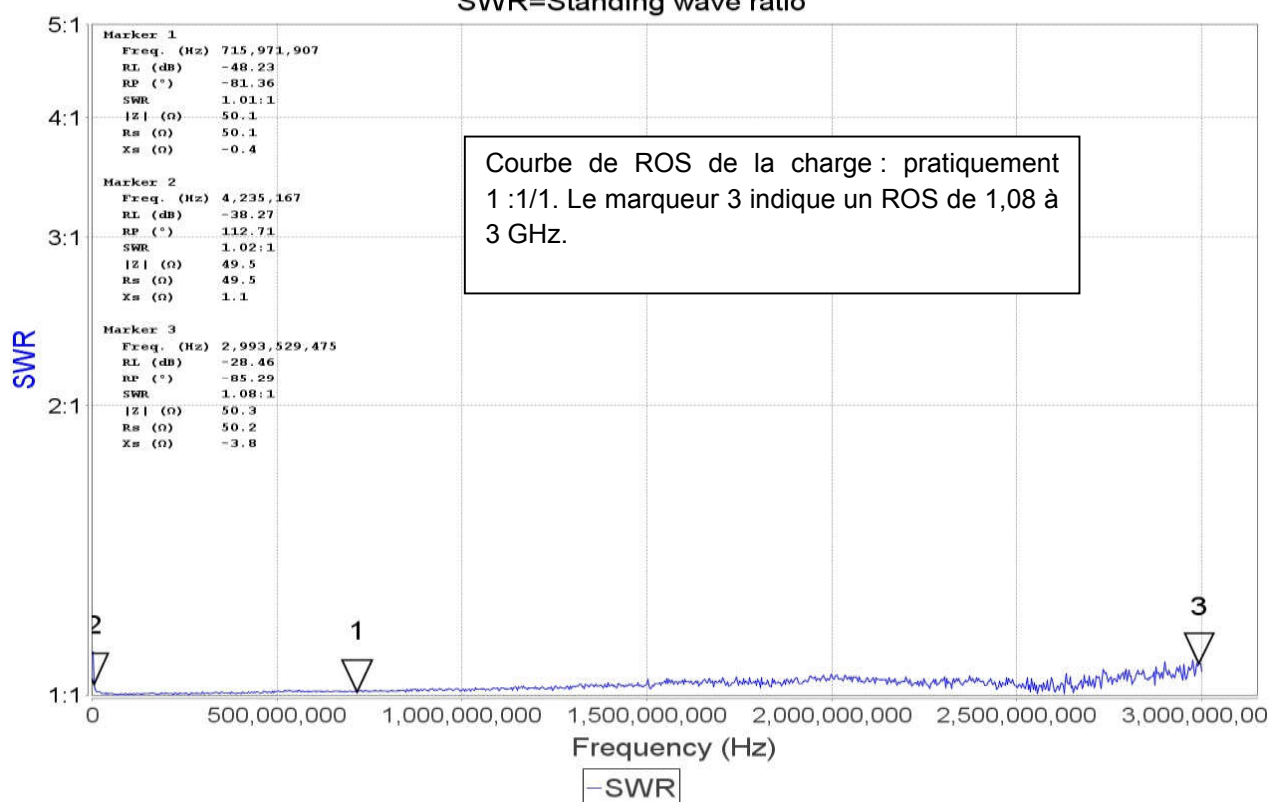
Un VNA professionnel permet de mesurer le ROS et la transmission en continu en même temps.

Mesure d'une charge fictive 50 Ω 18 GHz

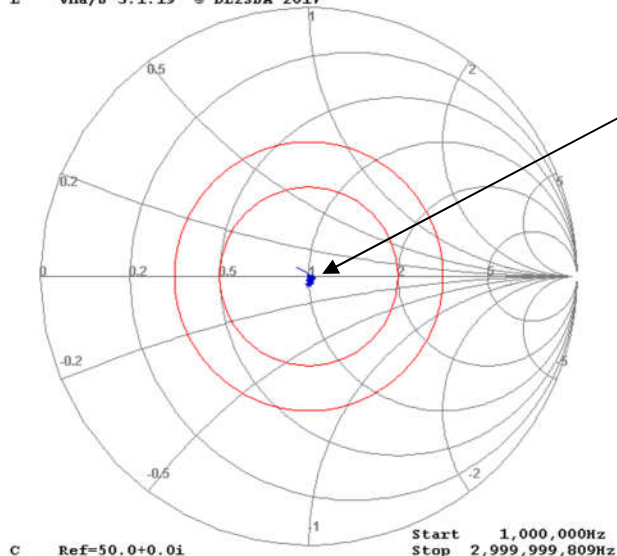
Toutes les mesures suivantes se font sur l'entièreté de la plage du mini-VNA soit de 1 MHz à 3 GHz. Pour tester la réponse d'une charge, on insère le minimum de composants possibles entre la charge et le VNA. Cette charge doit bien entendu être utilisable au-delà de la fréquence maximale mesurable. Seule la mesure en réflexion est possible (S_{11})



mesure de 1,000,000 à 2,999,999,968 / F1IWQ
SWR=Standing wave ratio



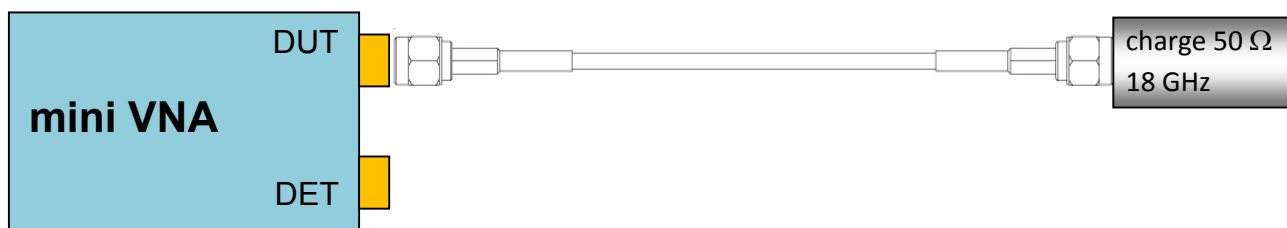
L vna/J 3.1.19 © DL2SBA 2017



La courbe de Smith bleue est concentrée sur le point d'impédance normalisée 1+0j, c'est à dire une résistance pure de 50 Ω de 1 MHz à 3 GHz, ce qui constitue un excellent accord.

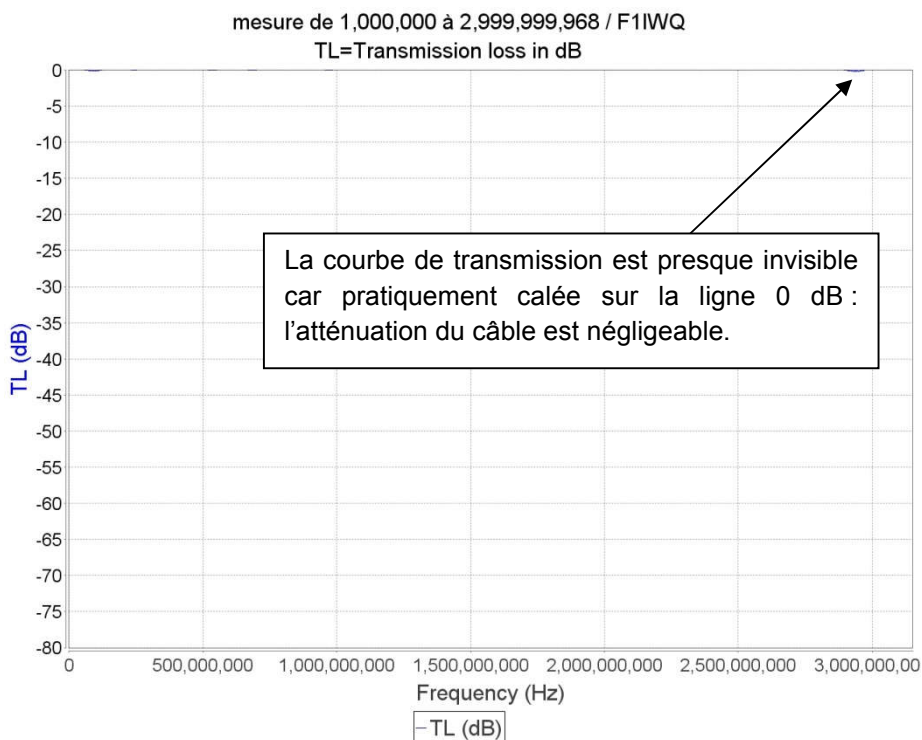
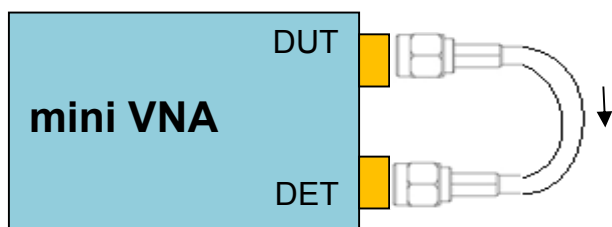
Mesure d'un câble coaxial sma sma + charge fictive 50 Ω

On insère un câble sma-sma marqué 18 GHz 50 Ω entre la charge et le VNA pour mesurer la réponse en réflexion (mesure de S11) :



la mesure de la charge au travers du câble ne change pas les courbes précédentes : l'ensemble câble et charge est parfaitement accordé.

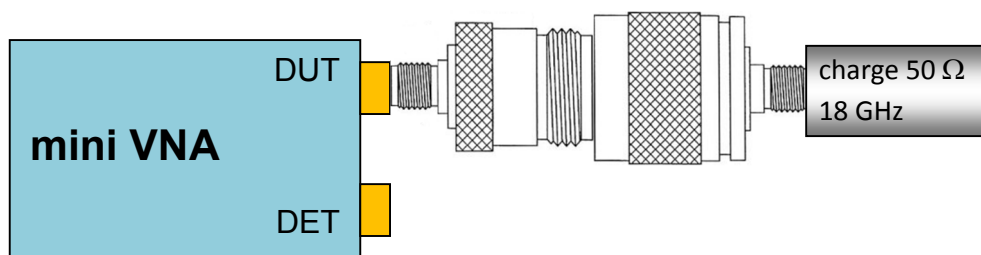
Il faut mesurer néanmoins la perte d'insertion du câble en mode transmission (mesure de S21) :



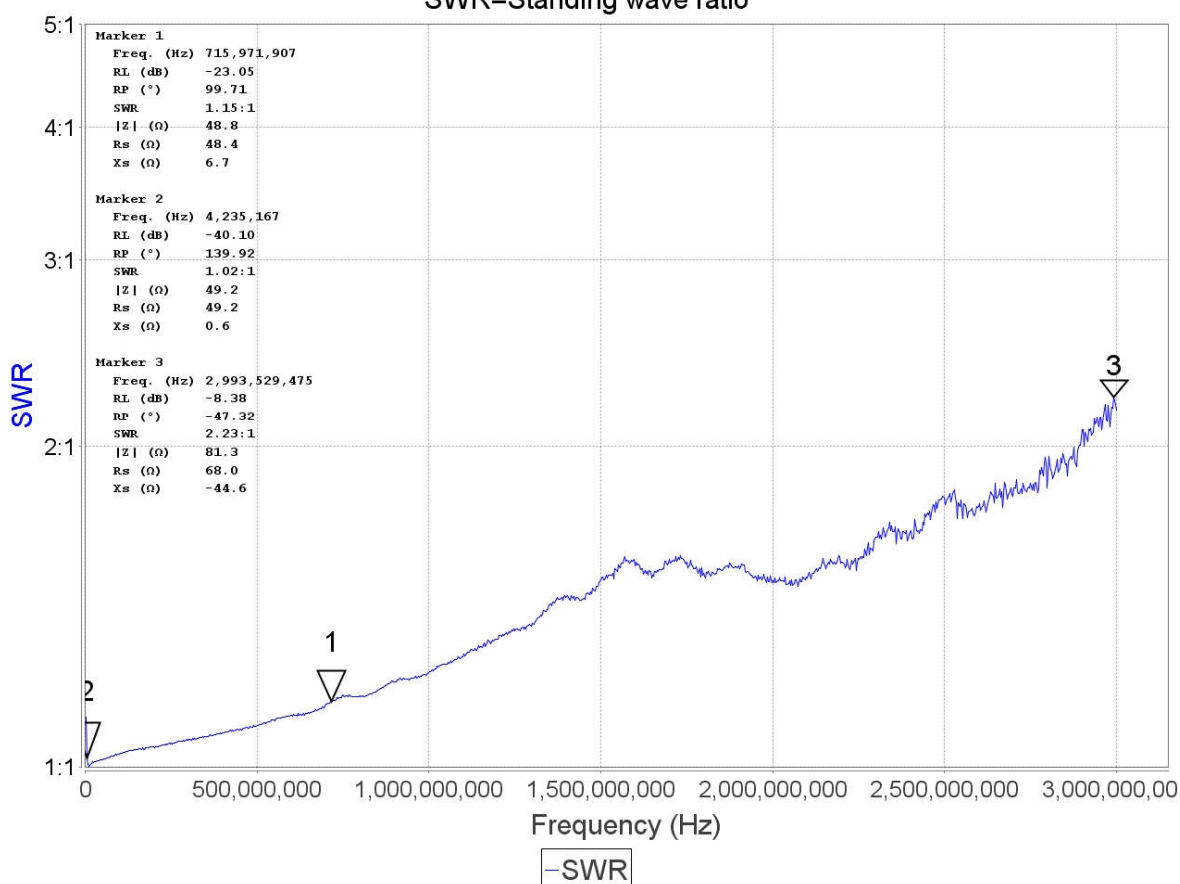
Conclusion : ce câble est d'excellente qualité.

Mesure d'adaptateurs isolés plastique + charge fictive 50 Ω

On insère deux adaptateurs sma-N N-sma isolés plastique pour étudier leur réponse commune en réflexion (mesure de S11) :

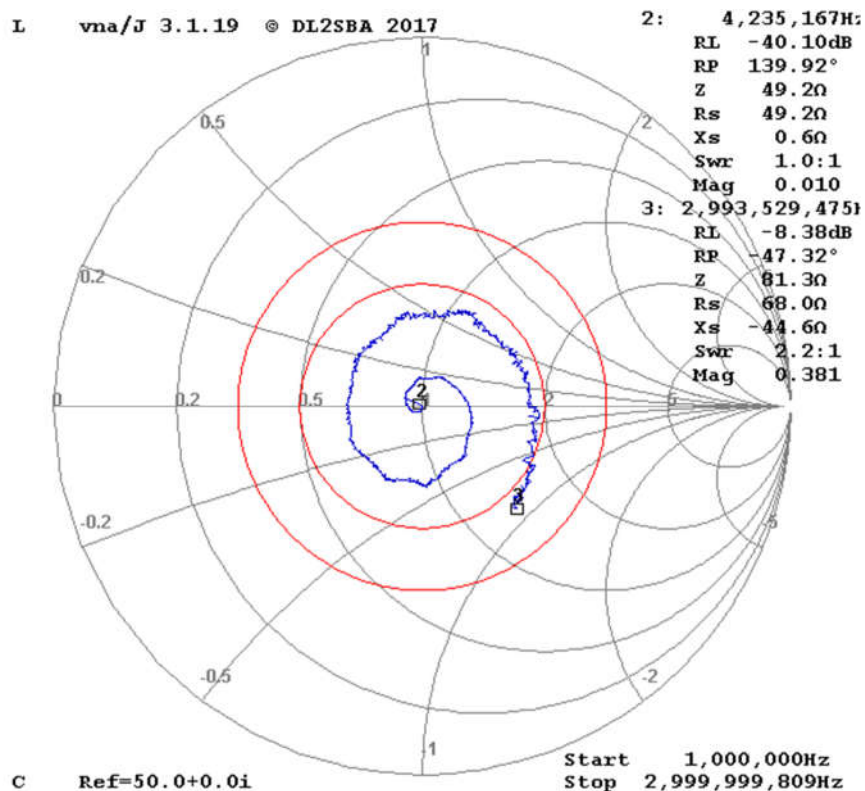


mesure de 1,000,000 à 2,999,999,968 / F1IWQ
SWR=Standing wave ratio



La courbe de ROS grimpe rapidement dès la montée en fréquence. Ces adaptateurs isolés plastique sont utilisables jusque 30 MHz, mais au delà, ils créent une désadaptation.

Le marqueur 3 est à 3 GHz et le ROS est de 2,23:1.



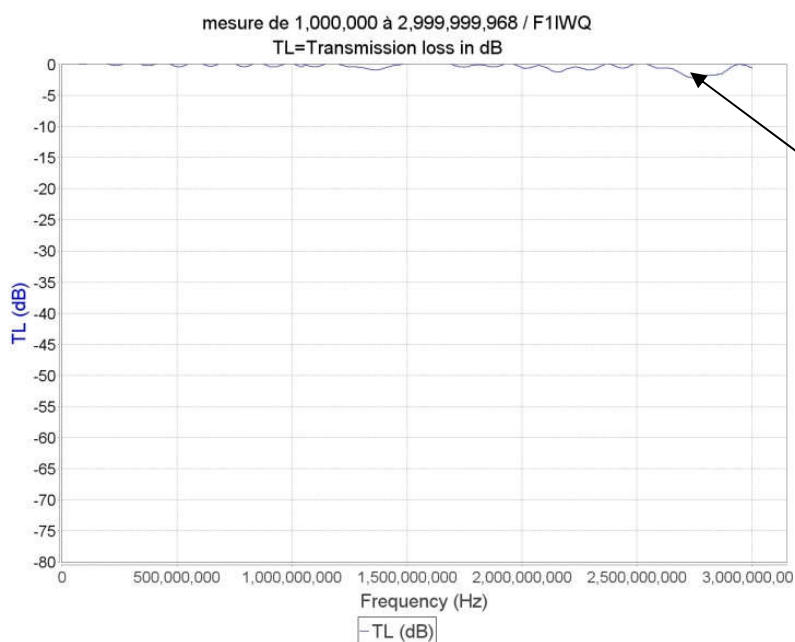
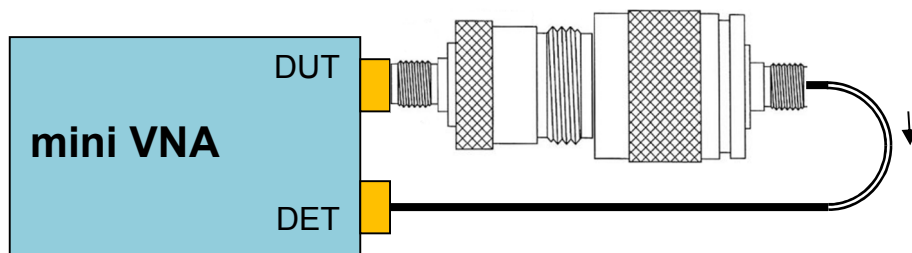
La courbe d'impédance en diagramme de Smith montre la désadaptation qui croît en fonction de la fréquence :

La courbe bleue devient soit inductive, soit capacitive, et elle s'éloigne beaucoup trop du point de référence central.

Le point 2 mesuré à 4,23 MHz a pour résistance équivalente $R_s=49\Omega$, pour réactance $X_s=0,6\Omega$, soit une résistance pratiquement pure.

Le point 3 mesuré à 3 GHz a une résistance équivalente $R_s=68\Omega$ pour une réactance $X_s=-44\Omega$ (réactance capacitive), ce qui explique la désadaptation (X_s n'est plus du tout négligeable)

Mesure de la perte d'insertion en mode transmission (mesure de S_{21}) :

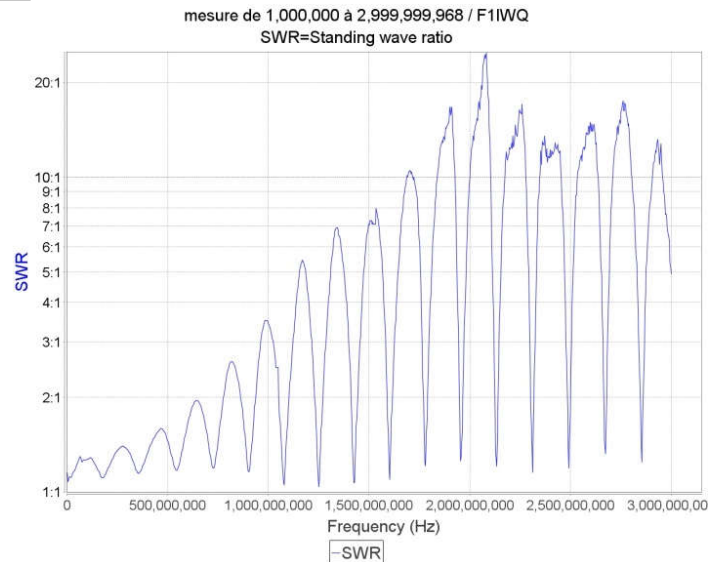


la perte d'insertion croît en fonction de la fréquence pour atteindre 3 dB (perte de 50% de la puissance du signal), ce qui est inacceptable pour un adaptateur.

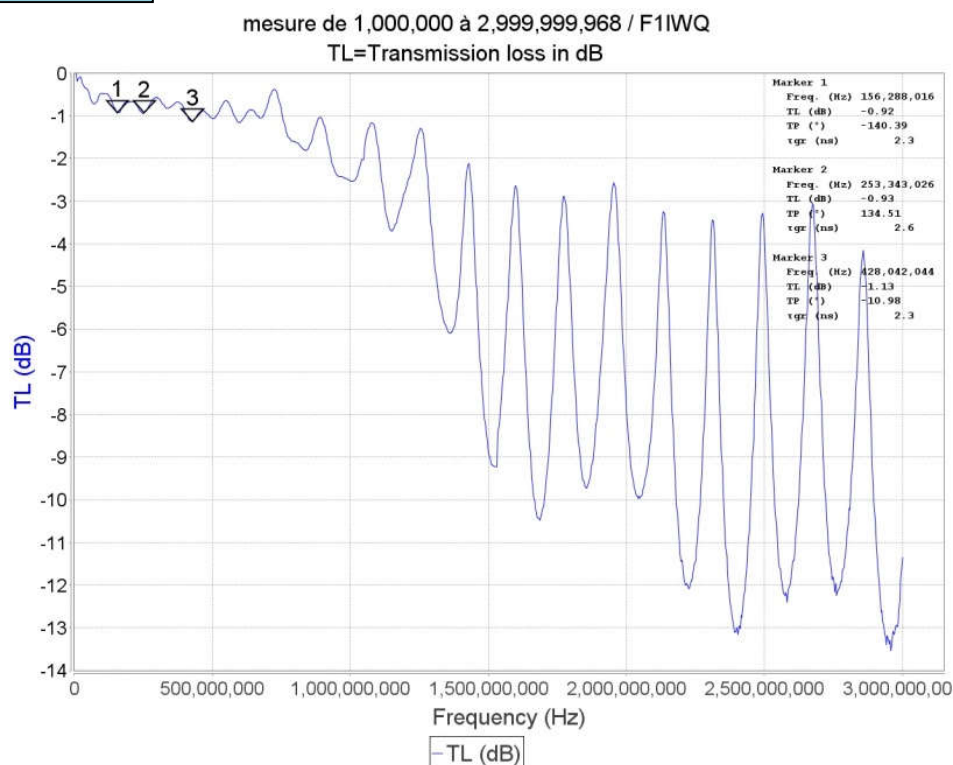
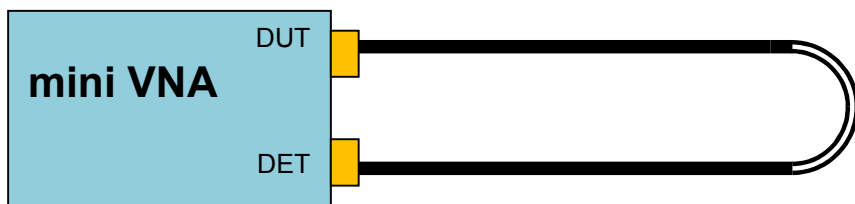
Conclusion : les adaptateurs plastique peuvent être utilisés à des fréquences basses mais deviennent rapidement inadaptés lorsque la fréquence est élevée (VHF, UHF).

Test d'un câble RG58

Mesure en réflexion



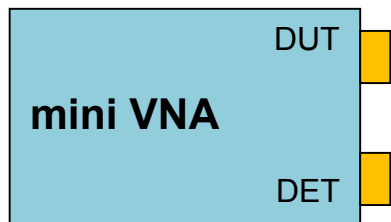
Mesure en transmission. Le câble RG58 est branché sur les ports DUT et DET



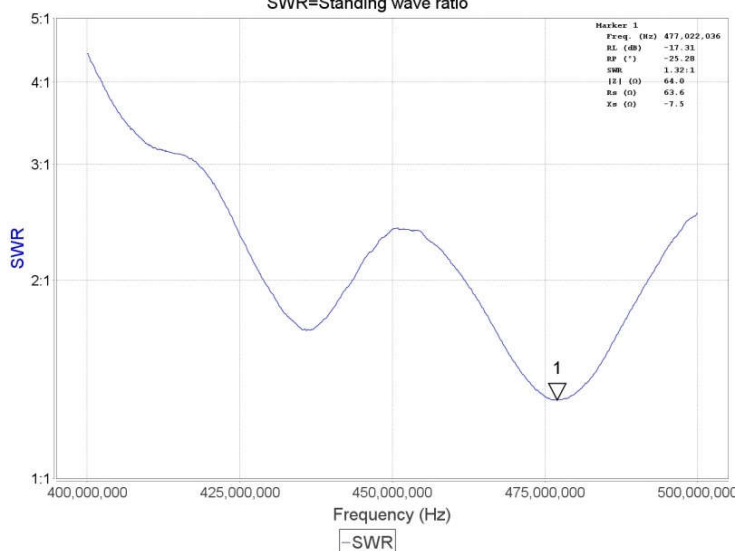
Ce câble est inadapté au dessus de 100 MHz. Sur la longueur de câble testée (20cm), l'atténuation est déjà de 5 dB à 1200 MHz et le ROS de 1,3.

Mesure d'une antenne

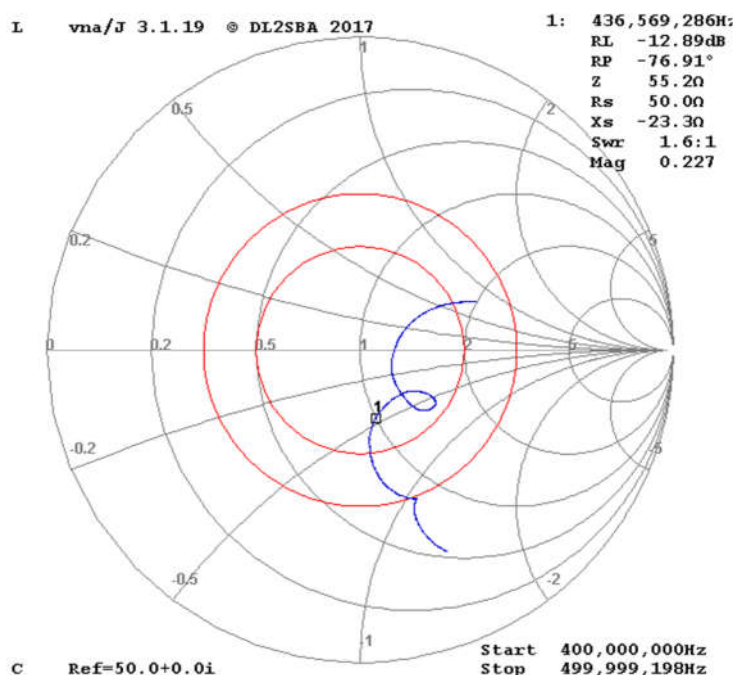
La mesure d'une antenne peut se faire au travers d'un câble coaxial dont on aura mesuré les caractéristiques ou dont celles-ci sont renseignées et compatibles avec la plage de mesure, pour que le câble n'ait aucune influence sur celle-ci. La mesure de l'antenne doit absolument se faire dans l'espace le plus libre possible.



mesure de 400,000,000 à 499,999,424 / F1IWQ
SWR=Standing wave ratio



Le ROS minimal est de 1,32 sur 471 MHz.



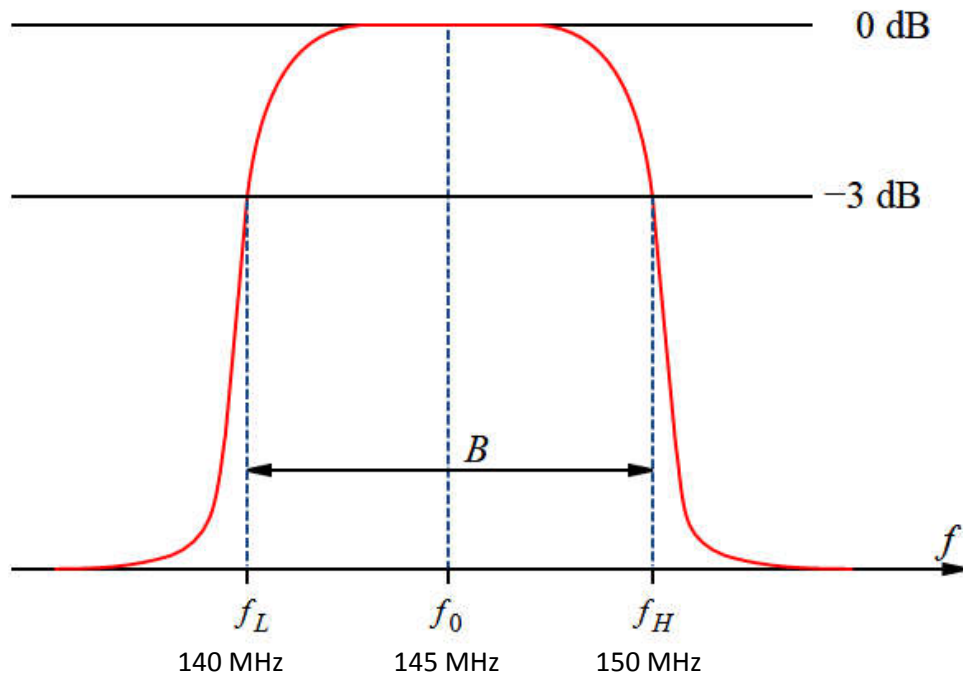
Conclusion : cette antenne ne peut pas s'accorder quelle que soit la fréquence, car le ROS minimal est de 1,32 ce qui est trop élevé. **La courbe ne passe jamais par le point central d'impédance $Z=50+j0\Omega$**

La méthode utilisée pour réaccorder une antenne est décrite dans une autre présentation.

Paramètres d'un circuit passe bande

Voici la mesure en transmission d'un circuit passe bande :

Cette mesure permet de déterminer la bande passante à -3 dB (soit la bande passante à la moitié de la puissance maximale)



$$B = f_H - f_L$$

Le facteur de qualité Q mesure l'étalement de la bande passante :

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{145}{10} = 14,5$$

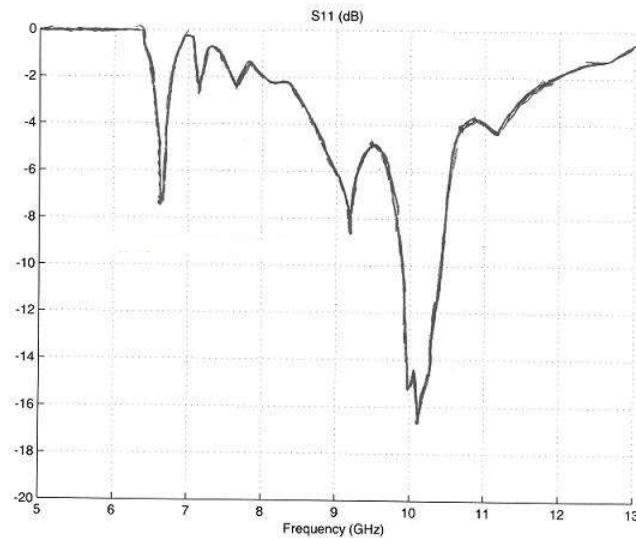
Comme le facteur de qualité est un rapport de fréquences, il est sans unité. Plus Q est grand, plus le filtre est étroit et donc sélectif.

$$Q = \frac{X}{R} \text{ à la fréquence de résonance (ici 145 MHz)}$$

Dans un circuit, il est possible d'augmenter la bande passante en ajoutant des résonateurs dans la ligne. Ce sont des lignes multiples d'un quart d'onde non raccordés à leur extrémité.

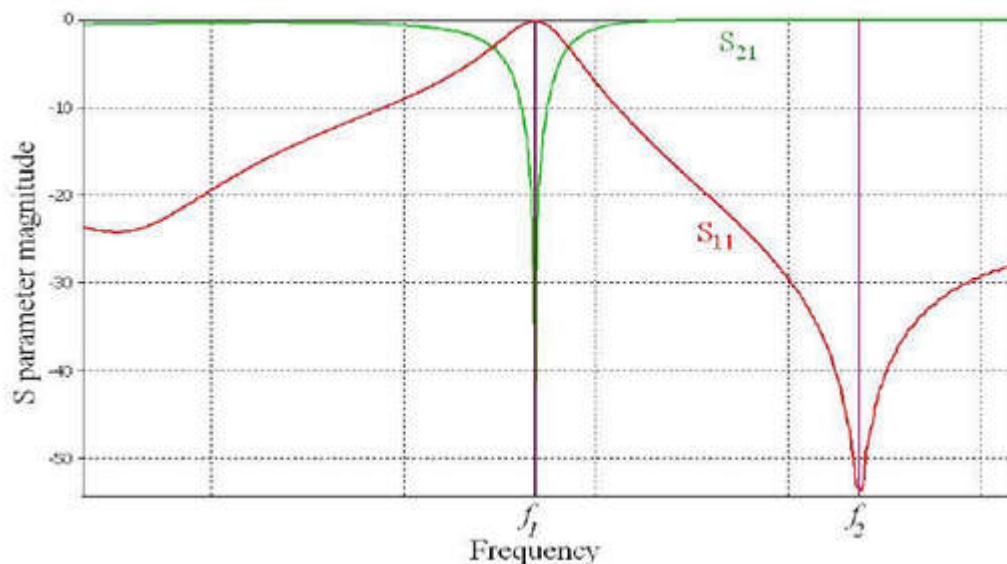
Exemples de mesures avec un VNA professionnel

Voici une mesure faite avec un VNA HP8510 :



Remarquez que le titre du graphique est S_{11} , ce qui correspond au ROS, ici exprimé en dB.

Mesure de S_{11} (coefficient de réflexion) et S_{21} (coefficient de transmission) en fonction de la fréquence :

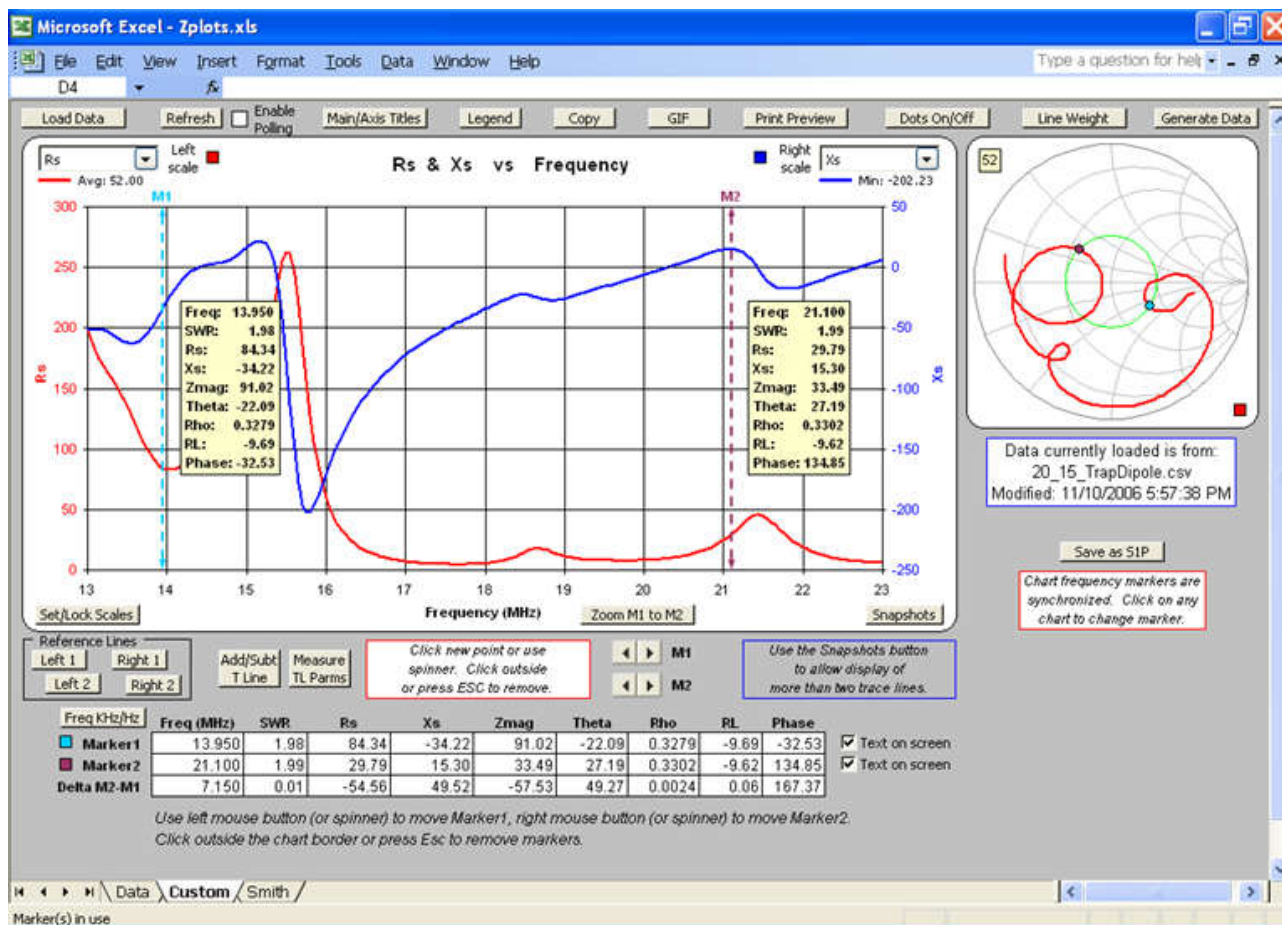


Il s'agit ici d'un filtre coupe bande centré sur la fréquence f_1 , qui présente un minimum de ROS sur la fréquence f_2 .

Exportation des données de mesure

Le programme du mini vna est capable d'exporter des données sous des formes très variées, et notamment .csv qui est compatible excel. Il existe des macros excel capables de retravailler la présentation de ces données et de fournir des animations graphiques.

macro Zplot



Zplot trace l'impédance et ses données relatives en format cartésien (XY) ou en diagramme de Smith.

<http://www.ac6la.com/zplots1.html>

Transmission lines

Transmission Line Details - v2.0.1

Enter values directly, or click spinners, or click and hold spinners.

Freq - VF - Len - WL Conversions Print

1. Choose Transmission Line, Modify Parameters if Desired.

Type	Nom. Zo	Nom. VF	K0	K1	K2
Belden 8267 (RG-213/U)	50	0.66	0.256179	0.154587	0.003135

T-Line Model Internal Variables

R	69.934 mΩ/ft
L	77.744 nH/ft
G	2.021 μS/ft
C	30.809 pF/ft
Matched Loss	0.649 dB/100ft

2. Set Frequency, R, X.

14 MHz Band R 250 X 0 R and X ☐ At Input ☒ At Load

3. Set Line Length and Input Power.

Length 100 Units Feet Electrical Length Modulo 1/2 Wavelength 2.1667 λ 780.03 ° 154.767 ns Input Watts 100 Plot Matched Line Loss

Results

	At Input	At Load
R	17.629	250.000
X	-26.338	0.000
Z	31.694	250.000
SWR (True)	3.684	4.977
SWR (50)	3.706	5.000
True Zo	50.234 - j0.238	VF 0.6569

Plot |Zo| Plot VF Prime Center 50

Show: ☒ SWR ☐ Rho ☐ Return Loss

Loss

	dB	W
Cond.	0.605	11.864
Diel.	0.044	0.865
C. + D.	0.649	12.729
Refl.	0.780	15.301
Total	1.428	28.030
Power at Load		71.970

% of Total Loss

	42	3	55
Cond.			
Diel.			
Refl.			

Close

Cette macro excel ne travaille pas avec les paramètres VNA. Elle calcule toutes les données relatives à une ligne de transmission. Le programme contient une centaine de référence de câbles.

Caractéristiques d'atténuation de quelques câbles

Tableau montrant les câbles 50 Ω classés du moins atténuant au plus atténuant

	atténuation en dB/100m		300 MHz	400 MHz	500 MHz	700 MHz	800 MHz	1000 MHz	€/m
	diamètre mm								
AVA5RK-50	7/8" 25mm		2	2,398	2,7	3.235	3.478	3.927	21
LMR600	15		4	5	6	7,2		9	13
LMR600-UF	15		4	5	6	7,2		9	13
Ecoflex15plus	14,6		4,75	5,6	6,2		8	9,1	9
M&P hyperflex13	12,7			6,19			9	10,14	
M&P ultraflex13	12,7			6,25			9,15	10,3	
H2000	10			8,5	9	11	11,9	13	2,9
H2000-UF	10,							13	3
LMR400	10			8,4	9,4	11,2	12	13	3,6
M&P hyperflex10	10			8,3			12	13,5	
LMR400-UF	10			10	11,3	13,5	14,4	16	5,4
Ecoflex10	10,2		7,3	8,8	9,6		12,5	14,2	3,5
LMR300	7,6		7	13		17		21	
RG214	10			16					
RG213	12		12	15	16	20		24	2,25
LMR200	5		18,6	21,5	24	28		34	
RG402	3,6				26			37	
LMR195	5		20,7	24	26	31	33,5	37	
RG142	5		22,1	25,7	30	34,7		44	
RG223	5,33			26,9				44	
RG400	5		36		36			52	
RG58	5		36	33	47	56		67	
RG316	2,5		46		60			86	
RG174	2,8		58		75	89		107	
RG178	1,8		83		108			154	

Les câbles notés UF (ultraflex) sont constitués d'une âme multibrins, les autres d'une âme monobrin. Les câbles multibrins sont légèrement plus atténuants que leurs versions monobrin.



LMR600 ULTRAFLEX (double tresse)



LMR600 (double tresse)

Liste des plaquettes :

1. Introduction au DMR et au TETRA
2. Composants radio-électriques passifs particuliers
3. Mesures complexes en hautes fréquences
4. Adaptations d'impédances
5. Réseaux Ethernet et connectivités
6. Complément sur les adaptations d'impédances
7. Lignes de transmissions
8. Foudres, surtensions et protections
9. Cavités duplexeurs et montages à cavités