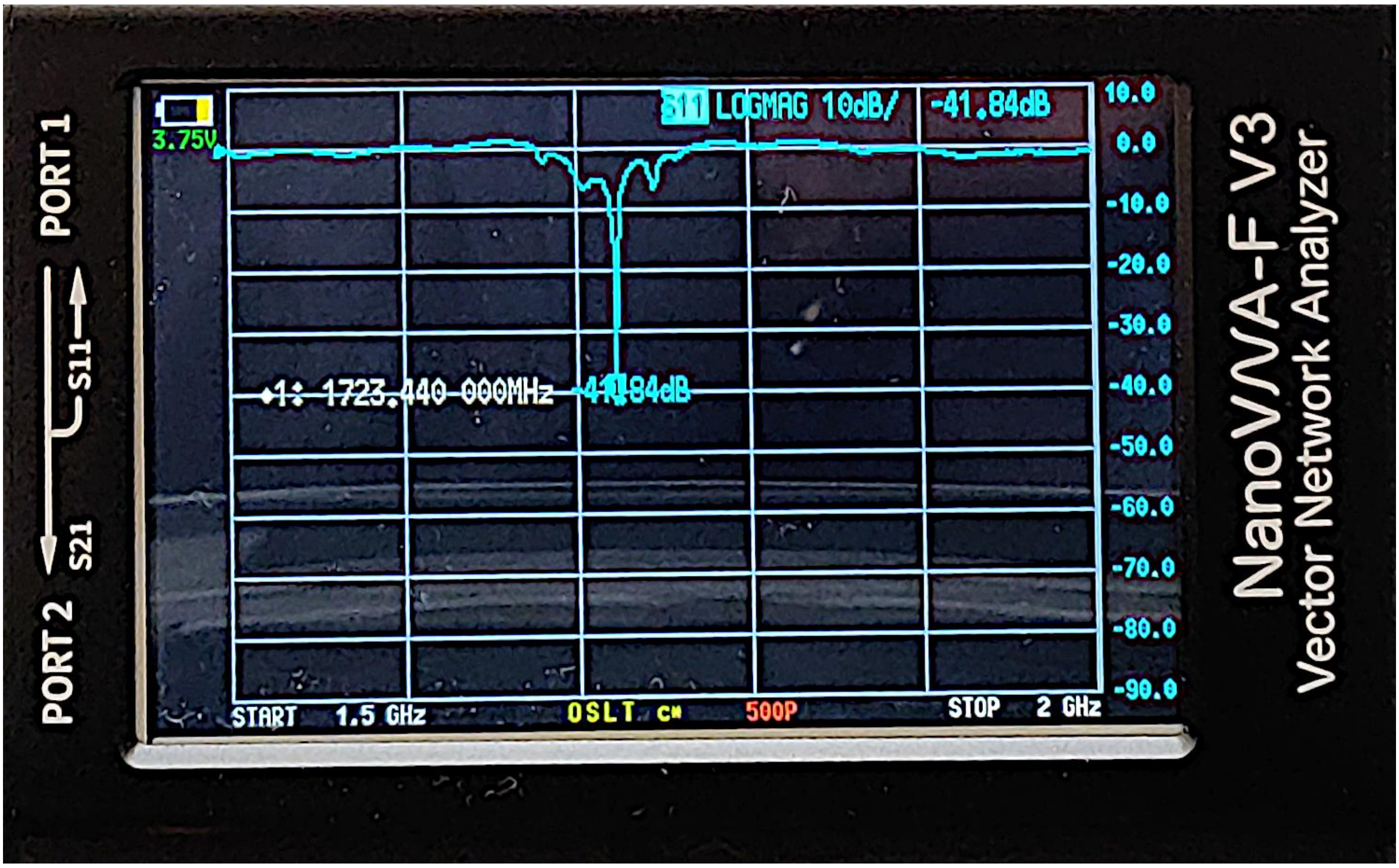
Les paramètres S

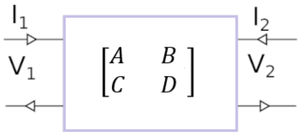


Etude des quadripôles

On représente les quadripôles sous forme de matrices reliant les courants et tensions

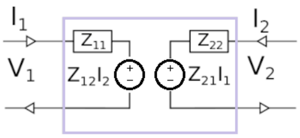
Matrice de transfert

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$



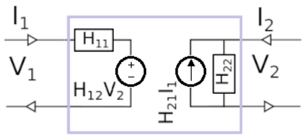
Matrice impédance

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$



Matrice hybride

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$



Pour les fréquences élevées on préfère une représentation différente en décomposant les tensions et courants en fonctions des ondes incidentes et réfléchies, le quadripôle étant placé entre deux lignes de transmission d'impédance caractéristique Zo.

Ce sont les **paramètres S** de la matrice de diffusion

RAPPEL

Le système

$$y_1 = a_{11}x_1 + a_{12}x_2$$

$$y_2 = a_{21}x_1 + a_{22}x_2$$

est une transformation linéaire de **X(** x_1, x_2 **)** **et** **Y(** y_1, y_2 **)**

on appel matrice de transformation le tableau :

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

Le 1er indice se rapporte à la ligne et le 2^{è} à la colonne.

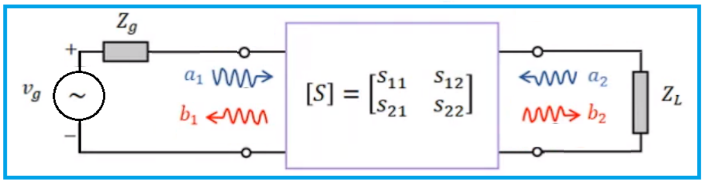
LES PARAMETRES S

Définition

Les paramètres **[S]** sont définis en termes de variables d'onde, qui sont plus facilement mesurées aux fréquences micro-ondes que la tension et le courant.

Les ondes incidentes (a_1, a_2) et réfléchies (b_1, b_2) (exprimées en tension) sont liées aux paramètres de diffusion (*scattering parameters*) selon les équations suivantes :

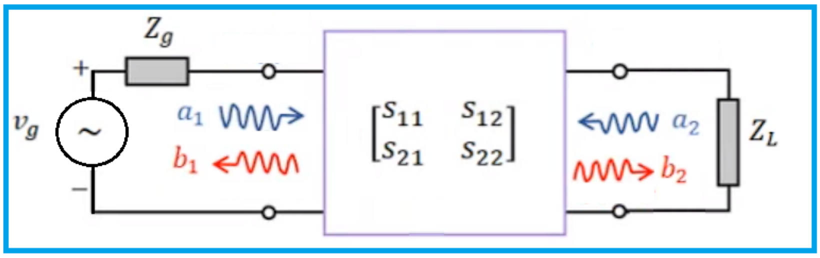
$$\boxed{\begin{aligned} b_1 &= s_{11}\,a_1 + s_{12}\,a_2 \\ b_2 &= s_{21}\,a_1 + s_{22}\,a_2 \end{aligned}}$$



Ce sont des nombres complexes :
Ils sont définis par leur module et leur argument

Ils dépendent de la fréquence et pour les quadripôles actifs du point de fonctionnement sélectionné

- On définit les 4 paramètres S_{ij} comme suit :



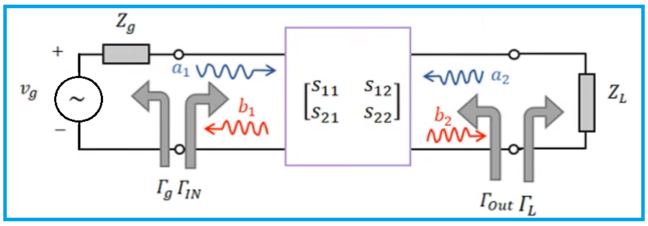
$S_{11} = \left.\dfrac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}$ C'est le coefficient de réflexion vu à l'entrée lorsque la sortie est reliée à la résistance de normalisation $Z_L = R_0$

$S_{21} = \left.\dfrac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0}$ C'est le coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie lorsque la sortie est reliée à la résistance de normalisation $Z_L = R_0$

$S_{12} = \left.\dfrac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0}$ C'est le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée lorsque l'entrée est reliée à la résistance de normalisation $Z_g = R_0$

$S_{22} = \left.\dfrac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0}$ C'est le coefficient de réflexion vu à la sortie lorsque l'entrée est reliée à la résistance de normalisation $Z_g = R_0$

Connaissant les paramères S :
Si $Z_L \neq R_0$ et $Z_g \neq R_0$



- Le coefficient de réflexion d'entrée Γ_{IN} peut être exprimé en termes de paramètres S et de charge Z_L par :

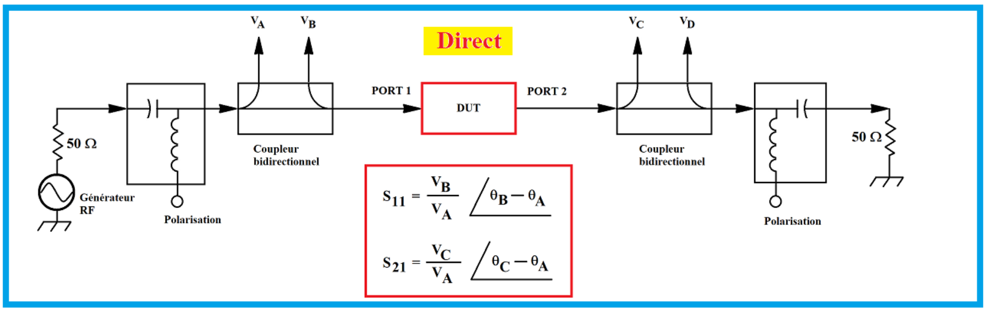
$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}\,S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad \text{avec} \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

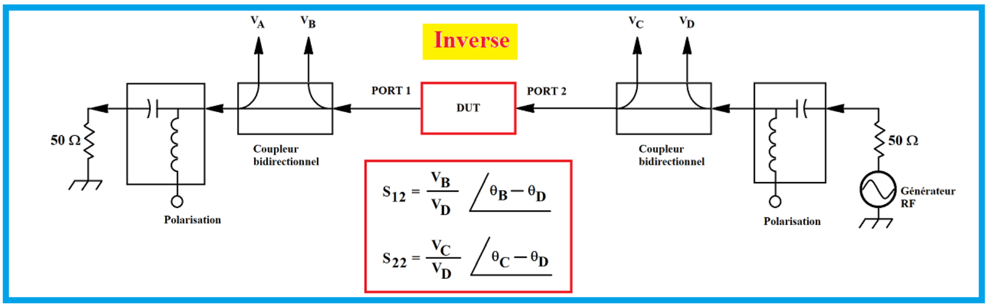
- Le coefficient de réflexion de sortie Γ_{OUT} peut être exprimé en termes de paramètres S et de l'impédance du générateur Z_g (avec Vg = 0) par :

$$\Gamma_{Out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12}\,S_{21}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} \quad \text{avec} \quad \Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0}$$

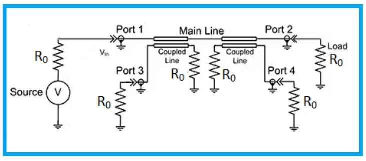
En reportant Γ_{In} et Γ_{out} sur l'abaque de Smith,
on peut en déduire l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie

PRINCIPE DE MESURE DES PARAMETRES S



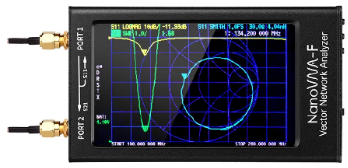


PRINCIPE DU COUPLEUR DIRECTIF

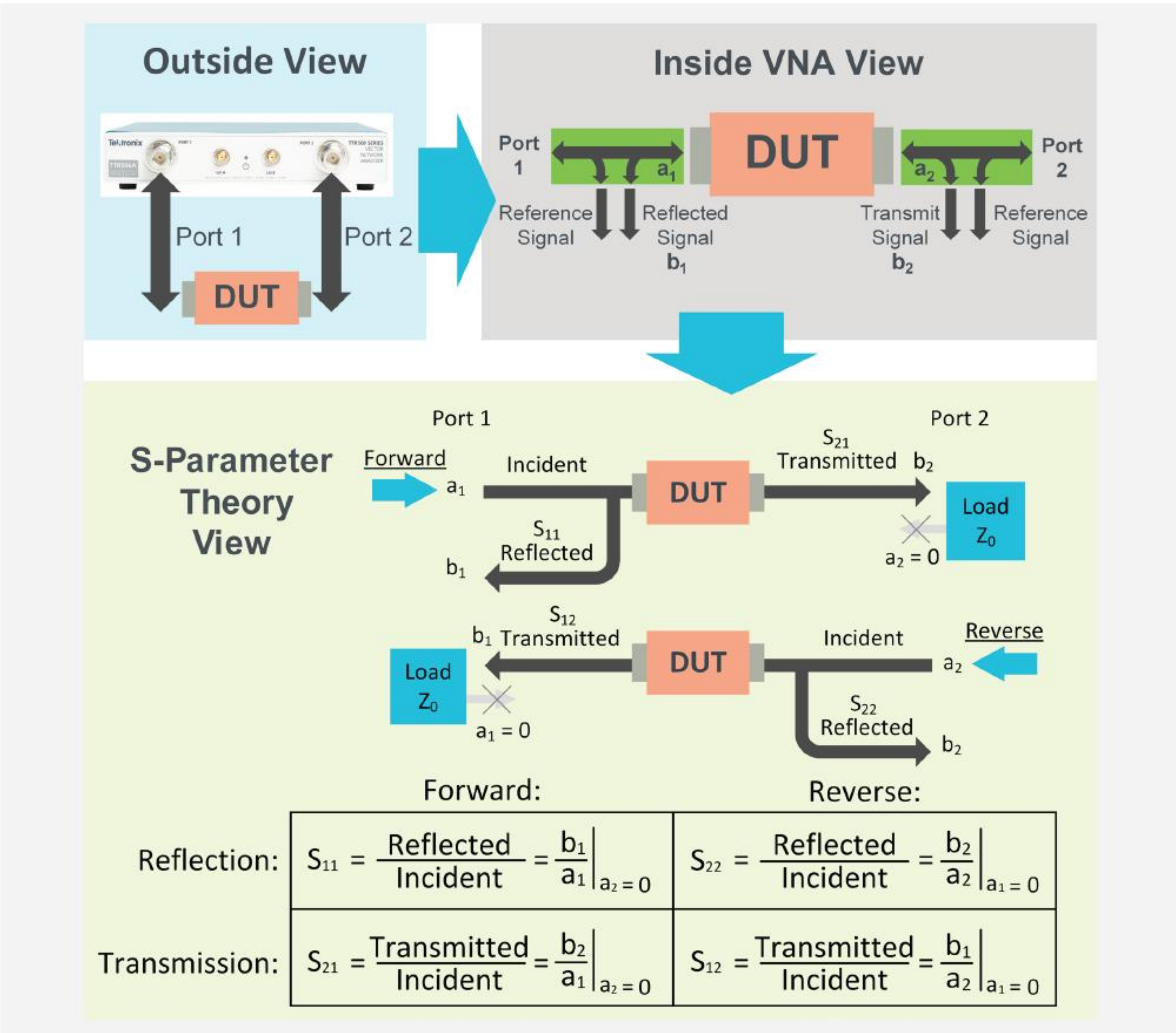


L'appareil de mesure permettant de calculer les paramères S est l'Analyseur de Réseau Vectoriel (VNA : Vector Network Analyser)

Modèle professionnel



Modèle amateur
NanoVNA



Document Tektronix

Bon... très bien, on dispose des paramètres S !

Mais comment peut-on les utiliser ?

...

Exemple d'utilisation :

Caractérisation d'un amplificateur

à l'aide des paramètres S de l'élément actif (*par exemple un transistor*)

(1) $MSG_{dB} = 10 \log \left| \dfrac{S_{21}}{S_{12}} \right|$

(2) $\Delta = (S_{11}\, S_{22}) - (S_{12}\, S_{21})$

(3) $K = \dfrac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}|\, |S_{21}|}$

(4) $B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$

(5) $MAG_{dB} = MSG_{dB} + 10 \log \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1}\right)$

(6) $C_1 = S_{11} - (\Delta \times S_{22}^*)$

(7) $|\Gamma_{in}| = \left[\dfrac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4\, |C_1|^2}}{2\, |C_1|} \right]$

(8) $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$

(9) $C_2 = S_{22} - (\Delta \times S_{11}^*)$

(10) $|\Gamma_{out}| = \left[\dfrac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4\, |C_2|^2}}{2|C_2|} \right]$

(11) $\Gamma_{in} = |\Gamma_{in}| \, \underline{/\theta\, C_1}$

(12) $\Gamma_{out} = |\Gamma_{out}| \, \underline{/\theta\, C_2}$

ah ouais !

y a pas plus simple ?

Conception d'amplificateur par approximation scalaire

Parfois, une simple approximation des performances du dispositif suffit,
et cela peut être réalisé facilement par approximation scalaire
(c'est-à-dire par l'analyse des seules amplitudes des paramètres S, indépendamment des angles de phase).

Les paramètres d'intérêt avant de construire un amplificateur incluent :

- le **Gain Unilatéral du Transducteur (Gtu)**,
- le **Gain Maximum Stable (MSG)**
- et le **Gain Maximum Disponible (MAG)**.

Ces gains seront exprimés en dB

Gtu est le **gain minimum** qu'on peut obtenir à la fréquence et au point de fonctionnement sélectionnés.

$$\text{Gtu} = 10.\log|S21|^2 \qquad \text{(Eq A)}$$

Les coefficients de réflexion des tensions d'entrée et de sortie sont respectivement **S11** et **S22**, et leurs amplitudes permettent d'approcher les pertes de désadaptation α_ρ subies sur chaque port.

$$\alpha_\rho = 10.\log(1-\rho^2) \qquad \text{(Eq B)}$$

ρ représente l'amplitude du coefficient de réflexion **S11** ou **S22**

Puisqu'un circuit d'adaptation correctement conçu est censé éliminer toutes les désadaptations d'impédance (et donc toutes les pertes par réflexion), le gain réalisable d'un dispositif actif est la somme en dB du gain unilatéral **Gtu** et des pertes par réflexion d'entrée et de sortie. D'où le **Gain Maximum Disponible (MAG)**.

$$\text{MAG} = \text{Gtu} + \alpha_\rho(\text{in}) + \alpha_\rho(\text{out}) \qquad \text{(Eq C)}$$

MAG en dB, à la fréquence et au point de fonctionnement sélectionnés.

⇨ Mais ce gain est-il possible sans produire d'oscillations ?

L'oscillation est provoquée en partie par un chemin de rétroaction au sein du dispositif actif.

Ce chemin de rétroaction interne est décrit par le coefficient de transmission de tension inverse **S12**,
dont l'amplitude joue un rôle dans l'analyse de la stabilité.

Le **Gain Maximum Stable (MSG)** est une mesure du plus grand gain, en dB, que l'on peut attendre d'un appareil actif particulier, sans sacrifier la stabilité inconditionnelle. On le trouve en comparant les amplitudes du gain direct **S21** et du gain inverse **S12** :

$$\text{MSG} = 10.\log(|S21| \div |S12|) \qquad \text{(Eq D)}$$

Tant que le **Gain Maximum Disponible** ne dépasse pas le **Gain Maximum Stable**, aucun chemin d'oscillation interne n'existe.

$$\boxed{\textbf{MAG} < \textbf{MSG}}$$

Exemple pratique

Considérons les paramètres **S** du transistor à jonction bipolaire Motorola MRF-901, à 1296 MHz, avec Vce de +10 Vdc et Ic de 10 mA :

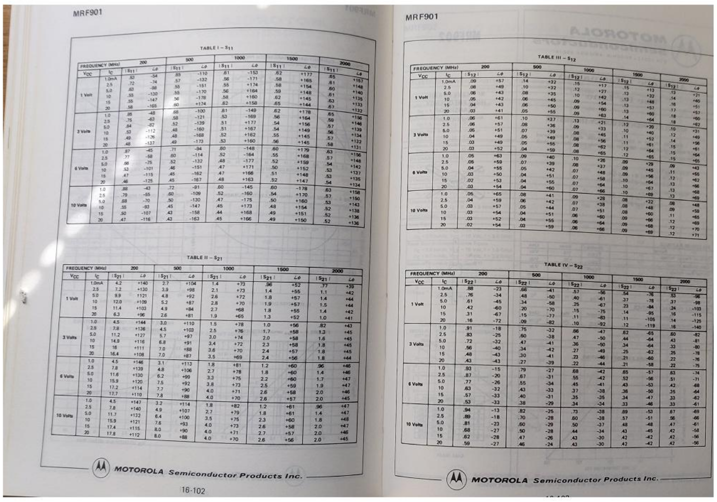

MRF901

TABLE I – S_{11}

TABLE II – S_{21}

MRF901

TABLE III – S_{12}

TABLE IV – S_{22}

MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

16-102

MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

En interpolant entre 1000 MHz et 1500 MHz

S11 = 0.47 $\angle$ + 160° S21 = 3.1 $\angle$ +63°

S22 = 0.43 $\angle$ – 40° S12 = 0,08 $\angle$ +64°

Pour l'analyse scalaire, nous pouvons ignorer les angles de phase des vecteurs des paramètres S et traiter uniquement les amplitudes.

|S11|= 0.47 |S21| = 3.1

|S22|= 0.43 |S12| = 0,08

- À partir de l'équation A, nous pouvons déterminer le gain unilatéral du transducteur :

  Gtu = 10 log $(3.1)^2$ = 9,8 dB

- L'équation B nous donne les pertes de réflexion d'entrée et de sortie :

  α_ρ (in) = 10 log $(1 - 0{,}47^2)$ = 1,1 dB

  et α_ρ (out) = 10 log $(1 - 0{,}43^2)$ = 0,9 dB

- À partir de l'équation C, nous déterminons le Gain Maximum Disponible :

  MAG = Gtu + α_ρ (in) + α_ρ (out) = 9,8 + 1,1 + 0,9 = 11,8 dB

- À partir de l'équation D, pour l'analyse de stabilité, calculons le gain maximum stable :

  MSG = 10 log (3,1 ÷ 0,08) = 15,9 dB

Gtu = 10. log $\lvert S21\rvert^2$	(Eq A)
α_ρ = 10. log $(1 - \rho^2)$	(Eq B)
MAG = Gtu + α_ρ (in) + α_ρ (out)	(Eq C)
MSG = 10. log (|S21| ÷ |S12|)	(Eq D)

Le MRF-901 est certainement stable. Le Gain Maximum Disponible est inférieur au Gain Maximum Stable (une condition de stabilité), avec une marge de gain d'environ 4 dB.

OUF ! C'est fini !