

Cours d'électronique : Introduction aux paramètres S

A. Arciniegas

IUT Cergy-Pontoise, Dep GEII, site de Neuville



- 1 Introduction
- 2 Définition et interprétation des paramètres S
- 3 Mesure des paramètres S et applications

Introduction

Motivations

Dans le domaine des hautes fréquences ($f > 100$ MHz) :

- La mesure des tensions et des courants est difficile et ;

Motivations

Dans le domaine des hautes fréquences ($f > 100$ MHz) :

- La mesure des tensions et des courants est difficile et ;
- on privilège la caractérisation par utilisation de charges adaptées.

Motivations

Dans le domaine des hautes fréquences ($f > 100$ MHz) :

- La mesure des tensions et des courants est difficile et ;
- on privilège la caractérisation par utilisation de charges adaptées.

Applications

Il existe différentes applications pour les systèmes de communication, les circuits intégrés et les circuits imprimés (PCB), les circuits radiofréquences (RF) et circuits hyperfréquences :

Motivations

Dans le domaine des hautes fréquences ($f > 100$ MHz) :

- La mesure des tensions et des courants est difficile et ;
- on privilège la caractérisation par utilisation de charges adaptées.

Applications

Il existe différentes applications pour les systèmes de communication, les circuits intégrés et les circuits imprimés (PCB), les circuits radiofréquences (RF) et circuits hyperfréquences :

- Amplificateurs RF
- Filtres
- Réponse en fréquence
- Adaptation d'impédance
- Diaphonie

Motivations

Dans le domaine des hautes fréquences ($f > 100$ MHz) :

- La mesure des tensions et des courants est difficile et ;
- on privilège la caractérisation par utilisation de charges adaptées.

Applications

Il existe différentes applications pour les systèmes de communication, les circuits intégrés et les circuits imprimés (PCB), les circuits radiofréquences (RF) et circuits hyperfréquences :

- Amplificateurs RF
- Filtres
- Réponse en fréquence
- Adaptation d'impédance
- Diaphonie

Idée

Pour un système électronique, les paramètres de diffusion (**paramètres S**) sont :

Motivations

Dans le domaine des hautes fréquences ($f > 100$ MHz) :

- La mesure des tensions et des courants est difficile et ;
- on privilège la caractérisation par utilisation de charges adaptées.

Applications

Il existe différentes applications pour les systèmes de communication, les circuits intégrés et les circuits imprimés (PCB), les circuits radiofréquences (RF) et circuits hyperfréquences :

- Amplificateurs RF
- Filtres
- Réponse en fréquence
- Adaptation d'impédance
- Diaphonie

Idée

Pour un système électronique, les paramètres de diffusion (**paramètres S**) sont :

- une manière de représenter ses caractéristiques RF ;
- essentiels pour la compréhension de la quantité du signal qui est réfléchi, émise ou transférée entre ses ports.

Motivations

Dans le domaine des hautes fréquences ($f > 100$ MHz) :

- La mesure des tensions et des courants est difficile et ;
- on privilège la caractérisation par utilisation de charges adaptées.

Applications

Il existe différentes applications pour les systèmes de communication, les circuits intégrés et les circuits imprimés (PCB), les circuits radiofréquences (RF) et circuits hyperfréquences :

- Amplificateurs RF
- Filtres
- Réponse en fréquence
- Adaptation d'impédance
- Diaphonie

Idée

Pour un système électronique, les paramètres de diffusion (**paramètres S**) sont :

- une manière de représenter ses caractéristiques RF ;
- essentiels pour la compréhension de la quantité du signal qui est réfléchi, émise ou transférée entre ses ports.

Ce formalisme (**paramètres S**) permet de décrire les relations entrée-sortie entre les ports d'un système électronique et nécessite la définition des *ondes de puissance*.

Puissance en régime sinusoïdal

On définit :

- la puissance instantanée : $p(t) = u(t).i(t)$
- un dipôle d'impédance complexe : $\underline{Z} = Z.e^{j\varphi} = R + jX$

Puissance en régime sinusoïdal

On définit :

- la puissance instantanée : $p(t) = u(t).i(t)$
- un dipôle d'impédance complexe : $\underline{Z} = Z.e^{j\varphi} = R + jX$

Soit, le courant dans le dipôle : $i(t) = I.\cos(\omega t) \rightarrow \underline{i(t)} = I.e^{j\omega t}$, avec $I = |i|$

Alors la tension aux bornes de \underline{Z} est : $\underline{u(t)} = \underline{Z}.\underline{i(t)} = Z.e^{j\varphi}.I.e^{j\omega t} = Z.I.e^{j(\omega t + \varphi)} = (R + jX).I.e^{j\omega t}$, dont la partie réelle est :

$$u(t) = \Re\{\underline{u(t)}\} = R.I.\cos(j\omega t) - X.I.\sin(j\omega t)$$

Puissance en régime sinusoïdal

On définit :

- la puissance instantanée : $p(t) = u(t).i(t)$
- un dipôle d'impédance complexe : $\underline{Z} = Z.e^{j\varphi} = R + jX$

Soit, le courant dans le dipôle : $i(t) = I.\cos(\omega t) \rightarrow \underline{i(t)} = I.e^{j\omega t}$, avec $I = |i|$

Alors la tension aux bornes de \underline{Z} est : $\underline{u(t)} = \underline{Z}.\underline{i(t)} = Z.e^{j\varphi}.I.e^{j\omega t} = Z.I.e^{j(\omega t + \varphi)} = (R + jX).I.e^{j\omega t}$, dont la partie réelle est :

$$u(t) = \Re\{\underline{u(t)}\} = R.I.\cos(j\omega t) - X.I.\sin(j\omega t)$$

La puissance dissipée dans le dipôle étant $p(t) = u(t).i(t)$, on a : $p(t) = R.I^2.\cos^2(\omega t) - X.I^2.\sin(\omega t).\cos(\omega t)$ ou ;

$$p(t) = \frac{1}{2}R.I^2.[1 + \cos(2\omega t)] - \frac{1}{2}X.I^2.\sin(2\omega t)$$

Puissance en régime sinusoïdal

On définit :

- la puissance instantanée : $p(t) = u(t).i(t)$
- un dipôle d'impédance complexe : $\underline{Z} = Z.e^{j\varphi} = R + jX$

Soit, le courant dans le dipôle : $i(t) = I.\cos(\omega t) \rightarrow \underline{i(t)} = I.e^{j\omega t}$, avec $I = |i|$

Alors la tension aux bornes de \underline{Z} est : $\underline{u(t)} = \underline{Z}.\underline{i(t)} = Z.e^{j\varphi}.I.e^{j\omega t} = Z.I.e^{j(\omega t + \varphi)} = (R + jX).I.e^{j\omega t}$, dont la partie réelle est :

$$u(t) = \Re\{\underline{u(t)}\} = R.I.\cos(j\omega t) - X.I.\sin(j\omega t)$$

La puissance dissipée dans le dipôle étant $p(t) = u(t).i(t)$, on a : $p(t) = R.I^2.\cos^2(\omega t) - X.I^2.\sin(\omega t).\cos(\omega t)$ ou ;

$$p(t) = \frac{1}{2}R.I^2.[1 + \cos(2\omega t)] - \frac{1}{2}X.I^2.\sin(2\omega t)$$

On définit : $p(t) = p_A + p_R$, avec :

- la puissance active : $p_A = P_A[1 + \cos(2\omega t)]$, avec $P_A = \frac{1}{2}R.I^2 = \frac{1}{2}U.I.\cos(\varphi)$
- la puissance réactive : $p_R = P_R\sin(2\omega t)$, avec $P_R = \frac{1}{2}X.I^2 = -\frac{1}{2}U.I.\sin(\varphi)$

Puissance en régime sinusoïdal

On définit :

- la puissance instantanée : $p(t) = u(t).i(t)$
- un dipôle d'impédance complexe : $\underline{Z} = Z.e^{j\varphi} = R + jX$

Soit, le courant dans le dipôle : $i(t) = I.\cos(\omega t) \rightarrow \underline{i(t)} = I.e^{j\omega t}$, avec $I = |i|$

Alors la tension aux bornes de \underline{Z} est : $\underline{u(t)} = \underline{Z}.\underline{i(t)} = Z.e^{j\varphi}.I.e^{j\omega t} = Z.I.e^{j(\omega t + \varphi)} = (R + jX).I.e^{j\omega t}$, dont la partie réelle est :

$$u(t) = \Re\{\underline{u(t)}\} = R.I.\cos(j\omega t) - X.I.\sin(j\omega t)$$

La puissance dissipée dans le dipôle étant $p(t) = u(t).i(t)$, on a : $p(t) = R.I^2.\cos^2(\omega t) - X.I^2.\sin(\omega t).\cos(\omega t)$ ou ;

$$p(t) = \frac{1}{2}R.I^2.[1 + \cos(2\omega t)] - \frac{1}{2}X.I^2.\sin(2\omega t)$$

On définit : $p(t) = p_A + p_R$, avec :

- la puissance active : $p_A = P_A[1 + \cos(2\omega t)]$, avec $P_A = \frac{1}{2}R.I^2 = \frac{1}{2}U.I.\cos(\varphi)$
- la puissance réactive : $p_R = P_R\sin(2\omega t)$, avec $P_R = \frac{1}{2}X.I^2 = -\frac{1}{2}U.I.\sin(\varphi)$

En conclusion, la puissance moyenne reçue par le dipôle est :

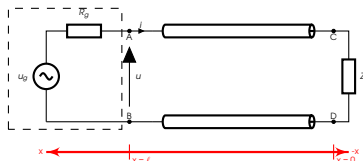
$$\langle P \rangle = P_A = \frac{1}{2}I^2|Z|\cos(\varphi) = \frac{1}{2}(\underline{I}^*)\Re\{Z\} = \frac{1}{2}\Re\{\underline{u}.\underline{I}^*\}$$

Rappel

$$\langle P \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \underline{u} \cdot \underline{i}^* \}$$

Rappel

$$\langle P \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \underline{u} \cdot \underline{i}^* \}$$

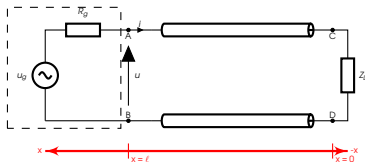


Modèle de la ligne de transmission de longueur ℓ alimentée par un générateur de tension HF et fermée sur une impédance Z_L .

Pour le cas de la propagation d'ondes progressives dans une ligne avec pertes (origine au récepteur $x = 0$), on définit :

Rappel

$$\langle P \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \underline{u} \cdot \underline{i}^* \}$$



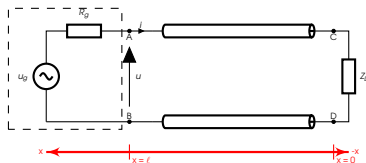
Modèle de la ligne de transmission de longueur ℓ alimentée par un générateur de tension HF et fermée sur une impédance Z_L .

Pour le cas de la propagation d'ondes progressives dans une ligne avec pertes (origine au récepteur $x = 0$), on définit :

- $\underline{U}(x) = U_i(e^{\gamma x} + \Gamma_L e^{-\gamma x})$;
- $\underline{I}(x) = I_i(e^{\gamma x} - \Gamma_L e^{-\gamma x}) = \frac{U_i}{Z_c}(e^{\gamma x} - \Gamma_L e^{-\gamma x})$;
- $\gamma = jk^* = j(k' - jk'') = k'' + jk' = \alpha + j\beta$; $\alpha = k''$ et $\beta = k'$

Rappel

$$\langle P \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \underline{u} \cdot \underline{i}^* \}$$



Modèle de la ligne de transmission de longueur ℓ alimentée par un générateur de tension HF et fermée sur une impédance Z_L .

Pour le cas de la propagation d'ondes progressives dans une ligne avec pertes (origine au récepteur $x = 0$), on définit :

- $\underline{U}(x) = U_i(e^{\gamma x} + \Gamma_L e^{-\gamma x})$;
- $\underline{I}(x) = I_i(e^{\gamma x} - \Gamma_L e^{-\gamma x}) = \frac{U_i}{Z_C}(e^{\gamma x} - \Gamma_L e^{-\gamma x})$;
- $\gamma = jk^* = j(k' - jk'') = k'' + jk' = \alpha + j\beta$; $\alpha = k''$ et $\beta = k'$

La puissance moyenne est donnée par :

$$\langle P(x) \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \underline{U}(x) \cdot \underline{I}(x)^* \} = \frac{U_i^2}{2Z_C} \Re \{ (e^{\gamma x} + \Gamma_L e^{-\gamma x})(e^{\gamma x} - \Gamma_L e^{-\gamma x}) \}$$

Transmission de puissance par une ligne (2/2)

Il en résulte après simplification :

$$\langle P(x) \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_c} (e^{2\alpha x} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha x})$$

Transmission de puissance par une ligne (2/2)

Il en résulte après simplification :

$$\langle P(x) \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (e^{2\alpha x} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha x})$$

Perte de puissance par transmission

On calcule la puissance aux conditions aux limites :

- À $x = \ell$, $\langle P_{in} \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (e^{2\alpha \ell} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha \ell})$
- À $x = 0$, $\langle P_{load} \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (1 - |\Gamma_L|^2)$

Transmission de puissance par une ligne (2/2)

Il en résulte après simplification :

$$\langle P(x) \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (e^{2\alpha x} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha x})$$

Perte de puissance par transmission

On calcule la puissance aux conditions aux limites :

- À $x = \ell$, $\langle P_{in} \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (e^{2\alpha \ell} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha \ell})$

- À $x = 0$, $\langle P_{load} \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (1 - |\Gamma_L|^2)$

Avec nos notations habituelles, on définit la perte de puissance par transmission K :

$$K = \frac{\langle P_{load} \rangle}{\langle P_{in} \rangle} = e^{-2k''\ell} \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_L|^2 e^{-4k''\ell})}$$

avec $k'' \neq 0$ et $|\Gamma_L| \neq 0$.

Transmission de puissance par une ligne (2/2)

Il en résulte après simplification :

$$\langle P(x) \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (e^{2\alpha x} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha x})$$

Perte de puissance par transmission

On calcule la puissance aux conditions aux limites :

- À $x = \ell$, $\langle P_{in} \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (e^{2\alpha \ell} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha \ell})$

- À $x = 0$, $\langle P_{load} \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (1 - |\Gamma_L|^2)$

Avec nos notations habituelles, on définit la perte de puissance par transmission K :

$$K = \frac{\langle P_{load} \rangle}{\langle P_{in} \rangle} = e^{-2k''\ell} \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_L|^2 e^{-4k''\ell})}$$

avec $k'' \neq 0$ et $|\Gamma_L| \neq 0$.

Interprétations

- $e^{-2k''\ell}$, atténuation de la ligne
- $(1 - |\Gamma_L|^2)$, désadaptation d'impédances
- $(1 - |\Gamma_L|^2 e^{-4k''\ell})$, effet combiné

Transmission de puissance par une ligne (2/2)

Il en résulte après simplification :

$$\langle P(x) \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (e^{2\alpha x} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha x})$$

Perte de puissance par transmission

On calcule la puissance aux conditions aux limites :

- À $x = \ell$, $\langle P_{in} \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (e^{2\alpha \ell} - |\Gamma_L|^2 e^{-2\alpha \ell})$

- À $x = 0$, $\langle P_{load} \rangle = \frac{U_i^2}{2Z_C} (1 - |\Gamma_L|^2)$

Avec nos notations habituelles, on définit la perte de puissance par transmission K :

$$K = \frac{\langle P_{load} \rangle}{\langle P_{in} \rangle} = e^{-2k''\ell} \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_L|^2 e^{-4k''\ell})}$$

avec $k'' \neq 0$ et $|\Gamma_L| \neq 0$.

Cas particuliers

- $k'' = 0$ et $K = 1$, Puissance identique le long de la ligne

- $|\Gamma_L| = 0$, $K = e^{-2k''\ell}$ et $Att_{dB} = 10 \log K = -8,68 k'' \ell$

Définition

"Les courants et tensions sur une ligne étant liés, leur comportement entre l'entrée et la sortie de la ligne obéit aux mêmes lois. On va alors non plus considérer séparément la tension et le courant (puis les diviser en incident et réfléchi), mais regrouper cela en une onde incidente et une onde réfléchie à chaque extrémité de la ligne."

Définition

"Les courants et tensions sur une ligne étant liés, leur comportement entre l'entrée et la sortie de la ligne obéit aux mêmes lois. On va alors non plus considérer séparément la tension et le courant (puis les diviser en incident et réfléchi), mais regrouper cela en une onde incidente et une onde réfléchie à chaque extrémité de la ligne."

Rappel

On considère une ligne :

- $\underline{U(x)} = U_i e^{\gamma x} + U_r e^{-\gamma x}$;
- $\underline{I(x)} = \frac{1}{Z_c} (U_i e^{\gamma x} - U_r e^{-\gamma x})$;

Définition

"Les courants et tensions sur une ligne étant liés, leur comportement entre l'entrée et la sortie de la ligne obéit aux mêmes lois. On va alors non plus considérer séparément la tension et le courant (puis les diviser en incident et réfléchi), mais regrouper cela en une onde incidente et une onde réfléchie à chaque extrémité de la ligne."

Grandeurs normalisées

On définit :

$$\frac{U(x)}{\sqrt{Z_c}} = \frac{U_i e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_c}} + \frac{U_r e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_c}} = u_x$$
$$\sqrt{Z_c} \cdot \underline{I(x)} = \frac{U_i e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_c}} - \frac{U_r e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_c}} = i_x$$

Définition

"Les courants et tensions sur une ligne étant liés, leur comportement entre l'entrée et la sortie de la ligne obéit aux mêmes lois. On va alors non plus considérer séparément la tension et le courant (puis les diviser en incident et réfléchi), mais regrouper cela en une onde incidente et une onde réfléchie à chaque extrémité de la ligne."

Grandeurs normalisées

On donne alors (x croissant vers la gauche) :

- $a_x = \frac{U_i e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_c}}$ (onde incidente)

- $b_x = \frac{U_r e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_c}}$ (onde réfléchie)

avec $\Gamma_x = \frac{b_x}{a_x}$.

Définition

"Les courants et tensions sur une ligne étant liés, leur comportement entre l'entrée et la sortie de la ligne obéit aux mêmes lois. On va alors non plus considérer séparément la tension et le courant (puis les diviser en incident et réfléchi), mais regrouper cela en une onde incidente et une onde réfléchie à chaque extrémité de la ligne."

Grandeurs normalisées

On donne alors (x croissant vers la gauche) :

$$\bullet \quad a_x = \frac{U_I e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_c}} \quad (\text{onde incidente})$$

$$\bullet \quad b_x = \frac{U_R e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_c}} \quad (\text{onde réfléchie})$$

avec $\Gamma_x = \frac{b_x}{a_x}$.

Quand on connaît U et I :

$$a_x = \frac{u_x + i_x}{2} = \frac{U(x) + Z_c \cdot I(x)}{2\sqrt{Z_c}}$$

$$b_x = \frac{u_x - i_x}{2} = \frac{U(x) - Z_c \cdot I(x)}{2\sqrt{Z_c}}$$

Définition

"Les courants et tensions sur une ligne étant liés, leur comportement entre l'entrée et la sortie de la ligne obéit aux mêmes lois. On va alors non plus considérer séparément la tension et le courant (puis les diviser en incident et réfléchi), mais regrouper cela en une onde incidente et une onde réfléchie à chaque extrémité de la ligne."

Grandeurs normalisées

On donne alors (x croissant vers la gauche) :

- $a_x = \frac{U_I e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_C}}$ (onde incidente)

- $b_x = \frac{U_R e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_C}}$ (onde réfléchie)

avec $\Gamma_x = \frac{b_x}{a_x}$.

Puissance sur la ligne

$$\langle P(x) \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \underline{U}(x) \cdot \underline{I}(x)^* \} = \frac{1}{2} \Re \{ u_x \cdot i_x^* \} = \frac{1}{2} [(a_x + b_x)(a_x^* - b_x^*)]$$

Définition

"Les courants et tensions sur une ligne étant liés, leur comportement entre l'entrée et la sortie de la ligne obéit aux mêmes lois. On va alors non plus considérer séparément la tension et le courant (puis les diviser en incident et réfléchi), mais regrouper cela en une onde incidente et une onde réfléchie à chaque extrémité de la ligne."

Grandeurs normalisées

On donne alors (x croissant vers la gauche) :

- $a_x = \frac{U_I e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_C}}$ (onde incidente)

- $b_x = \frac{U_R e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_C}}$ (onde réfléchie)

avec $\Gamma_x = \frac{b_x}{a_x}$.

Puissance sur la ligne

$$\langle P(x) \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \underline{U}(x) \cdot \underline{I}(x)^* \} = \frac{1}{2} \Re \{ u_x \cdot i_x^* \} = \frac{1}{2} [(a_x + b_x)(a_x^* - b_x^*)]$$

$$\text{d'où : } \langle P(x) \rangle = \frac{1}{2} (|a_x|^2 - |b_x|^2)$$

Définition

"Les courants et tensions sur une ligne étant liés, leur comportement entre l'entrée et la sortie de la ligne obéit aux mêmes lois. On va alors non plus considérer séparément la tension et le courant (puis les diviser en incident et réfléchi), mais regrouper cela en une onde incidente et une onde réfléchie à chaque extrémité de la ligne."

Grandeurs normalisées

On donne alors (x croissant vers la gauche) :

- $a_x = \frac{U_i e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_c}}$ (onde incidente)

- $b_x = \frac{U_r e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_c}}$ (onde réfléchie)

avec $\Gamma_x = \frac{b_x}{a_x}$.

Puissance sur la ligne

$$\langle P(x) \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \underline{U}(x) \cdot \underline{I}(x)^* \} = \frac{1}{2} \Re \{ u_x \cdot i_x^* \} = \frac{1}{2} [(a_x + b_x)(a_x^* - b_x^*)]$$

$$\text{d'où : } \langle P(x) \rangle = \frac{1}{2} (|a_x|^2 - |b_x|^2)$$

La puissance fournie est égale à la différence des puissances de l'onde incidente et de l'onde réfléchie : $\langle P(x) \rangle = P_i - P_r$

$$\text{avec } P_i = \frac{1}{2} |a_x|^2 \text{ et } P_r = \frac{1}{2} |b_x|^2$$

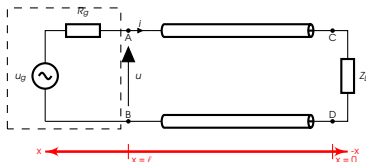
Définition et interprétation des paramètres S

Principe

L'utilisation de la matrice de répartition, ou matrice de **paramètres S**, permet de caractériser un réseau (tel qu'une ligne) comme étant un élément de circuit aux caractéristiques connues représentable sous la forme d'un quadripôle.

Principe

L'utilisation de la matrice de répartition, ou matrice de **paramètres S**, permet de caractériser un réseau (tel qu'une ligne) comme étant un élément de circuit aux caractéristiques connues représentable sous la forme d'un quadripôle.



Modèle de la ligne de transmission de longueur ℓ alimentée par un générateur de tension HF et fermée sur une impédance Z_L .



Représentation de la ligne de transmission sous la forme d'un quadripôle.



Représentation de la ligne de transmission sous la forme d'un quadripôle.

On définit la matrice de répartition pour le quadripôle :

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



Représentation de la ligne de transmission sous la forme d'un quadripôle.

On définit la matrice de répartition pour le quadripôle :

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

Les **paramètres S** sont des valeurs complexes avec à la fois des composantes de module et de phase, lesquelles sont importantes pour fournir une description complète du signal :



Représentation de la ligne de transmission sous la forme d'un quadripôle.

On définit la matrice de répartition pour le quadripôle :

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

Les **paramètres S** sont des valeurs complexes avec à la fois des composantes de module et de phase, lesquelles sont importantes pour fournir une description complète du signal :

- $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$, Coefficient de réflexion en entrée ;



Représentation de la ligne de transmission sous la forme d'un quadripôle.

On définit la matrice de répartition pour le quadripôle :

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

Les **paramètres S** sont des valeurs complexes avec à la fois des composantes de module et de phase, lesquelles sont importantes pour fournir une description complète du signal :

- $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$, Coefficient de réflexion en entrée ;
- $S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$, Transmission inverse (isolation) ;



Représentation de la ligne de transmission sous la forme d'un quadripôle.

On définit la matrice de répartition pour le quadripôle :

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

Les **paramètres S** sont des valeurs complexes avec à la fois des composantes de module et de phase, lesquelles sont importantes pour fournir une description complète du signal :

- $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$, Coefficient de réflexion en entrée ;
- $S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$, Transmission inverse (isolation) ;
- $S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$, Transmission directe (gain) ;



Représentation de la ligne de transmission sous la forme d'un quadripôle.

On définit la matrice de répartition pour le quadripôle :

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

Les **paramètres S** sont des valeurs complexes avec à la fois des composantes de module et de phase, lesquelles sont importantes pour fournir une description complète du signal :

- $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$, Coefficient de réflexion en entrée ;
- $S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$, Transmission inverse (isolation) ;
- $S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$, Transmission directe (gain) ;
- $S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$, Coefficient de réflexion en sortie.

Paramètres S \equiv valeurs complexes (module et phase)

Paramètres S \equiv valeurs complexes (module et phase)

Tracé

Pour représenter les **paramètres S**, on trace un **diagramme** :

Paramètres S \equiv valeurs complexes (module et phase)

Tracé

Pour représenter les **paramètres S**, on trace un **diagramme** :

- linéaire (coordonnées cartésiennes) ou,

Paramètres S \equiv valeurs complexes (module et phase)

Tracé

Pour représenter les **paramètres S**, on trace un **diagramme** :

- linéaire (coordonnées cartésiennes) ou,
- **polaire**

Paramètres S \equiv valeurs complexes (module et phase)

Tracé

Pour représenter les **paramètres S**, on trace un **diagramme** :

- linéaire (coordonnées cartésiennes) ou,
- **polaire**

dans lequel chaque point représente une fréquence de test.

Paramètres S \equiv valeurs complexes (module et phase)

Tracé

Pour représenter les **paramètres S**, on trace un **diagramme** :

- linéaire (coordonnées cartésiennes) ou,
- **polaire**

dans lequel chaque point représente une fréquence de test.

Diagramme de Smith \equiv tracé polaire utilisé dans l'analyse des réseaux d'adaptation.

Mesure des paramètres S et applications

Analyseur de réseaux

Instrument qui :

Analyseur de réseaux

Instrument qui :

- est normalement utilisé pour analyser un réseau (sans surprise) ;

Analyseur de réseaux

Instrument qui :

- est normalement utilisé pour analyser un réseau (sans surprise) ;
- mesure comment se comportent les signaux dans des composants et des systèmes électroniques en analysant les **paramètres S**

Analyseur de réseaux

Instrument qui :

- est normalement utilisé pour analyser un réseau (sans surprise) ;
- mesure comment se comportent les signaux dans des composants et des systèmes électroniques en analysant les **paramètres S**

La visualisation des **paramètres S** impose deux catégories d'analyseurs de réseaux :

Analyseur de réseaux

Instrument qui :

- est normalement utilisé pour analyser un réseau (sans surprise) ;
- mesure comment se comportent les signaux dans des composants et des systèmes électroniques en analysant les **paramètres S**

La visualisation des **paramètres S** impose deux catégories d'analyseurs de réseaux :

- scalaires (module)

Analyseur de réseaux

Instrument qui :

- est normalement utilisé pour analyser un réseau (sans surprise) ;
- mesure comment se comportent les signaux dans des composants et des systèmes électroniques en analysant les **paramètres S**

La visualisation des **paramètres S** impose deux catégories d'analyseurs de réseaux :

- scalaires (module)
- **vectoriels**, dits VNA, (module et phase)

Analyseur de réseaux

Instrument qui :

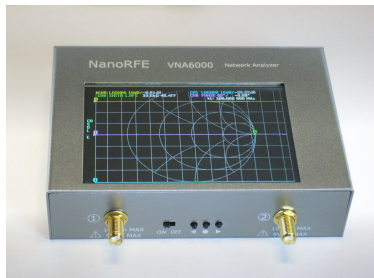
- est normalement utilisé pour analyser un réseau (sans surprise) ;
- mesure comment se comportent les signaux dans des composants et des systèmes électroniques en analysant les **paramètres S**

La visualisation des **paramètres S** impose deux catégories d'analyseurs de réseaux :

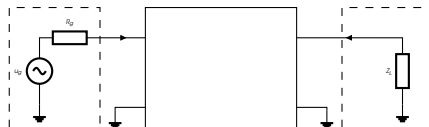
- scalaires (module)
- **vectoriels**, dits VNA, (module et phase)



VNA Rohde-schwarz



NanoVNA V3 NanoRFE



Représentation de la mesure des Paramètres S et le réseau à deux ports et dans une seule direction.

Méthode

Pendant les essais, les techniciens/ingénieurs RF :

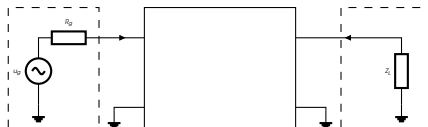


Représentation de la mesure des Paramètres S et le réseau à deux ports et dans une seule direction.

Méthode

Pendant les essais, les techniciens/ingénieurs RF :

- transmettent un signal connu d'une source VNA (oscillateur à balayage ou synthétiseur) dans un *Device Under Test* (DUT, ici quadripôle) afin de mesurer les altérations du signal lorsqu'il traverse le DUT.

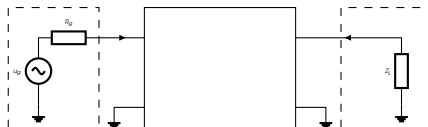


Représentation de la mesure des Paramètres S et le réseau à deux ports et dans une seule direction.

Méthode

Pendant les essais, les techniciens/ingénieurs RF :

- transmettent un signal connu d'une source VNA (oscillateur à balayage ou synthétiseur) dans un *Device Under Test* (DUT, ici quadripôle) afin de mesurer les altérations du signal lorsqu'il traverse le DUT.
- Ces altérations sont captées par un récepteur connecté au VNA (Z_L).



Représentation de la mesure des Paramètres S et le réseau à deux ports et dans une seule direction.

Méthode

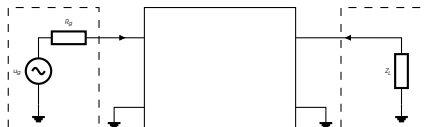
Pendant les essais, les techniciens/ingénieurs RF :

- transmettent un signal connu d'une source VNA (oscillateur à balayage ou synthétiseur) dans un *Device Under Test* (DUT, ici quadripôle) afin de mesurer les altérations du signal lorsqu'il traverse le DUT.
- Ces altérations sont captées par un récepteur connecté au VNA (Z_L).

Remarque

Par conséquent, pour mesurer les **paramètres S** d'un réseau à deux ports, le réseau est toujours terminé (source et charge) dans l'impédance caractéristique du système de mesure ; donc en éliminant toutes les réflexions en provenance des terminaisons.

Mesure des paramètres S (2/3)



Représentation de la mesure des Paramètres S et le réseau à deux ports et dans une seule direction.

Méthode

Pendant les essais, les techniciens/ingénieurs RF :

- transmettent un signal connu d'une source VNA (oscillateur à balayage ou synthétiseur) dans un *Device Under Test* (DUT, ici quadripôle) afin de mesurer les altérations du signal lorsqu'il traverse le DUT.
- Ces altérations sont captées par un récepteur connecté au VNA (Z_L).

Remarque

Par conséquent, pour mesurer les **paramètres S** d'un réseau à deux ports, le réseau est toujours terminé (source et charge) dans l'impédance caractéristique du système de mesure ; donc en éliminant toutes les réflexions en provenance des terminaisons.

VNA à deux ports unidirectionnels

Un VNA à deux ports et à une direction renvoie des valeurs de signal réfléchies et transmises au port d'entrée 1 (S_{11} et S_{21} , respectivement). Cependant, le DUT doit être inversé dans la configuration schématisée ci-dessus pour obtenir les paramètres opposés au port 2 (S_{22} et S_{12}).

Fuite du signal :

- Erreur de directivité
- Erreur d'isolation ou diaphonie

Fuite du signal :

- Erreur de directivité
- Erreur d'isolation ou diaphonie

Réflexion du signal (désadaptation d'impédances) :

- Erreur de désadaptation de la source
- Erreur de désadaptation de la charge

Fuite du signal :

- Erreur de directivité
- Erreur d'isolation ou diaphonie

Réflexion du signal (désadaptation d'impédances) :

- Erreur de désadaptation de la source
- Erreur de désadaptation de la charge

Réponse/Suivi en fréquence :

- Réflexion
- Transmission

Fuite du signal :

- Erreur de directivité
- Erreur d'isolation ou diaphonie

Réflexion du signal (désadaptation d'impédances) :

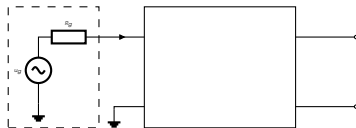
- Erreur de désadaptation de la source
- Erreur de désadaptation de la charge

Réponse/Suivi en fréquence :

- Réflexion
- Transmission

Nécessité d'un processus de calibration !

Application : Réflectométrie sur un port (1/2)

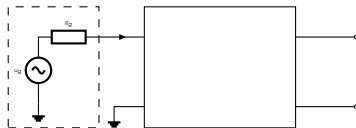


Représentation de la mesure par réflectométrie (port 1).

Étalonnage

Pour la mesure seule du S_{11} , on peut réduire le nombre d'erreurs à 3 →

Application : Réflectométrie sur un port (1/2)



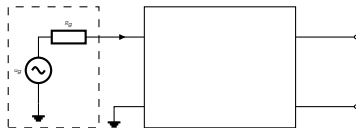
Représentation de la mesure par réflectométrie (port 1).

Étalonnage

Pour la mesure seule du S_{11} , on peut réduire le nombre d'erreurs à 3 →

Utilisation de charges de référence (dipôles) pour calibrer l'analyseur sur la bande de fréquences voulue (kit de calibration Open/Short/Load)

Application : Réflectométrie sur un port (1/2)



Représentation de la mesure par réflectométrie (port 1).

Étalonnage

Pour la mesure seule du S_{11} , on peut réduire le nombre d'erreurs à 3 →

Utilisation de charges de référence (dipôles) pour calibrer l'analyseur sur la bande de fréquences voulue (kit de calibration Open/Short/Load)

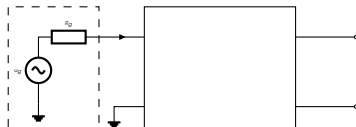
On utilise l'équation d'étalonnage suivante (non démontrée, obtenue à partir du diagramme de flux de signal de Shannon d'un quadripôle) :

$$S_{11mes} = \epsilon_d + \frac{\epsilon_r \Gamma_L}{1 - \epsilon_s \Gamma_L}$$

Avec :

- ϵ_d , erreur de directivité associée à S_{11}
- ϵ_r , erreur de réponse en fréquence en réflexion associée à $S_{12}S_{21}$
- ϵ_s , erreur d'adaptation de la source associée à S_{22}

Application : Réflectométrie sur un port (1/2)



Représentation de la mesure par réflectométrie (port 1).

Étalonnage

Pour la mesure seule du S_{11} , on peut réduire le nombre d'erreurs à 3 →

Utilisation de charges de référence (dipôles) pour calibrer l'analyseur sur la bande de fréquences voulue (kit de calibration Open/Short/Load)

On utilise l'équation d'étalonnage suivante (non démontrée, obtenue à partir du diagramme de flux de signal de Shannon d'un quadripôle) :

$$S_{11mes} = \varepsilon_d + \frac{\varepsilon_r \Gamma_L}{1 - \varepsilon_s \Gamma_L}$$

Avec :

- ε_d , erreur de directivité associée à S_{11}
- ε_r , erreur de réponse en fréquence en réflexion associée à $S_{12}S_{21}$
- ε_s , erreur d'adaptation de la source associée à S_{22}

L'analyseur résout un système de 3 équations à 3 inconnues avec les 3 charges de référence (à la place du DUT) :

- Mesure Open (Circuit Ouvert), $\Gamma_L = 1$
- Mesure Short (Court Circuit), $\Gamma_L = -1$
- Mesure Load (Charge adaptée, souvent 50 Ω), $\Gamma_L = 0$

Quand on veut connaître l'impédance d'entrée d'un DUT (par exemple un câble coaxial) en fonction de la fréquence, le S_{11} est suffisant :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g}$$

Quand on veut connaître l'impédance d'entrée d'un DUT (par exemple un câble coaxial) en fonction de la fréquence, le S_{11} est suffisant :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g}$$

Caractérisation d'un câble coaxial

Nous avons vu que l'impédance d'entrée d'une ligne sans pertes est donnée par :

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan(k' \ell)}{Z_c + jZ_L \tan(k' \ell)}$$

Quand on veut connaître l'impédance d'entrée d'un DUT (par exemple un câble coaxial) en fonction de la fréquence, le S_{11} est suffisant :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g}$$

Caractérisation d'un câble coaxial

Nous avons vu que l'impédance d'entrée d'une ligne sans pertes est donnée par :

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan(k'\ell)}{Z_c + jZ_L \tan(k'\ell)}$$

Pour remonter à l'impédance caractéristique du câble il suffit d'effectuer deux mesures :

- Avec un circuit-ouvert, $Z_L \rightarrow \infty$, $Z_{inco} = \frac{Z_c}{j \tan(k'\ell)}$
- Avec un court-circuit, $Z_L \rightarrow 0$, $Z_{incc} = jZ_c \tan(k'\ell)$

Quand on veut connaître l'impédance d'entrée d'un DUT (par exemple un câble coaxial) en fonction de la fréquence, le S_{11} est suffisant :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g}$$

Caractérisation d'un câble coaxial

Nous avons vu que l'impédance d'entrée d'une ligne sans pertes est donnée par :

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan(k'\ell)}{Z_c + jZ_L \tan(k'\ell)}$$

Pour remonter à l'impédance caractéristique du câble il suffit d'effectuer deux mesures :

- Avec un circuit-ouvert, $Z_L \rightarrow \infty$, $Z_{inco} = \frac{Z_c}{j \tan(k'\ell)}$
- Avec un court-circuit, $Z_L \rightarrow 0$, $Z_{incc} = jZ_c \tan(k'\ell)$

Avec :

$$Z_c = \sqrt{Z_{inco} Z_{incc}}$$