



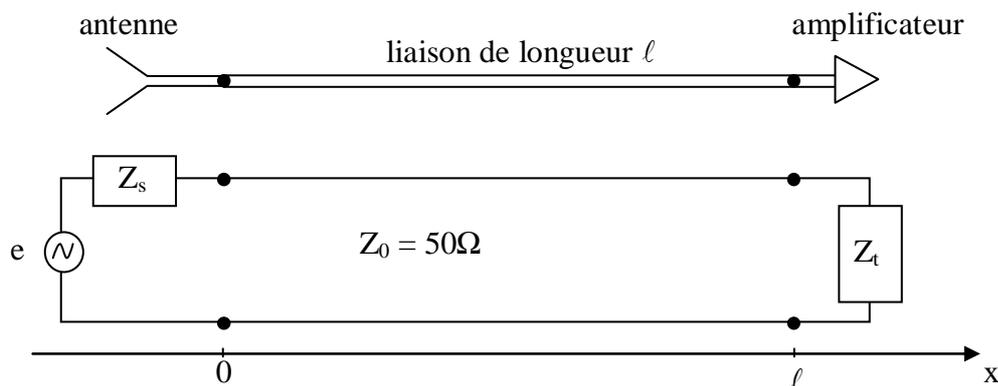
*Travaux Dirigés et Travaux Pratiques de
Lignes de transmission*

T. Ditchi

TD n° 1 - Lignes de Transmission

I. Une ligne bifilaire sans perte d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$ relie l'antenne d'un radar Doppler de police à l'amplificateur de réception. L'antenne dispose d'une impédance de sortie $Z_s = 50 \Omega$ et l'amplificateur d'une impédance d'entrée de $Z_t = 30 \Omega$. La fréquence du signal capté est centrée sur 25 GHz et la vitesse de phase sur la ligne est $v_\phi = 2.10^8$ m/s. La longueur de la ligne vaut $\ell = 2$ mm.

1°) L'amplitude de la tension en sortie d'antenne lorsqu'on la branche sur une charge de 50Ω vaut $22 \mu V$. Calculer la fem e .



2°) Calculer l'amplitude complexe de la tension $V(0)$ à la sortie de l'antenne dans le montage ci dessus.

3°) Calculer l'amplitude complexe de l'onde de tension incidente se propageant sur la ligne.

4°) Calculer l'amplitude complexe de l'onde de tension réfléchi se propageant sur la ligne.

5°) Ecrire la tension $V(x)$ le long de la ligne. Calculer l'amplitude complexe de la tension à l'entrée de l'amplificateur.

II. On place un court-circuit au bout d'une ligne.

1°) Quelle impédance mesure t-on à la distance $\lambda/8$, $\lambda/4$, $\lambda/3$ et $\lambda/2$? A quoi sont équivalentes ces impédances ?

2°) Que mesurerait un observateur muni d'un ohmmètre à l'entrée de cette ligne court-circuitée?

III. Un opérateur mesure l'impédance à l'entrée d'une ligne téléphonique sans perte pendant qu'un second opérateur branche différentes charges terminales.

Il mesure $Z_{e0} = j 294 \Omega$ quand le second opérateur place un court circuit à son extrémité, et

$Z_{e\infty} = -j 1224 \Omega$ quand le second laisse la ligne en circuit ouvert.

Calculer Z_0 en fonction Z_{e0} et $Z_{e\infty}$. A.N.

IV. On donne les constantes linéiques d'un câble coaxial sans perte : $C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$ et $L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$

1°) Calculer l'impédance caractéristique Z_0 , la vitesse de phase v_ϕ , et la constante de propagation γ .

2°) Calculer le rapport b/a pour avoir $Z_0 = 50 \Omega$ lorsque le diélectrique utilisé est du téflon ($\epsilon_r = 2$).

TD n° 2 - Lignes de Transmission

I. Une ligne sans perte, d'impédance caractéristique Z_0 est terminée par charge d'impédance Z_T .

1°) Quel est le lieu sur l'abaque des impédances réduites ramenées z_r le long de cette ligne ?

2°) Pour quels types de charge a-t-on réflexion totale ? (par le calcul et à l'abaque).

II. Une ligne bifilaire sans perte d'impédance caractéristique $Z_0 = 100 \Omega$ est terminée par une charge $Z_T = (30 + j 55) \Omega$. La fréquence de travail est de 1 GHz et la vitesse de phase sur la ligne est $v_\varphi = 2.10^8$ m/s.

Déterminer à l'Abaque de Smith :

1°) l'admittance de la charge

2°) Le coefficient de réflexion Γ_T sur la charge.

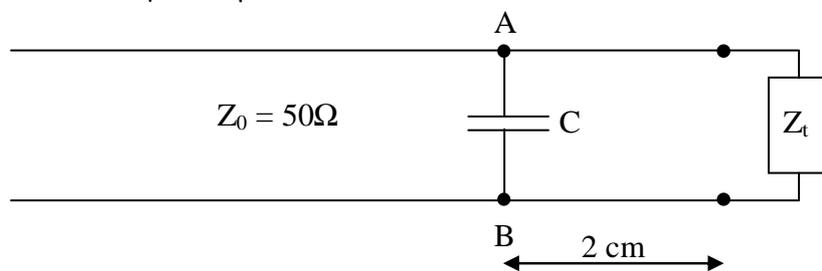
3°) Le coefficient de réflexion à la distance de 12 cm de la charge. Donner la valeur de l'impédance à cet endroit

Exercice supplémentaire : montrer que l'impédance ramenée à 4.8 cm de la charge vaut $(95 - j 159) \Omega$.

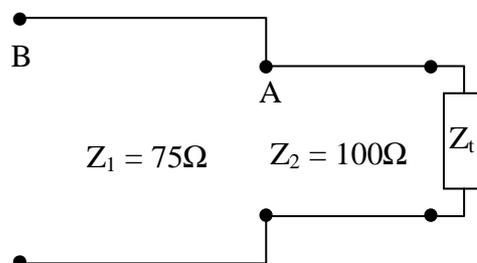
III. Une ligne sans perte, d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$, est terminée par une charge d'impédance $Z_T = (20 - j 30) \Omega$. La fréquence de travail est de 900 MHz et la vitesse de phase sur la ligne est $v_\varphi = 3.10^8$ m/s.

On place dans le plan AB situé à 2 cm de la charge, une capacité $C = 15$ pF en parallèle sur la ligne.

Déterminer à l'aide de l'Abaque l'impédance totale Z_{AB} .



IV. 2 tronçons de lignes sans pertes, de longueurs $l_1 = 0.1 \lambda$ et $l_2 = 0.12 \lambda$ et d'impédance caractéristiques $Z_1 = 75 \Omega$ et $Z_2 = 100 \Omega$ sont montés en série. On place une impédance $Z_T = (110 + j 140) \Omega$ à l'extrémité du second tronçon de ligne.



Déterminer à l'aide de l'Abaque, l'impédance totale Z_B vue dans le plan B.

TD n° 3 - Lignes de Transmission

Mesure d'une charge inconnue

A l'extrémité d'une ligne sans perte, d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$, est placée une charge Z_t qui présente un coefficient de réflexion $\Gamma_t = \rho_t e^{j\theta_t}$. On se propose de déterminer cette charge sans mesure directe comme avec un appareil tel qu'un analyseur de réseau. On dispose pour cela (Fig. 1) d'une ligne de mesure comportant une sonde dont on peut faire varier la position s sur la ligne et délivrant un courant $I(s)$ proportionnel à l'amplitude de la tension au carré $|V(s)|^2$.

Rappeler l'expression générale de la tension en fonction de Γ_t .

Rappeler la définition du Taux d'onde stationnaire et la relation entre le TOS et le coefficient de réflexion.

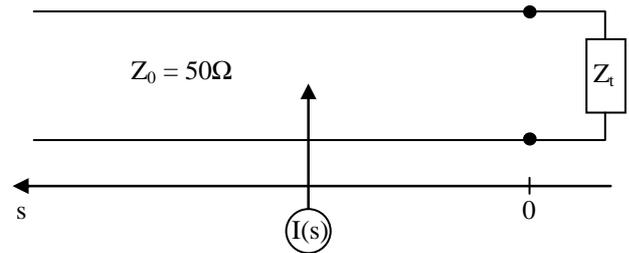


Figure 1 : Ligne de mesure

I. Détermination de la longueur d'onde

La ligne est terminée par un court circuit. On repère deux minimums successifs de tension d'abscisse : $s_0=36$ cm et $s'_0=42$ cm.

Déterminer la longueur d'onde de la tension à la fréquence de travail.

II. Détermination de ρ_t .

La ligne est terminée par la charge inconnue. En déplaçant la sonde le long de la ligne, on mesure les extremums de tension suivants : $I_{\min}=10 \mu A$ et $I_{\max}=160 \mu A$

Calculer ρ_t , numériquement et par l'abaque de Smith.

III. Détermination de θ_t et Z_t

On repère un minimum de tension situé entre s_0 et s'_0 à l'abscisse $s_1=40.2$ cm. Montrer que $\Gamma(s_0) = \Gamma_t$

Calculer l'argument du coefficient de réflexion θ_t par le calcul et à l'abaque de Smith.

En déduire la charge Z_t .

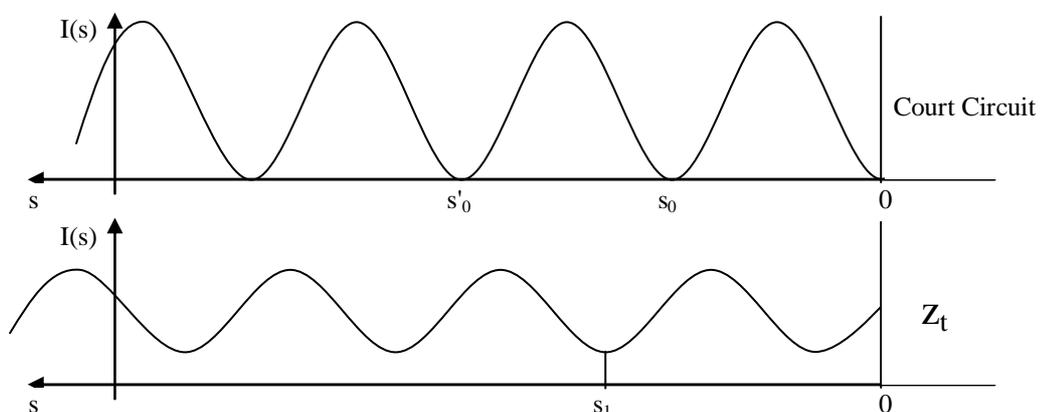


Figure 2

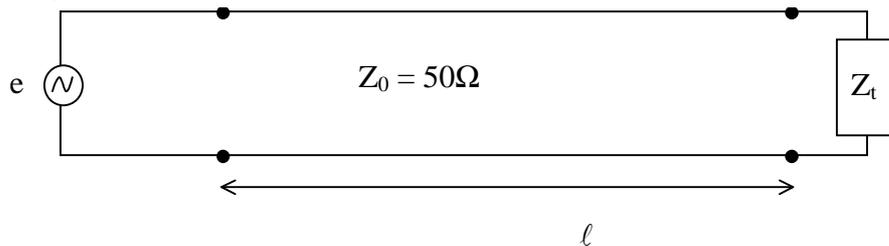
TD n° 4 - Lignes de Transmission

Puissance transportée dans une ligne

I. Rappeler les expressions suivantes, dans le cas d'une ligne à faibles pertes :

- La puissance moyenne $P(x)$ dissipée à droite d'un plan d'abscisse x en fonction du coefficient d'atténuation α , de l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne, du coefficient de réflexion $\Gamma(x)$ dans le plan d'abscisse x et de l'amplitude $|V_1|$ de la tension incidente
- La puissance moyenne $P_i(x)$ transportée par l'onde incidente à l'abscisse x
- La puissance moyenne $P_r(x)$ transportée par l'onde réfléchie à l'abscisse x . Exprimer $P_r(x)$ en fonction du coefficient de réflexion Γ_i sur la charge
- Donner l'allure de $P_i(x)$ et de $P_r(x)$ en fonction de x

II. On considère une ligne à faibles pertes, d'impédance caractéristique $Z_0 = 50\Omega$, de longueur $l = 100\text{km}$ dont le coefficient d'atténuation à la fréquence de travail est $\alpha = 9.10^{-6} \text{ dB/m}$. La ligne est terminée par une charge d'impédance $Z_t = (70 + j60)\Omega$. Le générateur d'impédance interne Z_0 fournit à la ligne une puissance $P_0 = 100\text{mW}$.



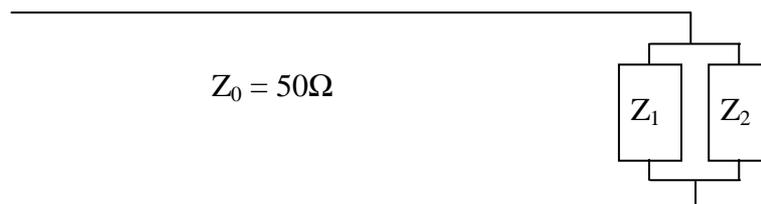
1°) Calculer

- la puissance incidente sur la charge
- la puissance réfléchie par la charge
- la puissance dissipée dans la ligne
- la puissance réfléchie dissipée dans le générateur

2°) En supposant que le générateur fournisse une puissance constante à la ligne, comment faut-il choisir la charge passive qui termine la ligne pour lui transmettre un maximum de puissance ?

3°) Pour quelles types de charges la puissance incidente est-elle entièrement réfléchie ?

III. On considère une ligne sans pertes, d'impédance caractéristique Z_0 , terminée par deux charges mises en parallèle d'admittances : $Y_1 = G_1 + jB_1$ et $Y_2 = G_2 + jB_2$.

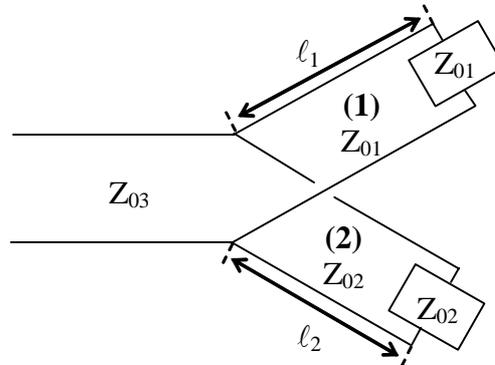


1°) Comment faut-il choisir Y_1 et Y_2 pour que la puissance P_0 , fournie par le générateur à la ligne, soit intégralement transmise à Y_1 et Y_2 ?

2°) La condition précédente étant réalisée, calculer P_1 et P_2 les puissances respectivement transmises à Y_1 et Y_2 .

3°) En déduire la condition pour que P_0 se répartisse de façon égale entre les deux charges.

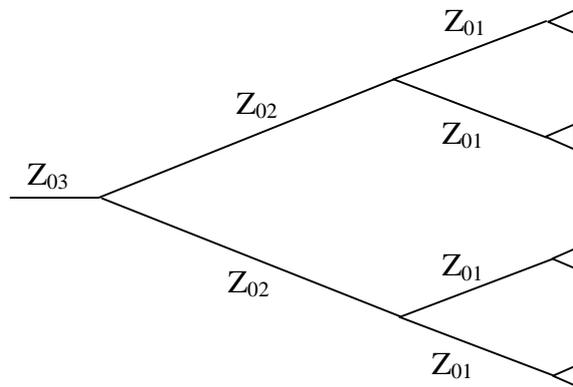
4°) Les deux charges sont en fait deux lignes, de longueurs l_1 et l_2 ; d'impédances caractéristiques Z_{01} et Z_{02} terminées par leur impédance caractéristique (figure ci dessous).



En déduire les valeurs de Z_{01} et Z_{02} en fonction de Z_0 qui permettent une répartition égale de la puissance incidente dans les deux lignes (1) et (2).

A quelle condition Z_{01} et Z_{02} sont elles alimentées en phase ?

5°) Application : un système de lignes de transmission sans pertes est utilisé pour alimenter avec la même puissance et en phase, 4 charges identiques (antennes) à partir d'un seul générateur selon le schéma de la figure ci dessous. Les charges ont une impédance purement résistive $R_i = 100\Omega$ à la fréquence de travail.



Déterminer les impédances caractéristiques des divers tronçons de ligne pour que la puissance se divise en deux à chaque point de raccordement et qu'il n'y ait pas d'ondes stationnaires dans le système.

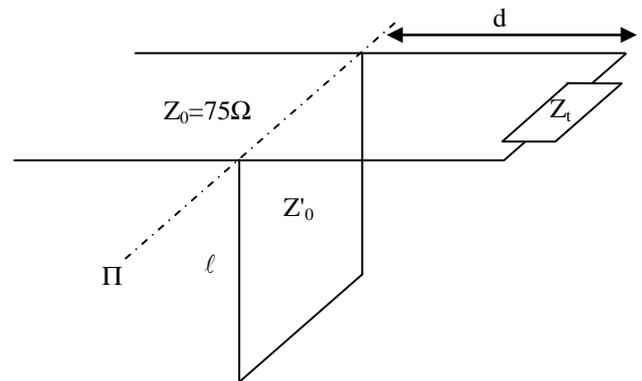
TD n° 5 - Lignes de Transmission

I. Adaptation à l'aide d'un élément à constante répartie

On veut adapter une charge $Z_T = (22.5 + j45) \Omega$

sur une ligne d'impédance caractéristique $Z_0 = 75 \Omega$ à la fréquence $f = 1 \text{ GHz}$ à l'aide du dispositif suivant : dans le plan Π situé à la distance d de la charge, on place, en parallèle sur la ligne, un tronçon de ligne court circuité de longueur ℓ . La vitesse de phase sur la ligne vaut

$$v_\varphi = 3.10^8 \text{ m/s.}$$



1°) L'impédance caractéristique Z'_0 de la ligne placée en parallèle est la même que celle de la ligne principale.

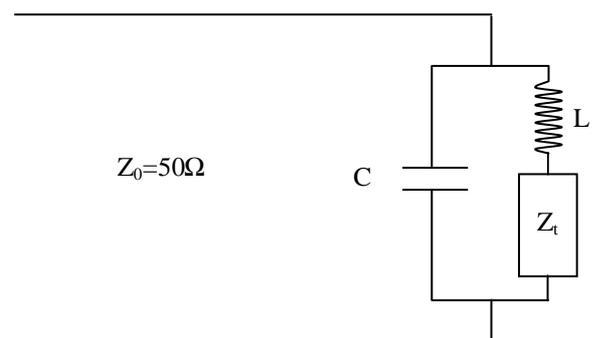
- a) Ecrire la condition d'adaptation.
- b) Déterminer, à l'aide de l'abaque, les valeurs de ℓ et de d qui réalisent l'adaptation.
- c) Toutes les charges sont elles adaptables par ce dispositif ?
- d) Que se passe-t-il si on change la fréquence de travail ?

2°) Comment sont modifiés ℓ et d si l'impédance caractéristique Z'_0 de la ligne placée en parallèle vaut 50Ω .

II. Adaptation à l'aide d'éléments localisés

On veut adapter une charge $Z_T = (10 + j7) \Omega$

sur une ligne d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$ à la fréquence de 1 GHz . On dispose dans le plan de la charge, une inductance L en série avec Z_T et une capacité C en parallèle sur l'ensemble.

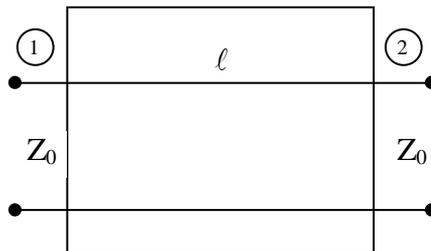


- 1°) Ecrire la condition d'adaptation.
- 2°) Déterminer à l'aide de l'abaque, les valeurs de L et de C qui réalisent l'adaptation.
- 3°) Que se passe-t-il si on change la fréquence de travail ?
- 4°) Donner sur l'abaque la zone des impédances réduites adaptables par ce dispositif.

TD n° 6 - Lignes de Transmission

I. Matrice S d'un tronçon de ligne

On considère un quadripôle constitué d'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_0 sans perte de longueur l .



On veut calculer la matrice S de ce quadripôle par rapport à Z_0 en s'aidant des questions suivantes.

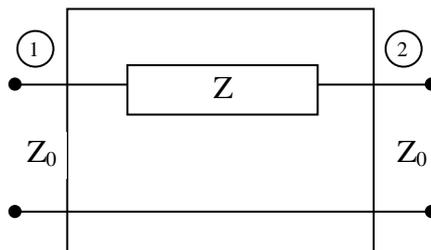
1°) Calculer le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle lorsqu'il est chargé par Z_0 . En déduire S_{11} .

2°) Sur le même montage, calculer l'onde sortante de l'accès 2, puis l'exprimer en fonction de l'onde entrante par l'accès 1. En déduire S_{21} .

3°) Par des considérations de symétrie, déduire des résultats précédents les valeurs de S_{22} et de S_{12} .

II. Matrice S d'une impédance en série

On considère le quadripôle formé par une impédance Z montée en série.



1°) Calculer la matrice S de ce quadripôle par rapport à une impédance de référence Z_0 .

2°) Ecrire la matrice dans le cas où :

- a. Z est une résistance R pure.
- b. Z est une inductance parfaite L .

Calculer le produit $S S^*$ dans les 2 cas. Conclure

TD n° 7 - Lignes de Transmission

I. 1°) On donne les constantes linéiques d'un câble coaxial sans perte dans lequel le diélectrique est du téflon ($\epsilon_r = 2$):

$$C = \frac{2 \pi \epsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} ; \quad \text{et} \quad L = \frac{\mu_0}{2 \pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) ;$$

Rappeler l'expression de l'impédance caractéristique Z_0 .

2°) Le câble considéré est en fait à très faibles pertes ($R/L\omega \ll 1$ et $G=0$).

Exprimer α en fonction de R , L , C dans ce cas.

3°) Dans un câble coaxial, la résistance linéique peut s'écrire de la manière suivante :

$$R = \frac{1}{\sigma \delta} \left[\frac{1}{2 \pi b} + \frac{1}{2 \pi a} \right]$$

où σ est la conductivité du métal et δ l'épaisseur de peau.

Calculer α en fonction de b/a .

4°) Tracer α / α_{\min} pour b/a variant de 2 à 6.

Déterminer graphiquement le minimum de α .

Calculer Z_0 pour cette valeur de b/a .

5°) Calculer l'atténuation α_{\min} en Np/m et dB/m.

$\epsilon_r = 2$, $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$, $b = 3 \text{ mm}$ et $f = 1 \text{ GHz}$

II. Soit une ligne sans pertes d'inductance linéique L et de capacité linéique C .

1°) A quelles équations différentielles satisfont la ddp V et le courant I en un point d'abscisse x de la ligne?

2°) Donner la solution la plus générale de ces équations.

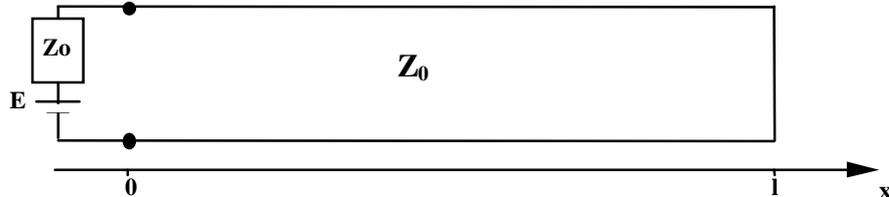
3°) On appelle V^+ et I^+ la tension et le courant qui se propagent suivant les $x > 0$, et V^- et I^- la tension et le courant qui se propagent suivant les $x < 0$. Quelles relations existe-t-il entre V^+ et I^+ et entre V^- et I^- ?

4°) On charge la ligne par une charge Z_t .

- Quelle relation existe-t-il entre la ddp totale V et le courant total I à l'extrémité de la ligne?

- Si on définit le coefficient de réflexion Γ_t à l'extrémité de la ligne par $\Gamma_t = V^-/V^+$, quelle relation existe-t-il entre Γ_t , Z_t et $Z_0 = \sqrt{L/C}$.

5°) On ferme la ligne sur un circuit ouvert $Z_t = \infty$. A l'instant $t=0$ on connecte à l'entrée de la ligne un générateur de fem continue E et de résistance interne Z_0 .



Quelle est la tension qui prend naissance à l'instant $t=0$ à l'entrée de la ligne?

Quelle est la forme du signal qui se propage le long de cette ligne?

Si la longueur de la ligne est l , quel temps T faut-il à une onde pour aller du générateur à la charge?

6°) Répartition, à un instant donnée, de la ddp et du courant le long de la ligne.

Représenter graphiquement la ddp $V(x)$ et le courant $I(x)$ aux instants $t=0,3T$; $t=1,3T$ et $t \geq 2T$.

7°) Variation en un point d'abscisse donné de la ddp et du courant en fct du temps.

Représenter graphiquement la ddp $V(0)$ aux bornes du générateur en fonction du temps.

TP de

Lignes de transmission

TP n°1 - Ondes, réflexion et adaptation

Ce TP comporte plusieurs parties :

- Mesure du coefficient de réflexion en module et en phase d'une charge inconnue;
- Mesure de l'impédance caractéristique et de la constante d'atténuation d'un câble coaxial ;
- Adaptation d'une charge ;
- Etude d'une ligne en régime impulsionnel.

Les étudiants devront préparer la séance de travaux pratiques. Cette préparation sera vérifiée en début de séance et notée. Il faudra pour cela réviser la méthode de mesure d'une charge inconnue vue en TD (réexpliquée dans ce polycopié), faire le calcul donné en exemple dans la partie 2 et vérifier que l'on trouve le bon résultat, faire l'exercice sur l'adaptation à 2 stubs situé à la fin du texte permettant de comprendre la manipulation en partie 3 et enfin prévoir les signaux (leurs amplitude et leur temps d'apparition) que l'on observera au cours de la manipulation 4.

1. Mesure du coefficient de réflexion en module et en phase d'une charge inconnue

On désire mesurer le coefficient de réflexion (module et phase) d'une charge inconnue à l'aide d'une ligne de mesure en guide d'ondes.

1.1. Rappels sur la propagation guidée

Pour que dans un guide d'ondes rectangulaire (*figure 1*), rempli d'air, de dimensions a et b telles que $b > 2a$, excité à la fréquence f , seul le mode TE_{01} se propage, il faut que :

$$\lambda_{cTE_{02}} < \lambda < \lambda_{cTE_{01}} \quad (1)$$

$$\text{où : } \lambda_{cTE_{02}} = b \quad \lambda_{cTE_{01}} = 2b \quad \lambda = \frac{c}{f}$$

Le guide utilisé a pour dimensions : $a = 1,016$ cm et $b = 2,286$ cm. La fréquence de travail est voisine de 9400 MHz et le guide est plein d'air, donc λ est voisine de 3,20 cm.

La condition (1) étant satisfaite, on est assuré que seul le mode TE_{01} se propage.

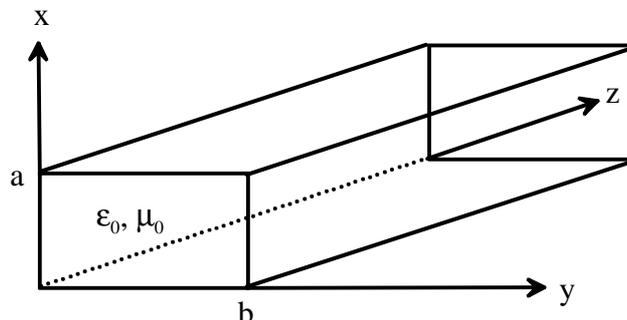


Figure 1 : Schéma d'un guide d'ondes rectangulaire

1.2. Répartition des champs dans un guide excité selon le mode TE₀₁

Les amplitudes complexes des composantes des champs se propageant suivant les z croissants (indice +) pour le mode TE₀₁ sont les suivantes :

$$\begin{cases} E_x = j \frac{\omega \mu}{\beta_c} H_0 \sin\left(\frac{\pi}{b} y\right) e^{j(\omega t - \beta_g z)} \\ E_y = 0 \\ E_z = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} H_x = 0 \\ H_y = j \frac{\beta_g}{\beta_c} H_0 \sin\left(\frac{\pi}{b} y\right) e^{j(\omega t - \beta_g z)} \\ H_z = H_0 \cos\left(\frac{\pi}{b} y\right) e^{j(\omega t - \beta_g z)} \end{cases}$$

Pour avoir les composantes correspondant à une propagation suivant les z décroissants (indice -), il suffit de changer dans ces expressions la constante de propagation β_g en $-\beta_g$.

En général, dans un guide de longueur l règne un régime d'onde stationnaire dû à la superposition de l'onde incidente (+) et de l'onde réfléchi (-), si bien que :

$$\begin{cases} E_x = E_x^+ + E_x^- \\ E_y = 0 \\ E_z = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} H_x = 0 \\ H_y = H_y^+ + H_y^- \\ H_z = H_z^+ + H_z^- \end{cases}$$

En particulier, dans le plan $y = b/2$, les seules composantes non nulles sont :

$$\begin{cases} E_x = j \frac{\omega \mu_0}{\beta_c} H_0 e^{-j\beta_g z} + j \frac{\omega \mu_0}{\beta_c} H_0' e^{+j\beta_g z} \\ H_y = j \frac{\beta_g}{\beta_c} H_0 e^{-j\beta_g z} - j \frac{\beta_g}{\beta_c} H_0' e^{+j\beta_g z} \end{cases}$$

Posons : $\zeta_0 = \frac{E_x^+}{H_y^+} = -\frac{E_x^-}{H_y^-} = \frac{\omega \mu_0}{\beta_g}$

ζ_0 a les dimensions d'une impédance. En exprimant E_x et H_y en fonction de s ($z = l-s$) (figure 2) et en posant :

$$\begin{cases} E_1 = j \frac{\omega \mu_0}{\beta_c} H_0 e^{-j\beta_g l} \\ E_2 = j \frac{\omega \mu_0}{\beta_c} H_0' e^{+j\beta_g l} \end{cases} \quad \text{on obtient :} \quad \begin{cases} E_x(s) = E_1 e^{+j\beta_g s} + E_2 e^{-j\beta_g s} \\ H_y(s) = \frac{1}{\zeta_0} (E_1 e^{+j\beta_g s} - E_2 e^{-j\beta_g s}) \end{cases}$$

Ces expressions sont formellement identiques aux expressions de l'amplitude complexe des tensions et courant sur une ligne.

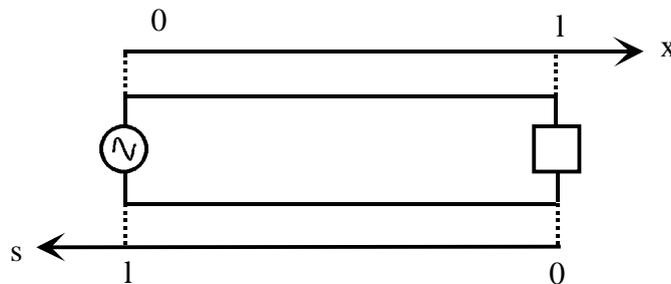


Figure 2 : Ligne de transmission terminée par une charge quelconque

Il s'ensuit que :

le coefficient de réflexion est donné par : $\Gamma(s) = \frac{E_x^-(s)}{E_x^+(s)}$

le taux d'onde stationnaire est donné par : $S = \frac{|E_x|_{\max}}{|E_x|_{\min}}$

l'impédance d'onde à l'abscisse s est donnée par : $\zeta(s) = \frac{E_x(s)}{H_y(s)}$

Tous les résultats obtenus sur les lignes sont transposables au guide excité selon le mode TE₀₁. En particulier, l'abaque de Smith peut être utilisé pour déterminer un coefficient de réflexion Γ ou une impédance réduite $z = \zeta/\zeta_0$.

En $s = 0$, le guide est fermé sur une terminaison qu'on appelle, comme sur une ligne, charge, dont on se propose de mesurer le coefficient de réflexion en module et en phase :

$$\Gamma_t = \frac{E_x^-(s=0)}{E_x^+(s=0)} = \frac{E_2}{E_1} = \rho_t e^{j\theta_t}$$

L'amplitude complexe du champ électrique peut aussi s'écrire :

$$E_x(s) = E_1 \exp(j\beta_g s) [1 + \Gamma(s)] = E_1 \exp(j\beta_g s) [1 + \rho_t \exp(j(\theta_t - 2\beta_g s))]$$

L'amplitude du champ électrique à laquelle les détecteurs utilisés sont sensibles est égale à :

$$|E_x(s)| = |E_1| \sqrt{1 + \rho_t^2 + 2\rho_t \cos(\theta_t - 2\beta_g s)} \tag{2}$$

Si l'on ferme le guide par une plaque métallique supposée parfaitement conductrice, on sait que le champ électromagnétique est entièrement réfléchi par cette plaque et que cette réflexion se fait pour le champ électrique avec un déphasage de π . On a ainsi :

$$\Gamma_t = -1 \quad (\rho_t = 1, \theta_t = \pi)$$

Cette plaque métallique joue le même rôle qu'un court-circuit à l'extrémité d'une ligne. C'est la raison pour laquelle on l'appelle plaque de court-circuit. Dans ces conditions, l'équation (2) s'écrit :

$$|E_x(s)| = 2|E_1| |\sin(\beta_g s)| \tag{3}$$

L'allure de $|E_x(s)|$ est représentée à la figure 3.

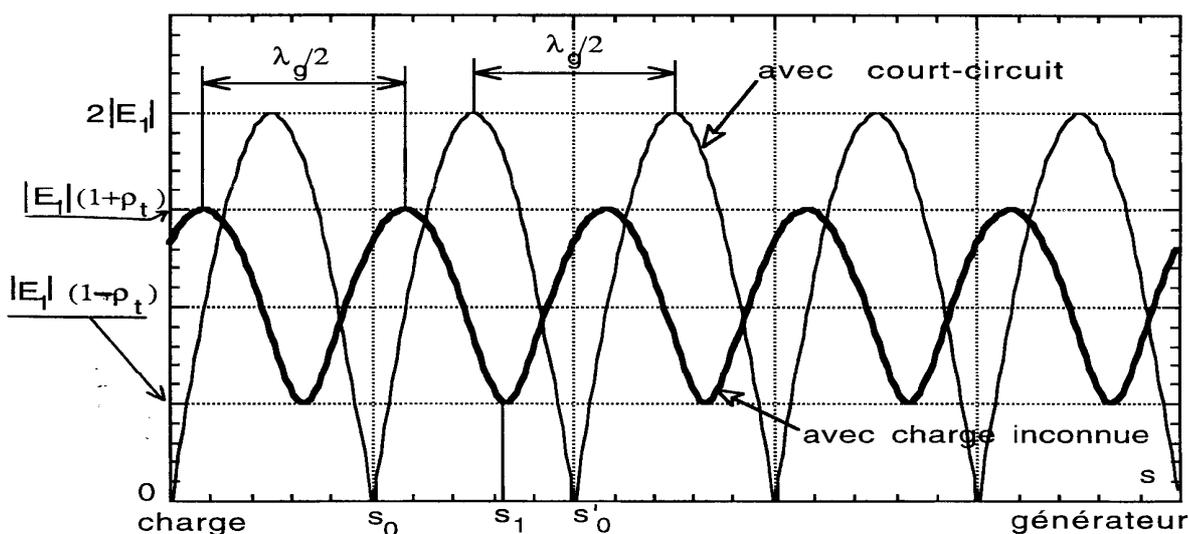


Figure 3 : Allure de $|E_x(s)|$ en fonction de s

1.3. Détermination expérimentale de Γ_t en module et phase

Supposons que l'on dispose d'un détecteur (voir plus loin la description de la ligne de mesure) dont on peut faire varier l'abscisse s à $y = b/2$ et qui donne un signal proportionnel à $|E_x(s)|$.

On peut alors relever, à un coefficient de proportionnalité près, expérimentalement les courbes de la figure 3. En fait, nous allons montrer que la détermination de Γ_t ne nécessite que le repérage de maxima et de minima de $|E_x(s)|$.

On monte d'abord un **court-circuit** et on repère les abscisses s_0 et s'_0 de deux minima **successifs** (figure 3) de champ électrique. On en déduit que : $\lambda_g = 2(s'_0 - s_0)$

Détermination de ρ_t

On monte ensuite la charge inconnue dont on veut mesurer son coefficient de réflexion Γ_t .

En un maximum de champ électrique, le signal fourni par le détecteur est proportionnel à $|E_1|(1 + \rho_t)$.

En un minimum de champ électrique, il est proportionnel à $|E_1|(1 - \rho_t)$.

Par conséquent, le Taux d'Onde Stationnaire (T.O.S.) noté S vaut :

$$S = \frac{|E_x|_{\max}}{|E_x|_{\min}} = \frac{1 + \rho_t}{1 - \rho_t}$$

d'où : $\rho_t = \frac{S-1}{S+1}$

Détermination de θ_t

Avec la charge inconnue, on repère un minimum de champ électrique d'abscisse s_1 (figure 4) telle que :

$$s_0 < s_1 < s'_0$$

D'après l'équation (2), $|E_x|_{\min}$ correspond à $\theta_t - 2\beta_g s_1 = \pi (2k\pi)$ qui est aussi la phase de $\Gamma(s_1)$.

On sait aussi que $|\Gamma(s_1)| = \rho_t$, d'où la représentation de $\Gamma(s_1)$ sur l'abaque de la figure 4.

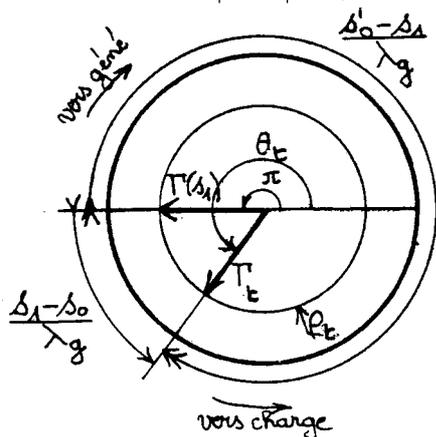


Figure 4 : Représentation de $\Gamma(s_1)$

On remarque que $\Gamma(s_0) = \Gamma_t$. En effet, s_0 est l'abscisse du $n^{\text{ième}}$ minimum quand le guide est fermé par la plaque de court-circuit. On a donc, puisqu'il y a un minimum sur le court-circuit (figure 3) et que les minima sont espacés de $\lambda_g/2$: $s_0 = (n-1) \frac{\lambda_g}{2}$

Par conséquent :

$$\Gamma(s_0) = \Gamma_t \exp(-2j\beta_g s_0) = \Gamma_t \exp\left[-2j \frac{2\pi}{\lambda_g} (n-1) \frac{\lambda_g}{2}\right] = \Gamma_t$$

Autrement dit, déterminer Γ_t revient à déterminer $\Gamma(s_0)$ ou $\Gamma(s'_0)$

Sur la ligne (figure 3), lorsque l'on va de s_1 en s_0 , on se déplace de $s_1 - s_0$ vers la **charge**. Donc sur l'abaque (figure 4), à partir de $\Gamma(s_1)$, on tourne de $(s_1 - s_0)/\lambda_g$ vers la **charge** pour obtenir $\Gamma(s_0) = \Gamma_t$.

Sur la ligne (figure 3), à partir de s_1 , on peut aussi aller en s'_0 . Dans ce cas, on se déplace de $s'_0 - s_1$ vers le **générateur**. Donc sur l'abaque (figure 4), à partir de $\Gamma(s_1)$, on tourne de $(s'_0 - s_1)/\lambda_g$ vers le **générateur** pour obtenir $\Gamma(s'_0) = \Gamma(s_0) = \Gamma_t$.

Exemple numérique :

On a mesuré : $S = 3$; $s_0 = 12,5$ cm; $s'_0 = 15$ cm et $s_1 = 13$ cm

D'où : $\lambda_g = 5$ cm et $\rho_t = 0,5$

Sur l'abaque, on trouve : $\theta_t = +252^\circ$ ou -108°

1.4. Banc de mesure en bande X

Le schéma du banc de mesure utilisé pour mesurer le coefficient de réflexion de la charge inconnue est représenté à la figure 5.

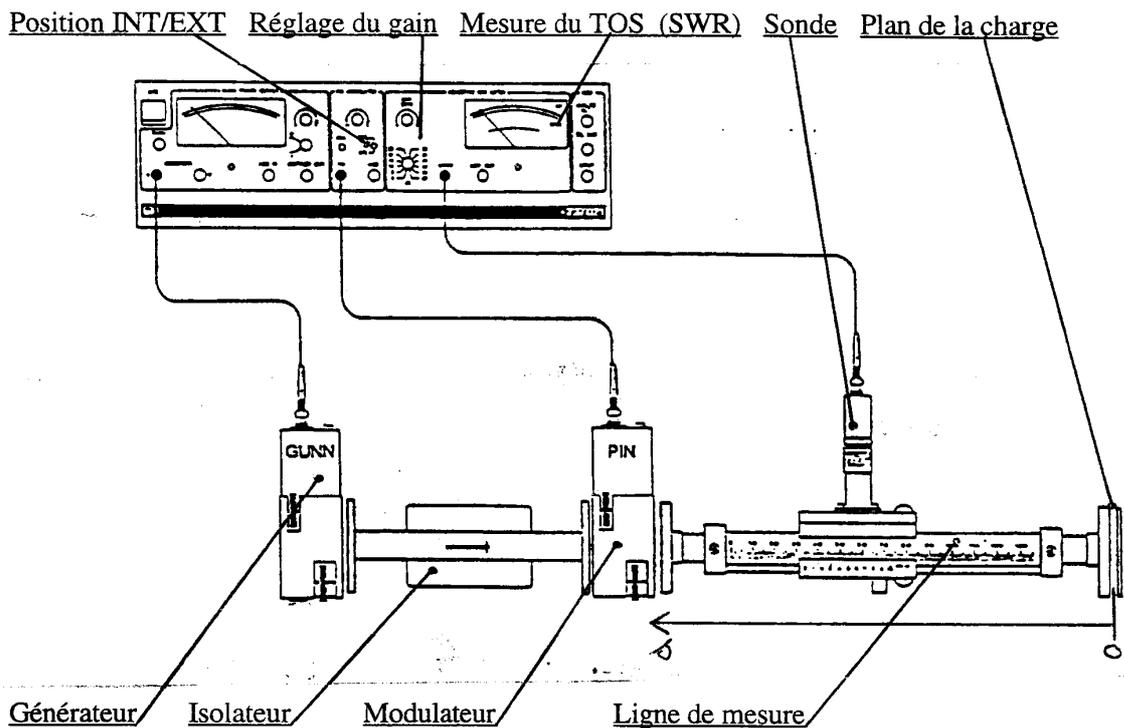


Figure 5 : Schéma du banc de mesure en bande X

Il comporte :

un générateur : la source microonde est une diode GUNN. Elle excite le guide selon le mode TE_{01} à une fréquence voisine de 9,4 GHz. La puissance fournie est de l'ordre de 20 mW.

un isolateur : ce dispositif qui utilise les propriétés des milieux anisotropes assure un isolement directif entre le générateur et le guide. L'onde réfléchie est très fortement atténuée par rapport à l'onde incidente. Le générateur est donc adapté quelle que soit l'impédance du système et protégé contre les dommages que pourrait provoquer l'onde réfléchie.

un modulateur : il s'agit d'un modulateur à diode PIN qui permet de moduler en amplitude le signal microonde par un créneau. Il faut mettre l'alimentation du modulateur en position INT pour pouvoir effectuer les mesures.

un atténuateur : c'est un tronçon de guide dans lequel s'enfonce plus ou moins un piston métallique qui permet de jouer sur la puissance transmise à la ligne de mesure. Lorsque le piston atteint la position $y = b/2$ où E_x est maximum pour le mode TE_{01} , la puissance émise par la source microonde est fortement atténuée et il n'y a pratiquement plus de signal qui atteint la ligne de mesure.

une ligne de mesure et une sonde (figure 6) : c'est un tronçon de guide fendu suivant l'axe Oz à l'abscisse $y = b/2$. Une sonde est portée par un chariot qui se déplace suivant l'axe Ox . Une règle graduée solidaire du tronçon de guide permet de repérer l'abscisse s de la sonde. Un vernier porté par le chariot permet de lire s à 0,1 mm près. C'est sur la bride de sortie que l'on monte la plaque de court-circuit et la charge inconnue. C'est donc dans ce plan que l'on mesure le coefficient de réflexion Γ_T de la charge.

La sonde est constituée d'un petit élément d'antenne rectiligne qui plonge aussi peu que possible dans le guide afin de perturber au minimum la propagation. Cette petite antenne est suivie du détecteur : une diode à pointe obtenue à partir d'un fil de tungstène qui s'appuie sur une pastille de semi-conducteur.

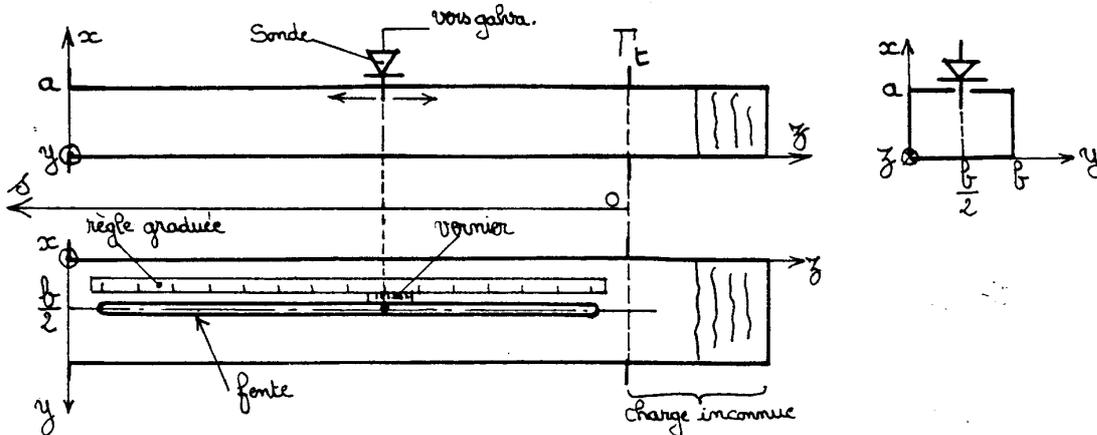


Figure 6 : Schéma de la ligne de mesure et de la sonde

La sonde fournit un courant dont la composante continue est proportionnelle au carré de l'amplitude du champ électrique : on dit que la détection est quadratique.

Au paragraphe 1.3., on a supposé que le détecteur donnait un signal proportionnel à $|E_x|$ ce qui ne modifie pas les résultats puisque les minima de $|E_x|$ sont les mêmes que ceux de $|E_x|^2$.

En revanche, pour le T.O.S., le fait que la détection soit quadratique implique un petit changement. Si la sonde est sur $|E_x|_{\max}$, le courant mesuré est I_{\max} , quand elle est sur $|E_x|_{\min}$, on mesure I_{\min} .

Par conséquent :

$$S = \frac{|E_x|_{\max}}{|E_x|_{\min}} = \sqrt{\frac{I_{\max}}{I_{\min}}}$$

1.5. Travail expérimental

Déterminer la fréquence de travail f à partir de la mesure de λ_g .

Pour cela, monter une plaque de court-circuit à l'extrémité de la ligne de mesure et repérer les abscisses s_0 et s'_0 de deux minima successifs de champ électrique. On a : $\lambda_g = 2(s'_0 - s_0)$

Le guide propageant le mode TE_{01} , on a : $\lambda_{cTE_{01}} = 2b$ avec $b = 2,286$ cm

Calculer la longueur d'onde λ correspondant à la propagation libre à l'aide de la formule fondamentale :

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2}$$

Le guide étant rempli d'air, on a finalement : $f = \frac{c}{\lambda}$ où c est la vitesse de la lumière.

Vérifier que la valeur de f trouvée est proche de 9,4 GHz.

Mesurer le module ρ_r du coefficient de réflexion de la charge inconnue.

Pour cela, monter la charge inconnue à l'extrémité de la ligne de mesure et mesurer le T.O.S. sur la

ligne : $S = \sqrt{\frac{I_{\max}}{I_{\min}}}$. D'où, le module de la charge à mesurer : $\rho_r = \frac{S-1}{S+1}$

Mesurer ensuite la phase θ_r du coefficient de réflexion de la charge.

Pour cela, repérer sur la ligne de mesure l'abscisse s_1 d'un minimum de champ électrique telle que :

$$s_0 < s_1 < s_0'$$

Tracer sur l'abaque de Smith le cercle de rayon ρ_r et en reprenant le raisonnement du paragraphe 1.3., placer le coefficient de réflexion Γ_r sur l'abaque et mesurer la phase θ_r .

Quelle est l'impédance réduite z_r de la charge?

2. Mesure de l'impédance caractéristique et de la constante d'atténuation d'un câble coaxial

On désire mesurer l'impédance caractéristique Z_0 et la constante d'atténuation α d'un câble coaxial avec pertes. Pour cela, on réalise le montage de la *figure 7*.

Les caractéristiques du câble à mesurer (référence : RG 58 CU) données par le constructeur sont données dans le *tableau 1*.

Impédance à 200 MHz	Capacité nominale à 200 MHz	Affaiblissement moyen en dB/100m à			Puissance maximale en kW à 40°C à		
		10 MHz	200 MHz	400 MHz	10 MHz	200 MHz	400 MHz
50 Ω	100 pF/m	4,5	24	36	0,6	0,125	0,09

Tableau 1 : Caractéristiques du câble RG 58 CU

2.1. Principe de la mesure

On branche successivement à l'extrémité d'un câble coaxial de longueur l un court-circuit puis un circuit-ouvert et on mesure l'impédance ramenée à l'entrée de la ligne grâce à un analyseur de réseaux vectoriel. On mesure Z_{e0} dans le cas du court-circuit et $Z_{e\infty}$ dans le cas du circuit-ouvert.

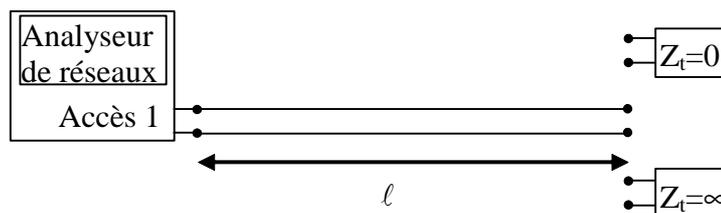


Figure 7 : Schéma du principe de la mesure

On rappelle la formule de l'impédance ramenée de z_t sur une distance l :

$$z(l) = \frac{z_t + \text{th}(\gamma l)}{1 + z_t \text{th}(\gamma l)} \quad \text{où} \quad \gamma = \alpha + j\beta$$

ce qui dans le cas des deux impédances $z_t=0$ et $z_t=\infty$ donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_{e0} = \text{th}(\gamma l) \\ z_{e\infty} = \frac{1}{\text{th}(\gamma l)} \end{array} \right\} \quad \text{ou encore} \quad \left\{ \begin{array}{l} Z_{e0} = Z_0 \text{th}(\gamma l) \\ Z_{e\infty} = \frac{Z_0}{\text{th}(\gamma l)} \end{array} \right\}$$

On obtient alors Z_0 et α grâce aux formules suivantes :

$$Z_0 = \sqrt{Z_{e0} Z_{e\infty}}$$

$$\text{th}(\gamma l) = \sqrt{\frac{Z_{e0}}{Z_{e\infty}}} \Rightarrow \alpha = \Re \left(\frac{\arg \text{th} \left(\sqrt{\frac{Z_{e0}}{Z_{e\infty}}} \right)}{l} \right)$$

2.2. Exemple de mesure

On mesure sur une ligne de 3,9 m de longueur, à la fréquence de 200 MHz, les valeurs suivantes :

$$Z_{e0} = (5,9 - j 36) \Omega \quad \text{et} \quad Z_{e\infty} = (11,1 + j 68) \Omega$$

ce qui donne après calcul :

$$\alpha = 0,0198 \text{ Np/m (ou } \approx 0,17 \text{ dB/m)} \quad \text{et} \quad Z_0 = (50,1 + j 0,016) \Omega$$

2.3. Travail expérimental

Étalonner en réflexion l'analyseur de réseaux entre 100 et 500 MHz. L'étalonnage sera fait une fois pour toute en début de séance.

Connecter le câble coaxial à caractériser à l'accès de l'analyseur de réseaux étalonné.

Mesurer à l'aide de l'analyseur de réseaux les impédances Z_{e0} et $Z_{e\infty}$ lorsque le câble est respectivement court-circuité ou terminé par un circuit-ouvert à 200 MHz et 400 MHz.

Calculer l'impédance caractéristique Z_0 et la constante d'atténuation α à ces fréquences sachant que la longueur du câble est de 6 m.

Comparer ces valeurs expérimentales aux caractéristiques du câble étudié données par le constructeur.
Conclure.

3. Adaptation d'une charge

On désire adapter une charge autour de 9,3 GHz en utilisant un adaptateur à trois vis.

3.1. Principe

On interpose entre la charge à adapter et la ligne un adaptateur à trois vis. Le tout est branché sur un analyseur de réseaux afin de mesurer le coefficient de réflexion à l'entrée de l'adaptateur (*figure 8*).

On cherche ensuite à adapter la charge en jouant sur la longueur de pénétration de 2 vis (la 3ème est totalement sortie). La charge sera adaptée lorsque le coefficient de réflexion sera nul, ce qui sur l'écran de l'analyseur de réseaux se traduit par un point au centre de l'abaque de Smith.

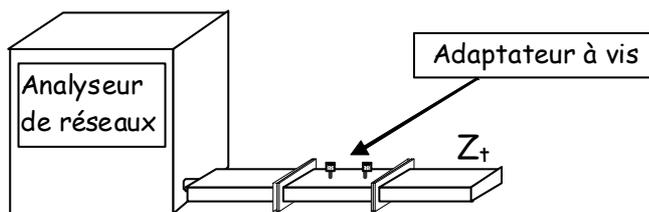


Figure 8 : Schéma du principe de la mesure

La charge à mesurer est constituée d'un tronçon de guide d'ondes de caractéristiques identiques au guide décrit au paragraphe 1. dans lequel est enfoncé un morceau de bois.

L'adaptateur fourni est un adaptateur à 3 vis en guide d'ondes. La différence essentielle entre une vis et un stub est qu'une vis est équivalente à une capacité placée en parallèle sur la ligne alors qu'un stub est équivalent à une capacité ou à une self suivant sa longueur.

La sortie de l'analyseur de réseaux étant relié à un câble coaxial, il faudra donc rajouter une transition guide-coaxial afin de pouvoir connecter la charge à mesurer.

3.2. Travail expérimental

Étalonner l'analyseur de réseaux en réflexion entre 9,1 et 9,5 GHz. L'étalonnage sera fait une fois pour toute en début de séance.

Mesurer le coefficient de réflexion de la charge inconnue à 9,3 GHz ainsi que son impédance et son T.O.S. Conclure.

Faire le montage de la *figure 8* et régler l'adaptateur à vis pour adapter la charge.

Observer l'adaptation en fonction de la fréquence. Estimer la bande passante de l'adaptation c'est-à-dire la bande de fréquences dans laquelle le T.O.S reste inférieur à 2.

Noter les valeurs du coefficient de réflexion, de l'impédance et du T.O.S obtenues pour la charge à 9,3 GHz, après adaptation. Conclure

4. Etude d'une ligne en régime impulsionnel

On désire observer le comportement d'une ligne coaxiale en régime impulsionnel. On profitera de cette manipulation pour mesurer la longueur de la ligne et pour observer les réflexions et transmission d'impulsions se propageant sur la ligne.

Le cours de ligne de transmission traite quasiment exclusivement du régime alternatif. Dans cette manipulation, les signaux générés dans la ligne sont des transitoires (donc constitués d'une somme de signaux alternatifs selon la théorie de Fourier).

La propagation d'une onde de forme quelconque est identique à celles d'une onde sinusoïdale à condition que les caractéristiques de la ligne (L , R , C , G et donc v_ϕ , Z_0 et α) dépendent peu de la fréquence (lignes non dispersives).

De même, la notion de coefficient de réflexion et de coefficient de transmission reste applicable dans le cas de charges résistives puisque d'impédance identique quelle que soit la fréquence.

On peut continuer à utiliser l'outil "matrice S" à des impulsions à condition que les caractéristiques du multipôle ne dépendent pas de la fréquence, c'est-à-dire s'il est constitué de résistances et de lignes non dispersives, chacune de ses composantes de Fourier étant réfléchi et transmise de façon identique.

Remarque : Pour calculer les signaux réfléchis de forme quelconque sur une charge non purement résistive (alors que la notation complexe ne peut pas être directement utilisée sur un tel signal comportant plus d'une fréquence) on peut par exemple décomposer les signaux transitoires en composante de Fourier avant d'appliquer le coefficient de réflexion à chaque composante fréquentielle. Dans notre cas, nous nous limiterons à des charges purement résistives.

4.1. Principe

On branche un générateur d'impulsions d'impédance de sortie 50Ω sur une ligne coaxiale 50Ω terminée par diverses charges et on observe les impulsions à l'aide d'un oscilloscope d'impédance d'entrée $1 M\Omega$ branché en parallèle.

4.2. Manipulations

a) On règle le générateur d'impulsion pour qu'il délivre une impulsion d'environ 100ns de largeur à mi-hauteur et d'amplitude crête d'environ 2V . (faire le réglage en connectant l'oscilloscope directement sur le générateur à l'aide d'une ligne courte ($<1\text{m}$)).

On réalise ensuite le montage dessiné ci-dessous (figure 9) sans dérégler le générateur. L'impulsion de tension est dans ce cas envoyée dans un câble coaxial de longueur indéterminée l terminée par diverses charges.

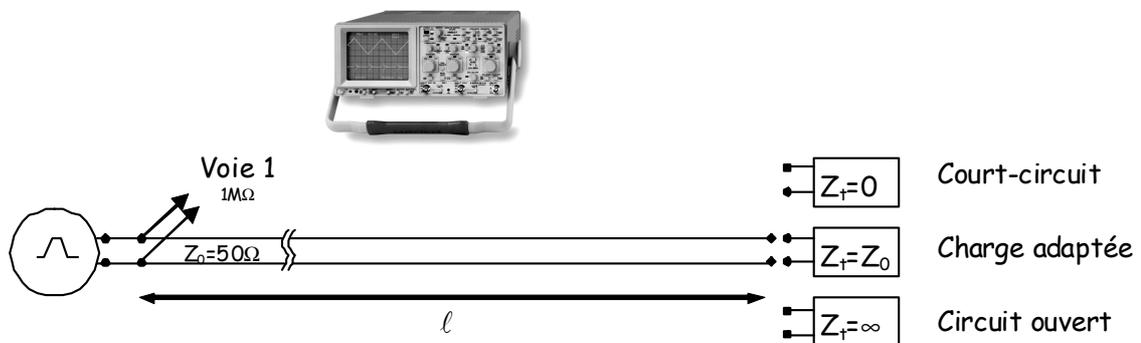


Figure 9

On observe les signaux en sortie de générateur à l'aide d'un oscilloscope connecté en parallèle à l'aide d'un Té BNC.

Quelle est l'amplitude de l'impulsion sortant du générateur ? Expliquer sa valeur.

Monter alternativement chacune des trois charges suivantes au bout du câble coaxial :

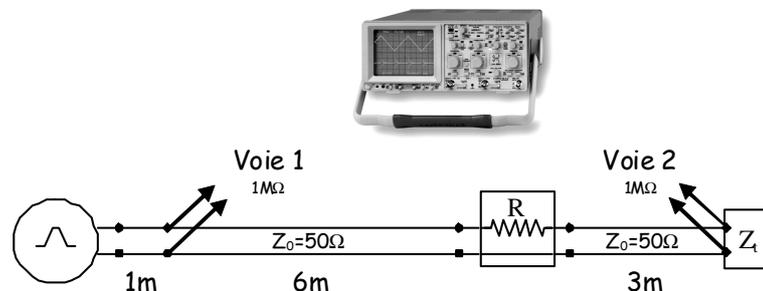
Court-circuit, Circuit ouvert, Charge adaptée.

Observer dans chacun des 3 cas les signaux sur l'oscilloscope. Commenter leur allure.

Sachant que le mode de propagation dans la ligne est un mode TEM (câble coaxial) et que l'isolant électrique est du polyéthylène ($\epsilon_r = 2,3$), calculer la longueur du câble.

L'approximation « ligne non dispersive » vous semble-t-elle justifiée ?

b) On désire maintenant étudier la réflexion et la transmission d'une impulsion sur une résistance R montée en série sur une ligne. Pour ne pas être gêné par la dispersion et l'atténuation des lignes on utilisera des tronçons de ligne plus court que dans la partie a.



On considère le montage suivant :

Figure 10

Théorie : Calculer le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission du quadripôle (résistance R montée en série) branché tel que dessiné sur la figure 10.

Expérimental :

i) Faire le montage avec $Z_L = 50 \Omega$.

Régler le générateur de façon à obtenir une impulsion suffisamment courte compatible avec les longueurs des lignes utilisées et d'amplitude 1 V.

Tracer les signaux observés sur les 2 voies de l'oscilloscope. Commenter ces signaux.

Expliquer les temps d'apparition des impulsions.

Calculer la valeur de la résistance R .

ii) Remplacer la charge Z_L par un circuit ouvert.

On observe des impulsions supplémentaires, mais les impulsions mesurées de la manipulation précédente sont toujours là. Leur amplitude ont-elles changé ? Pourquoi ?

5. Annexes

5.1. Caractéristiques du câbles coaxiaux RG58 C/U

VIMCOM		GENERAL TECHNICAL DATA :		50 Ohm RF coaxial cable manufactured in compliance with the MIL-C-17 standards.	
		RG 58 C/U			
		CS 19 x 0,18 mm	PE ø 2,95 mm	CS ø 3,50 mm	PVC2 ø 5,00 mm
		A	B	C	D
MECHANICAL DATA			DIMENSIONS		
A	Tinned copper inner conductor	CS	19 x 0,18 mm		
B	Low density polyethylene dielectric	PE	ø 2,95 ± 0,10 mm		
C	Tinned copper outer conductor Percentage coverage	CS	112 x 0,13 mm 95%		
D	Non-contaminating polyvinyl-chloride sheath Sheath's colour : BLACK OhmSheath's printing : VIMCEL MIL-C-17 RG 58 C/U 50	PVC2	ø 5,00 ± 0,10 mm		
			Copper weight	18,7 Kg/Km	
			Cable weight	39,9 Kg/Km	
ELECTRICAL PERFORMANCE			ATTENUATION dB/100 m		
Impedance	50 ± 2 Ohm		50 MHz	9,7	
Capacitance	100 pF/m		100 MHz	13,9	
Velocity ratio	88%		200 MHz	20,4	
			400 MHz	30,0	
			500 MHz	34,2	
			600 MHz	37,9	
			860 MHz	46,9	
			1000 MHz	51,8	
SCREENING EFFECTIVENESS dB					
100-900 MHz	>55				
..... MHz					
Inner conductor resistance	37,5 Ohm/Km		STRUCTURAL RETURN LOSS dB		
Outer conductor resistance	16,5 Ohm/Km		30-300 MHz	>27	
Temperature range	-30 °C / +70 °C		300-600 MHz	>23	
			600-900 MHz	>22	

The producer reserves himself to make modification on the item without any notice

September 2007

VIMCOM AG, Dorfstrasse 55, CH-8103 Unterengstringen

Phone +41 44 751 77 00 Fax +41 44 751 77 00 Homepage <http://www.vimcom.ch> E-mail info@vimcom.ch

5.2. Exercice d'adaptation à 2 stubs.

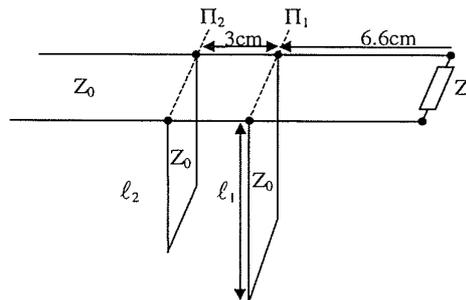
II. Adaptation à deux stubs.

Une ligne sans pertes d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$ est terminée par une impédance $Z_t = (20 + j20) \Omega$.

La longueur d'onde sur la ligne vaut 20cm.

On se propose d'adapter cette charge à l'aide de 2 stubs sans pertes d'impédance caractéristique Z_0 , court-circuité à leur extrémité et placés en parallèle sur la ligne principale respectivement à 6.6 cm et à 9.6 cm de la charge.

Calculer les longueurs des stubs pour que l'adaptation soit réalisée. On traitera tous les cas possibles.



Puisque les stubs sont en parallèle sur la ligne principale on raisonnera en admittance (abaque, fig. 3).

L'admittance réduite y_t est représentée par le point U symétrique de T par rapport à O :

$$y_t = 1,25 - j 1,25 .$$

Le premier stub est à 6,6 cm de la charge (plan π_1) soit, en normalisant :

$$\frac{s_1}{\lambda} = \frac{6,6}{20} = 0,33 .$$

Le deuxième stub est à 3 cm du premier (plan π_2) :

$$\frac{s_2}{\lambda} = \frac{3}{20} = 0,15 .$$

a) Quelle est l'admittance ramenée en π_1 ?

Un déplacement le long de la ligne se traduit sur l'abaque par un déplacement le long de (C) , à partir de U , vers le générateur.

L'admittance ramenée dans π_1 est y'_t représentée par le point U' tel que $(OU, OU') = 0,33$; on trouve $y'_t = 0,8 + j$.

Soit l_1 la longueur du premier stub ; l'admittance d'entrée de ce stub est

$$y_{e1} = -j \cot \beta l_1 = j b_{e1}(l_1) ;$$

l'admittance totale dans π_1 est

$$y_{\pi_1} = 0,8 + j[1 + b_{e1}(l_1)] .$$

Si la longueur l_1 varie, le lieu de y_{π_1} est le cercle (C_1) tel que $g_1 = 0,8 = \text{Cte}$, on ne fixe pas la longueur l_1 et on se rend dans le plan π_2 .

b) Quelle est l'admittance ramenée en π_2 ?

Nous savons qu'un déplacement le long de la ligne est représenté sur l'abaque par un déplacement sur un cercle $S = \text{Cte}$ centré en O ; Le déplacement de π_1 à π_2 correspond à $s_2/\lambda = 0,15$. Chaque point de (C_1) se déplace de $s_2/\lambda = 0,15$; aussi J devient J'' après un déplacement sur le cercle $S = \infty$.

U' devient U'' après un déplacement sur le cercle $S = 3$ et ainsi pour tous les points de (C_1) . En résumé, (C_1) se déplace en bloc et devient (C_2) .

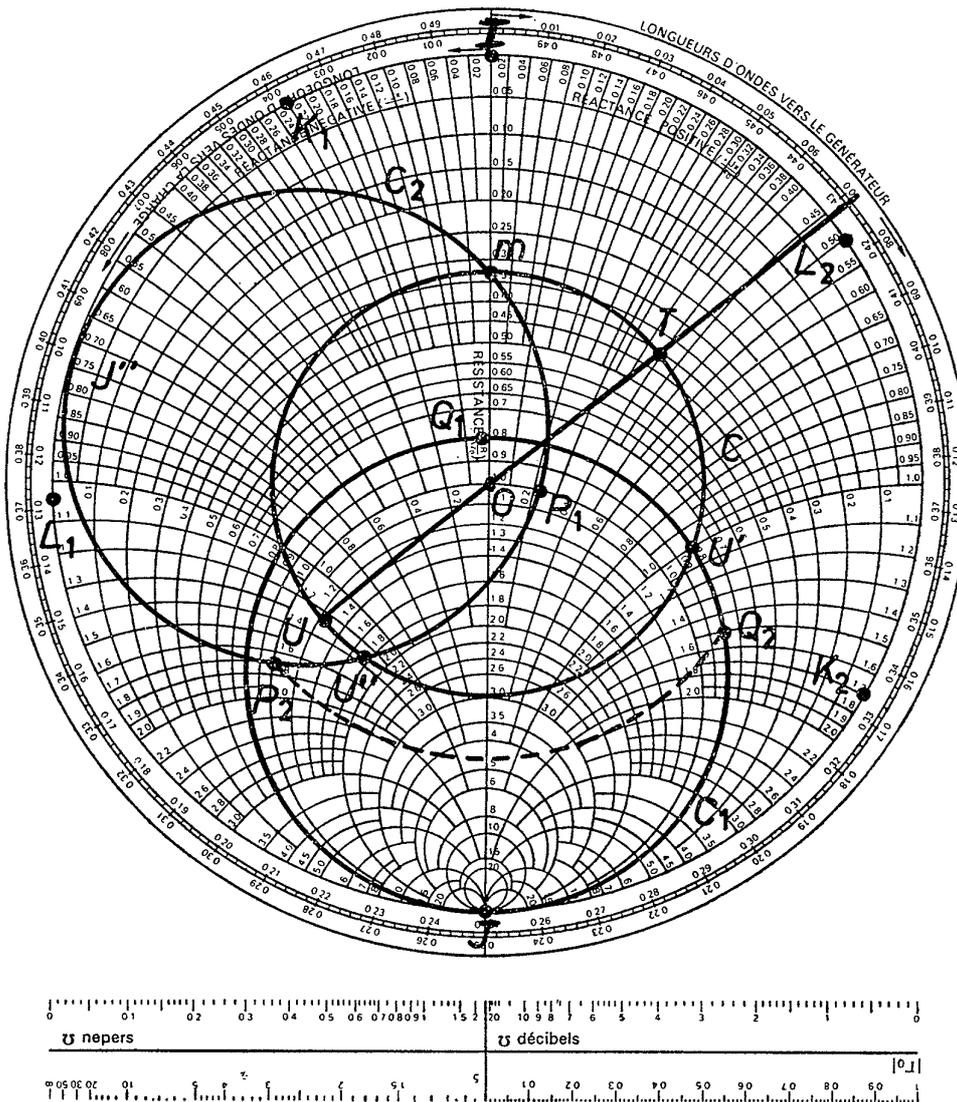


FIG. 3.

(C_2) est le lieu des admittances ramenées en π_2 quand l_1 varie soit y'_{π_1} .
L'admittance totale dans π_2 est

$$y_{\pi_2} = y'_{\pi_1} + y_{e_2},$$

où $y_{e_2} = jb_{e_2}(l_2)$ est l'admittance d'entrée du deuxième stub, on a donc :

$$y_{\pi_2} = g'_{\pi_1}(l_1) + j[b'_{\pi_1}(l_1) + b_{e_2}(l_2)].$$

On voit que le stub ramenant une susceptance pure n'a aucune influence sur g'_{π_1} . Pour qu'il y ait adaptation dans le plan π_2 , il faut que

$$y_{\pi_2} = 1 + j0,$$

ce qui implique

$$g'_{\pi_1} = 1.$$

Les deux points P_1 ou P_2 tels que $g'_{\pi_1} = 1$ sont situés à l'intersection de (C_2) et du cercle $g = 1$.

On a

$$y_{\pi_2} = 1 + j0,22 \quad (P_1)$$

$$y_{\pi_2} = 1 - j1,7 \quad (P_2).$$

Comment peut-on fixer les points P_1 ou P_2 ? On peut fixer P_1 ou P_2 , car l_1 n'est pas encore fixé ; quand l_1 varie, U' se déplace sur (C_1) et son image dans π_2 se déplace sur (C_2) . Fixer P_1 ou P_2 , revient donc à choisir l_1 ; nous ferons le calcul plus loin.

c) La condition $g'_{\pi_1} = 1$ nous impose P_1 ou P_2 , le rôle du deuxième stub est de compenser les parties imaginaires correspondant à ces points soit $j 0,22$ ou $-j 1,7$; c'est un problème identique à celui rencontré dans l'adaptation à 1 stub.

Pour le point P_1 :

$$y'_{\pi_1} = 1 + j 0,22 ,$$

$$y_{\pi_2} = 1 + j[0,22 + b_{e_2}] ;$$

d'où

$$b_{e_2} = - 0,22 .$$

L'admittance d'entrée du deuxième stub doit être $-j 0,22$ (point K_1 sur le cercle extérieur). On a

$$\frac{l_2}{\lambda} = (OJ, OK_1) = 0,466 - 0,25 = 0,216 ;$$

pour le point P_2 :

$$y'_{\pi_1} = 1 - j 1,7 ,$$

$$y'_{\pi_2} = 1 + j(b'_{e_2} - 1,7) ;$$

d'où

$$b'_{e_2} = 1,7 .$$

On trouve

$$\frac{l'_2}{\lambda} = (OJ, OK_2) = 0,165 + 0,25 = 0,415 .$$

d) Le problème étant résolu dans π_2 , revenons dans π_1 . (C_2) devient (C_1) : $P_1 \rightarrow Q_1$, $P_2 \rightarrow Q_2$.

Q_1 et Q_2 sont les images de P_1 et P_2 dans π_1 on les obtient en tournant de $s_2/\lambda = 0,15$ vers la charge.

$$Q_1 \text{ correspond à } y_{\pi_1} = 0,8 - j 0,04 .$$

$$Q_2 \text{ correspond à } y_{\pi_1} = 0,8 + j 1,5 .$$

Or nous savons que

$$y_{\pi_1} = 0,8 + j[1 + b_{e_1}(l_1)] .$$

Pour Q_1 la longueur l_1 doit être telle que

$$1 + b_{e_1} = - 0,04 , \quad \text{soit} \quad b_{e_1} = - 1,04 ;$$

pour Q_2 , on doit avoir l'_1 telle que

$$1 + b'_{e_1} = 1,5 , \quad \text{soit} \quad b'_{e_1} = 0,5 .$$

On doit à nouveau calculer la longueur d'un stub, connaissant sa susceptance d'entrée. On trouve

$$b_{e_1} = - 1,04 , \quad \frac{l_1}{\lambda} = (OJ, OL_1) = 0,372 - 0,25 = 0,122 ;$$

$$b_{e_2} = 0,5 , \quad \frac{l'_1}{\lambda} = (OJ, OL_2) = 0,25 + 0,074 = 0,324 ;$$

d'où les deux couples de solution :

$$l_1 = 2,44 \text{ cm} + p \cdot 10 \text{ cm}, \quad l_2 = 4,32 \text{ cm} + p' \cdot 10 \text{ cm};$$

$$l'_1 = 6,48 \text{ cm} + p \cdot 10 \text{ cm}, \quad l'_2 = 8,3 \text{ cm} + p' \cdot 10 \text{ cm}.$$

Remarque : L'avantage de ce type d'adaptation est que les stubs sont fixes, ce qui simplifie la mise au point des circuits au contraire de l'adaptation à un stub où il faut être capable de déplacer le stub. En revanche, 2 stubs fixes ne permettent pas d'adapter toutes les impédances. En pratique, Il faut donc prévoir plus de 2 stubs que l'on connecte ou non suivant les cas.

TP n°2 - Mesure des paramètres S à l'analyseur de réseau

On se propose de mesurer à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel les paramètres de dispersion (ou matrice de répartition ou paramètres S) de plusieurs multipôles passifs.

Les méthodes de mesure des circuits micro-ondes sont différentes de celles utilisées pour les circuits basses fréquences.

On peut caractériser les dispositifs linéaires par les matrices Z, Y, H ou S. Les coefficients de ces matrices sont en général des nombres complexes et vont dépendre des impédances de référence et des plans de référence. Les paramètres S sont les plus utilisés en micro-onde.

<i>Matrice de dispersion ou de répartition</i>	Matrice S
<i>Matrice hybride</i>	Matrice H
<i>Matrice impédance</i>	Matrice Z
<i>Matrice admittance</i>	Matrice y

La mesure des paramètres S nécessite l'utilisation d'un analyseur de réseaux.

Les analyseurs de réseaux sont de deux types :

- Les analyseurs de réseaux scalaires qui mesurent les modules des paramètres S.
- Les analyseurs de réseaux vectoriels qui mesurent les paramètres S en module et en phase.

On distingue également :

- **Les analyseurs de réseaux hétérodynes** : la mesure s'effectue par transposition des signaux hautes fréquences en signaux basses fréquences auxquels on applique alors une détection synchrones. Ce type d'analyseurs de réseaux (HP 8753C, HP8720, Advantest R3767CH ...) est commercialisé et fonctionne dans de larges bandes de fréquence typiquement de 300kHz à 110GHz. Certains analyseurs peuvent même effectuer des mesures vectorielles jusqu'à 1000GHz.

- **Les analyseurs de réseaux homodynes** : la mesure s'effectue à la fréquence de travail. C'est le cas des réflectomètres à six-ports. Ils fonctionnent dans des bandes de fréquence comparables à celles des analyseurs de réseaux hétérodynes mais ne sont pas commercialisés. Contrairement aux systèmes hétérodynes, ils permettent d'évaluer toutes les incertitudes de mesures. Ils sont donc bien adaptés à la métrologie pour étalonner les éléments des kits de vérification des analyseurs hétérodynes du commerce.

6. LA MATRICE DE DISPERSION (ou matrice S)

6.1. Définition

On considère un quadripôle linéaire, par exemple, un transistor en petit signal (*figure 1*).

On appelle a_1 et a_2 , les ondes entrantes de tension normalisée et b_1 , b_2 , les ondes sortantes de tension normalisée aux accès du quadripôle.

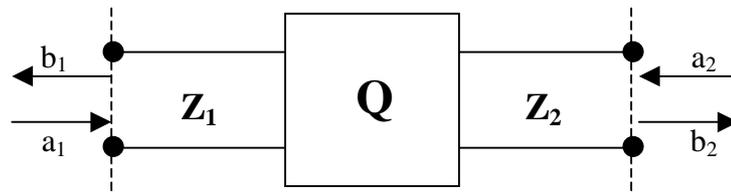


Figure 1 - Quadripôle Q

$$\text{où } a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_1}}, \quad b_1 = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_1}}, \quad a_2 = \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_2}} \quad \text{et} \quad b_2 = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_2}}$$

Z_i est l'impédance de référence de l'accès i .

Ces quatre ondes sont reliées par des relations linéaires.

Par définition, la matrice S donne les ondes sortantes en fonction des ondes entrantes.

La relation matricielle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \text{soit} \quad \begin{cases} b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{cases}$$

La signification des paramètres S_{11} , S_{12} , S_{21} , et S_{22} dits paramètres S est la suivante :

- $S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0}$

S_{11} est le coefficient de réflexion à l'entrée, la sortie étant adaptée.

- $S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0}$

S_{12} est le coefficient de transmission sortie \rightarrow entrée, l'entrée étant adaptée.

- $S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0}$

S_{21} est le coefficient de transmission entrée \rightarrow sortie, la sortie étant adaptée.

- $S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0}$

S_{22} est le coefficient de réflexion en sortie, l'entrée étant adaptée.

Ces coefficients caractérisent le quadripôle car toutes les causes de réflexion autres que celle propre au quadripôle ont été éliminées en adaptant les autres accès.

Les paramètres S sont des nombres complexes qui peuvent dépendre de la fréquence. Par exemple lorsqu'ils caractérisent un transistor, les fabricants fournissent les paramètres S mesurés dans des conditions données (point de polarisation, fréquence, ...). **Par convention, les paramètres S sont donnés le plus souvent pour une impédance de référence de 50Ω.**

6.2. Conditions de mesure des paramètres S

On supposera dans toute la suite que l'impédance de référence vaut 50Ω.

6.2.1. Les coefficients S_{11} et S_{21}

S_{11} représente le coefficient de réflexion à l'entrée quand le quadripôle est alimenté par l'accès 1 et que l'autre accès est terminé par une charge adaptée.

Le schéma idéal (figure 2) pour la mesure de S_{11} sera donc composé d'un générateur d'impédance interne 50Ω, relié par une ligne d'impédance caractéristique 50Ω à l'entrée du quadripôle et une ligne d'impédance caractéristique 50Ω reliant la sortie du quadripôle à une charge 50Ω.

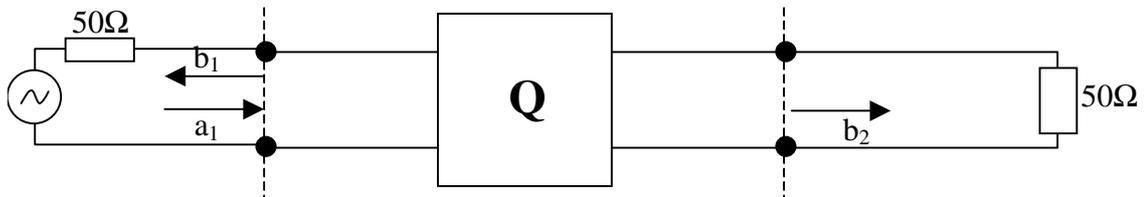


Figure 2 - Mesure de S_{11} et de S_{21}

S_{21} est le coefficient de transmission de l'accès 1 vers l'accès 2. Les conditions de mesure étant les mêmes que pour S_{11} , le banc de mesure sera identique à celui présenté à la figure 2.

6.2.2. Les coefficients S_{12} et S_{22}

Le schéma test pour la mesure des coefficients S_{12} et S_{22} est le schéma symétrique de la figure 2. Il est représenté sur la figure 3.

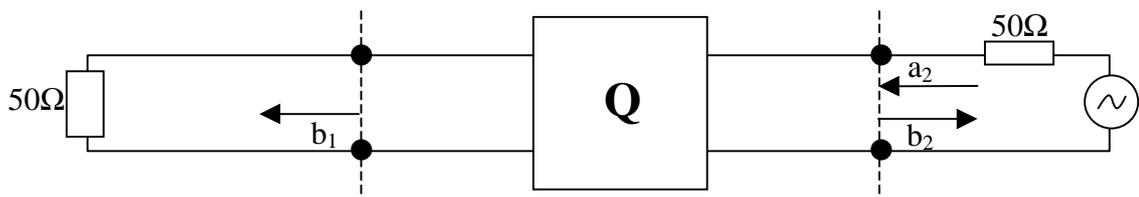


Figure 3 - Mesure de S_{12} et de S_{22}

7. L'ANALYSEUR DE RESEAUX

7.1. Généralités

Dans le domaine des hyperfréquences, un système linéaire est souvent étudié en régime sinusoïdal. Il est alors caractérisé par des coefficients de réflexion et des coefficients de transmission.

L'analyseur de réseaux vectoriel permet la mesure des paramètres S d'un quadripôle. Il est également possible de mesurer les paramètres S d'un multipôle, les portes non soumises à la mesure sont alors adaptées.

On est donc amené à effectuer pour un quadripôle deux mesures en réflexion (S_{11} et S_{22}) et deux mesures en transmission (S_{21} et S_{12}), ceci en amplitude et en phase. Pour un dipôle, la mesure se réduit à celle de S_{11} et S_{22} .

La figure 4 représente un analyseur de réseaux à quatre coupleurs utilisé pour la mesure des paramètres S.

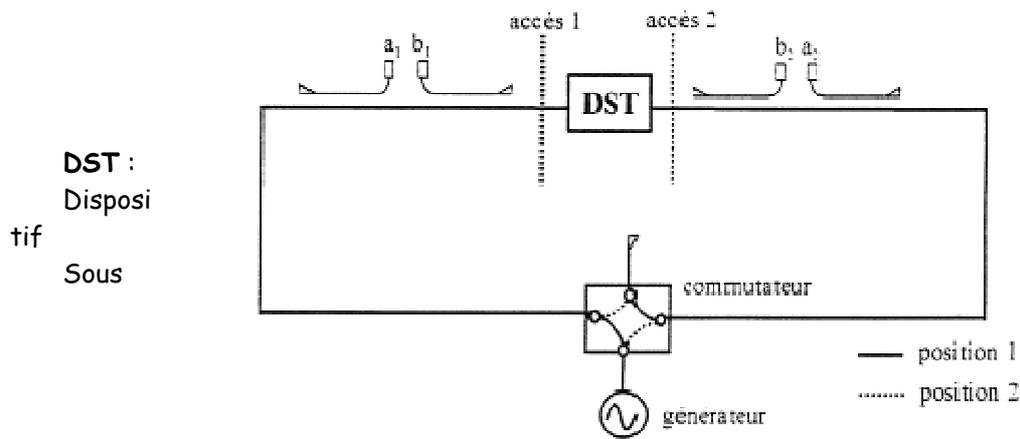


Figure 4 - Analyseur de réseau à quatre coupleurs

L'analyseur de réseaux à quatre coupleurs permet de mesurer simultanément les quatre grandeurs a_1 , a_2 , b_1 et b_2 grâce à un commutateur. Celui-ci permet de passer des mesures directes aux mesures inverses.

Suivant la position du commutateur, le dispositif sous test (DST) sera alimenté :

- Soit par l'accès 1 (position 1), l'accès 2 étant chargé sur 50Ω , ceci permet la mesure de S_{11} et de S_{21} .
- Soit par l'accès 2 (position 2), l'accès 1 étant chargé sur 50Ω , ceci permet la mesure de S_{22} et de S_{12} .

L'élément de base de l'analyseur de réseaux est le coupleur directif

7.2. Propriétés des coupleurs

Un coupleur directif est un octopôle (figure 5) qui permet de prélever une fraction de puissance hyperfréquence à partir d'une puissance donnée.

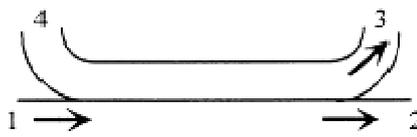


Figure 5 - Schéma du coupleur directif

Une onde pénétrant en 1 est transmise en 2 et en 3. Par contre, aucun signal ne ressort en 4. La fraction de l'onde qui est prélevée pour sortir en 3 correspond au couplage.

Un coupleur est caractérisé par son couplage de 1 vers 3 exprimé en décibels. Pour une onde circulant de 1 vers 2, on a :

$$C = -20 \times \log |S_{31}| = -10 \times \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right)$$

Le couplage est la grandeur par laquelle on désigne un coupleur. Par exemple :

- Un coupleur 10 dB permet de recueillir 1/10 de la puissance à l'accès 3.
 - Un coupleur 3 dB permet de recueillir la moitié de la puissance à l'accès 3.
- Par symétrie de fabrication, une onde pénétrant par l'accès 2 sort en 1 et 4. Aucun signal ne ressort en 3.

On a la relation suivante : $S_{31} = S_{42}$ et donc $C = -20 \times \log |S_{42}| = -10 \times \log \left(\frac{P_4}{P_2} \right)$

Un coupleur idéal possède les propriétés suivantes :

- Ses quatre accès sont adaptés : $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$
- L'onde qui est couplée vérifie la relation suivante : $|S_{31}| = |S_{13}| = |S_{24}| = |S_{42}|$
- L'onde qui n'est pas couplée se propage dans le guide principal sans affaiblissement (sans pertes) $|S_{12}| = |S_{21}| = |S_{34}| = |S_{43}|$ avec $|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$
- Aucune partie du signal introduit en 1 (ou 2) ne ressort en 4 (ou 3) : $S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23} = 0$

En réalité, un coupleur n'est pas parfait. Il n'est pas possible de le concevoir sans défaut surtout sur une large bande de fréquences. Il y aura des imperfections dues

- aux désadaptations des accès : $S_{ii} \neq 0$
- aux pertes dans le coupleur : $\forall j \sum_i |S_{ij}|^2 < 1$
- à l'isolation des différents accès : S_{41} ou S_{14} ou S_{32} ou $S_{23} \neq 0$

Un coupleur réel est caractérisé par son affaiblissement (ou pertes d'insertion) exprimé en décibels :

$$A = -20 \times \log |S_{21}| = -10 \times \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$$

Dans un coupleur parfait, il n'y a aucun transfert d'énergie entre 1 et 4 (ou 2 et 3). On a $S_{41} = S_{32} = 0$. En réalité, une partie du signal couplé part dans la mauvaise branche et l'isolation traduit le transfert d'énergie de 1 à 4 (ou de 2 à 3). L'isolation entre 1 et 4 est définie par :

$$I = -20 \times \log |S_{41}| = -10 \times \log \left(\frac{P_4}{P_1} \right)$$

La directivité compare les puissances P_3 et P_4 . C'est la différence entre le couplage et l'isolation :

$$D = I - C = 20 \times \log \left| \frac{S_{31}}{S_{41}} \right| = 10 \times \log \left(\frac{P_3}{P_4} \right)$$

La directivité traduit la qualité du coupleur. Par conséquent, un coupleur sera d'autant meilleur que sa directivité est élevée. Un coupleur parfait aura une directivité infinie.

7.3. Principe de la mesure

Un analyseur de réseaux est composé des éléments suivants

- Une **source** qui fournit un signal sinusoïdal hyperfréquence. En général, on utilise un synthétiseur comme source micro-onde pour avoir une grande précision et une bonne stabilité en fréquence. Dans ce cas, la plage de fréquence peut être explorée point par point.
- Un **ensemble de coupleurs diviseurs de puissance**. Les coupleurs sont utilisés pour effectuer la séparation des signaux incidents et réfléchis. La mesure des quatre paramètres S d'un quadripôle demande une inversion du DST. Dans la plupart des analyseurs, cette inversion n'est pas nécessaire car les constructeurs proposent "un tiroir paramètres S" comprenant en plus un dispositif de commutation pour éviter cette manœuvre.
- Un **voltmètre vectoriel**. C'est un récepteur qui effectue le traitement du signal nécessaire pour la mesure des rapports d'amplitude et de phase. Ces mesures sont possibles si l'on transpose le signal hyperfréquence en un signal basse fréquence de quelques dizaines de kHz. Cette translation de fréquence est réalisée en effectuant un ou plusieurs changements de fréquence. La détection d'amplitude et de phase est souvent réalisée à l'aide d'une détection synchrone.
- Un **dispositif de visualisation des résultats** qui permet l'affichage numérique des grandeurs mesurées et la présentation de graphes sur un écran. Les courbes peuvent être tracées en coordonnées cartésiennes ou en coordonnées polaires. Une présentation sur l'abaque de Smith est également possible. Des marqueurs permettent de connaître les valeurs d'un point particulier de la courbe.
- Un **micro-ordinateur**. Les appareils modernes possèdent un programme gérant les mesures et la présentation des résultats. Les erreurs systématiques sont corrigées. Des liaisons avec des traceurs et des logiciels hyperfréquences sont possibles.

Tous ces éléments peuvent être placés dans un seul coffret (*figures 6a*). Parfois, la source et le dispositif de mesure "paramètres S" sont dans des tiroirs séparés (*figure 6b*).



Figure 6 - Analyseurs de réseau vectoriels

7.4. Étalonnage de l'analyseur de réseaux

L'étalonnage est une procédure qui permet d'indiquer à l'analyseur les abscisses dans lesquelles on fait les mesures et de tenir compte des pertes ou des désadaptations de toute la chaîne de mesure.

La procédure d'étalonnage consiste à mesurer des éléments étalons connus appartenant à un kit d'étalonnage et à utiliser les résultats de ces mesures pour établir les caractéristiques du système de mesure (analyseur de réseaux). Elle doit être effectuée avant la mesure des circuits micro-ondes.

Un système de mesure parfait se caractériserait par une dynamique infinie, un isolement infini, une directivité infinie, aucune désadaptation d'impédance en aucune partie du montage et une courbe de réponse en fréquence plate.

Dans toutes les mesures hautes fréquences, il existe des erreurs de mesures qui sont dues au système et qui constituent l'incertitude de la valeur mesurée. Les erreurs de mesure dans les analyseurs de réseaux se divisent en erreurs systématiques, en erreurs aléatoires et en erreurs de dérive.

Différents éléments du montage tels que les interconnexions de câbles, les dispositifs séparateurs ajoutent des variations d'amplitude et de phase susceptibles d'occulter les véritables performances ou caractéristiques du dispositif à tester.

L'amélioration vectorielle de la précision aussi appelée étalonnage de la mesure (ou correction d'erreur) est une technique qui permet de simuler un système de mesure quasi parfait.

7.4.1. Les erreurs de mesure

Lors des mesures, trois types d'erreurs peuvent affecter la valeur des paramètres S :

- Les **erreurs systématiques** qui sont des erreurs reproductibles mesurables par le système. Ce sont des erreurs dues à des défauts d'adaptation d'impédance (désadaptation), à des fuites dans le montage de mesure et à des défauts d'isolement. Elles sont principalement dues aux imperfections de l'appareil de mesure, plus précisément aux coupleurs internes de l'analyseur de réseaux.
- Les **erreurs aléatoires** sont des variations de la grandeur mesurée dues à du bruit, au manque de reproductibilité des connexions et de stabilité des câbles.
- Les **erreurs de dérive** incluent les dérives en fréquence et en température et les autres variations physiques du montage entre le moment de l'étalonnage et celui de la mesure.

Parmi toutes ces erreurs, seules les erreurs systématiques pourront être prises en compte lors de l'étalonnage d'un analyseur de réseaux hétérodyne. Le système ne peut pas corriger les erreurs aléatoires ou de dérive qui ne sont pas reproductibles. Ces imperfections affectent à la fois les mesures en réflexion et en transmission.

7.4.2. Les méthodes d'étalonnage

Avant de mesurer les paramètres S, il faut définir le plan dans lequel la mesure sera effectuée, évaluer les erreurs systématiques et les corriger.

Quatre méthodes d'étalonnage sont souvent utilisées. Ce sont :

- a) La méthode, utilisant quatre étalons, appelée **SOLT** (Short, Open, Load ou Match, Thru).
- b) La méthode par auto-étalonnage appelée **TRL**, (Thru, Reflect, Line).
- c) La méthode appelée **LRM** (Line, Reflect, Match).
- d) La méthode appelée **LRL** (Line, Reflect, Line).

7.4.3. Étalonnage par la méthode SOLT

Pour calibrer l'analyseur de réseau on utilise des étalons de référence. L'étalonnage en réflexion s'effectue à l'accès 1, puis à l'accès 2 avec :

- un court-circuit (Short)
- un circuit-ouvert (Open)
- une charge adaptée (Load ou Match)

L'étalonnage en transmission s'effectue entre les accès 1 et 2 à l'aide d'une liaison directe (Thru) à la place du DST.

7.4.4. Étalonnage par la méthode TRL

Le principe de la méthode TRL repose sur la mesure de deux quadripôles et d'une charge présentant un facteur de réflexion élevé. On effectue les trois opérations suivantes :

- On connecte directement les accès 1 et 2 (Thru).
- On connecte aux accès 1 et 2 un élément identique ayant un fort coefficient de réflexion (Reflect) : un court-circuit par exemple. La valeur du facteur de réflexion de cette charge n'a pas besoin d'être connue.
- On relie les deux accès avec une ligne de transmission de longueur arbitraire et inconnue (Line).

L'ensemble de ces mesures permet de déterminer le modèle d'erreurs de l'analyseur de réseaux.

7.4.5. Étalonnage par la méthode LRM

C'est la même approche que la méthode TRL mais les trois standards utilisés sont une ligne (Line), un court-circuit (Reflect) et une charge adaptée (Match).

7.4.6. Étalonnage par la méthode LRL

Très proche de la méthode TRL, elle nécessite trois standards : deux lignes de longueurs différentes (Line) et un élément ayant un fort facteur de réflexion (Reflect).

7.4.7. Comparaison des différentes méthodes

La méthode SOLT, souvent utilisée, nécessite des étalons connus avec précision.

La méthode TRL n'a pas besoin de charge adaptée. C'est une méthode très performante car elle permet de minimiser le nombre de charges étalons : le seul élément de référence utilisée est une ligne de longueur approximativement connue. L'impédance caractéristique de cette ligne définit l'impédance de référence du système. La longueur de la ligne et la valeur du facteur de réflexion de la charge (Reflect) n'ont pas besoin d'être connues. Par contre, cette méthode permet de connaître très précisément leurs valeurs. C'est pour cette raison qu'elle est dite méthode **d'auto-étalonnage**. Le déphasage apporté par la ligne ne doit pas dépasser 180° , aux fréquences élevées de la gamme de mesure et doit être inférieur à 20° , aux fréquences basses pour avoir une précision suffisante. La méthode TRL est souvent utilisée pour des mesures sur lignes micro-rubans ou coplanaires car elle utilise des standards plus facilement réalisables que ceux de la méthode SOLT.

Les méthodes LRM et LRL sont souvent utilisées pour des mesures utilisant des sondes hyperfréquences (mesures sous-pointes).

7.4.8. Vérification de l'étalonnage

La vérification de l'étalonnage s'effectue en mesurant des composants connus mais différents de ceux utilisés lors de l'étalonnage. On peut par exemple mesurer des atténuateurs, des lignes de transmission, des courts circuits décalés...Il ne faut jamais négliger la procédure d'étalonnage car la précision des mesures en dépend.

8. Manipulation Pratique

L'objectif de ce TP est de se familiariser avec les analyseurs de réseaux vectoriels et avec la notion de matrice S.

Les câbles de mesure et les connecteurs sont à manipuler avec **douceur**. Une torsion trop importante d'un câble, ou le vissage trop énergique (ou en biais) d'un connecteur risque de détériorer le matériel et de compromettre vos résultats finaux ou ceux d'utilisateurs futurs. Il est rappelé qu'un connecteur coûte plusieurs centaines d'euros et un câble de mesure plusieurs milliers.

Après une prise en main de l'analyseur de réseaux. Il faudra réaliser l'étalonnage de l'analyseur. Cette étape doit être particulièrement soignée afin que les mesures ultérieures ne soient pas erronées.

Il faudra par la suite choisir parmi l'ensemble des multipôles disponibles plusieurs dispositifs dont il faudra mesurer les paramètres S.

Les multipôles passifs disponibles sont les suivants : coupleurs, cavités , atténuateurs, tés E ou H, filtres, circulateurs, etc....

Le but de ce TP est de déterminer, de la manière la plus précise possible, la fonction de chaque multipôle mesuré. L'interprétation des résultats de mesure des paramètres S est plus importante que leur simple valeur.