Banc de mesures hyperfréquence des coefficients de réflexion et de transmission

M. Fitaire

► To cite this version:

M. Fitaire. Banc de mesures hyperfréquence des coefficients de réflexion et de transmission. Revue de Physique Appliquée, 1968, 3 (1), pp.27-32. 10.1051/rphysap:019680030102700 . jpa-00242817

HAL Id: jpa-00242817

<https://hal.science/jpa-00242817>

Submitted on 1 Jan 1968

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

BANC DE MESURES HYPERFRÉQUENCE DES COEFFICIENTS DE RÉFLEXION ET DE TRANSMISSION

Par M. FITAIRE,

Laboratoire de Physique des Plasmas (associé au C.N.R.S.), Faculté des Sciences, 91-Orsay.

(Reçu le 24 novembre 1967.)

Résumé. — Un banc de mesures électriques en très haute fréquence permettant la mesure simultanée des coefficients complexes de transmission et de réflexion d'une charge a été mis au point et est décrit dans cet article. Trois coupleurs directifs sont associés à quelques éléments de circuits pour donner un dispositif simple de mesures. Les possibilités d'un tel banc sont déterminées et un exemple de réalisation en est par ailleurs donné.

Abstract. — We describe a high frequency impedance bridge providing simultaneous measurements of the complex transmission and reflexion coefficients. Three directional couplers and some standard devices are associated to give a simple measuring apparatus. The measurement limits are given and an example of construction is shown.

I. Introduction. — Il est courant dans le domaine d'utilisation des ondes électromagnétiques de très haute fréquence d'avoir à mesurer les propriétés électriques d'une charge — *a priori* quelconque — c'est-à-dire ses caractéristiques de transmission et de réflexion de l'onde utilisée. De nombreux dispositifs ont été mis au point [1] dans ce sens; cependant, la mesure simultanée de ces caractéristiques aussi bien en amplitude qu'en phase est difficile. Nous proposons un banc d'impédances à trois coupleurs directifs dont l'usage est simple et qui permet, dans certaines limites que nous déterminerons, des mesures précises des propriétés électriques d'une charge électriquement symétrique.

II. Principe de fonctionnement. — Un coupleur directif à 3 dB permet [2] de mesurer simultanément l'amplitude et la phase des signaux réfléchis et transmis par une charge inconnue. Supposons en effet que l'on injecte un signal I_1 dans le bras 1 d'un tel coupleur (fig. 1), le bras 4 étant fermé sur son impédance caractéristique ($I_4 = 0$) et les bras 2 et 3 débitant symétriquement sur une charge Z caractérisée par :

$$\begin{aligned} I_2 &= \Gamma_2 T_2 + \Gamma_{32} T_3 \\ I_3 &= \Gamma_3 T_3 + \Gamma_{23} T_2 \end{aligned} \quad (1)$$

Γ_2 et Γ_3 étant les coefficients de réflexion de la charge du côté du bras 2 et du bras 3, Γ_{23} et Γ_{32} les coefficients de transmission respectivement du bras 2 vers le bras 3 et du bras 3 vers le bras 2.

FIG. 1. — Schéma d'utilisation du coupleur 3 dB.

La matrice d'un tel coupleur, supposé de directivité infinie, est égale à :

$$[T] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{\frac{c-1}{c}} & -\frac{j}{\sqrt{c}} & 0 \\ \sqrt{\frac{c-1}{c}} & 0 & 0 & -\frac{j}{\sqrt{c}} \\ -\frac{j}{\sqrt{c}} & 0 & 0 & \sqrt{\frac{c-1}{c}} \\ 0 & -\frac{j}{\sqrt{c}} & \sqrt{\frac{c-1}{c}} & 0 \end{bmatrix} \times [I] \quad (2)$$

avec $c = 2$ (coupleur 3 dB).

FIG. 2. — Schéma du banc à trois coupleurs.

1 et 2 : Atténuateurs étalonnés ; 3, 4, 5 et 6 : Isolateurs ; 7 et 8 : Lignes de mesures.

Les composantes de $[T]$ sont donc données par :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{I_2}{\sqrt{2}} - j \frac{I_3}{\sqrt{2}} \\ T_2 &= \frac{I_1}{\sqrt{2}} \\ T_3 &= -j \frac{I_1}{\sqrt{2}} \\ T_4 &= -j \frac{I_2}{\sqrt{2}} + \frac{I_3}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3)$$

c'est-à-dire, en tenant compte de (1) :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{2} [(\Gamma_2 - \Gamma_3) - j(\Gamma_{32} + \Gamma_{23})] \\ T_4 &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{23} - \Gamma_{32}) - j(\Gamma_2 + \Gamma_3)]. \end{aligned} \quad (4)$$

On remarque que pour ⁽¹⁾ $\Gamma_2 = \Gamma_3 = \Gamma_R$ et $\Gamma_{23} = \Gamma_{32} = \Gamma_T$, (4) s'écrit :

$$\begin{aligned} T_1 &= -j\Gamma_T I_1 \\ T_4 &= -j\Gamma_R I_1. \end{aligned} \quad (5)$$

L'énergie réfléchiée par la charge passe donc entièrement dans le bras 4, celle qui est ni réfléchiée ni absorbée revient dans le bras 1 où existe de ce fait un système d'ondes stationnaires dont le taux est déterminé par le module de Γ_T et la position par la partie imaginaire de Γ_T (déphasage subi par l'onde en traversant la charge); quant à $|\Gamma_R|$, on le détermine en mesurant le niveau de puissance reçu par un récepteur adapté.

Ce simple coupleur ne donne pas l'angle du coefficient de réflexion de la charge et il est mal adapté à la mesure de Γ_T dans le cas de fortes absorptions ou réflexions : le taux d'ondes stationnaires dans le bras 1 est alors trop faible. Un montage un peu plus complet

permet de lever cette difficulté : trois coupleurs directs C_1 , C_2 et C_3 sont montés ainsi qu'il est indiqué sur la figure 2, C_3 étant le coupleur 3 dB précédent, c_1 , c_2 et c_3 leurs coefficients de couplage ($c_3 = 2$).

En appelant $P_i(n)_p$ et $P_r(n)_p$ les puissances incidentes (de gauche à droite sur la figure 2) et réfléchies (de droite à gauche) dans le bras n du coupleur p , on a successivement, pour $P_i(1)_1 = 1$:

$$\begin{aligned} P_i(2)_1 &= 1 - \frac{1}{c_1} \\ P_i(3)_1 &= \frac{1}{c_1} \\ P_i(2)_2 &= \left(1 - \frac{1}{c_1}\right) \left(1 - \frac{1}{c_2}\right) \\ P_i(3)_2 &= \left(1 - \frac{1}{c_1}\right) \frac{1}{c_2} \\ P_r(2)_2 &= \left(1 - \frac{1}{c_1}\right) \frac{1}{c_2} |\Gamma_R|^2 \\ P_r(3)_2 &= \left(1 - \frac{1}{c_1}\right) \frac{1}{c_2} |\Gamma_T|^2 \\ P_r(4)_2 &= \left(1 - \frac{1}{c_1}\right) \frac{1}{c_2} \left(1 - \frac{1}{c_2}\right) |\Gamma_T|^2. \end{aligned}$$

L'atténuateur [2] ayant un coefficient d'atténuation a_2 , le taux d'ondes stationnaires sera infini au niveau de [8] si :

$$a_2 \left(1 - \frac{1}{c_1}\right) \left(1 - \frac{1}{c_2}\right) = \left(1 - \frac{1}{c_1}\right) \frac{1}{c_2} |\Gamma_R|^2.$$

En choisissant $c_2 = 2$ (coupleur 3 dB), cette expression se réduit à :

$$a_2 = |\Gamma_R|^2. \quad (6)$$

De même, le taux d'ondes stationnaires sera infini au niveau de [7] si :

$$\frac{a_1}{c_1} = \left(1 - \frac{1}{c_1}\right) \frac{|\Gamma_T|^2}{4}.$$

⁽¹⁾ Il est toujours possible de se ramener à ce cas en utilisant dans les bras 2 et 3 un déphaseur et deux atténuateurs [1].

En choisissant $c_1 = 5$ (coupleur 7 dB) :

$$a_1 = |\Gamma_T|^2. \quad (7)$$

La lecture des atténuateurs [1] et [2] donne alors (généralement en décibels) le rapport entre la puissance incidente sur la charge et, successivement, la puissance transmise et la puissance réfléchie par cette charge; en outre, les systèmes d'ondes stationnaires établis en [7] et en [8] ont des minima (nuls) dont la position dépend, respectivement, du déphasage subi par l'onde à la traversée de la charge et de l'angle de réflexion de celle-ci.

On remarquera que ce procédé de mesure est précis puisqu'il s'agit d'obtenir une lecture nulle en [7] et [8] en jouant sur les atténuateurs [1] et [2] ainsi que sur la position des lignes de mesures; l'antenne de chacune d'entre elles peut être complètement enfoncée, les erreurs ainsi introduites étant tout à fait négligeables puisque les pointés se font uniquement sur les minima. Ceci contribue, en particulier, à la bonne précision du banc et à sa sensibilité.

III. Causes de perturbation des mesures. Choix des composants du banc. — Les différents éléments qui entrent dans la composition du banc n'ont évidemment pas les caractéristiques idéales que nous leur avons supposées; il y a lieu de tenir compte, en particulier, de l'imprécision sur la valeur des coefficients de couplage, de la directivité finie des coupleurs ainsi que de l'influence d'isolateurs nécessairement imparfaits.

1. IMPRÉCISIONS DE COUPLAGE. — Le calcul de T_1 et T_4 pour un coupleur isolé (fig. 1) dont c est le coefficient de couplage donne, en utilisant (2) :

$$T_1 = \frac{1}{c} [(c-2) \Gamma_R - 2j\sqrt{c-1} \Gamma_T] I_1$$

$$T_4 = \frac{1}{c} [(c-2) \Gamma_T - 2j\sqrt{c-1} \Gamma_R] I_1.$$

Nous supposons que ce couplage n'est pas exactement égal à 2 pour tenir compte de l'imprécision d'usinage, et écrirons que pour c_3 :

$$c_3 = 2 \pm \varepsilon.$$

Dans ces conditions, on obtient, aux termes d'ordre supérieur à ε près, que :

$$(T_4)_3 \approx \frac{1}{2} [\pm \varepsilon \Gamma_R - 2j \Gamma_T] (I_4)_3 \quad (8)$$

$$(T_1)_3 \approx \frac{1}{2} [\pm \varepsilon \Gamma_T - 2j \Gamma_R] (I_4)_3 \quad (9)$$

$(T_4)_3$ et $(T_1)_3$ étant les signaux transmis dans les bras 4 et 1 du coupleur 3.

On peut par ailleurs montrer la relation suivante :

$$(T_4)_2 = -j \frac{\sqrt{c_2-1}}{2c_2} [\pm \varepsilon \Gamma_R - 2j \Gamma_T] (I_1)_2.$$

Si on a $c_2 = 2 \pm \varepsilon'$, on remarque que cette imprécision de couplage de C_2 a une influence négligeable sur la mesure à la condition que $\varepsilon' \ll 1$ et qu'alors :

$$(T_4)_2 = -\frac{j}{4} [\pm \varepsilon \Gamma_R - 2j \Gamma_T] (I_1)_2. \quad (10)$$

Avec un coupleur pour lequel on a $3 \pm 0,1$ dB, ε sera de l'ordre de 4×10^{-2} .

La précision de couplage de C_1 est moins importante que celle de C_2 et C_3 . A défaut d'utiliser un couplage de 7 dB, on choisira une valeur inférieure, la différence d'amplitude injectée dans le bras $(3)_1$, par rapport au cas idéal, pouvant être compensée à l'aide de l'atténuateur [1].

2. DIRECTIVITÉ FINIE DES COUPLEURS. — Soient D_1 , D_2 et D_3 les directivités des coupleurs C_1 , C_2 et C_3 . Le couplage entre les bras $(1)_1$ et $(4)_1$ est sans incidence sur le fonctionnement du banc; il n'en est pas de même, *a priori*, du couplage entre $(2)_1$ et $(3)_1$, $(1)_2$ et $(4)_2$, $(3)_2$ et $(2)_2$ ainsi que de $(4)_3$ et $(1)_3$.

On a respectivement, entre les signaux dérivés (dus à la directivité finie) et les signaux normalement couplés dans ces bras, les rapports suivants (fig. 3) :

$$\begin{aligned} (D_1 + 7) \text{ dB} \\ (D_2 - 3) \text{ dB} \\ (D_2 + 3) \text{ dB} \\ (D_3 + 3) \text{ dB} \end{aligned} \quad (11)$$

en faisant dans chaque cas l'hypothèse la plus défavorable que la charge utilisée est soit complètement transparente, soit complètement réfléchissante.

On remarque qu'il y a lieu d'utiliser en C_2 un coupleur ayant une directivité aussi bonne que pos-

FIG. 3. — Couplages parasites dus à la directivité finie des coupleurs.

sible (plus de 40 dB pour des coupleurs longs à plusieurs trous de couplage).

Par ailleurs, en ce qui concerne le coupleur C_3 , la directivité finie introduit des erreurs dans l'application du principe même de mesure; en reprenant sa matrice de transfert avec D finie, on peut montrer que $(T_4)_3$ et $(T_1)_3$ sont donnés par :

$$(T_4)_3 \neq -[j\Gamma_T + \mu\Gamma_R] (I_4)_3 \quad (12)$$

$$(T_1)_3 \neq -\left[j\Gamma_R + \mu\Gamma_T + j\frac{\mu}{2}\right] (I_4)_3 \quad (13)$$

où μ est la valeur la plus grande de $\Gamma_T/\sqrt{2D}$ ou $\Gamma_R/\sqrt{2D}$; avec un coupleur dont la directivité est 40 dB, on a $\mu \leq 10^{-3}$.

3. ISOLATEURS. — Ils ne sont pas complètement adaptés, ni sans pertes dans le sens direct, ni entièrement absorbants dans le sens inverse. Pour en voir les conséquences sur $(T_4)_2$, reprenons l'expression de la matrice de transfert du coupleur C_2 en tenant compte de ce que :

$$\begin{aligned} (I_2)_2 &= \rho(T_2)_2 \\ (I_3)_2 &= -j\Gamma_T(T_3)_2 \\ (I_4)_2 &= \rho'(T_4)_2 \end{aligned}$$

où ρ et ρ' sont les coefficients de réflexion des lignes [5] et [3] et Γ_T le coefficient de transmission de la charge à mesurer. Il est facile de voir que, dans ces conditions :

$$(T_4)_2 = -\frac{\Gamma_T + j\rho}{2 - (\Gamma_T - \rho)\rho'} (I_1)_2. \quad (14)$$

On remarque immédiatement que les valeurs de Γ_T mesurables sont bornées inférieurement par ρ ; ainsi, si les lignes ont un T.O.S. = 1,2, il faut avoir $|\Gamma_T| \geq 9 \times 10^{-2}$ ou, si l'on préfère, une absorption et une réflexion nettement inférieures à environ 20 dB pour que la mesure ait alors un sens.

Il y a donc lieu d'adapter soigneusement les isolateurs ainsi d'ailleurs que d'éventuelles désadaptations des coupleurs eux-mêmes pour lesquels le problème se pose de la même manière.

La faible atténuation qui est introduite lors du passage de l'onde dans le sens direct des isolateurs a une influence négligeable puisque chacun des signaux à comparer a traversé l'un d'entre eux dans ce sens (par exemple ceux que l'on étudie en [7] ont traversé [3] et [4]); c'est d'ailleurs la seule raison qui justifie l'utilisation de [3] qui n'est pas autrement indispensable.

L'atténuation finie dans le sens inverse a plus d'importance en ce qui concerne [4], [5] et [6]; supposons maintenant que les isolateurs aient été complètement adaptés; soit β le rapport de l'amplitude des signaux à l'entrée et à la sortie dans le sens inverse de [5] ou [6] que nous supposons identiques et α ce même rapport pour [4]. On utilisera encore la

matrice de transfert du coupleur C_2 et les relations suivantes qui tiennent compte de ce que α et β ne sont pas nuls (Γ_T et Γ_R étant encore les coefficients de transmission et de réflexion de la charge) :

$$j(I_3)_2 = \Gamma_T(T_3)_2 + \beta\Gamma_R(T_2)_2$$

$$j(I_2)_2 = \beta\Gamma_R(T_3)_2 + \beta^2\Gamma_T(T_2)_2$$

$$j(I_4)_2 = \frac{\alpha}{2} (I_2)_2.$$

L'écriture de cette dernière expression suppose, pour simplifier, que les longueurs électriques des bras entre C_1 et C_2 sont égales. Le calcul de $(T_4)_2$ en fonction de $(I_1)_2$ donne alors :

$$\begin{aligned} (T_4)_2 &= -\frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{\alpha}{2} + \beta^2 - \frac{\alpha\beta^2}{2} \right) \Gamma_T - j\alpha\beta\Gamma_R \right] (I_1)_2. \end{aligned} \quad (15)$$

Ceci montre qu'il faut choisir pour [4] un isolateur ayant une atténuation inverse bien meilleure que celle de [5] ou [6] : on prendra par exemple respectivement des atténuations inverses de 40 dB ($\alpha = 10^{-2}$) et 20 dB ($\beta = 10^{-1}$).

Dans ces conditions, les erreurs de phase ainsi introduites sont nulles, et avec les lignes qui ont été choisies l'erreur sur $|\Gamma|$ est de l'ordre de 2 %.

4. DOMAINE DE MESURES DE Γ_T ET Γ_R . — Des différentes causes d'erreurs possibles que nous venons de rencontrer, ce sont celles dues aux isolateurs qui sont les plus faciles à éviter. Les effets de l'imprécision de couplage, de la directivité finie des coupleurs et des désadaptations des composants limitent les mesures du

FIG. 4. — Domaines de mesures de Γ_T et Γ_R .

côté des faibles valeurs de Γ_T et Γ_R [(9), (10), (12), (13) et (14)]; ces mesures seront d'autant moins perturbées que les inégalités suivantes :

$$\frac{\varepsilon}{2} |\Gamma_R| \ll |\Gamma|$$

$$\frac{\mu}{2} + \mu |\Gamma_T| \ll |\Gamma_R|$$

seront mieux respectées et les T.O.S. parasites plus faibles. Ces conditions peuvent être résumées sur un diagramme où l'abscisse et l'ordonnée représentent respectivement l'atténuation introduite en [2] et en [1] pour avoir un T.O.S. infini en [8] et en [7]; le domaine ainsi déterminé fixe les valeurs d'atténuation mesurées pour lesquelles les erreurs introduites sont négligeables à la condition que l'on se tienne assez loin des limites elles-mêmes de ce domaine ⁽²⁾. On remarquera que dans certains cas l'effet des désadaptations est prépondérant.

5. CHOIX DES COMPOSANTS DU BANC. — Les conséquences de cette étude des erreurs de mesures sur le choix des composants du banc sont résumées par le tableau I. On y remarque l'importance de l'adaptation de ces composants et du choix de C_3 .

⁽²⁾ D'après la définition même de Γ_T et Γ_R , toutes les valeurs de ces grandeurs ne sont pas simultanément possibles ; ainsi, on ne pourra avoir à la fois $|\Gamma_R| = 1$ et $|\Gamma_T| = 1$. Certaines zones du diagramme n'ont donc aucune réalité physique.

IV. Mise au point du banc. Exemple de réalisation.

— Après avoir choisi des composants ayant des caractéristiques satisfaisant aux critères précédents et adapté chacun d'entre eux comme nécessaire, il y a lieu de s'assurer du bon fonctionnement de l'ensemble. On procède pour cela de la façon suivante :

1) Le bras $(2)_2$ est fermé sur son impédance caractéristique et le bras $(2)_2$ sur un court-circuit mobile; on relève à l'aide de [7] les positions successives d'un minimum de T.O.S. en fonction des déplacements du court-circuit, en corrigeant éventuellement l'atténuateur [1] pour que ce T.O.S. reste toujours infini.

Si les différents éléments à gauche de C_2 , et C_2 , ont les caractéristiques attendues, on doit obtenir une loi de variations linéaires en fonction de la position du court-circuit et une valeur d'atténuation en [1] constante. S'il n'en est pas ainsi, c'est très généralement que l'adaptation des éléments est insuffisante et donc à améliorer.

2) On monte le banc dans son ensemble et la charge Z est successivement remplacée par :

a) Un *déphaseur* pour lequel une absorption et un T.O.S. faibles sont indispensables; on trace, en fonction du déphasage ainsi introduit, le décalage de position de la ligne ($\lambda_g/2$ pour 360°). Si le banc était parfait, on observerait une loi de variations linéaires; en fait, on obtient généralement une courbe se rapprochant d'autant mieux de la droite idéale que l'ensemble est mieux adapté. On devrait de même observer que la valeur de [1] nécessaire pour maintenir un T.O.S. infini en [7] est constante.

TABLEAU I

CHOIX DES COMPOSANTS DU BANC

COUPLEURS	DIRECTIVITÉ	PRÉCISION COUPLAGE	ADAPTATION
—	—	—	—
C_1	+	≤ 7 dB	++
C_2	++	++	+++
C_3	+++	+++	+++
ISOLATEURS	ATTÉNUATION DIRECTE	ATTÉNUATION INVERSE	ADAPTATION
—	—	—	—
3	+	+	++
4	+	+++	+++
5	+	++	+++
6	+	++	+++

+++ Très bonne ; ++ Bonne ; + Assez bonne.

FIG. 5. — Décalage de la position d'un minimum d'ondes stationnaires et atténuation pour que le T.O.S. soit infini en [7], en fonction du déphasage introduit en Z.

FIG. 6. — Atténuation A_1 de [1] en fonction de la valeur Att introduite en Z pour que le T.O.S. soit infini en [7].

b) *Un atténuateur étalonné*, pour lequel un faible T.O.S. est indispensable; les lectures de l'atténuation nécessaire en [1] pour obtenir un T.O.S. infini en [7] doivent être une fonction linéaire de pente unité de l'atténuation introduite; on observe très généralement que :

- La pente est égale à 1 jusqu'à des valeurs d'atténuation suffisamment élevées pour que les effets parasites dus aux désadaptations et aux directivités finies des coupleurs commencent à jouer un rôle;
- L'ordonnée à l'origine n'est pas nulle; ceci est causé par les imprécisions d'usinage du coupleur 7 dB, les atténuations directes de [3] et [4] qui ne sont pas exactement les mêmes, les atténuations dans les circuits de propagation et l'atténuation résiduelle de l'atténuateur utilisé.

c) *Un élément réfléchissant* dont les caractéristiques électriques sont connues, tel qu'une tige métallique. On trace — par exemple sur un diagramme de Smith — les résultats obtenus au banc et on les compare aux valeurs théoriques et expérimentales d'un tel élément.

Un banc réalisé avec du guide de la bande X (10 000 MHz) donne les résultats indiqués sur les figures 5 et 6; celles-ci peuvent servir de courbes d'étalonnage, ainsi les lectures de position se faisant au dixième de millimètre près et la longueur d'onde dans le guide étant de l'ordre de 40 mm, les mesures de phase seront faites avec une précision meilleure que 2°. Il est clair sur ces figures que l'adaptation des différents composants du banc est imparfaite.

Remerciements. — MM. H. Milleon et J. Marec ont contribué à la mise au point expérimentale de ce banc, qu'ils en soient vivement remerciés.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] GINZTON (E. L.), Microwave measurements, McGraw-Hill, 1957.
- [2] FITAIRE (M.), C. R. Acad. Sc. Paris, 1966, 262-535.