

وزارة التعليم العالي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du Diplôme d'Ingenieur d'État

THÈME

**LE COUPLEUR DIRECTIF
ET SES APPLICATIONS**



Proposé par :

Mr. TRABELSI

Etudié par :

MM. SADAOUI LIES
NACER AZZEDDINE

Dirigé par :

Mr. TRABELSI

PROMOTION : JANVIER 1986

حَسْبُكَ اللَّهُ الرَّحْمَنُ الرَّحِيمُ

« وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ »

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

- . A mes parents pour les sacrifices et toute la patience qu'ils m'ont jamais cessé de témoigner à mon égard.
- . A mes frères & soeurs.
- . A mes amis.
- . A tous ceux qui se devouent dans la sincérité et la modestie à l'édification de notre pays et la concrétisation d'une société saine, équilibrée et prospère.
- . A tous ceux qui ne tolèrent vivre que dans l'intégrité et le respect de leur personnalité musulmane et Algérienne.....

Je dedie ce modeste travail

SADAoui Lies

Sublime créateur de la splendeur universelle distillé la lumière du savoir à ceux parmi les humains qui le méritent par leur générosité, leur amour de la justice et de l'idéal communautaire.

Puisse dieu....

Par sa grâce, veiller envers tous ceux qui nous sont chers par nos pensées et en particulier;

A mes parents pour leurs sacrifices qui ont assuré mon départ dont les prières m'ont tout d'abord guidé vers la vocation religieuse et ils m'ont appris le sens de l'honnêteté.

- . A mes soeurs pour leur précieuse affection et soutien moral.
- . A mes professeurs qui ont su me guider dans l'acquisition de mes connaissances. ~~avec un dévouement sans lequel, je ne saurais y prétendre.~~
- . A mes amis pour leurs sincères et constants encouragements durant mes études.
- . Et enfin à mon beau pays à qui je dois beaucoup.

Je dedie ce modeste travail

NACER Azzedine

REMERCIEMENTS

. Nous tenons à remercier, tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail, et plus particulièrement notre promoteur Mr. TRABELSI qui a suivi cette étude nous éclairant sur maints détails et surtout sur l'esprit de recherche et la méthode de travail propre à tout véritable ingénieur.

Merci, enfin aux enseignants qui, d'années en années, de semestres en semestres nous ont fait don de leur savoir précieux, en sachant gagner notre sympathie et notre profonde reconnaissance.

TABLE DES MATIERES

I) - <u>INTRODUCTION</u> :	-----	1
II) - <u>THEORIE GENERALE DES MULTIPLES</u>	-----	2
II-1 : MATRICES CARACTERISTIQUES		
II-2 : PROPRIETES GENERALES		
II-3 : GRAPHE DE PLUENCE.		
III) - <u>OCTOPOLES - COUPLEUR DIRECTIF</u>	-----	11
III-1 : DEFINITION D'UN COUPLEUR DIRECTIF IDEAL.		
III-2 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.		
III-3 : MATRICE (S) D'UN COUPLEUR DIRECTIF IDEAL.		
III-4 : COUPLEUR DIRECTIF REEL		
III-5 : TYPES DE COUPLEURS DIRECTIFS.		
IV) <u>APPLICATIONS DU COUPLEUR DIRECTIF</u>	-----	26
(PARTIE THEORIQUE)		
IV-1 : REFLECTOMETRE		
IV-2 : MESURE D'IMPEDANCE.		
IV-3 : ANALYSEUR DE RESEAU.		
V) - <u>APPLICATION DU COUPLEUR DIRECTIF</u>	-----	32
(PARTIE EXPERIMENTALE)		
V-1 : METHODES DE MESURE DES PARAMETRES S_{ij} DES QUADRIPOLES.		
V-2 : MESURE DU COEFFICIENT DE REFLEXION A L'AILE DE 2 COUPLEURS.		
V-3 : (PROGRAMME DE CALCUL D'UNE IMPEDANCE INCONNUE)		
(PROGRAMME D'EVALUATION D'ERREUR)		
V-4 : ANALYSEUR DE RESEAU.		
VI) - <u>LIGNE DE MESURE</u>		
(PROGRAMME DE CALCUL D'UNE IMPEDANCE INCONNUE)		
- (PROGRAMME DE TRACE DE LA VARIATION DE TENSION LE LONG DE LA LIGNE)		
- (SIMULATION PAR PROGRAMME D'UNE LIGNE DE MESURE)		
VII) - <u>CONCLUSION GENERALE.</u>	-----	67

I) - INTRODUCTION

Dans les systèmes micro-ondes, il est souvent nécessaire d'évaluer la puissance transportée par une ligne de transmission, celle qui relie un émetteur à l'antenne par exemple. La mesure de cette puissance peut se faire dans une ligne dérivée sans perturbation de la transmission et au niveau le plus adéquat au dispositif de mesure choisi. Pour cela on utilise des coupleurs directifs qui dérivent une fraction faible et fixe de la puissance transportée.

L'objet de notre thèse est d'étudier les coupleurs directifs et leurs applications.

Notre étude s'est portée sur les coupleurs directifs en guides d'ondes, rectangulaires disponibles au laboratoire hyperfréquences du département.

Comme application, nous avons mis en place deux bancs de mesure servant de manipulations dans le futur :

- 1) - Mesure du coefficient de réflexion d'une charge adaptés
- 2) - Mesure des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle.

Enfin, une étude ^{superficielle} sur le banc utilisant la ligne de mesure a été faite en parallèle, dans le but de comparer les deux techniques de mesure.



II. THEORIE GENERALE DES MULTIPÔLES

Les multipôles sont des dispositifs qui jouent le rôle d'éléments de circuit en ondes guidées. En général, par ce multipôle émergent "n" lignes ou guides.

Leur fonctionnement physique sera décrit dans divers conditions d'utilisation par des matrices caractéristiques dont la priorité sera donnée par la matrice de transmission. Cette matrice groupe des éléments qui ont un sens physique bien précis en hyperfréquences. Dans tout ce qui suit, nous considérons uniquement des multipôles passifs (ne contenant pas de source d'énergie).

II. I. MATRICES CARACTERISTIQUES

2.1.1. INTRODUCTION /

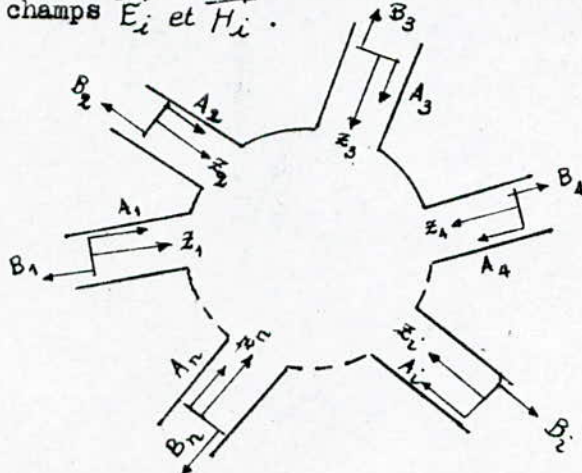
Considérons un certain nombre de lignes de transmission ou de guides d'ondes qui concourent vers une même région pour former une jonction. Sur chaque ligne ou guide on choisit un plan de référence qui est un plan de section de droite. L'espace défini par la jonction et les portions de lignes ou de guides délimités par les plans de référence constitue le multipôle (fig. 2.1.1.)

Le cas habituel est celui des multipôles qui ont des bras en guides rectangulaires identiques ; et qui seront parcourus par un seul mode bien déterminé.

Pour que le mode propagé ne soit pas affecté d'ondes évanescentes, on choisit les plans de référence assez loin de la jonction. De plus ces plans vont servir d'origines de coordonnées longitudinales

($z_i = 0$ à la position P_i)

L'étude générale des propriétés va s'effectuer en considérant les ondes dans les "n" guides comme la figure (2.1.1.) l'indique. Les ondes incidentes et émergentes seront respectivement notées auxquelles on fait correspondre les champs \vec{E}_i et \vec{H}_i .



(fig. 2.1.1.): Multipôle

PUISSANCE TRANSPORTEE DANS UN GUIDE.

La puissance hyperfréquence est transportée par les ondes électromagnétiques guidées, à travers une section droite d'un guide donné, la puissance moyenne est la partie réelle du flux du vecteur de Poynting

$$\bar{P} = \Re \left(\frac{1}{2} \iint_{(S)} (\vec{E} \wedge \vec{H}^*) \cdot \vec{ds} \right) \quad \text{soit} \quad \bar{P} = \Re \left(\frac{1}{2} \iint_{(S)} (\vec{E}_T \wedge \vec{H}_T^*) \cdot \vec{ds} \right)$$

Comme l'impédance d'onde est réelle alors les champs \vec{E}_T et \vec{H}_T sont en phase.

Définissons la notion d'onde unité transportant une puissance connue. soient \vec{e}_T et \vec{h}_T les ondes unités.

Par définition on a :
$$P = \frac{1}{2} \iint_{(S)} (\vec{e}_T \wedge \vec{h}_T^*) \cdot \vec{ds} = \frac{1}{2} \text{ Watt} \quad (2.1.1.)$$

Il y a lieu maintenant de rapporter toute onde d'un même mode à cette onde unité. Une onde quelconque de même mode sera définie par son amplitude par rapport à l'unité :

Pour le mode TM : $\vec{E}_T = A \vec{e}_T$; $\vec{E}_z = A \vec{e}_z$

Pour le mode TE : $\vec{H}_T = A \vec{h}_T$; $\vec{H}_z = A \vec{h}_z$

La puissance transportée par une onde incidente est : $P = \frac{1}{2} A \cdot A^* = \frac{1}{2} |A|^2$
De même la puissance réfléchie transportée par l'onde réfléchie est :

$$\bar{P} = \frac{1}{2} B \cdot B^* = \frac{1}{2} |B|^2 \quad (2.1.2.)$$

2.1.2.....MATRICE DE TRANSMISSION

C'est une matrice qui est tirée à partir d'un système d'équations linéaires liant les ondes émergentes aux ondes entrantes.

La linéarité des équations de Maxwell pour un milieu supposé linéaire nous permet d'appliquer le principe de superposition (c.a.d. une onde émergente est la somme de toutes les ondes entrantes affectées des coefficients) .

$$(2.1.3.) \quad B_i = S_{i1} A_1 + S_{i2} A_2 + \dots + S_{ii} A_i + \dots + S_{in} A_n$$

En variant i de 1 à n , on obtient un système de (n) équations :

$$(2.1.4) \quad \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \vdots \\ B_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_n \end{pmatrix}$$

soit sous forme matricielle :

$$(2.1.5) \quad [B] = [S][A]$$

La matrice de transmission (S) est aussi appelée matrice de diffraction, de dispersion ou de répartition.

Ainsi le comportement d'un multipôle sera défini par la matrice (S) rapporté aux plans de référence et à une fréquence fixe; Donc l'étude du multipôle se fera, si l'on connaît les paramètres S_{ij} de la matrice (S).

Signification des paramètres S_{ij}

a) Considérons les éléments diagonaux :

On a $B_{ii} = A_i$ lorsque $A_p = 0 \quad \forall p \neq i$

$$(2.1.6.) \quad S_{ii} = B_i / A_i$$

$$(2.1.6.) \quad S_{ii} = B_i / A_i$$

Le paramètre S_{ii} représente le coefficient de réflexion propre du multipôle par le bras (i) et sur le plan (P_i) (les autres terminaisons étant toutes adaptées)

$$(2.1.7.) \quad S_{ii}^* S_{ii} = B_i^* B_i / A_i^* A_i \quad \text{autre écriture} \quad S_{ii}^* S_{ii} = |S_{ii}|^2$$

Cette relation exprime le rapport de puissance émergente par le plan (P_i) sur la puissance incidente par ce même plan.

Quand S_{ii} est nul ($S_{ii}=0$), on dit que le bras (i) est adapté à la fonction.

b) Éléments non diagonaux

De l'équation (2.1.5.), on tire :

$$B_i = S_{ij} A_j \quad \text{lorsque} \quad A_p = 0 \quad \text{pour} \quad p \neq j$$

$$(2.1.8.) \quad S_{ij} = B_i / A_j$$

Si l'on place un générateur en T_j et un détecteur adapté en T_i toutes les terminaisons sont adaptées.

Le coefficient S_{ij} caractérise le coefficient de transmission du bras (j) vers le bras (i).

L'adaptation de tous les bras, on aura :

$$(2.1.9.) \quad S_{ij}^* S_{ij} = |S_{ij}|^2 \quad \text{autre écriture} \quad S_{ij}^* S_{ij} = B_i^* B_i / A_j^* A_j$$

Cette relation exprime le rapport de puissance émergente par le plan (P_i) (détecté en T_i) à la puissance incidente par le plan

On voit que les paramètres S_{ij} ont un sens physique bien précis et ils sont directement mesurables. Leur détermination expérimentale revient à des mesures d'ondes, voire à des mesures de puissance en ce qui concerne leurs modules.

Ces éléments sont liés entre-eux par les relations qui découlent des propriétés générales de la matrice (S) et de la symétrie géométrique.

(2.1.3.) MATRICES D'IMPEDANCES [Z] ET D'ADMITANCES [Y]

a) Matrice d'impédance [Z]

Au lieu de raisonner en ondes, on raisonne en tension $U(x)$ et courant $J(x)$ de lignes équivalentes :

$$(2.1.10) \quad \begin{aligned} U(x) &= A e^{-\gamma_j x} + B e^{+\gamma_j x} \\ J(x) &= A e^{-\gamma_j x} - B e^{+\gamma_j x} \end{aligned}$$

à la cote $x=0$ du guide on aura :

$$(2.1.11) \quad \begin{aligned} U_i &= A_i + B_i \\ J_i &= A_i - B_i \end{aligned} \quad \text{avec} \quad i = \overline{1, n}$$

ou bien

$$\begin{aligned} [U] &= [A] + [B] \\ [J] &= [A] - [B] \end{aligned} \quad (2.1.12)$$

compte tenu de la relation (2.1.5), on obtient

$$\begin{aligned} [U] &= [I+S][A] \\ [J] &= [I-S][A] \end{aligned} \quad (2.1.13)$$

Tirons la matrice $[A]$ de la seconde équation (en admettant que $[I-S]$ est inversible) on aura :

$$[A] = [I-S]^{-1} [J] \quad (2.1.14)$$

On remplace (2.1.14) dans l'équation (2.1.13), on obtient

On remplace (2.1.14.) dans l'équation (2.1.13), on obtient :

$$[U] = [I+S][I-S]^{-1}[J] \quad (2.1.15)$$

Par définition on pose : $Z = [I+S][I-S]^{-1} = (I-S+2S)(I-S)^{-1}$

$$[Z] = [I] + 2[S][I-S]^{-1}$$

de sorte que : $U = ZJ$ soit $[U] = [Z][J]$

Z ou $[Z]$: Matrice carrée $n \times n$ appelée matrice impédances du multipôle. La matrice d'impédance $[Z]$, que l'on déduit directement de la matrice de transmission indépendamment des terminaisons, détermine le comportement du multipôle au même titre que (S) .

Les z_{ij} sont des nombres complexes sans dimensions, on leur donne formellement le sens d'impédance réduite.

A l'aide de la matrice $[Z]$, on peut assimiler un multipôle à un réseau classique qui aura la même matrice impédance, cependant le passage d'un multipôle à un réseau équivalent n'est pas univoque car il existe de nombreux réseaux qui ont la même matrice d'impédances. Donc un multipôle donné peut être représenté par un réseau équivalent seulement à sa fréquence de fonctionnement.

b) Matrice d'impédance γ

L'inverse de la matrice impédance quand il existe donne la matrice d'admittances

$$[\gamma] = [Z]^{-1} \quad (2.1.17)$$

$$[J] = [\gamma][U] \quad (2.1.18)$$

De l'équation (2.1.16), on tire facilement $[\gamma]$:

$$[\gamma] = [I] - 2[S][I+S]^{-1} \quad (2.1.19)$$

$[\gamma]$: matrice carrée $n \times n$: appelée matrice admittance du multipôle.

Les éléments γ_{ij} de la matrice $[\gamma]$ sont eux aussi, des nombres complexes. Le multipôle se trouve ainsi décrit par un réseau d'admittances.

Connaissant les matrices d'impédances et d'admittances, on peut retrouver la matrice (S) .

$$[S] = [Z-1][Z+1]^{-1} \quad (2.1.20)$$

$$[S] = [I-\gamma][I+\gamma]^{-1} \quad (2.1.21)$$

2.1.4. Changement de plan de référence

La matrice de transmission $[S]$ d'un multipôle est déterminée par rapport à un ensemble de plans de référence (P_1, P_2, \dots, P_n) , arbitrairement choisis comme origines $(z_i = 0)$ des axes z_i sur les bras correspondants du multipôle (tous les axes z_i étant dirigés vers la jonction).

Effectuons un déplacement Δz_i à chaque plan (P_i) (soit dans le sens des z_i positifs, soit dans le sens des z_i négatifs).

Pour cette nouvelle position des plans de référence $(P'_1, P'_2, \dots, P'_i, \dots, P'_n)$ le multipôle considéré aura une matrice de transmission $[S']$.

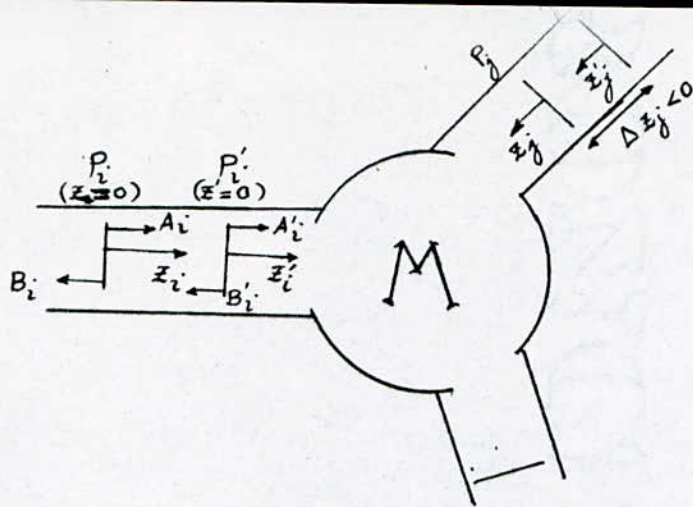


fig. (2.1.2) changement des plans de référence.

Considérons les A_i et B_i sur le plan P_i , sur le plan P'_i on a les ondes A'_i et B'_i :

$$(2.1.22) \quad A'_i = A_i e^{-\gamma_{g_i} \Delta z_i} \quad \text{ou bien} \quad A_i = A'_i e^{+\gamma_{g_i} \Delta z_i}$$

$$(2.1.23) \quad B'_i = B_i e^{+\gamma_{g_i} \Delta z_i} \quad \text{ou bien} \quad B_i = B'_i e^{-\gamma_{g_i} \Delta z_i}$$

On peut donc écrire: γ_{g_i} Constante de propagation guidée.

$$(2.1.24) \quad [A] = [T][A'] ; [B] = [T]^{-1}[B']$$

avec :

$$[T] = \begin{pmatrix} e^{\gamma_{g_1} \Delta z_1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\gamma_{g_2} \Delta z_2} & & & \\ \vdots & 0 & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_{g_n} \Delta z_n & \\ & & & e^{\gamma_{g_n} \Delta z_n} & \end{pmatrix}$$

$$; T_{ij} = \delta_{ij} e^{\gamma_{g_i} \Delta z_i}$$

$$\text{avec : } \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i=j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

δ_{ij} : Le symbole de Kronecker.

La relation (2.1.5) devient

$$[B] = [S][T][A'] \quad (2.1.26)$$

$$\text{D'autre part : } [B] = [T]^{-1}[B']$$

puisque $[B'] = [S'] [A']$ alors, on obtient :

$$(2.1.27) \quad [S'] = [T][S][T]$$

D'où la relation :

$$(2.1.28) \quad S'_{ij} = s_{ij} \cdot \exp(\gamma_{g_i} \Delta z_i + \gamma_{g_j} \Delta z_j)$$

Si les bras du multipôle sont à pertes négligeables, on aura :

$$\gamma_{g_i} = j\beta_{g_i} ; \gamma_{g_j} = j\beta_{g_j} ; \beta_{g_i} = \beta_{g_j} = \beta_g$$

Par conséquent :

$$(2.1.29) \quad S'_{ij} = s_{ij} \exp(j\beta_g [\Delta z_i + \Delta z_j])$$

On voit que le module n'a pas varié mais l'argument a changé.

$$\text{Posons : } s_{ij} = |s_{ij}| e^{j\theta_{ij}}$$

$$S'_{ij} = |s_{ij}| e^{j\theta'_{ij}}$$

En identifiant on trouve :

$$(2.1.30) \quad |s'_{ij}| = |s_{ij}| \quad ; \quad \varphi'_{ij} = \varphi_{ij} + \beta_g (\Delta z_i + \Delta z_j)$$

Pour rendre réel l'élément s'_{ij} , il suffit de prendre :

$$\varphi_{ij} = -\frac{2\pi}{\lambda_g} [\Delta z_i + \Delta z_j] + 2\pi m \quad (m: \text{entier})$$

où : $\varphi'_{ij} = m\pi$

REMARQUE :

Cette propriété très utile ne se retrouve pas dans les matrices et où tous les éléments changent en module et en argument.

2.1.5 ..Remarque sur les matrices caractéristiques

Dans le domaine micro-onde, les grandeurs fondamentales mesurables sont : la puissance, le coefficient de réflexion et la fréquence ; (les sources étant en principe des générateurs à puissance constante). Par conséquent on peut facilement déterminer les paramètres de la matrice D'autre part la matrice se conçoit seulement par rapport aux plans de référence. Si on change les plans de référence, la matrice (S) sera affectée d'une façon simple que les matrices

Avec tous les avantages que possèdent cette matrice de répartition (S) par rapport aux matrices [Z] ou [Y]. La préférence sera donc donnée à (S) surtout pour l'étude des multipôles d'ordre élevé ($n \geq 3$). Les matrices [Z] et [Y] servent à assimiler le multipôle à son réseau équivalent.

2.2. Propriétés générales

-On distingue deux types de propriété physiques pour un multipôle.

a) Propriétés intrinsèques

Elles regroupent la réciprocité, la symétrie géométriques et l'absence des pertes.

b) Propriétés imposées

Etablissons les propriétés intrinsèques. Chacune de ces propriétés se traduit par des relations simples entre les éléments de la matrice considéré ou

2.2.1. Réciprocité

Un multipôle passif contenant des matériaux isotropes est réciproques, Cette propriété se traduit par l'égalité $s_{ij} = s_{ji}$ (2.2.1.)

La matrice (S) est donc symétrique : $(S) = (\tilde{S})$ (2.2.2.)

(\tilde{S}): matrice transposée de (S)

2.2.2. Multipôles sans pertes

En absence de pertes dans le multipôle, la puissance émergente par les plans de référence doit évaluer la puissance entrante.

$$\frac{1}{2} \sum_{p=1}^n A_p^* A_p = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^n B_p^* B_p \quad (2.2.3.)$$

soit en écriture matricielle :

$$[A_1^* \ A_2^* \ \dots \ A_n^*] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_n \end{bmatrix} = [B_1^* \ B_2^* \ \dots \ B_n^*] \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \vdots \\ B_n \end{bmatrix}$$

$$[\tilde{A}^*][A] = [\tilde{B}^*][B]$$

$$[B] = [S][A] \Rightarrow [\tilde{B}^*] = [\tilde{A}^*][\tilde{S}^*]$$

$[\tilde{S}^*]$: matrice transposée de (S) avec des éléments complexes conjugués

$$[\tilde{A}^*][A] = [\tilde{A}^*][\tilde{S}^*][S][A]$$

De cette équation on tire :

$$[\tilde{S}^*][S] = [I] \quad (2.2.4.)$$

La matrice (S) du multipôle est unitaire.

L'UNICITE de cette matrice nous donne un système de (n) équations qu'on peut résumer sous la forme suivante :

$$(2.2.5) \quad \sum_{p=1}^n S_{pi}^* S_{pj} = \delta_{ij} \quad \text{avec} \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i=j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

Si de plus le multipôle est réciproque alors l'équation (2.2.4) devient :

$$(2.2.6.) \quad [\tilde{S}^*][S] = [I] \quad \text{puisque} \quad [\tilde{S}] = [S]$$

(2.2.3.) NOTION DE SYMETRIE GEOMETRIQUE

La plupart des multipôles ont une structure présentant une symétrie géométrique. Compte tenu de cette symétrie, on peut effectuer des raisonnements sur le fonctionnement physique du multipôle. Si de plus le choix des plans de référence préserve cette symétrie, on déduit des relations simples entre les éléments de la matrice (S).

Ces relations sont généralement de la forme $S_{ij} = \pm S_{ji}$, c.a.d elles expriment soit l'égalité de certains coefficients de réflexion propres du multipôles, soit l'égalité ou l'opposition de certains coefficients de transmission.

Les relations découlant de la symétrie géométrique éventuelle s'ajoutent à celles qui expriment la symétrie de la matrice S (si le multipôle est réciproque) et /ou à l'unitarité de cette matrice (si le multipôle est sans perte).

Dans certains cas, l'ensemble de ces relations détermine complètement la matrice (S). Dans d'autre cas ; il ne reste que quelques paramètres disponibles, que l'on fixe de sorte que le dispositif assure un fonctionnement voulu.

2.2.4. DISCUSSION SUR LES PARAMETRES DISPONIBLES

Une matrice caractéristique d'un multipôle est formée de n éléments. Chacun d'eux est un nombre c du corps des complexes, c-à-d un couple ordonné (a, b) de deux nombres réels. On écrit, sous forme cartésienne :

$$c = a + j b \quad (2.2.7) \quad (j : \text{l'unité imaginaire}) \quad j^2 = -1$$

ou bien, lorsque $|c| = \sqrt{a^2 + b^2} \neq 0$ sous forme polaire : $c = |c| e^{j\varphi}$
 $(c = |c| [\cos \varphi + j \sin \varphi])$

$|c|$: module du nombre complexe (essentiellement positif).

φ : argument du nombre complexe (déterminé à $2m\pi$ près, m entier. Nous appellerons paramètres les nombres réelles a et b (parties réelles et parties imaginaires des éléments). Une matrice caractéristique contient $2n^2$ paramètres. Comme elle est déterminée par rapport à un ensemble de (n) plans de référence, n paramètres doivent rester libres pour satisfaire la nécessité de laisser les plans de références arbitraires. Aussi, nous dirons, qu'une matrice caractéristique contient (n) paramètres formels. Il y a donc $2n^2 - n$ paramètres pour décrire les divers propriétés physiques du multipôle; ils sont désignés comme paramètres physiques.

Pour un multipôle sans pertes, le nombre de paramètre disponibles est :

$$2n^2 - n - n^2 = n(n-1)$$

Si ce multipôle est réciproque le nombre de paramètres est : $n(n-1)/2$

Pour un multipôle sans perte et réciproque, le nombre de paramètres disponible pour décrire les propriétés imposées est :

$$(2n^2 - n) - [n^2 + \frac{n}{2}(n-1)] = \frac{1}{2}n(n-1)$$

La connaissance du nombre des paramètres disponibles est importante, puisqu'elle permet de savoir d'avance si la réalisation de tel ou tel dispositif est en principe possible ou non.

: NOMBRE TOTAL DE PARAMETRES	: NOMBRE TOTAL DE PARAMETRES PHYSIQUES	: PARAMETRES PHYSIQUES DISPONIBLES	
		: SANS PERTES ET NON RECIPROQUE	: SANS PERTE ET RECIPROQUE
: MULTIPÔLE(n bras) $2n^2$: $2n^2 - n$: $n(n-1)$: $\frac{n(n-1)}{2}$
: Quadripôle (n=2) 8	: 6	: 2	: 1
: Hexapole (n=3) 18	: 15	: 6	: 3
: Octopole (n=4) 32	: 28	: 12	: 6

2.3 Graphe de fluence

Les paramètres S sont particulièrement bien adaptés aux calculs de circuits , spécialement lorsqu'on s'intéresse aux puissances , gain et atténuation , ce qui est presque toujours le cas . Toutefois , les calculs peuvent se relever laborieux lorsqu'il s'agit en particulier de dispositifs à multiples accès (multipôles) . Très souvent on ne s'intéresse qu'à quelques ondes et les calculs intermédiaires des autres ondes est sans intérêt.

Le trace des graphes de fluence (flow graph) permet souvent d'éviter cet écueil.

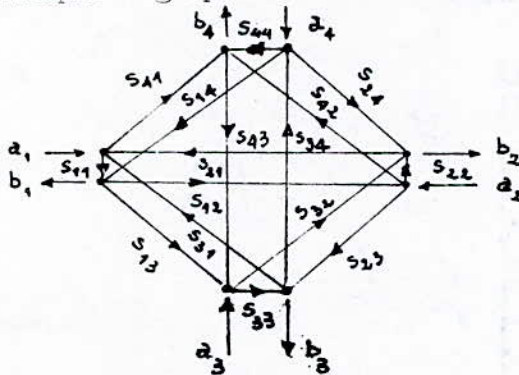
Définition du graphe de fluence

Il s'agit d'une représentation graphique des circuits , par noeuds et mailles . Dans cette représentation chaque accès , ou porte , est représentée par deux noeuds qui figurent chacune une onde de puissance.

Le noeud a_j représente l'onde réduite (tension , champ transverse) entrant par la porte j , le noeud b_j , l'onde sortant par cette même porte.

Les paramètres S coefficients de la matrice (S) , sont des facteurs multiplicatifs d'ondes , ils sont placés sur des branches réunissant les noeuds . Chacune des branches est orientée dans le sens correspondant à la multiplication (onde entrante vers onde sortante) .

Exemple : graphe de fluence d'un octopôle



III - OCTOPOLES - COUPLEUR DIRECTIF

Les octopôles sont les Dispositifs desquels émergent quatre guides ou lignes. Ces dispositifs sont supposés sans pertes et réciproques.

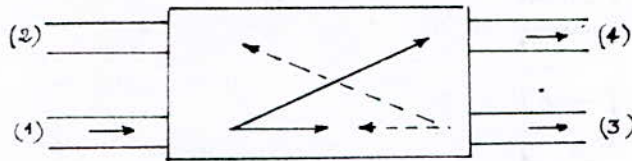
Toutes les propriétés citées dans la théorie des multipôles restent valables pour les octopôles.

3-1 LE COUPLEUR DIRECTIF (ETUDE FONDAMENTALE)

3-1-1 Définition du coupleur Directif idéal

Soit un octopôle dont les bras sont numérotés comme l'indique la figure (III-1-1). Nous dirons que l'octopôle est un coupleur directif idéal lorsque :

- 1) Il est réciproque et sans pertes
- 2) Il dispose de deux paires de bras telles que les bras de chaque paire soient complètement découplés entre eux (toutes les terminaisons étant adaptées) ; c'est la condition de découplage.
- 3) Il est complètement adapté à la jonction (condition d'adaptation à la jonction).

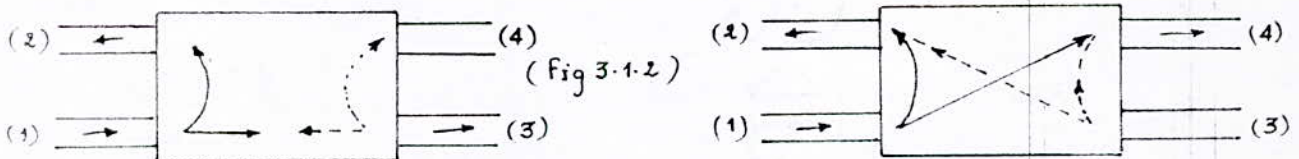


(Fig 3.1.1)

Le dispositif de la figure (3 - 1 - 1) est un coupleur directif idéal "direct". Le découplage concerne les paires de bras (1) - (2) et (3) - (4).

Les coupleurs de la figure (III-1-2) sont du type "inverse" : découplages (1) - (4) et (2) - (3), ou bien (1) - (3) et (2) - (4).

Ces divers cas ne présentant aucune différence fondamentale.

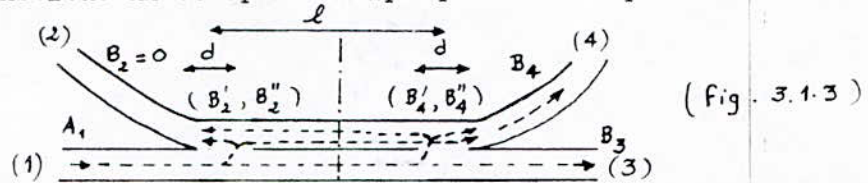


(Fig 3.1.2)

3-1-2 Principe de fonctionnement

Considérons le dispositif de la figure (3-1-3). Il est constitué de deux guides d'ondes rectangulaires identiques sièges du mode H_{10} : Le guide "principal" (1-3) et le guide "secondaire" (2-4). Les deux guides sont faiblement couplés par deux iris identiques, par exemple circulaires, de diamètre (d) très petit devant λ_g et distants de $l = \lambda_g/4$.

L'ensemble constitue un octopôle réciproque et sans pertes.



Une onde A_1 alimente le bras (1) et se propage vers (3). Au niveau du premier iris de couplage, une faible fraction de l'énergie propagée passe dans le guide secondaire. L'iris étant très petit, le couplage est non directionnel et donne dans le guide secondaire deux ondes B'_2 et B''_4 d'égale amplitude et de phase.

Au niveau du second iris, l'onde A_1 se retrouve avec son amplitude pratiquement inchangée, le prélèvement du premier iris étant faible.

Aussi les ondes secondaires B''_2 et B''_4 excités à travers le second iris sont en phase et ont des amplitudes égales entre elles et avec les deux ondes secondaires précédentes.

Dans le bras (4), on trouve les deux ondes B'_4 et B''_4 en phase, puisque ces ondes ne subissent aucune différence de marche. Elles s'ajoutent donc et donnent naissance à une onde émergente B_4 .

Par contre, l'onde B''_2 subit une différence de marche de $2l = \lambda_g/2$ par rapport à B_2 , ce qui correspond à un déphasage de (π) . L'addition de ces deux ondes en opposition donne un résultat nul, et il n'y a pas d'onde émergente en (2) : $B_2 = 0$.

On voit que lorsque toutes les terminaisons du dispositif sont adaptées, une fraction de l'onde principale apparaît en (4) et rien en (2) sans réflexion notable à la jonction.

3-1-3 Matrice (s) d'un coupleur directif idéal

Toutes les propriétés énoncées dans la définition du coupleur directif idéal sauf l'absence des pertes, s'interprètent par les relations suivantes :

(3-1-1) réciproque : $S_{ij} = S_{ji}$

(3-1-2) découplages : $S_{12} = S_{21} = 0$ et $S_{34} = S_{43} = 0$

(3-1-3) adaptation : $S_{ii} = 0$

Par conséquent la matrice de transmission s'écrit :

$$(S) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & \gamma & \delta \\ \alpha & \gamma & 0 & 0 \\ \beta & \delta & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1.4)$$

$\alpha, \beta, \gamma, \delta$: nombres complexes (de module inférieur à l'unité)

Il reste à exprimer l'absence de pertes les équations définies par :

$$(2-2-5) \quad \sum_{p=1}^m S_{pi}^* S_{pj} = \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i=j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (\text{Unitarité de } (S))$$

Avec $i = j$ donnent :

$$(3-1-5) \quad \begin{cases} |\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1 & ; & |\gamma|^2 + |\delta|^2 = 1 \end{cases}$$

$$(3-1-6) \quad \begin{cases} |\alpha|^2 + |\gamma|^2 = 1 & ; & |\beta|^2 + |\delta|^2 = 1 \end{cases}$$

$$\downarrow \text{d'où : } |\alpha| = |\delta| = q \quad \& \quad |\beta| = |\gamma| = \sqrt{1-q^2}$$

q : réel et positif ($0 < q < 1$) en peut donc écrire :

$$(3-1-7) \quad S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & q e^{j\varphi_{13}} & \sqrt{1-q^2} e^{j\varphi_{14}} \\ 0 & 0 & \sqrt{1-q^2} e^{j\varphi_{23}} & q e^{j\varphi_{24}} \\ q e^{j\varphi_{13}} & \sqrt{1-q^2} e^{j\varphi_{23}} & 0 & 0 \\ \sqrt{1-q^2} e^{j\varphi_{14}} & q e^{j\varphi_{24}} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Les quatre arguments φ_{ij} (sont : $\varphi_{13}, \varphi_{14}, \varphi_{23}, \varphi_{24}$) sont tels que les équations définies par (2.2.5) soient satisfaites non seulement pour $i = j$, mais aussi quand $i \neq j$. Ceci donne la relation :

$$(3.1.8) \quad \varphi_{14} + \varphi_{23} = \varphi_{13} + \varphi_{24} + (2m+1)\pi \quad (m: \text{entier})$$

La matrice S ainsi déterminée répond à toutes les propriétés qui définissent un coupleur directif idéal.

a) Éléments S_{13} — S_{14} réels

On peut prendre en respectant l'équation (3.1.8) : $\varphi_{13} = \varphi_{14} = 0$, $\varphi_{14} + \varphi_{23} = (2m+1)\pi$

tel que : $S_{13} = \alpha$ et $S_{24} = \delta$ deviennent des nombres réels, et par conséquent égaux (équations 3.1.6.)

Il en résulte : $S_{14} = -S_{23}^*$ Soit $\beta = -\gamma^*$

b) forme canonique

Précisons d'avance les arguments en posant : $\varphi_{13} = \varphi_{14} = 0$ & $\varphi_{14} + \varphi_{23} = \frac{\pi}{2} + n\pi$ (3.1.10)

La matrice S se met alors sous la forme "canonique" (avec m pair).

$$(3.1.11) \quad S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & q & j\sqrt{1-q^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-q^2} & q \\ q & j\sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-q^2} & q & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

En général (m pair ou impair) on aura :

$$S_{13} = S_{24} = q \quad \text{et} \quad S_{14} = S_{23} = \pm j\sqrt{1-q^2} \quad (3.1.12)$$

Ces relations entre coefficients de transmission illustrent le fait que les rôles des guides "principal" et secondaire" sont parfaitement inter-changeables.

c) Cas du coupleur hybride (3 dB)

très souvent quand le coupleur directif est utilisé pour échantillonner l'énergie qui circule dans le guide principal, le dispositif de couplage est réalisé de sorte que l'énergie transmise au guide secondaire soit faible :

$$q \approx 1 \quad \text{et} \quad \sqrt{1-q^2} \ll 1. \quad (3.1.13)$$

Mais, il est possible en vue d'autres application, de réaliser un couplage assez serré pour assurer l'équipartition de la puissance : $q = \sqrt{1-q^2} = 1/\sqrt{2}$

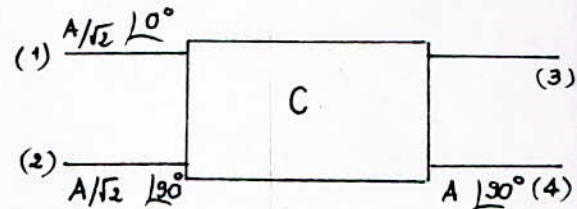
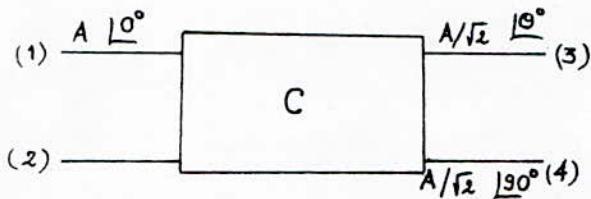
$$\text{donc :} \quad S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.1.15)$$

C'est la forme canonique de la matrice S des coupleurs directifs dits hybrides (d'équipartition de puissance) :

Le coupleur à 3 dB à deux propriétés importantes :

- il divise la puissance par deux entre les voies (3) et (4).
- il crée un déphasage de 90°, entre les voies (3) et (4).

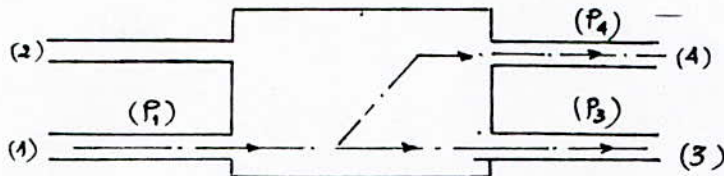
En appliquant ces propriétés à deux signaux d'égale d'amplitude et déphasés de 90°, arrivant par les voies (1) et (2) nous trouvons qu'ils ne peuvent se recombinaer que dans la voie (4).



3-1-4 Coupleurs Directifs Réels

Un coupleur réel s'écarte plus ou moins du coupleur idéal par ses divers défauts de réalisation, surtout parceque, dans une bande de fréquences données, l'adaptation à la jonction n'est pas parfaite et parceque les découplages exigés ne le sont pas non plus.

Dans ce cadre, nous définissons quatre grandeurs caractéristiques de tout coupleur directifs.



En général, par construction $P_3 > P_4$

1) L'affaiblissement : est définie par :

$$A = -10 \text{ Log } P_3 / P_1 \quad (3.1.16.)$$

2) Le couplage : $C = -10 \text{ Log } P_4 / P_1 = -10 \text{ Log } |S_{14}|^2 \quad (3.1.17)$

C'est la fraction, mesurée en db, de la puissance transmise du guide principal au guide secondaire (avec toutes les terminaisons adaptées). C'est la grandeur par laquelle on désigne un coupleur.

Un coupleur de 10 dB permet d'isoler une fraction : $P_4 / P_1 = 1/10$

D'une onde de puissance pour la mesurer.

Les couplages les plus serrés correspondent à des coefficients C algébriquement plus grands.

3) L'isolation : Dans le coupleur parfait, il n'y a aucun transfert d'énergie entre les portes d'un même groupe [$(S_{12} = S_{34}) = 0$]

En réalité un coupleur n'est jamais parfait et l'isolation traduit le transfert d'énergie de 1 à 2 (ou de 3 à 4). I_{12} est l'isolation entre (1) et (2),

I_{34} entre (3) et (4) définie par : $I_{12} = -10 \text{ Log } \frac{P_2}{P_1} = -10 \text{ Log } |S_{12}|^2 \quad (3.1.18)$

4) La directivité : est définie par le rapport en (dB) de la puissance transmise dans le guide secondaire à la puissance de "frute".

$$D = -10 \log P_4/P_2 = -10 \log \left| \frac{S_{14}}{S_{12}} \right|^2 \quad (3.1.19).$$

La qualité d'un coupleur est d'autant meilleure que sa directivité est plus élevée.

3-1-5 Types de Coupleurs Directifs

Le problème du couplage directif entre le guide "principal" et le guide "secondaire qui se pose au niveau de la réalisation des coupleurs directifs est résolu en remplissant la condition de découplage.

Dans la pratique, on se contente d'assurer un fonctionnement correct, avec les coefficients de couplage et de directivité voulus dans une bande de fréquence déterminée.

Dans ce qui suit, les divers types de coupleurs sont classés, suivant la nature et la complexité du système de couplage.

(I) LES COUPLEURS EN GUIDES (ONDES CENTIMÉTRIQUES)

(I.1.) Dispositif à une seule ouverture de couplage :

Ces coupleurs, connus comme coupleur de Bethe, sont constitués de deux guides d'ondes superposés, habituellement des guides rectangulaires H_{10} , couplés par un iris circulaire de diamètre (d) : petit par rapport à la longueur d'onde et faisant entre eux un angle variable de 0 à $\pi/2$.

On a deux types de coupleurs selon la position de l'iris circulaire.

a) Iris circulaire dans une position quelconque :

Dans ce cas le champ électrique est purement transversal, le champ magnétique dispose d'une composante longitudinale et d'une composante transversale.

Les terminaisons étant toutes adaptées nous aurons :

Une onde dans (2) et (4), par couplage électrique :

$$B_E = -j A_1 \cdot \frac{2\pi}{\lambda_{ab}} \cdot \lambda_g / \lambda \cdot \frac{d^3}{12} \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \quad (3.1.20)$$

Une onde dans (2) par couplage magnétique :

$$B_{H_2} = -j A_1 \cdot \frac{2\pi}{\lambda_{ab}} \cdot \lambda / \lambda_g \cdot \frac{d^3}{6} \left[\sin^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) - \lambda_g^2 / 4a^2 \cos^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \right]$$

Une onde dans (4) par couplage magnétique :

$$B_{H_2} = -B_{H_4}$$

A_1 : l'onde entrante par le bras principal (1).

(a, b) : Dimensions de la section droite des guides (a > b)

λ : longueur d'onde libre (en milieu illimité)

λ_g : Longueur d'onde dans les guides telle que : $\frac{1}{\lambda_g^2} = \frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} = \frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{4a^2}$
(3.1.22)

On remarque donc que le couplage électrique est symétrique (non directionnel) puisque les ondes excitées dans les bras (2) et (4) sont identiques. Par contre, opposition de phase.

L'addition des ondes excitées dans les bras secondaires (2) et (4) donne :

$$B_2 = B_E + B_{H_2} = -j A_1 \frac{2\pi}{\lambda ab} \cdot \frac{d^3}{12} \left[\left(\frac{\lambda_g}{\lambda} + \frac{2\lambda}{\lambda_g} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) - \frac{\lambda \lambda_g}{2a^2} \cos^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \right] \quad (3.1.23)$$

$$B_4 = B_E + B_{H_4} = B_E - B_{H_2} = -j A_1 \frac{2\pi}{\lambda ab} \cdot \frac{d^3}{12} \left[\left(\frac{\lambda_g}{\lambda} + \frac{2\lambda}{\lambda_g} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) + \frac{\lambda \lambda_g}{2a^2} \cos^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \right]$$

Le dispositif fonctionne en coupleur directif si B_2 ou B_4 est nul. $2a^2$ (3.1.24)

$$B_2 = 0 \iff \sin \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) = \frac{\lambda}{2\sqrt{6}} \quad (3.1.25)$$

$$B_4 = 0 \iff \sin \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) = \frac{\lambda}{2\sqrt{2}} \quad (3.1.26)$$

Ces relations fixent la position (x_0) de l'iris à une fréquence donnée de fonctionnement (λ donné).

b) IRIS CIRCULAIRE AU MILIEU DE LA FACE LARGE:

Dans ce cas l'iris est fixé à $x_0 = a/2$. Pour retrouver le degré de liberté ainsi perdu, on se donne la possibilité de faire tourner l'un des guides d'un angle θ par rapport à l'autre.

Ecrivons les équations (3.1.23.) et (3.1.24) en tenant compte des faits suivants :

1) Puisque $x_0 = a/2$: $\sin (\pi x_0 / a) = 1$ et $\cos (\pi x_0 / a) = 0$

(le champ longitudinal du guide principal ne contribue plus à l'excitation du guide secondaire, puisque est nul).

2) Si $\theta \neq 0$ le couplage électrique n'est pas modifié, mais le couplage magnétique devient proportionnel à $\cos(\theta)$.

3) Si l'épaisseur (p) des parois des guides n'est pas négligeable l'iris forme un guide circulaire (de diamètre (d) et de longueur 2 P) qui fonctionne en deça de sa coupure; les ondes excitées dans le guide secondaire doivent être donc multipliées par des facteurs W_E et W_H inférieurs à l'unité.

Par conséquent, on obtient :

$$(3.1.27) \quad B_2 = -j A_1 \cdot \frac{2\pi}{\lambda \cdot ab} d^3 / 12 \cdot \left(\lambda_g / \lambda \cdot W_E + 2 \cdot \lambda / \lambda_g \cdot W_H \cdot \cos \theta \right)$$

$$(3.1.28) \quad B_4 = -j A_1 \cdot \frac{2\pi}{\lambda \cdot ab} d^3 / 12 \cdot \left(\lambda_g / \lambda \cdot W_E - 2 \cdot \lambda / \lambda_g \cdot W_H \cdot \cos \theta \right)$$

et la position $\theta = 0$, comme $B_2 \neq 0$, nécessairement $B_4 = 0$. D'après les équations (3.1.28) et (3.1.22) on a :

$$(3.1.29) \quad B_4 = 0 \Leftrightarrow \text{si } \lambda = \alpha \sqrt{2 \left(\lambda - \frac{W_E}{W_H} \right)}$$

Le dispositif n'est donc un coupleur directif qu'au voisinage d'une seule fréquence pour que le guide fonctionne à des fréquences différentes, il faut que l'orientation des guides soit convenable ($\theta \neq 0$), on peut alors obtenir :

$$(3.1.30) \quad B_4 = 0 \quad \text{si} \quad \cos \theta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2 W_E / W_H$$

Le coefficient de couplage C d'un tel dispositif vaut :

$$C = 20 \log |s_{12}| = 20 \log |B_2 / A_1|$$

Si le dispositif est tel que $B_4 = 0$ équations (3.1.27) et (3.1.30) :

$$(3.1.31) \quad C = -20 \log \left(\frac{3ab \cdot \lambda^2}{\pi d^3 \lambda_g \cdot W_E} \right)$$

Quand à la directivité on aura équations (3.1.27) et (3.1.28)

$$(3.1.32) \quad D = 20 \log \left| \frac{(\lambda_g^2 / 2 \lambda^2) (W_E / W_H) + \cos \theta}{(\lambda_g^2 / 2 \lambda^2) (W_E / W_H) - \cos \theta} \right| = 20 \log \left| \frac{B_2}{B_4} \right|$$

A titre d'exemple pour : $d = 6 \text{ mm}$, $a = 2,2 \text{ cm}$, $b = 1 \text{ cm}$, $\lambda = 3,2 \text{ cm}$ on obtient $C = -26 \text{ dB}$. Ceci montre que la réalisation des couplages serrés avec un coupleur de Bethe.

La directivité dépasse difficilement 20 dB.

Le coupleur de Bethe est susceptible d'améliorations au prix de diverses modifications. L'adaptation à la jonction peut être corrigée à l'aide d'un iris d'adaptation convenable. La directivité peut en outre être augmentée dans une bande étroite de fréquences, en utilisant une ouverture de couplage elliptique et en choisissant sa position et son excentricité.

(I.2) Dispositifs à deux ouvertures de couplage

a) Guides parallèles :

Ce type de coupleur a été l'objet de l'exposé du fonctionnement d'un coupleur directif (III.1.2). Les deux guides du coupleur sont superposés par leur faces larges et souvent couplés à l'aide de deux petits iris circulaires identiques, de diamètre d ($d \ll \lambda_g$) et distants de l .

Dans ce cas l'excitation à travers un petit iris est non directionnelle (couplage exclusivement électrique).

Calcul du coefficient de couplage C et de la directivité D

Avec les approximations mentionnées § (III.1.1), on obtient :

$$(3.1.33) \quad \begin{cases} B_2 = B_2' + B_2'' = B_2' [1 + \exp(-2j\beta_g \cdot l)] \\ B_4 = B_4' + B_4'' = 2 B_4' \end{cases}$$

Par conséquent :

$$(3.1.34) \quad |B_2| = 2 |B_2'| \cos \beta_g \cdot l \quad ; \quad |B_4| = 2 |B_4'|$$

Le dispositif fonctionne comme un coupleur directif presque idéal autour de la fréquence, pour laquelle $B_2 = 0$; Cette condition est remplie lorsque :

$$(3.1.35) \quad \beta_g \cdot l_0 = (2m+1) \frac{\pi}{2} \quad [m \text{ entier}]$$

Soit, pour $m = 0$:

$$(3.1.36) \quad l_0 = \lambda_{g_0} / 4$$

$\beta_{g_0} = \frac{2\pi}{\lambda_{g_0}}$ et l_0 : valeurs particulières qui annulent B_2 .

A une autre fréquence, correspondant à $\lambda_g \neq \lambda_{g_0}$, on aura :

$$(3.1.37) \quad |B_2| = 2 |B_2'| \cos \beta_g l_0 = 2 |B_2'| \cos \left(\frac{\pi}{2} \cdot \lambda_{g_0} / \lambda \right)$$

Le coefficient de couplage vaut :

$$C = 20 \log |B_4 / A_1| = 20 \log |2 B_4' / A_1|$$

Soit :

$$(3.1.38) \quad C = 6 + 20 \log K. \quad (\text{dB}) \text{ avec } K = |B_4' / A_1| : \text{ constante de couplage}$$

Le coefficient de couplage est toujours faible pour le coupleur considéré :

$$C < -20 \text{ dB.}$$

La directivité est exprimée comme suit :

$$(3.1.39) \quad D = 20 \log |B_4 / B_2| = 20 \log \left| \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} \cdot \lambda_{g_0} / \lambda \right) \right]^{-1} \right|$$

La variation de la directivité en fonction de $\lambda_{g_0} / \lambda_g$ est représentée: (fig 3.18)

Il en résulte que la directivité reste supérieure à 20 dB dans une bande de longueurs d'onde guidée ($\lambda_{g_1}, \lambda_{g_2}$) dont le rapport est : $\lambda_{g_2} / \lambda_{g_1} = 1.13$. Ce qui correspond à la bande de fonctionnement étroite. Ici la directivité est faible.

Le type de coupleur examiné est susceptible de diverses modifications et d'améliorations. Les deux guides peuvent être superposés non par leur faces larges, mais par leurs faces étroites les iris circulaires peuvent être remplacés par des fentes. (voir fig 3.1.5 a-b)

b) Les guides croisés :

Ici deux guides rectangulaires H_{10} ont leurs faces larges croisées et sont couplés à l'aide de deux petites ouvertures (voir fig 3.1.6).

Pour que le Dispositif fonctionne comme un coupleur directif, les ouvertures doivent être distantes de $l = \lambda_g/4$ et percées dans des positions où le champ magnétique (1) - (3) , possède pratiquement la polarisation circulaire.

Le sens de polarisation du champ magnétique, assure ici essentiellement le couplage.

Le coefficient de couplage reste toujours faible ($C < -20$ dB Dans la bande 8-12 GHz), mais assez stable (à $\pm 1,5$ dB) dans la même bande. La directivité peut se maintenir jusqu'à 20 dB

On peut améliorer la directivité en écartant les deux guides, et en réunissant chaque paire d'ouvertures à l'aide d'un petit tronçon de guide en régime évanescent, ou en remplaçant les deux ouvertures par des fentes en croix.

(I.3) Couplage à trajets multiples (couplage distribué)

C'est une extension du principe des couplages à deux trous. Les ondes s'ajoutent dans le sens direct et s'annulent dans le sens rétrograde, mais l'annulation s'obtient entre des ondes excitées par trois (ou plusieurs) éléments de couplage qui sont en général espacés d'un quart d'onde. On peut utiliser un couplage de ce genre pour augmenter le couplage dans le sens direct ou pour améliorer la constance de la directivité lorsque la fréquence varie.

Le dispositif devient évidemment plus coûteux et plus difficilement maniable sa longueur s'étalant sur plusieurs longueurs d'ondes guidées.

Les systèmes de couplage utilisés dans ce sens sont soit des réseaux de petites ouvertures discrètes, soit des ouvertures à couplage continu.

a) Distribution symétrique quelconque :

Dans ce cas les deux guides rectangulaires H_{10} parallèles et superposés par leurs faces larges sont couplés par un réseau de (m) petites ouvertures disposées symétriquement par rapport à un plan (P_0).

Dans le cas de la distribution quelconque, la distance l_0 entre deux ouvertures consécutives se détermine de façon qu'on ait : $l_0 = \lambda_g/4$ (3.1.40)

où λ_g : Longueur d'onde guidée, correspondant à la fréquence centrale f_0 .

De la bande d'utilisation, à cette fréquence, la phase de l'onde principale A_1 varie d'une ouverture à l'autre de : $\Psi_0 = \beta_g \cdot l_0 = \pi/2$ (3.1.41)

À une autre fréquence f , correspondant à λ_g , la variation de la phase sera :

$$\Psi = \beta_g \cdot l_0 = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \lambda_{g0}/4 = \pi/2 \cdot \lambda_{g0}/\lambda_g \quad (3.1.42)$$

$\cos \Psi > 0$ Pour $\lambda_g > \lambda_{g0}$ ou $f_0 < f$, $\cos \Psi < 0$ pour $\lambda_g < \lambda_{g0}$ ou $f > f_0$.

La bande de fonctionnement est définie par le rapport : $r = \lambda_{g2}/\lambda_{g1} > 1$ (3.1.43)

où $\lambda_{g1}, \lambda_{g2}$: Frontières de la bande considérée, auxquelles correspondent les phases Ψ_1 et Ψ_2 .

La définition de la bande se complète en posant :

$$\cos \Psi_2 = -\cos \Psi_1 > 0, \text{ donc } \Psi_1 = \pi - \Psi_2 \quad (3.1.44)$$

Par conséquent :

$$\left| \begin{array}{l} \lambda_{g1} = \frac{1+r}{2r} \cdot \lambda_{g0} ; \quad \lambda_{g2} = \frac{1+r}{2} \cdot \lambda_{g0} \\ \Psi_1 = \frac{\pi \cdot r}{1+r} ; \quad \Psi_2 = \frac{\pi}{1+r} \end{array} \right. \quad (3.1.45)$$

Dans ce cas d'étude, on suppose que l'excitation du guide secondaire est non directionnelle.

Soit $\kappa_i = |b_i/A_1|$: constante de couplage de l'ouverture d'ordre (i) (3.1.46)

A_1 : onde excitatrice, b_i onde excitée en (i) dans le guide secondaire grâce à la symétrie du couplage : $\kappa_i = \kappa_{n+1-i}$ (3.1.46)_b

La phase de l'onde principale au niveau de l'ouverture (i) à un instant donné, par rapport à la première ouverture, vaut $-(i-1)\Psi$. C'est aussi la phase de l'onde excitée correspondante.

L'onde excitée b_i se retrouve aux sorties (iris extrêmes) du guide secondaire avec la phase :

Sortie (4) : $-(i-1)\Psi - (n-i)\Psi = -(n-1)\Psi$ (3.1.47)

Sortie (2) : $-(i-1)\Psi - (i-1)\Psi = -2(i-1)\Psi$ (3.1.48)

Sous ces conditions les ondes totales qui sortent du guide secondaire s'expriment par :

$$B_4 = A_1 \left(\sum_{i=1}^n \kappa_i \right) e^{-j(n-1)\Psi} \quad (3.1.49)$$

$$B_2 = A_1 \left[\kappa_1 + \kappa_2 e^{-j2\Psi} + \kappa_3 e^{-j4\Psi} + \dots + \kappa_n e^{-j(n-1)\Psi} \right] \quad (3.1.50)$$

Si le plan de symétrie p_0 est pris comme origine des phases, les nouvelles expressions de B_4 et B_2 seront :

$$B_4 = A_1 \left(\sum_{i=1}^n k_i \right) e^{-j(1/2)(n-1)\Psi} \quad (3.1.51)$$

et compte tenu de la symétrie du couplage :

$$(3.1.52) \quad B_2 = 2A_1 \left[k_1 \cos(n-1)\Psi + k_2 \cos(n-3)\Psi + \dots + k_{n/2} \cos \Psi \right] \quad (n: \text{pair})$$

$$(3.1.53) \quad B_2 = 2A_1 \left[k_1 \cos(n-1)\Psi + k_2 \cos(n-3)\Psi + \dots + \frac{k_{(n-1)/2}}{2} \cos 2\Psi \right] + \frac{k_{n+1}}{2} \quad (n: \text{impair})$$

b) distribution binomiale

Dans ce cas on utilise un ensemble d'éléments de couplage pour lesquels les tensions couplées varient comme les coefficients d'un binôme.

Dans ce but on pose :

$$(3.1.54) \quad \begin{aligned} k_1 &= k & k_2 &= (n-1)k \\ k_3 &= \frac{(n-1)(n-2)}{2!} k & k_4 &= \frac{(n-1)(n-2)(n-3)}{3!} k \dots \end{aligned}$$

de sorte que les k_i se trouvent dans les rapports :

$$(3.1.55) \quad \begin{aligned} &1:1 \text{ (pour } n=2) ; \quad 1:2:1 \text{ pour } (n=3) \\ &1:3:3:1 \text{ (pour } n=4) ; \quad 1:4:6:4:1 \text{ pour } (n=5) \end{aligned}$$

Par conséquent, l'équation (3.1.51) donne immédiatement l'onde B_4 , et par

là le coefficient de couplage C :

$$C = 20 \log \left| \frac{B_4}{A_1} \right| = 20 \log \left[k \left\{ 1 + (n-1) + \frac{(n-1)(n-2)}{2!} + \dots \right\} \right] = 20 \log (k \cdot 2^{n-1})$$

$$(3.1.56) \quad \text{Soit } C = 6(n-1) + 20 \log k$$

On remarque que le coefficient C est indépendant de d_g

Rappelons d'autre part que si l'on pose : $x = \cos \Psi$ (équation 3.1.57)

et puisque $\cos(n+1)\Psi = 2 \cos n\Psi \cos \Psi - \cos(n-1)\Psi$ (équation : 3.1.58)

On aura : $\cos \Psi = x$, $\cos 2\Psi = 2x^2 - 1$, $\cos 3\Psi = 4x^3 - 3x$

$$(3.1.59) \quad \cos 4\Psi = 8x^4 - 8x^2 + 1, \quad \cos 5\Psi = 16x^5 - 20x^3 + 5x$$

Le développement des termes de l'onde B_2 en termes $\cos m\Psi$ (m entier) à l'aide des équations (3.1.52 ; 3.1.53) il reste seulement le terme $\cos^{(n-1)}(\Psi)$ affecté du coefficient $(2^{n-1} A_1 k)$ par conséquent :

$$(3.1.60) \quad \frac{d^{(n-2)}}{d d_g^{(n-2)}} \left[\cos^{n-1} \left(\frac{\pi d_g}{2 d_g} \right) \right] = 0 \text{ pour } d_g = d_{g0} \text{ la courbe de la variation}$$

de B_2 en fonction de d_g est la plus plate possible.

La directivité est alors :

$$(3.1.61) \quad D = 20 \log \left| \frac{B_4}{B_2} \right| = 20 \log \left| \frac{\sum_{i=1}^n k_i}{2^{n-1} k \cdot \cos^{n-1} \Psi} \right| = 20 \log \left| \cos^{n-1} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{d_{g0}}{d_g} \right) \right|$$

On remarque que D est fonction de d_g sa variation est la plus stable possible autour de d_{g0} .

On constate sur le graphe que la directivité reste dans la pratique finie même lorsque^{xx} les courbes sont arrondies en conséquence.

On constate aussi que la bande d'utilisation s'alargit assez vite quand le nombre (n) d'ouvertures augmente.

c) Distribution de Tchebycheff :

Pesons le problème de la façon suivante. On se propose de réaliser un coupleur directif à (n) ouvertures, dont les constantes de couplages K_i auront la distribution qui résulte de l'utilisation des polynômes de tchebycheff.

On se donne le coefficient de couplage c, et on cherche la directivité minimale (D_{min}) dans une bande de fonctionnement ($\lambda_{q1}, \lambda_{q2}$) donné?

- Prenons comme variable $Z = \frac{\cos \psi}{\cos \psi_2} \quad (\cos \psi = Z_1 \cos \psi_2) \quad (3.1.62)$

Les paramètres concernant la bande de fonctionnement étant définis par les équations $(\sum_{i=1}^n K_i = 10^{D/20} (*)) ; (3.1.42) \text{ à } (3.1.45)$

Connaissant le couplage c on aura : $c = 20 \log \left| \frac{B_4}{B_1} \right| = 20 \log \left(\sum_{i=1}^n K_i \right)$

d'où : (*) : 3.1.63

Dans la bande ($\lambda_{q1}, \lambda_{q2}$), la directivité satisfait la condition $D \geq D_{min}$ ce qui se traduit.

$$D = 20 \log \left| \frac{B_4}{B_2} \right| = 20 \log \left| \frac{\sum_{i=1}^n h_i}{B_2 / A_1} \right| \geq D_{min} \quad (3.1.64)$$

Ou bien $\left| \frac{B_2}{A_1} \right| \leq \left(\sum_{i=1}^n |h_i| \right) 10^{-D_{min}/20} = \epsilon \quad (3.1.65)$

Or, dans la bande de fonctionnement, on a , donc aussi : $|T_{n-1}(z)| \leq 1$

($T_n(z)$) Polynômes de tchebycheff de première espèce, d'ordre n)

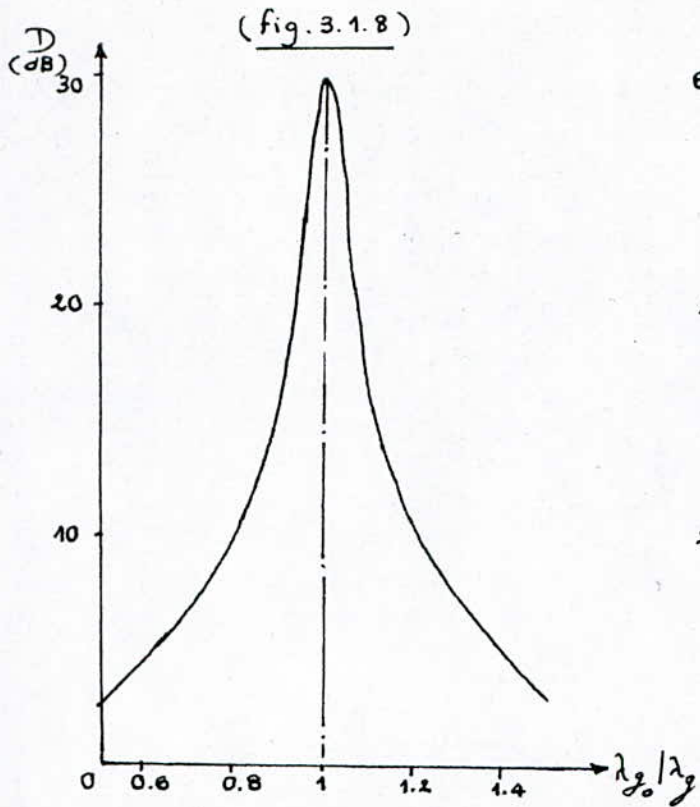
Par conséquent, pour que $|B_2 / A_2| \leq \epsilon$, il suffit de poser $B_2 / A_1 = \epsilon T_{n-1}(z)$ (3.1.66)

D'après les équations : (3.1.52), (3.1.57), B_2 / A_1 est un polynôme en $\cos \psi$ donc aussi un polynôme en (z), $\cos \psi_2$ étant une constante connue (3.1.45)

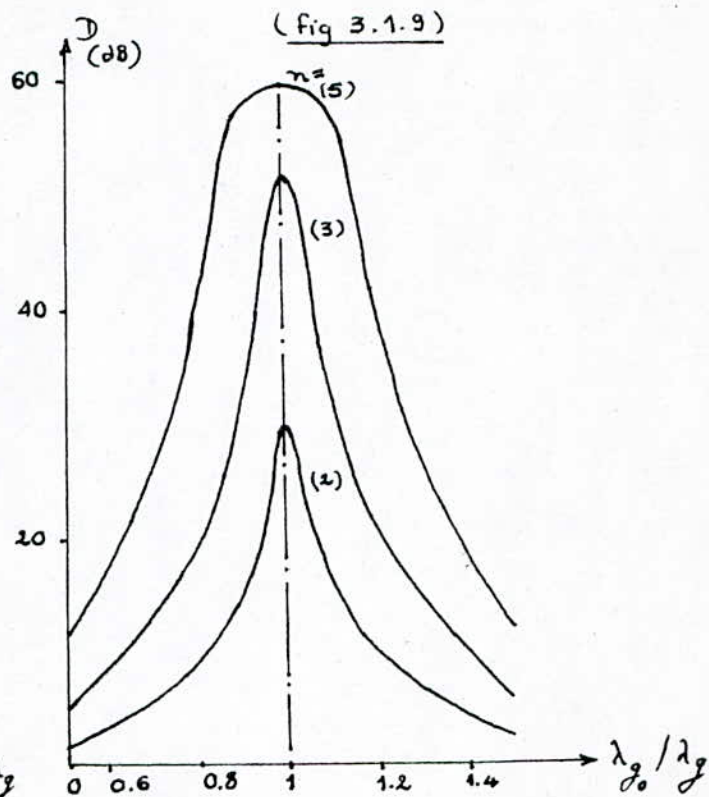
D'autre part $T_{n-1}(z)$ est de même un polynôme en (z) l'égalisation des coefficients d'égalés puissances de (z) donne un système qui fournit les K_i en fonction de ϵ (et $\cos \psi_2$). La somme des K_i est par ailleurs connue ($\bar{c}_q^n = 3.1.63$)

On peut donc calculer ϵ et par là D_{min} ($\bar{c}_q^n = 3.1.65$)

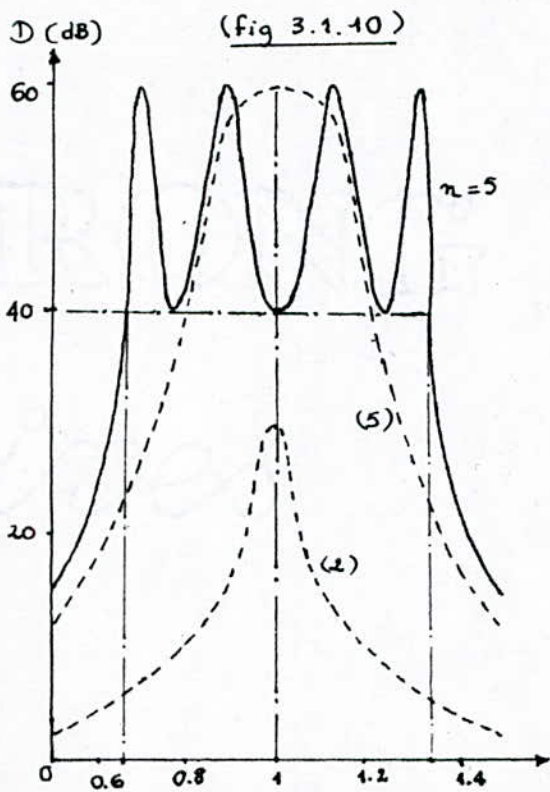
Si la valeur calculée de D_{min} n'est pas satisfaisante (ou si les valeurs K_i ne sont pas réalisables), on doit recommencer avec un autre nombre d'ouvertures (x).



Coupleur à deux petits iris
Directivité D en fonction de λ_g/λ_g

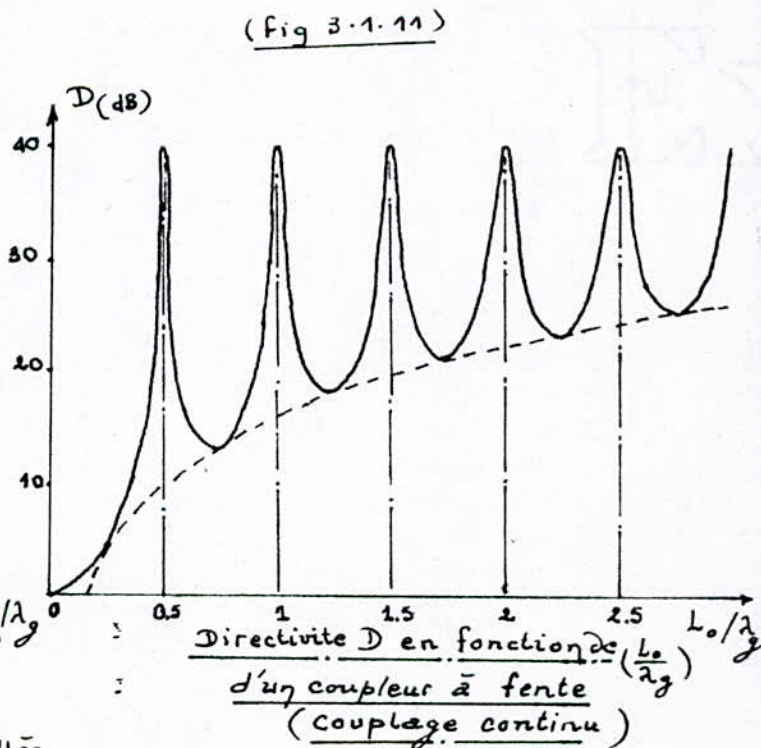


Coupleur à distribution Binomiale
 (n : nbre d'ouvertures)



Coupleur à distribution de Tchebycheff ($n=5$)

Les courbes (2) et (5): en pointillés correspondent à des distributions Binomiales



Directivité D en fonction de $(\frac{L_0}{\lambda_g})$
d'un coupleur à fente
(couplage continu)

D'autre part $T_{n-1}(z)$ est de même un polynôme en (z) l'égalisation des coefficients d'égales puissance de (z) donne un système qui fournit les K_i en fonction de ε (et de $\cos \psi$) La somme des K_i est par ailleurs connue ($\bar{\varepsilon}_g^n$ 3.1.63)

On peut donc calculer ε et par là D_{min} ($\bar{\varepsilon}_g^n$ 3.1.65)

Si la valeur calculée de D_{min} n'est pas satisfaite (ou si les valeurs K_i ne sont pas réalisables), on doit recommencer avec un autre nombre d'ouverture (n) .

La directivité présente un caractère oscillatoire cependant, pour n , C et D_{min} données, la distribution de Tchebycheff assure la bande d'utilisation la plus large possible (fig. 3.1.10)

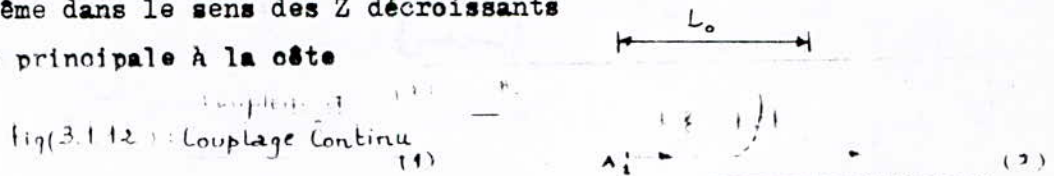
Couplage continu :

Dans ce cas, considérons deux identiques superposés, couplés par une fente de longueur L_0 (Fig 3.1.12). Un élément dz de la fente laisse passer dans les bras (4) et (2) les ondes élémentaires dB_4 et dB_2 respectivement

$$(3.1.67) \quad dB_4 = \alpha(z) \cdot A_1(z) \cdot dz \quad ; \quad dB_2 = \beta(z) \cdot A_1(z) \cdot dz$$

$\alpha(z)$: couplage par unité de longueur dans le sens des ordissants, fonction de $\beta(z)$: de même dans le sens des Z décroissants

$A_1(z)$: onde principale à la cote



Si $\alpha(z) = \beta(z) = \alpha$ et si on admet que le couplage est assez faible, les ondes B_4 et B_2 s'obtiennent par intégration, en tenant compte des chemins parcourus par chaque onde élémentaire.

$$B_4 = \int_0^{L_0} \alpha \cdot A_1 \cdot \exp(-j\beta_g z) \exp(-j\beta_g(L_0 - z)) dz = \alpha \cdot A_1 \cdot L_0 \cdot e^{-j\beta_g L_0} \quad (3.1.68)$$

$$B_2 = \int_0^{L_0} \alpha \cdot A_1 \cdot \exp(-2j\beta_g z) dz = \frac{-\alpha \cdot A_1}{2j\beta_g} \cdot (e^{-2j\beta_g L_0} - 1) = \frac{\alpha \cdot A_1}{\beta_g} \sin(\beta_g L_0) e^{-j\beta_g L_0} \quad (3.1.69)$$

Le coefficient de couplage C et la directivité D en résultat :

$$C = 20 \text{ Log } |B_4/B_1| = 20 \text{ Log } (\alpha \cdot L_0) \quad (3.1.70)$$

$$D = 20 \text{ Log } |B_4/B_2| = 20 \text{ Log } \left| \frac{\beta_g \cdot L_0}{\sin(\beta_g \cdot L_0)} \right|$$

Les valeurs minimales de la directivité suivent la courbe $20 \text{ Log } (2\pi L_0 / \lambda_g)$ (Ex : On constate pour $D > 20$ dB, dans bande assez large autour d'une longueur d'onde λ_g , la longueur de l'ouverture doit être $L \approx 2 \cdot \lambda_g$). (fig. 3.1.11)

Couplage serré. Hybrides :

Le couplage est dit serré, quand le coefficient de couplage C est supérieur à

- 10 dB environ. La valeur $C = -3$ dB (équipartition de puissance) correspond au n dispositifs appelés : coupleurs hybrides.

On peut obtenir des coupleurs directifs à transfert total de puissance ($C = 0$ dB) toute la puissance venant du guide principal passe dans le guide secondaire.

Le couplage continu, ou de structure spécialement étudiées. La longueur totale du dispositif devient inévitablement grande de l'ordre de plusieurs longueurs d'ondes guidées.

II) Coupleurs pour ondes métriques et décimétriques

Certains principes évoqués, dans la réalisation des divers types de coupleurs directifs en ondes centimétriques trouvent des prolongements en techniques de lignes (coaxiales ou à rubans) et donnent lieu à des coupleurs utilisables en ondes décimétriques ou même métriques.

On peut citer deux exemples :

1) le couplage par une seule ouverture peut être repris en technique coaxiale, comme d'ailleurs le couplage par plusieurs iris ou fentes.

2) les hybrides peuvent être réalisés par synthèse, à partir de tronçons de lignes.

III) Coupleurs en ondes millimétriques :

La technique de guides d'ondes s'applique sans difficultés sérieuses jusqu'à $\lambda = 8$ mm.

Aux longueurs plus courtes et jusqu'à $\lambda = 2$ mm environ, la réalisation des composants conventionnels est possible mais les difficultés deviennent de plus en plus graves et le coût augmente très vite.

On étudie alors avec soin les tolérances mécaniques, et on met en oeuvre toutes les possibilités modernes de la mécanique de précision.

Cependant les difficultés ne sont pas que d'ordre mécanique. Plus grave est le fait que les pertes d'énergie, augmentent avec la fréquence sous la pression de ces difficultés on se voit obligé d'abandonner la technique de guides pour $\lambda < 3$ (ou 2) mm et de se tourner vers les techniques "quasi-optiques".

Les techniques quasi-optiques sont utilisées en ondes millimétriques et sub-millimétriques. Plusieurs types de coupleurs directifs peuvent être réalisés sur cette base, à titre d'exemple : le coupleur à miroir diélectrique.

IV APPLICATIONS DU COUPLEUR DIRECTIF - PARTIE THEORIQUE

Les coupleurs directifs sont utilisés dans de nombreux montages pour atteindre des buts assez précis.

1) REFLECTOMETRE

L'application des coupleurs directifs à la mesure des coefficients de réflexion d'éléments de lignes de transmission par celle de l'amplitude l'onde réfléchie est évidente, mais la pression qu'elle nécessite et les techniques utilisées sont assez différentes de celles des mesures de transfert de puissance pour qu'une étude spéciale soit opportune. On distingue sous le nom de "reflectometres" les coupleurs directifs utilisés pour la mesure des ondes réfléchies.

Supposons d'abord que les charges sont quelconques et développons la relation $B = SA$, S étant la matrice de transmission d'un coupleur directif idéal.

On obtient :

$$(I) \begin{cases} B_1 = \rho A_3 + j\sqrt{1-\rho^2} \cdot A_4 & ; & B_2 = j\sqrt{1-\rho^2} A_3 + \rho \cdot A_4 \\ B_3 = \rho A_1 + j\sqrt{1-\rho^2} A_2 & ; & B_4 = j\sqrt{1-\rho^2} A_1 + \rho \cdot A_2 \end{cases}$$

Précisons maintenant la nature des terminaisons : générateur en (1) détecteurs adaptés en (2) et (4), charge quelconque de coefficient de réflexion (ρ) en 3.

Les relations supplémentaires sont :

$$\begin{cases} A_2 = A_4 = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad A_3 = \rho \cdot B_3$$

Des équations (I) et (II) on tire :

$$B_2/B_4 = A_3/A_1 = \frac{\rho \cdot B_3}{A_1} = \frac{\rho \cdot \rho \cdot A_1}{A_1} = \rho \cdot \rho$$

Le couplage secondaire étant supposé très faible : $\rho \approx 1$ et par conséquent :

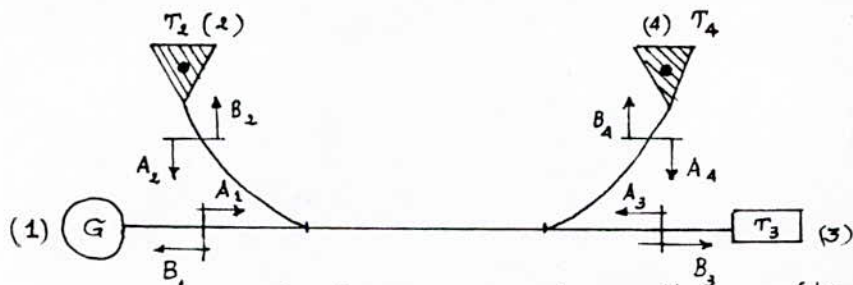
$$\boxed{B_2/B_4 \approx \rho} \quad (\text{si } \rho \approx 1)$$

Le montage fonctionne donc comme un reflectomètre.

Dans la pratique, on mesure le rapport de ces puissances :

$$\left| \frac{B_2}{B_4} \right|^2 \approx |\rho|^2 \quad (\text{si } \rho \approx 1)$$

Ce qui permet une mesure directe assez commode du module de coefficient de réflexion.



— Schéma de montage d'un reflectomètre —

Les relations établies dans ce cas sont approximatives et qu'il y a plusieurs sources d'erreurs.

Pour palier à ces sources d'erreurs on utilise :

Le reflectometre à double coupleurs directifs. Ce reflectometre constitue un reflectometre amélioré.

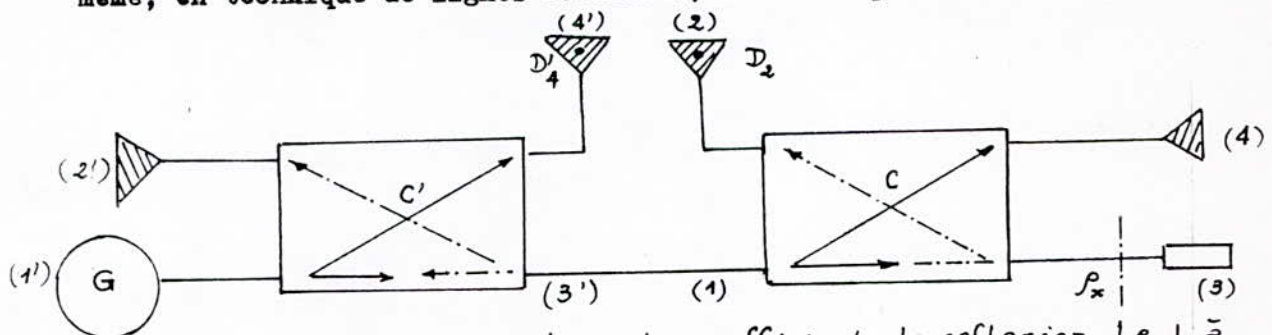
En effet, l'onde incidente et l'onde réfléchie sont alors échantillonnées par deux coupleurs différents comme l'onde réfléchie est généralement faible, on peut choisir le coupleur correspondant de sorte qu'il dispose d'un couplage plus serré que l'autre coupleur destiné à l'onde incidente.

Un tel reflectometre est peu affecté par le fait que les terminaisons des coupleurs directifs soient légèrement désadaptées, défaut plus ou moins inévitable.

Par ailleurs, les fluctuations éventuelles de la puissance du générateur ne gênent pas les mesures, puisque le dispositif est conçu pour fournir $|r|^2$ égal au rapport des puissances ($\frac{\text{refléchie}}{\text{incidente}}$).

Ce type de reflectometre est sensible et précis. Son utilisation est d'ailleurs plus commode que le dispositif en pont, équipé d'un té magique ou d'un coupleur hybride.

D'autres types de reflectometres sont également possibles. Certains d'entre eux sont prévus pour fonctionner à des fréquences de quelques gigahertz ou même, en technique de lignes coaxiales, à des fréquences encore plus basses.



Mesure du module du coefficient de réflexion $|r_x|$ à l'aide d'un reflectomètre.

C et C' : Coupleurs directifs ; G : générateur adapté
 D₂ et D₄ : Détecteurs quadratiques.

Cas du reflectomètre réel

Le système d'équations suivant nous permet d'extraire les expressions des champs incidents B_2 et B_4 , sur les deux détecteur D_2 et D_4 :

$$\begin{bmatrix} B'_1 \\ B'_2 \\ B'_3 \\ B'_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s'_{11} & s'_{12} & s'_{13} & s'_{14} \\ s'_{12} & s'_{11} & s'_{14} & s'_{13} \\ s'_{13} & s'_{14} & s'_{11} & s'_{12} \\ s'_{14} & s'_{13} & s'_{12} & s'_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A'_1 \\ A'_2 \\ A'_3 \\ A'_4 \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} \\ s_{12} & s_{11} & s_{14} & s_{13} \\ s_{13} & s_{14} & s_{11} & s_{12} \\ s_{14} & s_{13} & s_{12} & s_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix}$$

On a : $B'_3 = A_1$, $A'_3 = B_1$, $A'_2 = 0$, $A'_4 = 0$; $A_4 = 0$, $A_2 = 0$, $A_3 = \rho_x \cdot B_3$
Sont la solution est :

$$B'_4 / A'_1 = s'_{14} + \frac{s'_{13} s'_{12} (s_{11} + \rho_x (s_{13}^2 - s_{11}^2))}{(1 - s_{11} \cdot s'_{11}) (1 - s_{11} \cdot \rho_x) - s'_{11} \cdot s_{13}^2 \cdot \rho_x}$$

$$\frac{B_2}{A_1} = \frac{s_{13} s'_{13} s_{14} \cdot \rho_x + s_{12} \cdot s'_{13} (1 - s_{11} \cdot \rho_x)}{(1 - s_{11} \cdot s'_{11}) (1 - s_{11} \cdot \rho_x) - s'_{11} \cdot s_{12}^2 \cdot \rho_x}$$

En négligeant les termes du second ordre (produits d'éléments qui seraient nuls pour des coupleurs idéaux) ces expressions se simplifient :

$$\frac{B'_4}{A'_1} = s'_{14} \left(1 + \frac{\rho_x \cdot s_{13}^2 \cdot s'_{12} \cdot s'_{13}}{s'_{12}} \right)$$

$$\frac{B_2}{A_1} = s_{13} \cdot s'_{13} \cdot s_{14} \cdot \rho_x \left(1 + \frac{s_{12}}{s_{13} \cdot s_{14} \cdot \rho_x} + (s_{11} - s'_{11} \cdot s_{13}^2) \rho_x \right)$$

L'erreur relative sur la mesure de $|\rho_x|$ est donnée par :

$$\varepsilon \leq \frac{d}{|\rho_x \cdot s'_{13}|} + |s_{11} - s'_{11} \cdot s_{13}^2| \cdot |\rho_x| + |\rho_x| \cdot d' \cdot |s'_{13} \cdot s_{12}^2| \quad \text{au second ordre près}$$

Remarque :

Par comparaison au montage à un seul coupleur, on retrouve les erreurs provoquées par le coupleur C, plus une erreur additionnelle, due à la directivité limitée du coupleur C'.

Conclusion :

Le reflectomètre présente un certain nombre d'avantages :

Il permet, grâce à une mesure de rapport de deux tensions détectées, de s'affranchir des variations de niveau de générateur, quand on fait un balayage en fréquence; un choix correcte des coefficients de couplage des deux coupleurs permet d'avoir des signaux détectés d'amplitudes convenables quelque soit ρ_x .

2) - MESURES D'IMPEDANCES

La mesure d'impédance réduite (ou le coefficient de réflexion en module et en argument) d'une charge quelconque peut être réalisé par une méthode de zéro : nous constituons pour cela un pont à l'aide d'un coupleur directif, qu'on équilibre avec une charge étalon.

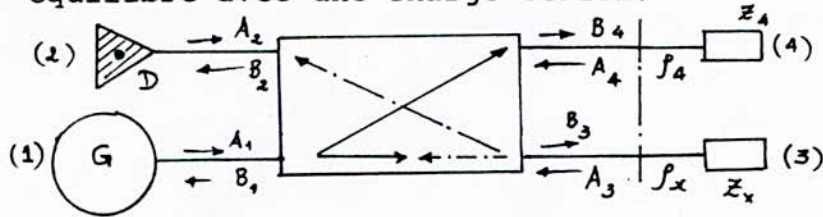


Schéma synoptique du pont d'impédances

G : générateur; f_x : coefficient de réflexion de la charge inconnue.
 D : détecteur ; f_4 : coefficient de réflexion de la charge étalon.

a) - Utilisation d'un coupleur idéal

Hypothèses : $A_2 = 0$ (détecteur adapté)
 $A_3 = f_x \cdot B_3$
 $A_4 = f_4 \cdot B_4$

Le système d'équations : $(B) = (S)(A)$ permet de déterminer le champ incident sur le détecteur B_2 :

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & q & j\sqrt{1-q^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-q^2} & q \\ q & j\sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-q^2} & q & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{pmatrix}$$

(1) $B_2 = j\sqrt{1-q^2} A_3 + q A_1$ en utilisant les hypothèses
 on a : (1)' : $B_2 = j\sqrt{1-q^2} \cdot f_x \cdot B_3 + q \cdot f_4 \cdot B_4$

$$\text{soit } B_3 = q A_1 + j\sqrt{1-q^2} A_2 \quad (2)$$

$$B_4 = j\sqrt{1-q^2} A_1 + q \cdot A_2 \quad (3)$$

Puisque $A_2 = 0$ (par hypothèse) $\Rightarrow B_3 = q A_1$ (2)'
 $\Rightarrow B_4 = j\sqrt{1-q^2} A_1$ (3)'

En remplaçant (2') et (3') dans l'expression (1') on a

$$B_2 = jq\sqrt{1-q^2} A_1 (f_4 + f_x)$$

Le pont est équilibré si $B_2 = 0$ (détecteur adapté) $\Rightarrow f_x = -f_4$

b)- Cas du coupleur directif réel

Dans ce cas on admet que le coupleur est électriquement symétrique, mais qu'il n'est pas adapté à la jonction et que sa directivité n'est pas infinie.

La matrice de transmission s'exprime par :

$$(S) = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} \\ s_{12} & s_{11} & s_{14} & s_{13} \\ s_{13} & s_{14} & s_{11} & s_{12} \\ s_{14} & s_{13} & s_{12} & s_{11} \end{pmatrix}$$

Moyennant les mêmes hypothèses que celles du cas idéal

$$A_2 = 0 ; A_3 = f_x \cdot B_3 ; A_4 = f_A \cdot B_4$$

On obtient, finalement :

$$B_2 = A_1 \left[\frac{(f_x + f_A)(s_{13}s_{14} - s_{11}s_{12}) + s_{12} + f_x f_A (s_{11}(s_{11}s_{12} - s_{13}s_{14}) + s_{12}(s_{13}^2 + s_{12}^2 + s_{14}^2) - s_{11}s_{13}s_{14})}{1 + f_x f_A [s_{11}^2 - s_{12}^2] - s_{11}(f_x + f_A)} \right]$$

l'équilibre du pont a lieu quand $B_2 = 0$ (detecteur adapté)

$$f_x = -f_A - \frac{s_{12}}{s_{13}s_{14} - s_{11}s_{12}} - f_x f_A \left(-s_{11} + \frac{s_{12}(s_{13}^2 + s_{14}^2 - s_{12}^2) - s_{11}s_{13}s_{14}}{s_{13}s_{14} - s_{11}s_{12}} \right)$$

Evaluation de l'erreur :

Hypothèses : 1/ $|s_{11}|$ et $|s_{12}|$ sont supposés comme infiniment petits principaux.

2/ On définit la directivité d par le

$$\text{rapport : } d = \left| \frac{s_{12}}{s_{14}} \right| \ll 1$$

$$\text{Nous avons : } |s_{11}s_{12}| = d \cdot |s_{14} \cdot s_{11}| \ll |s_{13} \cdot s_{14}|$$

Comme les arguments de s_{11} et s_{12} ne sont généralement pas connus et varient très rapidement avec la fréquence on ne peut que chercher le maximum de l'erreur. La tension détectée est nulle pour :

$$|f_x + f_A| \leq \frac{d}{|s_{13}|} + |f_x^2| \left[2|s_{11}| + \frac{d}{|s_{13}|} \left(|s_{13}^2 + s_{14}^2| + d^2 |s_{14}^2| \right) \right]$$

au second ordre près

Le produit scalaire des deux premières colonnes de la matrice S montre que les arguments de s_{13} et s_{14} diffèrent de $\pi/2$ au second ordre près.

Par suite avec $|s_{13}| = q$

$$|s_{13}^2 + s_{14}^2| \approx |2q^2 - 1| \gg d^2 |s_{14}^2|$$

Sauf pour $q^2 = 1/2$ auquel cas le dernier terme de l'inégalité est négligeable devant $|s_{11}|$. La condition d'équilibre s'écrit donc :

$$|f_x + f_A| \leq \frac{d}{q} + |f_x^2| \left(2|s_{11}| + \frac{d}{q} |(2q^2 - 1)| \right)$$

3)- ANALYSEUR DE RESEAU

L'analyseur de réseau mesure les caractéristiques en réflexion et transmission d'un dispositif en amplitude et en phase. Il comporte une source, un dispositif de séparation des signaux, un récepteur, un ensemble de visualisation.

1)- La Source : On distingue deux types de sources : les wobulateurs et les synthétiseurs.

2)- La séparation des signaux :

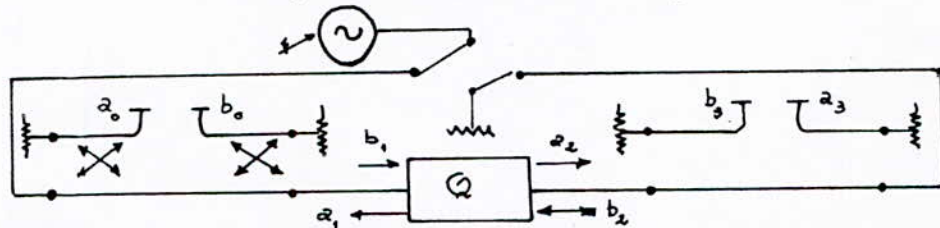
On peut utiliser des coupleurs directifs ou des diviseurs de puissance égale.

3)- Le récepteur : Trois (3) techniques de base sont utilisées :

a)- La diode : Elle convertit un signal HF en continu, si le signal est modulé en amplitude.

b)- Le changement de fréquence par mélange avec le fondamental.

c)- Le changement de fréquence avec mélange par génération d'harmoniques.



- Système de séparation (avec coupleurs directifs).

Pour la mesure sur un quadripole, on place un coupleur en amont, qui mesure l'onde entrant l'accès 1, un second coupleur mesure l'onde transmise accès 2.

Le commutateur d'entrée permet d'alimenter le quadripole dans un sens ou dans l'autre.

Les paramètres mesurés sont déterminés par :

$$s_{11} = b_0/a_0 \qquad s_{12} = b'_0/a'_3$$

$$s_{21} = b_3/a_0 \qquad s_{22} = b'_3/a'_3$$

V° APPLICATIONS DU COUPLEUR DIRECTIF

- Partie Experimentale -

1) METHODES DE MESURE DES PARAMETRES S_{ij} DES QUADRIPOLES EN MICRO-ONDES.

- En vue de la détermination des paramètres S_{ij} de notre coupleur directif dans le cadre du calcul d'erreur, on transforme l'octopôle considéré (coupleur directif) en un quadripôle en réalisant l'adaptation de deux des quatre bras du coupleur (l'un des bras, par exemple le n°2, est adapté par construction).

Si on considère que seul le bras (1) n'est pas adapté, on obtient ainsi les quadripôles (1-3) et (1-4).

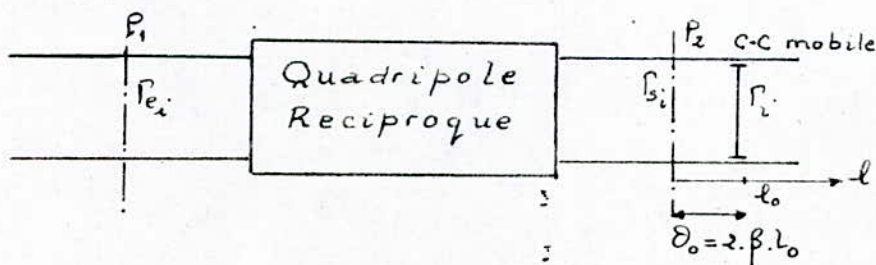
Dans ce cadre, nous passerons en revue les différentes méthodes de mesure des paramètres S_{ij} d'un quadripôle, tout en mettant l'accent sur la méthode des quatre points que nous avons utilisée pour la détermination des paramètres S_{ij} de notre coupleur directif.

1) Méthode des 3 points

La détermination des paramètres S_{ij} d'un quadripôle réciproque par cette méthode, se base sur l'utilisation d'un court-circuit et d'une charge adaptée.

2) Méthode des 4 points

Dans cette méthode, on utilise le principe d'un court-circuit mobile.



Soient Γ_i : le coefficient de réflexion au plan P_i .

Γ_{s_i} : le coefficient de réflexion au plan P_{s_i} .

Γ_i : le coefficient de réflexion au niveau du court-circuit.

On mesure les coefficients de réflexion Γ_i correspondants à quatre (4) positions du court-circuit (mobile) distants de $\lambda/8$

On a:

$$\Gamma_{s_i} = \Gamma_i e^{-2j\beta l_i} \quad (i=1,4)$$

- Le premier (1^{er}) point: $l_1 = l_0$ et $2\beta l_1 = 2\beta l_0$

- Le deuxième (2^e) point: $l_2 = l_0 + \lambda/8$ et $2\beta l_2 = 2\beta l_0 + \pi/2$

- Le troisième (3^e) point: $l_3 = l_0 + 2\lambda/8$ et $2\beta l_3 = 2\beta l_0 + \pi$

- Le quatrième (4^e) point: $l_4 = l_0 + 3\lambda/8$ et $2\beta l_4 = 2\beta l_0 + 3\pi/2$.

Comme $\Gamma_i = -1$ quelque soit la position du court-circuit (mobile).

$$\text{On a } \Gamma_{s_1} = -e^{-2j\beta l_0}; \quad \Gamma_{s_2} = j e^{-2j\beta l_0}$$

$$\Gamma_{s_3} = e^{-2j\beta l_0}; \quad \Gamma_{s_4} = -j e^{-2j\beta l_0}$$

Posons $\theta_0 = 2\beta l_0$.

Comme $\Gamma_e = s_{11} + \frac{s_{12}^2 \Gamma_s}{1 - s_{22} \Gamma_s}$ On a:

$$\Gamma_{e_1} = s_{11} - \frac{s_{12}^2 e^{-j\theta_0}}{1 - s_{22} e^{-j\theta_0}}; \quad \Gamma_{e_2} = s_{11} + j \frac{s_{12}^2 e^{-j\theta_0}}{1 - j s_{22} e^{-j\theta_0}}$$

$$\Gamma_{e_3} = s_{11} + \frac{s_{12}^2 e^{-j\theta_0}}{1 - s_{22} e^{-j\theta_0}}; \quad \Gamma_{e_4} = s_{11} - j \frac{s_{12}^2 e^{-j\theta_0}}{1 + j s_{22} e^{-j\theta_0}}$$

Et posons:

$$F_1 = 1/4 \left[(\Gamma_{e_1} - \Gamma_{e_3}) + j (\Gamma_{e_2} - \Gamma_{e_4}) \right]$$

$$F_2 = 1/4 \left[(\Gamma_{e_1} - \Gamma_{e_3}) - j (\Gamma_{e_2} - \Gamma_{e_4}) \right]$$

$$F_3 = 1/4 \left[(\Gamma_{e_1} + \Gamma_{e_3}) + (\Gamma_{e_2} + \Gamma_{e_4}) \right]$$

$$F_4 = 1/4 \left[(\Gamma_{e_1} + \Gamma_{e_3}) - (\Gamma_{e_2} + \Gamma_{e_4}) \right]$$

On en tire:

$$F_1 = \frac{-s_{12}^2 e^{-j\theta_0}}{1 - [s_{22} e^{-j\theta_0}]^4}; \quad F_2 = F_1 \cdot s_{22}^2 e^{-2j\theta_0}$$

$$F_3 = -F_1 \cdot s_{22}^2 e^{-j\theta_0}; \quad F_4 = s_{11} - F_1 (s_{22}^2 e^{-j\theta_0})^3$$

Finalement on obtient :

$$s_{11} = F_4 - \frac{F_2 \cdot F_3}{F_1} \quad ; \quad s_{12}^2 e^{-j\theta_0} = -F_1 \left(1 - \left(\frac{F_2}{F_1} \right)^2 \right)$$

$$s_{22} = -\frac{F_3}{F_1} \cdot e^{j\theta_0}$$

3) Méthode des 2 points

(dite méthode quart-d'onde)

C'est une simplification de la méthode des 4 points, applicable si $|s_{12}|^2 \ll 1$.

La méthode consiste à mettre le court-circuit en (P_2) et mesurer le coefficient de réflexion Γ_1 à l'entrée (P_1).

Puis déplacer le court-circuit de $\lambda/4$ vers la droite à partir de (P_2) : il y a donc un circuit ouvert en (P_2). On mesure le coefficient de réflexion Γ_2 .

$$\text{On a : } \Gamma_1 = s_{11} - \frac{s_{12}^2}{1 - s_{22}} \quad ; \quad \Gamma_2 = s_{11} + \frac{s_{12}^2}{1 - s_{22}}$$

$$\Gamma_1 - \Gamma_2 = \frac{-2 \cdot s_{12}^2}{1 - s_{22}^2} \approx -2 \cdot s_{12}^2 \quad (|s_{22}|^2 \ll 1 : s_{22} \text{ faible})$$

$$\text{D'où : } s_{12}^2 \approx -\frac{1}{2} (\Gamma_1 - \Gamma_2)$$

4) Méthode de Dechamps

Dans cette méthode, le court-circuit mobile joue le rôle de la charge variable.

Le schéma du montage ne change pas et comporte toujours le quadripôle, le court-circuit mobile et les deux plans (P_1) et (P_2).

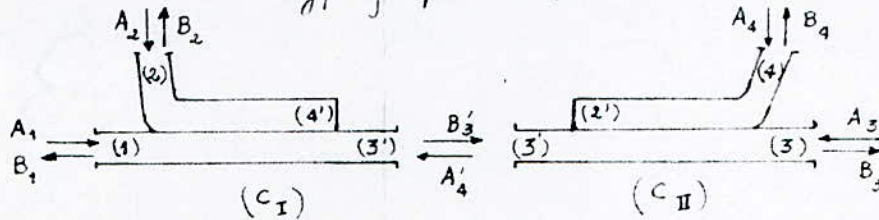
Cette méthode est basée sur la transformation bilinéaire qui lie l'impédance de sortie, à l'impédance d'entrée d'un quadripôle quelconque. Elle est valable pour les quadripôles passifs ou non.

Dans ce cas, on place, comme charge, un court-circuit mobile, et pour huit (8) positions du court-circuit distantes de $\lambda/16$, on mesure le coefficient de réflexion à l'entrée Γ_e correspondants. Les plans P_1 et P_2 sont choisis quelconques.

II) MESURE DU COEFFICIENT DE REFLEXION (OU IMPEDANCE REDUITE)
A L'AIDE DE DEUX COUPLEURS DIRECTIFS A TROIS ACCES

A) Analyse du circuit

À défaut d'utiliser un coupleur directif à quatre (4) accès, on utilise deux coupleurs directifs à trois (3) accès (disponibles au laboratoire hyperfréquences) en cascade.



Les coupleurs utilisés sont du type : PM 7241X dont les caractéristiques sont les suivantes :

Gamme de fréquence : 8,2 - 12,4 GHz.

Facteur de Couplage : $10 \text{ dB} \pm 0,4 \text{ dB}$.

Directivité : $> 40 \text{ dB}$.

Tos du bras principal : max 1,05

Notre but est de calculer la détection hyperfréquence $|B_2|^2$ à l'accès (2), en considérant deux cas :

a) Les deux coupleurs directifs sont idéaux

Comme nous l'avons vu précédemment la matrice de transmission d'un coupleur idéal mis sous sa forme canonique est :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \rho & j\sqrt{1-\rho^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-\rho^2} & \rho \\ \rho & j\sqrt{1-\rho^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-\rho^2} & \rho & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Hypothèses :

$$\rho_4 = A_4/B_4 \Rightarrow B_4 = A_4/\rho_4 \quad (\text{charge étalon})$$

$$\rho_x = A_3/B_3 \Rightarrow B_3 = A_3/\rho_x \quad (\text{charge inconnue})$$

$$A'_4 = A'_2 = 0 \quad (\text{terminaisons adaptées})$$

$$A_2 = 0 \quad (\text{détecteur adapté})$$

En appliquant la relation $(B) = (S)(A)$ aux deux coupleurs on obtient les équations suivantes:

COUPLEUR (C_I)

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & q & j\sqrt{1-q^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-q^2} & q \\ q & j\sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-q^2} & q & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ 0 \\ A_3 \\ 0 \end{pmatrix}$$

- 1) $B_1 = q A_3$
- 2) $B_2 = j\sqrt{1-q^2} A_3$
- 3) $B_3 = q A_1$
- 4) $B_4 = j\sqrt{1-q^2} A_1$

COUPLEUR (C_{II})

$$\begin{pmatrix} A'_3 \\ B'_2 \\ A_3/\rho_x \\ A_4/\rho_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & q & j\sqrt{1-q^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-q^2} & q \\ q & j\sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-q^2} & q & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B'_3 \\ 0 \\ A_3 \\ A_4 \end{pmatrix}$$

- 5) $A'_3 = q A_3 + j\sqrt{1-q^2} A_4$
- 6) $B'_2 = j\sqrt{1-q^2} A_3 + q A_4$
- 7) $A_3/\rho_x = q B'_3$
- 8) $A_4/\rho_4 = j\sqrt{1-q^2} B'_3$

On tire les expressions des ondes incidentes A_3 et A_4 respectivement

des équations (7) et (8):

$$(7) \Rightarrow A_3 = q \rho_x B'_3$$

$$(8) \Rightarrow A_4 = j\sqrt{1-q^2} \rho_4 B'_3$$

qu'on substitue dans l'équation (5): $A'_3 = [q^2 \rho_x - (1-q^2) \rho_4] B'_3$

d'après l'équation (3): $A'_3 = [q^3 \rho_x - (1-q^2) q \rho_4] A_1$ (9)

On substitue l'expression de A'_3 dans l'équation (2) on obtient:

$$B_2 = j\sqrt{1-q^2} [q^3 \rho_x - (1-q^2) q \rho_4] A_1$$

$$\Rightarrow B_2 = j\sqrt{1-q^2} q [q^2 \rho_x - (1-q^2) \rho_4] A_1$$

À l'équilibre du pont on a $B_2 = 0$, par conséquent:

$$\boxed{\rho_x = \frac{1-q^2}{q^2} \rho_4}$$

b) Les deux coupleurs directifs sont réels

Hypothèses : Les coupleurs directifs sont supposés :

- électriquement symétrique
- non adaptés à la fonction
- de directivité non infinie

$$\rho_4 = A_4/B_4 \text{ (charge étalon)} ; \rho_x = A_3/B_3 \text{ (charge inconnue)}$$

$$A'_4 = A'_2 = 0 \text{ (terminaisons adaptées)} ; A_2 = 0 \text{ (détecteur adapté)}$$

Sous ces hypothèses, la matrice de transmission d'un tel coupleur directif est de la forme :

$$(S) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{11} & S_{12} \\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{pmatrix}$$

Comme dans le cas idéal, on applique les relations $(B) = (S)(A)$ aux deux coupleurs directifs C_I et C_{II} on obtient les équations suivantes :

$$1) B_1 = S_{11} A_1 + S_{13} A'_3$$

$$2) B_2 = S_{12} A_1 + S_{14} A'_3$$

$$3) B_3 = S_{13} A_1 + S_{11} A'_3$$

$$4) B_4 = S_{14} A_1 + S_{12} A'_3$$

$$5) A'_3 = S_{11} B'_3 + S_{13} A_3 + S_{14} A_4$$

$$6) B'_2 = S_{12} B'_3 + S_{14} A_3 + S_{13} A_4$$

$$7) A_3/\rho_x = S_{13} B'_3 + S_{11} A_3 + S_{12} A_4$$

$$8) A_4/\rho_4 = S_{14} B'_3 + S_{12} A_3 + S_{11} A_4$$

Comme précédemment, on peut établir une relation de la forme $B_2 = f(A_1)$.

Une autre écriture des équations (7) et (8) nous permet d'avoir :

$$(7) \left\{ \begin{aligned} (1/\rho_x - S_{11}) A_3 - S_{12} A_4 &= S_{13} B'_3 \end{aligned} \right.$$

$$(8) \left\{ \begin{aligned} -S_{12} A_3 + (1/\rho_4 - S_{11}) A_4 &= S_{14} B'_3 \end{aligned} \right.$$

La résolution de ce système d'équations aboutit à :

$$A_3 = \frac{(1/\rho_4 - S_{11}) S_{13} + S_{12} S_{14}}{(1/\rho_x - S_{11})(1/\rho_4 - S_{11}) - S_{12}^2} \cdot B'_3$$

$$A_4 = \frac{(1/\rho_x - S_{11}) S_{14} + S_{12} S_{13} S_{14}}{(1/\rho_x - S_{11})(1/\rho_4 - S_{11}) - S_{12}^2} \cdot B'_3$$

En substituant les expressions de A_3 et A_4 dans l'équation (5) on a :

$$A'_3 = \left[\frac{s_{11} \left(\frac{1}{f_x} - s_{11} \right) \left(\frac{1}{f_4} - s_{11} \right) - s_{11} s_{12}^2 + \left(\frac{1}{f_4} - s_{11} \right) s_{13}^2 + \left(\frac{1}{f_x} - s_{11} \right) s_{14}^2 + 2 \cdot s_{12} \cdot s_{13} \cdot s_{14}}{\left(\frac{1}{f_x} - s_{11} \right) \left(\frac{1}{f_4} - s_{11} \right) - s_{12}^2} \right] \cdot B'_3$$

Soit : $(A'_3 = (N/D) B'_3) \left\{ \text{pour alléger les équations} \right\}$

$$A'_3 = \frac{N}{D} \cdot B'_3 = \frac{N}{D} (s_{13} A_1 + s_{11} A'_3) = \frac{N}{D} \cdot s_{13} A_1 + \frac{N}{D} \cdot s_{11} \cdot A'_3$$

$$\text{D'où : } A'_3 = \frac{N \cdot s_{13}}{D - N \cdot s_{11}} \cdot A_1 \quad (10)$$

En substituant la relation (10) dans l'équation (2) on obtient :

$$B_2 = \frac{D \cdot s_{12} - N \cdot s_{11} \cdot s_{12} + N \cdot s_{13} \cdot s_{14}}{D - N \cdot s_{11}} \cdot A_1 \quad \left(\text{à condition que } \frac{D - N \cdot s_{11}}{D - N \cdot s_{11}} \neq 0 \right)$$

L'équilibre du pont s'établit - quand $B_2 = 0$:

$$\left(s_{11}^2 s_{12} - s_{12}^3 + s_{11}^3 \cdot s_{13} \cdot s_{14} - s_{11} s_{12}^2 s_{13} s_{14} - s_{11} \cdot s_{13}^3 s_{14} - s_{11} s_{13} s_{14}^3 + 2 \cdot s_{12} \cdot s_{13}^2 \cdot s_{14}^2 \right) f_x f_4 + \left(-s_{11} s_{12} - s_{11}^2 s_{13} s_{14} + s_{13}^3 s_{14} \right) f_x + \left(-s_{11} s_{12} - s_{11}^2 s_{13} s_{14} + s_{13}^3 s_{14} \right) f_4 + s_{12} + s_{11} s_{13} s_{14} = 0$$

ainsi on a l'équation sous la forme :

$$A \cdot f_x f_4 + B \cdot f_x + C \cdot f_4 + D = 0$$

Vérification :

Si on suppose que ce coupleur est idéal :

$$\text{Pour } s_{11} = s_{12} = 0 ; s_{13} = q ; s_{14} = j \sqrt{1 - q^2}$$

$$A = 0$$

$$B = j q^3 \sqrt{1 - q^2}$$

$$C = -j q (1 - q^2) \sqrt{1 - q^2}$$

$$D = 0$$

Finalement, on aboutit à la relation déjà établie : $f_x = \frac{1 - q^2}{q^2} f_4$

B) CALCUL D'ERREUR

But : - On évalue l'erreur commise, en considérant les deux coupleurs directs, utilisés dans le montage expérimental, - comme idéaux

1) - Calcul de l'erreur en fonction de la charge (f_x)

L'équation générale établie précédemment peut s'écrire :

$$(A f_x + C) f_4 + B \cdot f_x + D = 0 \Leftrightarrow f_4 + \frac{B f_x + D}{A f_x + C} = 0$$

$$\Leftrightarrow f_4 + \frac{(-s_{11}^2 s_{13} s_{14} + s_{13}^3 s_{14}) f_x + s_{12} + s_{11} s_{13} s_{14}}{s_{11} s_{13} s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2) f_x + (-s_{11}^2 s_{13} s_{14} + s_{13}^3 s_{14})} = 0$$

N.B. : Ici les termes A, B, C et D sont simplifiés en regroupant les termes du second degré de s_{11} et s_{12} .

Multiplions les deux membres de l'équation précédente par le terme $-(1-q^2)/q^2$ afin de faire apparaître dans l'expression la relation de l'équilibre du pont du cas idéal, on obtient après ordonnement :

$$f_x - \frac{1-q^2}{q^2} f_4 - \left[\frac{(1-q^2)}{q^2} \frac{(s_{13}^3 s_{14} - s_{11}^2 s_{13} s_{14}) f_x + (s_{12} + s_{11} s_{13} s_{14})}{s_{11} s_{13} s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2) f_x - s_{11}^2 s_{13} s_{14} + s_{13}^3 s_{14}} + f_x \right]$$

Après simplification et ordonnement des termes on aboutit :

$$f_x = \frac{1-q^2}{q^2} f_4 + \frac{[s_{11} s_{13} s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2)] f_x^2 + [\alpha s_{13}^3 s_{14} + s_{11}^2 s_{13} s_{14} - \alpha s_{11}^2 s_{13} s_{14} + s_{13}^3 s_{14}] f_x + \alpha (s_{12} + s_{11} s_{13} s_{14})}{s_{11} s_{13} s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2) f_x - s_{11}^2 s_{13} s_{14} + s_{13}^3 s_{14}}$$

ainsi f_x s'écrit sous la forme : $\alpha = (1-q^2)/q^2$

$$f_x = \frac{1-q^2}{q^2} f_4 + E(f_x)$$

Dans ce cas d'étude s_{11} étant très petit s_{11}^2 l'est d'autant plus donc l'expression de $E(f_x)$ s'écrit :

$$E(f_x) = \frac{s_{11} s_{13} s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2) f_x^2 + (\alpha s_{13}^3 s_{14} + s_{13}^3 s_{14}) f_x + \alpha (s_{12} + s_{11} s_{13} s_{14})}{s_{11} s_{13} s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2) f_x + s_{13}^3 s_{14}}$$

2) Calcul d'erreur en fonction de la charge (f_4)

Reprenons l'équation déjà établie, à savoir :

$$A f_x f_4 + B f_x + C f_4 + D = 0$$

qu'on peut écrire sous la forme :

$$(A f_4 + B) f_x + C f_4 + D = 0$$

soit

$$A = s_{11} s_{13} s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2)$$

$$B = s_{13}^2 s_{14} - s_{11}^2 s_{13} s_{14}$$

$$C = s_{14}^3 s_{13} - s_{11}^2 s_{13} s_{14}$$

$$D = s_{14}^3 s_{13} - s_{11}^2 s_{13} s_{14}$$

On pose : $\alpha = (1-q^2)/q^2$

L'expression qui lie f_x à f_4 s'écrit à partir de l'équation précédente et : $\left\{ \text{ici on ajoute et on retranche } \alpha f_4 \right\}$

$$f_x = \frac{-C f_4 + D}{A f_4 + B} - \alpha f_4 + \alpha f_4$$

En procédant de la même manière que le cas précédent, on obtient, après simplification et ordonnancement, l'expression de l'erreur commise en fonction de la charge (P_A), est de la forme:

$$E(P_A) = \frac{-s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2) \alpha \cdot P_A - (s_{14}^3 s_{13} + s_{13}^3 s_{14} \cdot \alpha) P_A - s_{12} - s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}}{s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2) P_x + s_{13}^2 s_{14}}$$

Evaluation de l'erreur en module et en argument

1) Cas où: $E(P_x)$

Reprenons l'expression $E(P_x)$, que nous avons déjà établi:

$$E(P_x) = \frac{\underbrace{s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2)}_{(A)} P_x^2 + \underbrace{(\alpha \cdot s_{13}^3 s_{14} + s_{13} \cdot s_{14}^3)}_{(B)} P_x + \underbrace{\alpha (s_{12} + s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14})}_{(C)}}{\underbrace{s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2)}_{(A)} P_x + \underbrace{s_{13}^2 s_{14}}_{(D)}}$$

Sachant que: $s_{ij} = |s_{ij}| e^{j\theta_{ij}}$ on déduit que $E(P_x)$ s'écrit sous une autre forme comme: $|E(P_x)| e^{j\theta_E}$

avec:

$$|A| = \left(|s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}|^2 + |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}|^2 + 2 |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}| |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}| \cos 2(\theta_{13} - \theta_{14}) \right)^{1/2}$$

$$|B| = \left(\alpha^2 |s_{13}^3 s_{14}|^2 + |s_{13} \cdot s_{14}^3|^2 + 2 \alpha |s_{13}^3 s_{14}| |s_{13} \cdot s_{14}^3| \cos[\theta(\theta_{13} - 2\theta_{14})] \right)^{1/2}$$

$$|C| = \alpha \left(|s_{12}|^2 + |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}|^2 + 2 |s_{12}| |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}| \cos(\theta_{11} - \theta_{12} + \theta_{13} + \theta_{14}) \right)^{1/2}$$

$$|D| = |s_{13} \cdot s_{14}|$$

et:

$$\theta_A = \text{Arctg} \left[\frac{|s_{13}|^2 \sin(\theta_{11} + 3\theta_{13} + \theta_{14}) + |s_{14}|^2 \sin(\theta_{11} + \theta_{13} + 3\theta_{14})}{|s_{13}|^2 \cos(\theta_{11} + 3\theta_{13} + \theta_{14}) + |s_{14}|^2 \cos(\theta_{11} + \theta_{13} + 3\theta_{14})} \right]$$

$$\theta_B = \text{Arctg} \left[\frac{\alpha |s_{13}^3 s_{14}| \sin(3\theta_{13} + \theta_{14}) + |s_{13} \cdot s_{14}^3| \sin(\theta_{13} + 3\theta_{14})}{\alpha |s_{13}^3 s_{14}| \cos(3\theta_{13} + \theta_{14}) + |s_{13} \cdot s_{14}^3| \cos(\theta_{13} + 3\theta_{14})} \right]$$

$$\theta_C = \text{Arctg} \left[\frac{|s_{12}| \sin \theta_{12} + |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}| \sin(\theta_{11} + \theta_{13} + \theta_{14})}{|s_{12}| \cos \theta_{12} + |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}| \cos(\theta_{11} + \theta_{13} + \theta_{14})} \right]$$

$$\theta_D = \theta_{13} + 2 \cdot \theta_{14}$$

L'expression du module de l'erreur est de la forme :

$$|E| = \left[\frac{|A|^2 |f_x|^4 + |B|^2 |f_x|^2 + |C|^2 + 2|A||f_x|^3 |B| \cos(\vartheta_A - \vartheta_B + \vartheta_x) + 2|A||f_x|^2 |C| \cos(\vartheta_A + 2\vartheta_x + \vartheta_C)}{|A|^2 |f_x|^2 + |D|^2 + 2|A||f_x||D| \cos(\vartheta_A + 2\vartheta_x - \vartheta_D)} + \frac{2|B||f_x||C| \cos(\vartheta_B - \vartheta_C + \vartheta_x)}{|A|^2 |f_x|^2 |D|^2 + 2|A||f_x||D| \cos(\vartheta_A + 2\vartheta_x - \vartheta_D)} \right]$$

$$\vartheta_E = \text{Arctg} \left[\frac{|A||f_x|^2 \sin(\vartheta_A + 2\vartheta_x) + |B||f_x| \sin(\vartheta_B + \vartheta_x) + |C| \sin \vartheta_C}{|A||f_x|^2 \cos(\vartheta_A + 2\vartheta_x) + |B||f_x| \cos(\vartheta_B + \vartheta_x) + |C| \cos \vartheta_C} \right]$$

$$\text{Arctg} \left[\frac{|A||f_x| \sin(\vartheta_A + \vartheta_x) + |D| \sin \vartheta_D}{|A||f_x| \cos(\vartheta_A + \vartheta_x) + |D| \cos \vartheta_D} \right]$$

où ϑ_E est l'expression de l'argument de l'erreur.

2) Cas où : $E(f_4)$

L'expression de $E(f_4)$ est de la forme :

$$E(f_4) = \frac{\underbrace{-s_{11} s_{13} s_{14}}_{(A)} (s_{13}^2 + s_{14}^2) \alpha \cdot f_4^2 - \underbrace{(s_{14}^3 s_{13} + s_{13}^3 s_{14} \alpha)}_{(B)} f_4 - \underbrace{s_{12} - s_{11} s_{13} s_{14}}_{(C)}}{\underbrace{s_{11} s_{13} s_{14} (s_{13}^2 + s_{14}^2)}_{(A)} f_4 + \underbrace{s_{13}^2 s_{14}}_D}$$

En opérant de la même manière que précédemment, on a les résultats suivants :

$$|A| = \alpha \left[|s_{11} \cdot s_{13}^2 s_{14}|^2 + |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}|^2 + 2|s_{11} \cdot s_{13}^2 s_{14} / s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}| \cos 2(\vartheta_{13} - \vartheta_{14}) \right]^{1/2}$$

$$|B| = \left[|s_{14}^3 \cdot s_{13}|^2 + |s_{13}^3 \cdot s_{14} \alpha|^2 + 2|s_{14}^3 \cdot s_{13} / s_{13}^3 \cdot s_{14} \alpha| \cos(2[\vartheta_{14} - \vartheta_{13}]) \right]^{1/2}$$

$$|C| = \left[|s_{12}|^2 + |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}|^2 + 2|s_{12} / s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}| \cos(\vartheta_{11} - \vartheta_{12} + \vartheta_{13} + \vartheta_{14}) \right]^{1/2}$$

$$|D| = |s_{13}^2 s_{14}|$$

$$\vartheta_A = \text{Arctg} \left[\frac{|s_{13}|^2 \sin(\vartheta_{11} + 3\vartheta_{13} + \vartheta_{14}) + |s_{14}|^2 \sin(\vartheta_{11} + \vartheta_{13} + 3\vartheta_{14})}{|s_{13}|^2 \cos(\vartheta_{11} + 3\vartheta_{13} + \vartheta_{14}) + |s_{14}|^2 \cos(\vartheta_{11} + \vartheta_{13} + 3\vartheta_{14})} \right]$$

$$\vartheta_B = \text{Arctg} \left[\frac{|s_{14}|^2 \sin(3\vartheta_{14} + \vartheta_{13}) + |\alpha \cdot s_{13}^2| \sin(3\vartheta_{13} + \vartheta_{14})}{|s_{14}|^2 \cos(3\vartheta_{14} + \vartheta_{13}) + |\alpha \cdot s_{13}^2| \cos(3\vartheta_{13} + \vartheta_{14})} \right]$$

$$\vartheta_C = \text{Arctg} \left[\frac{|s_{12}| \sin \vartheta_{12} + |s_{11} s_{13} s_{14}| \sin(\vartheta_{11} + \vartheta_{13} + \vartheta_{14})}{|s_{12}| \cos \vartheta_{12} + |s_{11} \cdot s_{13} \cdot s_{14}| \cos(\vartheta_{11} + \vartheta_{13} + \vartheta_{14})} \right]$$

$$\vartheta_D = 2\vartheta_{13} + \vartheta_{14}$$

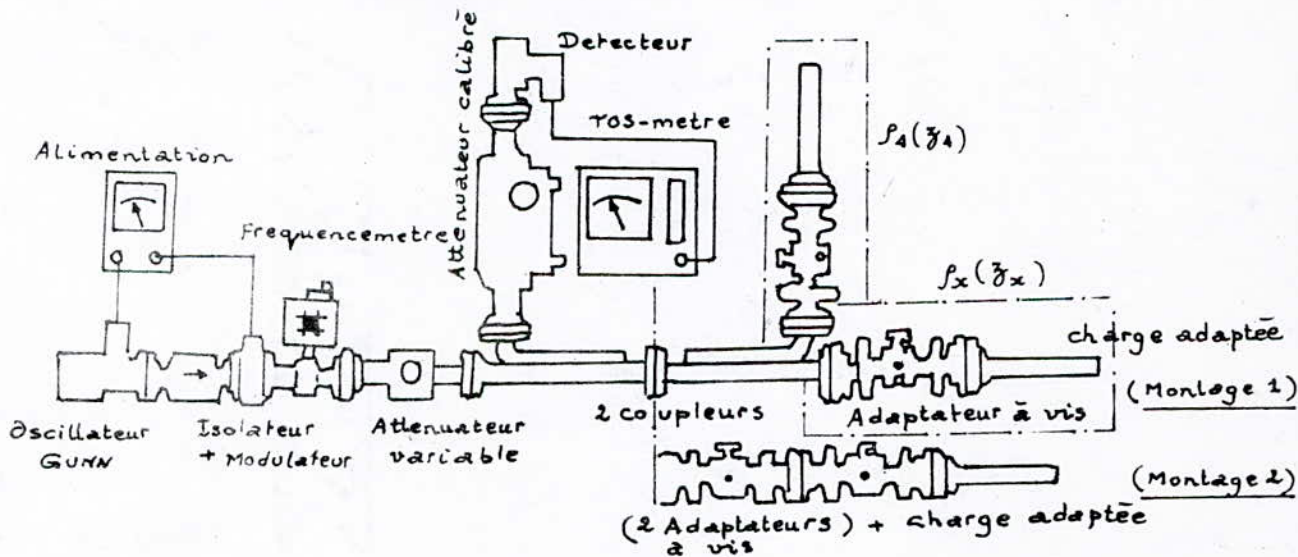
Par conséquent on a :

$$|E| = \left[\frac{|A|^2 |P_4|^4 + |B|^2 |P_4|^2 + |C|^2 + 2|A||P_4|^3 \cos(\theta_A - \theta_B - \theta_4) + 2|A||P_4|^2 |C| \cos(\theta_A + 2\theta_4 - \theta_C)}{|A|^2 |P_4|^2 + |D|^2 + 2|A||P_4||D| \cos(\theta_A + \theta_4 - \theta_D)} + \frac{2|B||P_4||C| \cos(\theta_B - \theta_C + \theta_4)}{|A|^2 |P_4|^2 + |D|^2 + 2|A||P_4||D| \cos(\theta_A + \theta_4 - \theta_D)} \right]^{1/2}$$

$$\theta_E = \text{Arctg} \left[\frac{|A||P_4|^2 \sin(\theta_A + 2\theta_4) + |B||P_4| \sin(\theta_B + \theta_4) + |C| \sin \theta_C}{|A||P_4|^2 \cos(\theta_A + 2\theta_4) + |B||P_4| \cos(\theta_B + \theta_4) + |C| \cos \theta_C} \right] - \text{Arctg} \left[\frac{|A||P_4| \sin(\theta_A + \theta_4) + |D| \sin \theta_D}{|A||P_4| \cos(\theta_A + \theta_4) + |D| \cos \theta_D} \right]$$

C) MESURES EXPERIMENTALES

Schémas de montages



Matériel

Alimentation : PM 7813
 Oscillateur GUNN : PM 7015 X
 Isolateur : PM 7045 X
 Modulateur : PM 7026 X
 Frequence metre : PM 7070 X
 Attenuateur variable : PM 7110 X
 Supports de guide : PM 7700 + PM 7701 X

Attenuateur calibre : PM 7101 X
 ROS-metre : PM 7832
 Coupleur directif : PM 7241 X
 Adaptateur : PM 7151 X
 charge adaptée : PM 7220 X
 Support de cristal : PM 7195 X
 court-circuit variable : PM 7216 X

But : Mesure du coefficient de réflexion (impédance réduite inconnue)
 Γ_x

Mode opératoire :

1) Équilibre du pont d'impédances (Montage n° I)
 Comme nous l'avons signalé auparavant, on utilise deux (2) coupleurs à 3 accès mis en cascade (disponibles au Labo hyperfréquences) au lieu d'un coupleur directif à 4 accès. Pour une position donnée du chariot et un enfoncement donné de la sonde de l'adaptateur à vis de la charge Γ_x (connectée au bras 3 du coupleur directif) on cherche à établir l'équilibre du pont ($|B|_2^2 = 0$) : puissance détectée au bras 2 est nulle, ce qui correspond à un minimum sur le ROS-mètre. Cette équilibre est réalisé à l'aide d'une deuxième (2^e) charge Γ_4 , en jouant sur le déplacement du chariot, et l'enfoncement de la sonde de l'adaptateur à vis correspondant à la charge Γ_4 qui est connectée au bras (4) du coupleur. voici le tableau de mesures effectuées :

Position chariot (mm)	Enfoncem ^t sonde (mm)	Position chariot (mm)	Enfoncem ^t sonde (mm)
60	3	76	6,7
60	5	79,6	9,9
70	3	62	5
70	5	65,4	10
80	5	75	10
90	3	56,9	5,9
90	5	60	10
charge Γ_x		charge Γ_4	

2) Mesure du module du coefficient de réflexion : $|P_x|, |P_A|$ (Montage: 2)

L'élément de circuit à mesurer est constitué d'un adaptateur à vis et d'une charge adaptée correspondant à l'impédance P_x ou P_A

Pour chaque mesure (déplacement du chariot, enfoncement de la sonde) on opère de la façon suivante :

- L'atténuateur calibré est mis à 0, ce qui correspond à $A_1 = 0$ dB
- Sur le ROS-mètre, on "affiche" la valeur de référence = 3 dB
- On remplace l'élément de circuit à mesurer, par un court-circuit, après avoir réglé l'atténuation au maximum.
- On diminue l'atténuation jusqu'à l'obtention de la valeur de référence, et on note la valeur de l'atténuation A_2 .
- Le coefficient de réflexion est calculé à partir des relations suivantes :

$$(A_1 - A_2) \text{ dB} = -A_2 \text{ (dB)} = 10 \log |P_x|^2 = 20 \log |P_x| \quad (20 \log |P_A|^2)$$

$$\text{d'où : } |P_x| = 10^{-A_2/20} \quad (|P_A| = 10^{-A_2/20})$$

Les résultats de mesure sont rapportés sur le tableau suivant :

Position du chariot (mm)	Enfonç ^t de sonde (mm)	A_1 (dB)	A_2 (dB)	$ P_x $	Posit ⁿ du chariot (mm)	Enfonç ^t de sonde (mm)	A_1 (dB)	A_2 (dB)	$ P_A $
60	3	0	23,5	0,0668	76	6,7	0	7,8	0,4074
60	5	0	13,4	0,2138	79,6	9,9	0	0,94	0,8974
70	3	0	28	0,0398	62	5	0	15,7	0,1641
70	5	0	14,5	0,1884	65,4	10	0	0,15	0,9829
80	5	0	13,8	0,2042	75	10	0	0,9	0,9016
90	3	0	24,2	0,0617	56,9	5,9	0	10,1	0,3126
90	5	0	13,4	0,2138	60	10	0	0,46	0,9484

3) Mesure de l'argument du coefficient de reflexion θ_x, θ_s

On utilise le même montage que précédemment.

L'atténuateur variable et calibré sont mis à 0 dB.

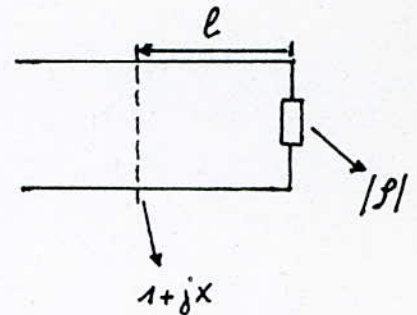
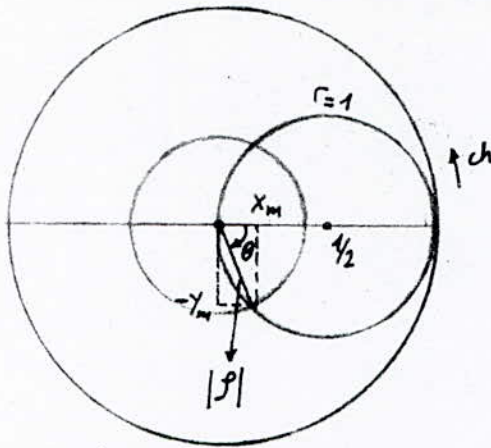
On connecte tout d'abord l'élément de circuit correspondant à p_x

Pour chaque mesure (déplacement du chariot, enfoncement de la sonde), on réalise l'adaptation à l'aide du 2^{ème} adaptateur en agissant sur la position du chariot et l'enfoncement de la sonde qui nous donnent la déviation, sur le ROS-mètre, minimale.

voici les tableaux de mesures effectuées :

Position char (mm)	Enfonce ^t sde (mm)	P st char ^t (mm)	Enf ^t sde (mm)	P st ch (mm)	Enf ^t sde (mm)	P st ch (mm)	Enf ^t sde (mm)
60	3	78,6	3,4	76	6,7	67,5	6,8
60	5	77,4	5,3	79,6	9,9	66,2	9,8
70	3	66,4	3	62	5	79,5	4,5
70	5	62,4	5,2	65,4	10	76,5	9,9
80	5	73	5,2	75	10	62	9,6
90	3	58,6	3,4	56,9	5,9	74	6
90	5	58	5,3	60	10	71	9,8

Méthode de calcul de l'argument du coefficient de réflexion



Dans le cas général:

On a l'équation du cercle d'adaptation: $(x - 1/2)^2 + y^2 = (1/2)^2$ (1)
 et l'équation du cercle du module de coefficient de réflexion:

$$x^2 + y^2 = |\rho|^2 \quad (2)$$

L'intersection des deux cercles donne: $x_m = |\rho|^2$ (3), donc

$$y_m = \pm |\rho| \sqrt{1 - |\rho|^2}$$

On choisit $y_m = -|\rho| \sqrt{1 - |\rho|^2}$ car la sonde introduit un effet capacitif.

L'argument θ_m est déterminé par: $\text{tg } \theta_m = \frac{y_m}{x_m}$

on prend $\theta_l = \theta + 4\pi l/\lambda$ avec (θ : angle orienté négativement)

calcul de l'impédance réduite (Cas général)

On a la relation qui l'impédance réduite au coefficient de réflexion (en module & en phase):

$$z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad \text{avec } \rho = |\rho| e^{j\theta} = |\rho| (\cos \theta + j \sin \theta)$$

ce qui résulte:

$$z = \frac{1 - |\rho|^2}{1 + |\rho|^2 - 2|\rho| \cos \theta_l} + j \frac{2|\rho| \sin \theta_l}{1 + |\rho|^2 - 2|\rho| \cos \theta_l}$$

- On donne - les tableaux suivants - où figurent - les impedances réduites - calculés à partir de la relation précédente, relativement à ρ_x et ρ_4 .

$ \rho_x $	$x_m = \rho_x ^2$	y_m	θ (°)	Posit ^{on} chariot $\begin{matrix} \uparrow \\ \downarrow \\ \uparrow \\ \downarrow \\ \uparrow \\ \downarrow \\ \uparrow \\ \downarrow \end{matrix}$	l/λ	θ_p (°)	z_x
0,0668	0,0045	-0,0666	-86,17	73,6	0,117	-1,93	1,1430 - j 0,0052
0,2138	0,0457	-0,2088	-77,65	77,4	0,093	-10,70	1,5256 - j 0,1269
0,0398	0,0016	-0,0398	-87,72	66,4	0,366	175,80	0,9236 + j 0,0054
0,1884	0,0355	-0,1850	-79,14	62,4	0,284	125,34	0,7695 + j 0,2452
0,2042	0,0417	-0,1999	-78,22	73	0,002	-76,78	1,0105 - j 0,4193
0,0617	0,0038	-0,0616	-86,46	58,6	0,206	61,86	1,0535 + j 0,1151
0,2138	0,0457	-0,2088	-77,65	58	0,193	61,32	1,1355 + j 0,4463

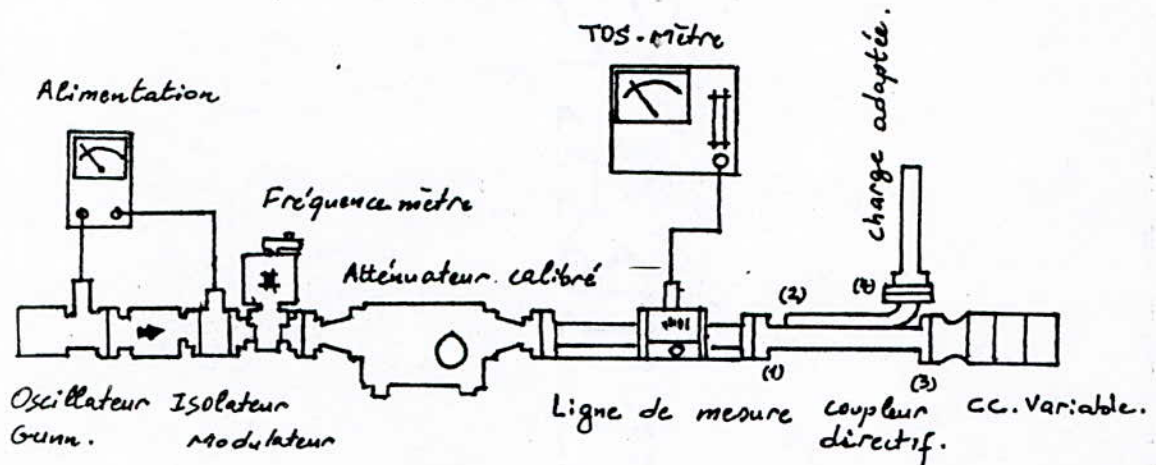
$ \rho_4 $	$x_m = \rho_4 ^2$	y_m	θ (°)	Posit ^{on} chariot $\begin{matrix} \uparrow \\ \downarrow \\ \uparrow \\ \downarrow \\ \uparrow \\ \downarrow \\ \uparrow \\ \downarrow \end{matrix}$	l/λ	θ_p (°)	z_4
0,4074	0,1660	-0,3721	-65,96	67,5	0,389	214,12	0,4531 - j 0,2483
0,8974	0,8053	-0,3960	-26,18	66,2	0,362	234,46	0,0684 - j 0,5127
0,1641	0,0270	-0,1620	-80,55	79,5	0,136	17,36	1,3632 + j 0,1372
0,9829	0,9661	-0,1810	-10,61	76,5	0,074	42,67	0,0651 + j 2,5588
0,9016	0,8129	-0,3900	-25,63	62	0,276	173,10	0,0519 + j 0,0602
0,3126	0,0977	-0,2970	-71,78	74	0,023	-55,22	1,2176 - j 0,6930
0,9484	0,8995	-0,3008	-18,49	71	0,462	313,42	0,1688 - j 1,5902

D' / INTERPRETATION DES RESULTATS

Pour la raison citée précédemment, nous présentons les tableaux de mesures relatifs à la détermination expérimentale des paramètres S_{ij} de notre coupleur directif, utilisant la méthode des quatre (4) points.

1) Mesures des paramètres S_{ij} du coupleur directif

a) Schéma du montage:



Matériel utilisé:

1 Alimentation pour Oscillateur Gunn	PM 7815	1 Atténuateur calibré	PM 7101X
1 Oscillateur Gunn	PM 7015X	1 Ligne de mesure	PM 7142X
1 Modulateur	PM 7026X	1 TOS-mètre	PM 7832
1 Isolateur à ferrite	PM 7045X	1 Coupleur directif	PM 7241X
1 Fréquence-mètre	PM 7070X/ab	1 charge adaptée	PM 7220X
Supports de guides:	PM 7700 + PM 7701X	1 court-circuit variable	PM 7216X

b) Mode opératoire

- Comme nous l'avons signalé auparavant, on "transforme" le coupleur directif (l'octopôle) - en un quadripôle, on adapte le bras (3) (ou (4)) du coupleur à l'aide d'une charge adaptée (le bras (2) étant adapté par construction, et le bras (1) connecté à la ligne de mesure), ainsi on obtient deux quadripôles notés $Q(1,3)$ & $Q(3,4)$

Quadripôle : $Q(1,3)$

- 1° On réalise le montage de la figure 1.
- 2° On affiche la valeur ($A_1 = 10$ dB) de l'atténuation sur l'atténuateur calibré
- 3° On cherche un minimum sur le ROS-mètre et on note la position de ce min sur la ligne de mesure.
- 4° On aggrave sur le gain on affiche, la valeur "3 dB" : valeur de référence, sur le ROS-mètre.
- 5° On cherche le 1^{er} maximum à partir de ce minimum en augmentant l'atténuation.
- 6° On affiche la valeur de référence "3 dB" sur le ROS-mètre en réglant l'atténuateur calibré : on note la valeur A_2 (dB) de l'atténuation.

Pour déterminer le module du coefficient de réflexion d'entrée de l'accès (i) soit $|\Gamma_{e_i}|$ on a les relations suivantes:

$$A_2 - A_1 = 20 \log s_i \Leftrightarrow s_i = 10^{(A_2 - A_1)/20}$$

$$\text{et : } |\Gamma_{e_i}| = \frac{s_i - 1}{s_i + 1}$$

s_i : valeur du taux d'ondes stationnaires de l'accès (i)

- 7° On remplace le coupleur directif par le court-circuit et on

Cherche un min voisin de celui cherché avec le coupleur directif (3°) - qu'on note: \min_{cc} .

L'argument du coefficient de réflexion d'entrée de l'accès (i) soit: θ_{ei} est déterminé par la relation:

$$\theta_{ei} = \left(\frac{\min_{ref} - \min_{cc}}{\lambda_g} + 0,25 \right) 4\pi$$

où $\lambda_g = 48,6 \text{ mm}$: la longueur d'onde du guide

8° On fait ces mesures pour quatre (4) positions du court-circuit mobile:

1^{er} point: $l_1 = l_0 = \lambda_g/4$

2^e point: $l_2 = l_0 + \lambda_g/8$

3^e point: $l_3 = l_0 + 2 \cdot \lambda_g/8$

4^e point: $l_4 = l_0 + 3 \cdot \lambda_g/8$

où l_0 : distance bride - court-circuit variable.

Quadrupôle: Q(1,4)

Même procédé opératoire que précédemment. Le montage demeure le même sauf que la charge adaptée et le court-circuit variable sont intervertis. Ainsi la charge adaptée sera connectée au bras (3), et le court-circuit variable au bras (4).

c) Présentation des résultats

- Quadrupôle (1,3)

Position	Atténuation	TOS	Module du coef. ref. $ \Gamma_{ei} $	\min_{ref}	\min_{cc}	Argument du coef. de ref.
1 ^{er} point	$A_2 = 33,5 \text{ dB}$	$s = 14,97$	$ \Gamma_{e1} = 0,875$	98,4 mm	97,5 mm	3,374 rd
2 ^e point	$A_2 = 32,5 \text{ dB}$	$s = 13,29$	$ \Gamma_{e2} = 0,860$	79,4 mm	73,2 mm	4,745 rd
3 ^e point	$A_2 = 31 \text{ dB}$	$s = 11,25$	$ \Gamma_{e3} = 0,857$	73,2 mm	73,2 mm	3,141 rd
4 ^e point	$A_2 = 32 \text{ dB}$	$s = 12,60$	$ \Gamma_{e4} = 0,853$	67,4 mm	73,2 mm	1,642 rd

- Quadripôle (1,4)

Position $m \pm$	Atténuation (dB)	TOS	Module du coef de ref. $ \Gamma_{e_i} $	\min_{ref} (mm)	\min_{cc} (mm)	Argument du coef. de ref
1	$A_2 = 11,8$	1,23	$ \Gamma_{e_1} = 0,103$	85,7	97,7	0,039 rd
2	$A_2 = 12,5$	1,33	$ \Gamma_{e_2} = 0,143$	78,5	73,1	4,538 rd
3	$A_2 = 12$	1,26	$ \Gamma_{e_3} = 0,115$	73,4	73,1	3,219 rd
4	$A_2 = 11,9$	1,25	$ \Gamma_{e_4} = 0,109$	67,7	73,1	1,745 rd

Les paramètres s_{ij} en module et en argument sont déterminés à l'aide des relations données au paragraphe I de ce chapitre.

Les résultats obtenus sont :

$$\begin{cases} |s_{11}| = 0,019 \\ \theta_{11} = 32^\circ,47 \end{cases} ; \begin{cases} |s_{13}| = 0,925 \\ \theta_{13} = 2^\circ,51 \end{cases} ; \begin{cases} |s_{14}| = 0,342 \\ \theta_{14} = 0^\circ,69 \end{cases}$$

$$\begin{cases} |s_{33}| = 0,962 \\ \theta_{33} = 10^\circ,23 \end{cases} ; \begin{cases} |s_{44}| = 0,090 \\ \theta_{44} = 43^\circ,78 \end{cases}$$

- Calcul d'erreur - Interprétations

Pour évaluer l'erreur commise dans nos mesures, on dresse un tableau, permettant de comparer le rapport p_x/p_4 en module et en argument, correspondant aux 2 cas suivants :

- 1) - dans le cas où p_x et p_4 sont mesurés
- 2) dans le cas où seul p_4 est mesuré, ici p_x est calculé en tenant compte de l'erreur commise en fonction de p_4 .

Pour cela on établit les relations suivantes :

$$p_x = [(1 - \rho^2) / \rho^2] \cdot p_4 + E(p_4) \text{ qu'on écrit sous la forme:}$$

$$\frac{p_x}{p_4} = A + E(p_4) / p_4 = A + \left| \frac{E(p_4)}{p_4} \right| \cdot e^{j(\theta_e - \theta_{p_4})}$$

.../...

$$f_x / f_A = (A + B \cos(\theta_E - \theta_{f_A})) + j (B \sin(\theta_E - \theta_{f_A}))$$

Par conséquent :

$$\left| \frac{f_x}{f_A} \right| = \sqrt{[A + B \cos(\theta_E - \theta_{f_A})]^2 + B^2 \sin^2(\theta_E - \theta_{f_A})}$$

$$\arg\left(\frac{f_x}{f_A}\right) = \text{Arctg} \frac{B \sin(\theta_E - \theta_{f_A})}{A + B \cos(\theta_E - \theta_{f_A})}$$

où : $A = (1 - q^2) / q^2$

$$B = \left| \frac{\varepsilon}{f_A} \right|$$

N.B. : θ_E = 2 pour l'expression celle qui a été calculé précédemment
(voir partie : (B) calcul d'erreur ; l'erreur en fonction de (f_A))

En les calculs compliqués de ces deux expressions, nous avons établi un programme, qui nous donne des résultats avec un maximum de précision.

Les résultats sont présentés dans le tableau suivant :

f_x : mesuré		f_x : calculé				
$ f_x / f_A $	$\arg(f_x / f_A)$	$ E $	θ_E (°)	$ E _{\max}$	$ f_x / f_A $	$\arg(f_x / f_A)$
0,1639	-216,05	0,0951	88°,99	+0,1373	0,1940	-79°,80
0,2382	-245,16	0,2420	111°,75	+0,2819	0,2281	-84°,22
0,2264	-249,88	0,2331	48°,75	0,2831	0,2147	-83°,89

Remarques:

- 1) Le programme que nous avons établi est général, afin que les futurs étudiants qui rencontrent le même genre de calcul puissent en bénéficier.
- 2) Dans ce programme, les valeurs des paramètres s_{ij} sont tels que:

$$\left\{ \begin{array}{l} |s_{11}| = 0,019 \\ \theta_{11} = 32,47 \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} |s_{12}| = 0 \\ \theta_{12} = 0 \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} |s_{13}| = 0,925 \\ \theta_{13} = 2,51 \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} |s_{14}| = 0,342 \\ \theta_{14} = 0,69 \end{array} \right.$$

Interprétation

En remarque que les rapports $\left| \frac{f_x}{f_4} \right|$ dans le cas où f_x est mesuré sont très proches de ceux du cas où f_x est calculé.

Concernant les arguments de $\left(\frac{f_x}{f_4} \right)$ il existe une différence et, ceci est dû aux plans de référence qui sont inaccessibles, lors de la manipulation utilisant la méthode des 4 points.

Nous avons aussi établi un programme permettant de calculer $|E|$ en fonction de la charge f_4 , dont voici les résultats. (Ici f_4 varie de 0,1 à 1).

A_2 : Attenu ⁿ (dB)	f_4	$ E $
20	0,1	0,0124
14	0,2	0,0400
10,5	0,3	0,0697
8	0,4	0,1001
6	0,5	0,1312

A_2 : Attenu ⁿ	f_4	$ E $
4,5	0,6	0,1631
3,1	0,7	0,1960
2	0,8	0,2297
0,9	0,9	0,2647
0	1,0	0,3031

```

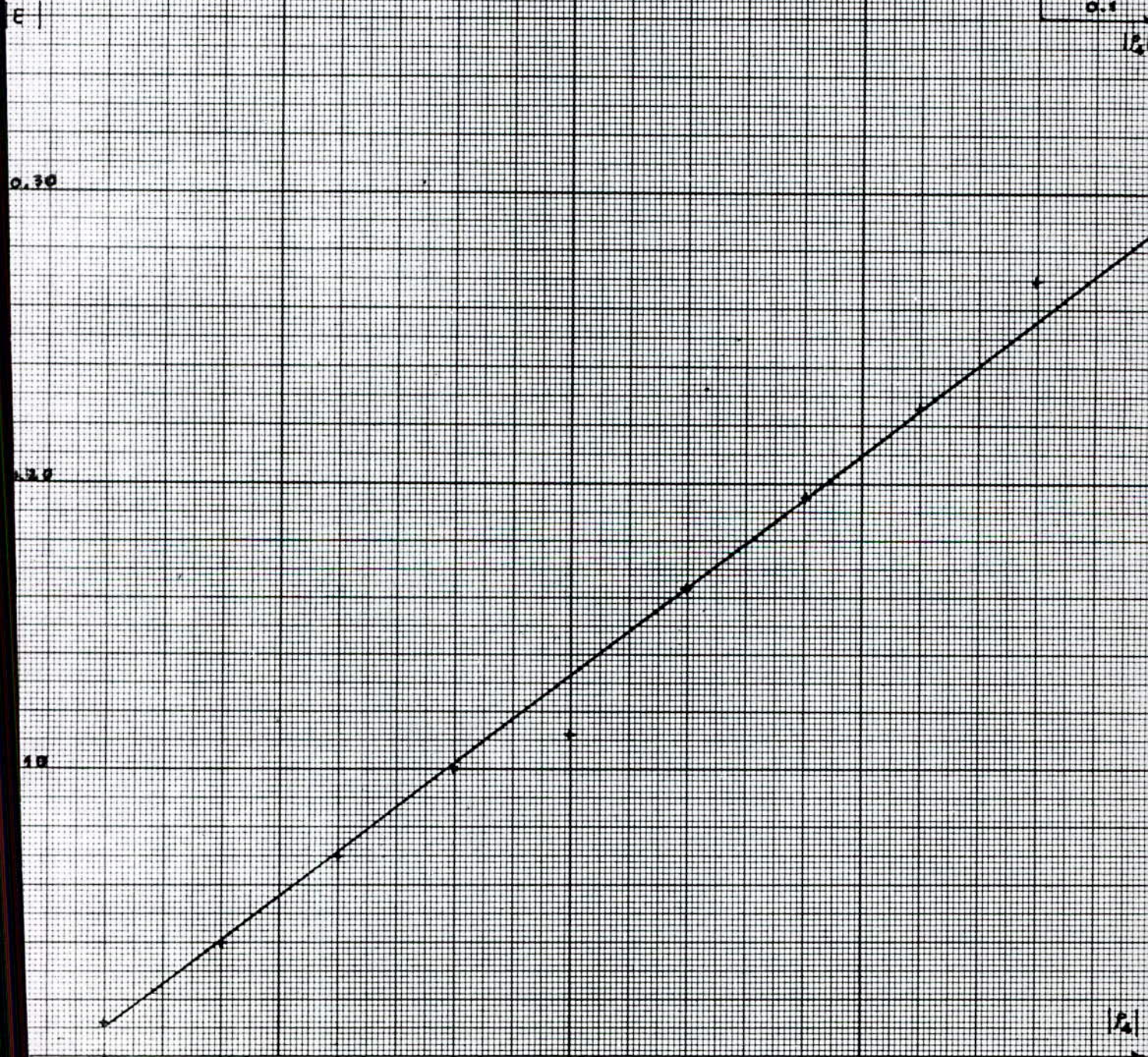
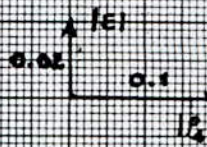
10 REM EVALUATION DE L'ERREUR COMMISE SUR LE MODULE DU COEFFICIENT
30 REM DE REFLEXION ROX:E ET SUR SON ARGUMENT FIX:XE
50 REM
70 PI=3.14159
90 INPUT "ATTENUATION:A2=";A2
110 LET R4=10^(-A2/20)
130 LET XM=R4^2
140 LET A=1-2*Q^2
150 LET YM=-R4*SQR(1-XM)
160 INPUT "L/LAMBDA=";L
170 REM L/LAMBDA:L=POSITION DU CHARIOT-DE L'ADAPTATEUR A VIS
180 LET XL=ATN(YM/XM)+4*PI*L
210 INPUT "S1=";S1
220 INPUT "S2=";S2
230 INPUT "S3=";S3
240 INPUT "S4=";S4
250 INPUT "X1=";X1
260 INPUT "X2=";X2
270 INPUT "X3=";X3
280 INPUT "X4=";X4
290 G=(1-S3^2)/S3^2
300 LET A=G*SQR((S1*S3*S4)^2*(S3^2+1)+2*S3*(S1*S3*S4)^2*COS(2*(X3-X4)))
310 LET B=SQR(S4^6*S3^2+(S3^3*S4*G)^2+2*(S4*S3)^4*G*COS(2*(X4-X3)))
320 LET C=SQR(S2^2+(S1*S3*S4)^2+2*S1*S2*S3*S4*COS(X1-X2+X3+X4))
330 LET D=A/G
340 LET F=S3^2*S4
350 LET HA=S3^2*SIN(X1+3*X3+X4)+S4^2*SIN(X1+X3+3*X4)
360 LET HB=S3^2*COS(X1+3*X3+X4)+S4^2*COS(X1+X3+3*X4)
370 LET XA=ATN(HA/HB)
380 LET IA=S4^2*SIN(3*X4+X3)+S3^2*G*SIN(3*X3+X4)
390 LET IB=S4^2*COS(3*X4+X3)+S3^2*G*COS(3*X3+X4)
400 LET XB=ATN(IA/IB)
410 LET GA=S2*SIN(X2)+S1*S3*S4*SIN(X1+X3+X4)
420 LET GB=S2*COS(X2)+S1*S3*S4*COS(X1+X3+X4)
430 LET XC=ATN(GA/GB)
440 LET XD=XA
450 LET XF=2*S3+S4
460 LET KA=A^2*R4^4+(B*R4)^2+C^2+2*A*R4^3*B*COS(XA-XB+XL)
470 LET KB=2*A*R4^2*C*COS(XA+2*XL-XC)+2*B*R4*C*COS(XB-XC+XL)
480 LET KC=(D*R4)^2+F^2+2*D*R4*F*COS(XD+XL-XF)
490 LET E=SQR((KA+KB)/KC)
500 LET LA=A*R4^2*SIN(XA+2*XL)+B*R4*SIN(XB+XL)+C*SIN(XC)
510 LET LB=A*R4^2*COS(XA+2*XL)+B*R4*COS(XB+XL)+C*COS(XC)
520 LET MA=D*R4*SIN(XD+XL)+F*SIN(XF)
530 LET MB=D*R4*COS(XD+XL)+F*COS(XF)
540 LET XE=ATN(LA/LB)-ATN(MA/MB)
550 LET NA=S1*S3*S4*(S3^2+S4^2)*G*R4^2
560 LET NB=(S4^3*S3+S3^3*S4*G)*R4+S2+S1*S3*S4
570 LET NC=S1*S3*S4*(S3^2+S4^2)*R4-S3^2*S4
580 LET EM=(NA+NB)/NC

```

```
590 LET RA=SQR((G+E*COS(XE-XL)/R4)^2+(E*SIN(XE-XL)/R4)^2)
600 LET AR=ATN((E*SIN(XE-XL)/R4)/(G+E*COS(XE-XL)/R4))
610 XE=180*XE/PI
620 AR=180*AR/PI
630 PRINT
670 PRINT TAB(3);"ERREUR SUR LE MODULE DE ROX:E=";E
680 PRINT
690 PRINT TAB(3);"ERREUR SUR L'ARGUMENT DE ROX:XE=";XE
700 PRINT
710 PRINT TAB(3);"ERREUR MAJOREE EN MODULE:EM=";EM
720 PRINT
730 PRINT TAB(3);"MODULE DE RX/R4=";RA
740 PRINT
750 PRINT TAB(3);"ARGUMENT DE RX/R4=";AR
760 END
```

TRACÉ GRAPHIQUE DU MODULE DE L'ERREUR $|E|$
EN FONCTION
DU MODULE DU COEFFICIENT DE REFLEXION $|r_A|$

Echelle



D'après le tracé graphique : $|E| = f(|P_4|)$: on remarque que l'erreur $|E|$ croît linéairement avec $|P_4|$.

Conclusion:

- Cette méthode n'est valable que pour les impédances étalons dont le coefficient de réflexion est faible.

- et titre d'illustration, nous avons établi un programme permettant de calculer l'impédance (réduite) à partir des données expérimentales : l'atténuation (A_2), et la position (l) du chariot de l'adaptateur à vis (réalisant l'adaptation de la charge)

L'algorithme utilisé est le suivant:

- On utilise les relations suivantes:

$$1/ \quad |P_x| = [(1 - q^2) / q^2] |P_4| \quad (\text{cas idéal}) \quad q: \text{coefficient de couplage}$$

$$\text{avec } |P_4| = 10^{(-A_2/20)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \arg(P_4) = \theta_4 = \text{Arctg} \left(-\frac{|P_4|^2}{-|P_4| \sqrt{1 - |P_4|^2}} \right) + 4\pi \cdot l / \lambda \end{array} \right.$$

2/ Pour le cas réel on tient compte de l'erreur commise sur le module et sur l'argument:

$$P_x = [(1 - q^2) / q^2] \cdot P_4 + E(P_4) \quad \text{on pose } \alpha = (1 - q^2) / q^2$$

$$P_x = \alpha \cdot |P_4| e^{j\theta_4} + |E| e^{j\theta_E}$$

$$P_x = [\alpha \cdot |P_4| (\cos \theta) + |E| \cos \theta_E] + j [\alpha \cdot |P_4| (\sin \theta) + |E| \sin \theta_E]$$

$$\text{or } Z_x = \frac{1 + P_x}{1 - P_x}, \quad \text{avec } P_x = D + jE \quad (\text{pour alléger l'écriture})$$

$$\Rightarrow Z_x = \frac{1 + D + jE}{1 - D - jE}$$

- En rendant le dénominateur réel en multipliant le numérateur et le dénominateur par: $(1 - D) + jE$:

on obtient:

$$Z_x = \frac{1 - D^2 - E^2}{(1 - D)^2 + E^2} + j \frac{2E}{(1 - D)^2 + E^2}$$


```

10 REM MESURE D'IMPEDANCE INCONNUE A L'AIDE D'UN COUPLEUR DIRECTIF
20 REM
30 PI=3.14159
40 INPUT "ATENUATION:A2=";A2
50 LET R4=10^(-A2/20)
60 LET XM=R4^2
70 LET YM=-R4*SQR(1-XM)
80 INPUT"L/LAMBDA=";L
90 REM L/LAMBDA:L=POSITION DU CHARIOT DE L'ADAPTATEUR A VIS
100 LET XL=ATN(YM/XM)+4*PI*L
180 REM EVALUATION DE L'ERREUR COMMISE SUR LE MODULE DU COEFFICIENT
190 REM DE REFLEXION ROX:E ET SUR SON ARGUMENT FIX:XE
200 REM
210 INPUT "S1=";S1
220 INPUT "S2=";S2
230 INPUT "S3=";S3
240 INPUT "S4=";S4
250 INPUT "X1=";X1
260 INPUT "X2=";X2
270 INPUT "X3=";X3
280 INPUT "X4=";X4
290 G=(1-S3^2)/S3^2
300 LET A=G*SQR((S1*S3*S4)^2*(S3^2+1)+2*S3*(S1*S3*S4)^2*COS(2*(X3-X4)))
310 LET B=SQR(S4^6*S3^2+(S3^3*S4*G)^2+2*(S4*S3)^4*G*COS(2*(X4-X3)))
320 LET C=SQR(S2^2+(S1*S3*S4)^2+2*S1*S2*S3*S4*COS(X1-X2+X3+X4))
330 LET D=A/G
340 LET F=S3^2*S4
350 LET HA=S3^2*SIN(X1+3*X3+X4)+S4^2*SIN(X1+X3+3*X4)
360 LET HB=S3^2*COS(X1+3*X3+X4)+S4^2*COS(X1+X3+3*X4)
370 LET XA=ATN(HA/HB)
380 LET IA=S4^2*SIN(3*X4+X3)+S3^2*G*SIN(3*X3+X4)
390 LET IB=S4^2*COS(3*X4+X3)+S3^2*G*COS(3*X3+X4)
400 LET XB=ATN(IA/IB)
410 LET GA=S2*SIN(X2)+S1*S3*S4*SIN(X1+X3+X4)
420 LET GB=S2*COS(X2)+S1*S3*S4*COS(X1+X3+X4)
430 LET XC=ATN(GA/GB)
440 LET XD=XA
450 LET XF=2*S3+S4
460 LET KA=A^2*R4^4+(B*R4)^2+C^2+2*A*R4^3*B*COS(XA-XB+XL)
470 LET KB=2*A*R4^2*C*COS(XA+2*XL-XC)+2*B*R4*C*COS(XB-XC+XL)
480 LET KC=(D*R4)^2+F^2+2*D*R4*F*COS(XD+XL-XF)
490 LET E=SQR((KA+KB)/KC)
500 LET LA=A*R4^2*SIN(XA+2*XL)+B*R4*SIN(XB+XL)+C*SIN(XC)
510 LET LB=A*R4^2*COS(XA+2*XL)+B*R4*COS(XB+XL)+C*COS(XC)
520 LET MA=D*R4*SIN(XD+XL)+F*SIN(XF)
530 LET MB=D*R4*COS(XD+XL)+F*COS(XF)
540 LET XE=ATN(LA/LB)-ATN(MA/MB)
550 LET NA=1-G*R4*COS(XL)
560 LET NB=1+G*R4*COS(XL)
570 LET NC=G*R4*SIN(XL)
580 LET ZR=(NA*NB-NC^2)/(NB^2+NC^2)
590 LET ZX=(NA+NB)*C/(NB^2+NC^2)

```

```

600 LET ND=G*R4*COS(XL)+E*COS(XE)
610 LET NE=G*R4*SIN(XL)+E*SIN(XE)
620 LET RX=(1-ND^2-NE^2)/((1-ND)^2+NE^2)
630 LET XX=2*NE/((1-ND)^2+NE^2)
640 PRINT
650 PRINT TAB(3);"MODULE DE R04=";R4
660 PRINT
670 PRINT TAB(3);"ARGUMENT DE R04=";XL
680 PRINT
690 PRINT TAB(5);"CAS IDEAL"
700 PRINT TAB(5);"======"
710 PRINT
720 LET RA=G*R4
730 PRINT TAB(7);"MODULE DE ROX=";RA
740 PRINT
750 PRINT TAB(7);"ARGUMENT DE ROX=";XL
760 PRINT
770 IF ZX>=0 THEN PRINT TAB(7);"ZRDX=";ZR;"-";"J";ZX
780 IF ZX<0 THEN PRINT TAB(7);"ZRDX=";ZR;"+";"J";ABS(ZX)
790 PRINT
800 PRINT TAB(5);"CAS REEL CORRIGE"
810 PRINT TAB(5);"======"
820 PRINT
830 LET RB=SQR(ND^2+NE^2)
840 LET BR=ATN(NE/ND)
850 BR=180*BR/PI
860 PRINT TAB(7);"MODULE DE ROX=";RB
870 PRINT
880 PRINT TAB(7);"ARGUMENT DE ROX=";BR
890 PRINT
900 IF XX>=0 THEN PRINT TAB(7);"ZRDX=";RX;"+";"J";XX
910 IF XX<0 THEN PRINT TAB(7);"ZRDX=";RX;"-";"J";ABS(XX)
920 END

```

3/ - Considérons - le cas idéal :

$$\text{On a: } \rho_x = \alpha \cdot \rho_4 = \alpha |\rho_4| e^{j\theta_4}$$

$$z_x = (1 - \rho_x) / (1 + \rho_x) = \frac{1 - \alpha \cdot |\rho_4| e^{j\theta_4}}{1 + \alpha \cdot |\rho_4| e^{j\theta_4}} = \frac{1 - \alpha |\rho_4| \cos \theta_4 - j \alpha |\rho_4| \sin \theta_4}{1 + \alpha |\rho_4| \cos \theta_4 + j \alpha |\rho_4| \sin \theta_4}$$

- On pose :

$$A = 1 - \alpha |\rho_4| \cos \theta_4$$

$$B = 1 + \alpha |\rho_4| \cos \theta_4$$

$$C = \alpha |\rho_4| \sin \theta_4.$$

- On obtient alors :

$$z_x = \frac{A - jC}{B + jC} \quad \text{après réduction et simplification}$$

- On a :

$$z_x = \frac{AB - C^2}{B^2 + C^2} - j \frac{(A+B)C}{B^2 + C^2}$$

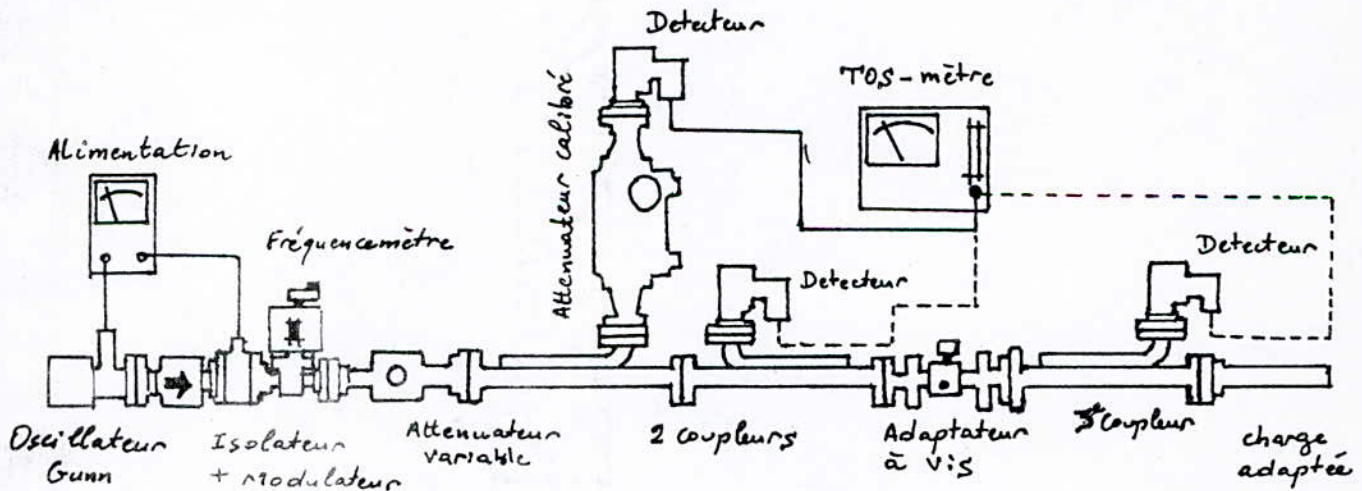
Les programmes : des calculs d'erreur, et du calcul d'impédance
sont traités par le microordinateur RAINBOW 100.

III°) ANALYSEUR DE RÉSEAU

Dans cette partie expérimentale, on se contente seulement de la mesure des modules des coefficients S_{ij} ($|S_{ij}|$) d'un quadripôle, faute d'avoir un déphaseur en guide; qui délivre les informations avec un déphasage ϕ .

Conservant la partie séparation de signaux, dans cette manipulation on utilise trois (3) coupleurs directs (disponibles au Labor d'hyperfréquences) au lieu de 4 (quatre) coupleurs. Sous cette contrainte, pour la mesure des paramètres S_{ij} de l'accès (2) du quadripôle, on se voit obligé de permuter les accès (1) et (2), en supposant que le quadripôle est sans perte, et réciproque.

a) Schéma du montage réalisé



Matériel

- 1 Alimentation pour oscillateur Gunn : PM 7813
- 1 Oscillateur Gunn : PM 7015X
- 1 Modulateur : PM 7026X
- 1 Isolateur à ferrite : PM 7045X
- 1 Fréquencesmètre : PM 7070X/ab
- 1 Atténuateur variable : PM 7110X

- 1 Atténuateur calibré : PM 7101X
- 3 coupleurs directs : PM 7241X
- 3 supports de cristal : PM 7105X
- 1 charge adaptée : PM 7220X
- 1 Adaptateur : PM 7151X
- 1 TOS-mètre : PM 7832
- 4 supports de guide : PM 7700 + PM 7701X.

b) Méthode Opératoire

Mesure des coefficients $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ de l'accès (1)

- 1) On connecte, tout d'abord, le ROS-mètre au bras (4') (du 2^{ème} coupleur), puis on ajuste le gain pour avoir une référence "3 dB"
- 2) on connecte, maintenant, le ROS-mètre au bras (4) (du 1^{er} coupleur), et on agit sur l'atténuateur calibré pour avoir la même valeur de référence sur le ROS-mètre. On note la valeur de l'atténuation A_1 (dB). ce qui résulte :

$$A_1 = -10 \log |S_{11}|^2 = -20 \log |S_{11}| \Rightarrow |S_{11}| = 10^{-A_1/20}$$

- 3) Pour la mesure de $|S_{21}|$ on procède de la façon suivante
On connecte le ROS-mètre au bras (4'') (du 3^{ème} coupleur) et on ajuste sur le gain pour avoir la référence "3 dB".

- 4) On connecte, maintenant, le ROS-mètre au bras (4) (du 1^{er} coupleur), et on agit sur l'atténuateur calibré, pour avoir la même valeur de référence sur le ROS-mètre. On note cette valeur d'atténuation A_2 (dB) ce qui résulte :

$$A_2 = -10 \log |S_{21}|^2 = -20 \log |S_{21}| \Rightarrow |S_{21}| = 10^{-A_2/20}$$

Mesure des coefficients $|S_{22}|$ et $|S_{12}|$ de l'accès (2)

Dans ce cas on permute les accès du quadripôle (-qui est l'adaptateur à vis), et on procède de la même manière que le cas précédent. Ce qui résulte :

$$\begin{aligned} A'_1 &= -20 \log |S_{22}| \Rightarrow |S_{22}| = 10^{-A'_1/20} \\ A'_2 &= -20 \log |S_{12}| \Rightarrow |S_{12}| = 10^{-A'_2/20} \end{aligned}$$

c) Résultats et Interprétations

Le quadripôle considéré est constitué, par le déplacement du chariot et l'enfoncement de la sonde, de l'adaptateur à vis.

On a donc une impédance en parallèle avec une capacité (l'enfoncement de la sonde introduit un effet capacitif)

Pour un déplacement du chariot : 90 mm; enfoncement de la sonde : 4 mm,
On a le tableau de mesures suivant :

Accès	Atténuation	Paramètre
I	$A_1 = 21,7 \text{ dB}$	$ S_{11} = 0,0822$
	$A_2 = 9,5 \text{ dB}$	$ S_{21} = 0,3356$
II	$A'_1 = 20,7 \text{ dB}$	$ S_{22} = 0,0923$
	$A'_2 = 9,55 \text{ dB}$	$ S_{12} = 0,3330$

On remarque que les paramètres mesurés ne vérifient pas l'hypothèse prise au départ, à savoir que le quadripôle est sans perte (c.a.d. $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$, ou, $|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1$) ceci est dû à :

- La directivité non infinie des coupleurs directifs.
- Le facteur de couplage est élevé.
- Apparition de réflexions parasites.
- L'ensemble du dispositif présente des défauts (charge adaptée, non parfaite, poussières etc....)

Pour avoir des meilleurs résultats, il faut minimiser au maximum ces erreurs systématiques citées plus haut, en utilisant des coupleurs directifs à faible couplage (par exemple $C = -20 \text{ dB}$), et parfaire l'ensemble du dispositif en éliminant les poussières qui sont les origines des réflexions parasites dans les coupleurs.

IV LA LIGNE DE MESURE

Introduction:

Dans le cas général (impédance de charge quelconque) le rapport entre le champ électrique et le champ magnétique n'est pas constant le long de la ligne c'est à dire que l'impédance ramenée en chaque point de la ligne varie périodiquement.

L'impédance en n'importe quel point de la ligne de transmission peut s'écrire sous la forme $R + jX$. L'expression mathématique de l'impédance en un point particulier n'étant pas facilement utilisable, on utilise généralement le diagramme de Smith qui est une transformation conforme de l'impédance.

I)

a) Principe de la mesure

Cette détermination s'effectue en mesurant la répartition de la tension ou du champ électrique le long de la ligne.

D'une part, on connaît la relation qui lie le taux d'ondes stationnaires (τ), et le coefficient de réflexion ($|\Gamma_R|$):

$$\tau = \frac{1 + |\Gamma_R|}{1 - |\Gamma_R|}$$

Donc après avoir mesuré le T.O.S, on pourra calculer

$$|\Gamma_R| = \frac{\tau - 1}{\tau + 1}$$

D'autre part, la position d'un minimum de tension ou de champ électrique est définie, à partir de la charge, par:

$$\phi - 2 \cdot \beta \cdot x_m = (2k + 1)\pi$$

Donc la mesure de x_m permettra de trouver:

$$\phi = 2 \cdot \beta \cdot x_m + \pi \quad \text{à } 2k\pi \text{ près.}$$

b) Technique de mesure

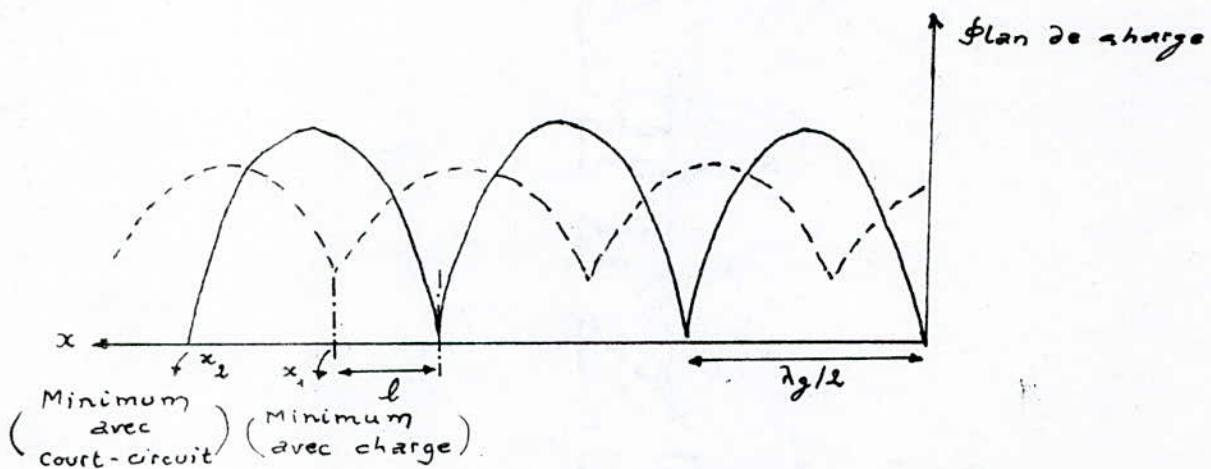
Pour la mesure d'une impédance inconnue, il est nécessaire de définir le plan auquel se rapporte cette impédance. Ce plan de référence peut être par exemple la bride de mesure.

La mesure s'effectue alors de la manière suivante:

L'élément inconnu est connecté à la ligne de mesure afin de déterminer le ROS (Γ) et la position d'un minimum.

Ensuite on remplace l'élément inconnu par un court-circuit placé à la sortie de la ligne de mesure.

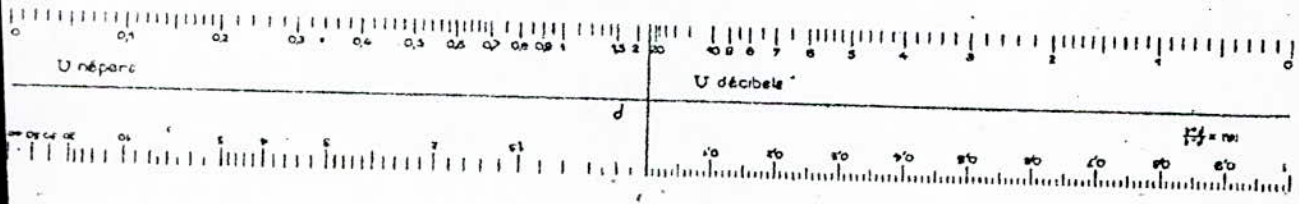
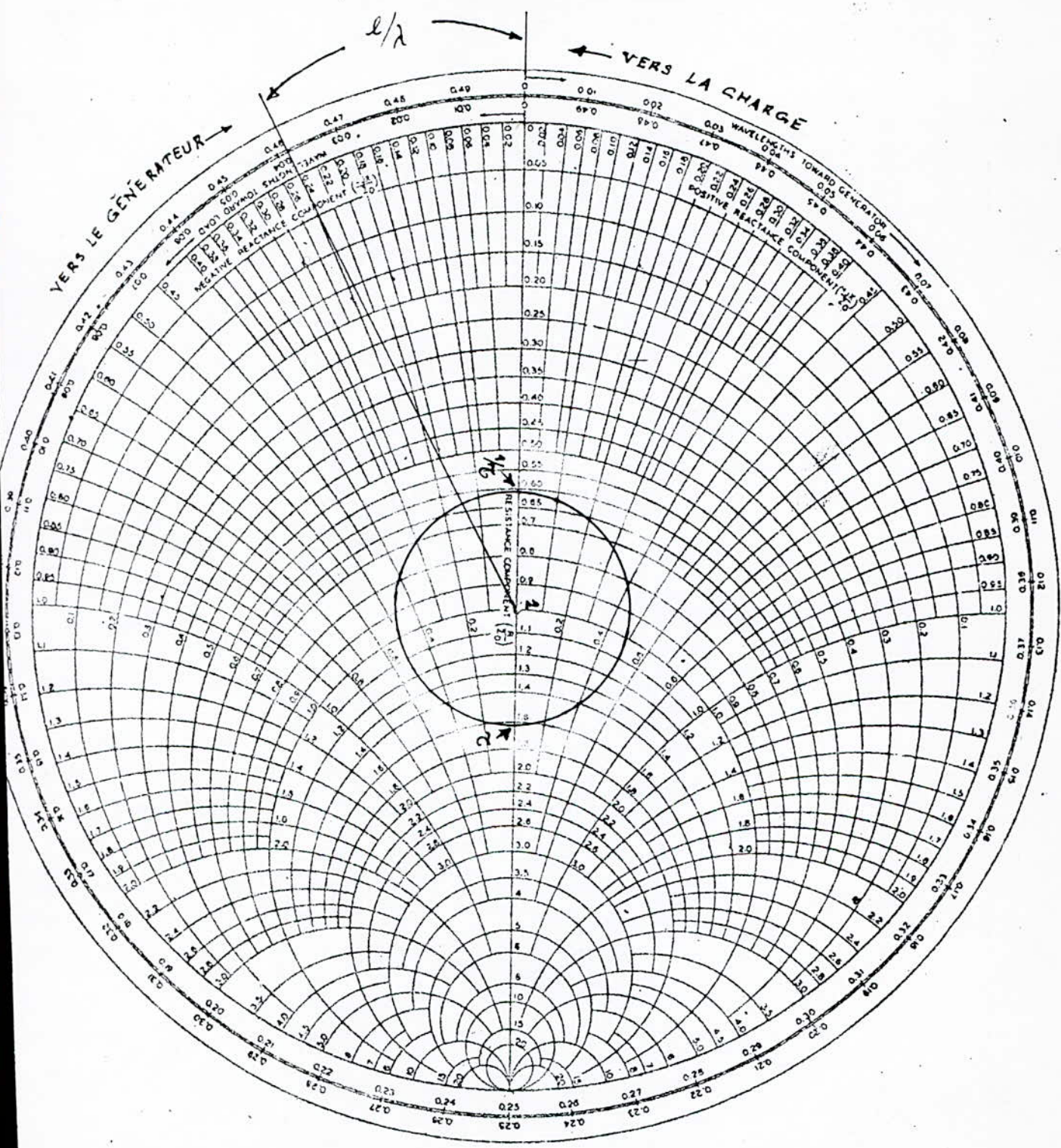
Deux minimums successifs sont recherchés (x_1, x_2). La distance entre ces deux minimas représente la demi-longueur d'ondes dans le guide. L'un de ces minimas est utilisé comme référence. ($x_m = x_1 - x_2 + n \cdot \lambda_g/2$)



d) Détermination de l'impédance de charge à l'aide de l'abaque de Smith

Le cercle correspondant à la mesure du ROS est tracé sur l'abaque de Smith. ($1/\Gamma$) est l'impédance en un minimum de champ. L'impédance rapportée au plan de la bride est déterminée sur le cercle (Γ) à la distance (l/λ_g) du point $1/\Gamma$, on tourne vers la charge, si le minimum avec la charge

DETERMINATION DE L'IMPÉDANCE DE CHARGE PAR L'ABAQUE DE SMITH



s'est déplacé vers le générateur par rapport au minimum avec le court-circuit (minimum de référence). Dans le cas contraire on tourne vers le générateur.

Les impédances le long de la ligne sont égales à l'impédance de charge dans les plans espacés de $\lambda_g/2$, λ_g , $3/2 \cdot \lambda_g$ du plan de la charge.

Remarque

La ligne est supposée sans pertes, sinon un déplacement le long de la ligne correspond à un déplacement le long d'une courbe en spirale sur l'abaque de Smith, cela signifie que le ROS n'est pas constant lorsque la distance à la charge varie.

e) Détermination de l'impédance de charge par programme

On donne un programme, qui à partir des données expérimentales à savoir:

Le taux d'ondes stationnaires ROS (S)

La fréquence du signal (λ)

La distance (S_m) entre le minimum de référence (en charge) et le min en court-circuit.

nous donne l'impédance, calculé par le microordinateur APPLE II.

Pour illustrer au mieux, notre travail, on donne le programme qui trace les variations de l'amplitude réelle du potentiel le long de la ligne sans perte, à partir de ces mêmes données expérimentales.

Remarque :

Ces programmes sont traités au langage basic.

LIST

```
5  REM   CALCUL D'UNE IMPEDANCE I
      NCONNUE
10  REM   =====
      =====
15  PI = 3.14156
20  HOME
21  VTAB 5
22  PRINT TAB( 3); "-----"
      "
23  PRINT TAB( 3); "***CALCUL D'UN
      E IMPEDANCE INCONNUE**"
25  PRINT TAB( 3); "-----"
      "
26  VTAB 10: PRINT "SM: DISTANCE
      ENTRE LE MIN DE REFERANCE EN
      CHARGE ET LE MIN EN COURT-C
      IRCUIT **SM>0; (<0); :POUR UN
      DEPLACEMENT VERS LE GENERAT
      EUR ;(LA CHARGE)"
27  VTAB 17
28  PRINT "DONNEES EXPERIMENTALES
      "
29  PRINT
30  PRINT "DONNEZ LE TOS"
40  INPUT "TOS=";TOS
50  PRINT "DONNEZ LAMBDA"
60  INPUT "LAMBDA=";LBDA
70  PRINT "DONNEZ LA DISTANCE SM"

80  INPUT "SM=";SM
90  REM   CALCULS
95  REM
100 LET K = 2 * PI / LBDA
110 LET D = ( COS (K * SM)) ^ 2 +
      ( SIN (K * SM) / TOS) ^ 2
120 LET RZ = 1 / (TOS * D)
130 LET XZ = ( COS (K * SM) * SIN
      (K * SM) * (1 - (1 / TOS) ^
      2)) / D
132 HOME
134 VTAB 16
136 PRINT TAB( 3); "IMPEDANCE RE
      DUITE INCONNUE:"
137 PRINT
140 IF XZ > = 0 THEN PRINT TAB(
      9); "ZRD=";RZ; "+" ; "J"; XZ
150 IF XZ < 0 THEN PRINT TAB(
      9); "ZRD=";RZ; "-" ; "J"; ABS (X
      Z)
160 END
```

IRUN

CALCUL D'UNE IMPEDANCE INCONNUE

SM: DISTANCE ENTRE LE MIN DE REFERANCE EN CHARGE ET LE MIN EN COURT-CIRCUIT
M>0; (<0); :POUR UN DEPLACEMENT VERS LE GENERATEUR ; (LA CHARGE)
DONNEES EXPERIMENTALES

DONNEZ LE TOS
TOS=1
DONNEZ LAMBDA
LAMBDA=100
DONNEZ LA DISTANCE SM
SM=10

IMPEDANCE REDUITE INCONNUE:

$$ZRD=1+J0$$

CALCUL D'UNE IMPEDANCE INCONNUE

SM: DISTANCE ENTRE LE MIN DE REFERANCE EN CHARGE ET LE MIN EN COURT-CIRCUIT
M>0; (<0); :POUR UN DEPLACEMENT VERS LE GENERATEUR ; (LA CHARGE)
DONNEES EXPERIMENTALES

DONNEZ LE TOS
TOS=2
DONNEZ LAMBDA
LAMBDA=100
DONNEZ LA DISTANCE SM
SM=10

IMPEDANCE REDUITE INCONNUE:

$$ZRD=.67486763+J.481375899$$

CALCUL D'UNE IMPEDANCE INCONNUE

SM: DISTANCE ENTRE LE MIN DE REFERANCE EN CHARGE ET LE MIN EN COURT-CIRCUIT
M>0; (<0); :POUR UN DEPLACEMENT VERS LE GENERATEUR ; (LA CHARGE)
DONNEES EXPERIMENTALES

DONNEZ LE TOS
TOS=3
DONNEZ LAMBDA
LAMBDA=100
DONNEZ LA DISTANCE SM
SM=10

IMPEDANCE REDUITE INCONNUE:

$$ZRD=.481068537+J.610028566$$

ILIST

```

10  REM  **VARIATIONS DE L'AMPLI
    TUDE REELLE DU POTENTIEL LE
    LONG DE LA LIGNE SANS PERTE
    F(S)=ABS(V)^2 **
20  REM  *****
30  REM  S:DEPLACEMENT LE LONG DE
    LA LIGNE A PARTIR DE LA CHA
    RGE
40  PI = 3.14159
41  HOME
42  VTAB 5
43  PRINT TAB( 3);"-----"
44  PRINT TAB( 3);"**VARIATIONS
    DE L'AMPLITUDE REELLE DU"
45  PRINT TAB( 3);"POTENTIEL LE
    LONG DE LA LIGNE SANS"
46  PRINT TAB( 3);"PERTE
    --F(S)=ABS(V)--      **"
47  PRINT TAB( 3);"-----"
48  VTAB 12
49  PRINT "SM: DISTANCE ENTRE LE
    MIN DE REFERANCE EN CHARGE E
    T LE MIN EN COURT-CIRCUIT"
50  VTAB 16
52  PRINT "DONNEES EXPERIMENTALES
    "
54  PRINT
60  REM  DONNEES EXPERIMENTALES
70  REM
80  PRINT "DONNEZ LE TOS"
90  INPUT "TOS=";TOS
100 PRINT "DONNEZ LAMBDA"
110 INPUT "LAMBDA=";LBDA
120 PRINT "DONNEZ LA DISTANCE SM
    "
130 INPUT "SM=";SM
140 REM  SM=DISTANCE ENTRE LE MI
    N DE REFERANCE EN Z ET LE MI
    N EN C-C
150 REM  CALCUL
160 DIM T(250,2)
170 V0 = 5:PL = 1
180 LET R = (TOS - 1) / (TOS + 1
    )
190 LET X = PI + PI * SM / LBDA
200 LET BETA = PI / LBDA
210 I = 1:L0 = 2.2 * LBDA
220 FOR S = 0 TO L0 STEP PL
225 REM  V=ABS(V)^2
230 V = V0 ^ 2 * (1 + 2 * ABS (R
    ) * COS (X - 2 * BETA * S) +
    ABS (R) ^ 2)
240 T(I,1) = S:T(I,2) = V
250 I = I + 1
270 NEXT
280 REM  DIALOGUE
290 X1 = 0
300 X2 = 4 * LBDA
310 EY = 1
320 REM  PASSAGE AU MODE GRAPHIQ
    UE
330 HGR
340 REM  TRACE DU GRAPHE
350 FOR I = 1 TO 225
360 X = T(I,1)
370 IF X < X1 GOTO 440
380 IF X > X2 GOTO 460
390 Y = T(I,2)
400 K = INT (Y * EY + 10)
410 IF K < = 0 OR K > 145 THEN
    440
420 HCOLOR= 5
430 HPLOT 31 + X,147 - K
440 NEXT
450 REM  AXE
460 FOR I = 0 TO 73
470 HCOLOR= 5
480 HPLOT 31,147 - 2 * I
500 NEXT
510 FOR I = 1 TO 108
530 HPLOT 31 + 2 * I,147
540 NEXT
550 FOR J = 0 TO 13
560 FOR I = 0 TO 4
580 HPLOT 29 + I,137 - 10 * J
600 NEXT I,J
610 FOR J = 0 TO 20
620 FOR I = 0 TO 4
640 HPLOT 41 + J * 10,145 + I
650 NEXT I,J
660 FOR I = 1 TO 2
670 HPLOT 31 - I,147
680 HPLOT 31,147 + I
690 NEXT
700 FOR I = 0 TO 4
710 HPLOT 31 + I,I: HPLOT 30 - I
    ,I
720 NEXT
730 HPLOT 248,147
740 FOR I = 0 TO 4
750 HPLOT 247 + I,143 + I: HPLOT
    245 + I,151 - I
760 NEXT
770 PRINT TAB( 6);"-----"
780 PRINT TAB( 9);"**TRACE DE F
    (S)=ABS(V)^2**"
790 PRINT TAB( 6);"-----"
800 IF TOS = 1 THEN PRINT "TOS=
    1,ABS(R)=0: LIGNE ADAPTEE"
810 IF TOS = 0 THEN PRINT "TOS=
    0,ABS(R)=1: LIGNE EN COURT-C
    IRCUIT"
820 END

```

**VARIATIONS DE L'AMPLITUDE REELLE DU
POTENTIEL LE LONG DE LA LIGNE SANS
PERTE --F(S)=ABS(V)-- **

SM: DISTANCE ENTRE LE MIN DE REFERENCE EN CHARGE ET LE MIN EN COURT-CIRCUIT
DONNEES EXPERIMENTALES

DONNEZ LE TOS

TOS=1

DONNEZ LAMBDA

LAMBDA=100

DONNEZ LA DISTANCE SM

SM=15

TRACE DE F(S)=ABS(V)^2

TOS=1, ABS(R)=0: LIGNE ADAPTEE



DONNEZ LE TOS

TOS=0

DONNEZ LAMBDA

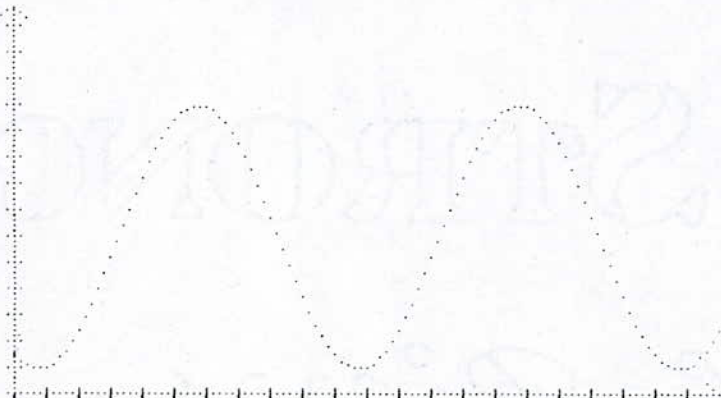
LAMBDA=100

DONNEZ LA DISTANCE SM

SM=15

TRACE DE F(S)=ABS(V)^2

TOS=0, ABS(R)=1: LIGNE EN COURT-CIRCUIT



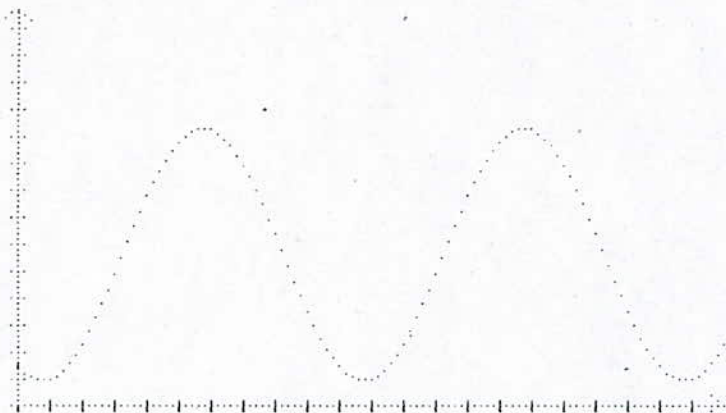
JRUN

**VARIATIONS DE L'AMPLITUDE REELLE DU
POTENTIEL LE LONG DE LA LIGNE SANS
PERTE --F(S)=ABS(V)-- **

SM: DISTANCE ENTRE LE MIN DE REFERENCE EN CHARGE ET LE MIN EN COURT-CIRCUIT
DONNEES EXPERIMENTALES

DONNEZ LE TOS
TOS=30
DONNEZ LAMBDA
LAMBDA=100
DONNEZ LA DISTANCE SM
SM=15

TRACE DE F(S)=ABS(V)^2

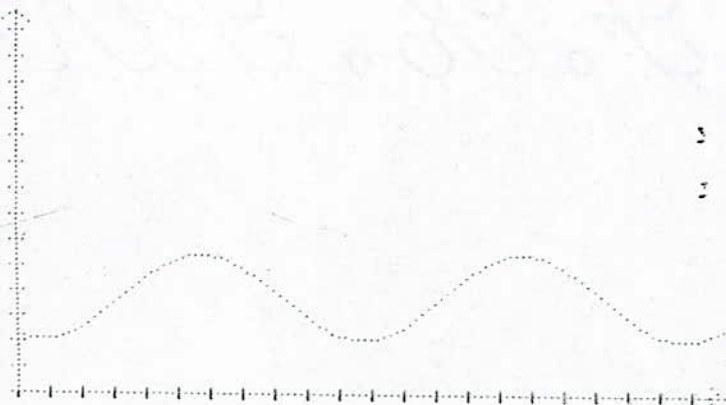


**VARIATIONS DE L'AMPLITUDE REELLE DU
POTENTIEL LE LONG DE LA LIGNE SANS
PERTE --F(S)=ABS(V)-- **

SM: DISTANCE ENTRE LE MIN DE REFERENCE EN CHARGE ET LE MIN EN COURT-CIRCUIT
DONNEES EXPERIMENTALES

DONNEZ LE TOS ,
TOS=2
DONNEZ LAMBDA
LAMBDA=100
DONNEZ LA DISTANCE SM
SM=15

TRACE DE F(S)=ABS(V)^2



e) Simulation d'une ligne de mesure par programme

Dans le but de compléter notre étude sur la ligne de mesure, nous avons jugé intéressant de donner un programme simulant une ligne de mesure.

Position du problème

À partir d'une impédance et d'une fréquence inconnues, le programme simule la distribution du régime d'ondes stationnaires correspondant telle qu'elle serait relevée à l'aide d'une ligne de mesure. Ensuite par calcul ou à l'abaque de Smith les paramètres inconnus sont calculés et entrés dans la machine qui les compare aux valeurs initiales.

Expression de la tension sur les lignes

La tension en chaque point de la ligne est donnée par l'expression suivante : $V(x) = V_1 (e^{jkx} + \Gamma e^{-jkx})$ où :

$k = 2\pi/\lambda$: nombre d'onde, $\Gamma = r e^{j\varphi}$: coefficient de réflexion

En remplaçant Γ par son expression on aboutit à :

$V(x) = V_1 (\exp(jkx) + r \exp(j\varphi) \exp(-jkx))$ que l'on peut écrire en effectuant un changement de variable :

$$V(x) = V_1 e^{j\varphi/2} \left(e^{j(kx - \varphi/2)} + r e^{-j(kx - \varphi/2)} \right)$$

Posons $V = V_1 e^{j\varphi/2}$; en effectuant un changement d'origine des temps pour que V soit réel et : $(\theta = kx - \varphi/2)$; $V(x) = V (e^{j\theta} + r e^{-j\theta})$

Et comme $V(x)$ est complexe : $V(x) = X + jY$.

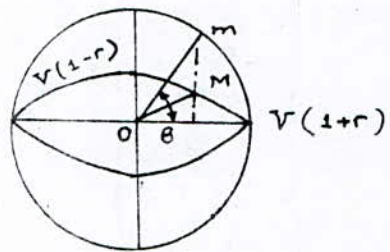
Soit en développant l'expression précédente :

$$V(x) = V [\cos \theta + j \sin \theta + r \cos \theta - jr \sin \theta]$$

$$X = \text{Reel}(V(x)) = V [\cos \theta + r \cos \theta] = V \cos \theta (1+r)$$

$$Y = \text{Imag}(V(x)) = V [\sin \theta - r \sin \theta] = V \sin \theta (1-r)$$

- qui est une représentation paramétrique de l'ellipse de demi-axe $V(1+r)$; $V(1-r)$



\vec{OM} : tension sur la ligne

Si la ligne est adaptée $Z=Z_c$ ($r=0$) et l'ellipse est un cercle.

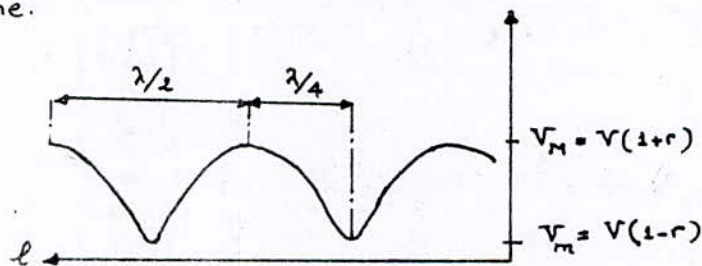
Expression du module de la tension sur la ligne

$$V(x) = X + jY \quad ; \quad |V(x)| = \sqrt{x^2 + y^2} = V[\cos^2\theta(1+r)^2 + \sin^2\theta(1-r)^2]^{1/2}$$

Soit en développant et en simplifiant :

$$|V(x)| = V\sqrt{(1+r)^2 - 4r\sin^2\theta}$$

C'est l'expression de la distribution de la tension relevée sur la ligne.



Cette figure n'est pas une sinusoïde mais une courbe périodique dont les minima sont plus aigus que les maxima (renseignement intéressant quant à la précision des mesures)

Valeur max ($\sin\theta=0$) : $V_M = V(1+r)$

Valeur min ($\sin\theta=1$) : $V_m = V(1-r)$

Formons le rapport : $V_M/V_m = (1+r)/(1-r) = S$ ou $S = \frac{(1+r)}{1-r}$

- quantité réelle qu'on appelle : "le taux d'ondes stationnaires"

Pour les mesures nous aurons deux (2) cas à considérer :

a) La détection est linéaire : C'est-à-dire le courant détecté Ψ est proportionnel à la tension $\Psi = k|V(x)| = kV\sqrt{(1+r)^2 - 4r\sin^2\theta}$

où k : coefficient de proportionnalité.

Le taux d'ondes stationnaires est $s = \frac{V_M}{V_m} = \frac{\Psi_M}{\Psi_m}$

b) Le détecteur est quadratique:

$$\Psi = k |V(x)|^2 = k V [(1+r)^2 - 4r \sin^2 \theta]$$

C'est une sinusoïde avec une composante continue superposée.

Le taux d'ondes stationnaires est $s = \frac{V_M}{V_m} = \sqrt{\frac{\Psi_M}{\Psi_m}}$

La connaissance de la caractéristique du détecteur a donc une grande importance dans les mesures.

III) Programme

Le programme simule la situation suivante: l'opérateur dispose d'un banc de mesure - générateur, ligne de mesure et impédances inconnues.

Le programme lancé génère de façon aléatoire une fréquence et une impédance de charge complexe. Il fait ensuite les calculs correspondants étudiés précédemment, puis présente sous forme de tracé, la courbe expérimentale: $\Psi = f(x)$.

C'est à dire le nombre de divisions de l'appareil de mesure du courant détecté en fonction de la position sur la ligne de mesure.

et partir de ces résultats, l'opérateur doit par calcul, ou par l'abaque, déterminer les valeurs de:

- La longueur d'onde de travail: $\lambda = c/f$

- L'impédance de charge mesurée (partie réelle et imaginaire)

- Ces valeurs sont transmises à la machine (ordinateur).

Si l'erreur, par rapport aux valeurs réelles, est supérieur à 10%, les résultats sont rejetés et le programme attend de nouvelles valeurs.

ILIST

```

10  REM  LIGNE DE MESURE      (BLIG)
20  REM
30  REM
40  REM  A.B.
50  REM
90  REM
100 REM  ++++++
110 REM
150 DIM T(250,2)
170 PI = 3.14159
180 REM
190 REM  CREATION ALEATOIRE DE L
    BDA ET ZRED
200 A = RND (1)
210 IF A < .5 GOTO 200
220 LBDA = 100 * A
250 REM  ZRD=RZ+J XZ
300 RZ = SQR (1 / ( RND (1) * 2)
    )
320 S = 20
350 IF RND (1) < .5 THEN S = -
    1
400 XZ = S * SQR (1 / ( RND (1) *
    2))
410 REM
420 REM  CALCULS
430 E = SQR ((RZ - 1) ^ 2 + XZ ^
    2)
440 U = ATN (XZ / (RZ - 1))
460 IF RZ > 1 GOTO 500
470 IF XZ > 0 THEN U = U + PI
480 IF XZ < 0 THEN U = U - PI
500 F = SQR ((RZ + 1) ^ 2 + XZ ^
    2)
520 V = ATN (XZ / (RZ + 1))
550 FI = U - V
560 IF FI < 0 THEN FI = FI + 2 *
    PI
580 R = E / F
770 I = 1; V = 25; L0 = 2.2 * LBDA
772 PL = 1
774 HOME
776 VTAB 7
778 PRINT TAB(3); "***SIMULATION
    D'UNE LIGNE DE MESURE**"
780 PRINT TAB(3); "=====
    ====="
782 VTAB 14
784 PRINT TAB(1); "DONNEZ LE TY
    PE DE DETECTION"
785 VTAB 17
787 PRINT TAB(2); "1/ DETECTION
    LINEAIRE: K1=1&K2=0"
788 VTAB 19
790 PRINT TAB(2); "2/ DETECTION
    QUADRATIQUE: K1=0&K2=1"
792 VTAB 23
793 INPUT "K1="; K1
794 INPUT "K2="; K2
796 REM
800 FOR L = 0 TO L0 STEP PL
850 X = PI * L / LBDA - FI / 2
900 VL = K1 * (V * SQR ((1 + R) ^
    2 - 4 * R * SIN (X) ^ 2)) +
    K2 * (V * ((1 + R) ^ 2 - 4 *
    R * SIN (X) ^ 2))
1050 T(I,1) = L; T(I,2) = VL
1100 I = I + 1
1350 NEXT L
1420 PRINT
1440 REM  DIALOGUE
1460 Y1 = 0; X1 = 0
1470 X2 = 4 * LBDA
1480 EY = 1

1490 REM  PASSAGE AU MODE GRAPHI
    QUE
1500 HGR
1510 HCOLOR= 5
1520 FOR I = 1 TO 200
1530 X = T(I,1)
1540 IF X < X1 THEN 1600
1550 IF X > X2 THEN 1620
1560 Y = T(I,2)
1570 K = INT (Y * EY + 5) - Y1 *
    EY - 1
1580 IF K < = 0 OR K > 145 THEN
    1600
1590 HPLOT 31 + X, 147 - (2 - K2)
    * K
1600 NEXT
1610 REM  AXE
1620 FOR I = 0 TO 73
1630 HPLOT 31, 147 - 2 * I
1640 NEXT
1650 FOR I = 0 TO 108
1660 HPLOT 31 + 2 * I, 147
1670 NEXT
1680 FOR J = 0 TO 13
1690 FOR I = 0 TO 4
1700 HPLOT 29 + I, 137 - 10 * J
1710 NEXT I, J
1720 FOR J = 0 TO 20
1730 FOR I = 0 TO 4
1740 HPLOT 41 + J * 10, 145 + I
1750 NEXT I, J
1760 FOR I = 1 TO 2
1770 HPLOT 31 - I, 147
1780 HPLOT 31, 147 + I
1790 NEXT
1800 HPLOT 31, 1
1810 FOR I = 0 TO 4
1820 HPLOT 31 + I, I: HPLOT 30 -
    I, I
1830 NEXT
1840 HPLOT 248, 147
1850 FOR I = 0 TO 4
1860 HPLOT 245 + I, 143 + I: HPLOT
    245 + I, 151 - I
1870 NEXT
3370 IF K1 = 1 THEN PRINT "* TR
    ACE DE V=F(L) -DETECTION LIN
    EAIRE-*"
3380 IF K1 = 0 THEN PRINT "*TRA
    CE DE V=F(L)-DETECTION QUADR
    ATIQUE-*"
3400 REM  AFFICHAGE DES RESULTAT
    S
3410 INPUT "LAMBDA="; LX
3420 IF LX > .9 * LBDA AND LX <
    1.1 * LBDA GOTO 3450
3430 PRINT "RESULTAT FAUX"
3440 GOTO 3410
3450 PRINT "EXACT"
3460 INPUT "RZ="; RX
3470 IF RX > .9 * RZ AND RX < 1.
    1 * RZ GOTO 3500
3480 PRINT "RESULTAT FAUX"
3490 GOTO 3460
3500 PRINT "EXACT"
3510 INPUT "XZ="; XX
3520 B1 = .9 * XZ; B2 = 1.1 * XZ
3530 IF XZ < 0 GOTO 3560
3540 IF XX > B1 AND XX < B2 GOTO
    3580
3550 GOTO 3570
3560 IF XX > B2 AND XX < B1 GOTO
    3580
3570 PRINT "RESULTAT FAUX": GOTO
    3510
3580 PRINT "EXACT"
3590 END

```

DETERMINATION DE L'IMPÉDANCE (REDUITE) ET DE LA LONGUEUR D'ONDE
PAR DIALOGUE AVEC LE MICRO-ORDINATEUR

Après exécution du programme, par extrapolation graphique à partir de la courbe expérimentale $\Psi = f(x)$ (qui est visualisée sur l'écran), on détermine les données suivantes:

- la longueur d'onde (λ) (égale à la double distance entre les deux mins)
- le 1^{er} max à partir du plan de la charge, et la tension V_{\max} correspondante
- la tension V_{\min} .

Par calcul on détermine le ROS $S = V_{\max}/V_{\min}$ (cas de la détection linéaire) et $S = (V_{\max}/V_{\min})^{1/2}$ (cas de la détection quadratique), et aussi l_{\max}/λ .

On détermine l'impédance (réduite) à l'aide de l'abaque de Smith en traçant le cercle de ROS constant, et en se déplaçant à partir de l'axe des z_{\max} vers la charge de l_{\max}/λ .

L'intersection de la droite joignant le point (1,0) au point déterminé par l_{\max}/λ , avec le cercle ROS, nous donne l'impédance recherchée. (partie réelle et partie imaginaire).

La valeur de l'impédance est transmise au micro.

Si l'erreur, par rapport à la valeur réelle est supérieur à 10%, les résultats sont rejetés et le programme attend de nouvelles valeurs. A titre d'exemple on a:

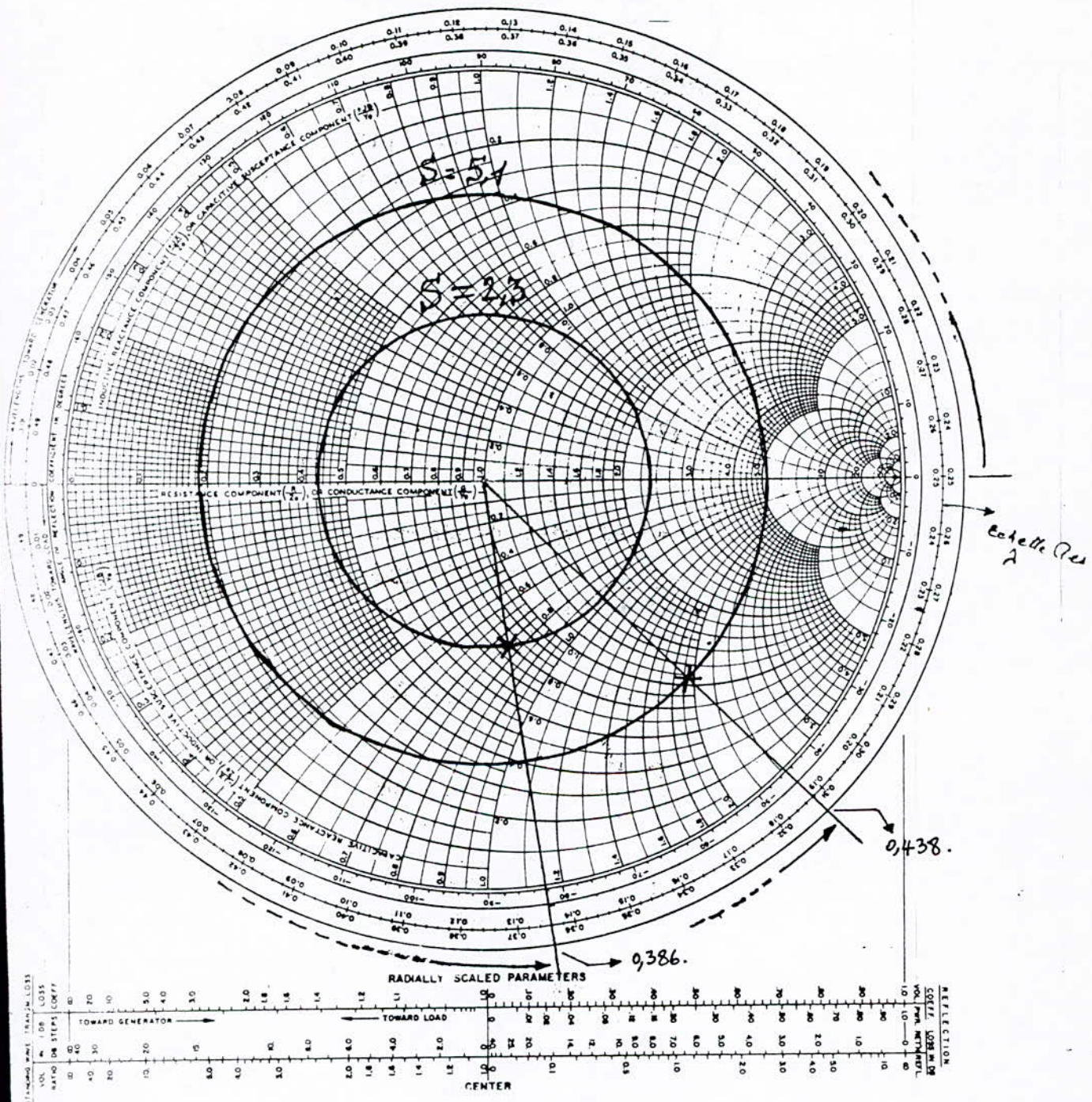
Détection Linéaire

- 1) $\lambda = 80\text{mm}$, $l_{\max} = 31\text{mm}$
 $V_{\max} = 40$, $V_{\min} = 17,5$
 $\Rightarrow S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = 2,29$, $\frac{l_{\max}}{\lambda} = 0,386$
 $z = 0,8 - j0,75$
- 2) $\lambda = 90$; $l_{\max} = 39,4$
 $V_{\max} = 48$; $V_{\min} = 9,5$
 $\Rightarrow S = V_{\max}/V_{\min} = 5,05$; $l_{\max}/\lambda = 0,438$
 $z = 1 - j2$

Détection Quadratique

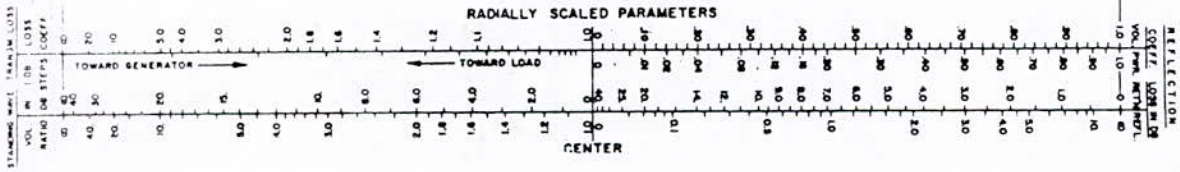
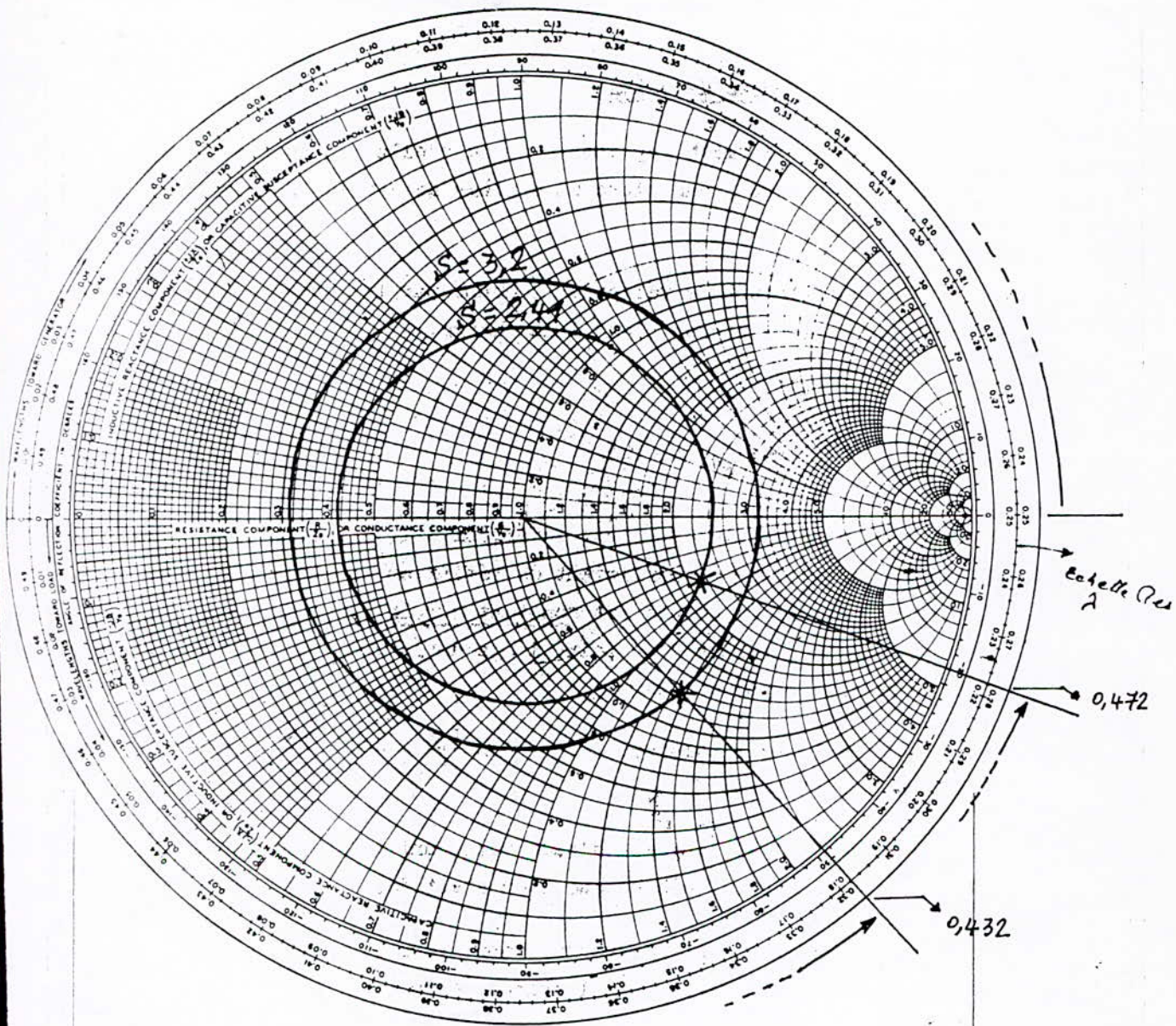
- 1) $\lambda = 98$; $l_{\max} = 46,5$
 $V_{\max} = 58$; $V_{\min} = 10$
 $\Rightarrow S = (V_{\max}/V_{\min})^{1/2} = 2,41$; $l_{\max}/\lambda = 0,472$
 $z = 2,2 - j0,8$
- 2) $\lambda = 88$; $l_{\max} = 38$
 $V_{\max} = 67$; $V_{\min} = 6,5$
 $\Rightarrow S = (V_{\max}/V_{\min})^{1/2} = 3,2$; $l_{\max}/\lambda = 0,432$
 $z = 1,2 - j1,4$

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



CAS DE LA DETECTION LINEAIRE.

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



CAS DE LA DETECTION QUADRATIQUE.

JRUN

SIMULATION D'UNE LIGNE DE MESURE

=====

DONNEZ LE TYPE DE DETECTION

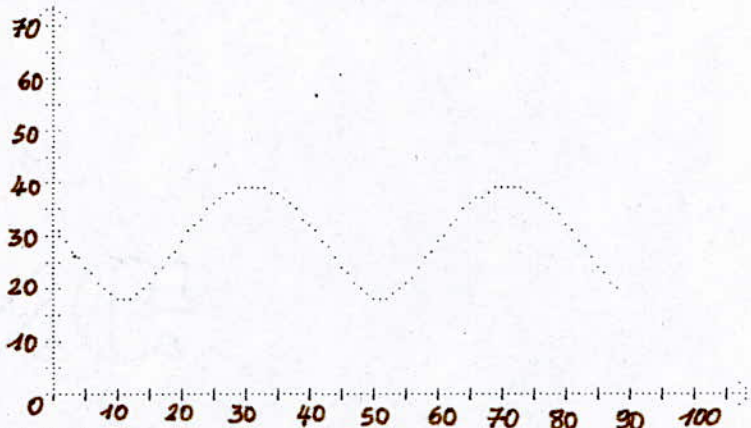
1/ DETECTION LINEAIRE: K1=1&K2=0

2/ DETECTION QUADRATIQUE: K1=0&K2=1

K1=1

K2=0

* TRACE DE V=F(L) -DETECTION LINEAIRE- *



LAMBDA=80

EXACT

RZ=.8

EXACT

XZ=-.75

EXACT

JRUN

SIMULATION D'UNE LIGNE DE MESURE

=====

DONNEZ LE TYPE DE DETECTION

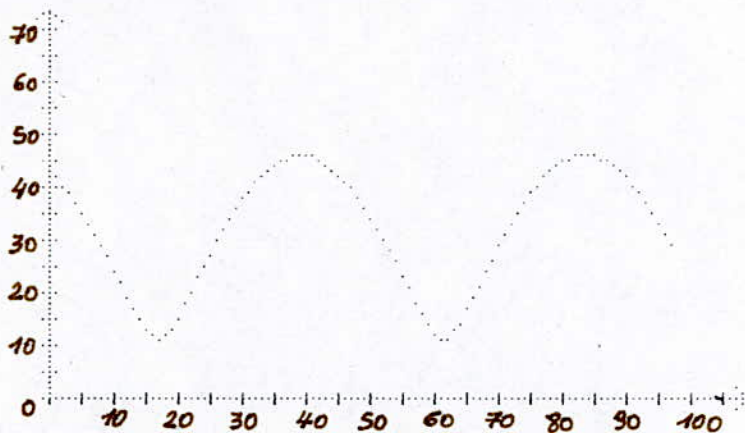
1/ DETECTION LINEAIRE: K1=1&K2=0

2/ DETECTION QUADRATIQUE: K1=0&K2=1

K1=1

K2=0

* TRACE DE V=F(L) -DETECTION LINEAIRE- *



LAMBDA=90

EXACT

RZ=1

EXACT

XZ=-2

EXACT

JRUN

SIMULATION D'UNE LIGNE DE MESURE

=====

DONNEZ LE TYPE DE DETECTION

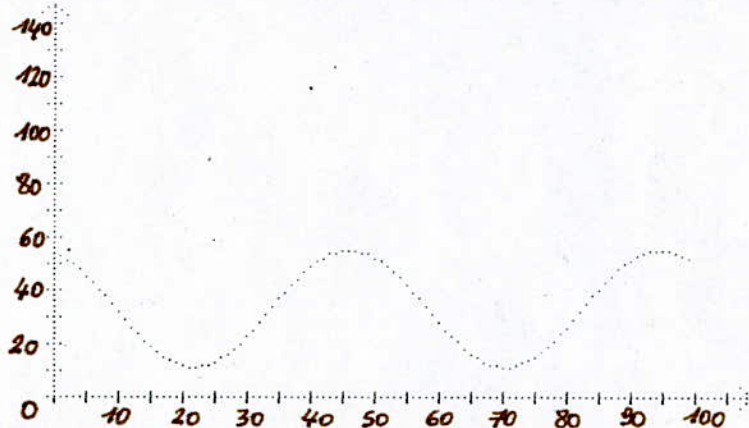
1/ DETECTION LINEAIRE: K1=1&K2=0

2/ DETECTION QUADRATIQUE: K1=0&K2=1

K1=0

K2=1

TRACE DE $V=F(L)$ -DETECTION QUADRATIQUE-



LAMBDA=98

EXACT

RZ=2.2

EXACT

XZ=-.8

EXACT

JRUN

SIMULATION D'UNE LIGNE DE MESURE

=====

DONNEZ LE TYPE DE DETECTION

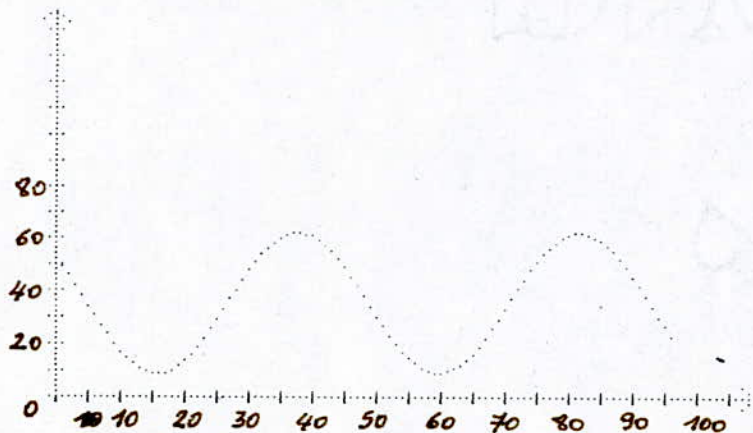
1/ DETECTION LINEAIRE: K1=1&K2=0

2/ DETECTION QUADRATIQUE: K1=0&K2=1

K1=0

K2=1

TRACE DE $V=F(L)$ -DETECTION QUADRATIQUE-



LAMBDA=88

EXACT

RZ=1.2

EXACT

XZ=-1.4

EXACT

V°) ETUDE COMPARATIVE DES DEUX TECHNIQUES DE MESURE

Cette étude comparative tient compte des deux aspects suivants:

1) Aspect pratique

2) Aspect performances

	Coupleur Directif	Ligne De Mesure
ASPECT PRATIQUE	<ul style="list-style-type: none"> - On a une seule valeur à relever (S_{11}). 	<ul style="list-style-type: none"> - On note (ou calcul) le ROS (celui-ci après avoir noté l'atténuation ou les positions d_1 et d_2 telle que $V_0/V_{min} = 2$) - On cherche la longueur d'onde (λ) - On cherche le min de référence en charge et le min avec court-circuit - Après avoir relevé ces valeurs on calcul (ou à l'abaque de Smith) le coefficient de réflexion Γ (ou l'impédance réduite z)
ASPECT PERFORMANCES	<ul style="list-style-type: none"> - Source d'erreurs très importantes sur une certaine gamme du coefficient de réflexion Γ, due au fait que le coupleur directif n'est pas idéal. - Possibilité de s'affranchir des variations de niveau du générateur, quand on fait un balayage en fréquence 	<ul style="list-style-type: none"> - Erreur faible due notamment à la perturbation de la sonde de la ligne de mesure. - Impossibilité

VI CONCLUSION GENERALE :

Les bancs de mesures mis en place offrent des avantages et des inconvénients.

Parmi les avantages du banc de mesure du coefficient de réflexion : on peut noter la facilité d'exploitation et la lecture presque directe; pour ce qui est des inconvénients : c'est une source d'erreurs très importantes lorsqu'il s'agit de coefficients de réflexion élevés. Il existe des possibilités de réduire ces erreurs en utilisant notamment un coupleur directif à 4 accès.

En ce qui concerne le banc simulant l'analyseur de réseau, nous avons constaté que pour améliorer les résultats expérimentaux, il faut choisir un couplage faible, une directivité très grande....

Les résultats auraient été plus complets s'il y avait à notre disposition un déphaseur en guide permettant la mesure de l'argument des paramètres du quadripôle.

Dans ce sens, nous souhaitons à ce que les étudiants des promotions futures puissent sur ce modeste travail, améliorer les résultats expérimentaux en mettant en oeuvre le matériel qui nous a, malheureusement fait défaut, avec l'aide précieuse du personnel du labo hyperfréquences.

Le programme simulant la ligne de mesure présente un grand intérêt à plus d'un titre, que ce soit du point de vue pratique ou de performances.

En pratique, le programme met à la disposition de l'opérateur un banc de mesures d'impédance sans avoir recours au montage du dispositif constituant ce banc.

Du point de vue performances : le programme traite non seulement le cas quadratique, mais aussi le cas linéaire, ce qui constitue une extension de la gamme de la détection .

Enfin le programme permet de contrôler le travail de l'opérateur après que ce dernier transmette ses données expérimentales.

BIBLIOGRAPHIE

OUVRAGES

- 1) - Circuits pour ondes guidées - G. BOUDOURIS, P. CHENEVIER (DUNOD)
- 2) - Techniques de mesures en micro-ondes - C.G. MONTGOMERY (CHIRON)
- 3) - Ondes metriques et centimetriques - P.F. COMBES (DUNOD)
- 4) - LES MICRO-ONDES TOME II - R. BADOUAL (MASSON)
- 5) - Methode de calcul en électronique - (MASSON)