MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

Présenté en vue de l'obtention
du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option : **Communication**

Thème:

ETUDE D'UN DISPOSITIF DE

MESURE DES PARAMETRES S_{ij}

Proposé et dirigé par :

M$^{r.}$: EL KECHAï

Présenté par :

M$^{r.}$: MENDACI MADJID
M^{r}: MESBAH FARID

Année universitaire **2008/2009**

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

Présenté en vue de l'obtention
du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option : **Communication**

Thème:

ETUDE D'UN DISPOSITIF DE MESURE DES PARAMETRES S_{ij}

Proposé et dirigé par :

M$^{r.}$: EL KECHAï

Présenté par :

M$^{r.}$: MENDACI MADJID
M^{r}: MESBAH FARID

Année universitaire **2008/2009**

Soutenu le :

06 Juillet 2009 à 11h (Gmt+1) salle 16

Le jury était le suivant :

Mr. ATTAF	**President de jury.**
Mr. KANANE	**Examinateur.**
Mr. BENAMANE	**Examinateur.**
Mr. EL KECHAI	**Promoteur.**

remerciements

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à notre promoteur Monsieur **EL-KECHAI** pour son aide et son soutien inestimables tout au long de notre travail.

Nous remercions également les membres de jury, qui nous font l'honneur d'évaluer notre travail.

Un grand merci à tous ceux qui ont participé, de près ou de loin, à la réalisation de ce modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- *Mes très chers parents.*
- *Mes très chers frères et sœurs.*
- *Tous mes proches.*
- *Tous ceux qui me sont chers.*
- *Tous mes amis (es).*

Madjid

Je dédie ce modeste travail à :

- *Mes très chers parents.*
- *Mes très chers frères et sœurs.*
- *Tous mes proches.*
- *Tous ceux qui me sont chers.*
- *Tous mes amis (es).*

Farid

Table des matières.

Introduction générale.....3

Chapitre I : Analyse du dispositif de mesure.

1.1 Introduction et présentation …….5
1.2 Mise en équations des grandeurs détectées……...8
1.2.1 Introduction ….....8
1.2.2 Rappels sur la matrice S ……...8
1.2.3 Les grandeurs détectées ……...9
1.2.4 Conclusion …….15
1.3 Description du dispositif complet ……...16
1.3.1 Introduction…….....16
1.3.2 Mesure d'un coefficient de réflexion……..…16
1.3.3 Mesure d'un coefficient de transmission……....18
1.3.4 Mesure simultanées des coefficients
de réflexion et de transmission ……20

1.4 Conclusion…….22

Chapitre II : Eléments du dispositif de mesure.

2.1 Diviseurs de Puissance……...23

2.1.1 Diviseur de Wilkinson……23
2.1.2 Le coupleur à branches ……...34

2.2 Le circulateur

2.2.1 Définitions…….....44
2.2.2 Principe de fonctionnement……...45
2.2.3 Application……...……46

Chapitre III : Mise en évidence des imperfections de mesure.

3.1 Introduction…….47
3.2 Cas idéal……...47
3.3 Erreurs dues à la sensibilité des détecteurs…….....48
3.4 Prise en compte des erreurs……51
3.4 Conclusion……58

Chapitre IV : Calibrage du système de mesure des Sij.

4.1 Introduction…….59
4.2 Méthodes de calibrage……60
4.2.1 La calibration en normalisation (normation)…….....60
4.2.2 La calibration vectorielle……..60
4.2.2.1 La méthode TRL.
4.2.2.1.1 Principe……60
4.2.2.1.2 Les étapes ……61
4.2.2.1.3 Expression des S_{ij} intrinsèques……...66
4.2.2.1.4 Conclusion ……... .....…66
4.2.2.2 La méthode SOLT……..67
4.3 Conclusion…….....70

Conclusion générale…….....71

Annexes………...72

Références bibliographiques. 78

Introduction générale

Introduction générale.

L'explosion des techniques de communication rend nécessaire la bonne connaissance des systèmes modernes de télécommunications. Ainsi, le réseau hyperfréquence joue un rôle de plus en plus important dans la vie quotidienne moderne, au travers des appels téléphoniques ou des transmissions satellites par exemple.
Les principaux composants d'un système hyperfréquence sont l'émetteur, le récepteur, et généralement le modulateur. Le signal généré par l'émetteur est traité par le modulateur et est capté par le récepteur.

Outre les guides d'onde ou les lignes de transmission, un système hyperfréquence comportera des éléments de traitement et transformation du signal (modulateur, charges -dites aussi impédances- adaptées ou variables) et des systèmes de mesure : fréquencemètre, mesureur de taux d'ondes stationnaires, détecteur d'énergie hyperfréquence, mesureur de puissance ou encore un analyseur de réseau vectoriel.

L'Analyseur de Réseau Vectoriel permet aisément la mesure des paramètres $\mathbf{s_{ij}}$, et ainsi déterminer les autres caractéristiques du système. Cet appareil a révolutionné les mesures en hyperfréquences, il permet des mesures de quelques dizaines de MHz jusqu'à plus de 110 GHz (en laboratoire jusqu'à 700 GHz).

Notre projet de fin d'études porte sur l'étude de l'un des dispositifs caractérisant cet appareil incontournable. Pour cela, le travail s'articule en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation du dispositif de mesure. On s'intéressera en premier lieu à la constitution du dispositif et sa structure, en suite on détaillera, par la mise en équation des tensions détectées, les bases qui permettent (à ce dispositif) la mesure des coefficients de réflexion et de transmission ; et terminerons ce chapitre par une description complète du dispositif.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons les principaux éléments à partir desquels est élaboré le dispositif que sont les diviseurs de puissance (coupleur à branches et diviseur de Wilkinson) et le circulateur. Particulièrement, une méthode pour caractériser les quadripôles sera utilisée pour calculer les paramètres des diviseurs de puissance.

Le troisième chapitre portera sur la mise en évidence des imperfections, dues notamment aux différents éléments étudiés précédemment, et on verra leur correction par l'élaboration d'une méthode d'étalonnage.

Le quatrième volet est dédié au calibrage du système de mesure, qui peut être effectué par diverses méthodes ; dans ce travail, on présentera deux méthodes (TRL et SOLT) qui sont les plus utilisées pour ce genre d'appareils.

Notre travail sera achevé par une conclusion générale, suivie par les annexes consacrées à la règle de Masson, aux graphes de fluence et à des généralités sur les lignes micro-ruban. La dernière partie est réservée pour la bibliographie.

Chapitre 1

Analyse du dispositif de mesure.

Analyse du dispositif de mesure.

1.1 Introduction et présentation.

La mesure de paramètres S_{ij} peut se faire par diverses méthodes et dispositifs. Ici on propose un dispositif de mesure original, sa structure permet des mesures vectorielles des coefficients de réflexion et de transmission.

Ce dispositif présente aussi l'avantage d'être à la fois simple (du coté moyens) et sophistiqué (coté qualité des mesures). Il est basé sur un démodulateur **IQ,** dont on représente le synoptique dans la figure-1.1-, composé d'un corrélateur complexe et de deux amplificateurs soustracteurs.

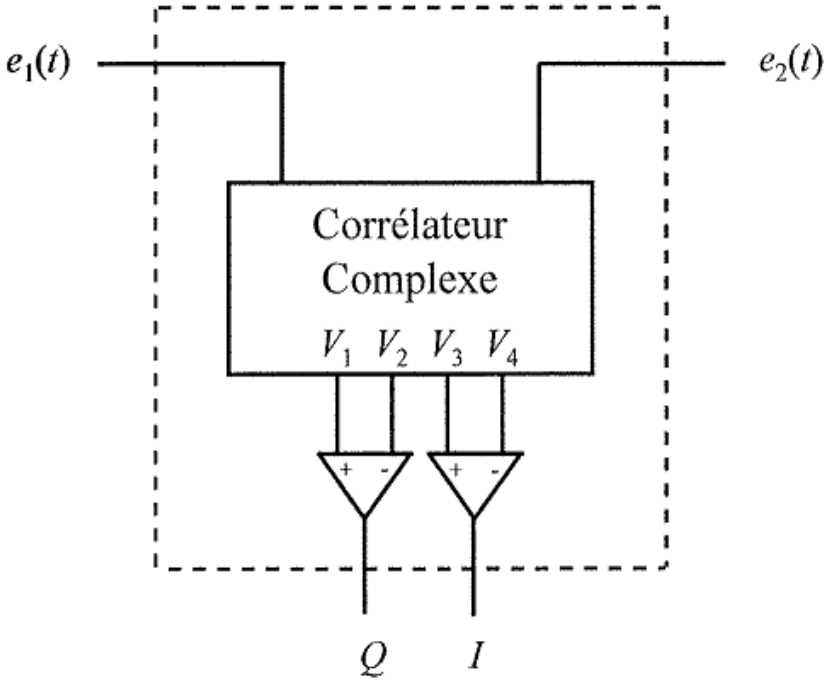


Figure -1.1- : synoptique du démodulateur **IQ**.

Le corrélateur complexe est constitué par quatre coupleurs à branches (-3db, 90˚), quatre détecteurs quadratiques (diode Schottky), deux charges adaptées et d'une ligne à retard, comme le montre la figure-1.2- et la figure-1.4-.

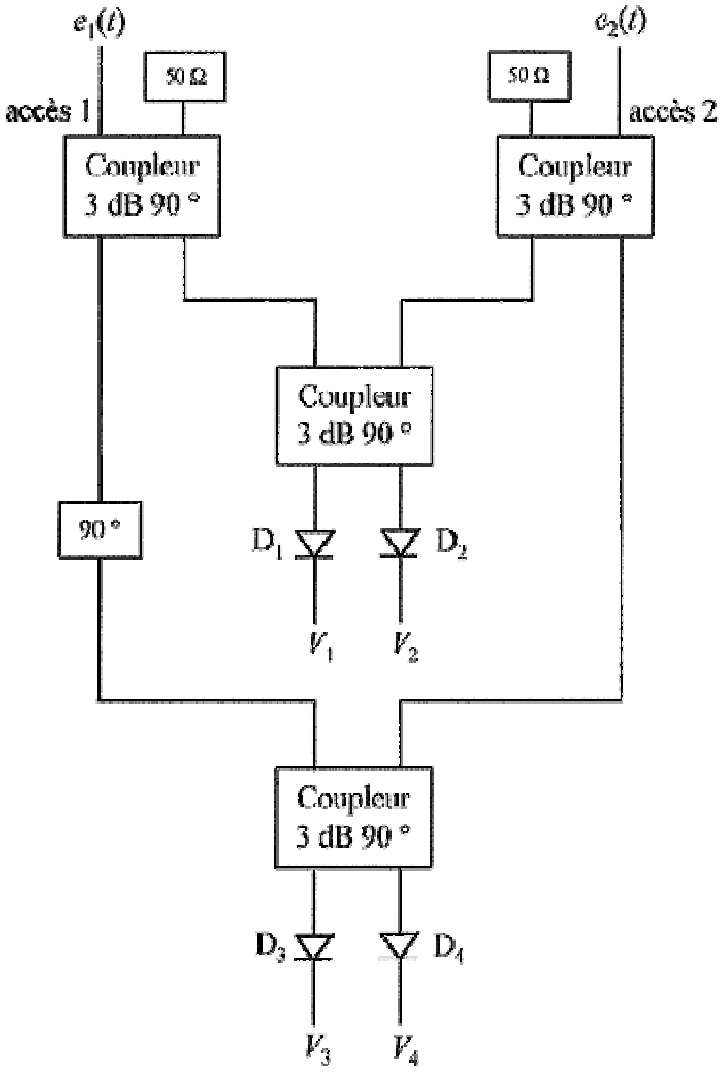


Figure -1.2- : structure du corrélateur complexe.

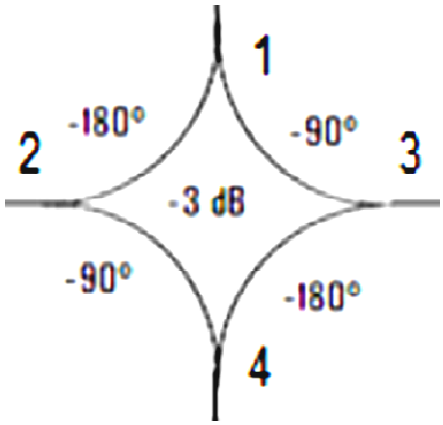


Figure-1.3- synoptique d'un coupleur à branches (3dB 90°).

En adoptant cette configuration du coupleur, on obtient la nouvelle structure du corrélateur complexe figure-1.4-.

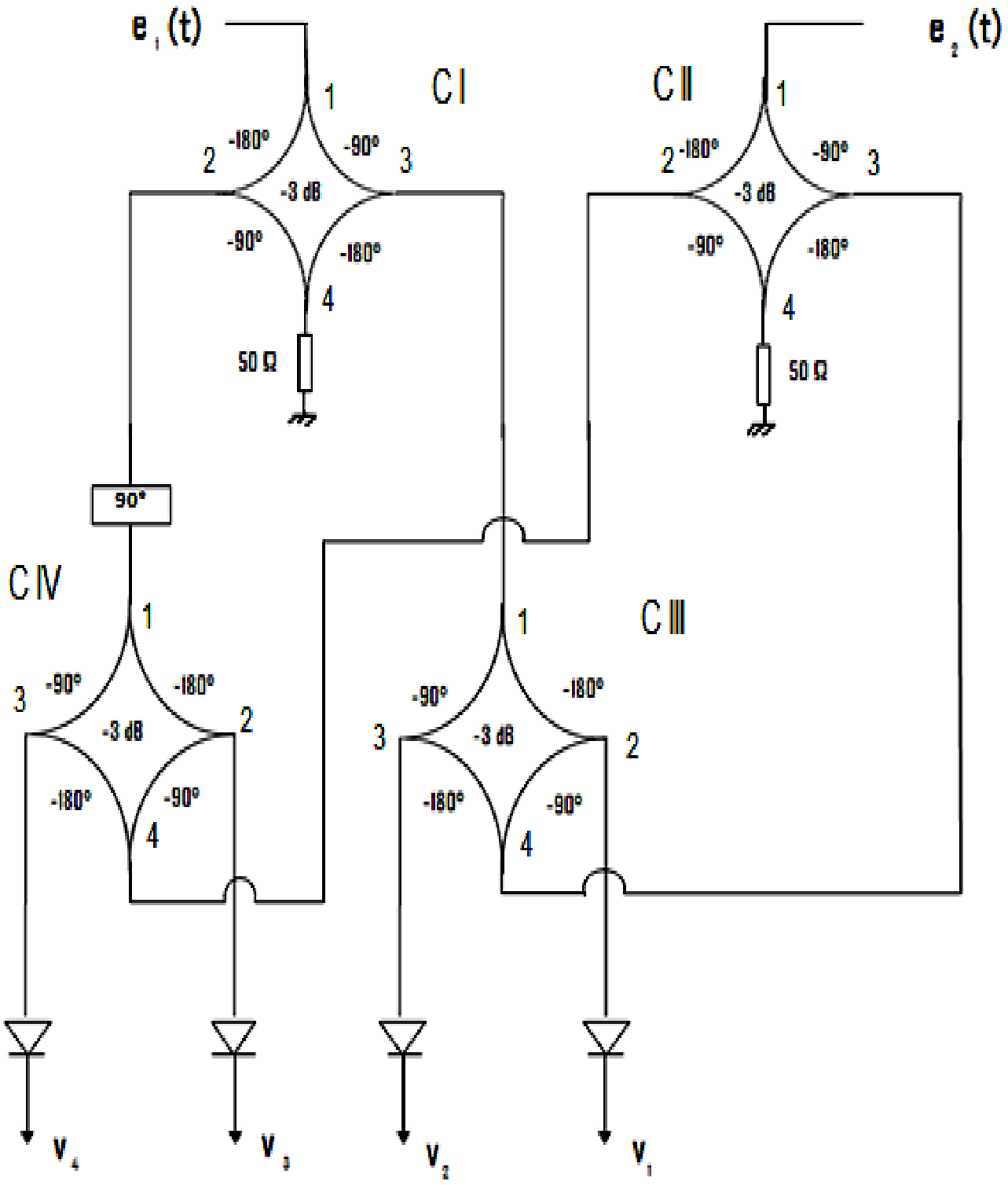


Figure -1.4- structure du corrélateur complexe.

1.2 Mise en équations des grandeurs détectées.

1.2.1 Introduction.

Dans cette partie, on va faire une étude théorique, en considérant que tous les éléments sont idéaux.

La procédure consiste à injecter deux signaux hyperfréquences monochromatiques et cohérents e_1(t) et e_2(t) aux deux entrées du corrélateur complexe et de calculer les tensions V_1, V_2, V_3 et V_4 obtenues à ses sorties, associées aux détecteurs quadratiques D_1, D_2, D_3 et D_4.

1.2.2 Rappels sur la matrice S.

Définition.

La matrice *S* est une matrice d'onde. Nous donnons sa définition pour un quadripôle, sa généralisation étant alors évidente.
On considère le quadripôle de la figure -1.5-.

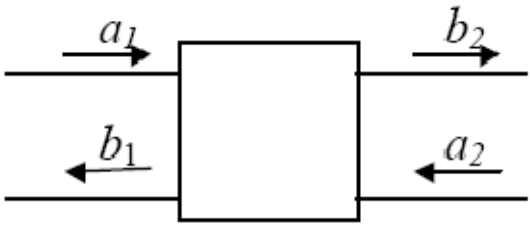


Figure-1.5- Quadripôle.

La matrice reliant les ondes émergentes b_1 et b_2 aux ondes incidentes a_1 et a_2 s'écrit de la façon suivante :

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

D'où :

$$b_1 = s_{11}\, a_1 + s_{12}\, a_2$$

$$b_2 = s_{21}\, a_1 + s_{22}\, a_2$$

1.2.3 Les grandeurs détectées.

Les coefficients de transmission et de réflexion d'un coupleur hybride (3dB 90°) sont définis par la matrice suivante :

$$[S]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & -j & -1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & -1 & -j & 0 \end{bmatrix}$$

D'où:

- $b_1 = -\frac{1}{\sqrt{2}}(\mathrm{j}a_2+a_3)$
- $b_2 = -\frac{1}{\sqrt{2}}(\mathrm{j}a_1+a_4)$
- $b_3 = -\frac{1}{\sqrt{2}}(a_1+\mathrm{j}a_4)$
- $b_4 = -\frac{1}{\sqrt{2}}(a_2+\mathrm{j}a_3)$

Les termes a_i et b_i représentent respectivement les ondes incidentes et les ondes réfléchies dans les plans de référence du coupleur.

Par conséquent, et par la voie du schéma de structure du corrélateur complexe, on déduit les équations suivantes :

- Coupleur (C I): b_3 (I)= - $\frac{1}{\sqrt{2}}(a_1+\mathrm{j}a_4)$ = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$ a_1 (a_4 = 0 ; charge adaptée).

  Avec a_1 (I) = e_1 (t)= $E_1 e^{jwt}$

- Coupleur (C II): b_3 (II) = - $\frac{1}{\sqrt{2}}(a_1+\mathrm{j}a_4)$ = - $\frac{1}{\sqrt{2}}a_1$ (a_4 = 0 ; charge adaptée).

  Avec a_1 (II) = e_2 (t) = $E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}$

- Coupleur (C III) : b_2 (III) = - $\frac{1}{\sqrt{2}}(\mathrm{j}a_1+a_4)$ = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$[j b_3 (I) + b_3 (II)]

$$b_2 \ (\mathrm{III}) = -\frac{1}{\sqrt{2}}\left[-\frac{1}{\sqrt{2}}\mathrm{j}\,E_1 e^{jwt} - \frac{1}{\sqrt{2}}E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}\right]$$

$$b_2\ (\text{III}) = \frac{j}{2}\ E_1 e^{jwt} + \frac{1}{2}\ E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}$$

D'après le schéma du corrélateur complexe, on voit que : b_2 (III) = V_1

$$v_1 = \frac{j}{2}\ E_1 e^{jwt} + \frac{1}{2} E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}$$

On décompose cette écriture, et on trouve :

$$v_1 = \frac{j}{2}\ E_1\ (\sin wt + j \cos wt) + \frac{1}{2}\ E_2\ [\cos (wt + \Delta\phi\ ) + j \sin (wt + \Delta\phi\ )]$$

$$v_1 = \frac{1}{2}[- E_1 \sin wt + E_2 \cos (wt + \Delta\phi\ )] + j\ \frac{1}{2}[E_1 \cos wt + E_2 \sin (wt + \Delta\phi\ )]$$

Ainsi, on voit que:

$$b_3\ (\text{III}) = V_2 = -\ \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + j a_4) \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots (*)$$

On a, à partir du même schéma:

$$a_1\ (\text{III}) = b_3\ (\text{I}) \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

$$a_4\ (\text{III}) = b_3\ (\text{II}) \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

En remplaçant (1) et (2) dans l'équation (*) :

$$b_3\ (\text{III}) = V_2 = -\ \frac{1}{\sqrt{2}}[b_3\ (\text{I}) + j\ \ b_3\ (\text{II})]$$

$$v_2 = -\frac{1}{\sqrt{2}}\ [-\ \frac{1}{\sqrt{2}}\ E_1 e^{jwt}\ - j \frac{1}{\sqrt{2}} E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}\ ]$$

$$v_2 = \frac{1}{2} E_1 (\sin wt + j \cos wt) + \frac{1}{2} j E_2 [\cos (wt + \Delta\phi) + j \sin (wt + \Delta\phi)]$$

$$v_2 = \frac{1}{2}[E_1 \cos wt - E_2 \sin (wt + \Delta\phi)] + \frac{1}{2} j [E_1 \sin wt + E_2 \cos (wt + \Delta\phi)]$$

De la même manière, on calcule les tensions v_3 et v_4:

- coupleur (C I) :

b_2 (I) = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (ja_1+a_4) = - j $\frac{1}{\sqrt{2}}$ a_1 (a_4 = 0, charge adaptée)

b_2 (I) = - j $\frac{1}{\sqrt{2}}$ $E_1 e^{jwt}$

- coupleur (C II) :

b_2 (II) = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (ja_1+a_4) = -j $\frac{1}{\sqrt{2}}$ a_1 (a_4 = 0, charge adaptée)

b_2 (II) = - j $\frac{1}{\sqrt{2}}$ $E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}$

- coupleur (C IV) :

b_2 (IV) = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (ja_1+a_4) …… (**)

On voit à partir du schéma de structure du corrélateur complexe que b_2 (I) est déphasée de 90º par rapport a_1 (IV) :

a_1 (IV) = -j [- j $\frac{1}{\sqrt{2}}$ $E_1 e^{jwt}$] = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$ $E_1 e^{jwt}$

On a donc : a_1 (IV) = -j b_2 (I) …… (1)

a_4 (IV) = b_2 (II) ..…. (2)

On remplace (1) et (2) dans (**) :

b_2 (IV) = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$ [j (-j b_2 (I) + b_2 (II)]

b_2 (IV) = -j $\frac{1}{\sqrt{2}}$[-$\frac{1}{\sqrt{2}}$ $E_1 e^{jwt}$]- $\frac{1}{\sqrt{2}}$[-j$\frac{1}{\sqrt{2}}$ $E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}$]

b_2 (IV) = $\frac{j}{2}[E_1 e^{jwt} + E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}]$

On voit que :

$v_3 = b_2$ (IV) = $\frac{j}{2}[E_1 e^{jwt} + E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}]$

On décompose cette écriture, et on trouve :

v_3= $\frac{1}{2}$[j E_1 cos wt – E_1 sin wt] + $\frac{1}{2}$[j E_2cos (wt + $\Delta\phi$) - E_2sin (wt + $\Delta\phi$)]

v_3 = - $\frac{1}{2}$[E_1 sin wt + E_2sin (wt + $\Delta\phi$)] + $\frac{j}{2}$ [E_1 cos wt + E_2 cos (wt + $\Delta\phi$)]

b_3 (IV) = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$(a_1+ja_4) ……. (***)

On a: a_1 (IV) = b_2 (I) = - j$\frac{1}{\sqrt{2}}$ E_1 e^{jwt} …… (1)

a_4 (IV) = b_2 (II) = - j$\frac{1}{\sqrt{2}}$ E_2 $e^{j(wt+\Delta\Phi)}$ ..…….. (2)

On remplace (1) et (2) dans (***) :

b_3 (IV) = - $\frac{1}{\sqrt{2}}$[(- j$\frac{1}{\sqrt{2}}$ E_1 e^{jwt}) +j (- j$\frac{1}{\sqrt{2}}$ E_2 $e^{j(wt+\Delta\Phi)}$)]

b_3 (IV) = $\frac{1}{2}$ E_1 e^{jwt}- $\frac{1}{2}$ E_2 $e^{j(wt+\Delta\Phi)}$

D’après l’architecture du corrélateur complexe, on voit que :

v_4= b_3 (IV)

$$v_4 = \frac{1}{2} E_1 e^{jwt} - \frac{1}{2} E_2 e^{j(wt+\Delta\Phi)}$$

En décomposant cette écriture, on trouve:

$$v_4 = -\frac{1}{2}[E_1 \cos wt - E_2 \cos(wt + \Delta\phi)] + \frac{j}{2}[E_1 \sin wt - E_2 \sin(wt + \Delta\phi)]$$

Note:

On a des détecteurs quadratiques, donc les grandeurs détectées sont des tensions continues sous la forme suivante :

$$\Rightarrow |v_i|^2 = v_i . v_i^* = V_i$$

Donc :

$$V_1 = v_1 . v_1^*$$

$$V_2 = v_2 . v_2^*$$

$$V_3 = v_3 . v_3^*$$

$$V_4 = v_4 . v_4^*$$

$$V_1 = \frac{1}{4}\{[E_1 \sin wt + E_2 \cos(wt + \Delta\phi)]^2 + [E_1 \cos wt + E_2 \sin(wt + \Delta\phi)]^2\}$$

$$V_1 = \frac{1}{4}[E_1^2 \sin^2 wt + E_2^2 \cos^2(wt + \Delta\phi) - 2E_1E_2 \sin wt \cos(wt + \Delta\phi)$$

$$+ E_1^2 \cos^2 wt + E_2^2 \sin^2(wt + \Delta\phi) + 2E_1E_2 \cos wt \sin(wt + \Delta\phi)]$$

$$V_1 = \frac{1}{4}[E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \sin\Delta\phi]$$

$$\boldsymbol{V_1 = \frac{1}{4}[E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \sin\Delta\phi]}$$

De la même manière, on trouve V_2:

$$V_2 = \frac{1}{4}[E_1^2\cos^2 wt + E_2^2 \sin^2 (wt + \Delta\phi) - 2E_1E_2 \cos wt \sin (wt + \Delta\phi)$$

$$+ E_1^2\sin^2 wt + E_2^2\cos^2 (wt + \Delta\phi) + 2E_1E_2 \sin wt \cos (wt + \Delta\phi)]$$

$$\boldsymbol{V_2 = \frac{1}{4}[E_1^2 + E_2^2 - E_1E_2 \sin \Delta\phi]}$$

Nous pouvons donc exprimer la grandeur Q :

$$Q = \frac{V_1 - V_2}{E_1^2} = \frac{E_2}{E_1} \sin \Delta\phi$$

$$V_3 = \frac{1}{4}[E_1^2\sin^2 wt + E_2^2\sin^2 (wt + \Delta\phi) + 2E_1E_2 \sin wt \sin (wt + \Delta\phi)$$

$$+ E_1^2\cos^2 wt + E_2^2\cos^2 (wt + \Delta\phi) - 2E_1E_2 \cos wt \cos (wt + \Delta\phi)]$$

$$\boldsymbol{V_3 = \frac{1}{4}[E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2\cos \Delta\phi]}$$

$$V_4 = \frac{1}{4}[E_1^2\cos^2 wt + E_2^2\cos^2 (wt + \Delta\phi) - 2E_1E_2 \cos wt \cos (wt + \Delta\phi)$$

$$+ E_1^2\sin^2 wt + E_2^2\sin^2 (wt + \Delta\phi) - 2E_1E_2 \sin wt \sin (wt + \Delta\phi)]$$

$$\boldsymbol{V_4 = \frac{1}{4}[E_1^2 + E_2^2 - 2E_1E_2 \cos \Delta\phi]}$$

On peut exprimer la valeur de I :

$$I = \frac{V_3 - V_4}{E_1^2} = \frac{E_2}{E_1} \cos \Delta\phi$$

1.2.4 Conclusion.

La mesure des grandeurs I et Q permet donc de déterminer le rapport entre E_1 et E_2 ainsi le déphasage $\Delta\phi$ existant entre les signaux e_1 (t) et e_2 (t) par les expressions suivantes :

Module: M = $\frac{E2}{E1} = \sqrt{Q^2 + I^2}$

Phase: P = arctg $(\frac{Q}{I})$

Ainsi, pour une amplitude E_1 connue du signal d'entrée e_1 (t), on peut déduire l'amplitude E_2 et le déphasage $\Delta\phi$ du signal e_2(t).

Ces informations, issues du dispositif, sont la base de la mesure des coefficients de réflexion et de transmission.

1.3 Description du dispositif complet.

1.3.1 Introduction.

Avant d'aborder la présentation du système qui va mesurer simultanément les coefficients de réflexion et de transmission d'un dispositif sous test DST (quadripôle), on présente deux configurations permettant de mesurer séparément ces deux grandeurs.

1.3.2 Mesure d'un coefficient de réflexion.

Le synoptique du dispositif de mesure du coefficient de réflexion est donné par la figure -1.6- suivante :

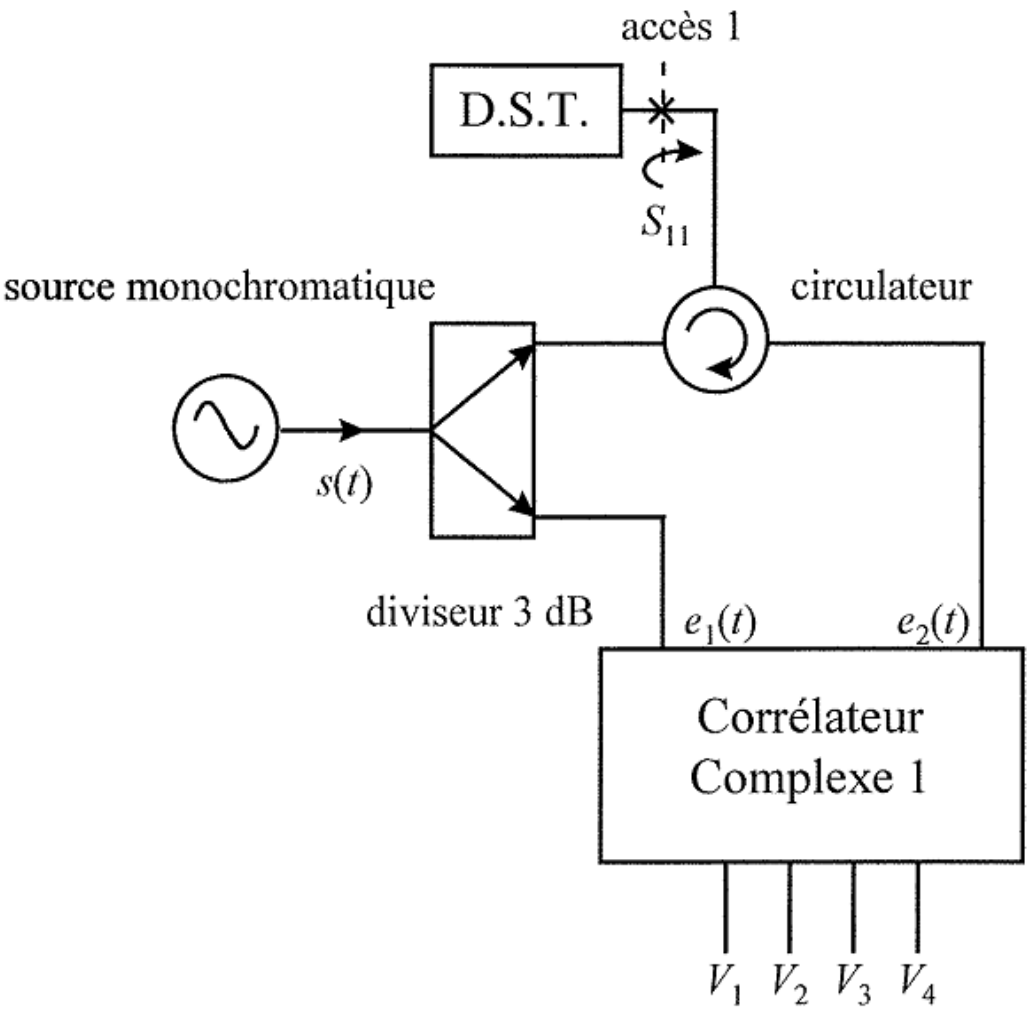


Figure -1.6- : Principe de la mesure d'un coefficient de réflexion.

La source hyperfréquences délivre un signal noté :

S (t) = S e^{jwt}

La puissance de ce signal est divisée en deux puissances égales (à l'aide d'un diviseur de Wilkinson), à fin d'alimenter l'une des entrées du dispositif (corrélateur complexe (1)) et le circulateur associé à l'accès (1) avec le dispositif sous test (DST).

Le signal réfléchi par le DST est injecte, via le circulateur à l'autre entrée du corrélateur complexe (1).

On obtient finalement quatre tensions continues V_1, V_2, V_3 et V_4 permettant de calculer le coefficient de réflexion S_{11} tel que :

S_{11} = | S_{11}| $e^{\Phi_{11}}$ dans le plan du DST.

Ainsi, on a par la mise en équations du circuit de la figure -1.6- :

$$| S_{11}| \text{ Sin } \Phi_{11} = \frac{V_1 - V_2}{\frac{S^2}{2}} = Q_1 \qquad \text{.... (a)}$$

$$| S_{11}| \cos \Phi_{11} = \frac{V_3 - V_4}{\frac{S^2}{2}} = I_1 \qquad \text{.... (b)}$$

(a) et (b) permettant de calculer le module et la phase de S_{11} tel que :

$$| S_{11}| = \sqrt{Q_1^2 + I_1^2}$$

$$\Phi_{11} = \text{arctg } \left(\frac{Q_1}{I_1}\right)$$

1.3.3 Mesure d'un coefficient de transmission.

Le synoptique de dispositif de mesure du coefficient de transmission est donné par la figure-1.7- suivante :

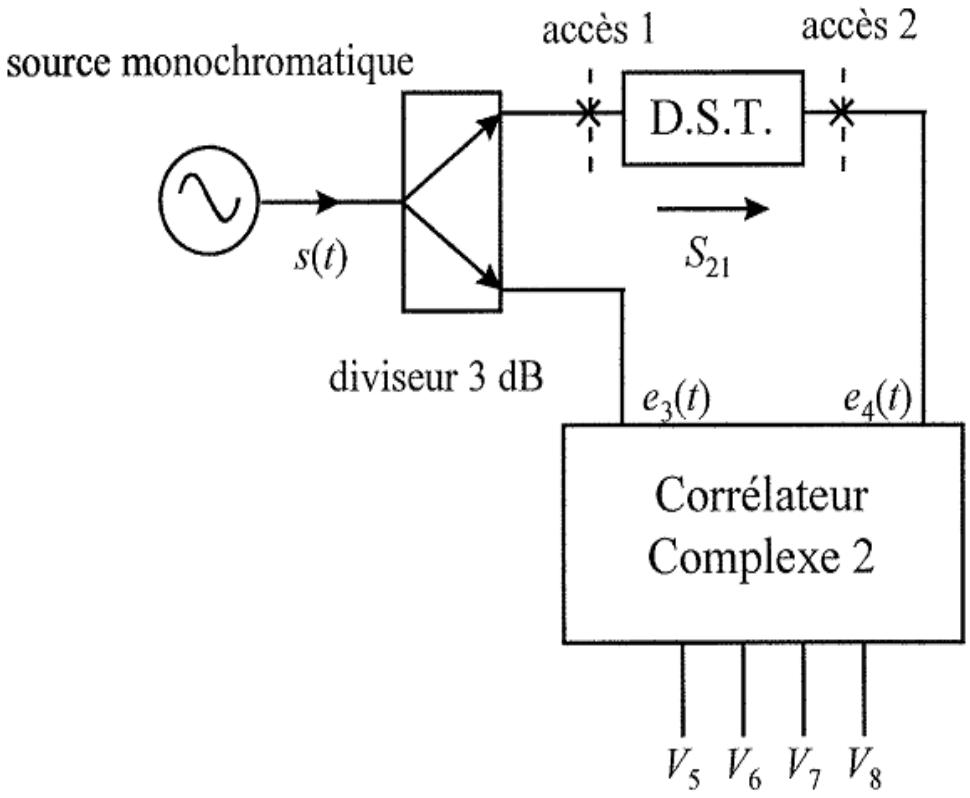


Figure -1.7- : Principe de la mesure d'un coefficient de transmission

De même, la puissance délivrée par la source S (t) est divisée en deux puissances égales, l'une des puissances (e_3(t)) est injectée dans l'une des entrées du corrélateur complexe (2). L'autre puissance est injectée à l'accès (1) du DST, la puissance transmise à l'accès (2) du DST e_4(t) est injectée à l'autre entrée du corrélateur complexe (2).

On obtient finalement quatre tensions continues V_5, V_6, V_7 et V_8 permettant de calculer le coefficient de transmission S_{21} =S_{21}| $e^{\Phi_{21}}$ | entre les accès (1) et(2) de DST :

$$Q_2 = \frac{V_5 - 6}{\frac{S^2}{2}} = | S_{21}| \sin \Phi_{21}$$

$$I_2 = \frac{V_7 - V_8}{\frac{S^2}{2}} = | S_{21}| \cos \Phi_{21}$$

Q_2 Et I_2 permet de calculer le module et la phase de S_{21} tel que :

$$| S_{21} | = \sqrt{Q_2^2 + I_2^2}$$

$$\Phi_{21} = \text{arctg} \left(\frac{Q_2}{I_2}\right)$$

1.3.4 Mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission.

Les dispositifs de mesure précédents, des coefficients de réflexion (figure -1.6-) et de transmission (figure -1.7-), sont associés selon le synoptique de la figure -1.8- pour obtenir une mesure simultanée des deux grandeurs.

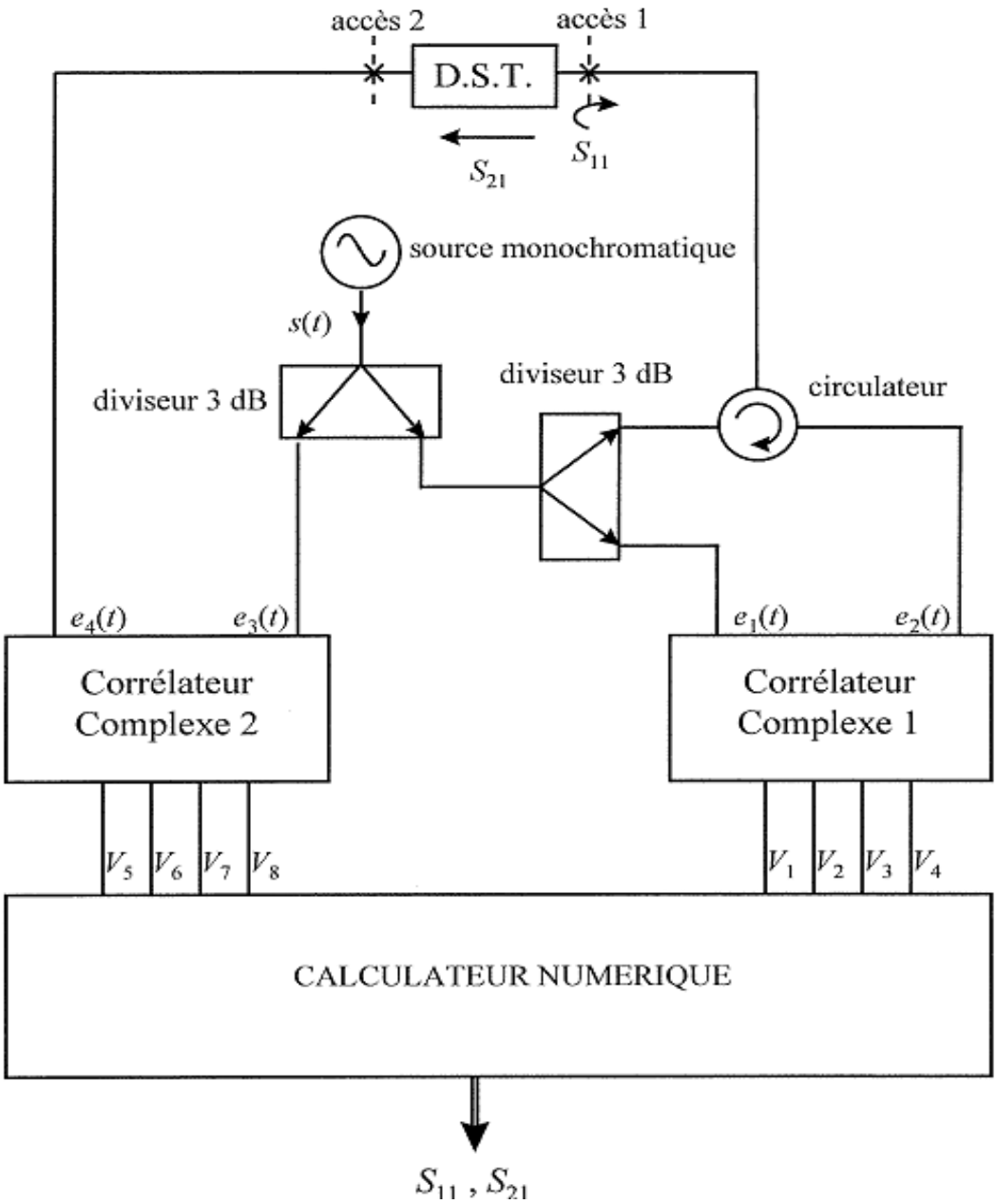


Figure -1.8- : Principe de la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission

Les tensions continues V_1,… et V_8 sont alors recueillies par un calculateur numérique à fin d'extraire les grandeurs S_{11} et S_{21} qui sont exprimées par les relations suivantes :

$$Q_1 = \frac{V_1 - V_2}{\frac{S^2}{4}} \quad \dots (1)$$

$$I_1 = \frac{V_3 - V_4}{\frac{S^2}{4}} \quad \dots (2)$$

$$Q_2 = \frac{V_5 - V_6}{\frac{S^2}{2}} \quad \dots (3)$$

$$I_2 = \frac{V_7 - V_8}{\frac{S^2}{2}} \quad \dots (4)$$

D'après les relations (1) et (2) on a :

$$S_{11} = \frac{4}{S^2} \sqrt{(V_1 - V_2)^2 + (V_3 - V_4)^2}$$

$$\Phi_{11} = \text{arctg}\left(\frac{V_1 - V_2}{V_3 - V_4}\right)$$

Et les relations (3) et (4) on a:

$$|S_{21}| = \frac{2\sqrt{2}}{s^2} \sqrt{(V_5 - V_6)^2 + (V_7 - V_8)^2}$$

$$\Phi_{21} = \text{arctg}\left(\frac{V_5 - V_6}{V_7 - V_8}\right)$$

NB :

Les expressions suivantes ne sont valables que dans l'hypothèse d'un dispositif idéal.

1.4 Conclusion.

Dans cette partie, après une présentation détaillée du dispositif, nous avons montré une méthode pour mesurer les paramètres $\boldsymbol{S}_{ij}$ à l'aide d'un dispositif simple exploitable dans le domaine de l'industrie, mais ces mesures de coefficients de réflexion ou de transmission sont établies dans le cas idéal, où les éléments de ce dispositif sont considérés comme idéaux.

Les imperfections du dispositif seront prises en compte à l'aide d'une méthode définie dans la suite de ce travail.

Chapitre 2

Eléments du dispositif de mesure.

Eléments du dispositif de mesure.

2.1 Diviseurs de Puissance.

Les lignes TEM permettent de réaliser plusieurs types de diviseurs de puissance aux hyperfréquences. En général, ces diviseurs se distinguent par le nombre des ports de sortie et par la relation d'amplitude et de phase qui existe entre les signaux de sortie.

2.1.1 Diviseur de Wilkinson.

Le diviseur de Wilkinson est réalisé à l'aide de deux tronçons de ligne TEM connectés en parallèle à l'entrée, et interconnectés à la sortie par une impédance d'équilibre $2Z$.

Le diviseur de Wilkinson est un réseau à trois ports et est généralement conçu pour fonctionner avec la même impédance caractéristique sur chacun des ports.

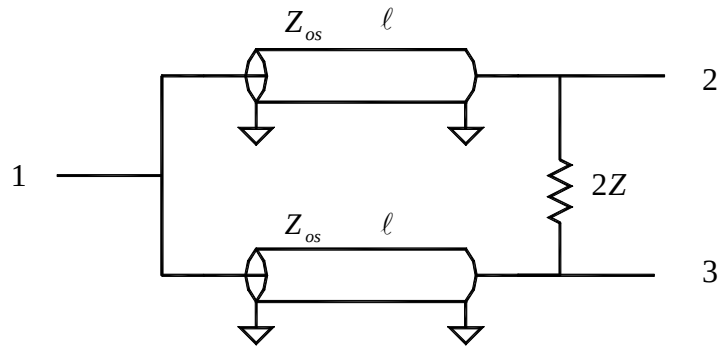


Figure-2.1- **Diviseur de Wilkinson.**

On se propose de calculer la matrice de répartition du diviseur de Wilkinson.

$$\boldsymbol{S} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{S_{11}} & \boldsymbol{S_{12}} & \boldsymbol{S_{13}} \\ \boldsymbol{S_{21}} & \boldsymbol{S_{22}} & \boldsymbol{S_{23}} \\ \boldsymbol{S_{31}} & \boldsymbol{S_{32}} & \boldsymbol{S_{33}} \end{bmatrix} \qquad \textbf{Equation-2.1-}$$

Comme le réseau est passif et réciproque, $S_{ij} = S_{ji}$ et seuls les paramètres S_{ij} situés sur la diagonale et en dessous doivent être déterminés.

De plus, comme le diviseur est symétrique, nous avons également:

$$S_{31} = S_{21}$$

$$S_{33} = S_{22}$$

Equation-2.2-

Donc, la matrice de répartition du diviseur de Wilkinson est entièrement définie par les 4 paramètres suivants:

$$S_{11} \quad S_{21} \quad S_{22} \quad S_{32}$$

Nous devons disposer une source de tension d'impédance Z_o au port 1, et des impédances Z_o aux ports 2 et 3 afin de déterminer les paramètres S_{11} et S_{21}, tel qu'illustré ci-dessous.

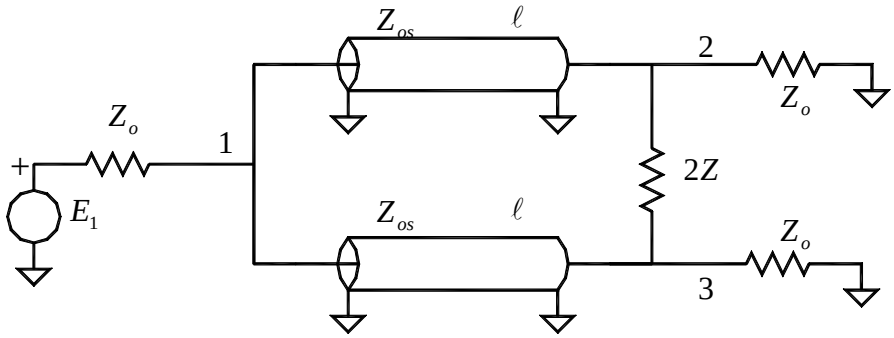


Figure-2.2- **Calcul de S_{11} et S_{21}**

Comme le réseau est parfaitement symétrique entre les ports 2 et 3, lorsque la source de tension E_1 est active, la tension au port 1 se propage uniformément sur chaque tronçon de ligne et les tensions aux ports 2 et 3 sont égales en amplitude et en phase. Par conséquent, l'impédance $2Z$ n'est parcourue par aucun courant, et tout se passe comme si elle était inexistante. Le schéma du circuit se réduit alors au circuit ci-dessous.

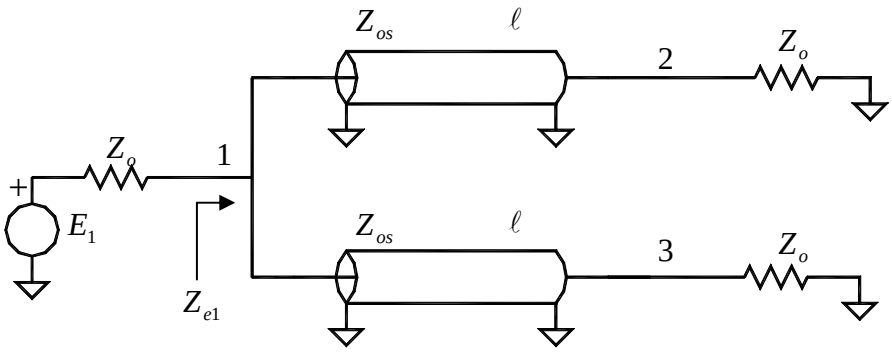


Figure-2.3- **Simplification pour S_{11} et S_{21}.**

On a :

$$S_{11} = \frac{Z_{e1} - Z_o}{Z_{e1} + Z_o}$$

Equation-2.3-

Z_{e1} Étant l'impédance d'entrée des deux tronçons de lignes disposés en parallèle et terminés par l'impédance de référence Z_o , nous avons donc:

$$Z_{e1} = \frac{Z_{os}}{2} \cdot \frac{Z_o + j \cdot Z_{os} \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}{Z_{os} + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}$$

Equation-2.4-

Après substitution dans l'équation 2-3, on obtient:

$$S_{11} = \frac{\frac{Z_{os}}{2} \cdot \frac{Z_o + j \cdot Z_{os} \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}{Z_{os} + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot \ell)} - Z_o}{\frac{Z_{os}}{2} \cdot \frac{Z_o + j \cdot Z_{os} \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}{Z_{os} + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot \ell)} + Z_o}$$

$$S_{11} = \frac{Z_{os} \cdot [Z_o + j \cdot Z_{os} \cdot \tan(\beta \cdot \ell)] - 2 \cdot Z_o \cdot [Z_{os} + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot \ell)]}{Z_{os} \cdot [Z_o + j \cdot Z_{os} \cdot \tan(\beta \cdot \ell)] + 2 \cdot Z_o \cdot [Z_{os} + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot \ell)]}$$

$$S_{11}=\frac{Z_{os}Z_o+j\cdot Z_{os}{}^2\cdot\tan(\beta\cdot\ell)-2\cdot Z_{os}Z_o-j2\cdot Z_o{}^2\cdot\tan(\beta\cdot\ell)}{Z_{os}Z_o+j\cdot Z_{os}{}^2\cdot\tan(\beta\cdot\ell)+2\cdot Z_{os}Z_o+j2\cdot Z_o{}^2\cdot\tan(\beta\cdot\ell)}$$

$$S_{11}=\frac{-Z_{os}Z_o+j\cdot\left(Z_{os}-2\cdot Z_o{}^2\right)\cdot\frac{\sin(\beta\cdot\ell)}{\cos(\beta\cdot\ell)}}{3\cdot Z_{os}Z_o+j\cdot\left(Z_{os}{}^2+2\cdot Z_o{}^2\right)\cdot\frac{\sin(\beta\cdot\ell)}{\cos(\beta\cdot\ell)}}$$

$$S_{11}=\frac{-Z_{os}Z_o\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot\left(Z_{os}{}^2-2Z_o{}^2\right)\cdot\sin(\beta\cdot\ell)}{3Z_{os}Z_o\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot\left(Z_{os}{}^2+2Z_o{}^2\right)\cdot\sin(\beta\cdot\ell)}$$

Equation-2.5-

Pour ce qui est de S_{21} , nous avons:

$$V(0)=E_1\cdot\frac{Z_{e1}}{Z_o+Z_{e1}} \qquad I(0)=\frac{E_1}{2\cdot(Z_o+Z_{e1})} \qquad I(\ell)=\frac{V(\ell)}{Z_o}$$

$$V(\ell)=-j\cdot\frac{Z_{os}}{\sin(\beta\cdot\ell)}\cdot\frac{E_1}{2\cdot(Z_o+Z_{e1})}+j\cdot Z_{os}\cdot\cot(\beta\cdot\ell)\cdot\frac{V(\ell)}{Z_o}$$

$$\frac{V(\ell)}{Z_o}\cdot[Z_o-j\cdot Z_{os}\cdot\cot(\beta\cdot\ell)]=-j\cdot\frac{Z_{os}}{\sin(\beta\cdot\ell)}\cdot\frac{E_1}{2\cdot(Z_o+Z_{e1})}$$

$$V(\ell)\cdot\left[1-j\cdot\frac{Z_{os}}{Z_o}\cdot\cot(\beta\cdot\ell)\right]=-j\cdot\frac{Z_{os}}{\sin(\beta\cdot\ell)}\cdot\frac{E_1}{2\cdot(Z_o+Z_{e1})}$$

$$\frac{V(\ell)}{Z_o}\cdot\frac{[Z_o\cdot\sin(\beta\cdot\ell)-j\cdot Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)]}{\sin(\beta\cdot\ell)}=-j\cdot\frac{Z_{os}}{\sin(\beta\cdot\ell)}\cdot\frac{E_1}{2\cdot(Z_o+Z_{e1})}$$

$$\frac{V(\ell)}{E_1}=\frac{-j\cdot Z_{os}\cdot Z_o}{2\cdot\left[Z_o\cdot\sin(\beta\cdot\ell)-j\cdot Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)\right]\cdot\left[Z_o+\frac{Z_{os}}{2}\cdot\frac{Z_o+j\cdot Z_{os}\cdot\tan(\beta\cdot\ell)}{Z_{os}+j\cdot Z_o\cdot\tan(\beta\cdot\ell)}\right]}$$

$$\frac{V(\ell)}{E_1}=\frac{-j\cdot Z_{os}\cdot Z_o}{2\left[Z_o\cdot\sin(\beta\cdot\ell)-j\cdot Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)\right]\cdot\left[Z_o+\frac{Z_{os}}{2}\cdot\frac{Z_o\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot Z_{os}\cdot\sin(\beta\cdot\ell)}{Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot Z_o\cdot\sin(\beta\cdot\ell)}\right]}$$

$$\frac{V(\ell)}{E_1}=\frac{-j\cdot Z_{os}\cdot Z_o}{\frac{Z_o\cdot\sin(\beta\cdot\ell)-j\cdot Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)}{Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot Z_o\cdot\sin(\beta\cdot\ell)}\cdot\left\{2Z_o\cdot\left[Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot Z_o\cdot\sin(\beta\cdot\ell)\right]+Z_{os}\cdot\left[Z_o\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot Z_{os}\cdot\sin(\beta\cdot\ell)\right]\right\}}$$

$$\frac{V(\ell)}{E_1}=\frac{-j\cdot Z_{os}\cdot Z_o}{-j\cdot\frac{Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot\sin(\beta\cdot\ell)}{Z_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot\sin(\beta\cdot\ell)}\cdot\left\{3Z_oZ_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)+j\cdot\left[2Z_o^{\,2}+Z_{os}^{\,2}\right]\cdot\sin(\beta\cdot\ell)\right\}}$$

$$\frac{V(\ell)}{E_1}=\frac{-j\cdot Z_{os}\cdot Z_o}{\left[2Z_o^{\,2}+Z_{os}^{\,2}\right]\cdot\sin(\beta\cdot\ell)-j\cdot 3Z_oZ_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)}$$

Comme la charge au port 2 est adaptée par rapport à l'impédance caractéristique, nous aurons :

$$S_{21}=2\cdot\frac{V(\ell)}{E_1}$$

$$S_{21}=\frac{-j\cdot 2Z_oZ_{os}}{\left[Z_{os}^{\,2}+2Z_o^{\,2}\right]\cdot\sin(\beta\cdot\ell)-j\cdot 3Z_oZ_{os}\cdot\cos(\beta\cdot\ell)}$$

Equation-2.6-

Maintenant, pour le calcul de S_{22} et S_{32} , nous disposons deux sources de tensions aux ports 2 et 3 alors que le port 1 est terminé par l'impédance caractéristique Z_o , tel qu'illustré ci-dessous.

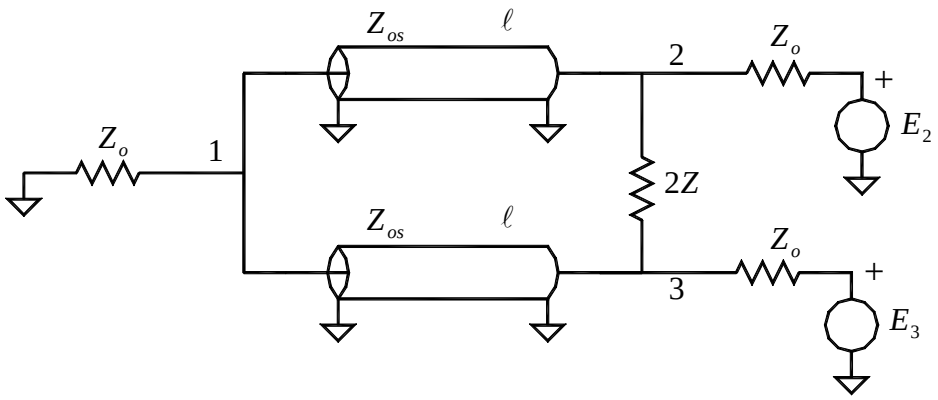


Figure-2.4- **Calcul de S_{22} etS_{32}**.

Pour simplifier le calcul, on utilise le principe de décomposition d'un signal en composantes paire et impaire. Nous avons donc:

$$E_2 = E_P + E_I$$

Equation-2.7-

$$E_3 = E_P - E_I$$

Cela nous permet maintenant de déterminer séparément l'influence des modes pair et impair. Ainsi dans le cas du mode pair, nous avons la même source de tension appliquée aux ports 2 et 3 simultanément, et de la symétrie de la structure, il en résulte qu'aucun courant ne circule dans l'impédance $2Z$, et par conséquent, le circuit se simplifie comme illustré ci-dessous:

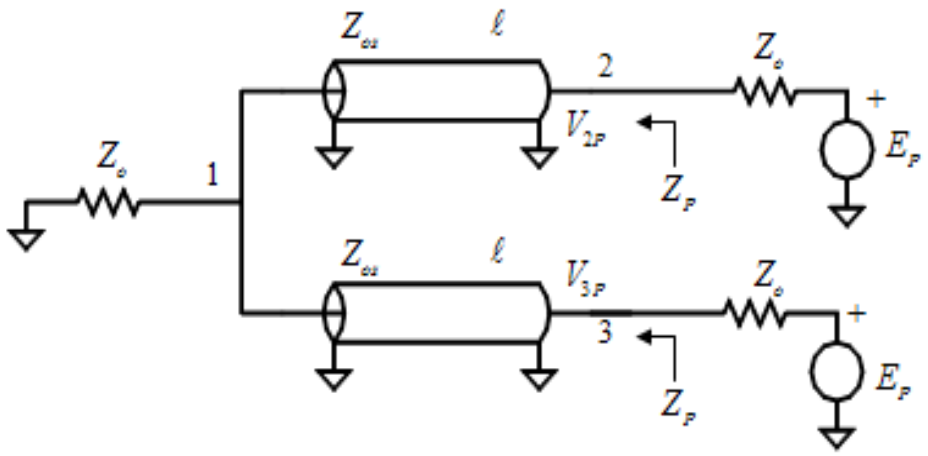


Figure-2.5- **Simplification en mode pair.**

En désignant par Z_P l'impédance d'entrée pour le mode pair aux ports 2 et 3, nous avons:

$$V_{P2} = V_{P3} = \frac{Z_P}{Z_P + Z_o} \cdot E_P$$

Equation-2.8-

Avec :

$$Z_P = Z_{os} \cdot \frac{2Z_o + j \cdot Z_{os} \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}{Z_{os} + j \cdot 2Z_o \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}$$

Equation-2.9-

Il est à noter que dans cette dernière équation, nous avons $2Z_o$ plutôt que Z_o puisqu'il y a deux sources de tension de même amplitude qui se partage le courant circulant dans l'impédance de charge au port 1.

Considérons maintenant l'effet du mode impair, où nous retrouvons le circuit équivalent de la Figure 2-6. Le mode impair a pour effet d'introduire une masse virtuelle au port 1, et au centre de l'impédance $2Z$.

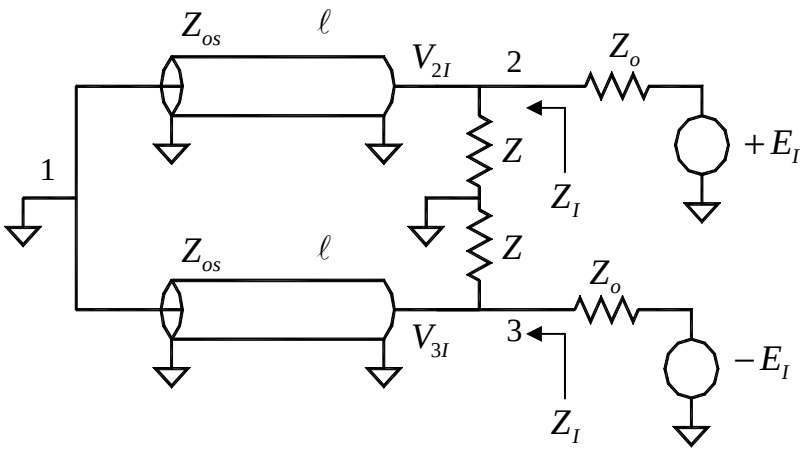


Figure-2.6- **Simplification du mode impair.**

En désignant par Z_I l'impédance d'entrée pour le mode impair aux ports 2 et 3, on a:

$$V_{2I} = \frac{Z_I}{Z_I + Z_o} \cdot E_I \qquad\qquad V_{3I} = -\frac{Z_I}{Z_I + Z_o} \cdot E_I$$

Equation-2.10-

Et Z_I résulte de la mise en parallèle de Z avec l'impédance d'un tronçon de ligne terminé par un court-circuit.

$$Z_I = \frac{j \cdot Z \cdot Z_{os} \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}{Z + j \cdot Z_{os} \cdot \tan(\beta \cdot \ell)}$$

Equation-2.11-

Les tensions résultantes aux ports 2 et 3 se calculent par superposition des modes pair et impair:

$$V_2 = V_{2P} + V_{2I}$$
$$V_3 = V_{3P} + V_{3I}$$

Equation-2.12-

En substituant les équations 2-8 et 2-10 dans l'équation 2-12 :

$$V_2 = \frac{Z_P}{Z_P + Z_o} \cdot E_P + \frac{Z_I}{Z_I + Z_o} \cdot E_I$$

$$V_3 = \frac{Z_P}{Z_P + Z_o} \cdot E_P - \frac{Z_I}{Z_I + Z_o} \cdot E_I$$

Résolvons maintenant l'équation 2-7 par rapport à E_P et E_I :

$$E_P = \frac{E_2 + E_3}{2}$$
$$E_I = \frac{E_2 - E_3}{2}$$

Après substitution dans les équations précédentes:

$$V_2 = \left[\frac{Z_P}{Z_P + Z_o} + \frac{Z_I}{Z_I + Z_o}\right] \cdot \frac{E_2}{2} + \left[\frac{Z_P}{Z_P + Z_o} - \frac{Z_I}{Z_I + Z_o}\right] \cdot \frac{E_3}{2}$$

$$V_3 = \left[\frac{Z_P}{Z_P + Z_o} - \frac{Z_I}{Z_I + Z_o}\right] \cdot \frac{E_2}{2} + \left[\frac{Z_P}{Z_P + Z_o} + \frac{Z_I}{Z_I + Z_o}\right] \cdot \frac{E_3}{2}$$

Exprimons maintenant V_2 et V_3 en fonction des tensions incidentes et réfléchies aux ports 2 et 3:

$$V_2 = V_{i2} + V_{r2} = \frac{V_2}{2} + V_{r2}$$
$$V_3 = V_{i3} + V_{r3} = \frac{V_3}{2} + V_{r3}$$

Ce qui donne, après substitution dans les équations précédentes:

$$V_{r2} = \left[\frac{Z_P}{Z_P + Z_o} + \frac{Z_I}{Z_I + Z_o} - 1\right] \cdot V_{i2} + \left[\frac{Z_P}{Z_P + Z_o} - \frac{Z_I}{Z_I + Z_o}\right] \cdot V_{i3}$$

$$V_{r3} = \left[\frac{Z_P}{Z_P + Z_o} - \frac{Z_I}{Z_I + Z_o}\right] \cdot V_{i2} + \left[\frac{Z_P}{Z_P + Z_o} + \frac{Z_I}{Z_I + Z_o} - 1\right] \cdot V_{i3}$$

On reconnaît ici une équation de la forme:

$$V_{r2} = S_{22} \cdot V_{i2} + S_{23} \cdot V_{r3}$$
$$V_{r3} = S_{32} \cdot V_{i2} + S_{33} \cdot V_{r3}$$

Les paramètres S_{22} et S_{32} recherchés sont donc :

$$S_{22} = \frac{Z_P}{Z_P + Z_o} + \frac{Z_I}{Z_I + Z_o} - 1$$

$$S_{32} = \frac{Z_P}{Z_P + Z_o} - \frac{Z_I}{Z_I + Z_o}$$

On peut écrire:

$$S_{22} = \frac{Z_P}{Z_P + Z_o} + \frac{Z_I}{Z_I + Z_o} - \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_P + Z_o}{Z_P + Z_o} - \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_I + Z_o}{Z_I + Z_o}$$

Equation-2.13-

$$S_{22} = \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_P - Z_o}{Z_P + Z_o}}_{S_{P22}} - \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_I - Z_o}{Z_I + Z_o}}_{S_{I22}}$$

Et:

$$S_{32} = \frac{Z_P}{Z_P + Z_o} - \frac{Z_I}{Z_I + Z_o} - \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_P + Z_o}{Z_P + Z_o} + \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_I + Z_o}{Z_I + Z_o}$$

Equation-2.14-

$$S_{32} = \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_P - Z_o}{Z_P + Z_o}}_{S_{P22}} - \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_I - Z_o}{Z_I + Z_o}}_{S_{I22}}$$

En substituant les valeurs de Z_P et Z_I (équations 2-9 et 2-11) dans les équations 2-13 et 2-14 :

$$S_{P22} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_{os} \cdot Z_o \cdot \cos(\beta \cdot \ell) + j \cdot \left[Z_{os}^{\ 2} - 2Z_o^{\ 2}\right] \cdot \sin(\beta \cdot \ell)}{3Z_{os} \cdot Z_o \cdot \cos(\beta \cdot \ell) + j \cdot \left[Z_{os}^{\ 2} + 2Z_o^{\ 2}\right] \cdot \sin(\beta \cdot \ell)}$$

Equation-2.15-

Equation-2.16-

$$S_{I22} = \frac{1}{2} \cdot \frac{-Z \cdot Z_o \cdot \cos(\beta \cdot \ell) + j \cdot [Z - Z_o] \cdot Z_{os} \cdot \sin(\beta \cdot \ell)}{Z \cdot Z_o \cdot \cos(\beta \cdot \ell) + j \cdot [Z + Z_o] \cdot Z_{os} \cdot \sin(\beta \cdot \ell)}$$

Les équations 2-5, 2-6, 2-13, 2-14, 2-15 et 2-16 définissent entièrement le fonctionnement du diviseur en fonction de la fréquence et pour des valeurs quelconques de Z_{os} et ℓ. Comme ce sont les deux seuls paramètres, il n'existe que deux degrés de liberté dans le choix de ces variables, qui sera établie de façon à obtenir un comportement s'apparentant le plus à un diviseur de puissance idéal.
Un diviseur de puissance idéal présente une adaptation simultanée à ces trois ports d'accès, c'est-à-dire que l'on a $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$. De plus, dans le cas d'une structure symétrique comme le diviseur de Wilkinson, on s'attend à ce que la puissance au port 1 soit divisée également entre les ports 2 et 3.

Prenons le cas particulier où $\ell = \lambda/4$, ce qui équivaut à $\beta \cdot \ell = \pi/2$. Les équations régissant le comportement du diviseur de Wilkinson se simplifient alors comme suit :

$$S_{11} = \frac{Z_{os}^{\ 2} - 2Z_o^{\ 2}}{Z_{os}^{\ 2} + 2Z_o^{\ 2}} \qquad\qquad S_{21} = \frac{-j2 \cdot Z_o \cdot Z_{os}}{Z_{os}^{\ 2} + 2Z_o^{\ 2}}$$

Pour obtenir une adaptation au port 1, c'est-à-dire $S_{11} = 0$, on doit avoir:

$$Z_{os}^{\ 2} - 2Z_o^{\ 2} = 0 \quad \Rightarrow \quad Z_{os} = Z_o \cdot \sqrt{2}$$

Et alors S_{21} devient:

$$S_{21} = \frac{-j2 \cdot Z_o \cdot Z_{os}}{Z_{os}^{\ 2} + 2Z_o^{\ 2}} = \frac{-j2\sqrt{2} \cdot Z_o^{\ 2}}{4 \cdot Z_o^{\ 2}} = \frac{-j}{\sqrt{2}}$$

Dans ces conditions, nous avons également:

$$S_{P22} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_{os}^{\ 2} - 2Z_o^{\ 2}}{Z_{os}^{\ 2} + 2Z_o^{\ 2}} = 0$$

Et

$$S_{I22} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z - Z_o}{Z + Z_o}$$

Comme il est également nécessaire d'avoir une adaptation aux ports 2 et 3, c'est-à-dire $S_{22} = S_{33} = 0$ on a:

$$S_{22} = S_{33} = S_{P22} + S_{I22} = 0 + \frac{1}{2} \cdot \frac{Z - Z_o}{Z + Z_o} = 0 \qquad \Rightarrow \qquad Z = Z_o$$

Donc, sous les conditions:

$$\ell = \lambda/4 \qquad Z_{os} = Z_o \cdot \sqrt{2} \qquad Z = Z_o$$

Equation-2.17-

La matrice des paramètres de répartition du diviseur de Wilkinson devient:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Equation-2.18-

La puissance appliquée au port 1 se divise donc également entre les ports 2 et 3, et il y a parfaite isolation entre les ports 2 et 3.

NB :
Le Wilkinson peut être utilisé en combineur (en réception) et il ne peut être sans pertes que si les ondes reçues ont toutes la même amplitude et la même phase.

2.1.2 Le coupleur à branches.

Le coupleur à branche est réalisé à l'aide de quatre tronçons de ligne TEM de même longueur, mais d'impédance caractéristique différente et formant une structure en anneau. C'est un réseau à 4 ports d'accès conçu pour fonctionner sur des impédances caractéristiques égales sur chaque port.

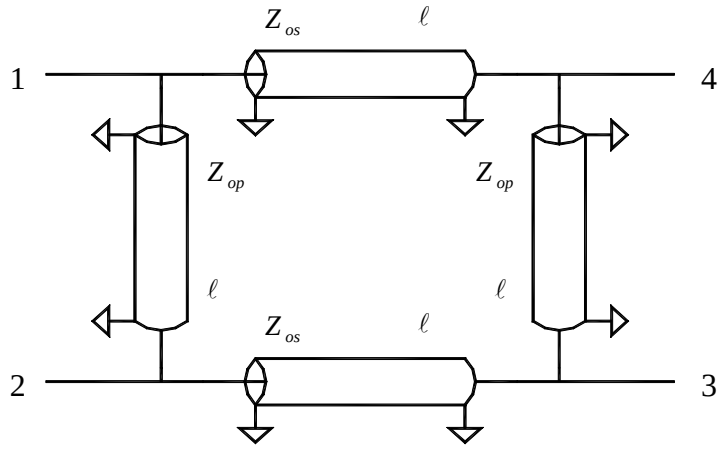


Figure-2.7- **Coupleur à branches.**

Le calcul de la matrice de répartition du coupleur à branches se fait en tirant profit de la symétrie naturelle de la structure.

$$\overline{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

Equation-2.19-

Comme le réseau est passif et réciproque, $S_{ij} = S_{ji}$ et seuls les paramètres situés sur la diagonale principale et en dessous doivent être déterminés. De plus, puisque la structure est symétrique, nous avons:

$$\begin{aligned} S_{34} &= S_{21} \\ S_{24} &= S_{31} \\ S_{11} &= S_{22} \\ S_{22} &= S_{44} \end{aligned}$$

Ce qui conduit aux équivalences suivantes:

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{21} &= S_{12} = S_{43} = S_{34} \\ S_{31} &= S_{13} = S_{42} = S_{24} \\ S_{41} &= S_{14} = S_{32} = S_{23} \end{aligned}$$

Equation-2.20-

La matrice de répartition du coupleur est donc complètement déterminée par les éléments de la première colonne, et peut s'écrire:

$$\overline{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{11} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & S_{11} & S_{21} \\ S_{41} & S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix}$$

Equation-2.21-

Autrement dit, le calcul de la matrice de répartition se réduit au calcul des quatre paramètres S_{11}, S_{21}, S_{31} et S_{41}.

Comme nous l'avons fait pour le diviseur de Wilkinson, il est de nouveau possible de déterminer ces paramètres en se servant du concept de décomposition d'un signal quelconque en composantes paire et impaire. Pour ce faire, on place deux sources de tension E_1 et E_2 d'impédance interne Z_o aux ports 1 et 2, alors que les ports 3 et 4 sont terminés par Z_o .

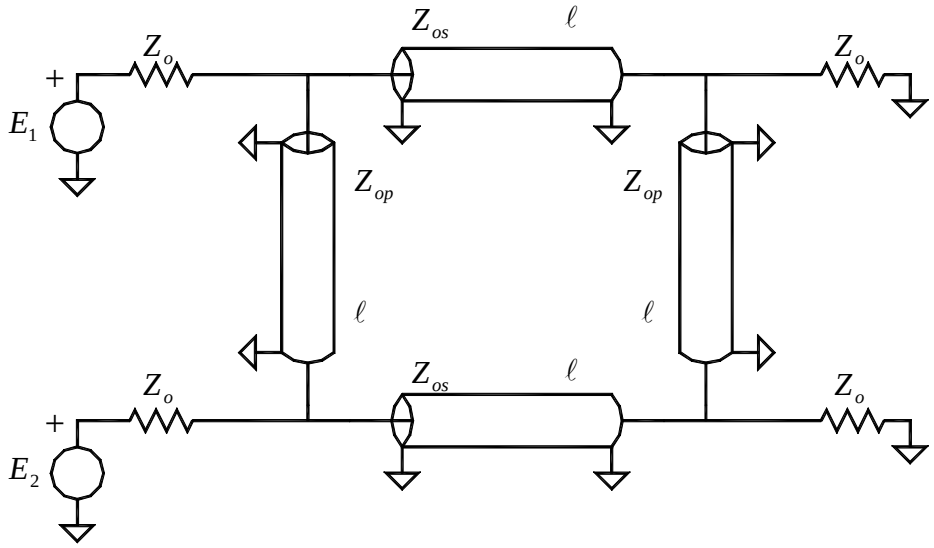


Figure-2.8- **Principe de calcul.**

Posons alors:

$$E_1 = E_P + E_I$$
$$E_2 = E_P - E_I$$

L'application d'un mode pair aux ports 1 et 2 a pour effet de créer un nœud de courant au centre des lignes TEM verticales et le circuit équivalent devient alors:

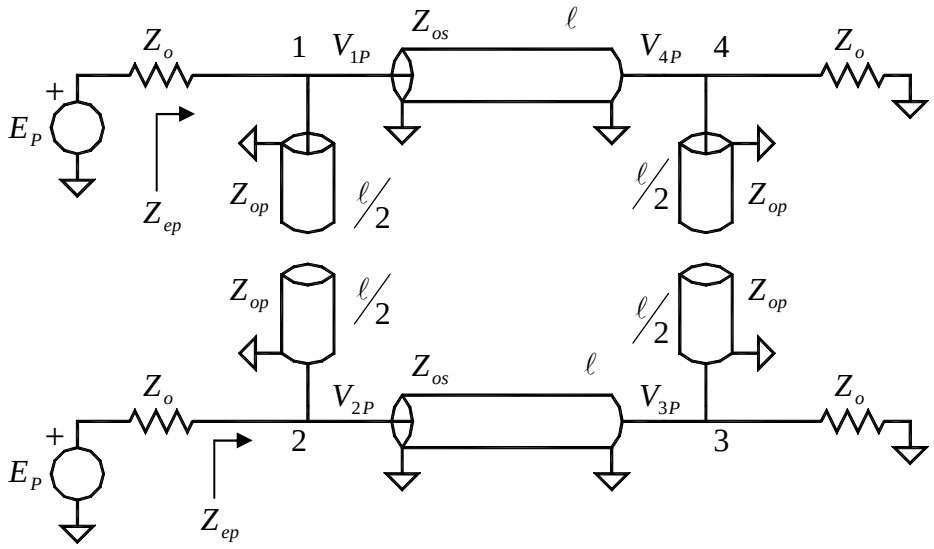


Figure-2.9- **Simplification en mode pair.**

Comme les deux moitiés du circuit sont découplées et identiques, il suffit de ne considérer que l'une d'entre elles pour effectuer le calcul des tensions paires V_{1P}, V_{2P}, V_{3P} et V_{4P}. Ces tensions peuvent s'exprimer en fonction de l'impédance d'entrée paire Z_{eP} et du gain en tension G_{tP} de chaque demi réseau par rapport à E_P :

$$V_{1P} = \frac{Z_{eP}}{Z_{eP} + Z_o} \cdot E_P$$
$$V_{2P} = \frac{Z_{eP}}{Z_{eP} + Z_o} \cdot E_P$$
$$V_{3P} = G_{tP} \cdot E_P$$
$$V_{4P} = G_{tP} \cdot E_P$$

Equation-2.22-

En posant:

$$t = \tan\left(\frac{\beta.\ell}{2}\right) \qquad a = \frac{Z_0}{Z_{OP}} \qquad b = \frac{Z_0}{Z_{OS}}$$

Equation-2.23-

On obtient après calculs:

$$\frac{Z_{eP}}{Z_o} = \frac{2t + j\cdot\left[(2a+b)\cdot t^2 - b\right]}{2\cdot(a+b)\cdot\left(bt - at^3\right) + j\cdot\left[(2a+b)\cdot t^2 - b\right]}$$

Equation-2.24-

$$2\cdot G_{tP} = \frac{-jb\cdot\left(1+t^2\right)}{(a+b)\cdot\left(bt - at^3\right) + t + j\cdot\left[(2a+b)\cdot t^2 - b\right]}$$

Equation-2.25-

L'application d'un mode impair aux ports 1 et 2 a pour effet de créer un nœud de tension au centre des lignes TEM verticales, et le circuit équivalent devient alors:

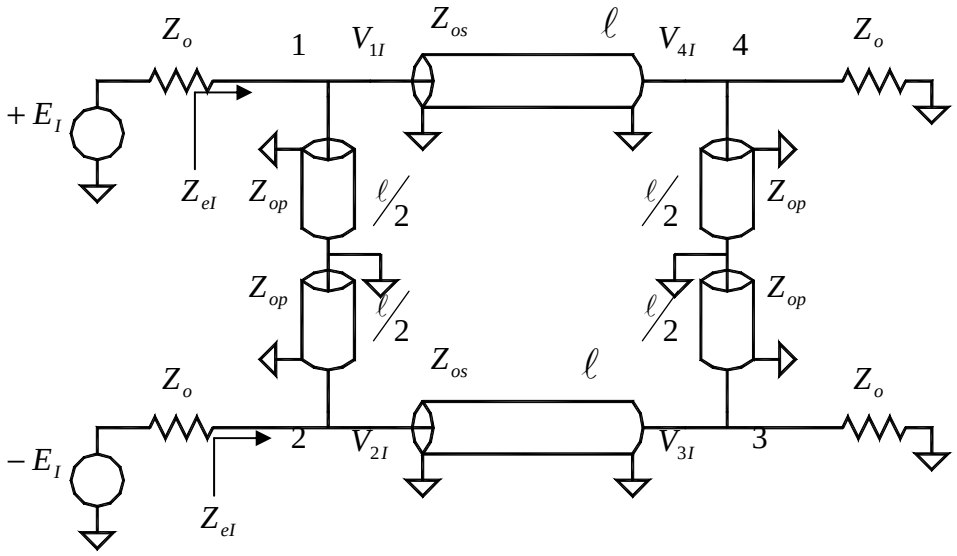


Figure-2.10- **Simplification du mode impair.**

Comme les deux moitiés du circuit sont découplées et identiques, il suffit de ne considérer que l'une d'entre elles pour effectuer le calcul des tensions impaires V_{1I} , V_{2I} , V_{3I} et V_{4I} . Ces tensions peuvent s'exprimer en fonction de l'impédance d'entrée impaire Z_{eI} et du gain en tension impair G_{tI} de chaque demi-réseau par rapport à E_I . On a donc:

Equation-2.26-

$$V_{1I} = \frac{Z_{eI}}{Z_{eI} + Z_o}\cdot E_I$$

$$V_{2I} = -\frac{Z_{eI}}{Z_{eI} + Z_o}\cdot E_I$$

$$V_{3I} = -G_{tI}\cdot E_I$$

$$V_{4I} = G_{tI}\cdot E_I$$

En posant les trois paramètres définis par l'équation 2-24, il vient après calculs:

$$\frac{Z_{eI}}{Z_o} = \frac{2t^2 + j\cdot\left[bt^2 - (2a+b)\right]\cdot t}{2\cdot(a+b)\cdot\left(bt^2 - a\right) + j\cdot\left[bt^2 - (2a+b)\right]\cdot t}$$

Equation-2.27-

$$2\cdot G_{tI} = \frac{-jb\cdot\left(1+t^2\right)\cdot t}{(a+b)\cdot\left(bt^2 - a\right) + t^2 + j\cdot\left[bt^2 - (2a+b)\right]\cdot t}$$

Equation-2.28-

Le cas qui nous intéresse est celui où seule la source de tension appliquée au port 1 n'est pas nulle. Dans ce cas, en vertu de l'équation 2-21:

$$E_P = \frac{E_1}{2} \qquad E_I = \frac{E_1}{2}$$

Equation-2.29-

Les tensions résultantes aux ports 1, 2, 3 et 4 s'obtiennent en superposant les équations 2-22 et 2-26:

$$V_1 = \left[\frac{Z_{eP}}{Z_{eP} + Z_o} + \frac{Z_{eI}}{Z_{eI} + Z_o}\right]\cdot\frac{E_1}{2}$$

$$V_2 = \left[\frac{Z_{eP}}{Z_{eP} + Z_o} - \frac{Z_{eI}}{Z_{eI} + Z_o}\right]\cdot\frac{E_1}{2}$$

$$V_3 = \left(G_{tP} - G_{tI}\right)\cdot\frac{E_1}{2}$$

$$V_4 = \left(G_{tP} + G_{tI}\right)\cdot\frac{E_1}{2}$$

Equation-2.30-

Par définition, la tension réfléchie au port 1 est:

$$V_{r1} = V_1 - V_{i1} = V_1 - \frac{E_1}{2}$$

Ou encore en remplaçant V_1 par son expression dans l'équation 2-30:

$$V_{r1} = \left[\frac{Z_{eP}}{Z_{eP} + Z_o} + \frac{Z_{eI}}{Z_{eI} + Z_o} - 1\right]\cdot V_{i1}$$

D'où l'on tire: **Equation-2.31-**

$$S_{11} = \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_{eP} - Z_o}{Z_{eP} + Z_o}}_{S_{11P}} + \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_{eI} - Z_o}{Z_{eI} + Z_o}}_{S_{11I}}$$

Par définition, la tension réfléchie au port 2 est:

$$V_{r2} = V_2$$

$$V_{r2} = \left[\frac{Z_{eP}}{Z_{eP} + Z_o} - \frac{Z_{eI}}{Z_{eI} + Z_o} \right] \cdot V_{i1}$$

Ou encore en remplaçant V_2 par son expression d'après l'équation 2-30:

D'où l'on tire: **Equation-2.32-**

$$S_{21} = \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_{eP} - Z_o}{Z_{eP} + Z_o}}_{S_{11P}} - \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{Z_{eI} - Z_o}{Z_{eI} + Z_o}}_{S_{11I}}$$

Par définition, la tension réfléchie au port 3 est:

$$V_{r3} = V_3$$

Ou encore en remplaçant V_3 par son expression d'après l'équation 2-30:

$$V_{r3} = \left(G_{tP} - G_{tI}\right) \cdot V_{i1}$$

D'où l'on tire:

Equation-2.33-

$$S_{31} = G_{tP} - G_{tI} = \frac{1}{2} \cdot \left(S_{31P} - S_{31I}\right)$$

Par définition, la tension réfléchie au port 4 est:

$$V_{r4} = V_4$$

Ou encore en remplaçant V_4 par son expression d'après l'équation 2-30:

$$V_{r4} = \left(G_{tP} - G_{tI}\right) \cdot V_{i1}$$

D'où l'on tire:

Equation-2.34-

$$S_{41} = G_{tP} + G_{tI} = \frac{1}{2} \cdot \left(S_{31P} + S_{31I}\right)$$

Considérons maintenant le cas spécifique d'un coupleur 3dB optimal qui divise le signal d'entrée en parts égales. La fréquence centrale f_o du coupleur correspond à $\ell = \lambda/4$ ou encore $\beta \cdot \ell = \pi/2$, ce qui entraîne, d'après l'équation 2-23, $t_o = 1$ dans les équations 2-24, 2-25, 2-27 et 2-28, qui deviennent alors:

$$\left.\frac{Z_{eP}}{Z_o}\right|_{f=f_o} = \frac{2 + j \cdot 2a}{2 \cdot \left(b^2 - a^2\right) + j \cdot 2a}$$

$$2 \cdot G_{tP}\Big|_{f=f_o} = \frac{-j \cdot 2b}{\left(b^2 - a^2 + 1\right) + j \cdot 2a}$$

Equation-2.35-

$$\left.\frac{Z_{eI}}{Z_o}\right|_{f=f_o} = \frac{2 - j \cdot 2a}{2 \cdot \left(b^2 - a^2\right) - j \cdot 2a}$$

$$2 \cdot G_{tI}\Big|_{f=f_o} = \frac{-j \cdot 2b}{\left(b^2 - a^2 + 1\right) - j \cdot 2a}$$

La condition d'adaptation au port d'entrée 1 nous donne, d'après l'équation 2-31:

$$\frac{Z_{eP} - Z_o}{Z_{eP} + Z_o} = -\frac{Z_{eI} - Z_o}{Z_{eI} + Z_o}$$

Equation-2.36-

C'est-à-dire après réduction:

$$Z_{ep} \,.\, z_{e\ell} = Z_0^2$$ **Equation-2.37-**

Ou encore, en tenant compte des équations 2-36:

$$a^2 - b^2 = 1$$ **Equation-2.38-**

En portant la condition 2-37 à l'équation 2-34, on peut vérifier qu'à la fréquence f_o nous avons $S_{41} = 0$, ce qi signifie que les ports 1 et 4 sont parfaitement isolés à la fréquence centrale.

La condition 2-36 entraîne pour S_{21} l'expression suivante à la fréquence centrale f_o :

$$S_{21} = \frac{Z_{eP} - Z_o}{Z_{eP} + Z_o}$$

Ce qui donne, en tenant compte des équations 2-24 et 2-38 :

$$S_{21} = -j.\frac{1}{a}$$ **Equation-2.39-**

Déterminons maintenant le couplage au port 3. La relation $S_{41} = 0$ à la fréquence centrale entraîne, en vertu de l'équation 2-34:

$$G_{tP} = -G_{tI}$$

Ce qui donne pour l'équation 2-35:

$$S_{31} = 2 \cdot G_{tP}$$

C'est-à-dire, en tenant compte de l'équation 2-25 :

$$S_{31} = -\frac{b}{a}$$ **Equation-2.40-**

Dans le cas d'un coupleur 3dB, la puissance d'entrée est divisée uniformément entre les ports 2 et 3, ce qui entraîne la condition:

$$|S_{21}|^2 = |S_{31}|^2$$

Ou encore, d'après les équations 2-39 et 2-40:

$$a = \sqrt{2}$$

Equation-2.41-

b = 1

C'est-à-dire:

$$Z_{op} = \frac{Z_o}{\sqrt{2}}$$
$$Z_{os} = Z_o$$

Equation-2.42-

En résumé, les conditions de l'équation 2-42 combinées à la condition $\ell = \lambda/4$ nous donne la matrice de paramètres de répartition suivante pour le coupleur à branche:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & -1 & -j & 0 \end{bmatrix}$$

2.2 Le circulateur.

2.2.1 Définitions.

Un circulateur est en général réalisé à partir d'un hexapôle en Y qui comporte trois voies à 120° les unes par rapport aux autres autour d'un corps central où se trouvent les éléments qui confèrent la non réciprocité du circulateur. Ces éléments sont constitués par un prisme de ferrite triangulaire, auquel est appliqué un champ magnétique continu vertical, et par des plaquettes résistives collées sur chacune des faces du prisme.

<u>Théorème 1 :</u>

Il est toujours possible de placer un court-circuit ajustable à un accès d'une jonction à 3 accès, réciproque et sans pertes, de façon à ce que les deux autres accès soient découplés. Il y a alors réflexion totale à ces deux accès.

<u>Théorème 2 :</u>

Une jonction à 3 accès, réciproque, sans pertes et symétrique par rapport à l'accès 3 permet la transmission sans réflexion entre les deux autres accès si on place un court-circuit ajustable à l'accès3.

<u>Théorème 3 (Carlin) :</u>

Une jonction à 3 accès, réciproque et sans pertes ne peut être adaptée simultanément aux 3 accès.

Démonstration par l'absurde adaptée, réciproque

$$\overline{\overline{S}} = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{pmatrix}$$

Adaptée, réciproque

En tenant de la conservation d'énergie, on obtient les relations suivantes :

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1$$

$$S_{13}^* S_{23} = S_1^* S_{23} = S_{12}^* S_{13} = 0$$

$$\overline{\overline{S}} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} \\ S_{21} & 0 & 0 \\ 0 & S_{23} & 0 \end{pmatrix}$$

Si le signal entrant dans la branche (i) est intégralement transmis à la branche (i+1), on aura donc un circulateur parfait, dont la matrice est :

$$\overline{\overline{S}} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

2.2.2 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement du circulateur est fondé sur le phénomène du déplacement du champ qui se manifeste dans chacune des jonctions correspondant aux trois faces du prisme, les dimensions des éléments et le champ magnétique appliqué

sont tels qu'une onde entrante dans la voie (1), (2), (3) ne puisse sortir respectivement que par la voie (2), (3) et (1).
Grâce à son graphe de fluence, il est possible d'expliquer la progression des signaux a travers le composant figure-2.11-.

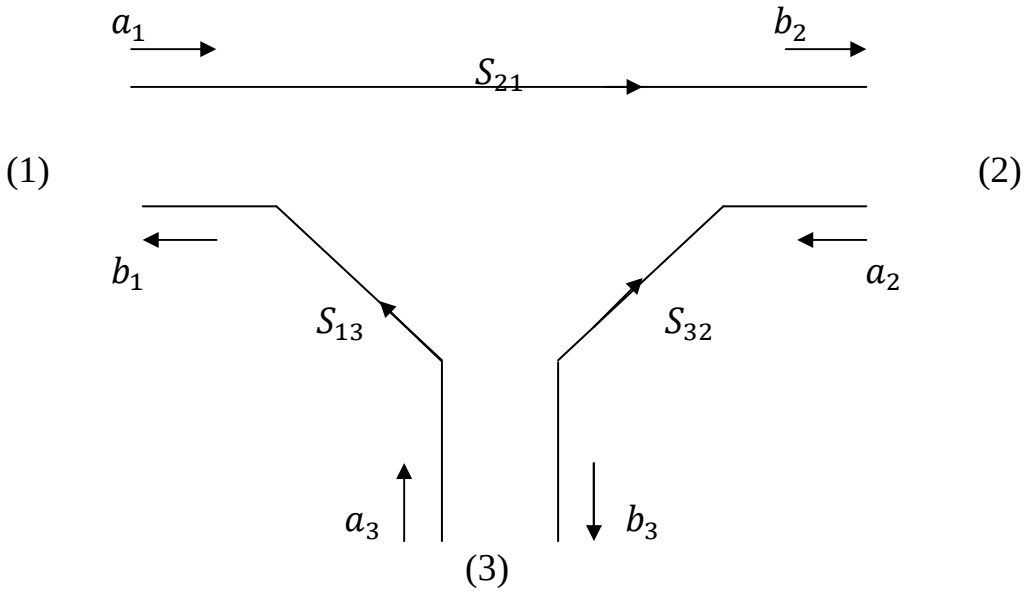


Figure-2.11- Graphe de fluence du circulateur.

$|S_{13}|$ = 1 : la puissance qui pénètre par l'accès 3 est totalement transmise vers l'accès 1.
$|S_{21}|$ = 1 : la puissance qui pénètre par l'accès 1 est totalement transmise vers l'accès 2.
$|S_{32}|$ = 1 : la puissance qui pénètre par l'accès 2 est totalement transmise vers l'accès 3.

2.2.3 Application.

Les propriétés directionnelles du circulateur permettent de multiplier ses applications, par exemple :

- Découplage de l'émetteur et du récepteur lorsqu'ils utilisent la même antenne.
- Utilisation en isolateur.
- Utilisation en séparateur de canaux.

Chapitre 3

Mise en évidence des imperfections de mesure.

Mise en évidence des imperfections de mesure.

3.1 Introduction.

Après l'analyse du dispositif de mesure, et avoir mis les outils de calcul théoriques (les équations caractérisant le dispositif de mesure), nous aborderons dans cette partie le cas ou bien l'aspect réel où l'on tiendra compte des imperfections qui surviennent dans les mesures, dues notamment aux différents éléments constituant le dispositif (coupleurs, ligne à retard, charges adaptées), et le fait que les diodes de détection présentent des sensibilités différentes.

Nous présenterons d'abord les résultats des mesures pour le cas idéal, puis nous tiendrons compte des erreurs dues à la sensibilité des détecteurs, et en fin, pour prendre en compte les erreurs sur les modules et les phases des grandeurs, une pondération sera faite sur les termes E_1^2, E_2^2, E_1E_2 et $\Delta\Phi$ apparaissant dans les équations(I-1) à(I-4).

3.2 Cas idéal.

Pour simplifier les calculs, on choisit E_1 = 1 mv comme niveau de référence, en suite, on prend différentes valeurs de E_2 pour représenter M = f($\Delta\Phi$) et P = g($\Delta\Phi$) :

1) E_2 = 1 mv $\longrightarrow$ E_2/E_1 = 0 dB.

2) E_2 = 0.1 mv $\longrightarrow$ E_2/E_1 = - 20 dB.

3) E_2 = 0.01 mv $\longrightarrow$ E_2/E_1 = - 40 dB.

M = f($\Delta\Phi$) et P = g($\Delta\Phi$) sont représentées suivant la valeur de E_2, dans les figures Fig -III.1-, Fig -III.2- et Fig -III.3- .

3.3 Erreurs dues à la sensibilité des détecteurs.

L'existence de ces erreurs, nous mènent à prendre la tension détectée sous la forme $V_i = \gamma_i\ v_i \times v_i^*$, où γ_i représente la sensibilité du détecteur.

Donc, les tensions détectées deviennent comme suit :

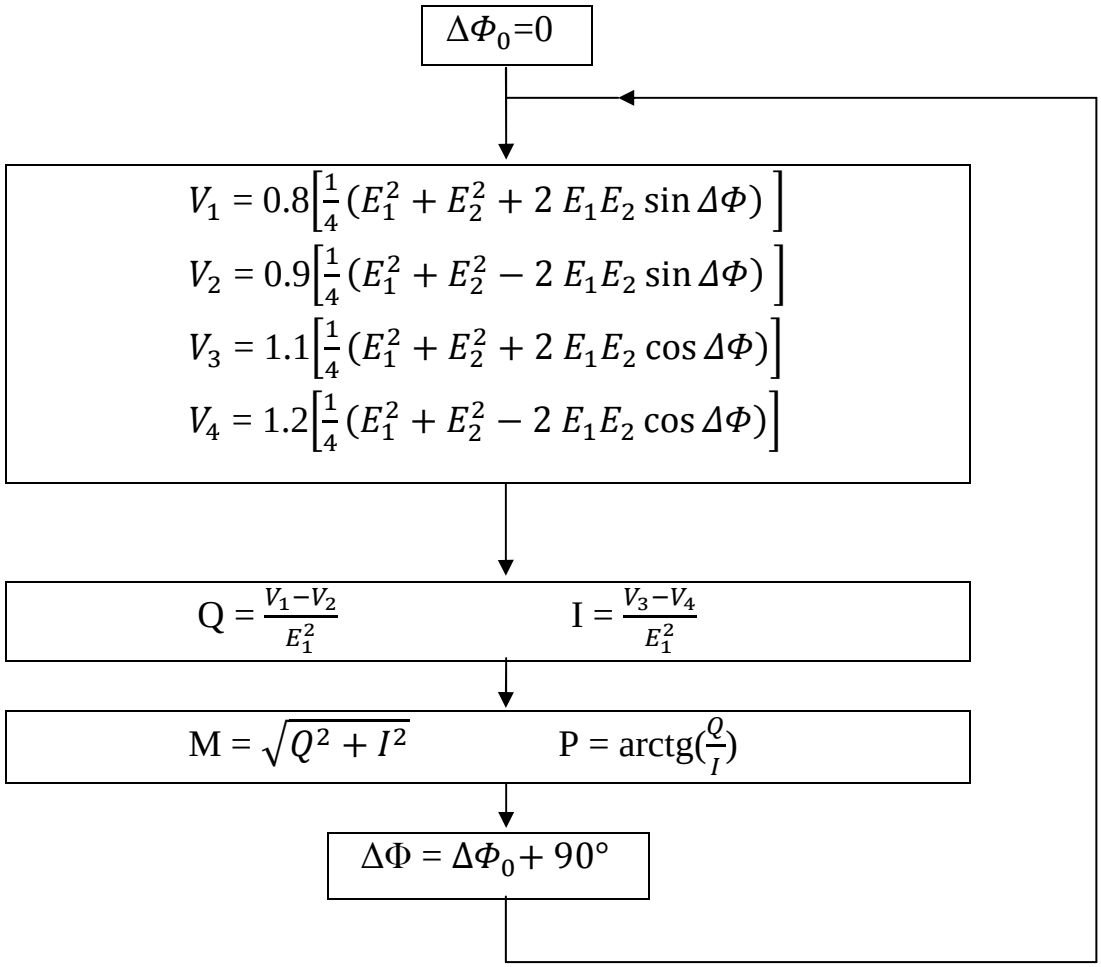
$V_1 = 0.8\ v_1 \times v_1^*$

$V_2 = 0.9\ v_2 \times v_2^*$

$V_3 = 1.1\ v_3 \times v_3^*$

$V_4 = 1.2\ v_4 \times v_4^*$

Pour représenter M = f(ΔΦ) et P = g(ΔΦ), on a l'organigramme suivant, et on pourra établir sa programmation sous Matlab, et ainsi obtenir les figures correspondantes.



Donc, en résumé, on a les conditions suivantes :

Q = $\frac{V_1 - V_2}{E_1^2} = \frac{E_2}{E_1} \sin \Delta\Phi$, I = $\frac{V_3 - V_4}{E_1^2} = \frac{E_2}{E_1} \cos \Delta\Phi$

M = $\sqrt{Q^2 + I^2}$, P = arctg ($\frac{Q}{I}$)

e_1(t) = $E_1\ e^{jwt}$, e_2(t) = $E_2\ e^{j(wt+\Delta\Phi)}$

Maintenant, on donne les figures correspondant aux différentes valeurs de E_2, où les pointillés (---) représentent les valeurs idéales.

1) E_2/E_1 = 0 dB (E_2 = E_1 = 1 mV).

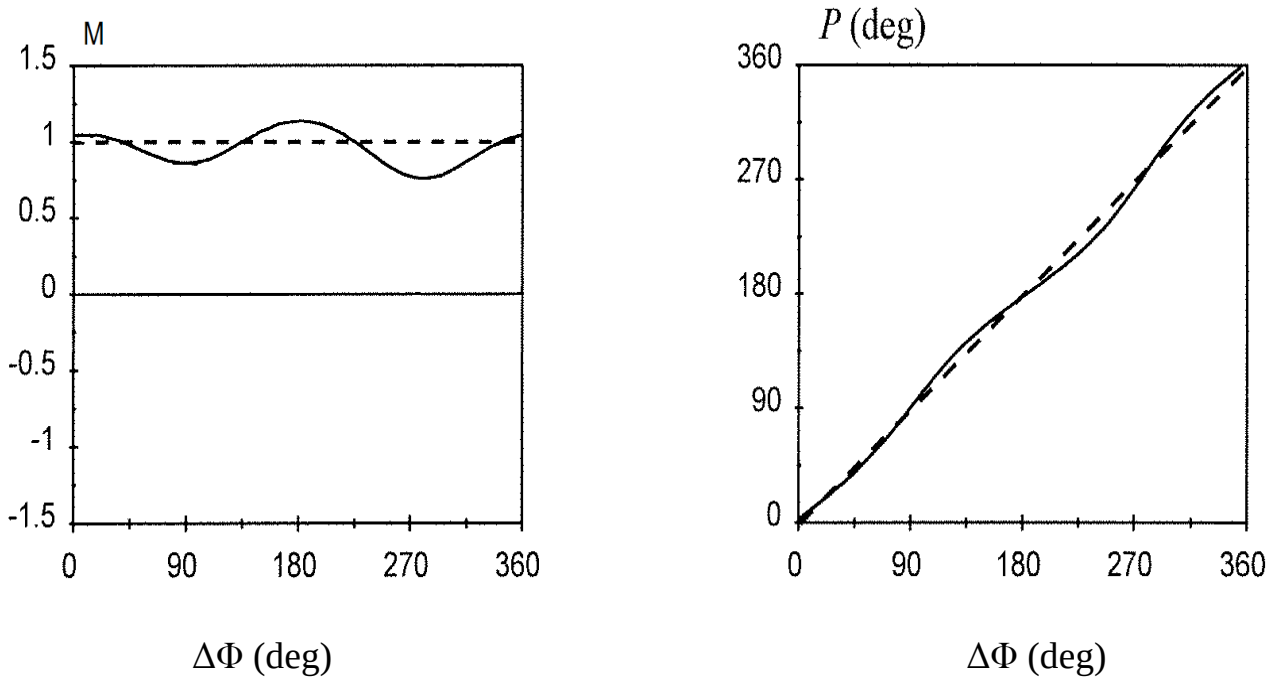


Figure -3.1-

2) E_2/E_1 = - 20 dB (E_2 = 0.1 mV).

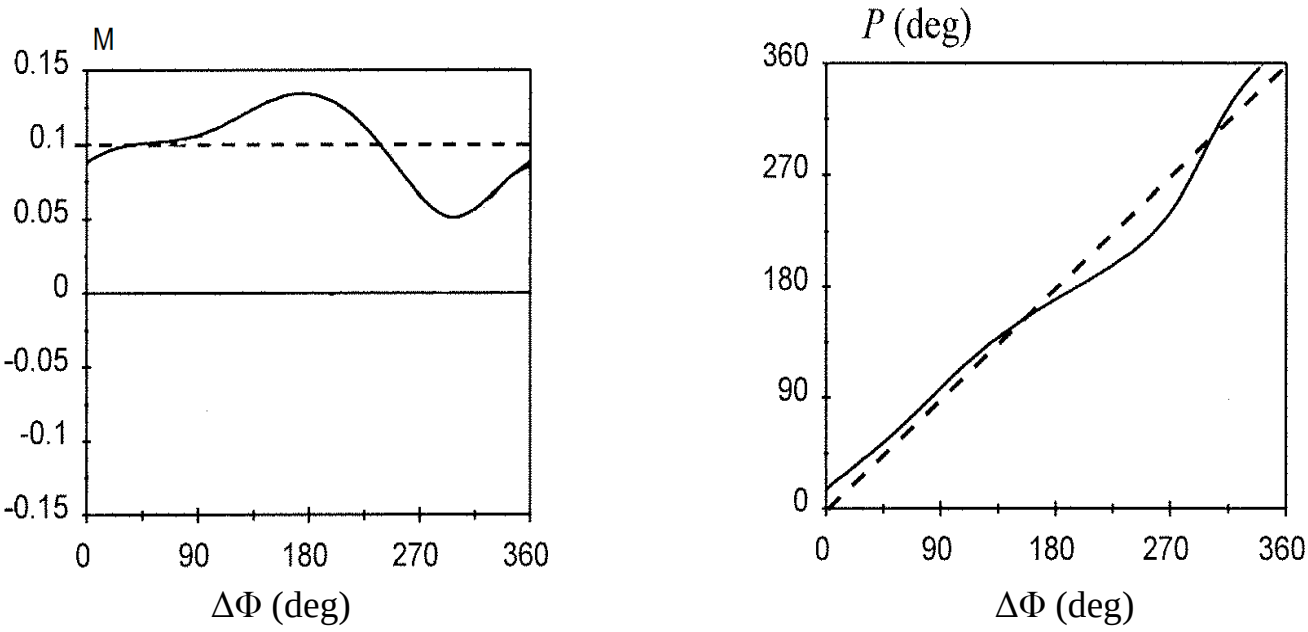


Figure -3.2-

3) E_2/E_1 = - 40 dB (E_2 = 0.01 mV).

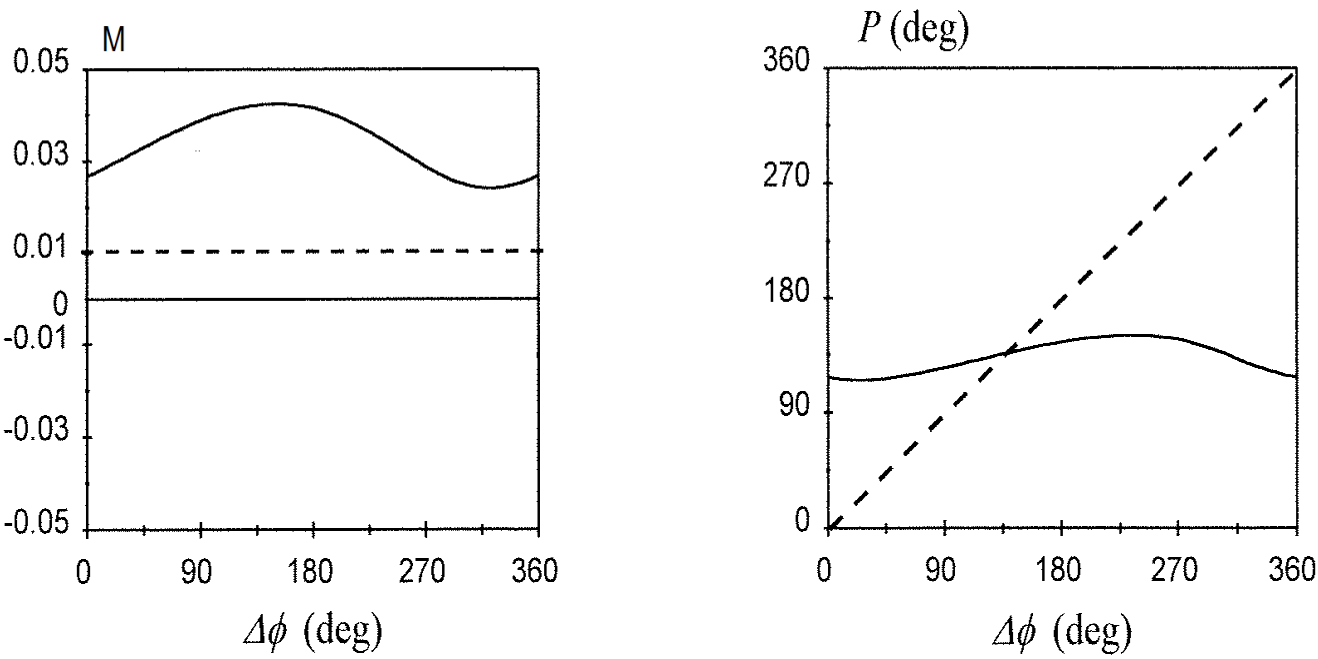


Figure -3.3-

- Analyse des courbes :

Les différentes figures nous mettent en évidence des fluctuations plus ou moins importantes, suivant le rapport $\frac{E_2}{E_1}$, de M et P par rapport aux valeurs théoriques représentées sur le même schéma. A la vue de ces résultats, il est évident qu'une méthode de correction est souhaitable, surtout pour des rapports entre E_2 et E_1 inférieurs à -20 dB.

3.4 Prise en compte des erreurs.

Comme nous l'avons précisé lors de l'introduction, on va prendre en compte les erreurs qui surviennent sur les modules et les phases des tensions détectées. Cette phase d'étalonnage, consiste en premier lieu à pondérer les termes des expressions de détections (les équations (I-1) à(I-4)).

Ainsi, nous aurons les nouvelles équations suivantes :

$$V_1 = K_{11}\, E_1^2 + K_{12}\, E_2^2 + K_{13}\;\; E_1E_2 \sin(\Delta\Phi - \Phi_1) \qquad \text{(III-1)}$$

$$V_2 = K_{21}\, E_1^2 + K_{22}\, E_2^2 - K_{23}\;\; E_1E_2 \sin(\Delta\Phi - \Phi_2) \qquad \text{(III-2)}$$

$$V_3 = K_{31}\, E_1^2 + K_{32}\, E_2^2 + K_{33}\;\; E_1E_2 \cos(\Delta\Phi - \Phi_3) \qquad \text{(III-3)}$$

$$V_4 = K_{41}\, E_1^2 + K_{42}\, E_2^2 - K_{43}\;\; E_1E_2 \cos(\Delta\Phi - \Phi_4) \qquad \text{(III-4)}$$

Notons que les facteurs de pondération sont choisis de la façon suivante :

K_{ij} : Ils sont relatifs aux sensibilités des diodes et pertes d'insertion des coupleurs.

Φ_i : Correspondent à l'erreur sur la phase d'insertion des coupleurs et de la ligne à retard (normalement égales à 90°).

La pondération étant établie, on procède maintenant par la mise en place d'un protocole de mesure, à la phase d'étalonnage qui consiste en la détermination des inconnues (K_{ij} et Φ_i). Elle sera faite en trois étapes :

a) 1ère étape :

Dans cette étape on considère l'accès (2) fermé par une charge adaptée (i.e. : E_2=0), les V_{i0} sont alors :

$$K_{11}\ E_1^2 = V_{10}$$
$$K_{21}\ E_1^2 = V_{20}$$
$$K_{31}\ E_1^2 = V_{30}$$
$$K_{41}\ E_1^2 = V_{40}$$

Par identification :

$$V_{i0} = K_{i1}\ E_1^2 = \frac{1}{4}\ E_1^2 \longrightarrow K_{i1} = \frac{1}{4}$$

b) 2ème étape :

Dans cette étape $E_1 = E_2$, et le déphasage est choisi de la façon à retrouver la valeur moyenne, notée $V_{moy\ i}$, de chacune des sinusoïdes.

$$\Delta\Phi = \Phi_1 \longrightarrow V_{moy\ 1} - V_{10} = K_{12}\ E_2^2 = K_{12}\ E_1^2$$

$$\Delta\Phi = \Phi_2 \longrightarrow V_{moy\ 2} - V_{20} = K_{22}\ E_2^2 = K_{22}\ E_1^2$$

$$\Delta\Phi = \Phi_3 + 90° \longrightarrow V_{moy\ 3} - V_{30} = K_{32}\ E_2^2 = K_{32}\ E_1^2$$

$$\Delta\Phi = \Phi_4 + 90° \longrightarrow V_{moy\ 4} - V_{40} = K_{42}\ E_2^2 = K_{42}\ E_1^2$$

- $\Delta\Phi = \Phi_1$:

$V_{moy\,1} = \frac{1}{4}[2\,E_1^2 + 2\,E_1^2\ \sin\Phi_1\,] = (K_{11} + K_{12})\ E_1^2$

$\longrightarrow$ $K_{12} = \frac{1+\sin\Phi_1}{2} - K_{11}$

- $\Delta\Phi = \Phi_2$:

$V_{moy\,2} = \frac{1}{4}[2\,E_1^2 - 2\,E_1^2\ \sin\Phi_2\,] = (K_{21} + K_{22})\ E_1^2$

$\longrightarrow$ $K_{22} = \frac{1-\sin\Phi_2}{2} - K_{21}$

- $\Delta\Phi = \Phi_3 + 90°$:

$V_{moy\,3} = \frac{1}{4}[2\,E_1^2 + 2\,E_1^2\ \cos(\Phi_3 + 90°)\,] = (K_{31} + K_{32})\ E_1^2$

$\longrightarrow$ $K_{32} = \frac{1+\cos(\Phi_3+90°)}{2} - K_{31}$

- $\Delta\Phi = \Phi_4 + 90°$:

$V_{moy\,4} = \frac{1}{4}[2\,E_1^2 - 2\,E_1^2\ \cos(\Phi_4 + 90°)\,] = (K_{41} + K_{42})\ E_1^2$

$\longrightarrow$ $K_{42} = \frac{1-\cos(\Phi_4+90°)}{2} - K_{41}$

Pour $\Phi_i = 5°$:

Avec les valeurs $K_{i1} = \frac{1}{4}$, on obtient les K_{i2} suivants :

$K_{12} = K_{42} = 0.29$

$K_{22} = K_{32} = 0.21$

c) 3ème étape :

En considérant les mêmes conditions de la 2ème étape, mais le déphasage est choisi de sorte à retrouver la valeur max, notée $V_{\max i}$ des sinusoïdes :

$\Delta\Phi = \Phi_1 + 90°$ ⟶ $K_{13}\ E_1^2 = V_{\max 1} - V_{\text{moy } 1}$

$\Delta\Phi = \Phi_2 - 90°$ ⟶ $K_{23}\ E_1^2 = V_{\max 2} - V_{\text{moy } 2}$

$\Delta\Phi = \Phi_3$ ⟶ $K_{33}\ E_1^2 = V_{\max 3} - V_{\text{moy } 3}$

$\Delta\Phi = \Phi_4 + 180°$ ⟶ $K_{43}\ E_1^2 = V_{\max 4} - V_{\text{moy } 4}$

- $\Delta\Phi = \Phi_1 + 90°$:

$V_{\max 1} = \frac{E_1^2}{2}[1+\sin(\Phi_1 + 90°)] = (K_{11} + K_{12} + K_{13})\ E_1^2$

⟶ $K_{13} = \frac{1+\sin(\Phi_1+90°)}{2} - (K_{11} + K_{12})$

- $\Delta\Phi = \Phi_2 - 90°$:

⟶ $K_{23} = \frac{1-\sin(\Phi_2-90°)}{2} - (K_{21} + K_{22})$

- $\Delta\Phi = \Phi_3$:

⟶ $K_{33} = \frac{1+\cos\Phi_3}{2} - (K_{31} + K_{32})$

- $\Delta\Phi = \Phi_4 + 180°$:

⟶ $K_{43} = \frac{1-\cos(\Phi_4+\Pi)}{2} - (K_{41} + K_{42})$

Pour Φ_i = 5° :

Avec les valeurs des K_{i1} et K_{i2} , on obtient les K_{i3} suivants :

$K_{13} = K_{43} = 0.46$

$K_{23} = K_{33} = 0.54$

Les facteurs de pondération (les K_{ij}) étant tous été établis, on donne maintenant les nouvelles expressions des V_i corrigées :

$$V_{1_C} = \frac{1}{4}\ E_1^2 + 0.29\ E_2^2 + 0.46\ \ E_1 E_2 \sin(\Delta\Phi - 5°)$$

$$V_{2_C} = \frac{1}{4}\ E_1^2 + 0.21\ E_2^2 - 0.54\ \ E_1 E_2 \sin(\Delta\Phi - 5°)$$

$$V_{3_C} = \frac{1}{4}\ E_1^2 + 0.21\ E_2^2 + 0.54\ \ E_1 E_2 \cos(\Delta\Phi - 5°)$$

$$V_{4_C} = \frac{1}{4}\ E_1^2 + 0.29\ E_2^2 - 0.46\ \ E_1 E_2 \cos(\Delta\Phi - 5°)$$

Ces résultats impliquent une correction sur les paramètres du corrélateur Q et I, donc aussi sur M et P, ainsi on aura Q_C, I_C, M_C et P_C.

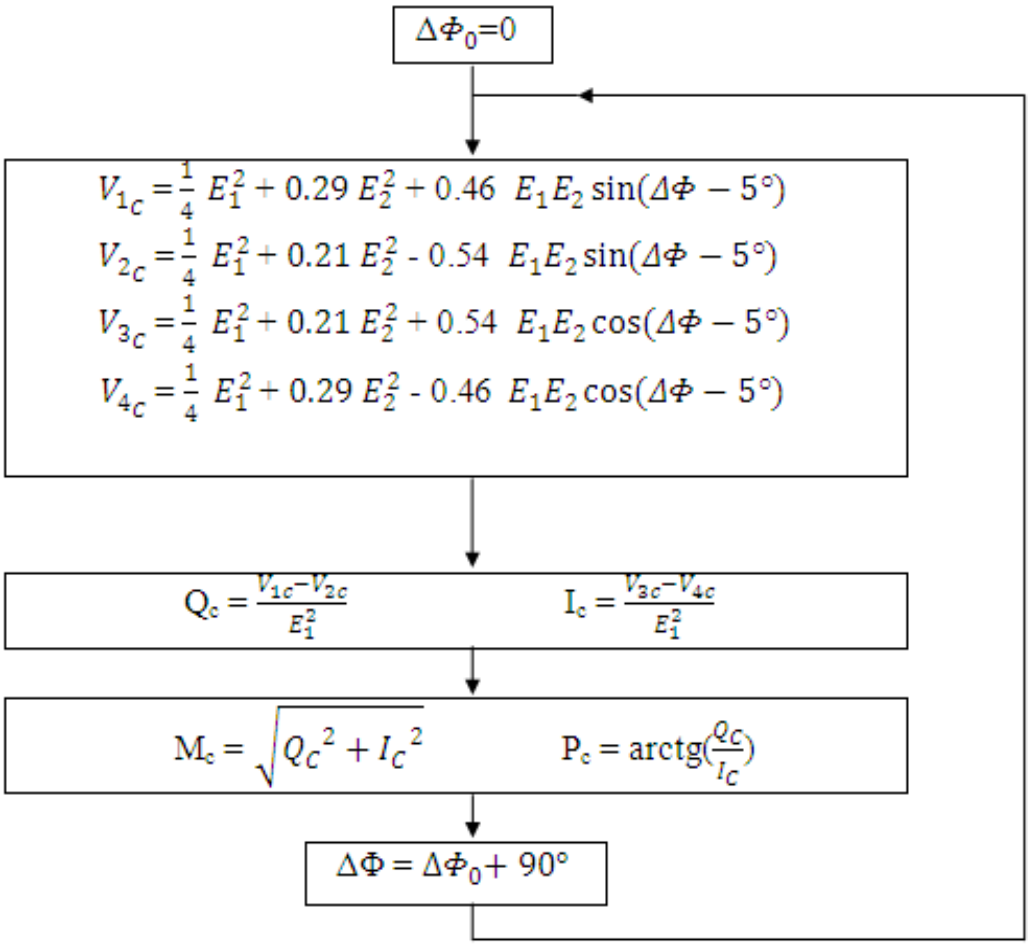
$$Q_c = \frac{V_{1c} - V_{2c}}{E_1^2} = 0.08\ \frac{E_2^2}{E_1^2} + \frac{E_2}{E_1} \sin(\Delta\Phi - 5°)$$

$$I_c = \frac{V_{3c} - V_{4c}}{E_1^2} = -\ 0.08\ \frac{E_2^2}{E_1^2} + \frac{E_2}{E_1} \cos(\Delta\Phi - 5°)$$

$M_C = \sqrt{{Q_C}^2 + {I_C}^2}$

$P_C = \text{arctg}\left(\frac{Q_C}{I_C}\right)$

Le nouvel organigramme correspondant :



Et ainsi on obtient les figures suivantes, après l'application de la procédure d'étalonnage :

1) E_2/E_1 = 0 dB (E_2 = E_1 = 1 mv).

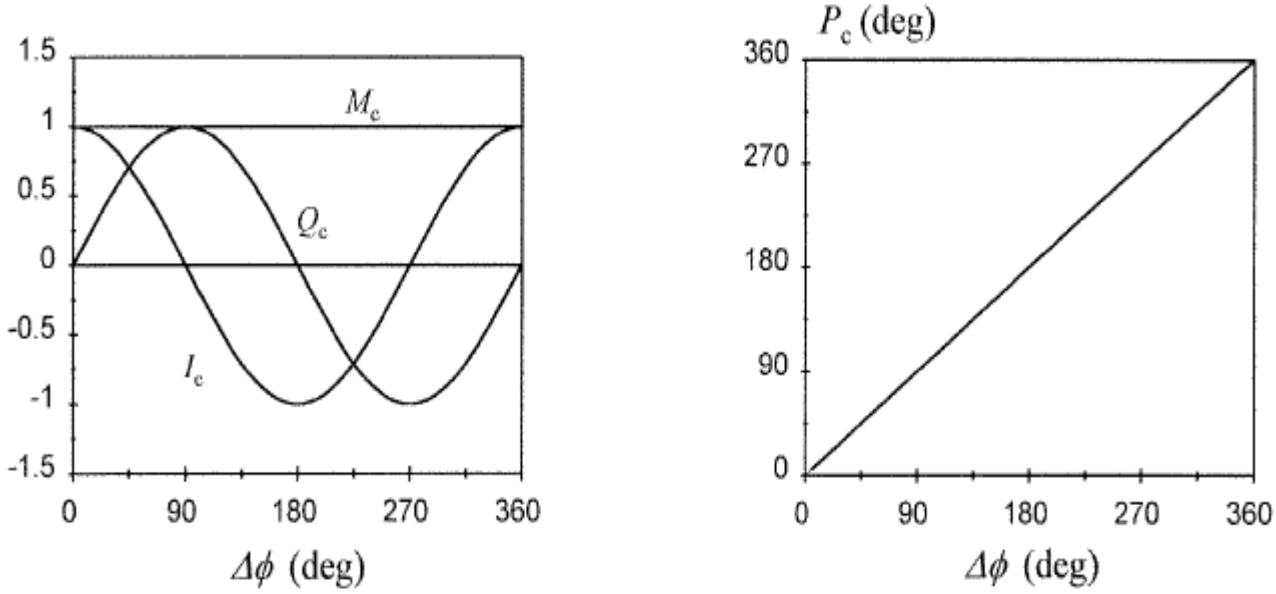


Figure-3.4-

2) E_2/E_1 = - 20 dB (E_2 = 0.1 mV).

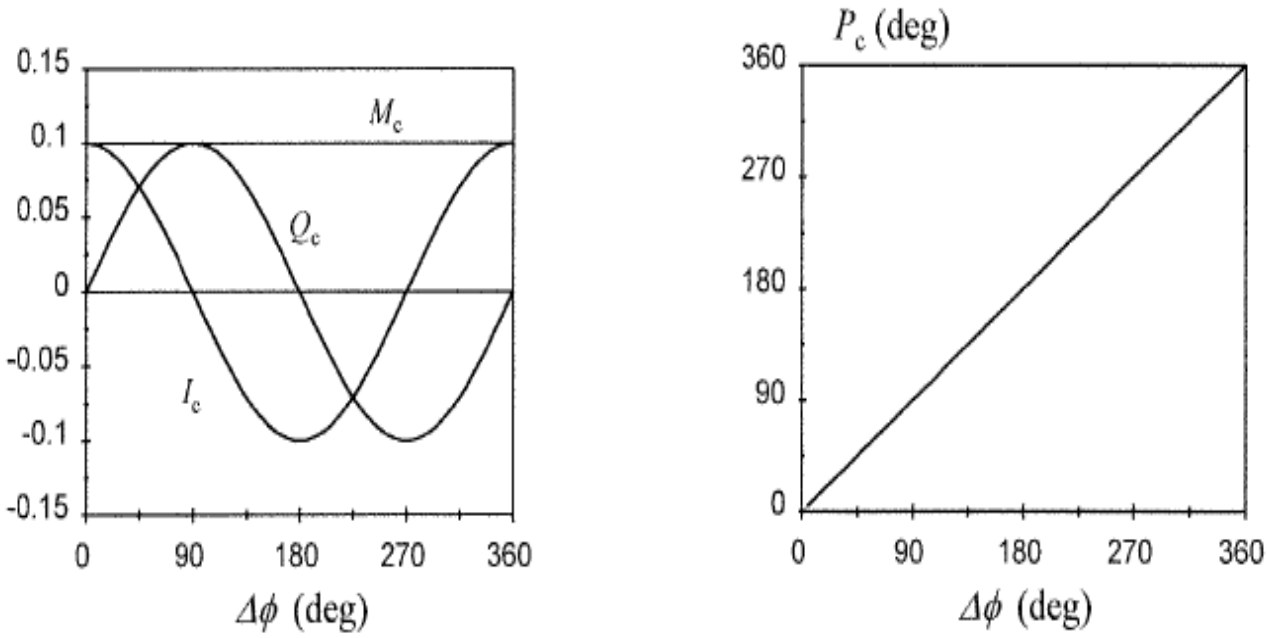


Figure-3.5-

3) E_2/E_1 = - 40 dB (E_2 = 0.01 mV).

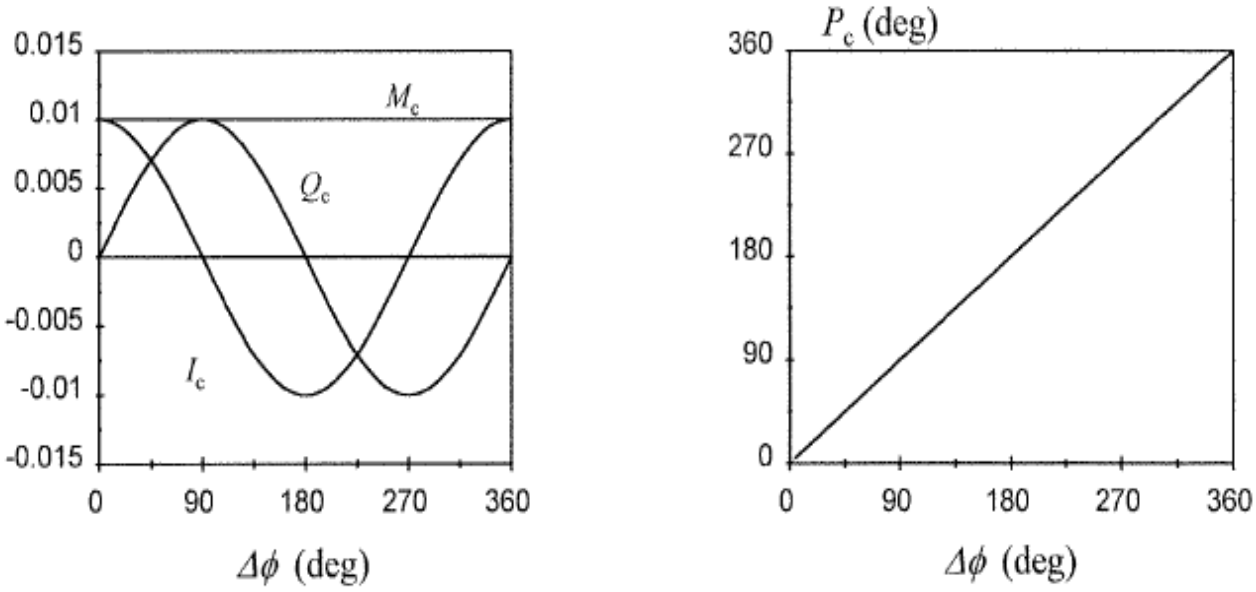


Figure -3.6-

3.4 Conclusion.

Cette partie de mise en évidence des imperfections de mesure, et leurs corrections a permis d'établir les nouvelles équations caractéristiques de M_C et P_C, et cela grâce à une méthode d'étalonnage qui nous a permis de bien appréhender ces erreurs et de les corriger.
Cependant la prise en compte d'autres types d'erreurs est nécessaire, elles seront abordées dans le chapitre qui suit.

Chapitre 4

Calibrage du système de mesure.

Calibrage du système de mesure.

4.1 Introduction.

Le calibrage (ou étalonnage) revient à mesurer un certain nombre de composants étalons permettant à partir de la connaissance partielle ou complète de leurs matrices S, de résoudre un système d'équations où les inconnues sont les imperfections inhérentes au système telles que la directivité finie des coupleurs et les désadaptations de source et de charge. Ces imperfections ou erreurs, une fois déterminées, sont prises en compte dans les corrections apportées aux mesures dites brutes et permettent de déduire la valeur des paramètres S mesurés avec une exactitude qui se trouve améliorée.

En effet, dans la pratique, les mesures effectuées contiennent toujours un certains nombres d'erreurs qui peuvent être, suivant les cas, corrigées.
L'ensemble des erreurs existantes est regroupé en trois grandes familles :
1). Erreurs systématiques : elles sont dues aux imperfections de l'analyseur, elles sont invariantes dans le temps et peuvent être corrigés numériquement ;
2). Erreurs aléatoires : la principale cause est le bruit interne des composants, elles sont imprévisibles (varie en fonction du temps) et ne peuvent pas être corrigés ;
3). Erreurs de dérive : les deux principales causes sont les variations de température et l'utilisateur. Elles sont corrigibles numériquement.

Les erreurs prédominantes sur le système de mesure sont d'origine systématique (figure-4.1-), elles sont donc corrigibles mathématiquement, à condition de les avoir modélisées avec précision, et plusieurs modèles d'erreurs peuvent être utilisés pour cette opération d'étalonnage.

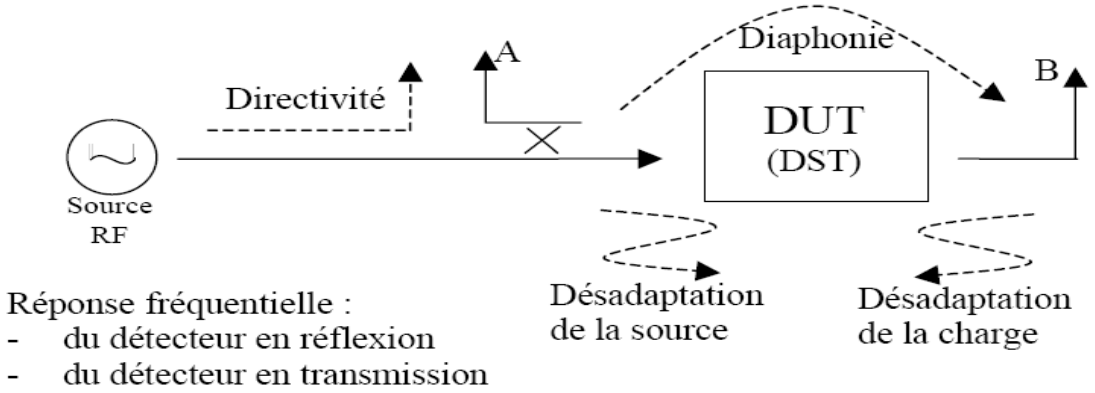


Figure-4.1- Les six erreurs systématiques présentent lors d'une mesure entrée-sortie.

4.2 Méthodes de calibrage.

Les méthodes utilisées pour l'étalonnage d'un système ou d'un appareil de mesure sont des méthodes classiques, qui reviennent pour ce genre d'application. Il existe deux grands types de calibration : la calibration en normalisation et la calibration vectorielle.

4.2.1 La calibration en normalisation (normation).

Le principe de cette calibration est de mesurer la fonction de transfert de l'analyseur sans connecter le DST (DUT). Puis, on mesure la fonction de transfert du système en présence du
DST. Finalement, on fait le rapport entre ces deux fonctions de transfert.

1ère étape : Mesure sans le DUT. La fonction transfert obtenue (H_{cal}) est donnée par :

$$H_{cal} = H_{source}\ H_{câble}\ H_{détecteur}$$

2ème étape : Mesure avec le DUT. La fonction de transfert (H_{mes}) est :

$$H_{mes} = H_{source}\ H_{câble}\ H_{DST}\ H_{détecteur}$$

3ème étape : Rapport entre ces deux fonctions de transfert :

$$\frac{H_{mes}}{H_{cal}} = H_{DST}$$

Cette méthode, simple et rapide, présente l'inconvénient de ne corriger que les erreurs liées à la réponse fréquentielle.

4.2.2 La calibration vectorielle.

Ce type de calibration comporte plusieurs méthodes de correction, on abordera deux d'entre elles. Il a l'avantage de corriger toutes les erreurs (systématiques).

4.2.2.1 La méthode TRL.

4.2.2.1.1 Principe.

C'est une méthode qui modélise les différents accès ou interfaces, entre les plans de référence de DST et ceux de sortie des appareils de mesure, par des quadripôles d'accès $Q_A\ et\ Q_B$.figure- 4.2- :

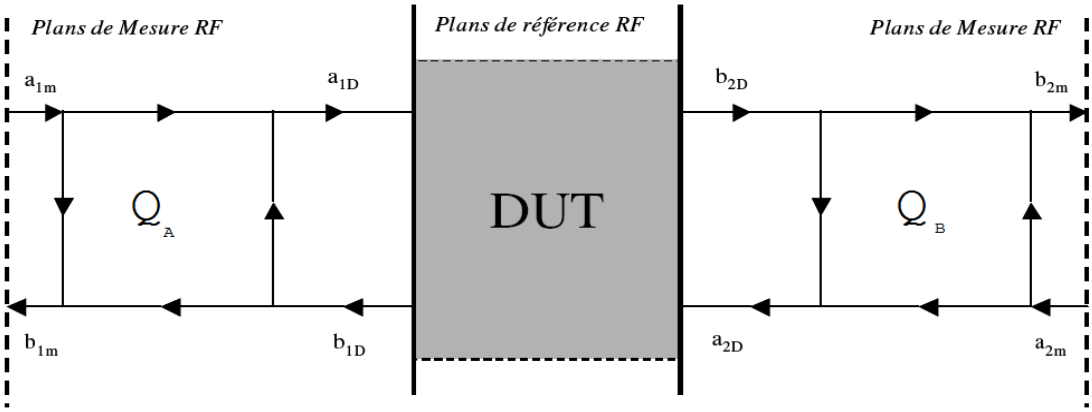


Figure-4.2- modélisation des interfaces par des quadripôles d'accès Q_A et Q_B.

L'ensemble (DST + les deux quadripôles) est représenté par un modèle à huit termes d'erreurs.

Le graphe de fluence correspondant est figure -4.3- :

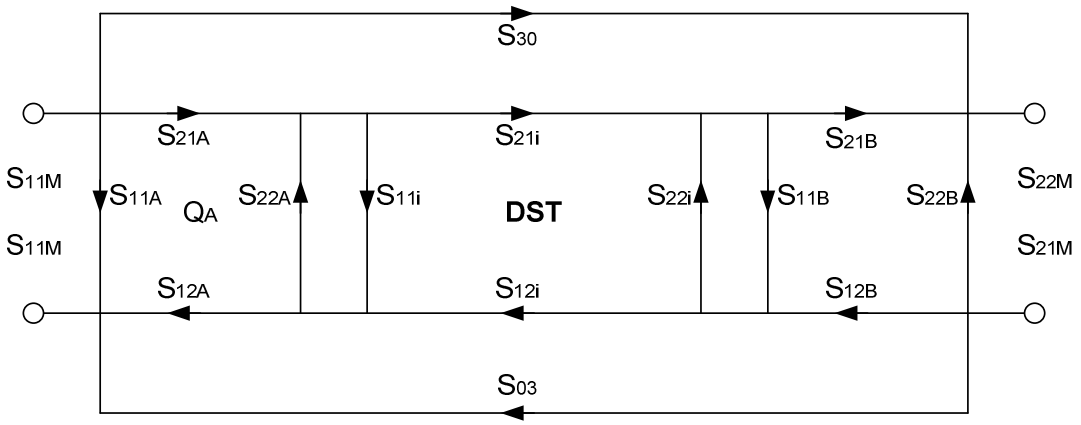


Figure-4.3- graphe de fluence de l'ensemble Q_A + DST + Q_B.

4.2.2.1.2 Les étapes.

<u>a) Etape de connexion directe ou Through :</u>

Cette étape consiste à connecter directement les deux accès (figure- 4.4-) par une ligne de transmission de longueur électrique nulle. Les accès sont identiques et adaptés. Son graphe de fluence est représenté à la figure -4.5- :

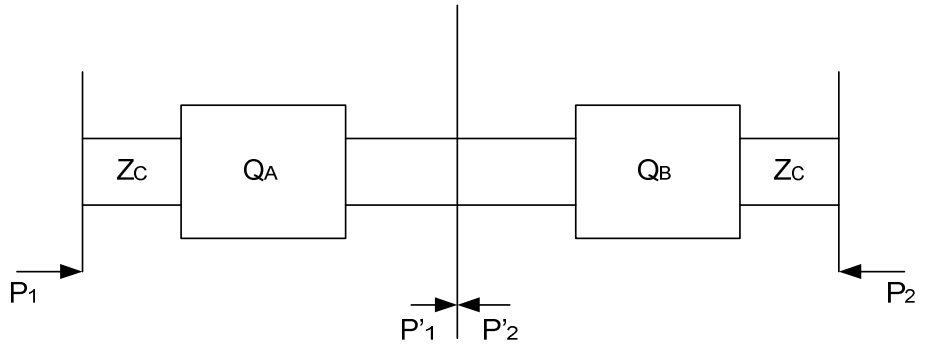


Figure-4.4- connexion directe des accès.

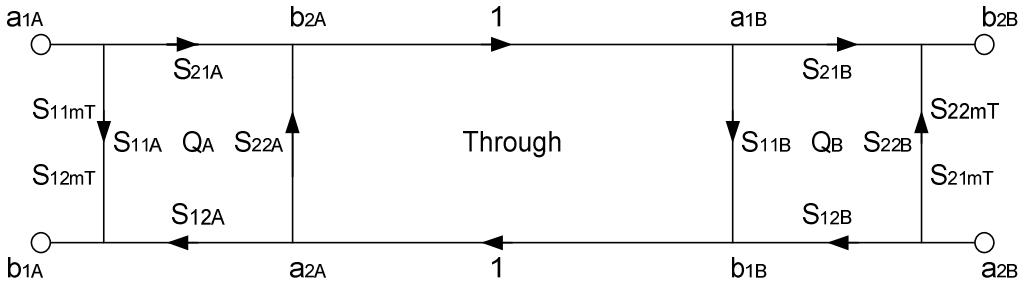


Figure-4.5- graphe de fluence de l'étape Through.

En utilisant les règles de Masson, on peut écrire :

$$S_{11MT} = \frac{b_{1A}}{a_{1A}} = S_{11A} + \frac{S_{21A}\, S_{11B}\, S_{12A}}{1 - S_{22A}\, S_{11B}}$$

$$S_{22MT} = \frac{b_{2A}}{a_{2A}} = S_{22B} + \frac{S_{12B}\, S_{22A}\, S_{21B}}{1 - S_{22A}\, S_{11B}}$$

$$S_{12MT} = \frac{b_{1A}}{a_{2B}} = \frac{S_{12B}\, S_{12A}}{1 - S_{22A}\, S_{11B}}$$

$$S_{21MT} = \frac{b_{2B}}{a_{1A}} = \frac{S_{21A}\, S_{21B}}{1 - S_{22A}\, S_{11B}}$$

<u>b) Etape de ligne à retard ou Line :</u>

Elle consiste à séparer les accès par un tronçon de ligne de longueur L non critique (figure -4.6-). Son graphe de fluence est représenté par la figure -4.7-. Cette longueur est choisie pour qu'aux deux extrémités de la bande de travail, le déphasage introduit par le tronçon soit différent de k^{π}. Sinon cette étape se confond avec la première dont le déphasage entre les accès est nul (devenant

ainsi transparent). Quand à la solution mathématique, elle conduira à une ambiguïté telle que cette solution ($S_{12A}\ S_{21A} = 0$) est physiquement exclue car il s'agirait d'une coupure des accès.

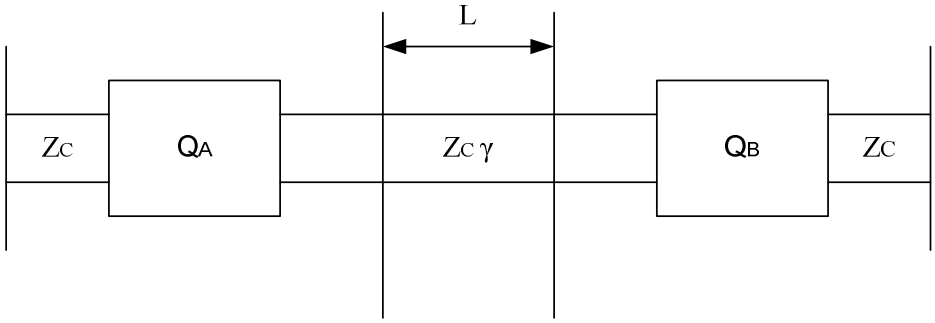


Figure-4.6- tronçon de longueur « L » inséré entre Q_A et Q_B.

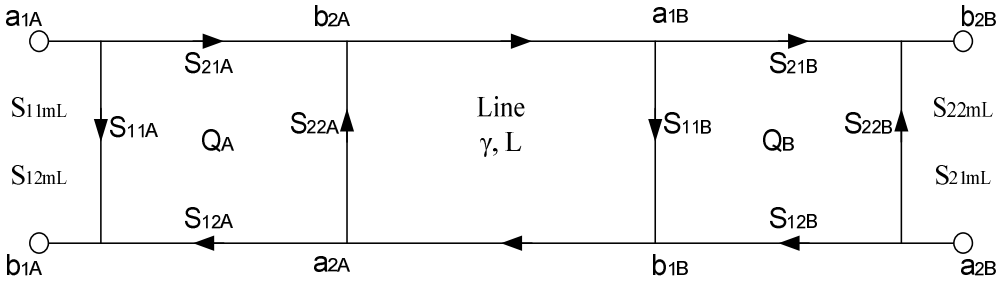


Figure-4.7- graphe de fluence de l'étape Line.

En utilisant la règle de Masson, on obtient :

$$S_{11ML} = \frac{b_{1A}}{a_{1A}} = S_{11A} + \frac{S_{21A}\, e^{-\gamma L} S_{11B} e^{-\gamma L}\, S_{12A}}{1 - S_{22A}\, S_{11B} e^{-2\gamma L}}$$

$$S_{22ML} = \frac{b_{2A}}{a_{2A}} = S_{22B} + \frac{S_{12B}\, S_{22A}\, S_{21B} e^{-2\gamma L}}{1 - S_{22A}\, S_{11B} e^{-2\gamma L}}$$

$$S_{12ML} = \frac{b_{1A}}{a_{2B}} = \frac{S_{12B}\, S_{12A} e^{-\gamma L}}{1 - S_{22A}\, S_{11B} e^{-2\gamma L}}$$

$$S_{21ML} = \frac{b_{2B}}{a_{1A}} = \frac{S_{21A}\, S_{21B} e^{-\gamma L}}{1 - S_{22A}\, S_{11B} e^{-2\gamma L}}$$

Après calcul on trouve :

$$S_{11A} = \frac{S_{11MT} - \frac{S_{12MT}}{S_{21ML}} S_{11ML} e^{2\gamma L}}{1 - \frac{S_{12MT}}{S_{12ML}} e^{2\gamma L}}$$

$$S_{22B} = \frac{S_{22MT} - \frac{S_{21MT}}{S_{21ML}} S_{22ML} e^{2\gamma L}}{1 - \frac{S_{21MT}}{S_{21ML}} e^{2\gamma L}}$$

Les termes qui restent à déterminer sont :

S_{22A} , $S_{12A}\, S_{21A}$ pour Q_A

S_{11B} , $S_{12B}\, S_{21B}$ pour Q_B

Et les doubles produits $S_{21A}\, S_{21B}$, $S_{12A}\, S_{12B}$.

<u>c) Etape Reflect :</u>

Il s'agit ici de déterminer chaque accès A et B par une même charge de coefficient de réflexion très élève (proche de 1). En pratique, les accès sont des lignes ouvertes, ce qui correspond au circuit ouvert de la TRL (figure -4.8-). Son graphe de fluence est représenté par la figure -4.9-.

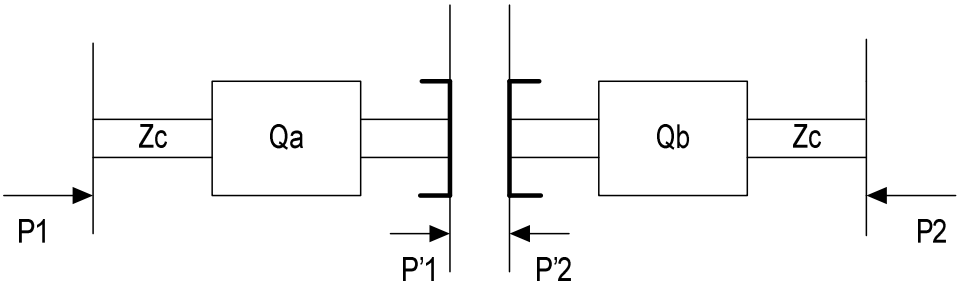


Figure-4.8- circuit ouvert aux terminaux de chaque quadripôle d'accès A.

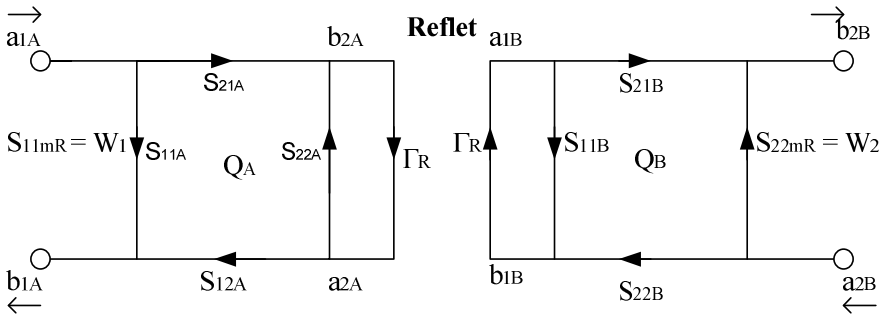


Figure-4.9-graphe de fluence de l'étape Reflect.

Les paramètres mesurés en réflexion sont :

$$S_{11MR} = W_1 = \frac{b_{1A}}{a_{1A}} = S_{11A} + \frac{S_{21A}\, \Gamma_R\, S_{12A}}{1 - S_{22A}\, \Gamma_R}$$

$S_{22MR} = W_2 = \frac{b_{2B}}{a_{2B}} = S_{22B} + \frac{S_{12B}\,\Gamma_R\,S_{21B}}{1-\,S_{11B}\,\Gamma_R}$

On pose :

A = $\frac{S_{21A}S_{12A}}{S_{22A}}$ B = $(W_1 - S_{11A})$

C = $\frac{S_{21B}S_{12B}}{S_{11B}}$ D = $(W_2 - S_{22B})$

Et en prenant :

E = $(S_{11MT} - S_{11A})$

Après calcul, on obtient :

$$S_{22A} = \pm\sqrt{\frac{1+\frac{C}{D}}{\left(1+\frac{A}{B}\right)\left(1+\frac{A}{E}\right)}}$$

$$S_{11B} = \pm\sqrt{\frac{1+\frac{A}{B}}{\left(1+\frac{C}{D}\right)\left(1+\frac{A}{E}\right)}}$$

Le choix d'une bonne racine doit être fait sinon on a :

$\frac{1}{\Gamma_R} = S_{22A}(1+\frac{A}{B})$, implique : $S_{22A} = \frac{1}{\Gamma_R}\ \frac{1}{1+\frac{A}{B}}$

S_{22A} Doit être choisie en fonction de la valeur de Γ_R et de sa phase. Dans le cas d'un circuit ouvert : Γ_R = 1 et Φ_R = 0, implique : $S_{22A} = \frac{1}{1+\frac{A}{B}}$

A partir de S_{22A}, nous déterminerons successivement :

S_{11B} Puis $S_{21A}\,S_{12A} = AS_{22A}$ et $S_{21B}\,S_{12B} = CS_{11B}$

Quand aux doubles produits, ils sont obtenus :

$S_{12B}\,S_{12A}$ = (1- $S_{22A}\,S_{11B}$) S_{12MT}

$S_{21A}\,S_{21B}$ = (1- $S_{22A}\,S_{11B}$) S_{12MT}

4.2.2.1.3 Expression des S_{ij} intrinsèques.

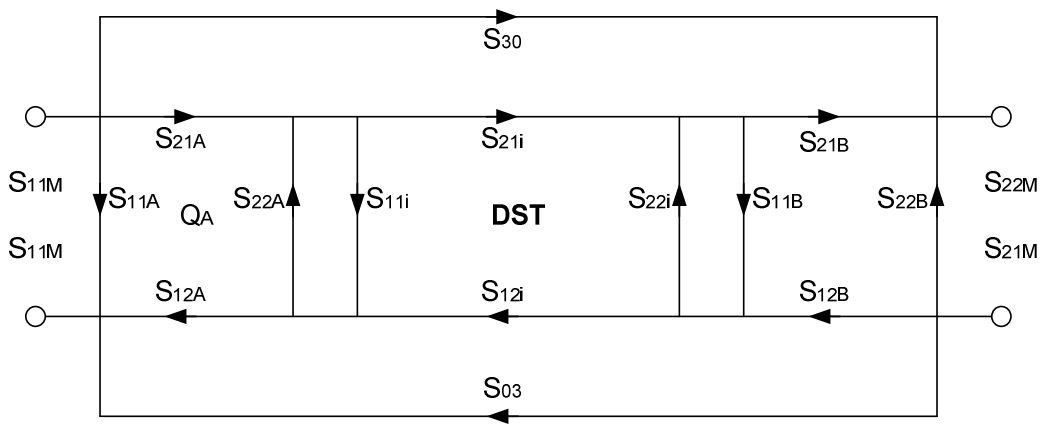


Figure-4.10- graphe de fluence de l'ensemble Q_A + DST + Q_B.

Le graphe de fluence montre qu'il y'à trois boucles du premier ordre et une boucle du deuxième ordre :

$L_1 = S_{22A}S_{11i}, S_{22i}S_{11B}, S_{21i}S_{11B}S_{12i}S_{22A}$

$L_2 = S_{22A}S_{11i}S_{22i}S_{11B}$

$S_{11M} - S_{11A} = \frac{S_{12A}S_{21A}[S_{11i}+S_{21i}S_{12i}\,S_{11B}-S_{11i}\,S_{22i}S_{11B}\ ]}{\Delta}$

$S_{22M} - S_{22A} = \frac{S_{12B}S_{21B}[S_{22i}+S_{21i}S_{12i}\,S_{22A}-S_{11i}\,S_{22i}S_{22A}\ ]}{\Delta}$

$S_{21M} - S_{30} = \frac{S_{21A}S_{21B}S_{21i}}{\Delta}$

$S_{12M} - S_{03} = \frac{S_{12A}S_{12B}S_{21i}}{\Delta}$

Avec $\Delta = 1 - (S_{21A}S_{11i} + S_{22i}S_{12i}\,S_{11B}\,S_{22A}) + S_{22A}\,S_{11i}S_{11B}\,S_{22i}$

A partir de ces quatre équations on peut déduire les S_{ij}.

4.2.2.1.4 Conclusion :

Chacun des vrais paramètres S_{ij} dependra donc de 4 termes mesurés et de 10 termes d'erreurs qui sont connues. Huit sont déterminés par les trois mesures : Through, Reflect, Line et les deux termes d'isolation S_{30} et S_{03} sont mesurés directement.

4.2.2.2 La méthode SOLT.

La méthode SOLT (Short, Open, Load et Thru) consiste à mesurer des charges étalons en réflexion SOL : court-circuit (Short), circuit ouvert (Open), charge adaptée (Load) ; et de connecter les deux câbles reliés à la cellule pour le calibrage en transmission (Thru).

- Pour une calibration en réflexion « one-port », nous cherchons seulement S_{11} , la figure-4.11- résume ce cas.

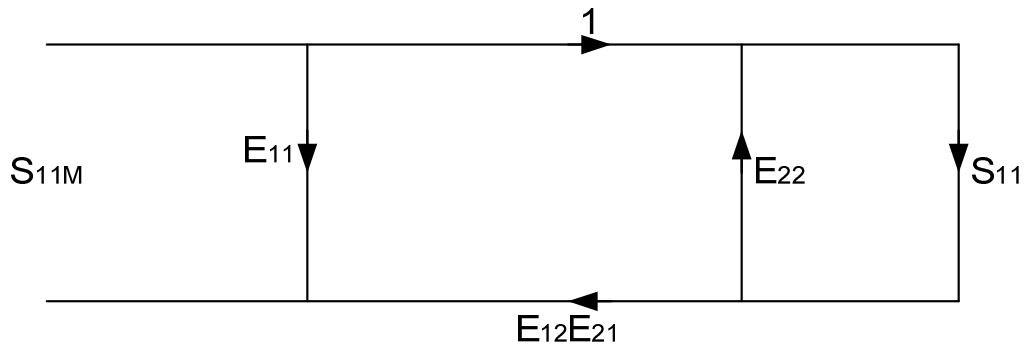


Figure-4.11- Diagramme de fluence de l'influence des erreurs sur la mesure de S_{11}.

Avec :

S_{11M} = S_{11} mesuré ; S_{11} relatif au composant ; E_{11} = erreur liée à la directivité du coupleur ; E_{22} = erreur liée à la source ; E_{12} E_{21} = erreur liée à la réponse fréquentielle.

Par la règle de Masson, on aura :

$$S_{11M} = E_{11} + E_{12}\, E_{21} \frac{S_{11}}{1 - E_{22}\, S_{11}}$$

Le but est de trouver S_{11}.

Si les charges référence sont idéales :

$$S_{11CA} = 0$$
$$S_{11CO} = 1$$
$$S_{11CC} = -1$$

On aura :

$$E_{11} = S_{11m\,CA}$$
$$E_{22} = \frac{2\, S_{11m\,CA} - S_{11m\,CC} - S_{11m\,CO}}{S_{11m\,CC} - S_{11m\,CO}}$$
$$E_{12}\ E_{21} = \frac{2(S_{11m\,CO} - S_{11m\,CA}) - (S_{11m\,CC} - S_{11m\,CA})}{S_{11m\,CC} - S_{11m\,CO}}$$

- Pour une calibration en réflexion et en transmission « full-2-port », nous cherchons S_{11} et S_{21} (dans le cas d'un quadripôle passif et symétrique), la figure-4.12- représente ce cas.

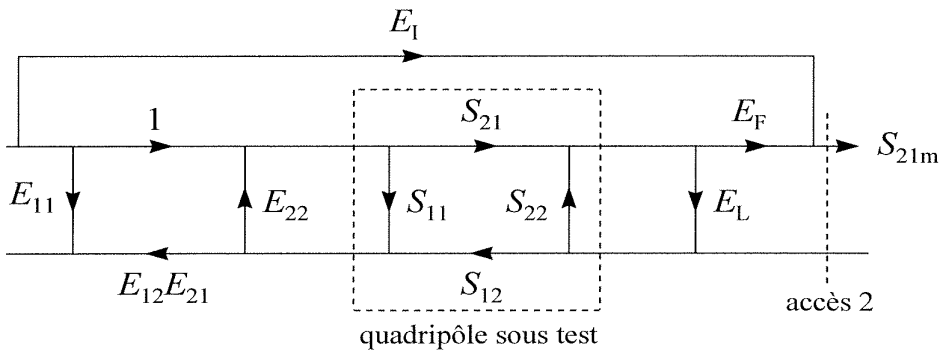


Figure-4.12- graphe de fluence avec les erreurs de mesure de S_{11} et S_{21}.

Avec :

E_{11}, E_{22} et E_{12} E_{21} sont les erreurs définies précédemment, on introduit E_I : erreur d'isolation, E_F : erreur de réponse en fréquence et E_L : erreur de l'adaptation de la charge.

Par la règle de Masson :

$$S_{11M} = E_{11} + \frac{S_{11}\,E_{12}\,E_{21}(1-S_{22}\,E_L)+S_{21}\,E_L\,S_{12}\,E_{12}\,E_{21}}{1-(E_{22}\,S_{11}+S_{22}\,E_L+S_{21}\,E_L\,S_{12}\,E_{22}+E_{22}\,S_{11}\,S_{22}\,E_L)}$$

$$S_{11M} = E_{11} + \frac{E_{12}\,E_{21}}{1-E_{22}\,S_{11}}\left[S_{11} + \frac{S_{11}^2\,E_L}{1-S_{11}(E_L+E_{22})+E_L\,E_{22}(S_{11}^2-S_{21}^2)}\right]$$

$$S_{21M} = E_I + \frac{S_{21}\,E_F}{1-(E_{22}\,S_{11}+S_{22}\,E_L+S_{21}\,E_L\,S_{12}\,E_{22}+E_{22}\,S_{11}\,S_{22}\,E_L)}$$

$$S_{21M} = E_I + \frac{S_{21}\,E_F}{1-S_{11}(E_L+E_{22})+E_L\,E_{22}(S_{11}^2-S_{21}^2)}$$

Nous déterminons alors E_I E_F et E_L par le biais de deux mesures, l'une concernant l'isolation entre les accès 1 et 2, l'autre relative à l'élément « thru ». Ainsi, on obtient :

$$E_I = S_{21M\,ISO}$$

$$E_F = \frac{(S_{21M\,TH}-S_{21M\,ISO})\,E_{12}\,E_{21}}{S_{21\,TH}[E_{12}\,E_{21}+E_{22}(S_{21M\,TH}-E_{11})}$$

$$E_L = \frac{S_{11M\,TH}-E_{11}}{S_{21\,TH}^2[E_{12}\,E_{21}+E_{22}(S_{11M\,TH}-E_{11})}$$

En réalité, le système inclut un isolateur sur l'accès 2 qui rend le terme d'adaptation de la source E_L négligeable. (figure-4.13-)

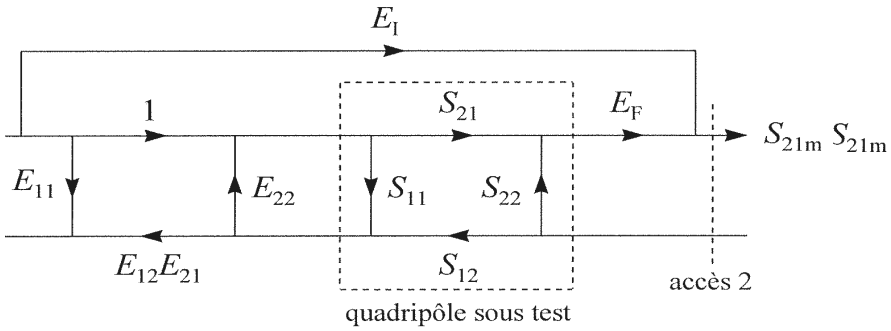


Figure-4.13- simplification de la figure-4.12-

Après la simplification du graphe de fluence, les expressions deviennent :

$$S_{11M} = E_{11} + \frac{E_{12}\, E_{21}\, S_{11}}{1 - E_{22}\, S_{11}}$$

$$S_{21M} = E_I + \frac{E_F\, S_{21}}{1 - E_{22}\, S_{11}}$$

Et les erreurs seront comme suit :

$$E_I = S_{21M\,ISO}$$

$$S_{21M} = \frac{S_{21M\,TH} - S_{21M\,ISO}}{S_{21\,TH}}$$

$$E_L = 0$$

Et ainsi nous déduisons les valeurs des coefficients de réflexion et de transmission :

$$S_{11} = \frac{S_{11M} - E_{11}}{E_{12}\, E_{21} + E_{22}(S_{11\,M} - E_{11})}$$

$$S_{21} = \frac{E_{12}\; E_{21}(S_{21\,M} - E_I)}{E_F\,[E_{12}\, E_{21} + E_{22}(S_{11\,M} - E_{11})]}$$

4.3 Conclusion.

Le calibrage ou l’étalonnage d’un système de mesure est une étape indispensable pour rendre les résultats précis et fiables ; notamment définir le vrai plan de mesure d’un dispositif sous test. Et cette partie de ce travail nous a montré toute l’importante de cette opération, et son efficacité à travers les différentes méthodes existantes.

Conclusion générale.

Conclusion générale.

Omniprésentes, les hyperfréquences font partie de notre quotidien technologique, et l'avènement récent des radiotéléphones portables témoigne de leur généralisation. Cette évolution des systèmes hyperfréquences a contribué, en parallèle, à l'apparition et la conception de nouveaux instruments de mesure correspondants, et leur développement au fil des recherches et découvertes.

Particulièrement, cet essor à bénéficié à un dispositif de mesure permettant de mettre en évidence les principaux paramètres qualitatifs d'un système hyperfréquence, il s'agit de l'analyseur de réseaux vectoriel.

Cet appareil devenu incontournable dans les hyperfréquences, a subi plusieurs évolutions, et cela en développant plusieurs structures de son architecture interne qui le caractérise ; grâce notamment aux nouvelles technologies en terme de moyens, techniques et supports de transmission.

Le travail qui nous a été confié, consiste en l'étude de l'une des architectures de ce dispositif de mesure. Elle présente l'avantage d'être à la fois simple et sophistiqué. Mais comme tout système, l'existence de défauts et d'imperfections nous a poussés à élaborer des méthodes de correction et d'étalonnage.
En premier lieu, il a fallu intervenir sur les imperfections dues aux différents éléments du dispositif. En suite, le calibrage du système par des méthodes propres à ce type d'appareils et ce genre d'applications.

Il reste maintenant à donner à cette étude une application sur le terrain, c'est-à-dire sa fabrication et ainsi apporter un développement à cet instrument de mesure. Pour cela on aimerait doter notre laboratoire de micro-ondes de cet appareil très précieux, et pouvoir le concevoir dans le cadre d'un projet pratique confié à des étudiants.

ANNEXES

Annexe 1.

Graphes de fluence et règle de Masson.

1. Graphes de fluence :

Le graphe de fluence est constitué de nœuds et d'arcs formant des cascades et des boucles représentant un système d'équations.

Un graphe de fluence est un moyen élégant de représenter et d'analyser le phénomène de réflexion et de transmission dans un circuit microonde. En effet, une fois la topologie du graphe établie, les relations entre les variables peuvent être déterminées à partir des règles de Masson.

On donne ici quelques graphes de fluence:

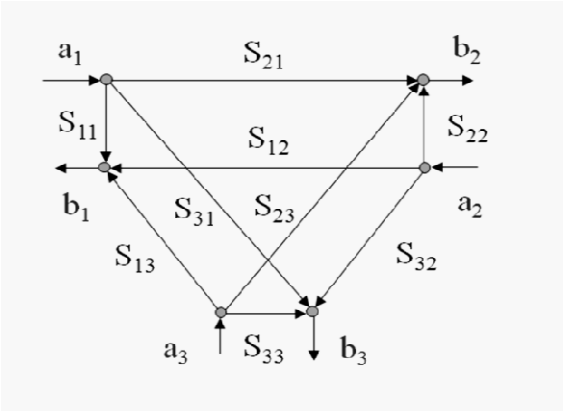


Figure-1- graphe de fluence d'une jonction à trois accès.

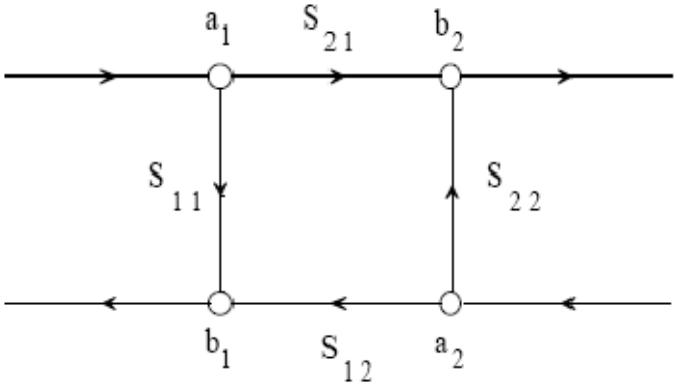


Figure-2- graphe de fluence d'un quadripôle.

2. La règle de Masson :

La règle de Masson permet de lire un graphe de fluence, et de trouver le gain qui relie une source à un nœud donné.

Règle de Masson :

$$T = \frac{C_1\left[1-\sum L_1'^2+L_2'^2-.....\right]+C_2\left[1-\sum L_1'^3+L_2'^3-.....\right]+ .....}{1-\sum L_1+\sum L_2-\sum L_3}$$

L_1 : Boucle du 1er ordre.

L_2 : Boucle du 2ème ordre (produit de deux boucles du 1er ordre non adjacentes).

L_2 : Boucle du 3ème ordre (produit de deux boucles du 2ème ordre non adjacentes).

L_i^j : Boucle d'ordre i non adjacente au jème chemin.

C : Un chemin.

Annexe 2.

Généralités sur les lignes micro ruban.

Une ligne microstrip est constituée d'un ruban conducteur placé sur une face d'un matériau diélectrique dont l'autre face constitue un plan de masse (figure-3) L'exemple le plus connu de ligne micro ruban est le circuit imprimé double face dont l'une des faces est entièrement cuivrée.
De nombreuses études ont montré qu'une telle ligne de transmission est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electromagnétique), c'est à dire que les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation.

L'impédance caractéristique d'un microstrip dépend de ses dimensions et de la nature du matériau isolant.
On trouve dans la littérature plusieurs équations empiriques complexes permettant de calculer l'impédance caractéristique à partir des données géométriques ou inversement de déterminer les dimensions permettant d'obtenir une ligne d'impédance donnée.

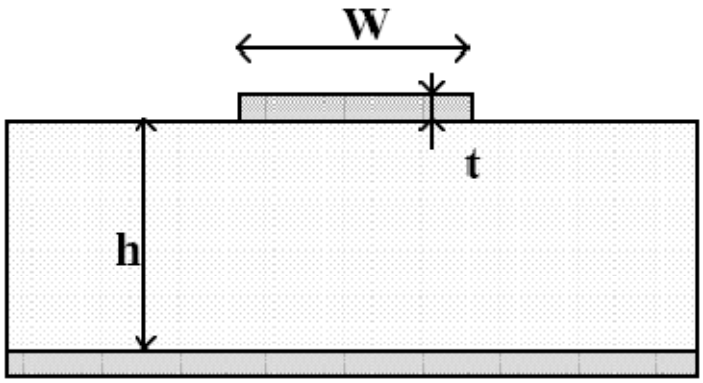


Figure-3- constitution d'une ligne micro ruban.

Les formules les plus précises sont dues à E. O. Hammerstad et ont été publiées en 1975.
La complexité de ces formules les rend quasi inexploitables à la main, mais une fois rentrées dans un tableur tel qu'EXCEL, elles constituent un outil très précieux.
Ces équations utilisent les paramètres suivants:

Z0 impédance caractéristique de la ligne.

W largeur de la piste .

t épaisseur de la piste.

h épaisseur du diélectrique.

εr Constante diélectrique du matériau isolant (permittivité relative).

Equations de synthèse :

Un premier jeu d'équation permet de calculer le rapport W/h correspondant à une impédance Z0 donnée. Pour une meilleure précision on utilise deux équations différentes selon la valeur de W/h :

Pour W/h<2 :

$$\frac{W}{h} = \frac{8\exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$

Avec :

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r}\right)$$

Pour W/h>2 :

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi}\left\{B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r + 1}{2\varepsilon_r}\left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r}\right]\right\}$$

Avec :

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$$

Equations d'analyse :

Ces équations permettent de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne microstrip (micro ruban) dont on connaît les dimensions. Pour une meilleure précision on utilise ici encore deux équations différentes selon la valeur de W/h:
Pour W/h<1 :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right)$$

Avec :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[\left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2\right]$$

Pour W/h>1 :

$$Z_0 = \frac{120\pi/\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667\ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right)}$$

Avec :

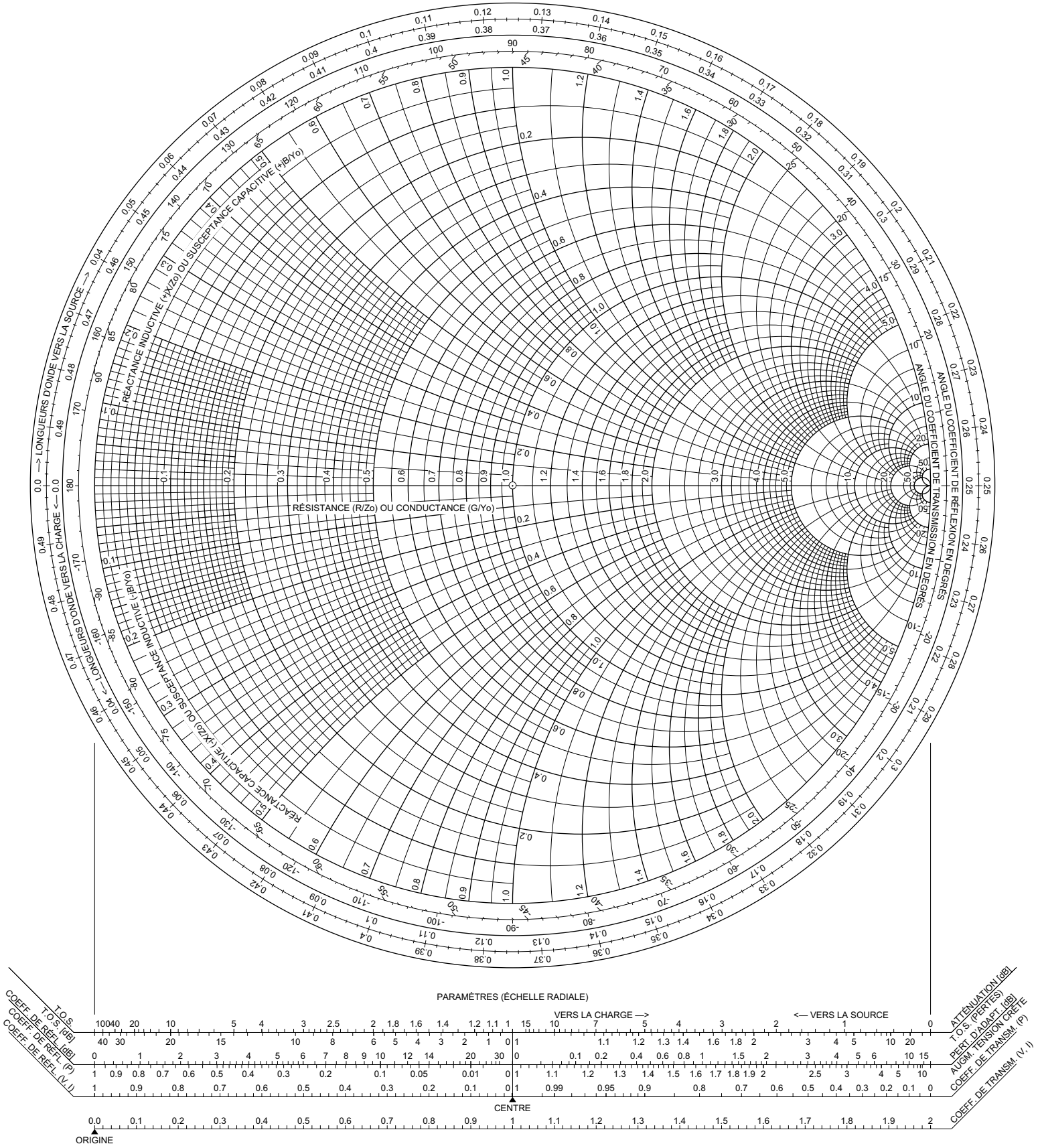
$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

Annexe 3.

Abaque de Smith.

Abaque de Smith

COORDONNÉES EN IMPÉDANCE OU ADMITTANCE NORMALISÉES



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE.

[1] BADOUAL Robert « Les micro-ondes : circuits, micro-rubans, fibres. »Edition Masson, Janvier 1995.

[2] BADOUAL Robert « Les micro-ondes : composants, antennes, fonctions, mesures. » Edition Masson, Janvier 1995.

[3] COMBES Paul Francis « Micro-ondes : circuits passifs, propagation, antennes. » Edition Dunod, avril 1997.

[4] G. MATTHAEL « Microwave filters, impedance – matching networks- and coupling structures. »Edition Artech house, Nov. 1985.

[5] CARR Joseph « Réception des hautes fréquences. »Edition Publitronic /Elektor, Décembre 1997.

[6] « Micro-ondes : Problèmes et exercices. »Edition Dunod, Octobre 1989.

[7] VANDES VORST André « Bases de l'ingénierie micro-ondes »Edition De Boeck Université.

[8] Conception des composants micro ruban.

Http : //pagesperso-orange.fr/pfe-hyper/accueil.html

[9] Http: //perso.citi.insa-lyon.fr/mgautier/media/Gautier_JNM_09.pdf

[10] http:// iut-tice.ujf-grenoble.fr/odf/visualisation_mat_pdf

[11] Http: //cel.archives-ouvertes.fr /docs/.../Chap3CircuitsMicrondes.ppt

[12] http:// mitec.iemn.univ-lille1.fr

[13] http:// www.bde.enseeiht.fr/clubs/ieee/documents

[14] http://www.esiee.fr

[15] http://extraerg.enserg.fr/fr/form/...
/tp2atst_vect07_nav_poly_final.pdf

[16] www.cnam.fr