

100

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT :

Electronique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION
D'UN COUPLEUR DIRECTIF
EN LIGNE - RUBAN

LE NATIONAL POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

Proposé par :
K. GRABOWSKI

Etudié par :
BOUATTOU.N
IDDIR .N

Dirigé par :
K. GRABOWSKI



PROMOTION :
JANVIER 1984

RESUME

Le but de notre projet est l'étude et la réalisation d'un "Coupleur Directif" en ligne ruban et plus particulièrement le coupleur 3. dB.

SUMMARY

The objet of this thesis is to study and to realise a Directionnel coupleur in stipline technic and particulaire rely the hybrid coupler.

ملخص

الموضوع : المشروع الذى كلفنا بدراسته يتمثل فى الدراسة النظرية والتطبيقية لموصل توجيهه بتقنية الخط الشريطى وبالاخص الموصول من النوع ، 3

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier très vivement, Monsieur K.GRABOWSKI, Professeur à l'ENF, pour l'aide et les conseils, qu'il nous a prodigués tout au long de ce projet.

Nous tenons aussi à remercier :

- Mr. BELKACEMI = Chef du laboratoire hyperfréquences à L'ENITA.
- Les membres du Département de Mécanique de L'ENITA.
- Les membres du Département de Mécanique de L'ENF et spécialement Mr. EL-OUALI .
- Les membres du Laboratoire Hyperfréquence de L'ENF.

Nous remercions enfin tous ceux qui par leur aide morale ou matérielle, nous ont permis de réaliser ce Mémoire.

A mon Père, A ma Mère
A mes Frères, A mes Soeur
A mes Amis

IDIR - NABIL.

A mon Père
A ma Mère
A mes Frères
Et surtout à mes Amis.

BOUATTOU - NADIR.

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE I - INTRODUCTION :

- I.1 - Description d'un coupleur directif.
- I.2 - Définition d'un coupleur directif idéal.
- I.21 - Matrice de répartitions (S) d'un coupleur directif idéal.
- I.22 - Propriétés.
 - 221 - Conditions sur les amplitudes et les phases des S_{ij} .
 - 222 - Choix des plans de références.
 - 223 - Coupleur symétrique.
 - 224 - Coupleur asymétrique.
- I.3 - Coupleur directif réel.
- I.31 - Définitions des paramètres d'un coupleur directif.
 - 311 - Définition du niveau d'affaiblissement.
 - 312 - Définition du niveau de couplage ou couplage.
 - 313 - Définition de l'isolation.
 - 314 - Définition de la directivité.
- I.4 - Coupleur hybride ou coupleur 3 dB idéal.
- I.41 - Définition.
- I.42 - Matrice de répartition (S).
 - 421 - L'hybride 90° .
 - 422 - L'hybride 180° .
- I.5 - Réalisations possibles en technique intégrée.
- I.51 - Le coupleur à branches (Branch Line Coupler).
- I.52 - Le coupleur en cercle (Rat Race).
- I.53 - Coupleurs à interaction répartie.

CHAPITRE II - LES LIGNES RUBANS :

- I.1 - Description des lignes rubans.
- I.2 - Impédance caractéristique d'une ligne ruban d'épaisseur zéro.
 - 21 - La transformation de Schwartz-Cristoffel.
 - 22 - Calcul de la capacité.
 - 23 - Détermination de la première transformation conforme.
 - 24 - Détermination de la seconde transformation conforme.
- I.3 - Impédances caractéristiques d'un ruban d'épaisseur t .

CHAPITRE III - THEORIE DES COUPLEURS A BRANCHES :

- III.1 - Description.
- III.2 - Détermination des S_{ij} du quadriporte en ligne ruban à deux branches.
- III.21 - Etat "a" du quadriporte.
- III.22 - Etat "b" du quadriporte.
- III.23 - Expression des S_{ij} du quadriporte en fonction des S_{ij} des quadripôles "mode pair" et "mode impair".
- III.24 - Calcul des S_{ij} des quadripôles "mode pair" et "mode impair".
 - 241 - Quadripôle "mode pair".
 - 242 - Quadripôle "mode impair".
- III.25 - Conditions pour que le quadriporte soit un coupleur directif.
 - 251 - Cas ou $2 = = / 4$.
- III.41 - Etude de l'hybride.
 - 411 - Comportement de l'hybride en fonction de la fréquence.
 - 412 - Comportement de l'hybride en fonction de la réalisation.
 - 413 - Comportement des coupleurs directifs en fonction de la désadaptation.
- III.5 - Quadriportes en ligne ruban à plusieurs branches.

CHAPITRE IV - APPLICATIONS DES COUPLEURS DIRECTIFS :

- IV.1 - Les applications de l'hybride 90° .
- IV.11 - Réduction du VSWR.
 - 111 - Amplificateur équilibré.
 - 112 - Modulateur d'amplitude, d'impulsion et commutateur.
- IV.12 - Deuxième configuration.
 - 121 - Amplificateur à diode funnel.
 - 122 - Déphaseur.
 - 123 - Déphaseur électronique.
 - 124 - Atténuateur à diode PIN.
- IV.13 - Autres montages.
 - 131 - Diplexeur.
 - 132 - Mélangeur.
 - 133 - Modulateur équilibré.

IV.2 - Applications des coupleurs directifs, dans les circuits de mesure.

IV.21 - Source à débit constant.

IV.22 - Source de fréquence stabilisée.

IV.23 - Réflectomètre.

IV.24 - Discriminateur de fréquence.

CHAPITRE V - REALISATION PRATIQUE :

V.1 - Description de la transition.

V.21 - Réalisation de la première maquette.

V.22 - Réalisation de la deuxième maquette.

V.23 - Réalisation de la troisième maquette.

V.3 - Réalisation de la maquette finale.

V.4 - Réalisation du coupleur.

V.5 - Mesures.

V.51 - Adaptation des transitions.

V.52 - Mesures des paramètres du coupleur 3 dB.

V.53 - Conclusion.

Conclusion Générale.

Annexe.

-- THEME DU PROJET --

Dans ce projet, on se propose de réaliser et de donner les paramètres d'un coupleur directif construit en technique stripline (Ligne Ruban). Pour pouvoir mesurer les paramètres de ce circuit, on a utilisé des guides d'ondes rectangulaires. Seul appareillage disponible au niveau de l'ENF.

Il a donc fallu réaliser des transitions Guide Rectangulaire-Ligne Ruban, d'optimiser ces transitions c'est-à-dire avoir une réflexion aussi faible que possible et une transmission aussi grande que possible.

Ce mémoire se compose de deux grandes parties :
La première se subdivise en quatre chapitres et est consacrée à la théorie.

CHAPITRE I

On définira d'une manière générale les coupleurs. On donnera leurs paramètres de définition et leurs propriétés. On insistera particulièrement sur les hybrides. On donnera aussi les trois configurations possibles du coupleur directif en technique stripline. On explicitera le fonctionnement d'une manière qualitative.

CHAPITRE II

Ici on donnera les paramètres des lignes rubans et notamment le calcul de l'impédance caractéristique pour une épaisseur zéro et les formules empiriques dans le cas où l'épaisseur du ruban est finie.

CHAPITRE III

On traitera de la théorie des coupleurs à branches (à interaction localisée). On donnera la matrice théorique (S) du coupleur qu'on doit réaliser. On étudiera son comportement en fonction de la fréquence, de la désadaptation et des erreurs de réalisation.

CHAPITRE IV

On terminera cette partie théorique par les applications les plus courantes du coupleur directif et spécialement de l'hybride.

CHAPITRE V

Ce chapitre constitue la partie pratique, on décrira les montages réalisés, les problèmes rencontrés et on terminera par les conclusions sur la réalisation de ce montage.

I - INTRODUCTION .

I.1 DESCRIPTION D'UN COUPLEUR DIRECTIF :

Les coupleurs directifs sont des circuits à quatre voies leur rôle consiste à prélever une fraction de l'énergie circulant dans la voie principale lorsqu'elle se propage dans une direction donnée.

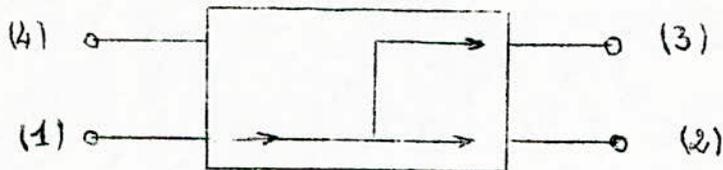


FIG. I.1

Si on excite la voie (1) par un signal, on obtient le partage de ce dernier en (2) et (3) et pratiquement rien ne va en (4).

Dans ce cas la voie (1) → (2) est dite voie principale, la voie (1) → (3) est dite voie couplée et l'accès (4) est alors appelé accès isolé.

Le même raisonnement peut être fait pour les autres voies. Les coupleurs directifs étant des circuits à 4 voies, ils appartiennent donc à la famille des quadriportes ou octopoles.

I.2 DEFINITION D'UN COUPLEUR DIRECTIF IDEAL :

C'est un quadriporte réciproque adapté et sans pertes.

I.21 MATRICE DE REPARTITION (S) D'UN COUPLEUR DIRECTIF IDEAL .

$$(S) = (S_{ij}) \quad i = 1,4 \text{ et } j = 1,4$$

De la définition précédente, on a :

$$S_{ii} = 0 \quad - \text{ adaptation à la jonction} \quad (I.1)$$

$$S_{ij} = S_{ji} \quad - \text{ réciprocity} \quad (I.2)$$

$$(S^*) (S) = I \quad - \text{ absence de pertes} \quad (I.3)$$

unitarité de (S)

En utilisant l'équation matricielle (I.3), on aboutit aux résultats suivants :

$$\begin{aligned}
 S_{14} &= S_{23} = 0 \\
 |S_{12}| &= |S_{34}| \\
 |S_{24}| &= |S_{13}|
 \end{aligned}$$

Et la matrice (S) d'un coupleur directif idéal s'écrira donc

$$(S) = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

I.22 PROPRIETES DES COUPLEURS DIRECTIFS :

I.221 CONDITIONS SUR LES AMPLITUDES ET LES PHASES DES S_{ij}

Si on pose :

$$\begin{aligned}
 S_{12} &= \alpha e^{j\theta} \\
 S_{34} &= \alpha e^{j\varphi} \\
 S_{24} &= \beta e^{j\delta} \\
 S_{13} &= \beta e^{j\gamma}
 \end{aligned}$$

où α et β sont des réels positifs.

De l'équation (I.3), on obtient :

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (I.5)$$

$$S_{12} S_{24}^* + S_{13} S_{34}^* = 0 \quad (4 \times 1)$$

On obtient alors :

$$(\theta + \varphi) - (\gamma + \delta) = \pi \pm 2k\pi \quad (I.6)$$

(I.5) est une condition sur les amplitudes des éléments de la matrice (S) d'un coupleur directif idéal. (I.6) est une condition sur les phases

I.222 CHOIX DES PLANS DE REFERENCE :

En fixant la distance séparant les plans de références aux accès 1 et 2 on peut spécifier $\theta = 0$ de sorte que S_{12} soit réel. On procède de même avec les accès 3 et 4 en posant $\varphi = 0$ la matrice (S) prend alors la forme (I.4).

$$(S) = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\gamma} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\delta} \\ \beta e^{j\gamma} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\delta} & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec :
$$(\gamma + \delta) = \pi \pm 2k\pi \quad (I.8)$$

On peut encore spécifier un des deux arguments qui nous restent mais deux cas représentent alors des conditions particulières de symétrie.

I.223 COUPLEUR SYMETRIQUE :

Dans ce cas, on choisit $\varphi = 90^\circ$ ce qui entraine $\delta = 90^\circ$ et la matrice de répartition (S) à alors la forme :

$$(S) = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

I.224 COUPLEUR ASYMETRIQUE :

Dans ce cas, on spécifie $\varphi = 0$ ce qui entraine $\delta = 180^\circ$.

La matrice (S) prend alors la forme :

$$(S) = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

REMARQUE: Les notions de coupleurs symétrique et asymétrique dépendent non seulement de la structure du composant lui-même mais également du choix des plans de référence. Il est de ce fait toujours possible de transformer un coupleur symétrique en un coupleur asymétrique et vice-versa, En ajoutant des sections de ligne aux accès pour modifier la position des plans de référence.

I.3 COUPLEURS DIRECTIFS REELS :

Les caractéristiques du coupleur directif idéal ne sont qu'approximativement réalisables en réalité. D'une part tout composant réel comporte des pertes, les conditions de conservation d'énergie ne sont donc pas entièrement satisfaites. Il n'est d'ailleurs pas possible d'adapter de façon parfaite, chaque accès du coupleur, surtout quand celui-ci fonctionne sur une gamme étendue de fréquence. Il en résulte que $S_{ii} \neq 0$, par conséquent un transfert de signal apparait au quatrième accès ; l'accès parfaitement isolé du coupleur idéal.

On a $S_{14} \neq 0$ et $S_{23} \neq 0$

I.31 DEFINITIONS DES PARAMETRES D'UN COUPLEUR DIRECTIF

I.311 DEFINITION DU NIVEAU D'AFFAIBLISSEMENT :

On le définit comme étant le quotient des signaux à la sortie et à l'entrée correspondant au transfert maximum de puissance entre deux accès.

$$A_{dB} = -10 \log \frac{P_2}{P_1} = -20 \log |S_{12}| \quad (I.11)$$

I.312 DEFINITION DU NIVEAU DE COUPLAGE OU COUPLAGE.

On le définit comme le rapport de la puissance du signal à l'entrée de la voie principale par celle au second accès couplé.

$$C = - 10 \log \frac{P_2}{P_1} = - 20 \log | S_{13} | \quad (I.12)$$

I.313 DEFINITION DE L'ISOLATION.

Le transfert résiduel de signal entre deux accès isolés d'un coupleur est appelé isolation, on définit alors :

$$I_{dB} = - 10 \log \frac{P_4}{P_1} = - 20 \log | S_{14} | \quad (I.13)$$

I.314 DEFINITION DE LA DIRECTIVE.

On le définit comme le rapport de la puissance qui sort de l'accès isolé et de celle qui sort de l'accès couplé.

$$D_{dB} = I - C = - 10 \log \frac{P_4}{P_3} = - 20 \log \left| \frac{S_{14}}{S_{13}} \right| \quad (I.14)$$

I.4 COUPLEUR HYBRIDE OU COUPLEUR 3 dB IDEAL.

I.41 DEFINITION :

Le terme hybride appliqué à un coupleur ou à une jonction est lié à la division égale du signal entre les deux accès couplés, on parle généralement de coupleur ou de jonction 3 dB.

I.42 MATRICE DE REPARTITION (S) D'UN COUPLEUR HYBRIDE.

On a dans ce cas : $\alpha = \beta$

De (I.5), on tire :

$$\alpha = \beta = 1/\sqrt{2} \quad (I.15)$$

Et la matrice (S) a la forme :

$$(S) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & e^{j\theta} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & e^{j\theta} \\ e^{j\theta} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & e^{j\theta} & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Avec la même condition (I.8)

$$(\theta + \delta) = \pi \pm 2k\pi$$

I.421 HYBRIDE 90°

Dans ce cas $\gamma = 90^\circ$, ce qui entraîne $\delta = 90^\circ$ et la matrice (S) devient alors :

$$(S) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Les signaux sortants par la voie principale et par la voie couplée sont déphasés de 90° .

I.422 HYBRIDE 180°

Dans ce cas $\gamma = 0$ ce qui entraîne $\delta = 180^\circ$ et la matrice (S) est donc :

$$(S) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Les signaux sortants par la voie principale et la voie couplée sont ici déphasés de 180° .

I.5 REALISATIONS POSSIBLES EN TECHNIQUE INTEGREE.

On a trois réalisations possibles de coupleurs directifs en technique ruban. On peut les séparer en deux groupes, les coupleurs à interaction localisée et ceux à interaction répartie.

I.51 LE COUPLEUR A BRANCHE (BRANCH LINE COUPLER).

Le coupleur est formé de deux rubans principaux qui sont reliés entre eux par deux branches.

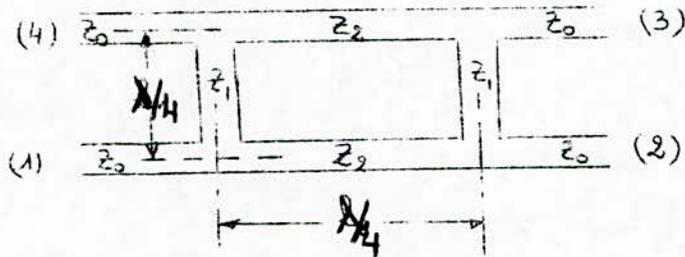


fig-I.2

Si un signal part de (1), on retrouve une partie en (2) et une partie en (3) et théoriquement rien en (4).

Le couplage est ici fonction de la largeur des différentes branches ou des différentes impédances caractéristiques des lignes.

L'étude complète de ce coupleur sera donnée au chapitre II.

I.52 LE COUPLEUR EN CERCLE (RAT RACE).

Le coupleur qui a été décrit précédemment a un déphasage de 90°, tandis que celui-ci a un déphasage de 180°.

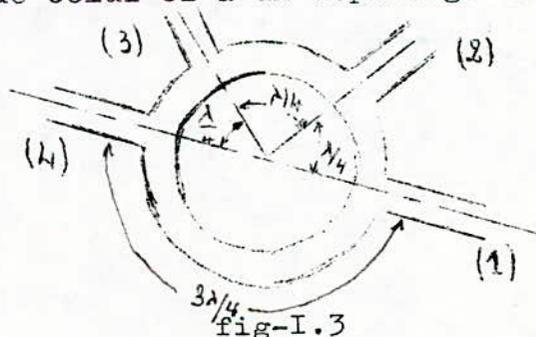


fig-I.3

Ici aussi le couplage est fonction de la largeur du ruban (Impédances caractéristiques).

Si on excite par exemple la porte (1), on a deux signaux (2) et (4) déphasés de 180° et théoriquement rien en (3).

Si par contre on excite la porte (3) on aurait alors deux signaux en phase on (2) et (4) et rien en (1).

REMARQUE:

Les coupleurs sont construits pour une fréquence de travail bien précise d'où la grande dépendance de ces coupleurs^u fonction de la fréquence, généralement la bande de fréquence de travail est très limitée. C'est le principal inconvénient de ces coupleurs

Pour y remédier, on met en cascade plusieurs coupleurs et la bande de fréquence est plus grande. Une étude plus approfondi sera donnée au chapitre III .

I.55 LES COUPLEURS A INTERACTION REPARTIES :

Ils sont construits de la manière suivante, on met à proximité de la ligne principale une seconde ligne où le champ électromagnétique de la première ligne induira un signal. Une partie de la puissance de la première ligne est alors couplée à la ligne secondaire.

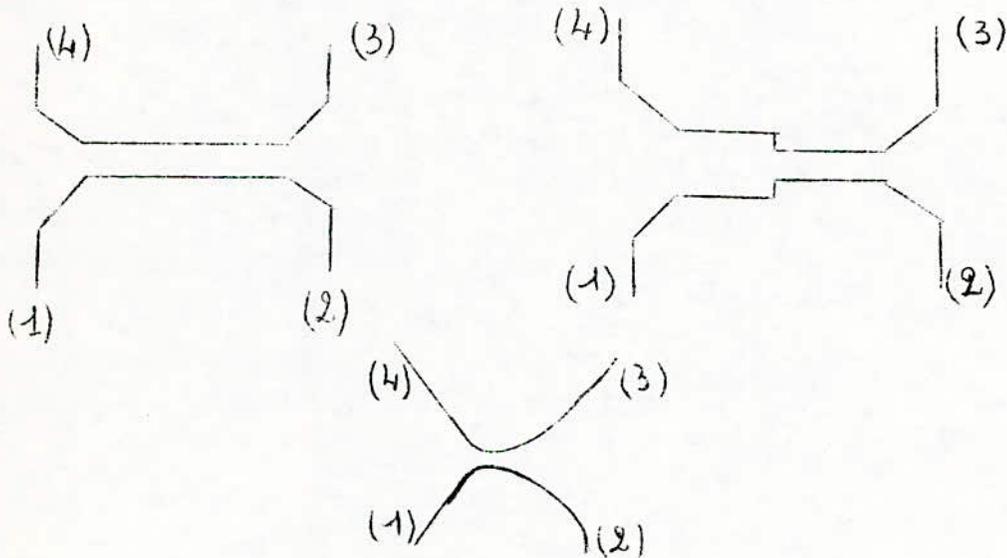


fig-I.3

La puissance couplée est ici fonction des impédances des modes pair et impair. Suivant la longueur de la zone d'interaction on aura une ou l'autre des portes qui est isolée.

On peut trouver une étude complète de ce coupleur dans [1.]

Ici aussi, la réponse n'est bonne que pour une seule fréquence. Pour augmenter la bande passante on utilise une cascade de coupleurs.

LES LIGNES RUBANS

II.1 DESCRIPTION DES LIGNES RUBANS.

Cette ligne de transmission est constituée d'un ruban conducteur très fin qui est placé entre deux diélectriques qui sont pris en sandwich par deux plaques métalliques (plans de masse).

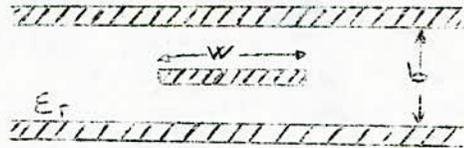


fig.II1

Ce montage est aussi appelé montage triplaque.

Si la largeur des plaques extérieures est grande par rapport à celle du ruban, on a le champ électrique qui est localisé au niveau du ruban et la propagation est alors en mode TEM.

On a alors une vitesse de phase : $V_p = C/\sqrt{\epsilon_r}$

C étant la vitesse dans le vide.

Et une longueur d'onde de propagation : $\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$

Avec λ_0 : une longueur d'onde dans le vide.

Pour le calcul des caractéristiques de ces lignes c'est-à-dire principalement pour le calcul de l'impédance caractéristique Z_c

On déterminera, dans un premier temps l'impédance caractéristique pour un ruban d'épaisseur zéro.

Pour un ruban d'épaisseur finie, on donnera des formules approximatives dont les précisions sont assez bonnes. La détermination exacte de Z_c , dans ce cas, est très complexe.

II.2 IMPEDANCE CARACTERISTIQUE D'UNE LIGNE RUBAN D'EPAISSEUR ZERO

On sait que pour une ligne sans pertes propageant le mode TEM, on a :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

et $\sigma_p = 1/\sqrt{LC}$

d'ou

$$\epsilon_c = 1 / \sigma_p C$$

(II.1)

Il suffit donc de calculer C pour pouvoir déterminer l'impédance caractéristique.

La méthode choisie ici pour le calcul de la capacité est la transformation conforme et plus précisément la transformation de Schwartz-Cristoffel.

On peut utiliser cette transformation grâce au théorème suivant :

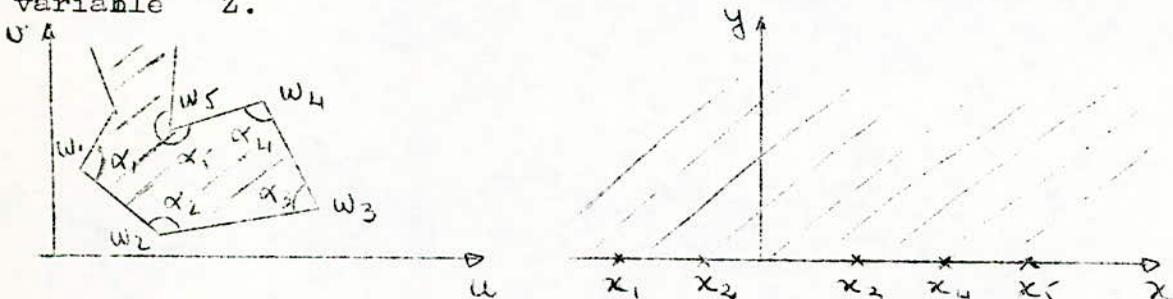
THEOREME:

Dans une transformation conforme, la capacité est un invariant.

La démonstration de ce théorème se trouve dans [2] .

II.21 LA TRANSFORMATION DE SCHWARTZ-CRISTOFFEL.

Cette transformation transforme l'intérieur d'un polygone dans le plan de la variable W en un demi-plan dans le plan de la variable Z.



Plan de la variable W

Plan de la variable Z

$$\frac{dw}{dz} = A (z-x_1)^{\frac{\alpha_1}{\pi}-1} (z-x_2)^{\frac{\alpha_2}{\pi}-1} \dots (z-x_n)^{\frac{\alpha_n}{\pi}-1}$$

d'ou :
$$W = A \int (z-x_1)^{\frac{\alpha_1}{\pi}-1} \dots (z-x_n)^{\frac{\alpha_n}{\pi}-1} dz + B$$

(A.2)

II.22 CALCUL DE LA CAPACITE:

On doit calculer la capacité de la fig-II.1 (a), mais pour des raisons de symétrie, on ne calculera que la capacité de la fig-II.1 (b).

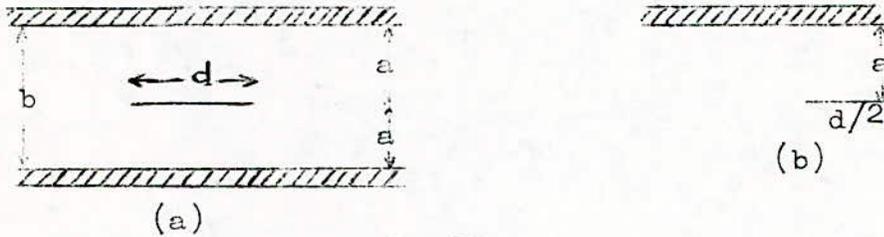


fig-II.1

II.23 DETERMINATION DE LA PREMIERE TRANSFORMATION CONFORME:

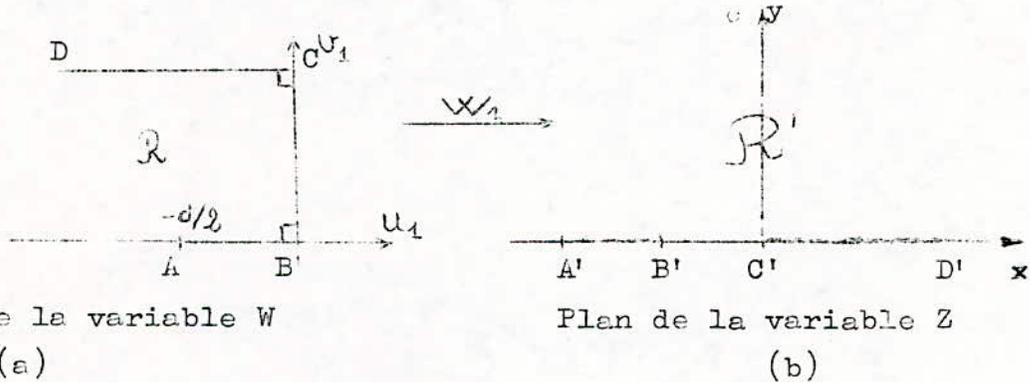


fig-II.2

On a deux angles droits (B et C), d'où :

$$\frac{dw_1}{dz} = A(z+1)^{-1/2} z^{-1/2}$$

$$w_1 = A \int \frac{dz}{\sqrt{z(z+1)}} + B = A \int \frac{dz}{\sqrt{(z+\frac{1}{2})^2 - \frac{1}{4}}} + B$$

$$w_1 = 2A \int \frac{dz}{\sqrt{[2(z+\frac{1}{2})]^2 - 1}} + B$$

On pose :

$$t = 2z + 1 \Rightarrow dt = 2 dz$$

d'où :

$$w_1 = A \int \frac{dt}{\sqrt{t^2 - 1}} + B$$

$$w_1 = A \operatorname{argch} t + B$$

$$w_1 = A \operatorname{argch}(2z+1) + B$$

Pour définir complètement W_1 , il faut calculer les constantes A et B. On les détermine à partir des couples de points (C, C') et (B, B') .

$$(B, B') \Rightarrow 0 = A \operatorname{argch}(-1) + B \Rightarrow 0 = A j\pi + B$$

$$(C, C') \Rightarrow ja = A \operatorname{argch}(1) + B \Rightarrow ja = B$$

d'où $B = ja$ et $A = -\frac{a}{\pi}$

finalement (II.2) devient :

$$W_1 = -\frac{a}{\pi} \operatorname{argch}(2Z+1) + ja \quad \text{II.3}$$

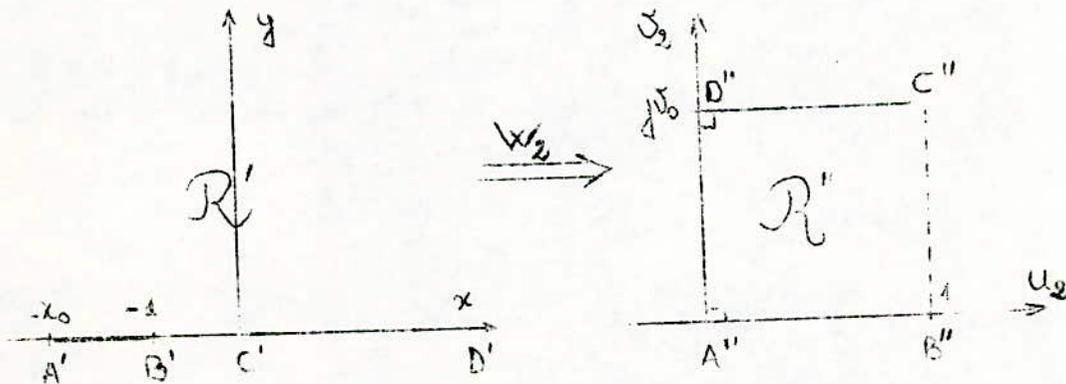
Détermination de X_0 :

De (II.3), on tire X_0 (A' dans le plan Z)

$$-d/2 = -\frac{a}{\pi} \operatorname{argch}(-2Z_0 + 1) + ja$$

ce qui nous donne :

$$X_0 = \operatorname{ch}^2 \frac{\pi d}{4a} \quad \text{II.4}$$



II.4 DETERMINATION DE LA 2ème TRANSFORMATION W2 :

On applique toujours la transformation de Schwartz-Crisp (voir Fig-II.3) .

On a alors :
$$\frac{dW_2}{dz} = A (z+z_0)^{-\frac{1}{2}} (z+1)^{-\frac{1}{2}} z^{\frac{1}{2}}$$

$$W_2 = A \int \frac{dz}{\sqrt{z(z+1)(z+z_0)}} + B$$

On fait le changement de variable suivant :

On fait le changement de variable suivant : $z = -\lambda^2$

$$W_2 = \frac{2\delta A}{\sqrt{x_0}} \int_0^{\sqrt{-z}} \frac{d\lambda}{\sqrt{(1-\lambda^2)(1-\frac{\lambda^2}{x_0})}}$$

$$W_2 = \frac{2\delta A}{\sqrt{x_0}} \Delta n^{-1} \left(\sqrt{-z}, \frac{1}{\sqrt{x_0}} \right) + B$$

II.5

Où Δn^{-1} est une fonction elliptique dont les valeurs sont données par des tables.

On détermine les constantes A et B grâce aux couples de points (A', A'') et (B', B'').

$$(A', A'') \rightarrow 0 = \frac{2\delta A}{\sqrt{x_0}} \Delta n^{-1} \left(\sqrt{x_0}, \frac{1}{\sqrt{x_0}} \right)$$

$$(B', B'') \rightarrow 1 = \frac{2\delta A}{\sqrt{x_0}} \Delta n^{-1} \left(1, \frac{1}{\sqrt{x_0}} \right)$$

De ces 2 équations, on tire A et B .

Détermination de Vo :

On calcule Vo à partir du couple : (C', C'')

$$1+jV_0 = \frac{2\delta A}{\sqrt{x_0}} \Delta n^{-1} \left(0, \frac{1}{\sqrt{x_0}} \right) + B$$

$$V_0 = j(1-B) \quad = 0$$

On posant : $\Delta n^{-1} \left(1, \frac{1}{\sqrt{x_0}} \right) = K(x_0)$

$$\Delta n^{-1} \left(\frac{1}{k}, k \right) = K(k) - j K(\sqrt{1-k^2})$$

Ce qui nous donnera :

$$V_0 = \frac{K(1/\sqrt{x_0})}{K(\sqrt{1-1/x_0})}$$

II

On a alors un condensateur plan :

$\frac{C'}{L} = \epsilon_0 \frac{S}{d}$ C' : capacité de la ligne ruban.

$C = 4\epsilon_0 \frac{1}{V_0}$ C : capacité lineique.

$= \frac{4\epsilon_0}{V_0}$ ou V_0 est donné par (II.6) .

L'impédance caractéristique s'écrit alors :

$Z_c = 30\pi V_0$

REMARQUE N°1 :

Les fonctions K sont données dans les tables JAHNKE et EMCH, La formule de Z_c donnée ci-dessus est une formule simple mais il faut recourir à des fonctions spéciales. Pour un diélectrique de permittivité ϵ_r , Z_c est de la forme:

$Z_c = \frac{30\pi V_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$

REMARQUE N°2:

On a posé dans ce paragraphe

$d = w$: largeur du ruban

$a = b/2$: distance qui sépare les 2 plans de masse

Dans tout ce qui suivra, on utilisera le couple de paramètres (b, w) .

III 3 IMPEDANCE CARACTERISTIQUE D'UN RUBAN D'EPAISSEUR t

Dans le paragraphe précédent, pour la détermination de la valeur exacte de l'impédance caractéristique, on a employé des fonctions spéciales. Dans le cas où l'épaisseur n'est pas négligeable le problème se complique et le calcul devient laborieux. La méthode soit la même.

Pour cela, on donnera ici des formules empiriques qui sont assez précises, de l'ordre de 10^{-2} et 10^{-3} . Cette précision est très bonne vu les tolérances de fabrication de notre...

31 PREMIERE FORMULE (METHODE DE (COHN):

On peut trouver ces équations dans [3]

1er cas :

$$\frac{w}{b-t} \leq 0,35$$

$$\frac{t}{b} \leq 0,11$$

avec:

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 60 \rho_n \frac{4b}{\pi d}$$

$$d = \frac{w}{2} \left[1 + \frac{t}{w} \left(1 + \rho_n \frac{4\pi w}{t} + 0,31 \pi \left(\frac{t}{w} \right)^2 \right) \right]$$

2è cas :

$$\frac{w}{b} \geq 0,35$$

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = \frac{94,15}{\frac{w/b + C'_f}{1-t/b}}$$

avec:

$$C'_f = \frac{1}{\pi} \left[\frac{2}{1-t/b} \rho_n \left(\frac{1}{1-t/b} + 1 \right) - \left(\frac{1}{1-t/b} - 1 \right) \rho_n \left(\frac{1}{(1-t/b)^2} - 1 \right) \right]$$

On a les courbes de la figure (II.4) qui donnent Zc fonction de w/b et comme paramètre t/b .

Les courbes de la figure (II.5) nous donnent aussi Zc pour les valeurs usuelles de t/b .

La précision de ces formules est mauvaise pour w/b

Ces formules ont une précision de 10⁻²

32 DEUXIEME FORMULE :

pour 15π ≤ Zc ≤ ∞

$$Z_c \sqrt{\epsilon_r} = 60 \rho_n \left[2 \frac{\sqrt{\cosh\left(\frac{\pi w}{2b}\right) + 1}}{\sqrt{\cosh\left(\frac{\pi w}{2b}\right) - 1}} \right]$$

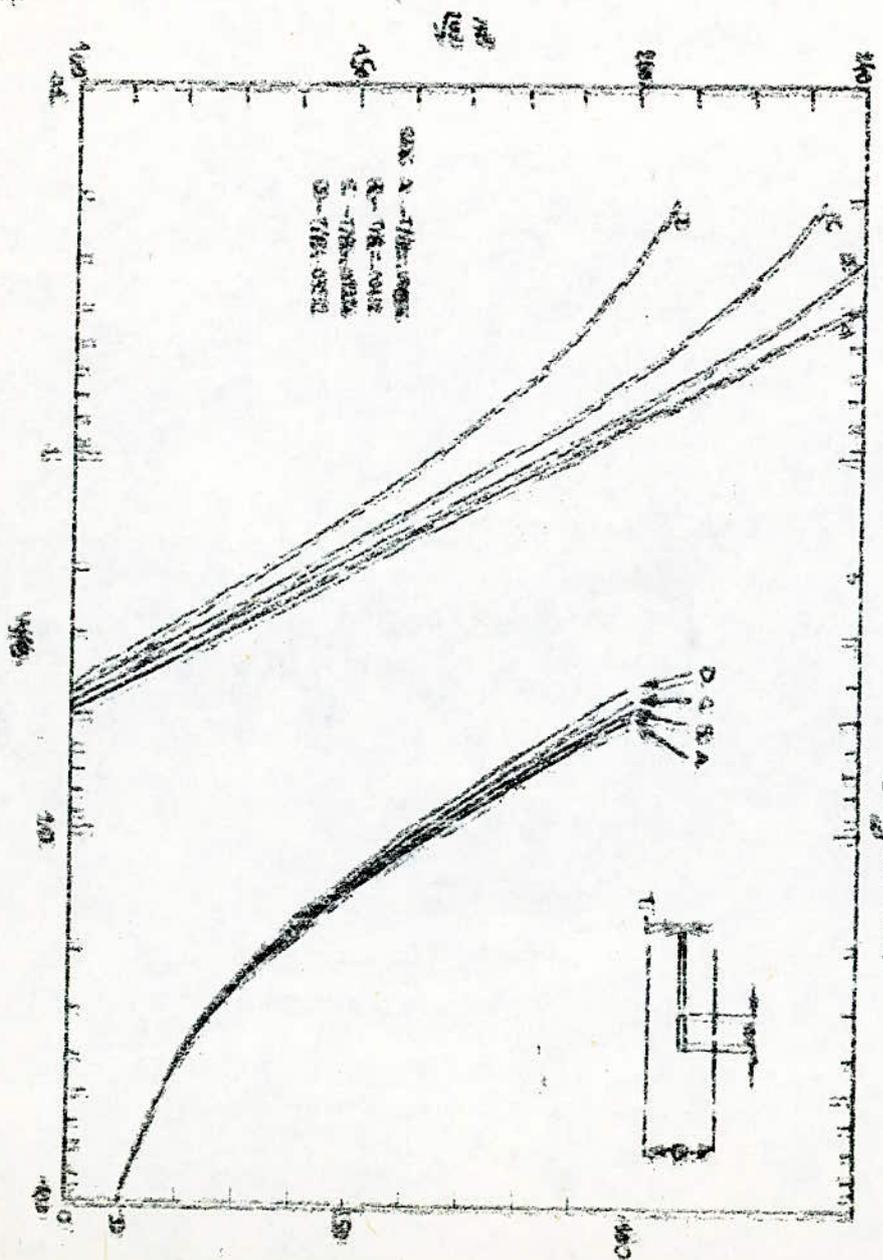
pour 0 ≤ Zc ≤ 15π

$$Z_c \sqrt{\epsilon_r} = \frac{15 \pi^2}{2 \sqrt{\epsilon_r} \ln \left[2 \sqrt{\cosh \frac{\pi w}{2b}} \right]}$$

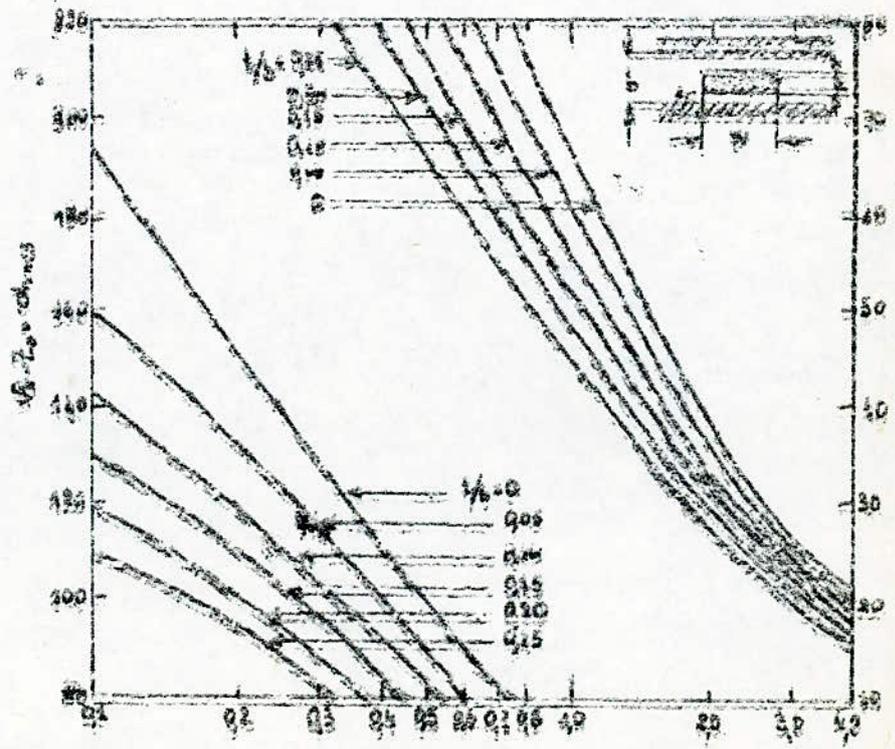
Ces formules ont été tirées de [4]. Elles sont plus précises elles ont une précision de 10⁻³

TROISIEME FORMULE

$$Z_c =$$



(Fig II. 5)



w/b
(Fig II. 4)

THEORIE DES COUPLEURS A BRANCHES

III.1 DESCRIPTION :

Considérons le quadripote en ligne ruban de la figure

III.1

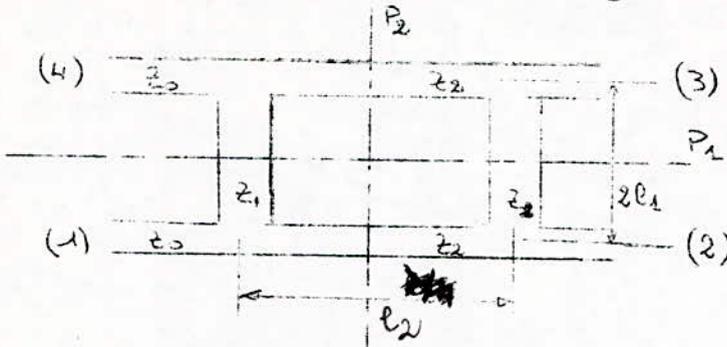


Fig.III.1

Il est comme la ligne ruban (chapitre II) placé entre 2 plans conducteurs (plan de masse) et il est séparé des plans conducteurs par un diélectrique (technique ruban). Le problème qui se pose à nous est de trouver la matrice de répartition (β) de ce quadripote, de définir le cas où ce quadripote est un coupleur directif. Nous donnerons ensuite la matrice (S) du coupleur à deux branches pour 2 cas.

Cas 1: $2l_1 = l_2 = \lambda/4$

Cas 2: $2l_1 = l_2 = 3\lambda/4$ (Voir Annexe)

Et on terminera ce chapitre par une étude du coupleur 3db qui fera l'objet de notre réalisation.

III.2 DETERMINATION DES S_{ij} DU QUADRIPORTE EN LIGNE RUBAN A DEUX BRANCHES.

Le quadripote représenté par la Fig-III.1 possède les caractéristiques suivantes :

1. Il a 2 plans de symétrie P_1 et P_2
2. Il est réciproque
3. Il est non dissipatif (les pertes par effet Joule dans les conducteurs et les pertes dans le diélectrique sont négligeables)

La matrice (S) de ce quadripote s'écrit :

$$(S) = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{11} & S_{12} \\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

On a quatre paramètres à déterminer pour définir complètement la matrice (S) de ce quadripote (S_{11} , S_{12} , S_{13} , S_{14}). Pour cela, on considère l'état suivant de ce quadripote.

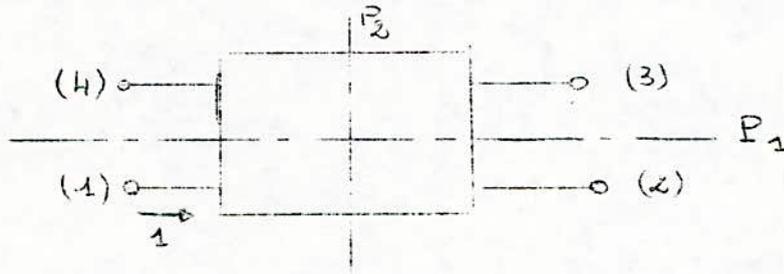


Fig-III.2

La porte (1) est excitée par une onde tension unité.

L'état précédent (Fig-III.2) est équivalent à la superposition des deux états suivants du même quadripote.

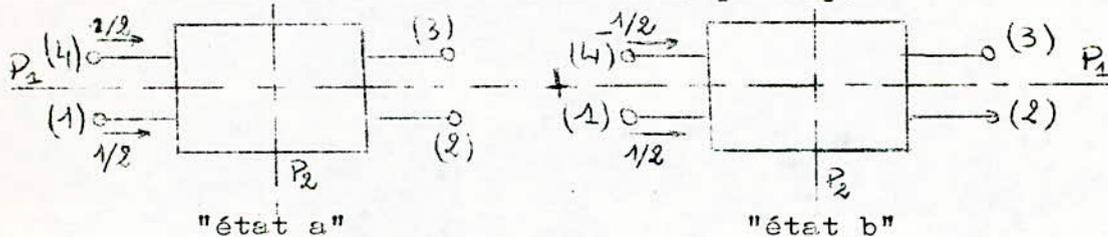


fig-III.3

III.21 "ETAT a" DE NOTRE QUADRIPOTE

Les ondes tensions sur les lignes (1,2) et (4,3) ont même amplitude et même polarité. Tous les points P_i appartenant à l'axe P_1 sont alors des points où l'onde courant est nulle. Ils sont donc considérés comme des circuits ouverts. Le mode de propagation pour cet état est appelé mode "TEM pair" et notre quadripote sera considéré comme l'association de deux quadripôles identiques entre eux et identiques au quadripôle suivant :

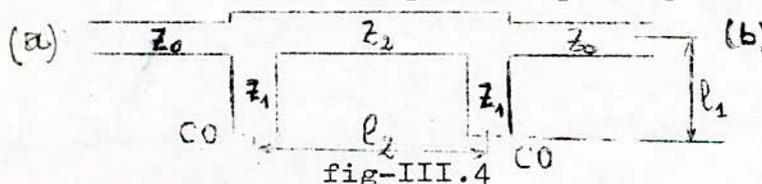


fig-III.4

Ce quadripôle sera noté par la suite "quadripôle mode pair"

III.22 "ETAT b" DE NOTRE QUADRIPORTE:

Les ondes tensions sur les lignes (1,2) et (4,3) ont même amplitude mais des polarités opposées. Tous les points P_i appartenant à l'axe P_1 sont alors des points où le potentiel est nul. Ils sont alors considérés comme des courts-circuits. Le mode de propagation pour cet état est appelé mode (TEM impair) et notre quadriporte sera considéré comme l'association de deux quadripôles identiques entre eux et identiques au quadripôle suivant.

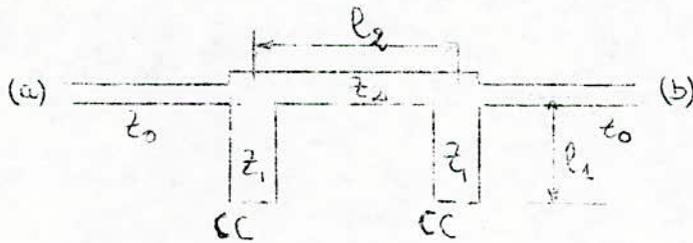


Fig-III.5

Ce quadripôle sera noté par la suite par "quadripôle mode impair".

Les deux modes de propagations (modes "TEM pair" et "TEM impair") sont identiques au mode de propagation TEM et de ce fait ces deux modes ont alors la même constante de propagation, ils ont donc la même vitesse de phase.

III.23 EXPRESSION DES S_{ij} DU QUADRIPORTE EN FONCTION DES S_{ij} DES QUADRIPOLES "MODE PAIR" ET "MODE IMPAIR".

Soient respectivement S_{a1e} et S_{a1o} , les coefficients de réflexion et de transmission du "quadripôle mode pair" et S_{a2e} et S_{a2o} les coefficients de réflexion et de transmission du "quadripôle mode impair", on a :

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{1}{2} (S_{a1e} + S_{a2o}) \\
 S_{12} &= \frac{1}{2} (S_{a1e} + S_{a2e}) \\
 S_{13} &= \frac{1}{2} (S_{a1e} - S_{a2o}) \\
 S_{14} &= \frac{1}{2} (S_{a1o} - S_{a2e})
 \end{aligned}
 \tag{III.2}$$

III.24 CALCUL DES S_{ij} DES QUADRIPOLES "MODE PAIR" ET "MODE IMPAIR"

Dans tout ce qui suivra, on notera :

$$a = \cos \beta l_2 \quad \text{III.3}$$

$$b = \sin \beta l_2 \quad \text{III.4}$$

$$c = \text{tg } \beta l_1 \quad \text{III.5}$$

III.241 QUADRIPOLE "MODE PAIR".

Dans ce cas notre quadripôle est équivalent au quadripôle suivant :

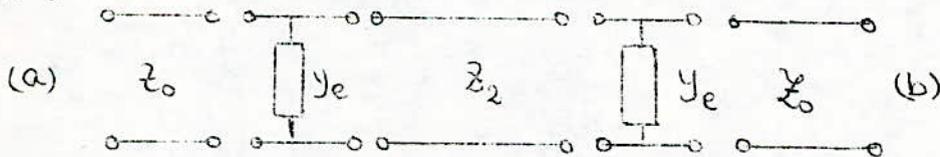


Fig-III.6

où $Y_e = j \frac{c}{z_1}$ est l'admittance du circuit ouvert ramenée aux plans des transitions Z_0, Z_2 et Z_2, Z_0

$$A_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{c}{z_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & j b t_2 \\ j \frac{b}{z_2} & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{c}{z_1} & 1 \end{bmatrix}$$

$$A_e = \begin{bmatrix} \frac{z_1 a - z_2 b c}{z_1} & j t_2 b \\ j \frac{2 z_1 z_2 a c - z_2^2 b c^2 + z_1^2 b}{z_1^2 z_2} & \frac{z_1 a - z_2 b c}{z_1} \end{bmatrix} \quad \text{III.6}$$

Les relations S_{aae} et S_{abe} nous donnent :

$$S_{aae} = \frac{j [z_1^2 z_2^2 b - 2 z_1 z_2 z_0^2 a c + z_2^2 z_0^2 b c^2 - z_1^2 z_0^2 b]}{D_e}$$

$$S_{abe} = \frac{2 z_0 z_1^2 z_2}{D_e} \quad \text{III.7}$$

$$D_e = 2 [z_1^2 z_2 z_0 a - z_2^2 z_0 z_1 b c] + j [z_2^2 z_1^2 b + 2 z_1 z_2 z_0^2 a c - z_2^2 z_0^2 b c^2 + z_1^2 z_0^2 b]$$

III.242 "QUADRIPOLE MODE IMPAIR".

Dans ce cas, le quadripôle de la figure III.5 est équivalent au quadripôle suivant :

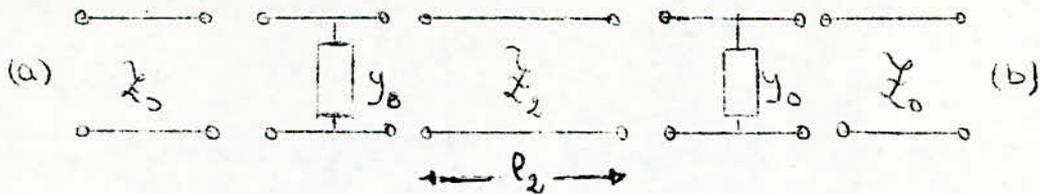


Fig-III.7

où $Y_0 = -j \frac{1}{Z_1 c}$ est l'admittance du court circuit ouvert ramenée au plan de transition Z_0 , Z_2 et Z_2 , Z_0

$$A_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j/Z_1 c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & j b t_2 \\ j \frac{b}{t_2} & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_2 c} & 1 \end{bmatrix}$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} \frac{Z_1 a c + Z_2 b}{Z_1 c} & j Z_2 b \\ -j \frac{2 Z_1 Z_2 a c + Z_2^2 b - Z_1^2 b c^2}{Z_1^2 Z_2 c^2} & \frac{Z_1 a c + Z_2 b}{Z_1 c} \end{bmatrix} \quad \text{III.3}$$

Les relations :

$$S_{aao} = j \frac{Z_1^2 Z_2^2 b c^2 + 2 Z_1 Z_2 t_0 a c + Z_2^2 Z_0^2 b - Z_1^2 Z_0^2 b c^2}{D_0} \quad \text{III.9}$$

$$S_{abo} = \frac{2 Z_0 Z_1 Z_2 c^2}{D_0}$$

$$D_0 = 2 [Z_1^2 Z_2 t_0 a c^2 + Z_2^2 t_0 b c] + j [Z_1^2 Z_2^2 b c^2 - 2 Z_1 Z_2 t_0 a c - Z_2^2 Z_0^2 b + Z_1^2 Z_0^2 b c^2]$$

Les S_{ij} de la matrice de transmission du quadriporte sont donnés par les équations (III.2). Ces termes dépendent des paramètres suivants.

- a - Longueur des bras parallèles (branches) et des bras séries.
- b - Largeur des bras d'accès, des bras série et des bras parallèles et donc des impédances caractéristiques de chaque bras.
- c - De la fréquence d'excitation.

III.25 CONDITION POUR QUE LE QUADRIPORTE SOIT UN COUPLEUR DIRECTIF:

Le quadriporte est un coupleur directif si les deux conditions suivantes sont remplies:

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0 \\ S_{14} &= 0 \end{aligned} \tag{III.10}$$

Nous avons choisi les voies (1) et (4) complètement découplées. Ceci nous donne un système de deux équations à 6 inconnues ($Z_0, Z_1, Z_2, l_1, l_2, \beta$).

III.251 CAS PARTICULIER OU $2l_1 = l_2 = \lambda/4$

Dans ce cas les fréquences et les longueurs des bras parallèles et séries sont fixés à $2l_1 = l_2 = \lambda/4$, ceci entraîne

$$\begin{aligned} a &= 0 \\ b &= 1 \\ c &= 1 \end{aligned}$$

Les relations (III.7) et (III.9) deviennent :

$$\begin{aligned} S_{aee} &= j \frac{z_1^2 z_2^2 + z_2^2 z_0^2 - z_1^2 z_0^2}{D_e} \\ S_{abe} &= \frac{2 z_0 z_1 z_2}{D_e} \\ S_{aao} &= j \frac{z_1^2 z_2^2 + z_2^2 z_0^2 - z_0^2 z_1^2}{D_o} \\ S_{abo} &= \frac{2 z_0 z_1 z_2}{D_o} \end{aligned} \tag{III.11}$$

Avec

$$\begin{aligned} D_e &= -2 z_2^2 z_1 z_0 + j [z_1^2 z_2^2 - z_0^2 z_2^2 + z_1^2 z_0^2] \\ D_o &= 2 z_2^2 z_1 z_0 + j [z_1^2 z_2^2 - z_0^2 z_2^2 + z_1^2 z_0^2] \end{aligned}$$

REMARQUE :

Les termes de la matrice (S) précédente nous permettent de conclure que les signaux sortants des accès principal et couplé sont déphasés de 90°.

III.41 ETUDE DU COUPLEUR HYBRIDE.

On a les relations suivantes :

$$|S_{12}| = |S_{13}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Ce qui entraîne :

$$Z_1 = Z_0 \text{ et } Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \quad (\text{III.16})$$

$$(S) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

III.411 ETUDE DU COMPORTEMENT DE L'HYBRIDE EN FONCTION DE LA FREQUENCE :

Soit f_0 la fréquence d'excitation pour laquelle on fixe les dimensions géométriques l_2 et l_1 du coupleur hybride. Pour une fréquence f d'excitation différente de f_0 , on a

si $X = f/f_0$

$$\begin{aligned} a &= \cos \beta l_2 = \cos \left(\frac{\pi}{2} X \right) \\ b &= \sin \beta l_2 = \sin \left(\frac{\pi}{2} X \right) \\ c &= \text{tg } \beta l_1 = \text{tg } \left(\frac{\pi}{4} X \right) \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

En remplaçant Z_1 par Z_0 et Z_2 par $Z_0/\sqrt{2}$ dans (III.7) et dans (III.9), on obtient :

$$\begin{aligned} S_{aa} &= j \frac{bc^2 - 2\sqrt{2}ac - b}{2(\sqrt{2}a - bc) + j[3b + 2\sqrt{2}ac - bc^2]} \\ S_{aa} &= j \frac{-bc^2 + 2\sqrt{2}ac + b}{2(\sqrt{2}ac^2 + bc) + j[3bc^2 - 2\sqrt{2}ac - b]} \\ S_{ab} &= \frac{2\sqrt{2}}{2(\sqrt{2}a - bc) + j[3b + 2\sqrt{2}ac - bc^2]} \\ S_{ab} &= \frac{2\sqrt{2}c^2}{2(\sqrt{2}ac^2 + bc) + j[3bc^2 - 2\sqrt{2}ac - b]} \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

Les S_{ij} sont donnés par (III.2).

On peut donner grâce aux équations (III.18) et (III.19) les variations en fonction de la fréquence, des différents paramètres du coupleur : Couplage, Directivité, Isolation.

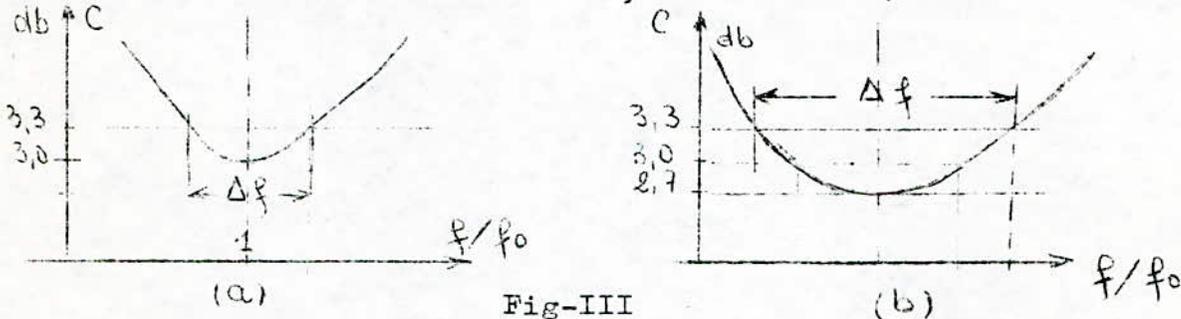
On peut alors tracer les courbes de variations théoriques de ces paramètres en fonction de la fréquence.

On peut trouver ces courbes dans de nombreux ouvrages notamment dans [3].

Généralement, pour notre coupleur à deux branches, on a une bande de fréquence réduite, d'une octave à peu près.

Quelque fois afin d'augmenter cette bande, on utilise un couplage plus serré.

Par exemple pour l'hybride, on prend $C = 2,7$ db.



On voit dans ces deux courbes que pour une même précision le cas (b) présente une bande de fréquence plus large.

III.412 COMPORTEMENT DU COUPLEUR HYBRIDE EN FONCTION DE LA REALISATION :

Nous avons établi dans le chapitre II, la liaison entre la largeur du ruban W et l'impédance caractéristique Z_0 de ce dernier. Une erreur ΔW entraîne une erreur ΔZ_0 .

Soient les valeurs nominales des impédances des bras de l'hybride.

$$\begin{aligned} Z_{1n} &= Z_{0n} \\ Z_{2n} &= Z_{0n} / \sqrt{2} \end{aligned} \qquad \text{III.20}$$

Nous supposons que lors de la réalisation nous obtenons :

$$\begin{aligned} Z_0 &= Z_{0n} + \Delta Z_0 \\ Z_1 &= Z_0 \\ Z_2 &= Z_{2n} + \Delta Z_2 \end{aligned} \qquad \text{III.21}$$

La fréquence étant dans ce cas fixée à $F = F_0$
 ($a = 0$, $b = 1$, $c = 1$).

En posant $Z_1 = Z_0$ dans (III.11), on obtient :

$$S_{aa} = j \frac{2z_0^2 z_2^2 - z_0^4}{-2z_2^2 z_0^2 + j z_0^4}$$

$$S_{aa} = j \frac{2z_0^2 z_2^2 - z_0^4}{2z_2^2 z_0^2 + j z_0^4}$$

$$S_{ab} = \frac{2z_0^3 z_2}{-2z_2^2 z_0^2 + j z_0^4}$$

$$S_{ab} = \frac{2z_0^3 z_2}{2z_0^2 z_2^2 + j z_0^4}$$

III.22

Et de (III.2); on tire :

$$S_{11} = \frac{2z_2^2 z_0^2 - z_0^4}{D}$$

$$S_{12} = -2j \frac{z_0^3 z_2}{D}$$

$$S_{13} = -\frac{4z_2^3 z_0}{D}$$

$$S_{14} = -j \frac{(2z_2^2 - z_0^2)(2z_2^2)}{D}$$

III.23

$$\text{Avec } D = 4z_2^4 + z_0^4$$

En appliquant (III.21), les relations (III.23) deviennent :

$$S_{11} = \frac{1}{M} \left[1 + \frac{\Delta z_0}{z_{0n}} \right]^2 \left[\left(1 + \frac{\Delta z_2}{z_{2n}} \right)^2 - \left(1 + \frac{\Delta z_0}{z_{0n}} \right)^2 \right]$$

$$S_{12} = -j \frac{\sqrt{2}}{M} \left(1 + \frac{\Delta z_2}{z_{2n}} \right) \left(1 + \frac{\Delta z_0}{z_{0n}} \right)^3$$

$$S_{13} = -\frac{\sqrt{2}}{M} \left(1 + \frac{\Delta z_2}{z_{2n}} \right)^3 \left(1 + \frac{\Delta z_0}{z_{0n}} \right)$$

III.24

$$S_{14} = -j \frac{1}{M} \left(1 + \frac{\Delta z_2}{z_{2n}} \right)^2 \left[\left(1 + \frac{\Delta z_2}{z_{2n}} \right)^2 - \left(1 + \frac{\Delta z_0}{z_{0n}} \right)^2 \right]$$

$$\text{Avec } M = \left(1 + \frac{\Delta z_2}{z_{2n}} \right)^4 + \left(1 + \frac{\Delta z_0}{z_{0n}} \right)^4$$

Prenons par exemple le coupleur 3dB de la figure suivante :

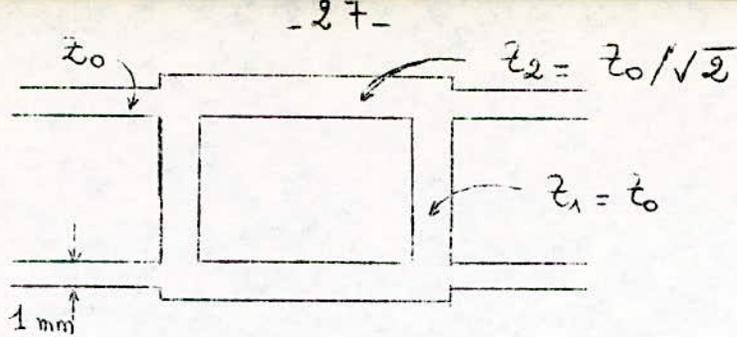


Fig-III.9

On veut le réaliser à partir d'une feuille mince d'aluminium d'épaisseur $\Delta = 50\mu$ et supposant qu'on parte de la donnée suivante :

La largeur des bras d'accès : $W = 1 \text{ mm}$.

En nous basant sur la formule approximative suivante :

$$Z_{(\Omega)} = \frac{200 (1 - 2\Delta/d)}{(1 + 2w/d) \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{III.25}$$

d : étant la distance entre les deux plans de masse .

ϵ_r : permittivité relative du diélectrique.

En supposant qu'on utilise toujours comme diélectrique du téflon de permittivité $\epsilon_r = 2,1$ et d'épaisseur $0,2\text{mm}$ et dans ce cas $d = 0,4\text{mm}$ (Δ est négligé).

de (III.25) on tire :

$$\Delta Z = - \frac{400}{d\sqrt{\epsilon_r}} \left(1 - \frac{2\Delta}{d}\right) \left(1 + \frac{2w}{d}\right)^{-2} \Delta w \quad \text{III.26}$$

En supposant que l'on ait toujours la même erreur ΔW pour les différents bras. On peut alors dresser le tableau suivant :

ΔW	Δz	$\Delta z/z_0$	$\Delta z/z_2$	$ S_{13} $	$ S_{14} $	I dB	C dB	D dB
-0,3	4,3	0,24	0,34	0,755	0,083	21,6	2,44	19,2
-0,2	2,9	0,16	0,23	0,745	0,062	24,2	2,56	21,6
-0,1	1,4	0,08	0,11	0,726	0,028	31,0	2,78	28,2
0	0	0	0	0,707	0,000	∞	3,00	∞
+0,1	-1,4	-0,08	-0,11	0,682	0,027	31,4	3,32	28,1
+0,2	-2,9	-0,16	-0,23	0,638	0,079	22,0	3,90	18,1
+0,3	-4,3	-0,24	-0,34	0,590	0,118	18,6	4,58	14,0

TABLEAU - III.1

III.413 COMPORTEMENT DES COUPLEURS DIRECTIFS EN FONCTION DE LA DESADAPTATION :

Considérons la figure suivante :

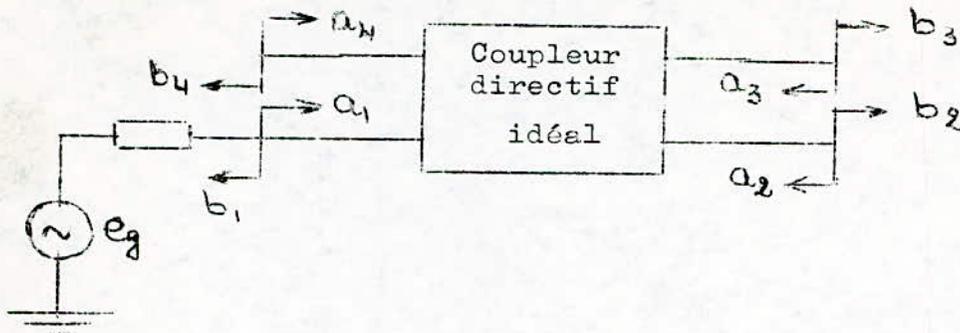


Fig-III.10

Nous supposons qu'aux accès (2), (3), (4) se trouve des charges présentant respectivement des coefficients de réflexion propre $\Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4$.

On notera les relations suivantes :

$$\begin{aligned} C \text{ dB} &= -20 \log \left| \frac{b_3}{a_1} \right| \\ D \text{ dB} &= -20 \log \left| \frac{b_4}{b_3} \right| \\ I \text{ dB} &= -20 \log \left| \frac{b_4}{a_1} \right| \end{aligned} \quad \text{III.27}$$

Pour le coupleur directif idéal, on a :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \Lambda_{12} & \Lambda_{13} & 0 \\ \Lambda_{12} & 0 & 0 & \Lambda_{13} \\ \Lambda_{13} & 0 & 0 & \Lambda_{12} \\ 0 & \Lambda_{13} & \Lambda_{12} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad \text{III.28}$$

Cette matrice peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{12}^T & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad \text{III.29}$$

Avec :

$$B_1 = b_1, \quad A_1 = a_1$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

$$S_{12} = [s_{12}, s_{13}, 0]$$

$$S_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & s_{13} \\ 0 & 0 & s_{12} \\ s_{13} & s_{12} & 0 \end{bmatrix}$$

III.29

On a aussi :

$$A_2 = \Gamma B_2$$

III.30

Avec :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_2 & 0 & 0 \\ 0 & \Gamma_3 & 0 \\ 0 & 0 & \Gamma_4 \end{bmatrix}$$

Des relations (III.29) et (III.30), on obtient :

$$B_1 = S_{12} \Gamma [I - S_{22} \Gamma]^{-1} S_{12}^T A_1$$

$$B_2 = [I - S_{22} \Gamma]^{-1} S_{12}^T A_1$$

III.31

Tout calcul fait, cela donne :

$$b_1 = \frac{a_1}{M} [\Gamma_2 \lambda_{12}^2 + \Gamma_3 \lambda_{13}^2 - \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4 (\lambda_{12}^2 - \lambda_{13}^2)]$$

$$b_2 = \frac{a_1 s_{12}}{M} [1 - \Gamma_3 \Gamma_4 (\lambda_{12}^2 - \lambda_{13}^2)]$$

$$b_3 = \frac{a_1 s_{13}}{M} [1 + \Gamma_2 \Gamma_4 (\lambda_{12}^2 - \lambda_{13}^2)]$$

$$b_4 = \frac{a_1 \lambda_{12} \lambda_{13}}{M} [\Gamma_2 + \Gamma_3]$$

III.32

$$M = 1 - \Gamma_2 \Gamma_4 \lambda_{13}^2 - \Gamma_3 \Gamma_4 \lambda_{12}^2$$

La directivité D donnée dans (III.27) est donc :

$$D_{dB} = -20 \log \left| \lambda_{12} \frac{\Gamma_2 + \Gamma_3}{1 + \Gamma_2 \Gamma_4 (\lambda_{12}^2 - \lambda_{13}^2)} \right|$$

III.33

III.413 a Cas où Γ_i faibles :

Si Γ_2 et Γ_3 sont faibles ; Γ_4 n'a aucune influence sur la directivité et

$$D_{dB} \cong -20 \log |\lambda_{12} (\Gamma_2 + \Gamma_3)|$$

III.34

** Cas du couplage faible :

Le couplage étant faible : $s_{13} \ll 1$

$$|A_{12}| = \sqrt{1 - |A_{13}|^2} \approx 1$$

$$D_{dB} = - 20 \log |\sqrt{2} + \sqrt{3}| \quad \text{III.35}$$

** Cas du coupleur 3dB :

Dans ce cas $s_{12} = 1/\sqrt{2}$

$$\text{et } D_{dB} = - 20 \log \left| \frac{\sqrt{2} + \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \right| = - 20 \log |\sqrt{2} + \sqrt{3}| + 3$$

CONCLUSION :

Lorsqu'on est en présence de charges désadaptées aux accès couplé (3) et principal (2), La charge désadaptée de la voie isolée (4) n'influence pas la directivité du coupleur directif et par conséquent sa qualité. Dans ce cas la directivité du couplage faible (s_{13} faible) est de 3dB inférieure à celle de l'hybride. La désadaptation est donc plus sensible pour le couplage faible.

QUADRIPORTES EN LIGNE RUBAN A PLUSIEURS BRANCHES :

Le grand inconvénient des deux branches est leur bande de fréquence réduite. Pour augmenter cette bande de fréquence, on utilise les quadriportes en ligne ruban à plusieurs branches.



Les K_i et H_i représentent les admittances des bras séries et parallèles i .

On trouve dans le tableau (III.2), les différents paramètres du quadriporte en fonction des valeurs des K_i et H_i .

Ici la bande de fréquence est plus grande mais le montage devient plus volumineux et les qualités du quadriporte sont moins bonnes. Pour cela, on préfère construire des quadriportes à deux branches avec une bande de fréquence réduite mais des performances plus élevées.

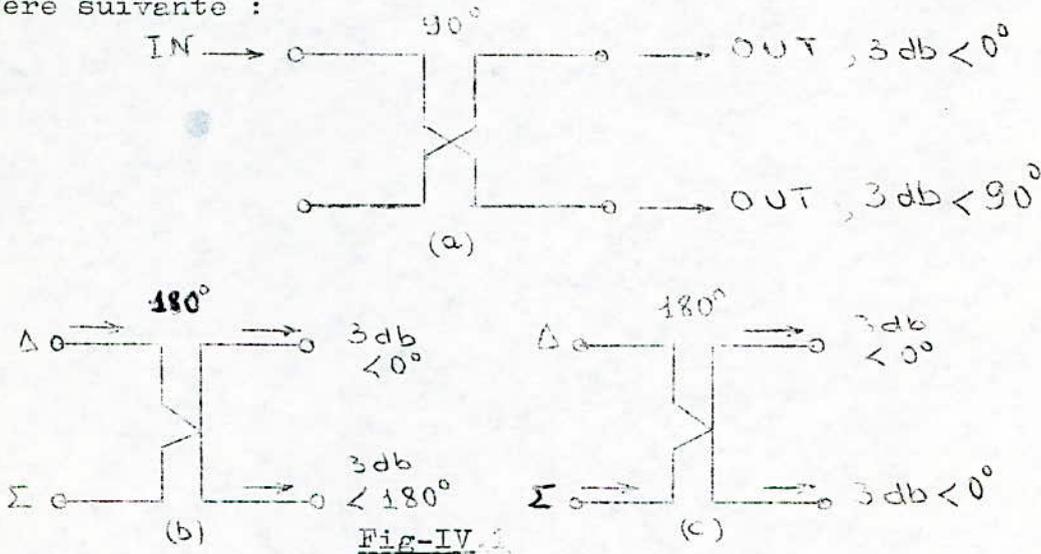
condition pour que le Quadri- porte soit un Coupleur directif	$K_1^2 = 1 + H_1^2$	$H_2 = \frac{2H_1 K_1^2}{1 + H_1^2}$	$K_2^2 = H_2^2 + \frac{K_1^2 (K_1^2 - 2H_1 H_2)}{1 + H_1^2}$	$\frac{H_3}{K_2} = \frac{2(H_2 + H_1^2 K_2 - H_1 K_1^2)}{K_1^4 + H_2^2 (1 + H_1^2) - 2H_1 H_2 K_1^2}$	$K_2^4 - H_2 K_3^2 + H_2^2 H_3^2 + H_1^2 K_2^4$ $- K_1^4 K_3^2 + H_3^2 K_1^4 - H_1^2 H_2^2 K_3^2$ $+ H_1^2 H_2^2 H_3^2 + 2(-H_2 H_3 K_2^2$ $+ H_1 H_2 K_1^2 K_3^2 + H_1 H_3 K_1^2 K_2^2$ $- H_1 H_2 H_3^2 K_1^2 - H_1^2 H_2 H_3^2)$ $= 0$
coupleur 3 dB	$H_1 = 1$ $K_1 = \sqrt{2}$	$H_1 = \sqrt{2} - 1$ $K_1^2 = H_2 \sqrt{2}$	$H_2 = \frac{K_1^2 (1 - H_1)}{1 + 2H_1 - H_1^2}$ $K_2^2 = \frac{2H_2^2}{(1 - H_1)^2}$ ou $H_1 < 1$ $K_2 = \frac{\sqrt{2} H_2}{1 - H_1}$	$\frac{K_1^2}{1 + H_1} = \frac{H_2 (2K_2^2 - H_2 H_3)}{K_2^2 - H_2 H_3}$ $\frac{K_1^4}{1 - 2H_1 - H_1^2} = \frac{H_2 (2K_2^2 - H_2 H_3)}{H_3}$	$\frac{K_1^2 (1 - H_1)}{1 + 2H_1 - H_1^2} = \frac{H_2 K_2^2}{K_2^2 - H_2^2} + H_3$ $\frac{K_1^2}{1 - H_1} = \frac{(K_2^2 - H_2 H_3 - H_2 K_3)}{H_3}$ A: $K_2^2 = H_2 H_3 + H_2 K_3$ D: $H_2 (K_3^2 - H_3^2) + H_3 H_2^2$
coupleur directif dont le couplage $C = 0$ dB	H_1 $K_1 \rightarrow \infty$	$H_1 = 1$ $H_2 = K_1^2$	$K_2 = H_2 = A$ $A = \frac{K_1^2}{2H_1}$	$\frac{K_1^2}{H_1} = \frac{H_2 (2K_2^2 - H_2 H_3)}{K_2^2 - H_2 H_3}$ $\frac{K_1^4}{1 - H_1^2} = \frac{H_2 (2K_2^2 - H_2 H_3)}{H_3}$	$K_3 = \frac{H_3 K_1^2}{K_1^2 - 2H_1 H_2}$ $K_2^2 = H_2 (K_3 + H_3)$ Avec $K_1^2 > 2H_1 H_2$ et $K_2 > H_2 H_3$.

CHAPITRE IV :

LES APPLICATIONS DES COUPLEURS DIRECTIFS :

Nous terminerons cette partie théorique par les applications des coupleurs directifs. Ils sont très utilisés dans le domaine des microondes. Nous donnerons ci-après les applications les plus courantes et les plus significatives de l'importance de ces éléments. Nous nous limiterons à une description qualitative.

De tous les coupleurs directifs, les hybrides sont les plus utilisés. On les représentera dans tout ce qui suivra de la manière suivante :



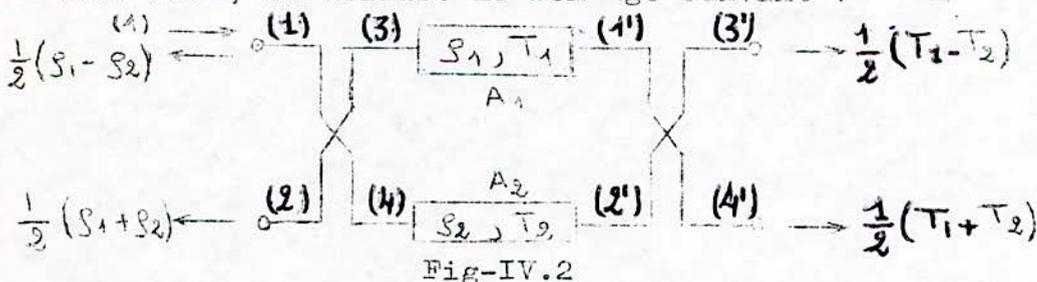
IV.1 LES APPLICATIONS DE L'HYBRIDE 90° :

C'est le coupleur directif le plus utilisé. Il peut être conçu soit par couplage réparti, soit par couplage localisé (branch line coupler). Ses principales applications sont :

IV.11 REDUCTION DU VSWR :

Si dans un système microondes, on doit utiliser un certain quadripôle et que celui-ci soit réfléchissant. On risquerait alors de perturber le fonctionnement de ce système et de diminuer ainsi ses performances.

Pour cela, on utilise le montage suivant :



ρ : coefficient de réflexion en tension du quadripôle.

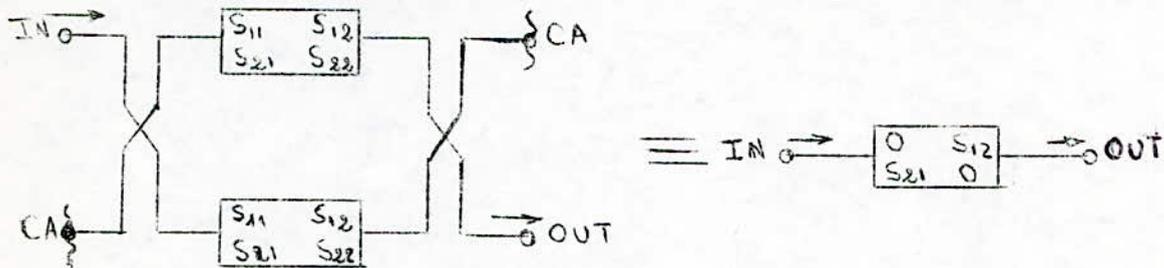
T : coefficient de transmission en tension du quadripôle.

On voit que si les quadripôles A_1 et A_2 sont identiques alors :

$$S_1 = S_2 \quad \text{et} \quad T_1 = T_2$$

D'où toute l'énergie réfléchie est dirigée vers la porte (2) par le premier coupleur tandis que le second dirige toute la puissance transmise vers la porte (4').

Ce fonctionnement est résumé dans la figure suivante :



CA: charge adaptée.

Fig-IV.3

Cette configuration est très utilisée dans :

- Les amplificateurs
- Les commutateurs à PIN
- Les modulateurs
- Les mélangeurs
- Les diplexeurs, Discriminateurs, etc...

IV.111 AMPLIFICATEUR EQUILIBRE :

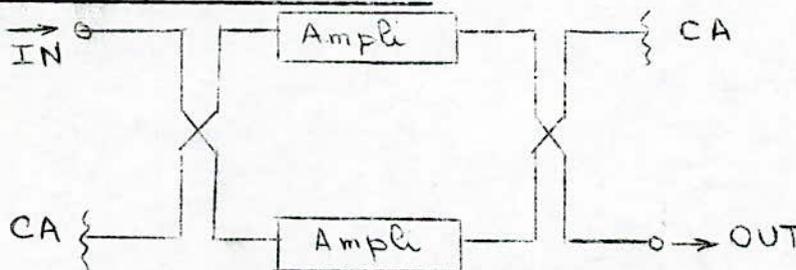


Fig-IV.4

Avec ce montage, on a un amplificateur présentant à l'entrée un VSWR proche de l'unité, même si l'amplificateur lui-même n'est pas adapté.

Mais pour que ce montage fonctionne efficacement, il faut absolument que les 2 amplificateurs soient identiques.

A partir de ce montage de base, on peut faire une extension avec plusieurs cellules amplificatrices.

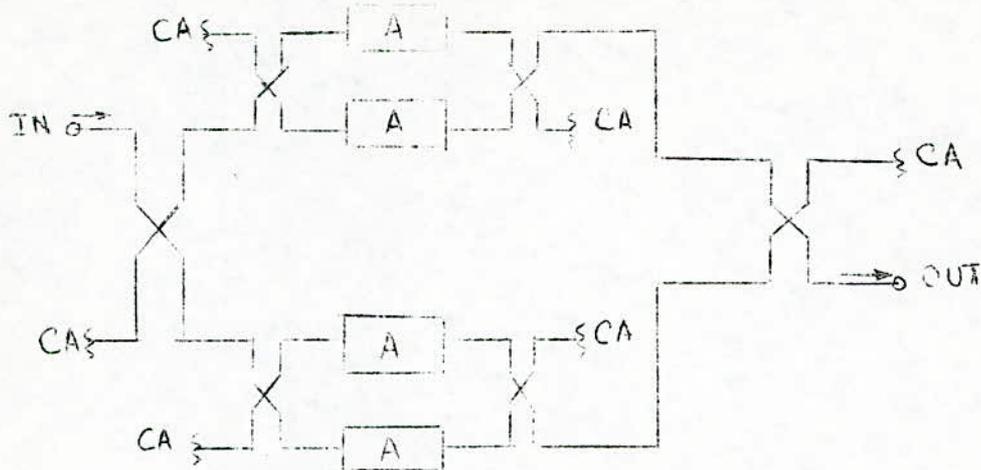


Fig-IV.5

Cette structure est utilisée quand les transistors utilisés dissipent une faible puissance. Les premiers hybrides divisent le signal d'entrée. Il y'a amplification puis sommation dans les trois derniers hybrides.

IV.112 MODULATEUR D'AMPLITUDE, D'IMPULSION ET COMMUTATEUR :

Dans ce circuit, on utilise la diode PIN. Cette dernière se comporte en microondes comme une résistance variable contrôlée par le courant de polarisation. Cette diode est très rapide d'où son utilisation en hyperfréquences.

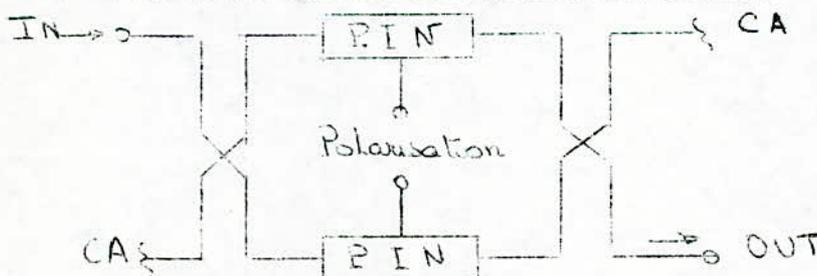


Fig-IV.6

Deux cas se présentent alors :

Cas 1 : La polarisation est analogique. On aura alors un atténuateur variable qui peut être aussi utilisé comme modulateur d'amplitude.

Cas 2 : Si la polarisation se fait par impulsion, on peut alors avoir soit un modulateur d'impulsion soit un commutateur ON-OFF.

IV.12 LA DEUXIEME CONFIGURATION :

Une autre configuration est utilisée, elle est proche de la première, mais ici on emploie un seul hybride.

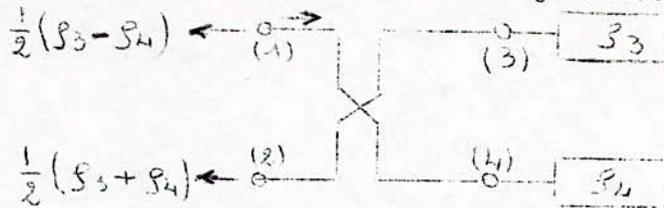


Fig-IV.7

Même remarque que pour (IV.11). Si on a 2 circuits identiques ($S_3 = S_4$), alors aucun signal ne sort par la porte (1).

La porte (1) est ici parfaitement adaptée. Ceci reste vrai même dans le cas où les portes sont terminées par des courts-circuits ou des circuits ouverts. Toute l'énergie réfléchie est alors dirigée vers la porte isolée (2).

Ce montage est très utilisé aussi, notamment dans :

- Les amplificateurs à diode tunnel
- Les déphaseurs
- Les amplificateurs équilibrés à transistors
- Détecteurs etc...

IV.121 AMPLIFICATEUR A DIODE TUNNEL (TDA) :

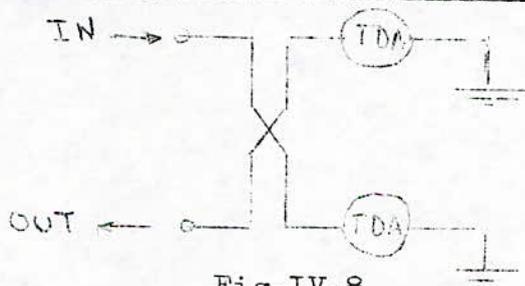


Fig-IV.8

Si la diode tunnel est polarisée de manière à avoir une résistance négative. Alors elle aura un coefficient de réflexion supérieur à l'unité, d'où amplification.

IV.122 DEPHASEUR :

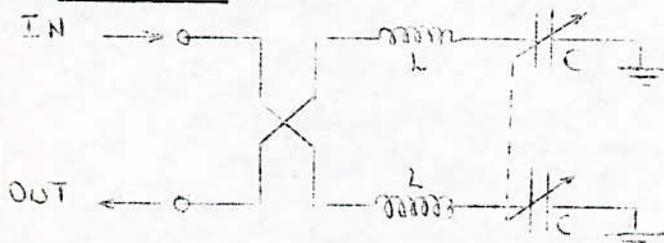


Fig-IV.9

La phase varie de l'entrée à la sortie quand la valeur de la capacité change.

L'entrée reste parfaitement adaptée. Ici une capacité suffit pour faire un déphaseur, mais on ajoute L pour que le déphasage varie linéairement avec la capacité.

IV.125 DEPHASEUR ELECTRONIQUE :

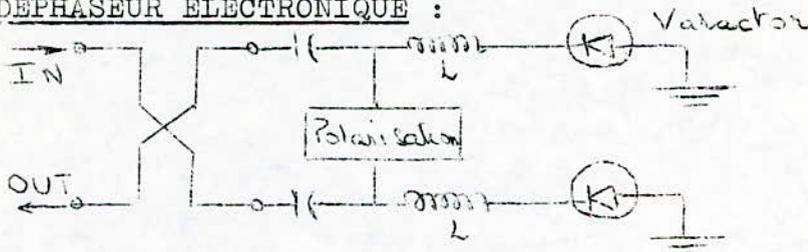


Fig-IV.11

On utilise dans ce montage des varactors. La capacité varie avec la polarisation. D'où la possibilité de réaliser avec ce montage un modulateur de phase.

IV.126 ATTENATEUR A DIODE PIN :

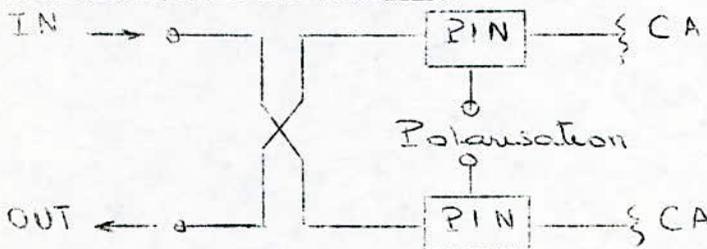


Fig-IV.12

Même principe de fonctionnement que dans (IV.112) .

IV.13 AUTRES MONTAGES :

IV.131 DIPLEXEUR :

Ce montage permet de séparer deux ondes qui occupent des spectres étroits autour de 2 fréquences centrales F_1 et F_2 .

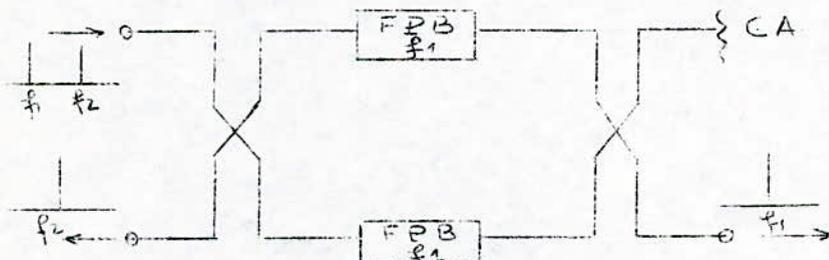


Fig-IV.13

FPB : Filtre passe bandes.

On peut aussi utiliser le même montage, non pas pour séparer mais pour mélanger dans un même guide 2 ondes occupant des spectres étroits de fréquences.

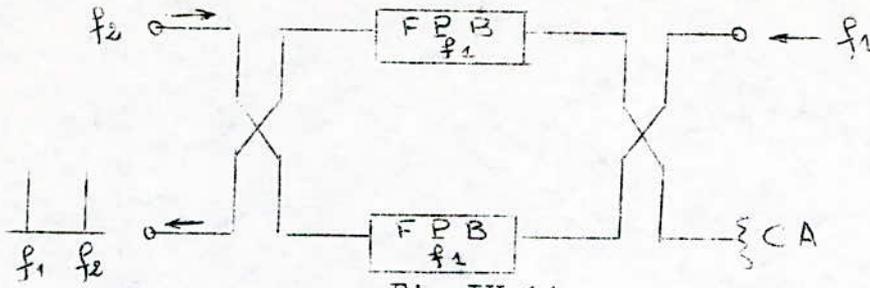


Fig-IV.14

En mettant en cascade plusieurs dipléxeurs, on obtient alors un multiplexeur. Il pourra soit séparer soit mélanger plusieurs fréquences.

IV.132 MELANGEURS :

On utilise les hybrides 90° et des hybrides 180°. Chacun de ces deux hybrides a ses avantages et ses inconvénients.

Cas de l'hybride 90° :

Les signaux RF et LO ont un bon VSWR mais l'isolation entre LO et RF est faible.

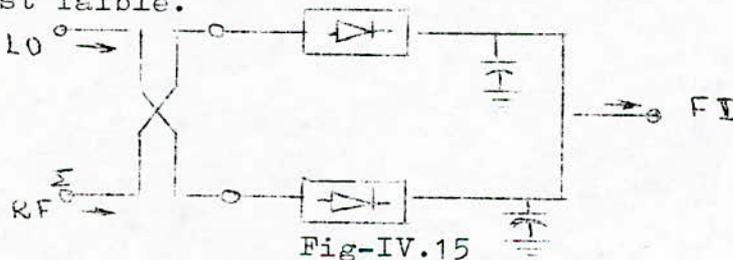


Fig-IV.15

Ceci est un inconvénient, par exemple dans le cas où RF est un signal recueilli sur une antenne. Le bruit de l'oscillateur local ne permet pas la détection de signaux faibles.

Cas de l'hybride 180° :

Les VSWR des signaux LO et RF sont mauvais mais ici on a une isolation LO/RF qui est nettement supérieure à celle du montage précédent.

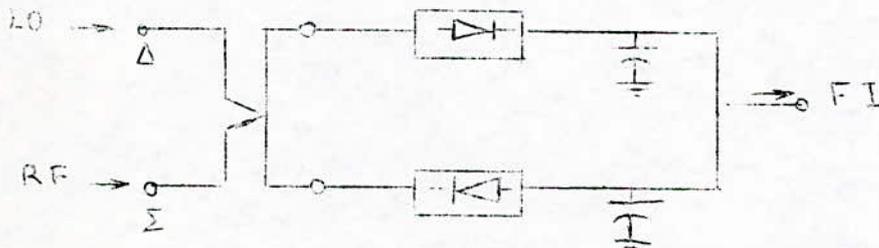


Fig-IV.16

IV.133 MODULATEUR EQUILIBRE :

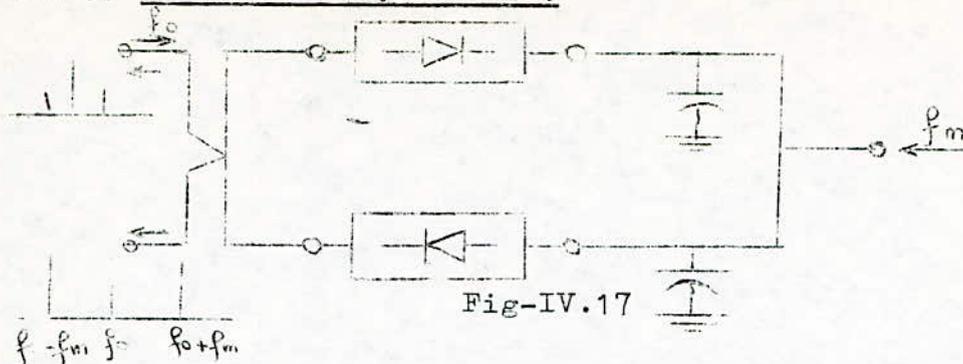


Fig-IV.17

Le montage est le même que le précédent. Ces caractéristiques sont :

- VSWR Mauvais
- Bonne réjection de la porteuse

Les qualités de ce montage sont fonction des qualités de l'hybride et de la similitude des diodes .

A partir de ces deux structures (Mélangeurs et Modulateurs équilibrés), on peut avoir plusieurs montages :

Modulateur équilibré grandes performances :

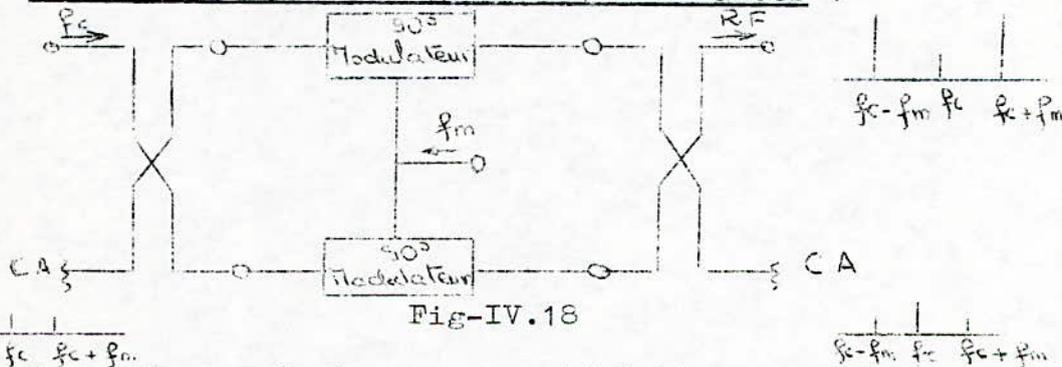


Fig-IV.18

Ce montage a de bonnes caractéristiques notamment :

- Un bon VSWR a l'entrée
- Une bonne réjection de la porteuse

REMARQUE :

L'hybride 180° est aussi utilisé dans beaucoup d'applications. Si on veut diviser une puissance, l'hybride est plus intéressant du fait qu'il peut nous donner soit deux signaux en phase soit deux signaux en opposition de phase. Il est aussi très utilisé dans les mélangeurs et modulateurs.

IV.2 APPLICATIONS DES COUPLEURS DIRECTIFS DANS LES CIRCUITS DE MESURE :

A l'inverse des applications précédentes où c'était les hybrides qui étaient les plus utilisés. Dans les circuits de mesure, ce sont les coupleurs directifs qui ont la priorité.

Chaque fois qu'on a besoin de contrôler ou de mesurer un signal sans pour autant le perturber, on prélève une faible partie avec un coupleur directif.

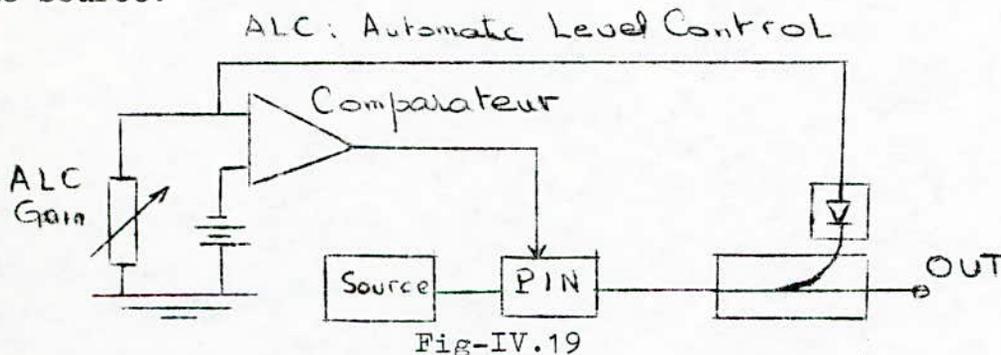
Mais ici le coupleur est limité, comme d'ailleurs dans le paragraphe précédent, par deux de ces caractéristiques :

- Sa Directivité
- Sa Bande de fréquence de travail

Bien entendu, on doit connaître le comportement du coupleur directif en fonction de la fréquence pour en tenir compte lors des mesures.

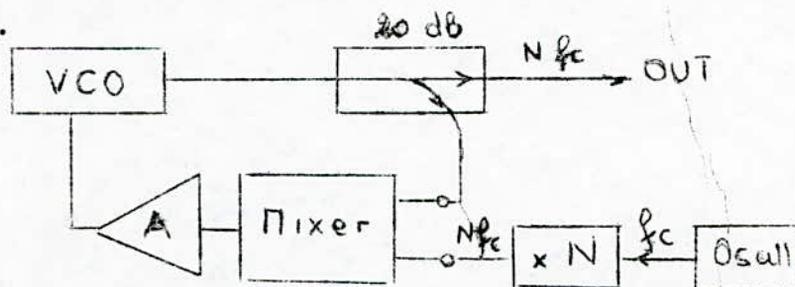
IV.21 SOURCE A DEBIT CONSTANT :

On peut grâce au montage suivant maintenir constant le débit d'une source.



IV.22 SOURCE DE FREQUENCE STABILISEE :

Ici aussi le coupleur directif sert à prélever une faible partie du signal.



IV.23 REFLECTOMETRE : - 41 -

La figure ci-dessous nous donne le montage de base d'un reflectometre.

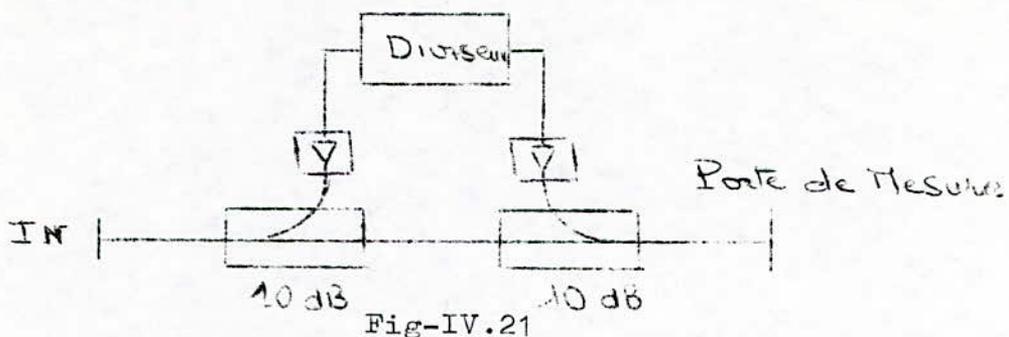


Fig-IV.21

On utilise aussi le couplleur directif dans les analyseurs de reseau. On peut le schematiser de la maniere suivante :

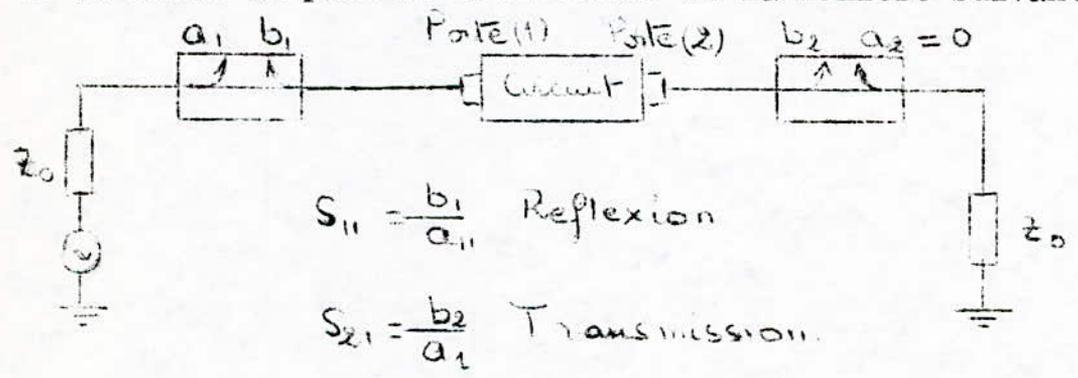


Fig-IV.22

Bien entendu, ceci n'est qu'un montage de base. On peut trouver des blocs plus complexes utilisant des calculateurs. Ce montage est entierement automatise.

IV.24 DESCRIMINATEUR DE FREQUENCE :

Ce circuit nous permet de mesurer la frequence d'un signal inconnu.

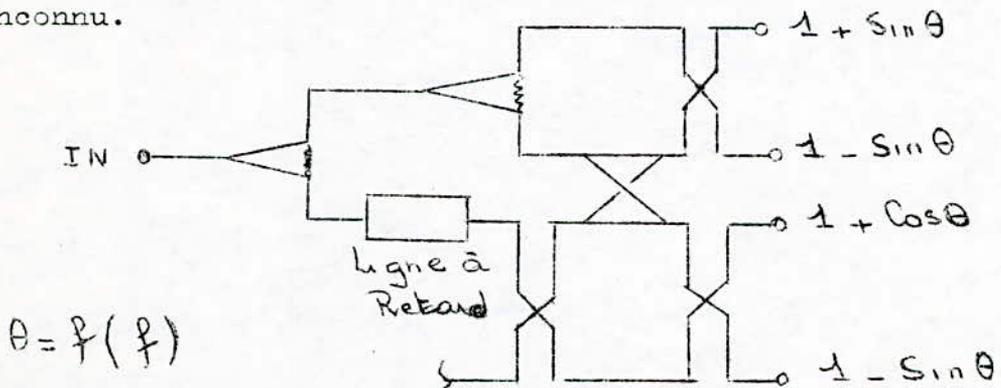


Fig-IV.23

La technique stripline est très pratique pour la conception des composants mais elle n'est pas normalement utilisée pour la transmission de puissance ou pour l'interconnexion entre blocs. Donc dans presque tous les cas, il est nécessaire de passer soit d'un guide d'ondes soit d'une ligne coaxiale à une structure stripline (ruban) et vice-versa.

Le coaxial est plus utilisé qu'un guide d'onde.

Dans notre cas, on a utilisé une transition guide rectangulaire - Ligne ruban, ceci afin de pouvoir mesurer les paramètres de notre quadriporte. Cet appareillage (guides rectangulaires) est le seul disponible au niveau de L'ENP .

V.1 DESCRIPTION DE LA TRANSITION :

Le couplage guide ligne ruban est réalisé à l'aide d'une tige en laiton de 2mm de diamètre. Cette tige assure le contact avec le ruban et pénètre à l'intérieur du guide (Fig-V.1 a).

Cette tige est terminée par un épaulement et une pointe de quelques dixièmes de mm. Cette pointe retiendra le ruban et l'épaulement maintiendra la tige en place ; donc pas de glissement possible pour la tige.

On sait que lorsqu'une tige pénètre d'une longueur h dans un guide. Ceci est équivalent à un circuit résonnant série. Et suivant l'enfoncement h , on aura soit une inductance, une capacité ou un court-circuit.

Pour pouvoir utiliser cette jonction, il faudrait l'optimiser c'est à dire avoir un $VSWR \approx 1$. Toute la puissance qui arrive au niveau de la jonction est presque intégralement transmise au ruban.

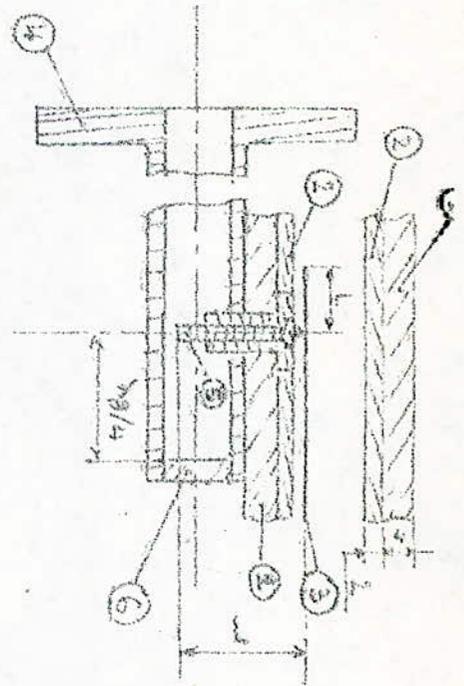
Cette optimisation est la première étape de notre travail.

Pour adapter cette jonction, on peut jouer sur deux paramètres.

** Le premier, l'enfoncement de la tige l .

** Le deuxième, au niveau de la tige du côté ruban, on laisse un tronçon de ligne ruban ouvert à une extrémité de longueur l' .

Ce tronçon ramène au plan de la jonction J une réactance :



transition guide - d'ondes - ligne ruban

Utilisé pour les maquettes 1 et 2

NB : Les cotes indiquées sont en mm

fig X 1 a

NOMÉNCIATURE

- 1 Plaque de cuivre (Plan de masse)
- 2 teflon (diélectrique)
- 3 ligne ruban (En Aluminium et d'épais $e = 50 \mu$)
- 4 Guide d'ondes (du type RG-52)
- 5 tige en laiton
- 6 court-circuit (cuivre d'épaisseur $e = 4 \text{ mm}$)

Pour $f = 9 \text{ GHz}$ on a

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \quad (\lambda \text{ dans le guide pour } ?)$$

$$\lambda_g = 48,7 \text{ mm}$$

$$\gamma = \sqrt{\epsilon' \beta \epsilon'}$$

Donc suivant l'enfoncement ℓ de la tige, on aura une certaine réactance et on annulera cette dernière en jouant sur la longueur ℓ' .

Notre travail consiste donc de trouver le couple de valeur (ℓ, ℓ') pour lequel, on aura un coefficient de réflexion très faible et une transmission proche de l'unité.

V.21 REALISATION DE LA PREMIERE MAQUETTE :

On a réalisé tout d'abord un quadriporte avec un diélectrique de 4mm d'épaisseur. Ce premier quadriporte avait les dimensions suivantes : (~~121~~ x 81 x 4) .

Il s'est avéré que ce quadriporte se comporté comme une cavité résonnante. Donc qu'il y avait propagation de modes supérieurs parasites.

On sait que pour une cavité de forme parallélépipédique, les fréquences propres de résonance sont données par :

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 + \left(\frac{q\pi}{c} \right)^2 \right]^{1/2}$$

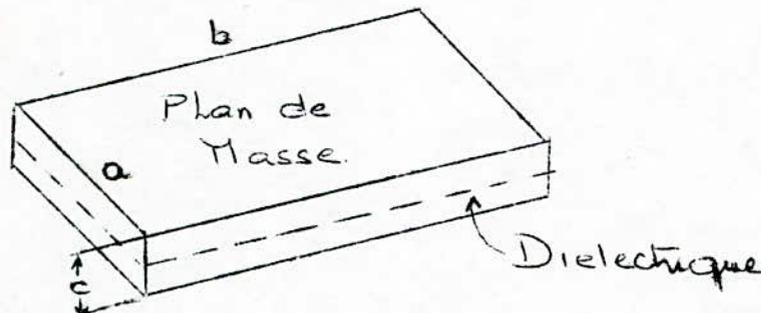


Fig-V.2

Si on néglige c (négligeable devant la longueur d'onde), on peut tracer alors le diagramme de fréquence d'oscillations propres de la cavité (Fig-V.1 b).

On peut trouver une zone théorique de 100 MHz aux environs de 8,9 GHz ou on peut éviter les oscillations mais si on tient compte du fait que les courbes de résonance ont une forme en cloche. La zone est encore plus réduite.

Pratiquement, on a varié la fréquence et on a pas trouvé de zone où l'on peut éviter les oscillations.

- Autre méthode pour éviter les oscillations, c'est de blinder avec des feuilles de cuivre notre montage (changer les conditions aux limites) mais là aussi il y avait toujours des modes supérieurs parasites.

Il fallait absolument diminuer les dimensions de notre montage.

V.22 REALISATION DE LA SECONDE MAQUETTE :

Les nouvelles dimensions sont ($82 \times 55 \times 4$) .

En appliquant la formule (V.1) et en traçant le diagramme de fréquence de résonance propre (Fig-V.1 c). On remarque que le nombre de ces fréquences est plus faible et qu'on peut trouver aux environs de 9 GHz des zones plus grandes où l'on peut éviter les oscillations.

Mais pratiquement, on a toujours ces modes supérieurs même en changeant les conditions aux limites.

V.23 REALISATION DE TROISIEME MAQUETTE :

Içi les dimensions sont maintenues mais ce qui varie c'est l'épaisseur du diélectrique.

On a alors $b = 0,4$ mm

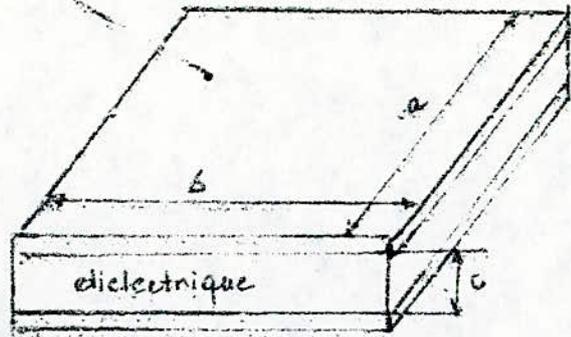
- Il y'a toujours des modes supérieurs
- Les modes supérieurs créés par les discontinuités (Transition guide, ligne ruban) ne sont pas évanescents
- Impossibilité d'avoir une adaptation acceptable.

V.3 REALISATION DE LA MAQUETTE FINALE :

On sait qu'en technique ruban propageant le mode TEM, le champ est localisé au niveau du ruban. Pour éliminer toute résonance due à la cavité, le plan de masse supérieur épouse la forme du coupleur (Fig-V.3).

De même pour diminuer au maximum les discontinuités (modes supérieurs), on enlève les tiges en laiton et on introduit directement les rubans dans les guides.

Plan de masse

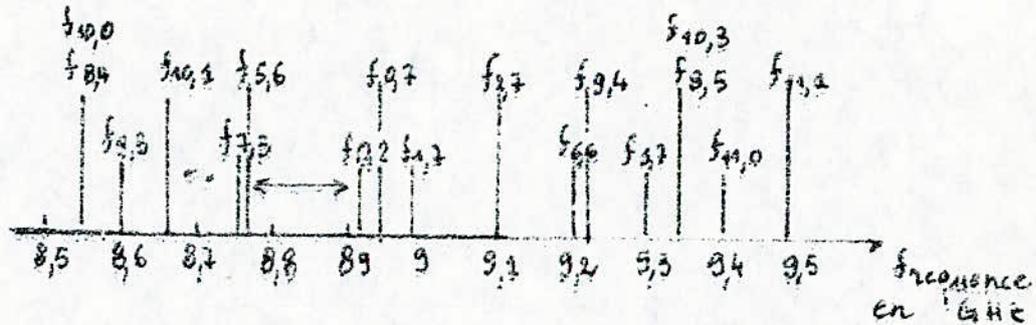


Maquette 1 : $a = 121 \text{ mm}$

$b = 81 \text{ mm}$

$c = 4 \text{ mm}$

(fig V.1.b)

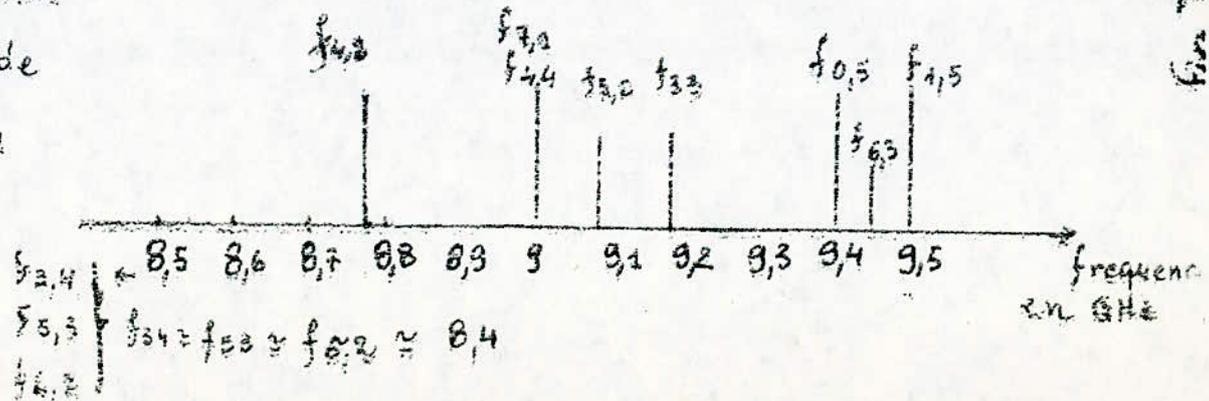


Maquette 2 : $a = 82 \text{ mm}$

$b = 55 \text{ mm}$

$c = 4 \text{ mm}$

(fig V.1.c)



La fréquence de résonance d'une cavité

est $f_{m,n,p} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2}$

c est petit $\rightarrow p=0$

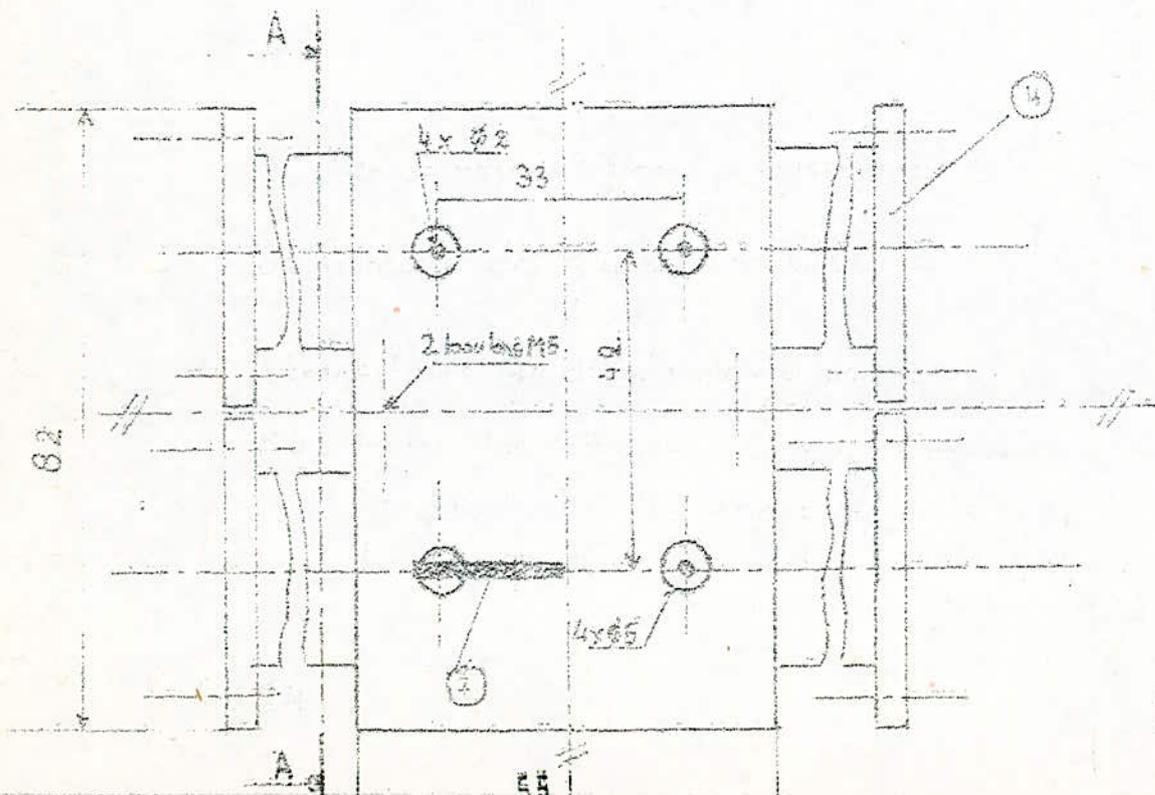
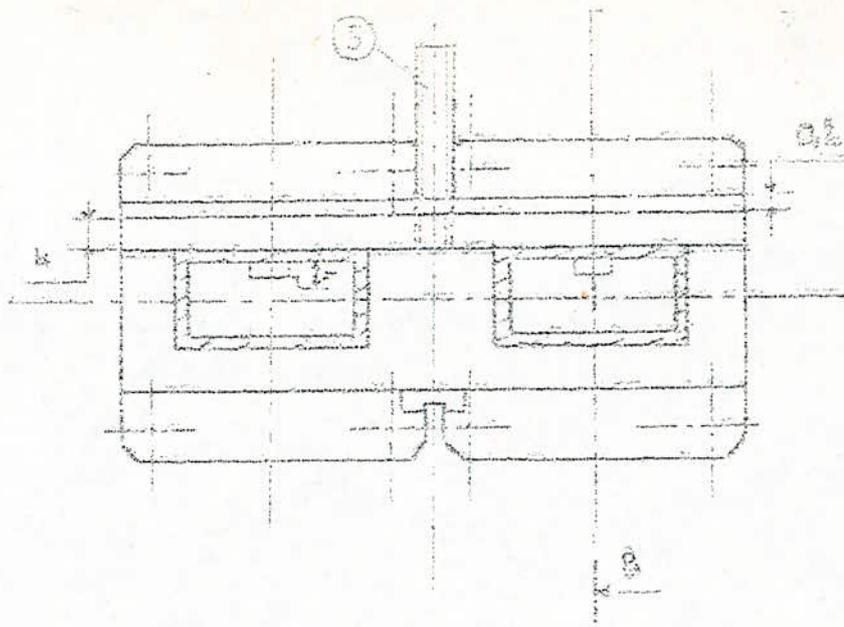
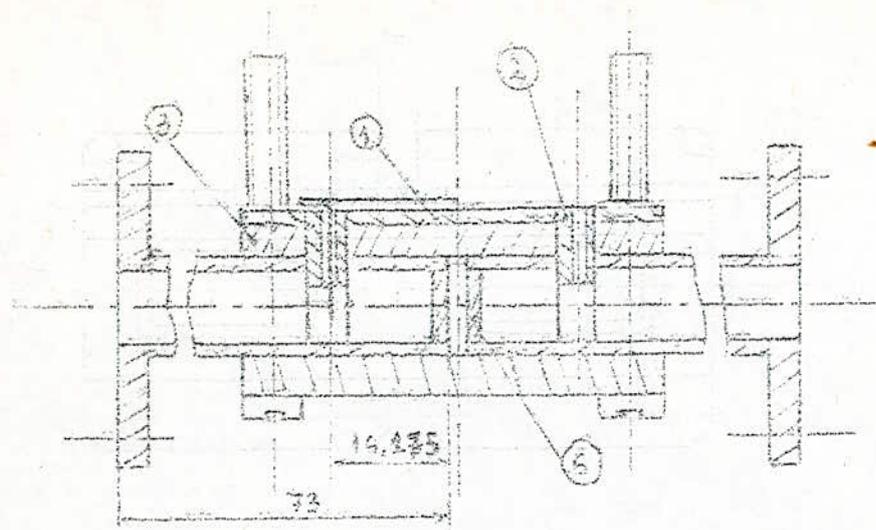
$$f_{m,n} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

où m, n, p sont des entiers naturels

c : vitesse de la lumière dans le vide

ϵ_r : permittivité relative du milieu

fin V.1

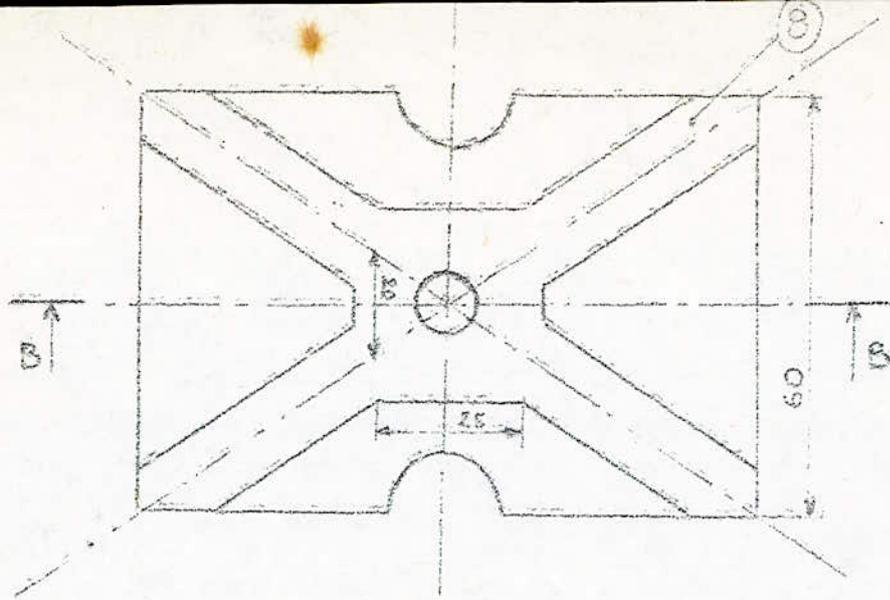


1^{er} Plan de masse-teflon, Système de fixation des guides d'ondes et

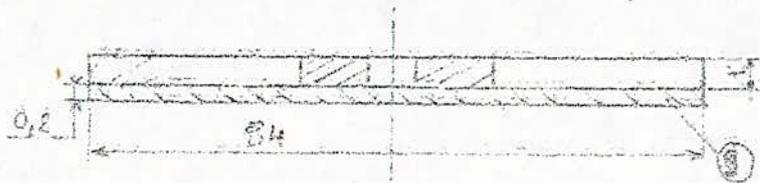
transitions Guides d'onde - ligne ruban

NB: toutes les cotes sont en mm et représentent les dimensions réelles de la maquette.

Fig 4



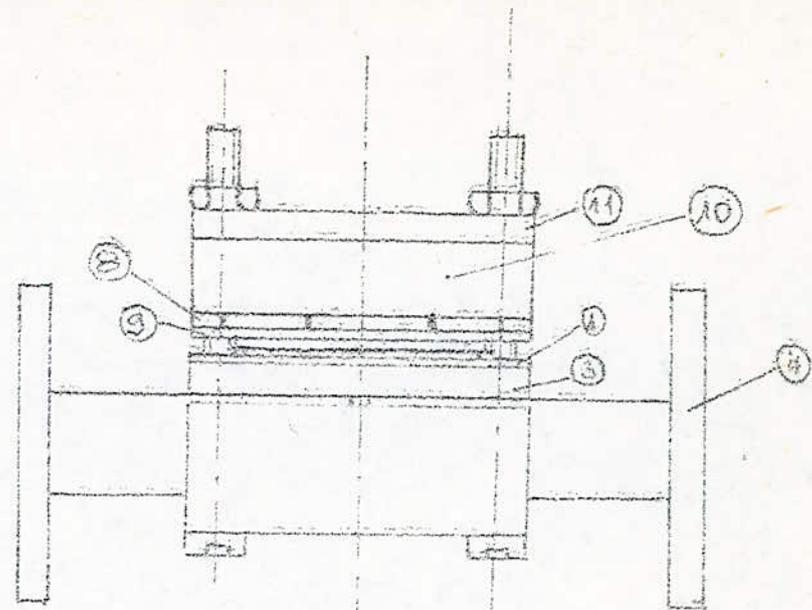
Section BB



2^{ème} Plan de masse - teflon

fig V.3

NB : toutes les cotes sont en mm et
représentent les dimensions réelles de
la maquette



Système de serrage des
2 plans de masse - teflon

fig V.3

NOMENCLATURE DES FIGURES
=====

~~III.1.~~ ~~III.3.~~ ~~III.4.~~ ~~III.5~~

- (1) (9) Teflon
épaisseur $e = 0,2$ mm
 $r = 2,1$, $r = 1$
- (2) Cylindre de teflon
sert pour la transition ligne ruban - guide d'onde
- (3) Plaque de cuivre (premier plan de masse)
épaisseur $e = 4$ mm
- (4) Guide d'ondes
RG 52
bride : WG - 39/U
- (5) Boulons M 5
- (6) Court-circuit
en cuivre épaisseur $e = 4$ mm
- (7) Ligne ruban en aluminium
épaisseur $e = 50$
- (8) Plaque de cuivre (deuxième plan de masse)
épaisseur $e = 1$ mm
- (10) Teflon
épaisseur 10 mm

La figure V.4 nous montre comment sont assemblées les différentes pièces, les guides au plan de masse inférieur et la disposition des transitions.

La figure V.3 nous montre comment se fait la fixation du plan de masse supérieur.

Avec cette maquette, on a réussi à éliminer complètement les oscillations (résonnance).

V.4 REALISATION DU COUPLEUR :

On réalise le coupleur en le découpant d'une feuille d'aluminium mince d'épaisseur 50μ . Le coupleur réalisé est le coupleur à branches 3 dB

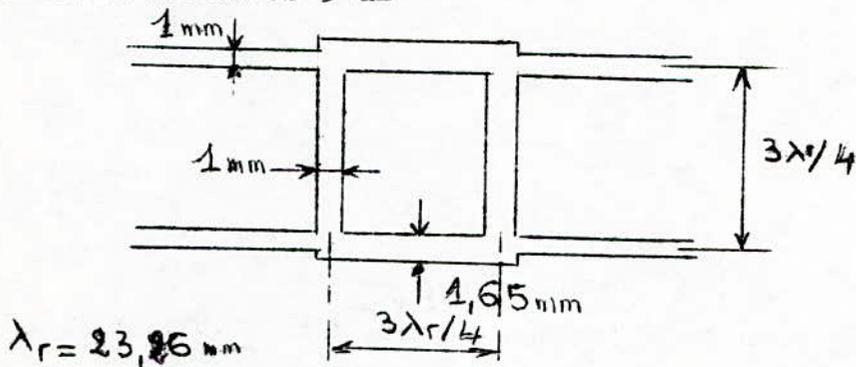


Fig-V.4 (a)

On doit signaler que la précision avec laquelle on coupe ce ruban est très mauvaise. De la possibilité qu'il y'ait de très mauvais résultats (voir Chapitre-III, erreurs dues à la réalisation).

V.5 MESURES :

V.51 ADAPTATION DES TRANSITIONS.

Pour utiliser la ligne ruban, pour mesurer les différents paramètres, on doit adapter les différentes transitions. On fait l'hypothèse que les quatre transitions se comportent identiquement.

Pour l'adaptation, on utilise deux portes par exemple la porte (1) et la porte (2). Le ruban a alors la forme suivante.

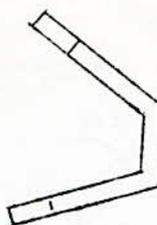
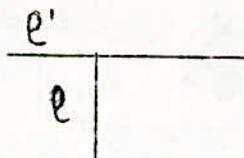


Fig-V.6

Considérons alors la chaîne de mesure de la Figure-V.5 .
Pour pouvoir mesurer la transmission et la réflexion, on utilise deux Tosmètre et un coupleur directif (10 dB). On procède de la manière suivante pour une fréquence ($f = 8,9\text{GHz}$).

1. On branche en (4) du commutateur un court-circuit. Toute l'énergie incidente est alors réfléchi. On prend un niveau de référence dans le premier Tosmètre (20 ou 30 dB).
2. On branche en (2) du commutateur un détecteur adapté. On prend un niveau de référence dans le second Tosmètre (10 dB dans notre cas).

Une fois tous ces réglages faits, on ne varie plus les gains des Tosmètres.

3. On branche en (3) du commutateur notre quadriporte mais ici, on utilise seulement deux portes.

4. On branche à la porte de sortie du quadriporte (porte 2), le détecteur adapté.

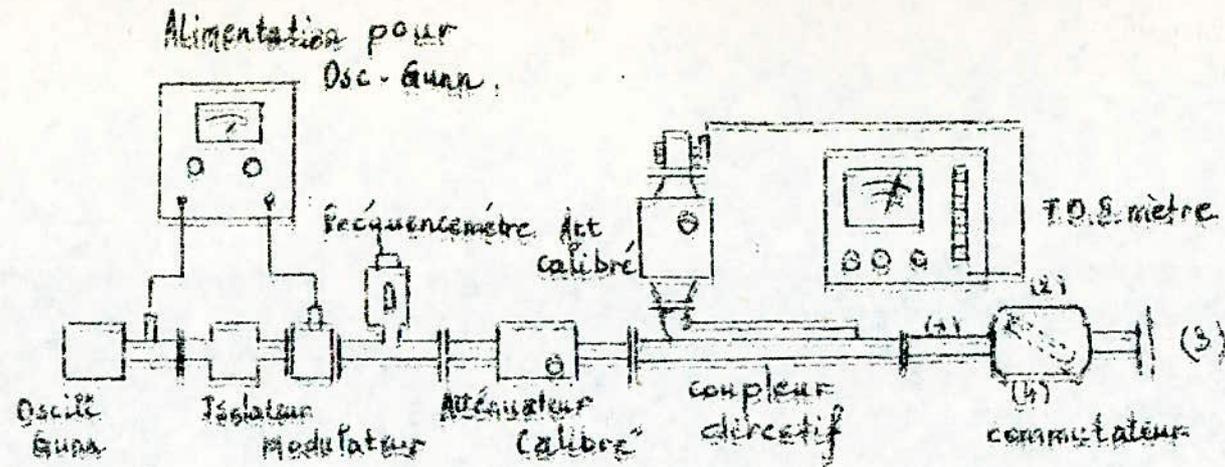
Le détecteur (1) nous donne directement le rapport entre la puissance réfléchi et la puissance incidente. Le coefficient de réflexion est directement lu sur le premier Tosmètre.

Le détecteur (2) nous donne le rapport de la puissance de sortie (porte 2) du quadriporte) et de la puissance incidente.

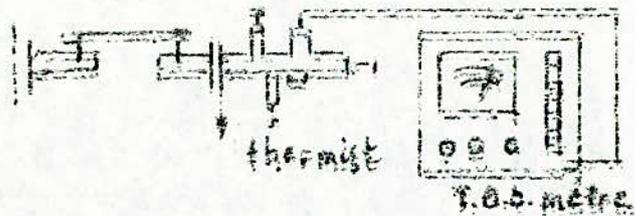
Ici on a la relation qui lie la transmission mesurée et la transmission réelle.

$$|T| \sqrt{1 - |\Gamma|^2} = |T|_{\text{mesurée}}$$

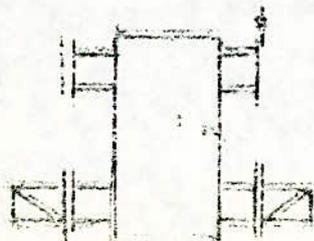
Schema du montage (fig V B)



a Optimisation de la transition guide-ligne ruban



b Mesure des $|S_{ij}|$ du coupleur SdB en ligne ruban ou des paramètres du coupleur.



Içi aussi on peut lire le coefficient de transmission sur le second Tosmètre.

Faute de temps, on n'a pas pu faire beaucoup de mesures en ce qui concerne l'adaptation. On a pris que deux longueurs pour .
Pour $\ell' = 3\text{mm}$, on a mesuré des coefficients de réflexion qui sont inacceptables (trop grands).

Pour $\ell' = 4\text{mm}$, on peut obtenir des valeurs correctes pour les longueur $\ell = 16\text{mm}$.

REMARQUE :

Les transitions qu'on a considérées comme identiques, se comportent en fait différemment ($S_{11} \neq S_{22}$ et $S_{31} \neq S_{12}$).

V.52 MESURES DES PARAMETRES DU COUPLEUR 3 dB :

On a le coupleur diréctif 3 dB de la figure suivante :

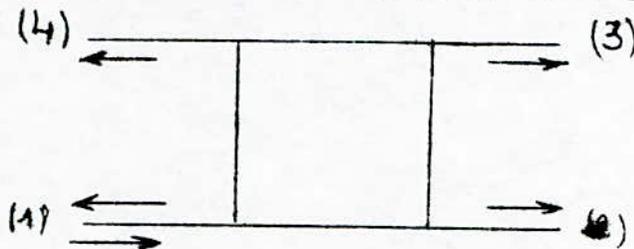


Fig-V.7

On éxcite la porte (1), et on a les résultats suivants :

- La porte (1) présente alors un coefficient de réflexion

$$|\Gamma| = 0,156 \quad (|S_{11}| = 0,156)$$

et un TOS de 1,4

- La porte (2): 11 dB

- La porte (3): 18 dB

- La porte (4) présente une isolation de 32 dB.

Toutes ces valeurs sont données par rapport à la puissance incidente.

V.52 CONCLUSION :

On peut dire à priori que ce quadriporte se comporte effectivement en coupleur diréctif.

- Une isolation de 32 dB est très bonne (c'est pratiquement le coefficient de réflexion de notre détecteur adapté).
- Mais pour les signaux détectés aux portes (2) et (3), il y'a premièrement une différence entre eux et on est loin des 3 dB.
Ceci est du en particulier :
- Aux erreurs sur les largeurs des bras (voir chapitre III, tableau III.1) une erreur de 0,3mm entraine une erreur sur le couplage de 1,6 dB environ.
- Aux pertes sur les court-circuits à l'intérieur du guide.
- Aux pertes dans les lignes.
- A la dissymétrie du montage.
- A la désadaptation au niveau des bras d'accès (voir étude qui a été faite au chapitre III sur la désadaptation.

CONCLUSION GENERALE :

Avec notre maquette, nous ne pouvons avoir de bons résultats ceci a cause des nombreuses sources d'erreurs et de pertes. Il faut donc les minimiser au maximum si on veut avoir un bon montage. Faute de temps, nous n'avons pas pu réaliser une nouvelle maquette. Mais nous conseillons de :

- 1 - Diminuer au maximum les dimensions du montage pour éviter une résonance possible de celui-ci .
- 2 - Ne pas utiliser de tige en laiton pour les transitions. Elles introduisent trop ~~des~~ discontinuitées (apparition de modes supérieurs). La transition doit être faite par le ruban lui-même.
- 3 - Induire le court-circuit du guide d'ondes d'une couche d'argent pour augmenter la conductivité et diminuer ainsi les pertes.
- 4 - Avoir des transitions aussi identiques que possible. Pour pouvoir déterminer par la suite les paramètres des transitions guide ligne ruban.
- 5 - Changer le mode de fixation, il faut que la fixation de la ligne soit indépendante de celle des guides d'ondes. Pour éviter que le serrage ne devienne un paramètre.

Ces cinq premiers points concernent la partie mécanique du montage.

Pour la réalisation du ruban nous pensons, qu'il est indispensable d'utiliser la photogravure (technique des circuits imprimés). Les erreurs introduites sont ici très importantes.

On a ici deux sortes d'erreurs :

- 1 - Erreur due aux dimensions, il faut que les côtés du coupleur aient exactement une valeur de $\lambda/4$ (dans notre cas $3\lambda/4$). Si on fait une erreur alors le coupleur se comporterait comme si la fréquence d'excitation changeait.
- 2 - Erreur due à la largeur du ruban, on aura alors une erreur importante sur les impédances caractéristiques des bras du coupleur.

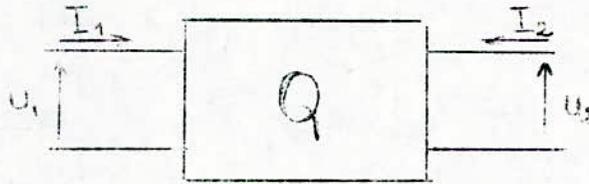
Donc ces deux erreurs une fois combinées, nous donnent des résultats qui peuvent être très éloignés des résultats théoriques.

D'où la nécessité d'utiliser la photogravure.

Nous aborderons dans ce qui suivra les notions qui nous serviront à traiter le chapitre III.

A.1 - Matrice itérative ou caractéristique d'un quadripôle :

Soit



On définit alors la matrice suivante.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

A.11 - Exemples :

A.111 - Pour un tronçon de ligne de longueur l et d'impédance caractéristique Z_c , on a :

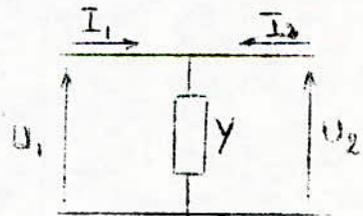
$$[A] = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma l & Z_c \operatorname{sh} \gamma l \\ \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{Z_c} & \operatorname{ch} \gamma l \end{bmatrix}$$

Si le tronçon de ligne est sans pertes alors :

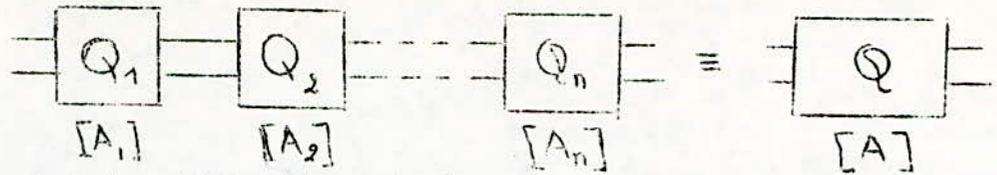
$$[A] = \begin{bmatrix} \cos \beta l & j Z_c \sin \beta l \\ j \frac{\sin \beta l}{Z_c} & \cos \beta l \end{bmatrix}$$

A.112 - Pour une admittance Y placée en parallèle sur une ligne, on a

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$$



A.12 - Matrice étérative de plusieurs quadripôles mis en cascade:



La matrice étérative résultante est alors égale au produit des matrices étératives de chaque quadripôle.

$$[A] = [A_1][A_2] \dots [A_n]$$

A.13 - Matrice impédance (Z) d'un quadripôle :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

On a alors les relations suivantes entre les \$Z_{ij}\$ et les \$A_{ij}\$

$$z_{11} = \frac{A_{11}}{A_{21}} \quad z_{12} = \frac{|A|}{A_{21}} \quad |Z| = \frac{A_{12}}{A_{21}}$$

$$z_{21} = \frac{1}{A_{21}} \quad z_{22} = \frac{A_{22}}{A_{21}}$$

** Si le quadripôle est réciproque alors

- $\det A = |A| = 1$

- $Z_{12} = Z_{21}$

** Si le quadripôle est symétrique alors

$A_{11} = A_{22}$

$Z_{11} = Z_{22}$

A.14 - Relation entre les \$S_{ij}\$, les \$Z_{ij}\$ et les \$A_{ij}\$ d'un quadripôle symétrique et réciproque :

On a $S = (Z-I)(Z+I) = \begin{bmatrix} z_{11}-1 & z_{12} \\ z_{21} & z_{22}-1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{22}+1 & -z_{12} \\ -z_{21} & z_{11}+1 \end{bmatrix}$

$$s_{ij} = \frac{z_{ij}}{z_0}$$

$$(z_{11}+1)(z_{22}+1) - z_{12}z_{21}$$

On obtient alors

$$(S) = \begin{bmatrix} |z_{11}+z_{11}-z_{22}-1 & 2z_{12} \\ 2z_{21} & |z_{11}-z_{11}+z_{22}-1| \end{bmatrix} \Bigg/ \begin{matrix} |z_{11}+z_{11}+z_{22}+1 \\ |z_{11}+z_{11}+z_{22}+1 \end{matrix}$$

$$(S) = \frac{\begin{bmatrix} |z| + (z_{11} - z_{22})z_0 - z_0^2 & 2z_{12}z_0 \\ 2z_{21}z_0 & |z| - (z_{11} - z_{22})z_0 - z_0^2 \end{bmatrix}}{|z| + (z_{11} + z_{22})z_0 + z_0^2}$$

Si le quadripôle est symétrique et réciproque, (S) devient

$$(S) = \frac{\begin{bmatrix} |z| - z_0^2 & 2z_{12}z_0 \\ 2z_{12}z_0 & |z| - z_0^2 \end{bmatrix}}{|z| + 2z_{11}z_0 + z_0^2}$$

Et dans ce cas les relations entre les S_{ij} et A_{ij} sont

$$(S) = \frac{\begin{bmatrix} \frac{A_{12} - z_0^2}{A_{21}} & \frac{2z_0}{A_{21}} \\ \frac{2z_0}{A_{21}} & \frac{A_{12} - z_0^2}{A_{21}} \end{bmatrix}}{\frac{A_{12}}{A_{21}} + 2\frac{A_{11}}{A_{21}}z_0 + z_0^2}$$

Et on obtient

$$S_{11} = S_{22} = \frac{A_{12} - A_{21}z_0^2}{A_{12} + 2A_{11}z_0 + A_{21}z_0^2}$$

$$S = S = \frac{2z_0}{A_{12} + 2A_{11}z_0 + A_{21}z_0^2}$$

A Cas du compteur réactif en ligne ruban à l'inter-
localisée où $\alpha = \beta = \frac{\pi}{4}$ (voir chapitre III)

dans ce cas particulier aussi on a

$$a = \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) = 0$$

$$b = \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) = -1$$

$$c = \tan\left(\frac{3\pi}{4}\right) = -1$$

les formules III.7 et III.9 nous donnent :

$$S_{nae} = \frac{j [-z_1^2 z_2^2 - z_2^2 z_0^2 + z_1^2 z_0^2]}{D_e}$$

$$S_{obe} = \frac{2 z_0 z_1 z_2}{D_e}$$

$$D_e = -2 z_2^2 z_0 z_1 + j [-z_1^2 z_2^2 + z_2^2 z_0^2 - z_1^2 z_0^2]$$

$$S_{na_0} = \frac{j [-z_1^2 z_2^2 - z_2^2 z_0^2 + z_1^2 z_0^2]}{D_0}$$

$$S_{ob_0} = \frac{2 z_0 z_1 z_2}{D_0}$$

$$D_0 = 2 z_2^2 z_1 z_0 + j [-z_1^2 z_2^2 + z_2^2 z_0^2 - z_1^2 z_0^2]$$

les (Sij) de notre quadriporte sont toujours données
 Les équations III.2. On obtient alors ..

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{1}{D} \left[\left(\frac{Z_2}{Z_0} \right)^2 - \left(\frac{Z_1}{Z_2} - \frac{Z_0 Z_1}{Z_1^2} \right)^2 \right] \\ S_{12} = + \frac{Z_0}{D} \left[\frac{Z_2}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_2} - \frac{Z_0 Z_1}{Z_1^2} \right] \\ S_{13} = - \frac{1}{D} \frac{Z_2}{Z_1} \\ S_{14} = \frac{Z_0}{D} \left(\frac{Z_2}{Z_1} \right) \left(\frac{Z_0}{Z_2} - \frac{Z_0 Z_1}{Z_1^2} - \frac{Z_1}{Z_0} \right) \\ D = 4 \left(\frac{Z_2}{Z_1} \right)^2 + \left(\frac{Z_2}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_2} - \frac{Z_0 Z_1}{Z_1^2} \right)^2 \end{cases}$$

la condition pour que le quadripôle soit un coupleur
reste la même que pour (III. 13) et II.

et dans ce cas on obtient

$$D = 4$$

$$S_{12} = j \frac{Z_0}{Z_1}$$

$$S_{13} = - \frac{Z_2}{Z_1} = - \sqrt{1 - \left(\frac{Z_2}{Z_0} \right)^2}$$

Les études faites pour le cas où $Z_2 = Z_0 = \frac{Z_1}{4}$ (étude des
fonctions de la fréquence, de la réalisation, de la désadaptation)
donneraient lieu aux mêmes résultats et conclusions pour
ce coupleur ($Z_1 = Z_2 = \frac{Z_0}{4}$).

BIBLIOGRAPHIE
=====

- (1) Matrice (S) E.REVIER, R.SARDOS - 1982
- (2) S. LEFEVRE, technique des μ O. Publication ENS, EEIH, TOULOUSE 1977.
- (3) HOWE J.R : Stripline circuit désign - 1974
- (4) GL. MATTEI AND ALL.
Microwave filters, Impédance Matching Networks and
coupling structures N.Y 1964
- (5) G. BOUDOURIS et P. CHENEVIER, Circuits pour ondes guidées 1975
- (6) F. GARDIOL, Hyperfréquences 1981
- (7) CATALOGUE ANAREN MICROWAVE 1981
- (8) S.F. ADAM, MICROWAVE THEORY AND APPLICATIONS 1969
- (9) R. LEVY, Directionnel couplers
Advances in microwaves N.Y. 1966
- (10) R. VOGEL, EFFECTS Of dimensionnel tolérances on
the performance of microstrip components
Proceedings of microcoll, Budapest, MT 44/1 — 44/9
- (11) F. DEBICKI, Applications et propriétés concernant les
coupleurs directifs
compte rendu de l'école polytechnique de GDANSK N°163, 1970
page (67 à 92)
- (12) G.D. VENDELIN, Limitations striplin Q.
Microwave Journal n°13, 1970 pages (63 à 69)