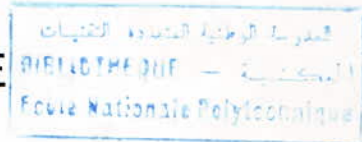


ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

C.A.O.

des Amplificateurs

* Microondes *

Proposé par :

Mr. M. TRABELSI

Etudié par :

Mr. DRIF Amar

Mr. TOUNSI Sidali

Dirigé par :

Mr. M. TRABELSI

PROMOTION :

JAN. 1988

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEDICACES
oooooooooooooooooooo

- A MA MERE
- A MON PERE
- A TOUTE MA FAMILLE
- A BEN BOURENANE ALI
- A TOUNSI SIDALI
- A TOUS MES AMIS.

A la mémoire des Chouhadas :

DRIF Amar
DRIF Saïd.

AMAR.

Amir
✓

REMERCIEMENTS
oooooooooooooooooooooooooooo

Nous tenons à exprimer toute notre reconnaissance à Monsieur M. TRABELSI notre promoteur, qui nous a guidé tout au long de notre travail.

Nous remercions aussi Monsieur H. DAHIMENE professeur à l'INELEC (Boumerdès), pour son aide précieuse, et tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

SOMMAIRE

INTRODUCTION	I
I. MATRICE DE DISPERSION	2
I.1. INTRODUCTION	2
I.2. GENERALITES SUR LES QUADRIPOLES	2
I.3. MATRICE DE DISPERSION	5
II. ANALYSE DES QUADRIPOLES ACTIFS	8
II.1. GAIN DE TRANSFERT D'UN QUADRIPOLE ACTIF	8
II.2. ETUDE DE L'ADAPTATION	10
II.3. ETUDE DE LA STABILITE	12
II.3.1. STABILITE INCONDITIONNELLE	12
II.3.2. STABILITE CONDITIONNELLE	13
II.4. NOTIONS DE BRUIT DANS LES QUADRIPOLES	15
III. ETUDE DES AMPLIFICATEURS A BANDE ETROITE	17
III.1. AMPLIFICATEUR A GAIN ELEVE	17
III.2. AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT	20
III.3. RECHERCHE D'UN COMPROMIS	21
IV. LIGNES A MICRORUBANS	22
IV.1. INTRODUCTION	22
IV.2. DESCRIPTION DE LA MICROBANDE	22
IV.3. FORMULES POUR LA CONCEPTION DE LA MICROBANDE	23
IV.4. DISPERSION DANS LA MICROBANDE	25
IV.5. LIMITES EN FREQUENCE	26

V. ETUDE PREALABLE A L'ELABORATION DU PROGRAMME	27
V.I. PROPRIETES D'UN QUADRIPOLE PASSIF ET NON DISSIPATIF	27
V.I.I. MATRICE DE REPARTITION D'UNE LIGNE SANS PERTES	29
V.I.2. MATRICE DE REPARTITION D'UN STUB	34
V.2. MISE EN CASCADE DE QUADRIPOLES	38
V.3. DETERMINATION DES DIFFERENTS RESEAUX D'ADAPTATION	40
V.4. CORRECTION DES DISCONTINUITES RENCONTREES	49
V.4.I. LE CIRCUIT OUVERT	49
V.4.2. VARIATION SYMETRIQUE DE LA LARGEUR	49
V.4.3. COUDES	50
V.5. DETERMINATION D'UN BON COMPROMIS ENTRE GAIN ET BRUIT	50
VI. PROGRAMMES DE CONCEPTION ASSISTEE PAR ORDINATEUR	53
VI.I. PROGRAMME D'ANALYSE	53
VI.I.I. PRESENTATION DU PROGRAMME	53
VI.I.2. ORGANIGRAMME	54
VI.I.3. REMARQUES	55
VI.I.4. EXEMPLE	55
VI.2. PROGRAMME DE CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR	60
VI.2.I. PRESENTATION DU PROGRAMME	60
VI.2.2. ORGANIGRAMME	62
VI.2.3. REMARQUES	67
VI.2.4. EXEMPLES	67
ANNEXES	74
CONCLUSION	73
BIBLIOGRAPHIE	81

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Les hyperfréquences trouvent actuellement leurs applications dans des domaines de plus en plus nombreux, et couvrent un spectre de plus en plus large.

De nouveaux développements en matière de composants et de circuits sont requis pour satisfaire aux besoins des divers systèmes de télécommunications : Communications par satellite, équipement de navigation, radars et réseaux d'antennes. Dans ces systèmes, l'amplification est une opération importante qui nécessite une conception rigoureuse et à moindre coût, or toute conception dans le domaine des hyperfréquences fait appel à une théorie complexe débouchant sur des calculs fastidieux. De plus les systèmes de réception exigent des caractéristiques strictes pour leur bon fonctionnement (gain élevé, faible bruit), ce qui entraîne la recherche de la conception optimale.

De là apparaît le besoin d'utiliser l'ordinateur comme support permettant de réduire considérablement le temps, les efforts et le coût alloués à la conception.

Dans cet esprit, il nous a été demandé d'élaborer un logiciel aidant à une conception rapide des amplificateurs à bande étroite, à faible niveau, destinés à la préamplification.

Dans ce but on a été amenés à étudier les concepts relatifs à la matrice de dispersion; ceci fait l'objet du chapitre I.

Aux chapitres II et III on traite la théorie des amplificateurs. Le chapitre IV est consacré à une étude succincte de la microbande. Aux chapitres V et VI on présente les techniques utilisées pour l'élaboration du programme et des exemples traités.

I

**MATRICE
DE
DISPERSION**

I. MATRICE DE DISPERSION

I.1. INTRODUCTION

L'étude d'un quadripôle linéaire peut se faire à l'aide de matrices bien connues : Matrice Z , Y et H .

La détermination expérimentale des éléments de ces matrices exige des mesures en court-circuit ou en circuit ouvert.

Au dessus de 100 MHz , la condition circuit ouvert (impédance infinie) est difficile à réaliser, quant à la mise en court circuit elle entraîne souvent l'oscillation du montage.

En hyperfréquence, la détermination des matrices précédentes devient quasiment impossible, il est alors indispensable d'introduire une nouvelle matrice caractéristique : Matrice de dispersion ou de répartition $[S]$ qui sera définie dans ce chapitre.

I.2. GENERALITES SUR LES QUADRIPÔLES

On définit dans un premier temps les coefficients de réflexion en tension et en courant d'un réseau à un accès. [4]

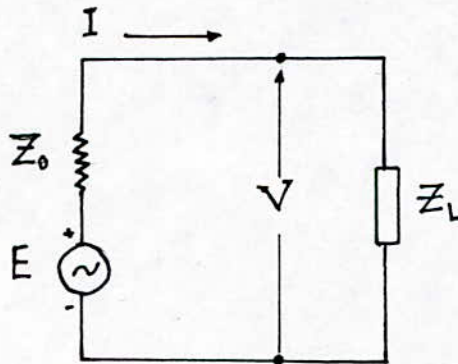


fig. 1.1. Réseau à un accès.

$$I = \frac{E}{Z_0 + Z_L} \quad (1.1)$$

$$V = \frac{E \cdot Z_L}{Z_0 + Z_L} \quad (1.2)$$

Le courant incident I_i est le courant à l'adaptation ($Z_L = Z_0^*$).

$$I_i = \frac{E}{Z_0 + Z_0^*} \quad (1.3)$$

La tension incidente est la tension aux bornes de la charge à l'adaptation.

$$V_i = \frac{E \cdot Z_o^*}{Z_o + Z_o^*} \quad (1.4)$$

Les composantes réfléchies sont définies comme suit:

$$I_r = I_i - I \quad (1.5)$$

$$V_r = V - V_i \quad (1.6)$$

En substituant (1.1) et (1.3) dans (1.5) on obtient;

$$I_r = \frac{Z_L - Z_o^*}{Z_L + Z_o} \cdot I_i \quad (1.7)$$

D'une manière similaire on obtient;

$$V_r = \frac{Z_o}{Z_o^*} \cdot \frac{Z_L - Z_o^*}{Z_L + Z_o} \cdot V_i \quad (1.8)$$

d'où les coefficients de réflexion en courant et en tension:

$$S_I = \frac{I_r}{I_i} = \frac{Z_L - Z_o^*}{Z_L + Z_o} \quad (1.9)$$

$$S_V = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_o}{Z_o^*} \cdot \frac{Z_L - Z_o^*}{Z_L + Z_o} \quad (1.10)$$

Remarque: Si $Z_o = Z_o^* = R_o$ (réelle) on aura :

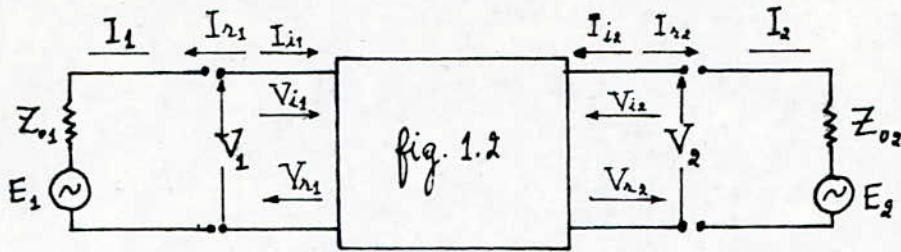
$$S_I = S_V = S = \frac{Z_L - R_o}{Z_L + R_o} \quad (1.11)$$

De (1.3) et (1.4) on déduit que:

$$V_i = Z_o^* I_i \quad (1.12)$$

$$\text{et } V_r = Z_o I_r \quad (1.13)$$

Considérons maintenant le réseau à deux accès (quadripôle);



les expressions (1.12) et (1.13) deviennent:

$$[V_i] = [Z_o^*] \cdot [I_i]$$

$$[V_r] = [Z_o] \cdot [I_r]$$

avec;

$$[Z_o] = \begin{bmatrix} Z_{o1} & 0 \\ 0 & Z_{o2} \end{bmatrix}$$

de même (1.5) et (1.6) deviennent:

$$[I_r] = [I_i] - [I]$$

$$[V] = [V_i] + [V_r]$$

La matrice impédance $[Z]$ du réseau est définie par:

$$[V] = [Z] \cdot [I]$$

De (1.7) et (1.8) on a:

$$[I_r] = [S^I] \cdot [I_i] \quad (1.14)$$

$$[V_r] = [S^V] \cdot [V_i] \quad (1.15)$$

En tenant compte de ce qui précède on peut exprimer les matrices de répartition en courant et en tension $[S^I]$ et $[S^V]$:

$$[S^I] = ([Z] - [Z_o^*]) \cdot ([Z] + [Z_o])^{-1} \quad (1.16)$$

$$[S^V] = -([Y] - [Y_o^*]) \cdot ([Y] + [Y_o])^{-1} \quad (1.17)$$

Note:

$[]$: Matrice.

I.3. MATRICE DE DISPERSION

On définit un vecteur $[a]$ appelé onde incidente par la relation :

$$[a] = \frac{([Z_0] + [Z_0^*])^{1/2}}{\sqrt{2}} \cdot [I_i] \quad (1.18)$$

De même on définit l'onde réfléchie par le vecteur $[b]$:

$$[b] = \frac{([Z_0] + [Z_0^*])^{1/2}}{\sqrt{2}} \cdot [I_r] \quad (1.19)$$

La matrice de dispersion généralisée $[S]$ est définie alors par :

$$[b] = [S] [a] \quad (1.20)$$

$[S]$ s'exprime en fonction de $[S^1]$ comme suit :

$$[S] = [R_0]^{1/2} \cdot [S^1] \cdot [R_0]^{-1/2} \quad (1.21)$$

Les vecteurs $[a]$ et $[b]$ ont été définis en fonction des courants incident et réfléchi. On exprimera $[a]$ et $[b]$ en fonction de $[I]$ et $[V]$, pour cela on considère la figure suivante :

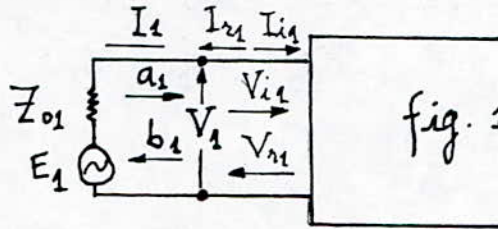


fig. 1.3. Courants et tensions à l'accès 1.

On a les égalités :

$$\begin{aligned} E_1 &= V_1 + Z_{01} \cdot I_1 \\ V_1 &= V_{i1} + V_{r1} \\ I_1 &= I_{i1} - I_{r1} \end{aligned}$$

Et d'après (1.18) et (1.19) on a :

$$V_{i1} = Z_{01}^* \cdot I_{i1} \quad \text{et} \quad V_{r1} = Z_{01} \cdot I_{r1}$$

On aboutit à :

$$V_1 + Z_{01} \cdot I_1 = 2 \cdot R_{01} \cdot I_{i1}$$

Or d'après (1.18) on a :

$$a_1 = \sqrt{R_{01}} \cdot I_{i1}$$

Ce qui entraîne :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_{01} \cdot I_1}{2 \sqrt{R_{01}}} \quad (1.22)$$

En généralisant (1.22) on obtient :

$$a_j = \frac{V_j + Z_{0j} I_j}{2 \sqrt{R_{0j}}} ; (j = 1, 2) \quad (1.23)$$

Alors :

$$[a] = \frac{1}{2} [R_0]^{1/2} \cdot ([V] + [Z_0][I]) \quad (1.24)$$

On exprime maintenant $V_1 - Z_{01}^* I_1$:

$$V_1 - Z_{01}^* I_1 = Z_{01}^* I_{i1} + Z_{01} I_{r1} - Z_{01}^* I_{i1} + Z_{01}^* I_{r1}$$

D'où :

$$V_1 - Z_{01}^* I_1 = 2 \cdot R_{01} I_{r1}$$

D'après (1.19) on a :

$$b_1 = \sqrt{R_{01}} \cdot I_{r1}$$

D'où

$$b_j = \frac{V_j - Z_{0j}^* I_j}{2 \sqrt{R_{0j}}} \quad (1.25)$$

Alors;

$$[b] = \frac{1}{2} [R_0]^{-1/2} ([V] - [Z_0][I]) \quad (1.26)$$

Détermination des éléments de la matrice de dispersion :

De l'expression (1.20) on a :

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (1.27a)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (1.27b)$$

Donc les éléments de la matrice $[S]$ sont donnés par :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (1.28a)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} . \quad (1.28b)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} . \quad (1.28c)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} . \quad (1.28d)$$

II

ANALYSE DES QUADRIPOLES ACTIFS

II. ANALYSE DES QUADRIPOLES ACTIFS

II.1. GAIN DE TRANSFERT D'UN QUADRIPOLE ACTIF

En pratique les paramètres $[S]$ d'un quadripôle actif (transistor) sont mesurés par rapport à l'impédance caractéristique Z_0 (en général 50 Ohms), mais pour la conception des amplificateurs on a besoin d'une expression plus générale de la matrice $[S]$, qui doit être normalisée par rapport à des impédances de source Z_S et de charge Z_L arbitraires, on a donc la figure suivante :

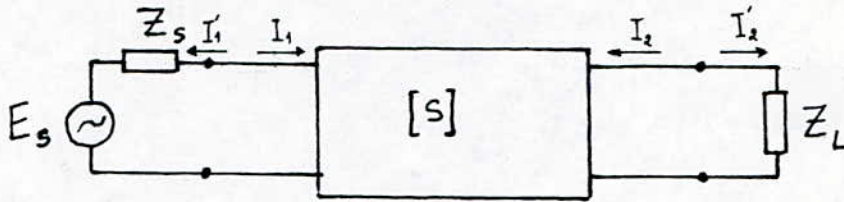


fig. 2.1. Quadripôle actif.

En supposant que Z_S et Z_L sont à parties réelles positives, cette matrice est donnée par l'expression suivante : [voir démonstration en Annexe A1]. [1].

$$[S'] = [A]^{-1} \cdot ([S] - [\Gamma]^{t*}) \cdot ([I_2] - [\Gamma][S])^{-1} \cdot [A]^{t*} \quad (2.1a)$$

$$\text{Avec : } [A] = \frac{1}{2} [Z_0]^{-1/2} \cdot [R']^{-1} \cdot ([I_2] - [\Gamma]^{t*}) = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix}$$

$$[\Gamma] = ([Z'] - [Z]) ([Z'] + [Z])^{-1}$$

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} \Gamma_s & 0 \\ 0 & \Gamma_L \end{bmatrix} ; [I_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[Z'] = \begin{bmatrix} Z_s & 0 \\ 0 & Z_L \end{bmatrix} ; [Z] = \begin{bmatrix} Z_0 & 0 \\ 0 & Z_0 \end{bmatrix}$$

et

$$[R'] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}(Z_s)}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}(Z_L)}} \end{bmatrix}$$

Ce qui nous donne les relations suivantes : [4]

$$S'_{11} = \frac{A_1^* (1 - \Gamma_L S_{22})(S_{11} - \Gamma_S^*) + \Gamma_L S_{12} \cdot S_{21}}{A_1}$$

$$S'_{12} = \frac{A_2^* S_{12} (1 - |\Gamma_S|^2)}{A_1}$$

$$S'_{21} = \frac{A_1^* S_{21} (1 - |\Gamma_L|^2)}{A_2}$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^* (1 - \Gamma_S S_{11})(S_{22} - \Gamma_L^*) + \Gamma_S S_{12} S_{21}}{A_2}$$

$$D = (1 - \Gamma_S S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_S \Gamma_L S_{12} S_{21}$$

(2.1 b)

On définit maintenant une caractéristique très importante des amplificateurs qui est le gain de transfert en puissance G_T donné par :

$$G_T = \frac{P_L}{P_a} = \frac{(Re Z_L) \cdot |-I_2|^2}{|E_s|^2 / 4 (Re Z_s)}$$

Où P_L est la puissance dissipée dans Z_L ,
et P_a est la puissance disponible à la source
Le gain transducique s'écrit alors;

$$G_T = |S'_{21}|^2$$

et d'après (2.1b) cette expression devient :

$$G_T = |S'_{21}|^2 = |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - \Gamma_S S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_S \Gamma_L S_{21} S_{12}|^2} \quad (2.2)$$

Dans l'expression précédente du gain, les termes S_{ij} sont fixés par les conditions de polarisation, par contre les coefficients de réflexion Γ_S et Γ_L peuvent être choisis afin d'avoir la valeur du gain G_T désirée.

II.2. ETUDE DE L'ADAPTATION

L'adaptation simultanée consiste à réaliser le transfert maximal de puissance entre la source et le quadripôle d'une part, et entre le quadripôle et la charge d'autre part. Ainsi le gain de transfert en puissance G_T sera le plus élevé possible. Ceci est traduit en termes de coefficients de réflexion par le système suivant : [1] :

$$\Gamma_i = \Gamma_s^* = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (2.3 a)$$

$$\Gamma_o = \Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - \Gamma_s S_{11}} \quad (2.3 b)$$

Où Γ_i est le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle, et Γ_o est le coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle.

Γ_s et Γ_L ont été définis dans le paragraphe précédent.

Le système (2.3) peut aussi être obtenu en posant dans (2.1b) $S'_{11} = 0$ et $S'_{22} = 0$ (i.e. qu'il n'y a pas de réflexion ni à l'entrée ni à la sortie), il nous donne les expressions des coefficients de réflexion à l'adaptation suivants : [1]; [4] :

$$\Gamma_{SM} = C_1^* \left[B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2} \right] / (2|C_2|^2) \quad (2.4 a)$$

$$\Gamma_{LM} = C_2^* \left[B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2} \right] / (2|C_1|^2) \quad (2.4 b)$$

Où :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.5)$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.6)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^* \quad (2.7)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^* \quad (2.8)$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (2.9)$$

Le signe (-) est utilisé quand $[1] B_i > 0$,
 et le signe (+) quand $[1] B_i < 0$; $i = 1, 2$.

Notons que;

$$\Gamma_{SM} = \frac{Z_{SM} - Z_0}{Z_{SM} + Z_0}$$

et;

$$\Gamma_{LM} = \frac{Z_{LM} - Z_0}{Z_{LM} + Z_0}$$

où Z_{SM} et Z_{LM} sont les impédances de sources et de charge adaptées.

Pour garantir que les parties réelles de ces dernières soient positives il est nécessaire d'avoir $|\Gamma_{SM}| < 1$ et $|\Gamma_{LM}| < 1$, ceci nous donne avec (2.4a) et (2.4b) la condition d'adaptation simultanée suivante:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12} \cdot S_{21}|} > 1 \quad (2.10)$$

Ou: $|S_{11}| < 1$ et $|S_{22}| < 1$, (2.11)

si le transistor est unilatéralisé ($S_{12} = 0$).

Le gain transducique maximal (à l'adaptation) est obtenu en substituant (2.4) à (2.10) dans (2.2): [1]

$$G_{Tmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \cdot (K + \sqrt{K^2 - 1}) \quad , \quad \text{si } B_1 < 0 \quad (2.12)$$

$$G_{Tmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \cdot (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad , \quad \text{si } B_1 > 0 \quad (2.13)$$

Et pour le modèle unilatéralisé l'expression du gain sera:

$$G_{u\max} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.14)$$

II.3 ETUDE DE LA STABILITE

II.3.I. Stabilité inconditionnelle:

Un quadripôle actif est inconditionnellement stable si et seulement si les parties réelles de ses impédances d'entrée et de sortie restent positives quelle que soit l'impédance de source Z_S et celle de la charge Z_L . Ceci se traduit par les relations suivantes :

$$\left| S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right| < 1 \quad ; \quad |\Gamma_L| < 1 \quad . \quad (2.15)$$

et

$$\left| S_{22} + \frac{\Gamma_S S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_S S_{11}} \right| < 1 \quad ; \quad |\Gamma_S| < 1 \quad . \quad (2.16)$$

Ceci est équivalent à dire que $|S'_{11}| < 1$ et $|S'_{22}| < 1$ pour tout $|\Gamma_L| < 1$ et $|\Gamma_S| < 1$.

A partir de (2.15) et (2.16) on tire la condition nécessaire et suffisante de la stabilité inconditionnelle qui est donnée par les relations qui suivent :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{21} S_{12}|} > 1 . \quad (2.17)$$

et

$$|\Delta| = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| < 1 . \quad (2.18)$$

Remarque : La relation (2.17) est justement la condition nécessaire pour l'adaptation simultanée, donc il est toujours possible de réaliser une adaptation simultanée pour un quadripôle inconditionnellement stable, mais l'inverse n'est pas vrai.

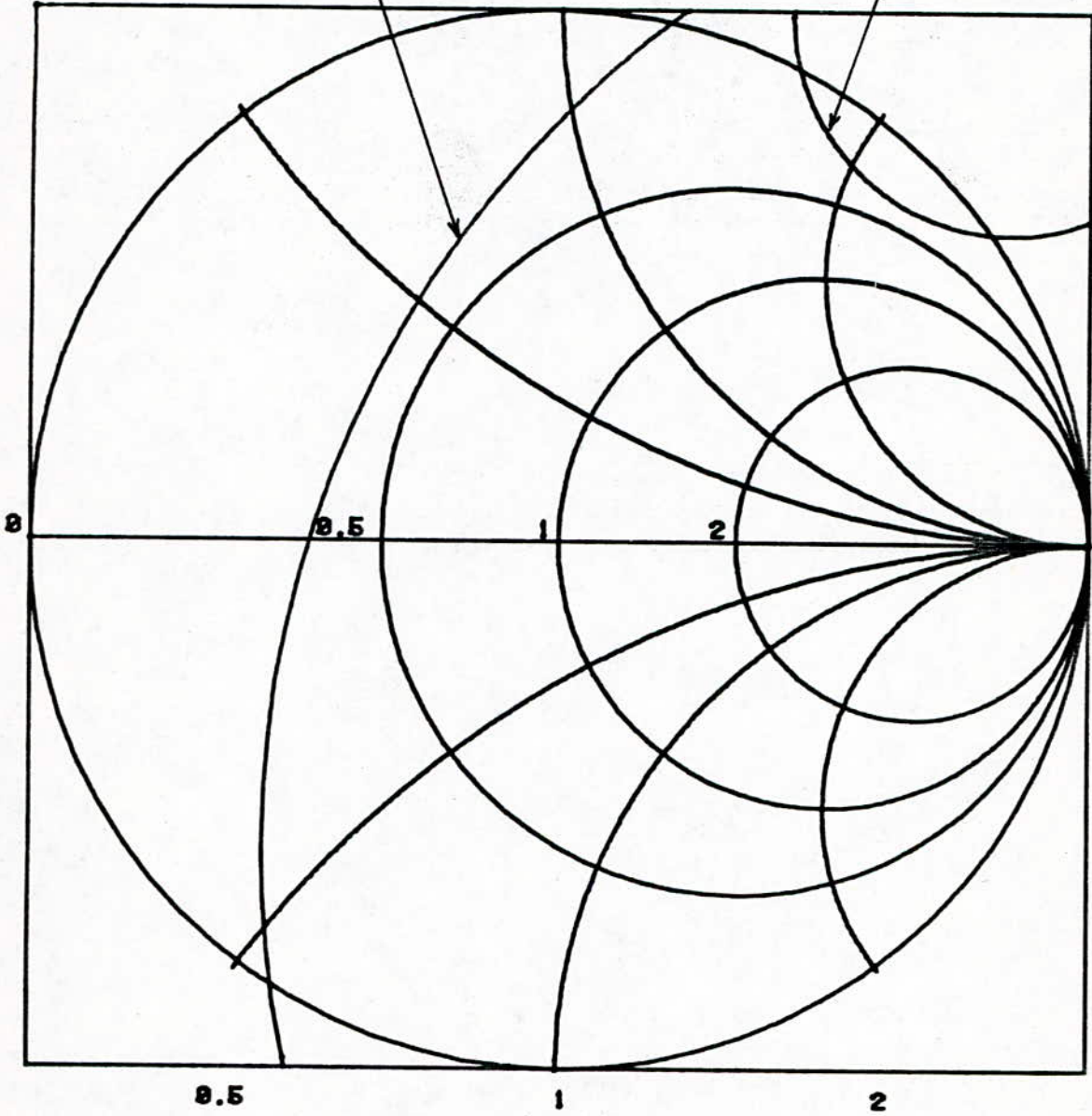
II.3.2. Stabilité conditionnelle :

Il peut arriver que le quadripôle ne soit pas inconditionnellement stable, c'est à dire que les parties réelles des impédances d'entrée et de sortie peuvent être négatives pour certaines impédances de source Z_S et de charge Z_L . De ce fait beaucoup de transistors sont potentiellement instables au-delà d'un certain domaine de fréquences; il est alors nécessaire de connaître les valeurs des impédances de source et de charge qui donnent la stabilité.

On cherche d'abord la charge qui donne une impédance d'entrée à partie réelle positive, c'est à dire $|\Gamma_i| < 1$ où Γ_i est donné par (2.3a). Ceci revient à tracer un cercle de rayon r_L et de centre C_L (voir annexe A3) dans le plan de la charge appelé cercle de stabilité (fig 2.2)

Cercle délimitant le lieu de stabilité source

Cercle délimitant le lieu de stabilité charge



Cercles de stabilité.

Fig. 2. 2.

$$\Gamma_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| \quad (2.19a)$$

$$C_L = \frac{S_{11} \cdot \Delta^* - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \quad (2.19b)$$

Toutes les valeurs de Γ_L situées sur le cercle de stabilité correspondent à $|\Gamma_L| = 1$, il délimite donc deux régions.

Pour $|S_{11}| < 1$ toute valeur de Γ_L appartenant à la région qui contient le centre de l'abaque de Smith assure la stabilité.

De la même manière on trace le cercle qui délimite le lieu de Γ_S pour lequel on la stabilité; il est donné par:

$$\Gamma_S = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| \quad (2.20 a)$$

$$C_S = \frac{S_{22} \cdot \Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \quad (2.20 b)$$

II.4. NOTIONS DE BRUIT DANS LES QUADRIPOLES

Dans la réception, les faibles signaux sont toujours accompagnés de signaux parasites perturbateurs, de plus n'importe quel dispositif de détection ou d'amplification rajoute un bruit additionnel.

Puisque le niveau du bruit ne peut être contrôlé à l'entrée, le constructeur à tout intérêt à concevoir un système de réception à faible bruit.

On définit pour cela une caractéristique importante du quadripôle qui est son facteur de bruit F défini comme suit :

$$F = \frac{(S/B)_{\text{Entree}}}{(S/B)_{\text{Sortie}}} \quad (2.21)$$

S : Signal utile

B : Bruit.

On démontre [1] que F peut s'exprimer de la manière suivante:

$$F = F_m + \frac{R_n}{G_s} \left[(G_s - G_m)^2 + (B_s - B_m)^2 \right]. \quad (2.22)$$

Où $Y_s = G_s + jB_s$ est l'admittance de la source et $Y_m = G_m + jB_m$ est sa valeur particulière pour laquelle $F = F_m$;

Γ_m est le facteur de bruit minimum du quadripôle ;

R_n est la résistance équivalente de bruit.

On pose maintenant :

$$\Gamma_s = \frac{Y_o - Y_s}{Y_o + Y_s}. \quad (2.23)$$

$$\Gamma_m = \frac{Y_o - Y_m}{Y_o + Y_m}. \quad (2.24)$$

Qui sont respectivement les coefficients de réflexion de la source et de la source donnant le minimum de bruit.

F s'exprimera alors :

$$F = F_m + 4 \frac{R_n}{Z_o} \cdot \frac{|\Gamma_s - \Gamma_m|}{|1 + \Gamma_m|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}. \quad (2.25)$$

Où Γ_s , Γ_m , R_n et F_m sont de paramètres déjà définis, et Z_o est l'impédance caractéristique de normalisation du transistor (50 Ohms).

III. ETUDE DES AMPLIFICATEURS A BANDE ETROITE

Dans ce chapitre on s'intéressera particulièrement aux amplificateurs à transistors à petits signaux, donc à deux types de conception : Amplificateurs à gain élevé et amplificateurs à faible bruit. Ces amplificateurs sont souvent utilisés dans les systèmes de réception où le niveau du signal est assez faible pour pouvoir négliger les distortions.

III.I. AMPLIFICATEUR A GAIN ELEVE

La conception des amplificateurs à bande étroite et à gain élevé nécessite des circuits d'adaptation qui transforment les coefficients de réflexion de la source Γ_S et de la charge Γ_L en leurs équivalents d'adaptation Γ_{SM} et Γ_{LM} donnés par les expressions (2.4a) et (2.4b); ceci quand le transistor est inconditionnellement stable; c'est à dire lorsque $K > 1$ et $|\Delta| < 1$, K et $|\Delta|$ sont donnés par (2.17) et (2.18). Le critère de stabilité inconditionnelle nous donne à partir de (A.2.7) et (A.2.9) les relations suivantes:

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12} S_{21}| \quad (3.1)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12} S_{21}| \quad (3.2)$$

De (3.1) et (3.2) on voit que $B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0$,
et que $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 > 0$.

Les relations (2.4a) et (2.4b) s'écrivent alors

$$\Gamma_{SM} = C_1^* [B_1 - (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2}] / (2|C_1|^2) \quad (3.3)$$

$$\Gamma_{LM} = C_2^* [B_2 - (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2}] / (2|C_2|^2) \quad (3.4)$$

$$\text{d'où : } G_{max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \cdot \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (3.5)$$

Où C_1 et C_2 sont donnés par (2.7) et (2.8).

Lorsque K tend vers un (1) par valeurs supérieures G_{max} tend vers $|S_{21}/S_{12}|$, cette quantité est appelée le gain maximum à la stabilité de l'amplificateur [1] :

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (3.6)$$

Quand le transistor est potentiellement instable et $K < 1$, dans ce cas G_{max} donné par (3.5) n'est pas défini, on utilise alors la notion de gain en puissance G_p défini par le rapport de la puissance transmise à la charge et la puissance disponible à l'entrée du transistor.

On a :

$$G_p = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} = \frac{|b_2|^2/|a_1|^2}{1 - (|b_1|^2/|a_1|^2)} = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2} \quad (3.7)$$

On note que le gain en puissance G_p est indépendant de l'impédance de la source Z_S par définition, pour simplifier les calculs on pose alors $\Gamma_S = 0$ et on trouve :

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(C_2 \Gamma_L)} \quad (3.8)$$

Où $C_2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*$.

On introduit le gain en puissance normalisé défini par :

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(C_2 \Gamma_L)} \quad (3.9)$$

On montre que pour un g_p donné l'égalité (3.9) définit un cercle, lieu de tous les coefficients de réflexion Γ_L donnant un gain g_p constant.

Pour cela on pose ;

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

On obtient alors :

$$\frac{1}{g_p} = D_2 + \frac{B_2 - 2 \operatorname{Re}(C_2 \Gamma_L)}{1 - |\Gamma_L|^2} \quad (3.10)$$

Où $B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + D_2$

En arrangeant (3.10) on obtient :

$$\frac{B_2 - 2 \operatorname{Re}(C_2 \Gamma_L)}{1 - |\Gamma_L|^2} = \frac{1 + g_p D_2}{g_p} = X$$

Où bien;
$$\left| \Gamma_L - \frac{C_2^*}{X} \right|^2 = 1 - \frac{B_2}{X} + \frac{|C_2|^2}{X^2} \quad (3.11a)$$

Qui donne;

$$\left| \Gamma_L - \frac{C_2^*}{X} \right|^2 = \frac{1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2}{g_p^2 X^2} \quad (3.11b)$$

Où K est le facteur de stabilité défini précédemment.

La relation (3.11) définit un cercle de centre C_p et de rayon r_p donnés par:

$$C_p = \frac{C_2^*}{X} = \frac{g_p (S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (3.12a)$$

$$r_p = \frac{(1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2)^{1/2}}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (3.12b)$$

Si on choisit un coefficient de réflexion de la charge Γ_L dans la région stable de l'abaque de Smith, c'est à dire s'il satisfait le critère de stabilité défini par (2.19), et en même temps situé sur le cercle de gain g_p constant alors l'amplificateur est stable. Il peut donc être conçu pour avoir un gain transducique $G = G_p = g_p \cdot |S_{21}|^2$ si on choisit un coefficient de réflexion de la source adaptant l'entrée;

$$\Gamma_s = \left(\frac{S_{11} - \Gamma_L \cdot \Delta}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right)^* \quad (3.13)$$

III.2. AMPLIFICATEURS A FAIBLE BRUIT

Dans les amplificateurs à faible bruit le premier étage doit avoir un coefficient de réflexion source $\Gamma_s = \Gamma_m$ donnant un facteur de bruit minimum F_m .

D'après (2.25) :

$$F = F_m + 4 \cdot r_n \frac{|\Gamma_s - \Gamma_m|^2}{|1 + \Gamma_m|^2 (1 + |\Gamma_s|^2)} \quad (3.14)$$

Avec $r_n = \frac{R_n}{Z_0}$.

La conception d'un amplificateur à faible bruit consiste alors à trouver le réseau permettant de transformer Γ_s en Γ_m .

L'expression (3.14) du facteur de bruit définit une famille de cercles appelés cercles à facteur de bruit constant. Chaque cercle, tracé sur l'abaque de Smith, représente le lieu de toutes les impédances de la source donnant le même facteur de bruit.

Soit F_i un facteur de bruit donné, les centres et rayons des cercles correspondants sont donnés par les relations suivantes: [4].

$$C_F = \frac{\Gamma_m}{1 + N_i} \quad (3.15 a)$$

$$r_F = \frac{1}{(1 + N_i)} \cdot \sqrt{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_m|^2)} \quad (3.15 b)$$

Où
$$N_i = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_m|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \frac{F_i - F_m}{4 r_n} |1 + \Gamma_m|^2 \quad (3.16)$$

Remarque:

Pour $N_i = 0$ ($F_i = F_m$) le cercle défini par (3.15) se réduit à un point qui correspond exactement à Γ_m sur l'abaque de Smith, les centres de tous les cercles sont situés le long du vecteur Γ_m .

III.3. RECHERCHE D'UN COMPROMIS

Dans la conception des amplificateurs à faible bruit il est important de remarquer que la contribution des facteurs de bruit des étages suivants peut être significative si le gain du premier étage est faible [1]. Il n'est donc pas toujours nécessaire de minimiser le facteur de bruit du premier étage, si ceci devait se faire trop au détriment du gain, car un gain maximum et un facteur de bruit minimum ne peuvent pas être réalisés simultanément.

Il est nécessaire alors de trouver un compromis entre un gain élevé et un faible facteur de bruit.

Une méthode de recherche du meilleur compromis est proposée au chapitre V.

IV

LIGNES
A
MICRORUBANS

IV. LIGNES A MICRORUBANS

IV.1. INTRODUCTION

La ligne à microruban (ou microbande ou microstrip) s'est avérée un moyen très pratique pour la réalisation des circuits répartis, et nous permet l'interconnexion entre des circuits intégrés micro-ondes (CIM) pour des fréquences allant de quelques GHz à plusieurs dizaines de GHz. Elle présente les caractéristiques suivantes : [2], [3].

- Elle peut transmettre aussi bien les signaux en courant alternatif qu'en courant continu.
- Toute la configuration du conducteur supérieur peut être déposée directement sur le diélectrique, ce qui représente une opération peu coûteuse.
- Tous les éléments de la structure sont aisément accessibles.
- La longueur d'onde de la ligne est considérablement réduite (généralement un tiers de sa valeur dans le vide) du fait des champs électromagnétiques dans le substrat, ce qui entraîne des dimensions des composants répartis relativement petites.
- Elle peut résister modérément à des tensions et des niveaux de puissance élevés.

IV.2. DESCRIPTION DE LA MICROBANDE

La ligne à microruban (fig. 4.1) est caractérisée par la permittivité électrique relative ϵ_r , l'épaisseur du substrat H , la largeur du ruban W et l'épaisseur de celui-ci t .

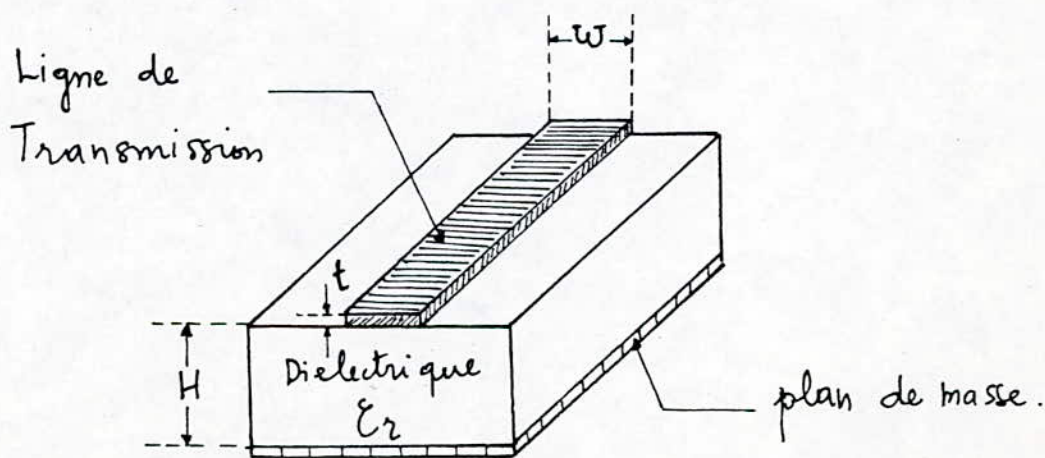


fig. 4.1 - Ligne à microruban .

Le milieu de propagation n'est donc pas homogène car d'un côté on a le substrat et de l'autre on a l'air. En toute rigueur la propagation ne peut se faire en mode TEM, il existe des composantes longitudinales E_z et H_z des champs électromagnétiques, mais elles sont faibles devant les composantes transversales si on travaille à des fréquences peu élevées. De ce fait on utilise la ligne à microruban avec l'approximation justifiée quasi-TEM.

IV.3. FORMULES POUR LA CONCEPTION DE LA MICROBANDE

L'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne à microruban avec une largeur w , une hauteur du substrat H et une épaisseur t négligeable (c'est à dire $t/H \ll 0.005$) est donnée comme suit : [1].

-Pour $w/H \ll 1$.

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \cdot \ln \left(\frac{8H}{w} + \frac{w}{4H} \right) \quad (4.1)$$

Où ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective donnée par :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12H}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{H} \right)^2 \right] \quad (4.2)$$

-Pour $w/H \gg 1$.

$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi / \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{w/H + 1.393 + 0.667 \cdot \ln(w/H + 1.444)} \quad (4.3)$$

Avec

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \cdot \frac{H}{w} \right)^{-1/2} \quad (4.4)$$

Les expressions donnant w/H en fonction de Z_0 et ϵ_r sont :

-Pour $w/H \ll 2$ c'est à dire $Z_0 > (44 - 2\epsilon_r) \Omega$.

$$\frac{w}{H} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (4.5)$$

Où :

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (4.6)$$

Et avec une modification significative pour le calcul de ϵ_{eff} ;

$\frac{w}{H} < 1,3$ ou $Z_0 > (63 - 2\epsilon_r) \Omega$ on a : [10]

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 + \frac{29.98}{Z_0} \cdot \left(\frac{2}{\epsilon_r + 1} \right)^{1/2} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left(\frac{\ln \pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \cdot \ln \frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (4.7)$$

-Pour $\frac{w}{H} \geq 2$ c'est à dire $Z_0 \leq (44 - 2\epsilon_r) \Omega$.

$$\frac{w}{H} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (4.8)$$

Où :

$$B = \frac{377 \cdot \pi}{2 Z_0 \epsilon_r^{1/2}} \quad (4.9)$$

Avec une modification similaire à la précédente $\frac{w}{H} > 1,3$ ou $Z_0 < (63 - 2\epsilon_r) \Omega$ on a : [10]

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r}{0.96 + \epsilon_r (0.109 - 0.004 \epsilon_r) \cdot [\log(10 + Z_0) - 1]} \quad (4.10)$$

Remarque :

Les formules précédentes sont applicables pour des substrats de type Alumine ($8 \leq \epsilon_r \leq 12$) en mode TEM statique.

Influence de l'épaisseur t du ruban:

Les formules citées précédemment pour $t=0$ peuvent être modifiées si on prend compte de l'épaisseur t , alors W sera remplacé par une largeur effective W_e ($t < W/2$).

- Pour $W/H \gg 1/2\pi$.

$$W_e/H = \frac{W}{H} + 1.25 \frac{t}{\pi \cdot H} \left(1 + \text{Ln} \left(\frac{2 \cdot H}{t} \right) \right) \quad (4.11)$$

- Pour $W/H \leq 1/2\pi$.

$$W_e/H = \frac{W}{H} + 1.25 \frac{t}{\pi \cdot H} \left(1 + \text{Ln} \left(\frac{4\pi W}{H} \right) \right) \quad (4.12)$$

IV.4. DISPERSION DANS LA MICROBANDE

Aux fréquences très élevées, ϵ_{eff} et Z_0 varient en fonction de la fréquence, ainsi $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ est donné par :

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_2 - \frac{\epsilon_2 - \epsilon_{\text{eff}}}{1 + (f/f_p)^2 \cdot G} \quad (4.13)$$

Où

$$f_p = Z_0 / 8\pi \cdot H \quad ; \quad G = 0.6 + 0.009 Z_0.$$

Avec f en GHz et H en cm.

Pour $f \ll f_p$, $\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_{\text{eff}}$.

Ceci veut dire que les lignes à impédance élevée sur substrat à faible épaisseur (H) sont moins dispersives.

D'autre part $Z_0(f)$ est donnée par :

$$Z_o(f) = \frac{377 \cdot H}{\omega_e(f) \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (4.14)$$

où

$$\omega_e(f) = \omega + \frac{\omega_e(0) - \omega}{1 + (f/f_p)^2} \quad (4.15)$$

et

$$\omega_e(0) = \frac{377 \cdot H}{Z(0) \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}(0)}} \quad (4.16)$$

La vitesse de phase d'une microbande est donnée par :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.17)$$

La longueur d'onde λ est :

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{300}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad [\lambda \text{ en mm}] \quad (4.18)$$

Où f est la fréquence en GHz.

IV.5. LIMITES EN FREQUENCE

Dans l'utilisation de la ligne microruban on est limité par deux fréquences de coupure, l'une est due au mode TM d'ordre le plus bas;

$$f_c = \frac{c}{4 \cdot H \sqrt{\epsilon_2 - 1}} \quad (4.19)$$

l'autre est due à la résonance transverse d'ordre le plus bas;

$$f_{CT} = \frac{c}{(2 \omega + 0.8 H) \sqrt{\epsilon_2}} \quad (4.20)$$

On doit alors éviter d'atteindre la plus petite de ces deux fréquences.

V

ETUDE PREALABLE
A
L'ELABORATION DU PROGRAMME

V. ETUDE PREALABLE A L'ELABORATION DU PROGRAMME

V.I. PROPRIETES D'UN QUADRIPOLE PASSIF ET NON DISSIPATIF

Soit le quadripôle de la figure (5.1) : [5]

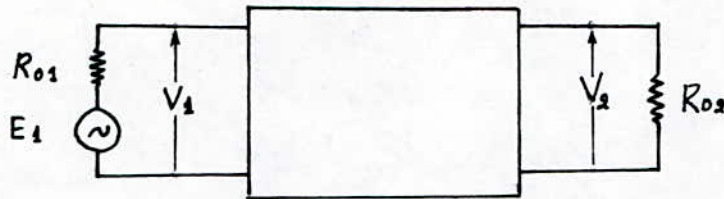


Fig. 5.1. Quadripôle linéaire chargé par R_{01} et R_{02} .

de (1.23), $a_2 = 0$ si $V_2 = -R_{02}I_2$; en utilisant ceci dans (1.25) :

$$b_2 = \frac{-2R_{02}I_2}{2\sqrt{R_{02}}} = -\sqrt{R_{02}} \cdot I_2 \quad (5.1)$$

donc : $|b_2|^2 = R_{02} |I_2|^2$ représente la puissance P_L transmise à la charge R_{02} .

Sachant que $V_1 = E_1 - R_{01}I_1$, de (1.22) on a :

$$a_1 = \frac{E_1}{2\sqrt{R_{01}}} \quad (5.2)$$

donc $|a_1|^2 = \frac{|E_1|^2}{4R_{01}}$ représente la puissance maximale que peut

fournir la source.

La puissance disponible à l'entrée du quadripôle est :

$$P_d = |a_1|^2 - |b_2|^2$$

La puissance à la sortie du quadripôle est :

$$P_2 = |b_2|^2 - |a_2|^2$$

Si le quadripôle est passif et sans pertes, la conservation de l'énergie entraîne la relation suivante :

$$P_1 = P_2 \quad , \text{ c'est à dire : } |a_1|^2 - |b_1|^2 = |b_2|^2 - |a_2|^2$$

alors : $a_1^* \cdot a_1 + a_2^* \cdot a_2 = b_1^* \cdot b_1 + b_2^* \cdot b_2$.

d'où :
$$[\tilde{a}]^* \cdot [a] = [\tilde{b}]^* \cdot [b]. \quad (5.3)$$

avec :
$$[a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}.$$

\sim : transposée

$*$: conjuguée

D'autre part on a
$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (5.4)$$

si de plus le quadripôle est réciproque alors sa matrice de répartition est symétrique, c'est à dire : $S_{12} = S_{21}$.

donc
$$[S] = [\tilde{S}] \quad (5.5)$$

De (5.4) et (5.5) il vient :

$$[\tilde{b}]^* = [\widetilde{[S]}]^* [a]^* = [\tilde{a}]^* [\tilde{S}]^* = [\tilde{a}]^* \cdot [S]^*.$$

et de (5.3) on aboutit à :

$$[\tilde{a}]^* \cdot [a] = [\tilde{a}]^* \cdot [S]^* \cdot [S] \cdot [a].$$

D'où le résultat important pour un quadripôle réactif et réciproque :

$$[S]^* \cdot [S] = [S] \cdot [S]^* = [I]$$

Donc;

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1. \quad (5.6)$$

$$S_{11}^* \cdot S_{12} + S_{12}^* \cdot S_{22} = 0 \quad (5.7)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1. \quad (5.8)$$

V.I.I. MATRICE DE REPARTITION D'UNE LIGNE SANS PERTES

On considère le schéma de la figure suivante ;

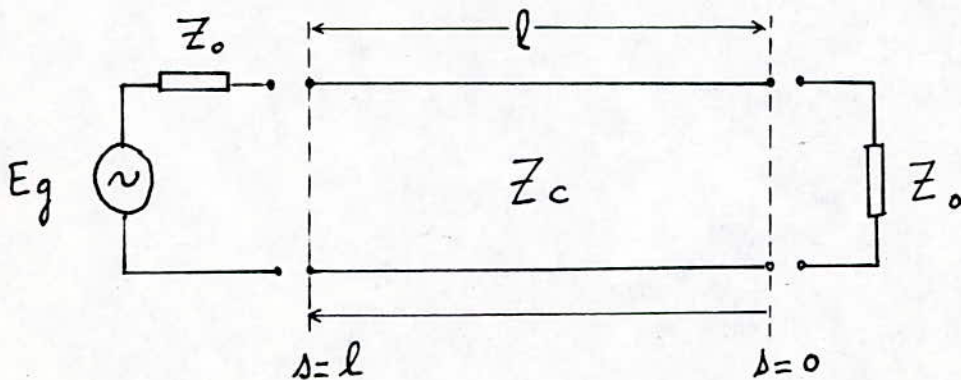


Fig. 5.2.
Tronçon de ligne sans pertes.

Une ligne de transmission peut être considérée comme un quadripôle réciproque et symétrique, c'est à dire sa matrice de dispersion vérifie les relations suivantes :

$$\text{et } S_{12} = S_{21} \quad (5.9)$$

$$S_{11} = S_{22} . \quad (5.10)$$

On définit le coefficient de réflexion au plan $\Delta = 0$.

$$\Gamma(0) = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} . \quad (Z_c \text{ et } Z_0 \text{ réelles}) . \quad (5.11)$$

Le coefficient de réflexion en un plan Δ quelconque de la ligne s'écrit :

$$\Gamma(\Delta) = \Gamma(0) \cdot \exp(2j\beta \Delta) .$$

donc au plan ($\Delta = l$) on aura ;

$$\Gamma(l) = \Gamma_e = \Gamma(0) \cdot \exp(2j\beta l) \quad (5.12)$$

L'impédance d'entrée de la ligne Z_e s'écrit:

$$Z_e = Z_c \cdot \frac{1 + \Gamma_e}{1 - \Gamma_e} . \quad (5.13)$$

d'autre part on a : [4]

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \quad (5.14)$$

En remplaçant (5.13) dans (5.14) on obtient ;

$$S_{11} = \frac{Z_c + \Gamma_e Z_c - Z_o + Z_o \Gamma_e}{Z_c + \Gamma_e Z_c + Z_o - Z_o \Gamma_e}$$

et en arrangeant cette expression on aboutit à :

$$S_{11} = \frac{(Z_c - Z_o) + \Gamma_e (Z_c + Z_o)}{(Z_c + Z_o) + \Gamma_e (Z_c - Z_o)}$$

en divisant le numérateur et le dénominateur par $(Z_c + Z_o)$ et en tenant compte de (5.11) on aura ;

$$S_{11} = \frac{\Gamma_e - \Gamma(o)}{1 - \Gamma_e \Gamma(o)}$$

ou bien ;

$$S_{11} = \frac{\Gamma(o) \cdot [\exp(2j\beta l) - 1]}{1 - \Gamma(o)^2 \cdot \exp(2j\beta l)} \quad (5.15)$$

- Module de S_{11} et S_{22} :

$$|S_{11}|^2 = S_{11} \cdot S_{11}^* = \frac{\Gamma(\theta)^2 [\exp(2j\beta l) - 1][\exp(-2j\beta l) - 1]}{[1 - \Gamma(\theta)^2 \exp(-2j\beta l)][1 - \Gamma(\theta)^2 \exp(2j\beta l)]}$$

$$|S_{11}|^2 = \Gamma(\theta)^2 \cdot \frac{2 - 2 \cos(2\beta l)}{1 + \Gamma(\theta)^4 - 2 \Gamma(\theta)^2 \cos(2\beta l)} \quad (5.16)$$

et

$$|S_{22}|^2 = |S_{11}|^2$$

- Argument de S_{11} et S_{22} :

$$S_{11} = \Gamma(\theta) \cdot \frac{\cos(2\beta l) + j \sin(2\beta l) - 1}{1 - \Gamma(\theta)^2 \cos(2\beta l) - j \Gamma(\theta)^2 \sin(2\beta l)}$$

Donc ,

$$\text{Arg}(S_{11}) = \text{Arctg} \left(\frac{\sin(2\beta l)}{\cos(2\beta l) - 1} \right) - \text{Arctg} \left(\frac{-\Gamma(\theta)^2 \sin(2\beta l)}{1 - \Gamma(\theta)^2 \cos(2\beta l)} \right)$$

et

$$\text{Arg}(S_{22}) = \text{Arg}(S_{11})$$

Pour la détermination de S_{12} et S_{21} on utilise la relation de (2.1b) qui est la suivante :

$$S_{12} = \frac{A_2^*}{A_1} \cdot \frac{S'_{12} (1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - \Gamma_S S'_{11})(1 - \Gamma_L S'_{22}) - \Gamma_S \Gamma_L S'_{12} S'_{21}}$$

S'_{12} est le coefficient de transmission de la même ligne lorsque l'impédance de référence Z_0 est égale à son impédance caractéristique Z_c .

($S'_{12} = S'_{21} = \exp(-j\beta l)$). De même $S'_{11} = S'_{22} = 0$.

$A_1 = A_2^*$ car $\Gamma_S = \Gamma_L = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} = \Gamma(0)$.
(Z_c et Z_0 sont réelles).

On obtient alors l'expression suivante ;

$$S_{12} = \frac{\exp(-j\beta l) \cdot [1 - \Gamma(0)^2]}{1 - \Gamma(0)^2 \cdot \exp(-2j\beta l)} \quad (5.17)$$

- Module de S_{12} et S_{21} :

D'après (5.9) et (5.6) on a ;

$$|S_{12}|^2 = |S_{21}|^2 = 1 - |S_{11}|^2$$

- Argument de S_{12} et S_{21} :

D'après (5.17) et (5.9) ;

$$\text{Arg}(S_{12}) = \text{Arg}(S_{21}) = -\beta l - \text{Arctg} \left(\frac{\Gamma(0)^2 \cdot \sin(2\beta l)}{1 - \Gamma(0)^2 \cdot \cos(2\beta l)} \right)$$

V.I.2. MATRICE DE REPARTITION D'UN STUB

Le stub est un élément réactif, il peut être représenté de la manière suivante :

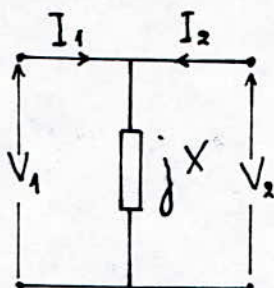


Fig. 5.3. Stub représenté dans le plan de la source et de la charge.

avec $X = -Z_c \cdot \cot \beta l$ si le stub est ouvert,
ou $X = Z_c \cdot \tan \beta l$ si le stub est fermé.

- Détermination de S_{II} :

On considère le schéma de la figure suivante :

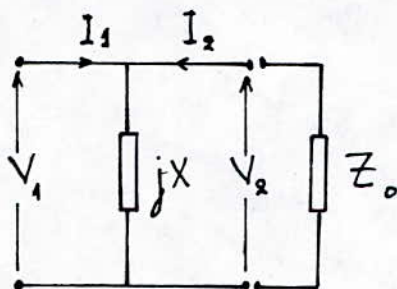


Fig. 5.4. stub adapté à la sortie.

D'après (5.14) ;

$$S_{11} = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0}$$

Or : $Z_e = (jX) // Z_0$.

D'où ;

$$S_{11} = \frac{\frac{jX Z_0}{Z_0 + jX} - Z_0}{\frac{jX Z_0}{Z_0 + jX} + Z_0}.$$

En simplifiant on aboutit à :

$$S_{11} = \frac{-Z_0}{Z_0 + 2jX} \quad (5.18)$$

Donc ;

$$|S_{11}| = \frac{|Z_0|}{\sqrt{Z_0^2 + 4X^2}}$$

et

$$\text{Arg}(S_{11}) = \pi - \text{Arctg}\left(\frac{2X}{Z_0}\right)$$

- Détermination de S_{12} :

Soit la figure suivante :

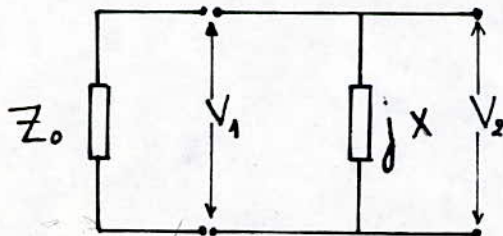


Fig. 5.5. Stub adapté à l'entrée.

On a;

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

$$S_{12} = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{V_2 + Z_0 I_2}$$

or $V_1 = V_2$.

et

$$V_2 = (Z_0 \parallel jX) \cdot I_2 = \frac{jX Z_0}{Z_0 + jX} \cdot I_2$$

Du fait que $a_1=0$ on a :

$$V_1 = V_2 = -Z_0 I_1$$

d'où

$$I_1 = -I_2 \cdot \frac{jX}{Z_0 + jX}$$

alors

$$S_{12} = \frac{2jX Z_0 \cdot I_2}{jX Z_0 I_2 + Z_0 (Z_0 + jX) I_2}$$

et en simplifiant on aboutit à :

$$S_{12} = \frac{1}{1 - j \frac{Z_0}{2X}} \quad (5.19)$$

Donc ;

$$|S_{12}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Z_0^2}{4X^2}}}$$

et

$$\text{Arg}(S_{12}) = \text{Arctg} \frac{Z_0}{2X}$$

Finalement on obtient la matrice de dispersion d'un stub donnée par :

$$|S_{11}| = |S_{22}| = \frac{|Z_0|}{\sqrt{Z_0^2 + 4X^2}}$$

$$\text{Arg}(S_{11}) = \text{Arg}(S_{22}) = \pi - \text{Arctg} \left(\frac{2X}{Z_0} \right).$$

$$|S_{12}| = |S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Z_0^2}{4X^2}}}$$

$$\text{Arg}(S_{12}) = \text{Arg}(S_{21}) = \text{Arctg} \left(\frac{Z_0}{2X} \right).$$

V.2. MISE EN CASCADE DE QUADRIPOLES

Après avoir déterminé les matrices de répartition des éléments à utiliser dans la conception (ligne et stub), on étudie maintenant la mise en cascade de quadripôles caractérisés par leurs matrices de dispersion [S].

Soit la figure suivante; représentant la mise en cascade de deux quadripôles A et B .[4] .

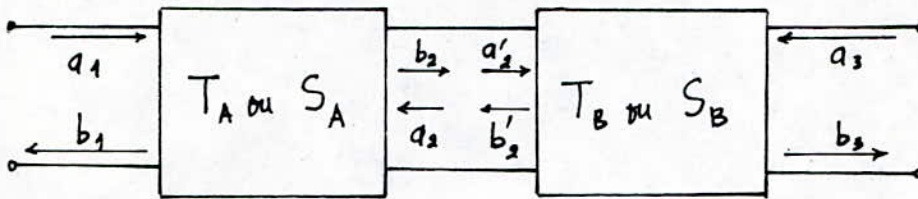


Fig. 5.6. Mise en cascade de deux quadripôles.

On a;

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a'_2 \\ b'_2 \end{bmatrix}$$

On définit les matrices d'ondes des quadripôles A et B tel que:

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = [T_A] \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} b_3 \\ a_3 \end{bmatrix} = [T_B] \begin{bmatrix} a'_2 \\ b'_2 \end{bmatrix}$$

D'où;

$$\begin{bmatrix} b_3 \\ a_3 \end{bmatrix} = [T_B][T_A] \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = [T_G] \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix}$$

On a donc;

$$[T_G] = [T_B] \cdot [T_A]$$

En combinant les expressions permettant le passage de la matrice [S] à la matrice [T] et inversement; on aboutit à une matrice de dispersion globale [S_G] donnée par les relations suivantes : [4]

$$S_{11}^G = S_{11}^A + \frac{S_{12}^A \cdot S_{21}^A \cdot S_{11}^B}{D}$$

$$S_{12}^G = \frac{S_{12}^A \cdot S_{12}^B}{D}$$

$$S_{21}^G = \frac{S_{21}^A \cdot S_{21}^B}{D}$$

$$S_{22}^G = S_{22}^A + \frac{S_{12}^B \cdot S_{21}^B \cdot S_{22}^A}{D}$$

(5.20)

Avec $D = 1 - S_{22}^A \cdot S_{11}^B$

Les expressions (5.20) sont des relations directes entre les éléments de la matrice de répartition globale et les éléments des matrices de répartition de chacun des quadripôles A et B, ceci nous permet de nous dispenser de la matrice d'onde.

V.3. DETERMINATION DES DIFFERENTS RESEAUX D'ADAPTATION

V.3.I. PREMIERE STRUCTURE

Cette structure est représentée par :

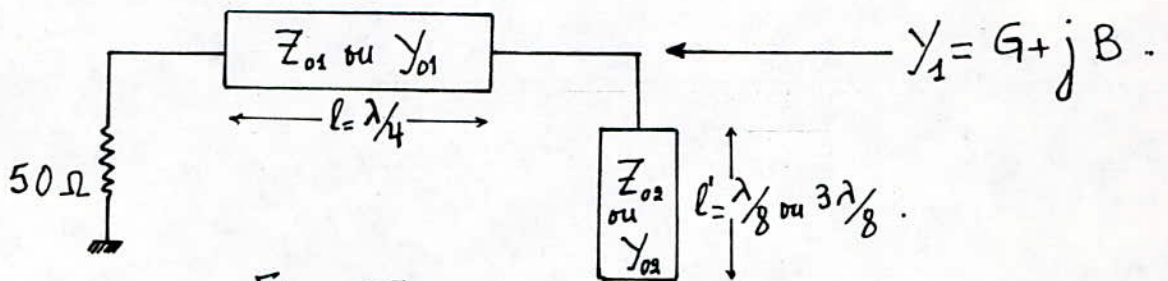


Fig. 5.7. Structure comprenant une ligne $\lambda/4$ et un stub $\lambda/8$.

Pour la ligne quart d'onde l'admittance ramenée dans le plan du stub est;

$$Y_r = Y_{01} \times 50 \cdot Y_{01} = 50 \cdot Y_{01}^2$$

donc l'admittance dans ce plan est :

$$Y_1 = Y_r + Y_{\text{stub}}$$

or
$$Y_{\text{stub}} = j \cdot a \cdot Y_{02}$$

avec $a = \pm 1$ (suivant la longueur et la nature du stub) .

Donc;

$$Y_1 = 50 \cdot Y_{01}^2 + j \cdot a \cdot Y_{02}$$

Alors si on veut obtenir une admittance $Y_1 = G + jB$ dans ce plan il faut choisir Y_{o1} et Y_{o2} tel que;

$$\text{et } G = 50 \cdot Y_{o1}^2 \quad (5.21)$$

$$B = a \cdot Y_{o2} \quad (5.22)$$

Mais en général pour la conception des amplificateurs on connaît les coefficients de réflexion et non pas les admittances, alors il est indispensable d'exprimer l'admittance Y_1 en fonction du coefficient de réflexion Γ_s .

On sait que;

$$\Gamma_s = \frac{Y_0 - Y_1}{Y_0 + Y_1}, \quad \text{avec } Y_0 = \frac{1}{50} \Omega^{-1}.$$

donc;

$$Y_1 = \frac{1}{50} \cdot \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s}$$

Supposons que Γ_s est donné sous la forme $\Gamma_s = |\Gamma_s| e^{j\theta}$ alors;

$$Y_1 = \frac{1}{50} \left[\frac{1 - |\Gamma_s| \cdot \cos \theta - j |\Gamma_s| \cdot \sin \theta}{1 + |\Gamma_s| \cdot \cos \theta + j |\Gamma_s| \cdot \sin \theta} \right]$$

$$Y_1 = \frac{1}{50} \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{1 + |\Gamma_s|^2 + 2|\Gamma_s| \cos \theta} - j \frac{1}{50} \frac{2|\Gamma_s| \sin \theta}{1 + |\Gamma_s|^2 + 2|\Gamma_s| \cos \theta} \quad (5.23)$$

On peut tirer maintenant l'expression de Y_{01} et Y_{02} en fonction du coefficient de réflexion Γ_S ;

$$Y_{01} = \frac{1}{50} \left[\frac{1 - |\Gamma_S|^2}{1 + |\Gamma_S|^2 + 2|\Gamma_S| \cos \theta} \right]^{1/2} \quad (5.24)$$

$$Y_{02} = \frac{1}{50 \cdot a} \cdot \frac{2 |\Gamma_S| \cdot \sin \theta}{1 + |\Gamma_S|^2 + 2 |\Gamma_S| \cdot \cos \theta} \quad (5.25)$$

V.3.2. DEUXIEME STRUCTURE

Cette structure est représentée par :

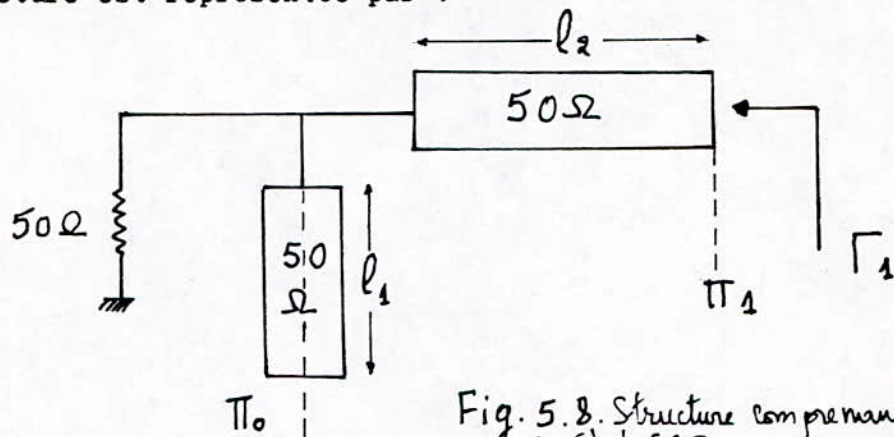


Fig. 5.8. Structure comprenant une ligne et un stub 50Ω .

Supposons qu'on veut avoir un coefficient de réflexion Γ_1 au plan π_1 ($\Gamma_1 = K \cdot \exp(\theta_1)$), il faut déterminer les longueurs l_1 et l_2 qui donnent la valeur de Γ_1 désirée.

L'admittance au plan π_0 est :

$$Y(0) = \frac{1}{50} + j \frac{b}{50} .$$

Où b est la susceptance du stub.

Le coefficient de réflexion Γ_0 s'exprime alors;

$$\Gamma_0 = \frac{1/50 - (1/50 + j b/50)}{1/50 + (1/50 + j b/50)} = \frac{-j b}{2 + j b} \quad (5.26)$$

donc;

$$|\Gamma_0|^2 = \frac{b^2}{4 + b^2} \quad (5.27)$$

Puisque dans une ligne sans pertes seule la phase est affectée en se déplaçant le long de cette ligne; alors:

$$\Gamma_1 = \Gamma_0 \exp(-2j\beta l_2) ; \text{ donc } |\Gamma_1|^2 = |\Gamma_0|^2 = K^2.$$

D'après (5.27) on a :

$$K^2 = \frac{b^2}{b^2 + 4}$$

donc;

$$b = \pm \sqrt{\frac{4K^2}{1-K^2}} \quad (5.28)$$

De (5.28) on peut tirer la longueur du stub selon que celui-ci est ouvert ou fermé.

On a;

$$\Gamma_1 = \Gamma_0 \cdot \exp(-2j\beta l_2) \quad (5.29)$$

On pose $\Gamma_o = |\Gamma_o| \cdot \exp(j\theta_o)$

Donc la relation (5.29) s'écrit :

$$K \cdot \exp(\theta_1) = |\Gamma_o| \exp(\theta_o) \cdot \exp(-2j\beta l_2)$$

Le rapport longueur de la ligne l_2 sur longueur d'onde s'exprime alors comme suit :

$$l_2/\lambda = \frac{\theta_o - \theta_1}{4 \cdot \pi}$$

V.3.3. TROISIEME STRUCTURE

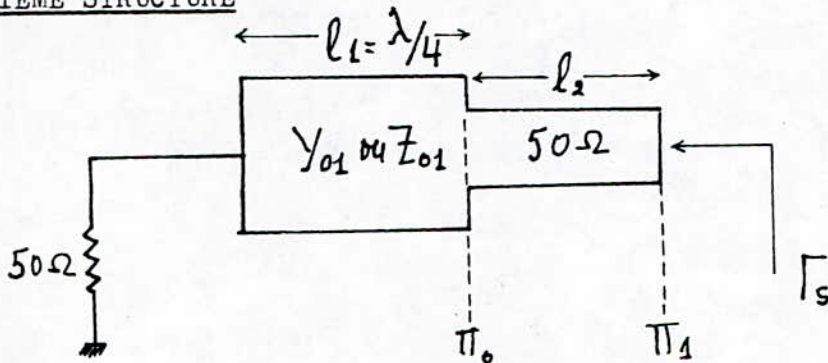


Fig. 5.9. Structure comprenant une ligne $\lambda/4$ et une ligne 50Ω .

On se propose dans la structure représentée par la figure (5.9.) de déterminer l'impédance Z_{01} et la longueur l_2 qui donneront un coefficient de réflexion dans le plan Π_1 égal à Γ_s .

L'admittance ramenée par la ligne quart d'onde au plan Π_0 est;

$$Y(o) = 50 \cdot Y_{01}^2$$

Donc le coefficient de réflexion dans ce plan est ;

$$\Gamma_0 = \Gamma(0) = \frac{1/50 - 50 Y_{01}^2}{1/50 + 50 Y_{01}^2} = \frac{1/50^2 - Y_{01}^2}{1/50^2 + Y_{01}^2} .$$

Puisque la ligne est sans pertes $|\Gamma_0| = |\Gamma_s|$.

Donc;

$$\frac{|1/50^2 - Y_{01}^2|}{1/50^2 + Y_{01}^2} = |\Gamma_s| . \quad (5.30)$$

Ce qui donne;

$$Y_{01}^2 = \frac{1 - |\Gamma_s|}{50^2 (1 + |\Gamma_s|)} ; \quad \text{Si } Y_{01} < 1/50 \Omega^{-1} .$$

$$Y_{01}^2 = \frac{1 + |\Gamma_s|}{50^2 (1 - |\Gamma_s|)} ; \quad \text{Si } Y_{01} > 1/50 \Omega^{-1} .$$

D'autre part $\Gamma_s = \Gamma_0 \cdot \exp(-2j\beta l_2)$.

c'est à dire

$$|\Gamma_s| \cdot \exp(\theta_s) = |\Gamma_0| \exp(\theta_0 - 2j\beta l_2) .$$

IL y a deux couples de valeurs:

$$Y_{01} = \frac{1}{50} \cdot \sqrt{\frac{1 - |\Gamma_s|}{1 + |\Gamma_s|}} ; \quad (5.31)$$

$$l_2/\lambda = - \frac{\theta_s}{4\pi} .$$

Oubien

$$Y_{o1} = \frac{1}{50} \cdot \sqrt{\frac{1 + |\Gamma_s|}{1 - |\Gamma_s|}} \quad (5.32)$$

$$l_2/\lambda = \frac{\pi - \theta_s}{4\pi}$$

V.3.4. QUATRIEME STRUCTURE

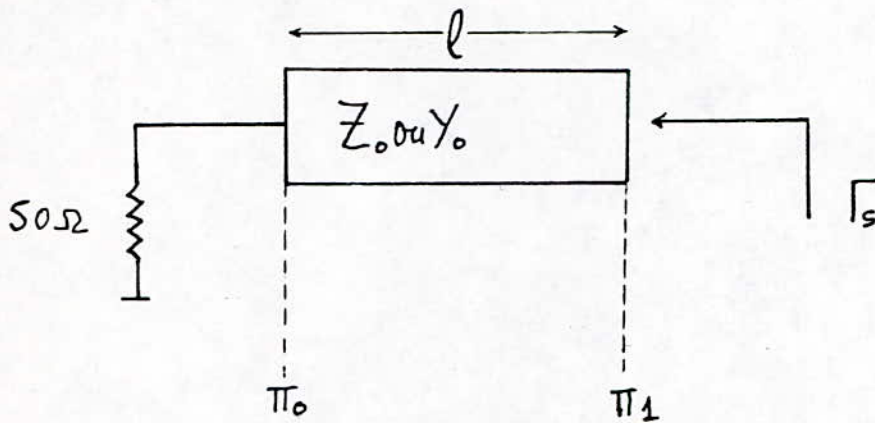


Fig. 5. 10. Structure constituée d'un tronçon de ligne de longueur l et d'imped. Z_0 .

A partir de la connaissance du coefficient de réflexion Γ_s normalisé par rapport à 50 Ohms, il faut déterminer la longueur l et l'impédance caractéristique Z_0 de cette ligne.

D'abord il faut dénormaliser le coefficient de réflexion Γ_s et chercher la nouvelle valeur Γ_1 normalisée par rapport à Z_0 .

On a ;

$$\Gamma_1 = \frac{Y_0 - Y(1)}{Y_0 + Y(1)}$$

$$\Gamma_s = \frac{1/50 - Y(1)}{1/50 + Y(1)}$$

En combinant ces deux dernières relations on aboutit à l'expression de Γ_1 en fonction de Γ_s :

$$\Gamma_1 = \frac{Y_0 - S/50}{Y_0 + S/50} \quad (5.33)$$

avec

$$S = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \quad (5.34)$$

Le coefficient de réflexion au plan Π_0 est :

$$\Gamma_0 = \frac{Y_0 - 1/50}{Y_0 + 1/50}$$

Puisque la ligne est sans pertes alors;

$$|\Gamma_0| = |\Gamma_1|$$

Alors ;

- si $Y_0 > 1/50 \Omega^{-1}$,

$$Y_0 = \frac{1}{50} \cdot \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|} \quad (5.35)$$

- si $Y_0 < 1/50 \Omega^{-1}$,

$$Y_0 = \frac{1}{50} \cdot \frac{1 - |\Gamma_1|}{1 + |\Gamma_1|} \quad (5.36)$$

D'autre part;

$$\Gamma_1 = \Gamma_0 \exp(-2j\beta l).$$

D'où le rapport longueur de la ligne sur longueur d'onde :

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{\theta_0 - \theta_1}{4\pi} \quad (5.37)$$

Avec;

$$\theta_0 = 0, \text{ si } \gamma_0 > 1/50 \Omega^{-1}.$$

et

$$\theta_0 = \pi, \text{ si } \gamma_0 < 1/50 \Omega^{-1}.$$

V.4. CORRECTION DES DISCONTINUITES RENCONTREES

Pour des fréquences supérieures à environ 10 GHz l'influence des discontinuités est importante, on en tiendra donc compte afin de les corriger .

V.4.1. LE CIRCUIT OUVERT

Les effets de bord correspondent à une augmentation de la longueur de Δl_0 donnée par : [2] .

$$\Delta l_0 = 0.412 \cdot H \cdot \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.259} \right) \cdot \left(\frac{w/H + 0.262}{w/H + 0.813} \right) . \quad (5.38)$$

Pour corriger il faut alors raccourcir le circuit ouvert d'une longueur Δl_0 .

V.4.2. VARIATION SYMETRIQUE DE LA LARGEUR

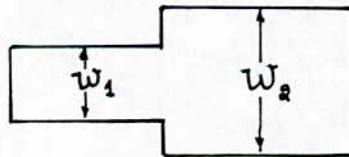


Fig. 5.11. Structure de la variation symétrique de la largeur .

Pour corriger ce type de discontinuité il suffit de raccourcir la ligne la plus large (fig. 5.11) d'une longueur Δl_s donnée par : [2] .

$$\Delta l_s \simeq \Delta l_0 \left(1 - \frac{w_1}{w_2} \right) \quad (5.39)$$

où Δl_0 est donnée par (5.38) avec $w = w_2$.

V.4.3. COUDES

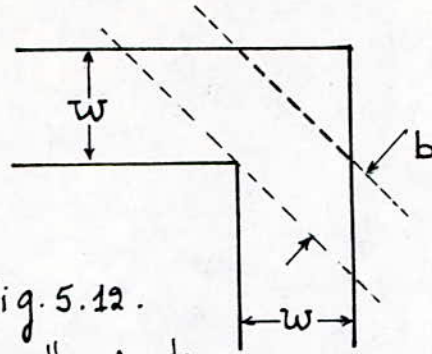


Fig. 5.12.
Structure d'un coude.

On montre [2] qu'un coude bisauté a un meilleur rendement qu'un coude arrondi, on élimine ainsi la discontinuité à l'aide d'un chanfrein (fig. 5.12) en prenant :

$$b \approx 0.57. w .$$

V.5. DETERMINATION D'UN BON COMPROMIS ENTRE GAIN ET BRUIT

Dans la conception d'un amplificateur, on est souvent mis face à deux exigences incompatibles; un facteur de bruit très faible et un gain élevé; il est donc indispensable de trouver le meilleur compromis entre ces deux grandeurs. Pour cela on introduit le facteur de mérite M qui est une grandeur très utile en pratique puisqu'elle lie justement le gain G et le facteur de bruit F. Il est donné par : [4] .

$$M = \frac{F - 1}{1 - 1/G} . \quad (5.40)$$

On remarque que si G augmente ou F diminue le facteur de mérite M diminue.

M n'est fonction que du coefficient de réflexion source Γ_S , il est donné par : [4] .

$$m = \frac{(F_m - 1) |1 + \Gamma_m|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) + 4 r_n |\Gamma_S - \Gamma_m|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |S_{21}|^2 + |S_{22} - \Delta \Gamma_S|^2 - |1 - S_{11} \Gamma_S|^2} \quad (5.41)$$

avec

$$m = -M \frac{|1 + \Gamma_m|^2}{|S_{21}|^2} \quad (5.42)$$

F_m , Γ_m et r_n ont été définis dans le chapitre III.

En arrangeant l'expression (5.41) on définit une famille de cercles à facteur de mérite constant [4]. Chaque cercle tracé sur l'abaque de Smith représente le lieu de tous les Γ_S donnant un facteur de mérite constant.

Les centres et rayons de ces cercles sont donnés par :

$$C_m = \frac{B^*}{A} \quad (5.43)$$

$$R_m = \frac{1}{A} \cdot \sqrt{K \cdot A + |B|^2} \quad (5.44)$$

avec

$$A = 4 r_n - f - m (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)$$

$$B = 4 r_n \Gamma_m^* + m \cdot (S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*)$$

$$K = m \cdot (|S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1) - f - 4 r_n \cdot |\Gamma_m|^2$$

$$f = (F_m - 1) \cdot |1 + \Gamma_m|^2.$$

$$\text{et } \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}.$$

On obtient le facteur de mérite minimum lorsque le rayon (5.44) est nul, le coefficient de réflexion source Γ_s réalisant le meilleur compromis correspond alors au centre lorsque m est minimum. [4].

En résolvant l'équation du second degré découlant de l'annulation du rayon donné par (5.44) on aboutit à;

$$m = \frac{-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 4\alpha\gamma}}{2\alpha}$$

Avec :

$$\alpha = |C_1|^2 - (|S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 - 1)(|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2).$$

$$\begin{aligned} \beta = 8r_n \cdot \text{Re}(\Gamma_m \cdot C_1) + (4r_n - f)(|S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 - 1) + \\ + (f + 4r_n \cdot |\Gamma_m|^2)(|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2). \end{aligned}$$

$$\gamma = 16r_n^2 |\Gamma_m^*|^2 - (4r_n - f)(f + 4r_n |\Gamma_m|^2).$$

$$\text{et } C_1 = S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*.$$

VI. PROGRAMMES DE CONCEPTION ASSISTEE PAR ORDINATEUR

VI.I. PROGRAMME D'ANALYSE

VI.I.I. PRESENTATION DU PROGRAMME

Ce programme permet l'analyse de dispositifs microondes constitués d'éléments répartis en cascade ou de quadripôles caractérisés par leurs matrices de dispersion.

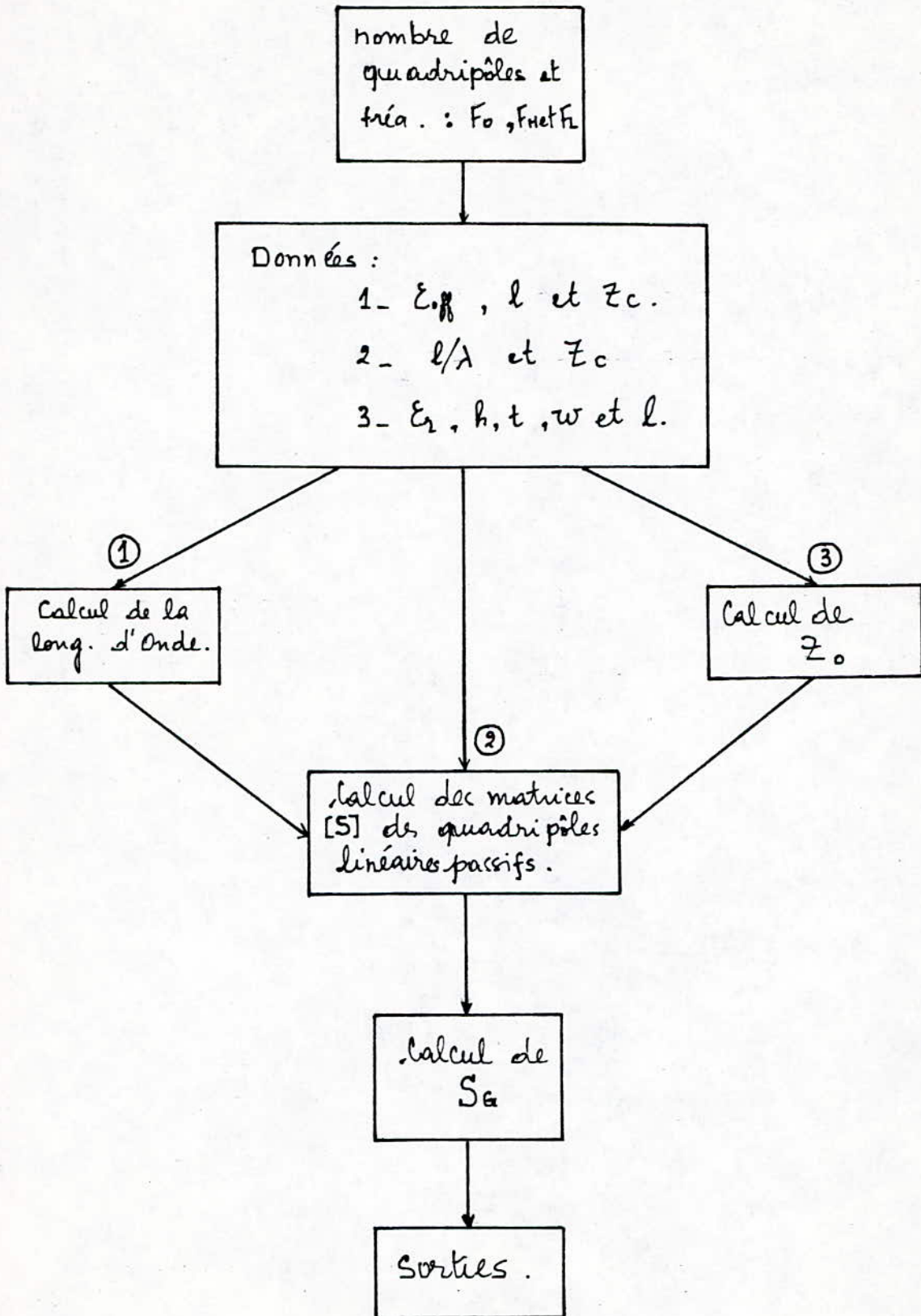
On peut avoir accès au programme connaissant :

- a - Les longueurs physiques, les impédances caractéristiques et les permittivités effectives des stubs et des lignes.
- b - Les rapports l/λ et les impédances caractéristiques, (l : longueur de l'élément, λ : longueur d'onde).
- c - Les dimensions du circuit microruban; les longueurs, largeurs et épaisseur du conducteur d'une part, la hauteur et permittivité relative du substrat d'autre part.

Comme sorties du programme, on a au choix des tableaux ou des courbes en fonction de la fréquence des caractéristiques suivantes du circuit:

- a- Les paramètres S_{ij} de la matrice de dispersion du dispositif.
- b- Gain transducique en décibels.
- c- Isolation en décibels.
- d- Pertes par réflexion à l'entrée.
- e- Pertes par réflexion en sortie.
- f- Impédance d'entrée en module et phase.
- g- Impédance de sortie en module et phase.

VI.1.2. ORGANIGRAMME



VI.1.3. REMARQUES

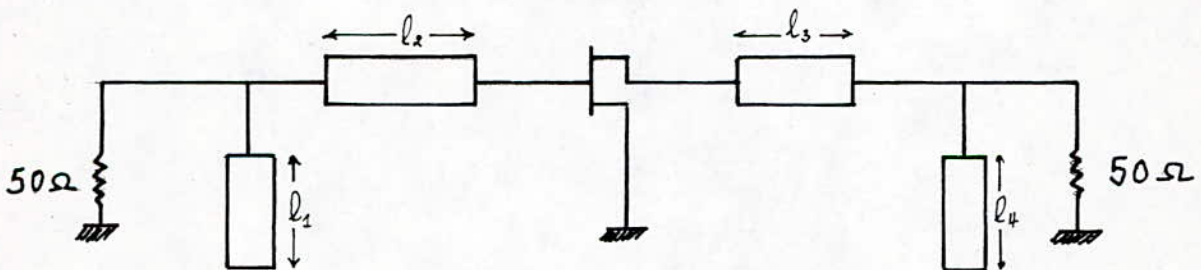
Pour s'approcher des caractéristiques réelles du circuit analysé, on suppose que les paramètres S du quadripôle actif varient linéairement en fonction de la fréquence au lieu de les considérer constants. Pour cela la connaissance des paramètres de dispersion aux fréquences centrale haute et basse est suffisante. Cette approximation est justifiée pour des bandes étroites de fréquence.

L'idéal aurait été bien sûr de connecter le calculateur à l'analyseur de réseau afin qu'il lui communique les valeurs précises des paramètres S à n'importe quelle fréquence.

Les formules de synthèse et d'analyse de la microbande ont une bonne précision pour des substrats de type Alumine, c'est à dire $8 \leq \epsilon_r \leq 12$.

VI.1.4. EXEMPLE

Soit à analyser le circuit suivant :



Circuit à analyser.

Les paramètres S, normalisés par rapport à 50 Ohms, du transistor à 6 GHz sont:

$$S_{11} = 0.614 \angle -167.4^\circ$$

$$S_{21} = 2.187 \angle 32.4^\circ$$

$$S_{12} = 0.046 \angle 65^\circ$$

$$S_{22} = 0.716 \angle -83^\circ$$

La permittivité effective est : 1.91

Les longueurs sont :

$$L_1 = 7.366 \text{ mm}$$

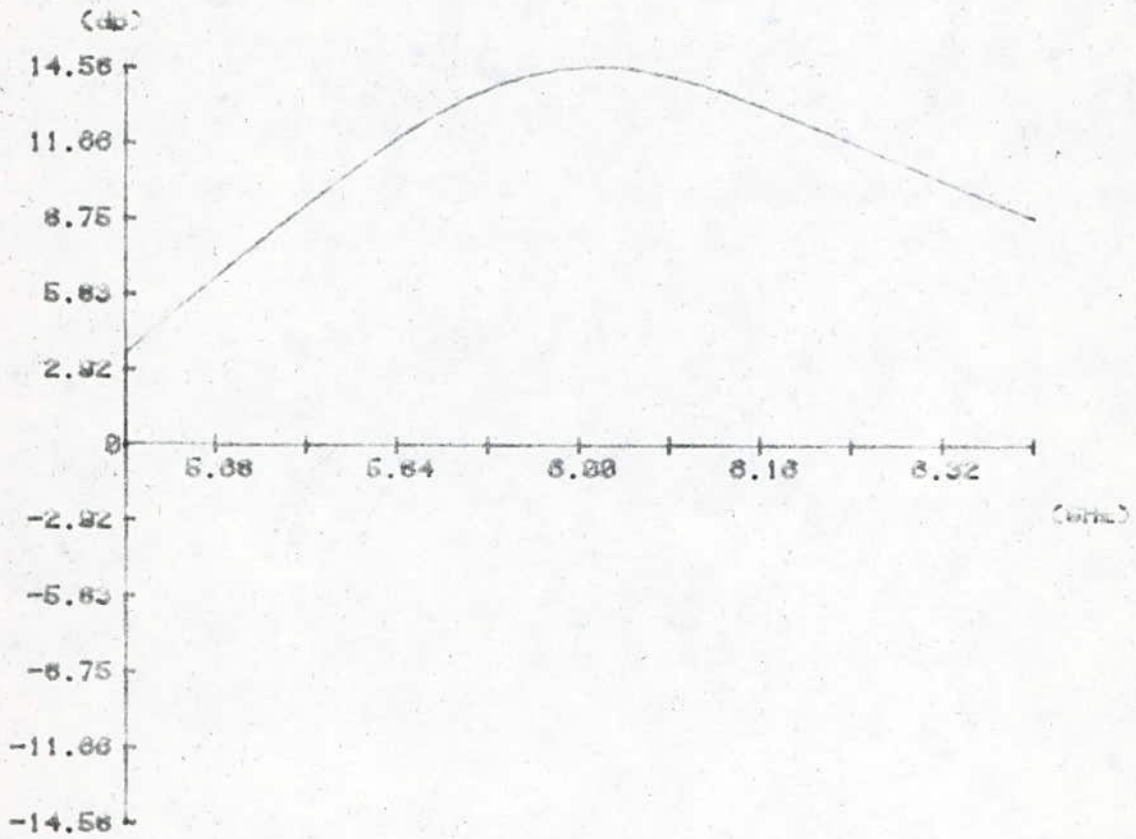
$$L_2 = 2.032 \text{ mm}$$

$$L_3 = 3.505 \text{ mm}$$

$$L_4 = 10.388 \text{ mm}$$

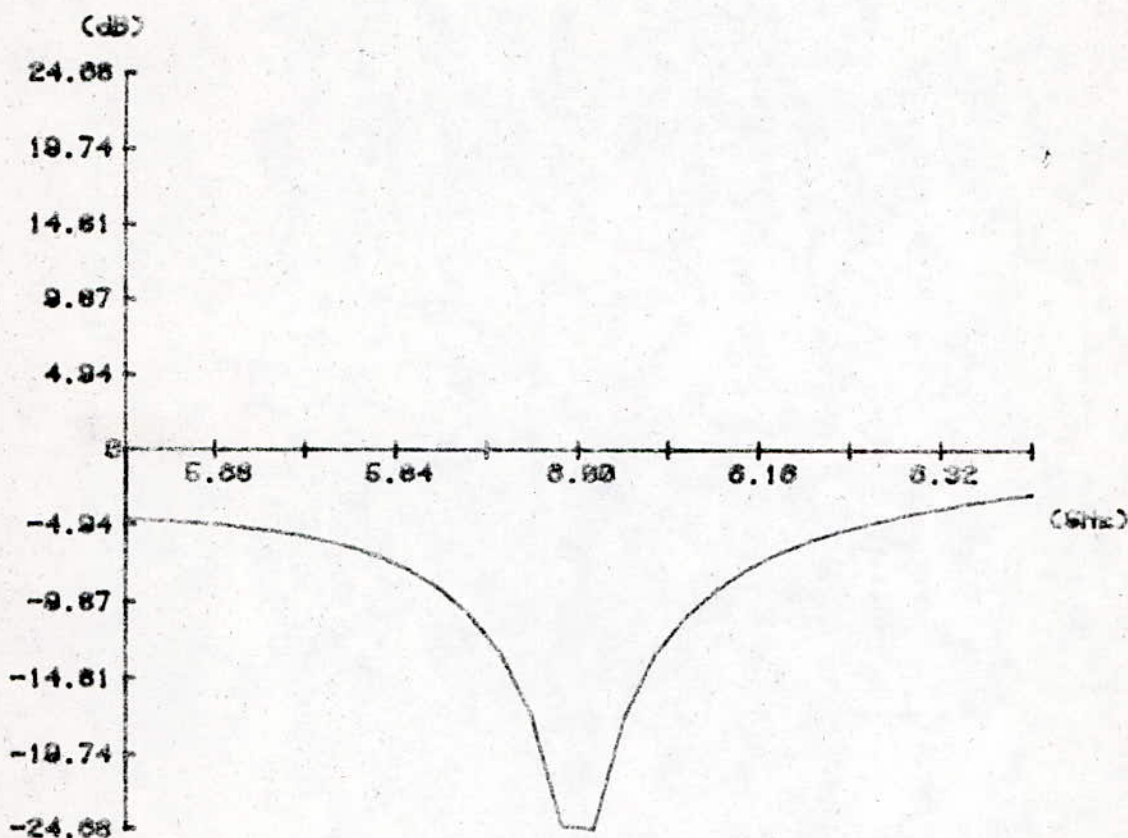
Les caractéristiques de cet amplificateur sont données
en pages : 57, 58, et 59

Courbe simulée par
Ordinateur

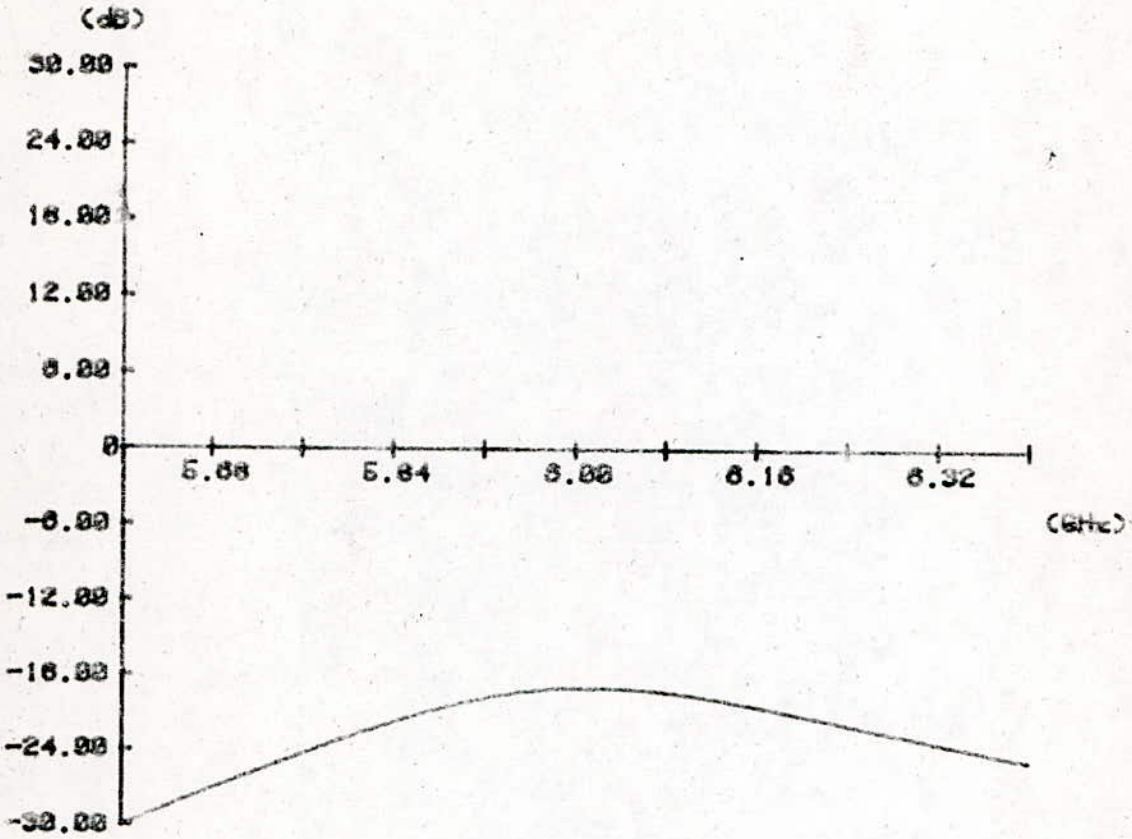


- Gain -

Courbe simulée par
Ordinateur



- Pertes par réflexion à -
l'entrée .



- Isolation -

VI.2. PROGRAMME DE CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR

VI.2.1. PRESENTATION DU PROGRAMME

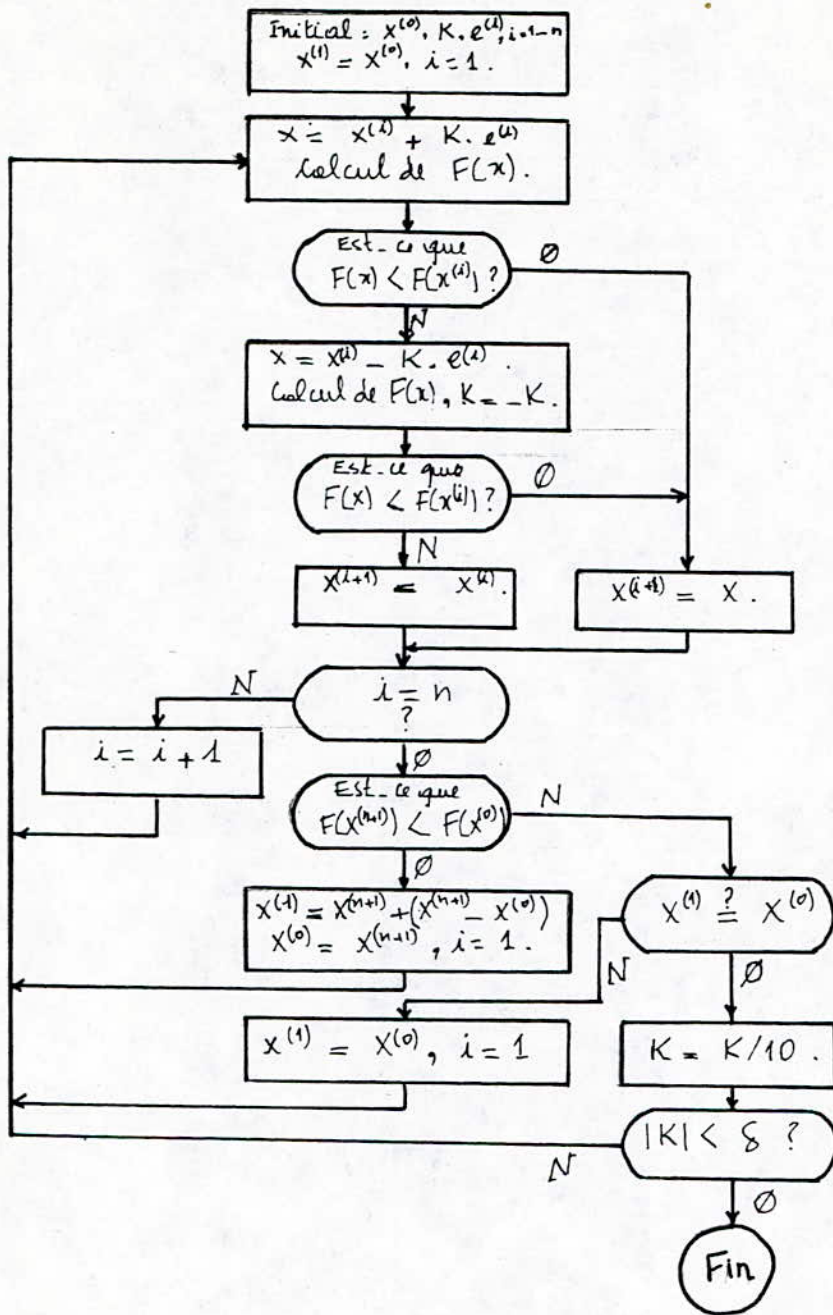
Ce programme aide à la conception d'un amplificateur microonde à bande étroite, à un étage, et amplifiant de petits signaux.

Le programme de conception est composé de cinq parties importantes :

- 1 - Etude de la stabilité du transistor utilisé.
- 2 - Détermination du lieu des coefficients de réflexion source Γ_s et charge Γ_L satisfaisant aux conditions précisées dans le cahier de charges.
- 3 - Calcul des grandeurs des circuits d'adaptation.
- 4 - Calcul des dimensions des pistes de la microbande.
- 5 - Optimisation du circuit.

Cette dernière partie consiste à un ajustage des longueurs des pistes microrubans des réseaux d'entrée et de sortie, et à une comparaison entre la réponse réelle et la réponse désirée grâce à un programme d'analyse intégré. A cette fin un algorithme d'optimisation de Hooke et Jeeves[9] a été utilisé, mais le concepteur a aussi la possibilité d'agir directement en changeant les longueurs pour modifier les courbes de réponse selon ses besoins.

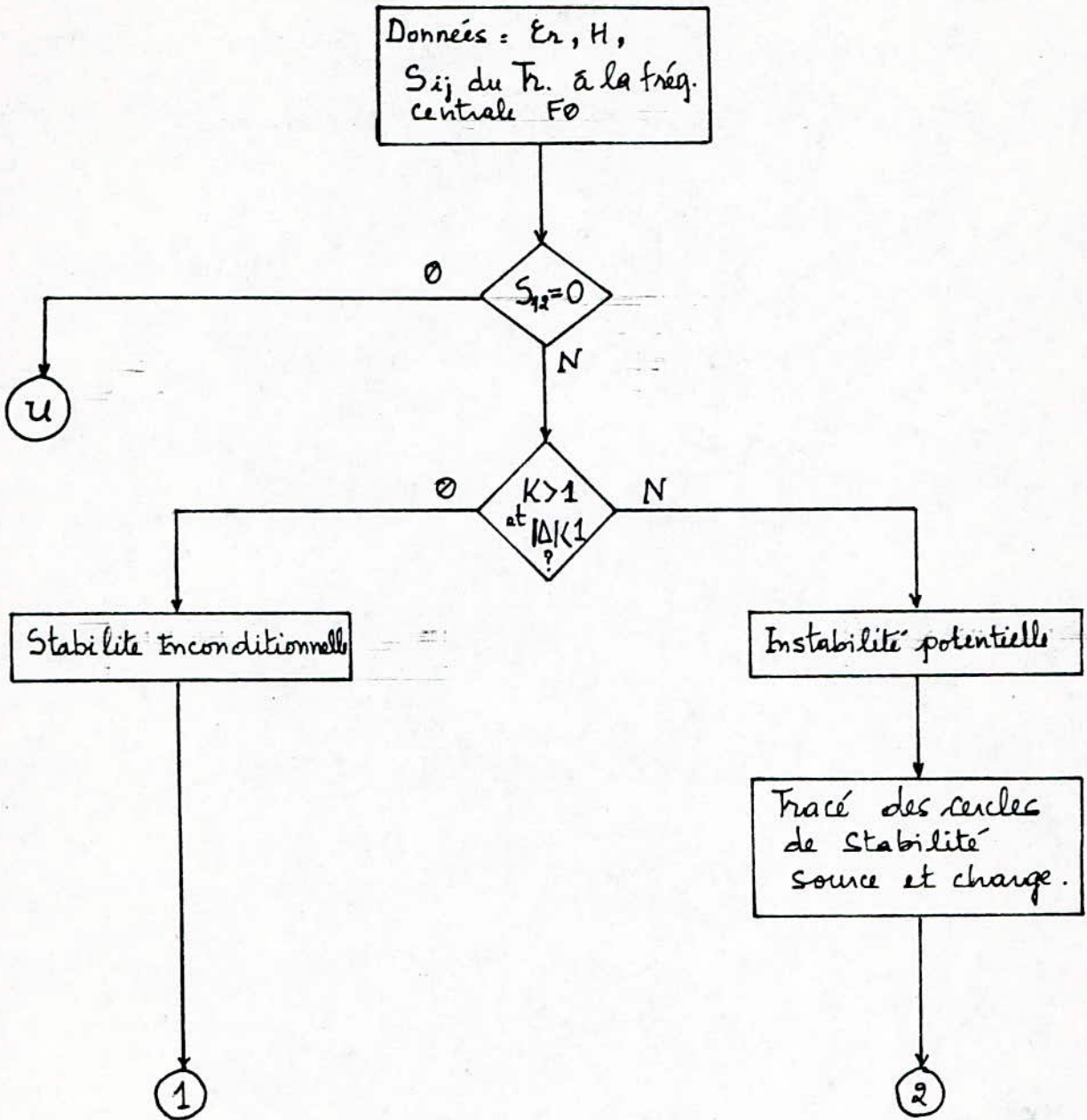
Un organigramme de la méthode d'optimisation utilisée est donné en page 61 .

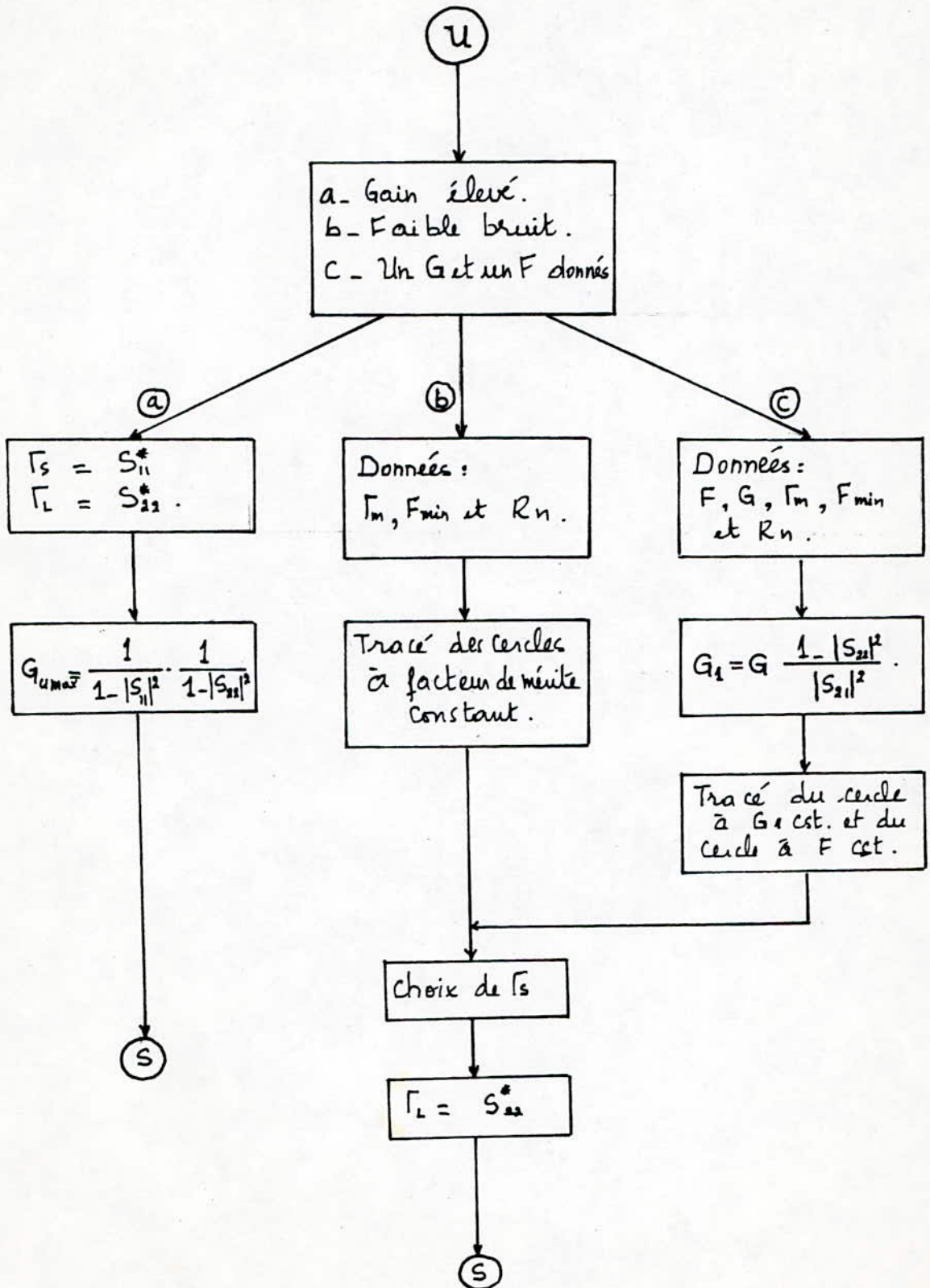


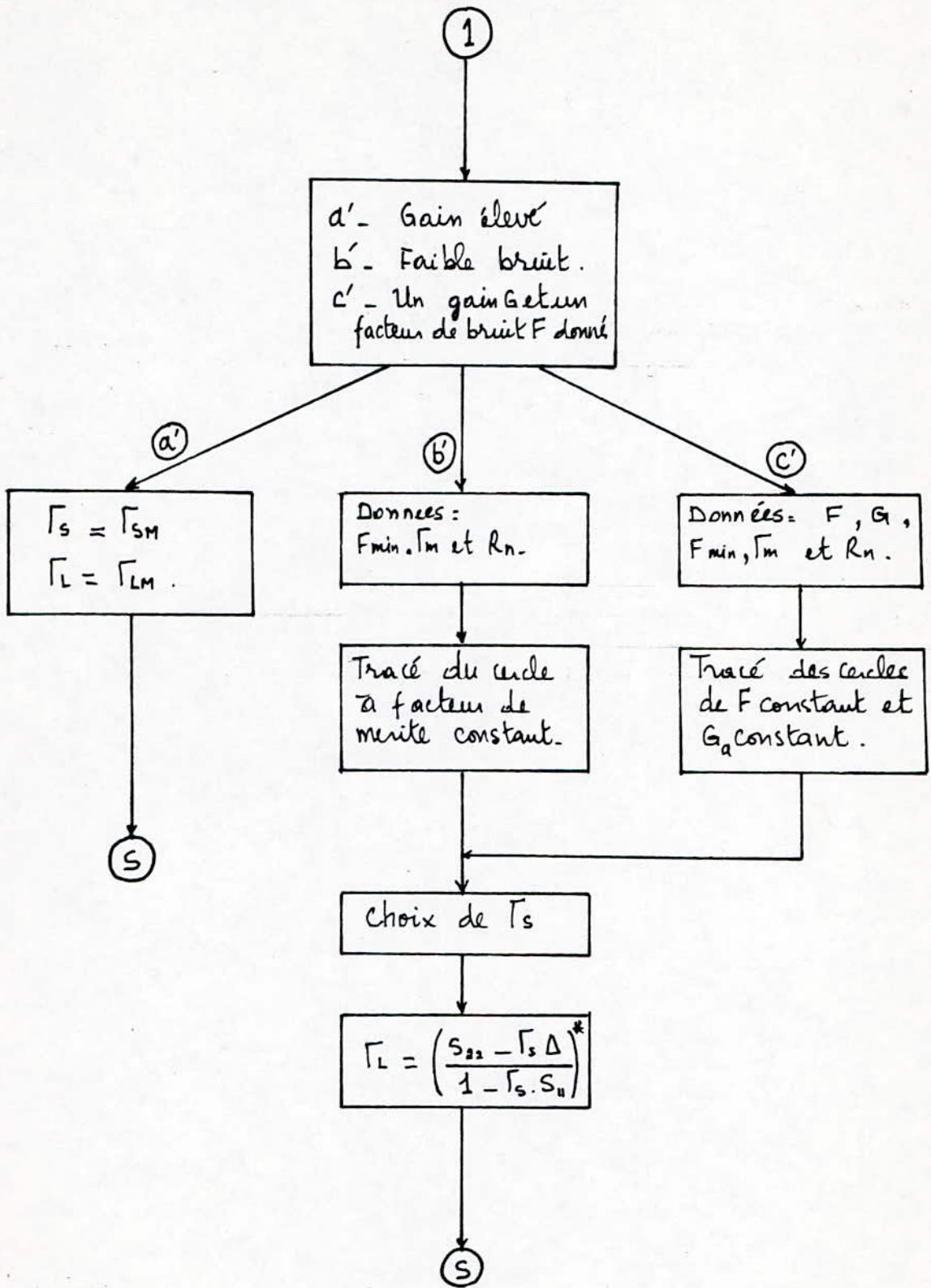
x : vecteurs (paramètres) à modifier
 k : pas des modifications
 e ; vecteurs unitaires
 δ : précision.

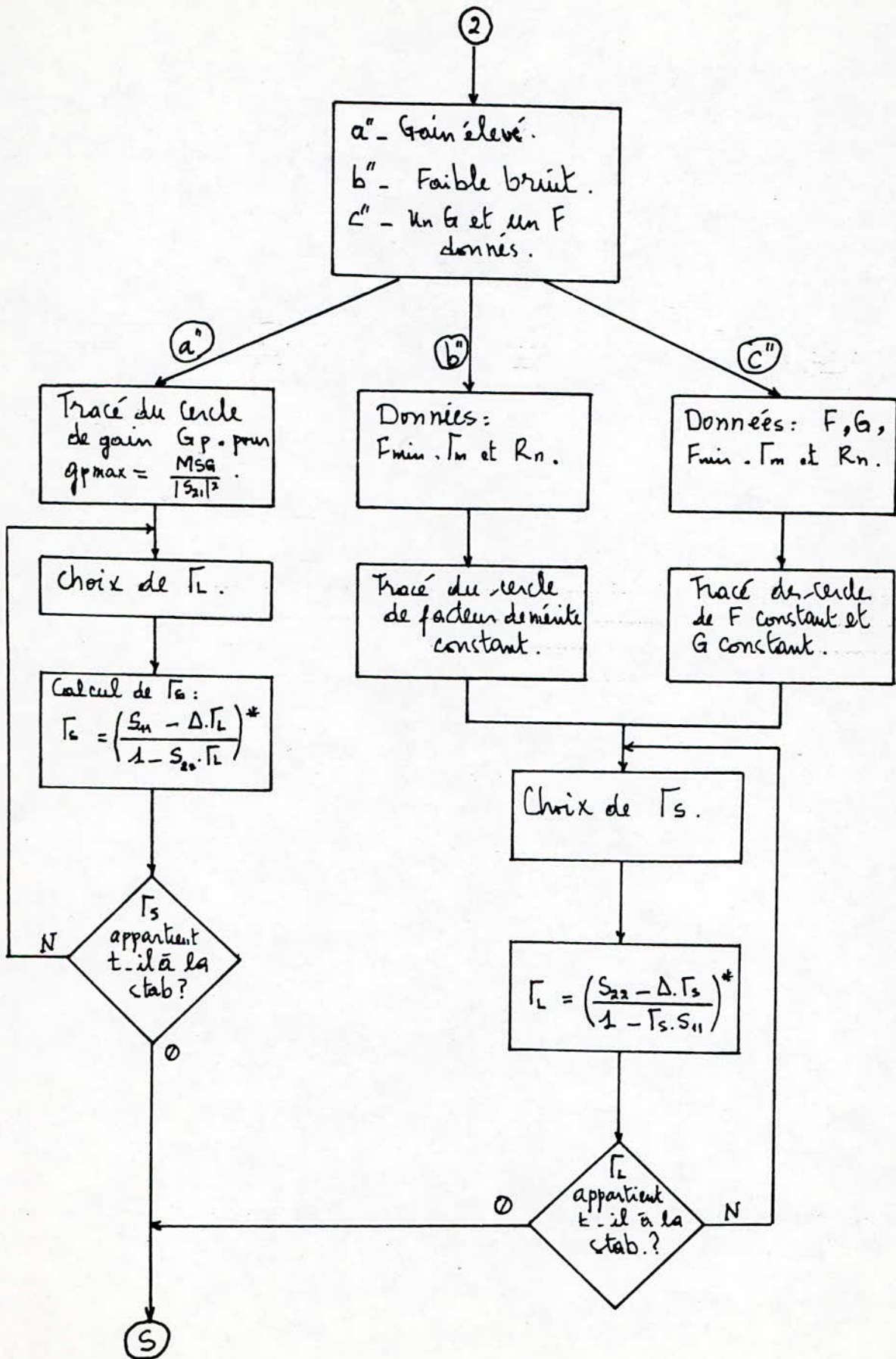
ORGANIGRAMME DE LA METHODE D'OPTIMISATION DE HOOKE & JEEVES.

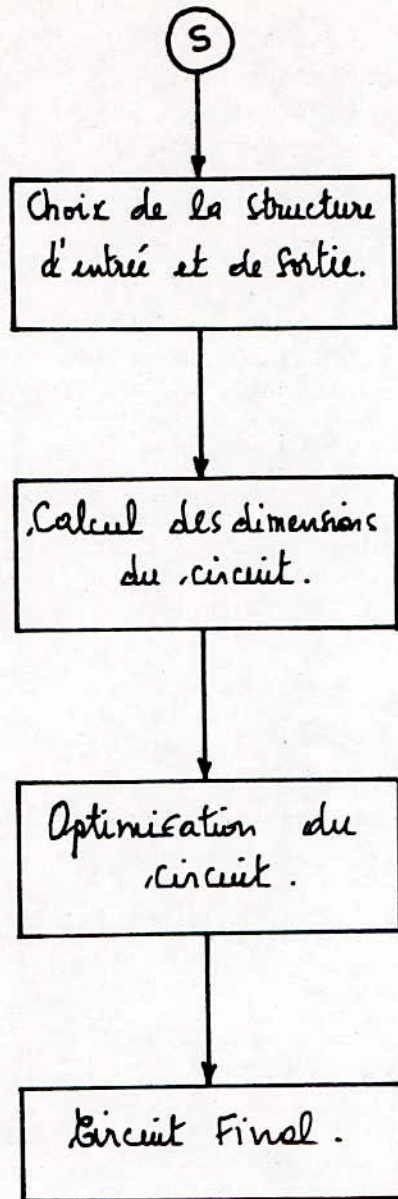
VI.2.2. ORGANIGRAMME











VI.2.3. REMARQUES

Les programmes de conceptions sont munis de nombreux tests tenant compte de des limites relatives à la réalisation pratique.

Dans le cas où les conditions du cahier de charge ne peuvent pas être satisfaites, l'optimisation donne les valeurs les plus proches des vœux du concepteur. Ce dernier peut choisir alors une structure d'adaptation pour réaliser son but.

VI.2.4. EXEMPLES

On veut utiliser le transistor HFET-II0I dont les caractéristiques sont les suivantes;

$$S_{11} = 0.614 \angle -171.3^\circ$$

$$S_{12} = 0.057 \angle 16.3^\circ$$

$$S_{21} = 2.058 \angle 28.5^\circ$$

$$S_{22} = 0.572 \angle -95.7^\circ$$

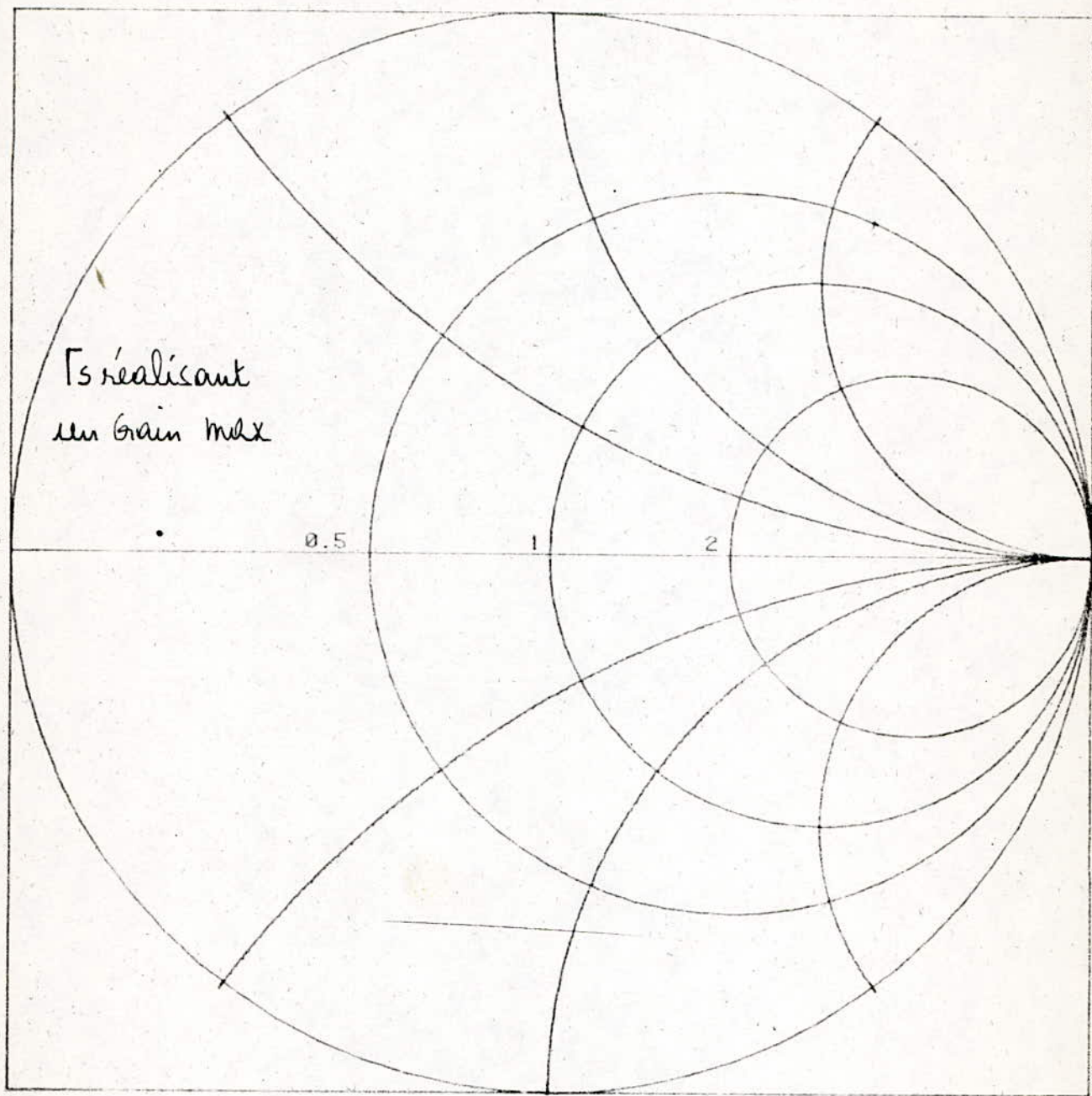
Et; $F_{\min} = 2.9 \text{ dB}$

$$R_n = 9.42 \text{ Ohms}$$

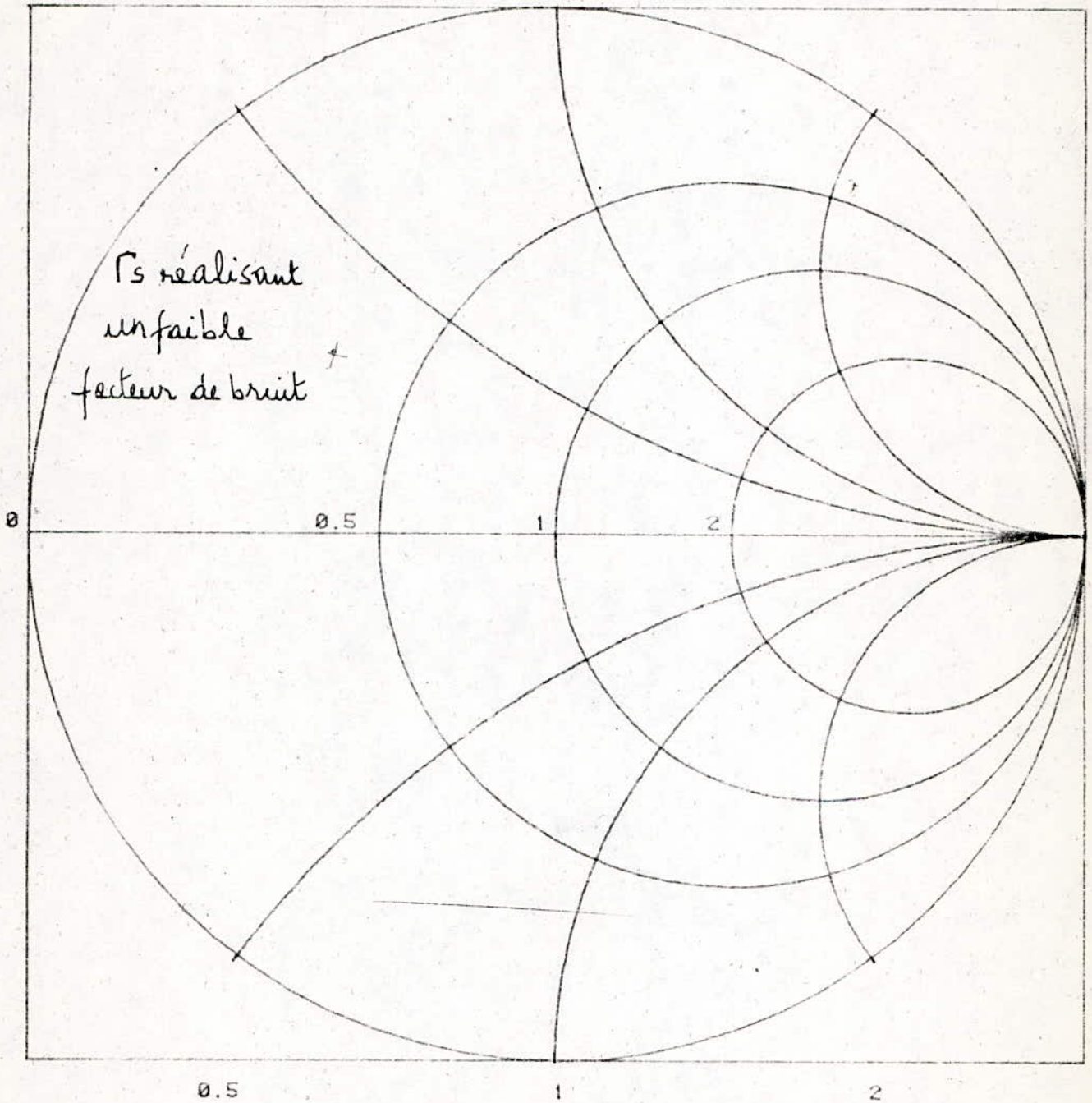
$$\Gamma_m = 0.542 \angle 141^\circ$$

L'amplificateur réalisé à l'aide de ce transistor doit obligatoirement avoir un facteur de bruit le plus faible possible (sans que le gain soit trop faible), l'utilisation de la recherche du compromis avec la méthode du facteur de mérite.

$$\Gamma_s = 0.762 / \underline{177^\circ}$$



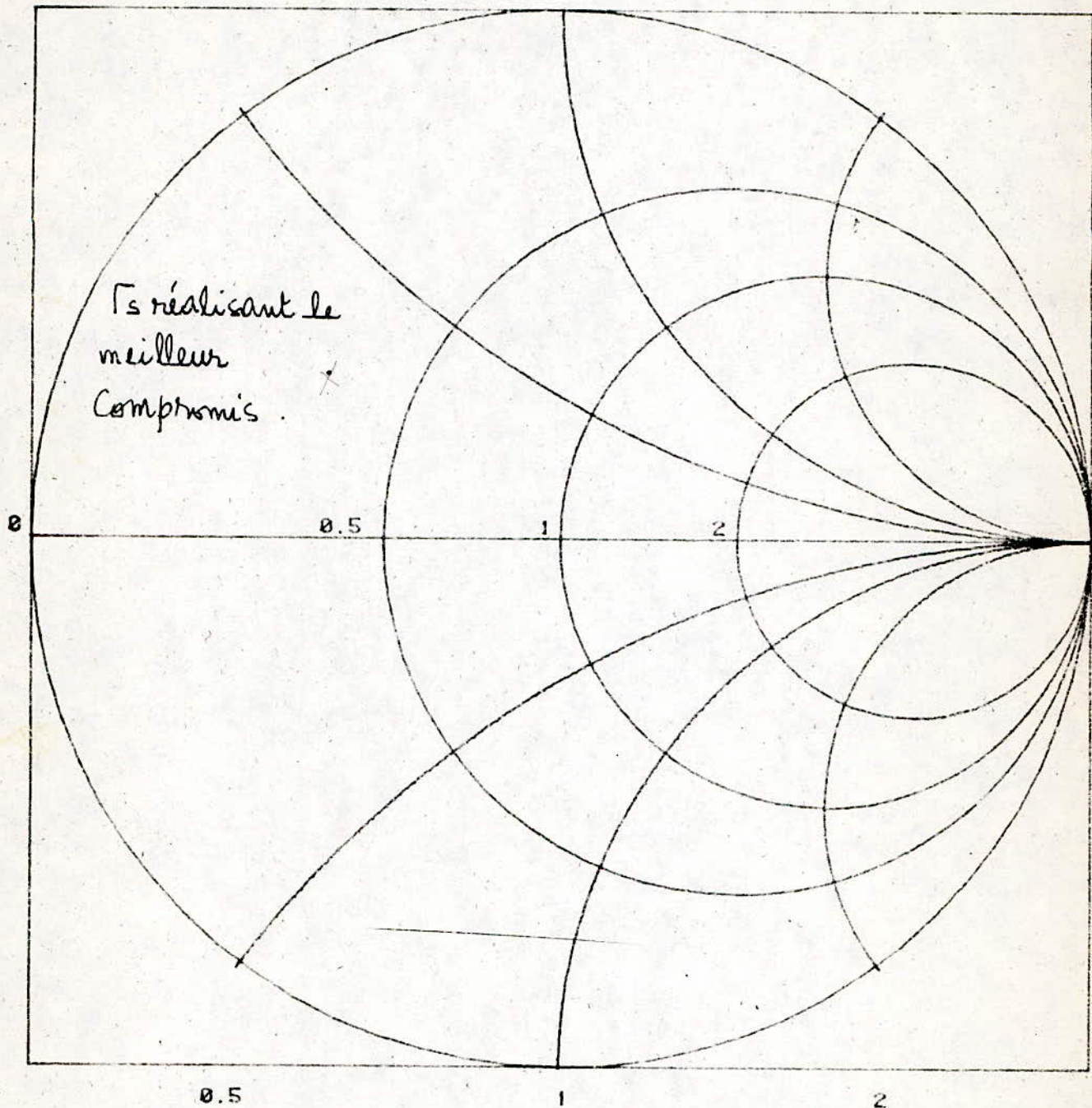
$$\Gamma_s = 0.542 / \underline{141^\circ}$$



Le facteur de mérite minimum réduit est : $m = 0.1145$.

La valeur du coefficient de réflexion source correspondant est :

$$\Gamma_s = 0.5356 / \underline{144.98^\circ}$$



CONCLUSION

CONCLUSION

Le travail qui nous a été confié nous a permis d'avoir de plus amples connaissances dans le domaine des hyperfréquences, et notamment celui de la conception des amplificateurs linéaires.

La matrice de dispersion est l'outil mathématique essentiel autour duquel est tissée toute la théorie utilisée; aussi a-t-on choisi de se passer de la matrice chaîne dans la mise en cascade des quadripôles, ce qui a diminué considérablement le temps d'exécution des programmes réalisés.

Au cours de l'élaboration des programmes, notre souci constant était une plus grande souplesse et commodité d'utilisation tout en conservant la précision désirée. Pour cela, à chaque nouvelle étape du déroulement du logiciel des messages clairs sont générés, guidant le concepteur.

Notre réalisation est une modeste approche dans un domaine très vaste qui fait l'objet, de nos jours, d'une concurrence accrue entre grands industriels vu l'enjeu économique. Néanmoins, nous pensons que notre étude est d'un apport non négligeable, et peut être une base pour l'élaboration d'autres logiciels complémentaires.

ANNEXES

A N N E X E A I

MATRICE DE DISPERSION GENERALISEE

Les paramètres de dispersion généralisés sont définis par rapport à des impédances de générateur et de charge arbitraires, ces paramètres sont très utiles pour l'analyse de la stabilité et de l'adaptation conjuguée des quadripôles.

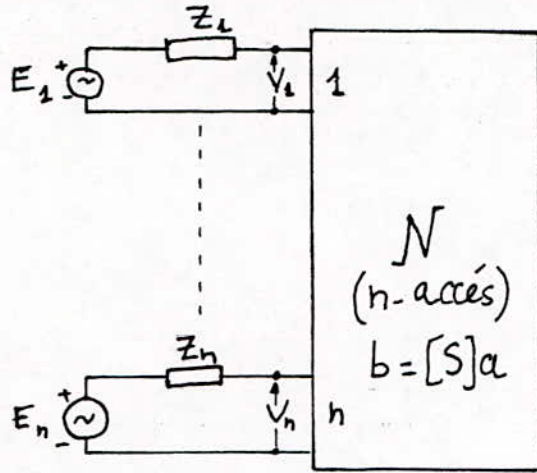


fig A.1. Réseau à n accès.
(Z_i sont à parties réelles positives)

Si on remplace les impédances de normalisation Z_i à l'accès i (fig. A 1) par Z'_i ($i=1, \dots, n$); on aura alors une autre expression des vecteurs incident et réfléchi;

$$a' = R'(V + Z' I) \quad (A.11a)$$

$$b' = R'(V - Z'^* I) \quad (A1.1b)$$

La matrice de dispersion généralisée $[S']$, normalisée par rapport aux impédances Z'_i , sera différente de $[S]$ et s'écrira comme suit : [1].

$$[S'] = R'(Z_N - Z'^{T*}) \cdot (Z_N + Z')^{-1} \cdot R'^{-1} \quad (A1.2)$$

Où R' et Z' représentent R et Z quand Z_i est remplacée par Z'_i , elles sont définies comme suit :

$$R' = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sqrt{Re Z_s}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2\sqrt{Re Z_L}} \end{bmatrix} \quad Z' = \begin{bmatrix} Z_s & 0 \\ 0 & Z_L \end{bmatrix}$$

On définit $\Gamma = (Z' - Z) (Z' + Z^{T*})^{-1}$. (A 1.3)

et en substituant (1.21) dans (A1.2); $[S']$ s'écrit :

$$S' = R' R^{-1} (I_n - S)^{-1} (S - \Gamma^{T*}) (I_n - \Gamma^{T*})^{-1} (I_n - \Gamma) (I_n - S\Gamma)^{-1} (I_n - S) R R'^{-1}. \quad (A1.4)$$

Puisque : [5]

$$(I_n - S)^{-1} (S - \Gamma^{T*}) (I_n - \Gamma^{T*})^{-1} = (I_n - \Gamma^{T*})^{-1} (S - \Gamma^{T*}) (I_n - S)^{-1}$$

et;

$$(I_n - \Gamma) (I_n - S\Gamma)^{-1} (I_n - S) = (I_n - S) (I_n - \Gamma S)^{-1} (I_n - \Gamma).$$

$[S']$ devient alors:

$$S' = A^{-1} (S - \Gamma^{T*}) (I_n - \Gamma S)^{-1} A^{T*}. \quad (A1.5)$$

où A est la matrice diagonale définie par :

$$A = R'^{-1} R (I_n - \Gamma^{T*}). \quad (A1.6)$$

Le i éme élément de A s'écrit :

$$A_{ii} = |1 - \Gamma_i|^{-1} (1 - \Gamma_i^{*}) \cdot (1 - |\Gamma_i|^2)^{1/2}. \quad (A1.7)$$

où

$$\Gamma_i = \frac{Z'_i - Z_i}{Z'_i + Z_i}. \quad (A1.8)$$

A N N E X E A 2

STABILITE INCONDITIONNELLE

Un quadripôle de matrice de dispersion $[S]$ et de coefficients de réflexion source et charge Γ_S et Γ_L , tous normalisés par rapport à l'impédance caractéristique Z_0 , est inconditionnellement stable si et seulement si :

$$\left| S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right| < 1. \quad (A.2.1)$$

$$\left| S_{22} + \frac{\Gamma_S S_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_S S_{11}} \right| < 1. \quad (A.2.2)$$

Pour tout $|\Gamma_S| < 1$ et tout $|\Gamma_L| < 1$.

L'expression (A.2.1) peut s'écrire comme :

$$\left| \frac{1}{S_{22}} \left(\Delta + \frac{S_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right) \right| < 1. \quad (A.2.3)$$

Pour tout $|\Gamma_L| < 1$, où $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$.

On voit que la transformation bilinéaire $S_{22}^{-1} [\Delta + S_{11} S_{21} (1 - S_{22} |\Gamma|)^{-1}]$ transforme le cercle unité $|\Gamma| = 1$ en un cercle Ψ dont on déterminera la représentation.

Notons que $(1 - \Gamma S_{22})$ transforme $|\Gamma| = 1$ en un cercle de centre 1 et de rayon $|S_{22}|$, donc $(1 - \Gamma S_{22})^{-1}$ transforme le cercle unité en un cercle de centre :

$$\frac{1}{2} \cdot [(1 - |S_{22}|)^{-1} + (1 + |S_{22}|)^{-1}] = (1 - |S_{22}|^2)^{-1}.$$

et de rayon :

$$\frac{1}{2} \cdot [(1 - |S_{22}|)^{-1} - (1 + |S_{22}|)^{-1}] = |S_{22}| \cdot (1 - |S_{22}|^2)^{-1}.$$

Le cercle Ψ est donc représenté par :

$$\Psi = S_{22}^{-1} \cdot \Delta + \frac{S_{21} S_{12} S_{22}^{-1}}{1 - |S_{22}|^2} + \frac{|S_{12} S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} e^{j\varphi} \quad (\text{A.2.4})$$

où φ varie de 0 à 2π .

Pour que (A.2.1) reste valable, le module de Ψ doit être inférieur à l'unité quelle que soit la valeur de φ ; c'est à dire : [5]

$$\frac{1}{|S_{22}|} \left| \Delta + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - |S_{22}|^2} \right| + \frac{|S_{12} S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} < 1. \quad (\text{A.2.5})$$

ou bien :

$$0 \leq \frac{1}{|S_{22}|} \left| \Delta + \frac{S_{21} S_{12}}{1 - |S_{22}|^2} \right| < 1 - \frac{|S_{21} S_{12}|}{1 - |S_{22}|^2}. \quad (\text{A.2.6})$$

L'expression (A.2.6) nous donne la condition :

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12} \cdot S_{21}| \quad (\text{A.2.7})$$

En élevant au carré les deux membres de (A.2.6) on a :

$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} > 1 \quad (\text{A.2.8})$$

D'une manière similaire on obtient à partir de (A.2.2) la même expression (A.2.8) et aussi :

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{21} S_{12}| \quad (\text{A.2.9})$$

En additionnant (A.2.7) et (A.2.9) on obtient :

$$2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 > 2 |S_{12} S_{21}| \quad (\text{A.2.10})$$

En outre :

$$\Delta = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| \leq |S_{11}| |S_{22}| + |S_{21} S_{12}|$$

et en utilisant cette inégalité dans (A.2.10) on obtient :

$$|\Delta| \leq |S_{11}| |S_{22}| - \frac{1}{2} |S_{11}|^2 - \frac{1}{2} |S_{22}|^2 + 1 \quad (\text{A.2.11 a})$$

$$|\Delta| \leq 1 - \frac{1}{2} (|S_{11}| - |S_{22}|)^2 < 1 \quad (\text{A.2.11 b})$$

A N N E X E A 3

INSTABILITE POTENTIELLE

Si $K < 1$, le quadripôle est dit potentiellement instable.

Pour la conception d'un amplificateur il est possible de déterminer les lieux de Γ_L et de Γ_S qui donnent la stabilité à l'amplificateur.

De (2.3.a) on obtient :

$$\Gamma_L = \frac{S_{11} - \Gamma_i}{\Delta - S_{22}\Gamma_i} = \Delta^{-1} \cdot S_{22}^{-1} \left(\Delta + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - \Delta^{-1} S_{21} \Gamma_i} \right) \quad (A.3.1)$$

De cette dernière on voit que le cercle $|\Gamma_i|=1$ est transformé en un cercle Ψ , lieu de tous les Γ_L tel que $|\Gamma_i|=1$.

Puisque $(1 - \Delta^{-1} S_{22} \Gamma_i)$ transforme $|\Gamma_i|=1$ en un cercle de centre 1 et de rayon $|\Delta^{-1} S_{22}|$, d'où $(1 - \Delta^{-1} S_{22} \Gamma_i)^{-1}$ transforme $|\Gamma_i|=1$ en un cercle de centre :

$$\frac{1}{2} \left[\left(1 + |\Delta^{-1} S_{22}| \right)^{-1} + \left(1 - |\Delta^{-1} S_{22}| \right)^{-1} \right] = \frac{1}{1 - |\Delta^{-1} S_{22}|^2}$$

et de rayon :

$$\frac{1}{2} \left[\left(1 - |\Delta^{-1} S_{22}| \right)^{-1} - \left(1 + |\Delta^{-1} S_{22}| \right)^{-1} \right]$$

qui est égal à :

$$|\Delta^{-1} S_{22}| \cdot \left(1 - |\Delta^{-1} S_{22}|^2 \right)^{-1}$$

Le cercle Ψ aura alors pour centre C_L et pour rayon r_L qui sont donnés par :

$$C_L = \Delta^{-1} S_{22}^{-1} \cdot \left(\Delta + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - |\Delta^{-1} S_{22}|^2} \right) = \frac{S_{11} \Delta^* - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \quad (\text{A.3.2})$$

$$r_L = |\Delta^{-1} S_{22}^{-1}| \cdot \left| \frac{|\Delta^{-1} S_{22}| \cdot |S_{12} S_{21}|}{1 - |\Delta^{-1} S_{22}|^2} \right| = \frac{|S_{12} \cdot S_{21}|}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \quad (\text{A.3.3})$$

Le lieu de Γ_S peut être obtenu d'une façon similaire à partir de (2.3.b).

B I B L I O G R A P H I E

- [I] TRI. T. HA , " Solid state microwave amplifier design." ,
J. WILLEY & SONS, New York, 1981.
- [2] T.C. EDWARDS, " Conception des circuits microondes ",
MASSON, Paris, 1984.
- [3] R. BADOUAL , " Les micro-ondes ", TI,
MASSON, Paris, 1983.
- [4] C. GENTILLI, " Amplificateurs et oscillateurs microondes",
MASSON, Paris, 1984.
- [5] R.S. CARSON , " High frequency amplifiers." ,
J. WILLEY & SONS, New York, 1974.
- [6] G.D. VENDELIN, " Design of amplifiers and oscillators by the
S parameter methode." , J. WILLEY , N.Y., 1982.
- [7] J. HELSZAJN , " Passive and active microwave circuits." , 1978.
- [8] Dr. E. D. GRAHAM , " Microwave transistors."
ARTECH HOUSE , 1976.
- [9] L.C.W. DIXON , " Nonlinear optimisation." ,
CRANE, RUSSAK & COMPANY, INC., N.Y. , 1972.
- [10] OWENS R.P. , " Accuate analytical determination of quasi-static
microstripline parameters." ,
THE R. & E. ENGINEER, Juillet 1976.
- [II] GUPTA K.C. , " C.A.D. of microwave circuits. " ,
ARTECH HOUSE , 1981.