

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

T H E S E

Présentée par M^r OUCAR ALI

Ingnieur E.N.P.

Pour l'obtention d'un diplome de MAGISTER EN ELECTRONIQUE

S U J E T

AMPLIFICATEUR MICRO-ONDE A FREQUENCE
INTERMEDIAIRE POUR LA T.V.D.S

Soutenu le 27 octobre 1991 devant le jury composée de:
MM.

A. ZERGUERRAS	- Maître de conférence	E.N.P.	Président
R. AKSAS	- Chargé de cours	E.N.P.	Rapporteur
A. FARRAH	- Maître de conférence	E.N.P.	Examineur
M. TRABELSI	- Maitre assistant	E.N.P.	Examineur
M.C.E. YAGOUB	- Chargé de cours	U.S.T.H.B.	Examineur

R E M E R C I E M E N T S

Le présent travail à été effectué au laboratoire de télécommunications du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Nous tenons à remercier vivement:

.M^r R.AKSAS chargé de cours à l'E.N.P. pour les efforts considérables qu'il a déployé et ses précieux conseils qui m'ont été d'un grand apport.

.M^r M.TRABELSI enseignant à l'E.N.P. pour son aide inestimable et son soutien à la réalisation de ce travail.

.M^r A.ZERGUERRAS maitre de conférence et enseignant à l'E.N.P et président de jury de cette thèse.

.Le personnel du laboratoire d'hyperfréquence de l'ENSEEIH de Toulouse, et plus particulièrement M^r H.BAUDRAND ,M^r PUTCH et M^r RONGIERS.

. Le personnel enseignant et non enseignant du département d'électronique de L'E.N.P. ainsi qu'au personnel du centre de calcul.

. M^r A. ADJTOUTAH pour son aide et son soutien à la réalisation de ce travail.

S O M M A I R E

PAGES

INTRODUCTION

CHAPITRE I : THEORIE DES MULTIPOLES

1. Généralités	1
2. Matrice chaîne	2
3. Matrice de répartition S.....	3
3.1. Signification physique des paramètres S_{ij}	3
3.2. Signification physique des ondes a_1, b_1	4
4. Stabilité des réseaux actifs	5

CHAPITRE II . AMPLIFICATEURS MICRO-ONDES

1. Généralités	9
2. Amplificateurs à faible niveau	9
3. Choix de l'élément actif	10
3.1. Transistor bipolaire	10
4. Structure micro-onde associée	14

CHAPITRE III : THEORIE D'ADAPTATION A LARGE BANDE

1. Introduction	17
2. Méthode analytique	17
2.1. Synthèse des réseaux d'entrée et de sortie	18
2.1.1. Classification des zéros de transmission	20
2.1.2. Théorème d'adaptation à large bande	21
2.2. Différentes étapes de conception des réseaux passifs	22
2.3. Conception des réseaux N_1 et N_0	22
2.3.1. Réseau d'entrée N_1	22
2.3.2. Réseau de sortie N_0	25
3. Méthode Numérique	28
3.1. Principe de la méthode	28

CHAPITRE IV : CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR F. I

1. Généralités	32
2. Conception des réseaux passifs par la méthode analytique	33
2.1. Conception du réseau d'entrée N_1	33
2.2. Conception du réseau de sortie N_0	40
2.3. Amplificateur à constantes localisées	46
2.4. Amplificateur distribué	47
3. Conception des réseaux passifs par la méthode numérique	48
3.1. Conception du réseau d'entrée N_1	48
3.2. Conception du réseau de sortie N_0	50
3.3. Amplificateur à constantes localisées	53
3.4. Amplificateur distribué	53

CHAPITRE V : REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR F. I

1. Calcul des lignes équivalentes	55
2. Réalisation	56
2.1. Technique de photogravure	56
2.2. Implantation des composants	56
3. Résultats expérimentaux	57
4. Interprétations	58

CONCLUSION

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

ABREVIATIONS UTILISEES

T.V.D.S	: Télévision directe par satellite.
L.N.B	: Low noise bloc (bloc à faible bruit).
C.A.O	: Conception assistée par ordinateur.
FRF	: Radio - fréquence.
FFI	: Fréquence intermédiaire.
FOL	: Fréquence locale.
F _l	: Fréquence basse de la bande utilisée.
F _h	: Fréquence haute de la bande utilisée.
Z _o	: Impédance de référence.
Z _l (s)	: Impédance de charge.
Z _{2l} (s)	: Impédance vue à la sortie du réseau d'entrée.
Z _{2o} (s)	: Impédance vue à l'entrée du réseau de sortie.
Z _l [*] (s)	: Impédance de charge conjuguée.
B(s)	: Fonction passe-tout.
s ₁	: Pôles à partie réelle positive de Z _l (-s).
ρ(s)	: Coefficient de réflexion à phase minimum.
r ₁ (s)	: Partie réelle de Z _l (s).
T.O.S	: Taux d'ondes stationnaires.
N _i	: Réseau passif à l'entrée de l'amplificateur.
N _o	: Réseau passif à la sortie de l'amplificateur.
T ₀	: Constante de temps.
Z _q (s)	: Impédance du réseau à rechercher.
r _k	: Excursion résistive.
a _k	: Fonction linéaire en fréquence.
G(ω ²)	: Gain transducique du réseau passif.
E	: Somme des erreurs quadratiques.
G _o (ω)	: gain désirée des réseaux passifs.
θ	: Longueur électrique exprimée en degré.
R _i	: Résistance série du modèle d'entrée du transistor.
C _i	: Capacité série du modèle d'entrée du transistor.
R _o	: Résistance parallèle du modèle de sortie du transistor.
C _o	: Capacité parallèle du modèle de sortie du transistor.
λ _o	: Longueur d'onde dans le vide.
λ _g	: Longueur d'onde dans la ligne microruban.

W : Largeur de la microruban.
h : Hauteur du diélectrique de la microruban.
APC 3.5 : Connecteur adaptable à l'analyseur de réseau.
R_{st} : Rayon du cercle de stabilité.
r_{st} : Centre du cercle de stabilité.
Z_{out} : Impédance de sortie de l'amplificateur.
Z_{in} : Impédance d'entrée de l'amplificateur.
Z_c : Impédance caractéristique de la ligne microruban.
t : Epaisseur de la ligne microruban.
Z_s : Impédance de la source.
Γ_{1,2} : Coefficients de réflexion de la source et de la charge.
identiques à Γ_s et Γ_g.
f(ω) : Gradient.
δ : Vecteur incrément résistif.
e(r, ω) : Erreur quadratique.
Δ : Déterminant de la matrice S.

I N T R O D U C T I O N

I N T R O D U C T I O N

Actuellement, la télédiffusion par satellite géostationnaire a montré de multiples avantages par rapport aux moyens de réception conventionnels, particulièrement dans les zones à population diffuse. Les performances d'une telle liaison dépendent essentiellement d'un système de réception à faible bruit (L N B) placé à proximité de l'antenne individuelle ou collective. L'essor considérable pris par ce système de télédiffusion a engendré des recherches pour améliorer les qualités de ce système de réception dans le but d'obtenir une réduction des dimensions de l'aérien sans altérer la qualité de l'image.

Cette préoccupation d'actualité constitue l'un des thèmes essentiels du projet de recherche engagé par le laboratoire de télécommunication du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique où, un préamplificateur et un mélangeur [1,2] ont été déjà réalisés.

L'objet de notre travail consiste à compléter cette chaîne de réception par l'adjonction d'un amplificateur micro-onde à fréquence intermédiaire (1.1 GHz) en tenant compte à la fois des normes internationales [3] de la T.V.D.S et des réalisations précédentes comme cahier de charges (impédance et puissance à la sortie du mélangeur).

Cet amplificateur doit avoir un gain maximum (transfert maximum de puissance à la charge) et constant sur une large bande de fréquence (bande relative de 40 %) et il doit être adaptable aux dispositifs en amont [1,2] et en aval (démodulateur FM).

Le choix de l'élément actif utilisé en amplification micro-onde est régi par le rapport coût-performances. L'évolution rapide de la technologie hybride, plus particulièrement celle du transistor à effet de champ en arséniure de gallium (GaAs) est d'un apport considérable en micro-onde. Néanmoins, malgré leur limitation en fréquences (fréquence de transition inférieure à 5 GHz), les transistors bipolaires peuvent assumer le même rôle pour une amplification des signaux de fréquences allant jusqu'à 2 GHz.

La destination commerciale du produit, associé aux données de réalisation, nous a permis d'adopter le transistor bipolaire à technologie planaire à savoir le BFR 91 aisément adapté à la technologie microruban et aux structures (réseaux) passives associées.

Nous avons d'abord traité la théorie des multipôles [4] nécessaire à l'analyse ainsi qu'à la synthèse des réseaux actifs et passifs. La théorie d'adaptation à large bande [5] a été bien développée afin de ressortir les différents critères de stabilité et de faisabilité. Un programme (A.N.A.M), associé à cette méthode a été élaboré pour déterminer entre autres les éléments constituant les réseaux passifs associés au transistor. Dans le but d'obtenir des structures passives optimums, nous avons utilisé une méthode itérative récente, qui associée à un programme d'optimisation (N.U.M.M), permet d'obtenir un produit fini ne nécessitant aucune correction, réalisable par la C.A.O. Enfin l'amplificateur a été réalisé sur un substrat de faible pertes (DUROID 5880) à l'aide de la technique de la photogravure et des mesures expérimentales ont été effectuées avec un analyseur de réseau automatique HP 8409C à système de visualisation polaire et à polarisation autonome.

L'interprétation des résultats théoriques et expérimentaux, nous a permis de juger d'un oeil critique les performances de ces méthodes et ce afin de ressortir l'opportunité de leur application.

C H A P I T R E I

CHAPITRE I

THEORIE DES MULTIPÔLES

1. Généralités

D'une manière générale, un circuit micro-onde est un réseau à accès multiples (Fig.I.1) ou multipôle [4].

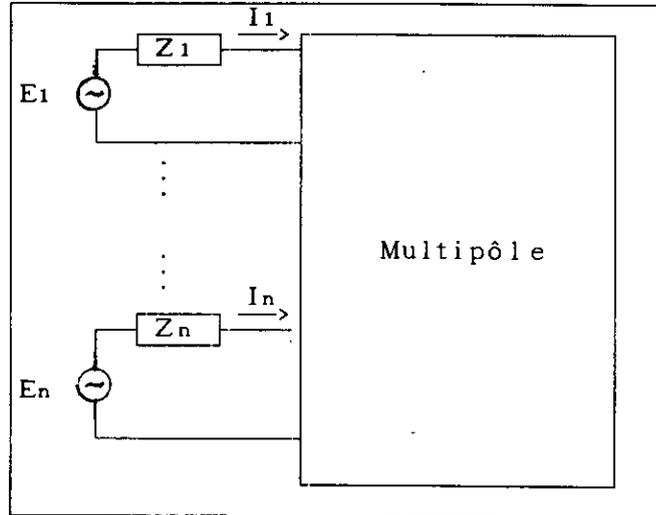


Fig.I.1 : Représentation d'un multipôle.

Il est constitué de plusieurs éléments connectés par des lignes de transmission ou de sections guide d'onde. Ces réseaux sont caractérisés en termes de tension ou de courant aux différents accès. En basse fréquence, ils sont définis par leur matrice impédance, admittance ou hybride.

En hyperfréquence, ces tensions et ces courants, ne sont autres que des ondes variables normalisées, et les multipôles seront caractérisés par leur matrice de répartition ou matrice S.

Généralement, les réseaux micro-ondes usuels, sont des quadripôles ou des combinaisons en cascade de plusieurs quadripôles.

L'analyse de tels dispositifs, nécessite l'utilisation d'une matrice appropriée, appelée matrice de transfert ou matrice chaîne, déduite [6] de la matrice S, seule grandeur mesurable en micro-onde.

2. Matrice chaîne

La matrice chaîne d'un réseau à double accès (Fig .I.2), est définie par:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (I.1)$$

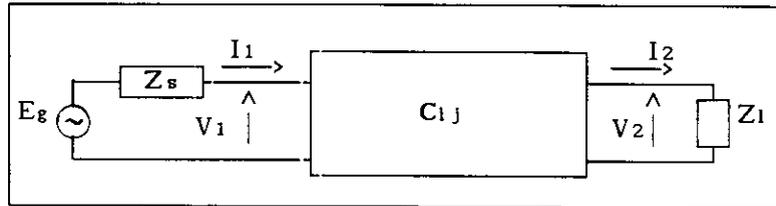


Fig I.2: Réseau à double accès

La connaissance des éléments de la matrice chaîne, des impédances de source et de charge, permet de déterminer les paramètres caractéristiques du quadripôle à savoir :

- le coefficient de réflexion à l'entrée en courant et en tension :

$$\Gamma_{I \text{ in}} = \frac{Z_{\text{in}} - Z_s^*}{Z_{\text{in}} + Z_s} \quad ; \quad \Gamma_{V \text{ in}} = \frac{Z_s}{Z_s^*} \Gamma_{I \text{ in}} \quad (I.2)$$

- coefficient de réflexion à la sortie :

$$\Gamma_{I \text{ out}} = \frac{Z_{\text{out}} - Z_l}{Z_{\text{out}} + Z_l} \quad ; \quad \Gamma_{V \text{ out}} = \frac{Z_l}{Z_l^*} \Gamma_{I \text{ out}} \quad (I.3)$$

- impédance d'entrée:

$$Z_{\text{in}} = \frac{C_{11}Z_l + C_{12}}{C_{21}Z_l + C_{22}} \quad (I.4)$$

- impédance de sortie:

$$Z_{\text{out}} = \frac{C_{22}Z_s + C_{12}}{C_{21}Z_s + C_{11}} \quad (I.5)$$

Pour un réseau réciproque, les éléments C_{ij} de la matrice chaîne du quadripôle, vérifient la relation :

$$C_{11}C_{22} - C_{12}C_{21} = 1 \quad (I.6)$$

La matrice chaîne normalisée, s'obtient en multipliant et en divisant respectivement les éléments C_{21} et C_{12} de la matrice $[C]$ par l'impédance de référence Z_0 .

La matrice chaîne $[C]$ d'un réseau constitué de n quadripôles en cascade (Fig.I.3), s'obtient en multipliant les matrices chaînes de chaque quadripôle.

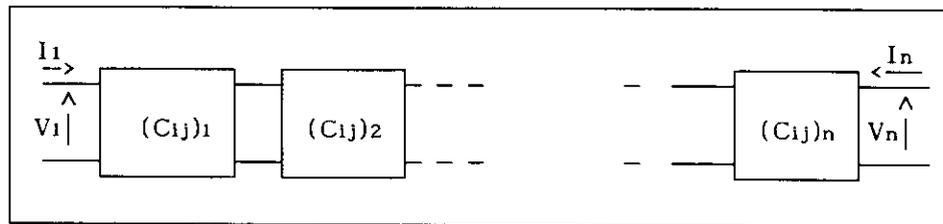


Fig.I.3: Association de n quadripôles en cascade.

La matrice chaîne $[C]$ du réseau ainsi réalisé est donnée par :

$$[C] = \prod_{k=1}^n (C_{1j})_k \quad i, j = 1, 2 \quad (I.7)$$

3. Matrice de répartition S

Les éléments de la matrice S , représentent des relations entre ondes incidentes (entrantes) et ondes réfléchies (émergeantes).

Les milieux contenus dans le multipôle étant supposés linéaires, la relation entre l'onde réfléchie à l'accès i et les ondes incidentes aux autres accès s'écrit donc :

$$b_i = S_{i1}.a_1 + S_{i2}.a_2 + \dots + S_{in}.a_n \quad (I.8)$$

3.1 Signification physique des paramètres S

Si un accès i est excité avec une onde incidente a_i , les autres accès étant adaptés, l'onde sortante à l'accès k , compte tenu de la relation (I.8) s'écrit :

$$b_k = S_{ki}.a_i \quad (I.9)$$

Les onde a_i et b_i , véhiculent ainsi des puissances incidentes et réfléchies. Pour un accès i , la puissance moyenne dissipée s'écrit:

$$P_{mi} = 1/2 (V_i I_i^*) (a_i a_i^* - b_i b_i^*) / 2$$

ou :

$$P_{mi} = (|a_i|^2 - |b_i|^2) / 2 \quad (I.16)$$

La puissance moyenne totale dissipée devient :

$$P = \left(\sum_{i=1}^n |a_i|^2 - \sum_{i=1}^n |b_i|^2 \right) / 2 \quad (I.17)$$

Pour un multipôle non dissipatif, compte tenu de la relation (I.17), il vient :

$$\sum_{i=1}^n |a_i|^2 = \sum_{i=1}^n |b_i|^2 \quad (I.18)$$

Les puissances totales incidente et réfléchie sont égales.

Le changement du plan de référence [6] à un accès quelconque n'affectera pas les modules des éléments S_{ij} de la matrice de répartition [S], par contre, les phases dépendent de la longueur de la ligne ou de la section guide d'onde.

4. Stabilité des réseaux actifs

Une réaction positive entre l'entrée et la sortie du quadripôle actif (dont le paramètre S_{12} est non négligeable) peut donner naissance à une éventuelle [7] oscillation.

Une étude de stabilité s'impose donc lors de la conception des amplificateurs micro-ondes.

Le gain transducique d'un amplificateur, est défini comme étant le rapport entre la puissance délivrée à la charge et la puissance disponible du générateur (d'autres définitions du gain sont aussi possibles), et est donné par l'expression suivante:

$$G_t = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|^2} \quad (I.19)$$

où:

S_{ij} représentent les éléments de la matrice S de l'élément actif.

$\Gamma_{1,2}$: sont respectivement les coefficients de réflexion de source et de charge définis par rapport à l'impédance de référence Z_0 .

Δ : Etant le déterminant de la matrice S , il est défini par :

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

pour un modèle unilatéral attribué à l'élément actif (dans notre cas le transistor bipolaire), l'expression (I.19) devient plus simple car S_{12} sera nul.

Le coefficient de stabilité est donnée par:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} \quad (I.20)$$

Les régions de stabilité (et d'instabilité) sont représentées dans le plan Γ_i ($i=1,2$) et sont régies par les équations suivantes :

$$\left| \Gamma_i - \frac{C_i^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 \quad (I.21)$$

où:

$$\begin{cases} C_1 = S_{11} - S_{22}^* \Delta \\ C_2 = S_{22} - S_{11}^* \Delta \end{cases} \quad (I.22)$$

Les cercles sont centrés au point:

$$r_{si} = \frac{C_i^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (I.23)$$

et ont pour rayon :

$$R_{s1} = \left(\frac{S_{21} \cdot S_{12}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right) \quad (I.24)$$

La relation (I.21) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$|\Gamma_1 - r_{s1}|^2 = |R_{s1}|^2 \quad (I.25)$$

Plusieurs cas peuvent se présenter et ce selon les valeurs des paramètres les plus importants à savoir le facteur de stabilité K, le centre et le rayon du cercle de stabilité, définis respectivement par les relations (I.20,23,24). En effet, l'élément actif est inconditionnellement stable lorsque le cercle de rayon R_{s1} est complètement à l'extérieur du cercle unité (Fig.4E) ou entoure le centre de ce dernier (Fig.I.4.F), en plus le facteur de stabilité K doit être supérieur à 1.

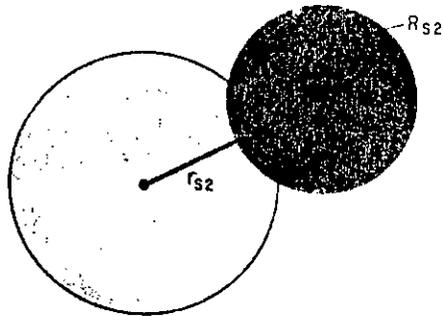
Pour un facteur K supérieur à 1, une stabilité conditionnelle peut avoir lieu si le cercle de rayon R_{s1} entoure le centre du cercle Γ_1 (Fig.I.4.D) et dans ce cas la surface du cercle R_{s1} constitue une région de stabilité conditionnelle. Dans le cas contraire (Fig.I.4.C), la région de stabilité conditionnelle sera à l'extérieur du cercle R_{s1} .

La stabilité conditionnelle est également assurée lorsque le facteur de stabilité K est inférieur à 1 alors le cercle de rayon R_{s1} , constitue soit une région d'instabilité (Fig.I.4.A), ou une région de stabilité (Fig. I.4.B).

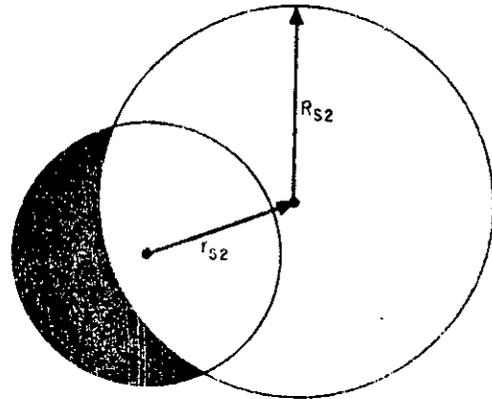
Dans les six cas évoqués, les régions d'instabilités sont colorées en noire et tout coefficient de réflexion de source (Γ_1) ou de charge (Γ_2) choisis dans les régions non colorées (régions de stabilités) ne provoquent aucune oscillation.

Stability examples

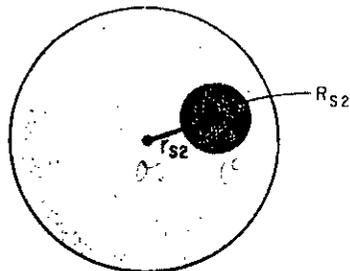
(A) CONDITIONALLY STABLE $K < 1$



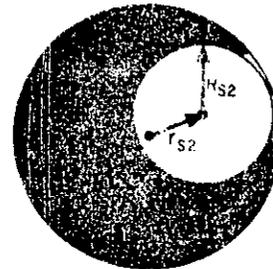
(B) CONDITIONALLY STABLE $K < 1$



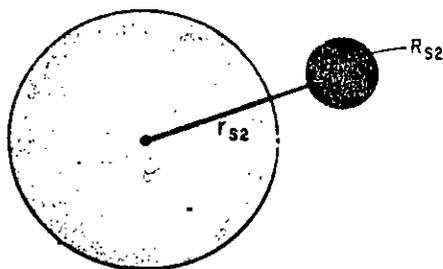
(C) CONDITIONALLY STABLE $K > 1$



(D) CONDITIONALLY STABLE $K > 1$



(E) UNCONDITIONALLY STABLE $K > 1$



(F) UNCONDITIONALLY STABLE $K > 1$

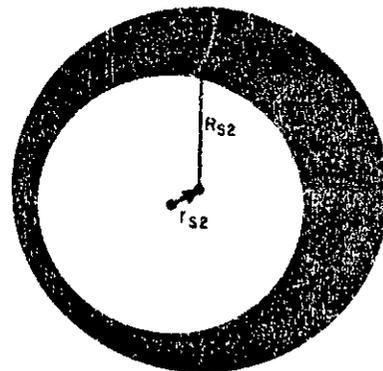


Fig.I.4:cerles de stabilités dans le plan du coefficient de réflexion Γ_2 .

CHAPITRE II

CHAPITRE II

AMPLIFICATEURS MICRO-ONDES

1. Généralités

L'objet de ce chapitre, est de montrer la difficulté dans la conception et la réalisation des amplificateurs micro-ondes, de décrire les différentes performances des éléments actifs semi-conducteurs utilisés, et ce afin de justifier notre choix, compte tenu des contraintes imposées.

2. Amplificateur à faible bruit

Compte tenu de la position (Fig.II.1) du dispositif à réaliser dans la chaîne de réception T.V.D.S, nous nous intéresserons plus particulièrement aux amplificateurs à faible niveau dont les principales caractéristiques, sont la bande passante et le gain.

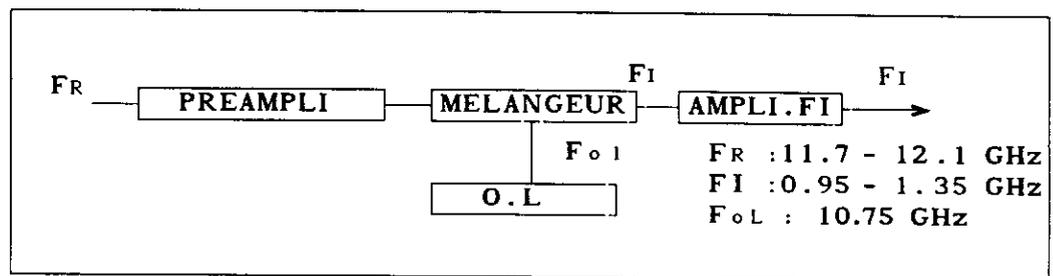


Fig II.1 :Position de l'amplificateur FI dans le premier convertisseur de T.V.D.S

Nous pouvons donc adopter la classification [8] suivante :

- amplificateurs très large bande passante de type passe-bas (bande passante de l'ordre de la décade), dont la fréquence minimale (environ 2 GHz) se situe dans le domaine micro-onde (Fig.II.a) et pour lesquels la condition:

$$F_{\max} / F_{\min} > 5$$

doit être satisfaite.

- amplificateurs très large bande passante de type passe bande (Fig II.2.b) remplissant la condition :

$$F_{\max} / F_{\min} < 3$$

Sans aucune restriction sur la fréquence minimale.

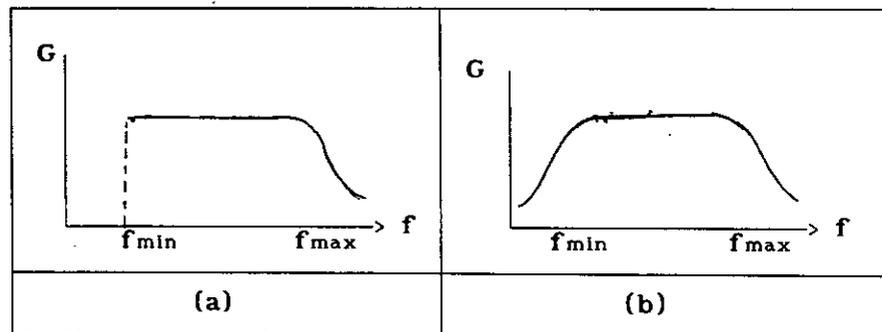


Fig.II.2: Réponse en fréquence d'un amplificateur micro-onde très large bande.

a : Passe-bas très large bande passante ($F_{\max}/F_{\min} > 5$)

b : Passe-bande très large bande passante ($F_{\max}/F_{\min} < 3$)

Ce type d'amplificateurs, répond parfaitement aux contraintes imposées par le cahier de charges.

3. Choix de l'élément actif

Plusieurs éléments actifs sont utilisés en amplification micro-onde à savoir, les tubes, les diodes (gunn, tunnel, impatt, varicap) ainsi que les transistors bipolaires et à effet de champ.

Le rapport coût-performance [9], nous amène à proposer le transistor bipolaire comme solution la plus appropriée.

3.1 Transistor bipolaire

La méthode de conception des amplificateurs micro-ondes à base de transistors, dépend essentiellement du modèle électrique adopté pour un gain élevé et un bruit faible .

Plusieurs méthodes [10], permettent de déterminer le schéma équivalent du

transistor bipolaire (Fig II.3), qui tiennent compte à la fois des paramètres intrinsèques et des éléments parasites dûs au boîtier ainsi qu'aux différentes connexions.

Le schéma équivalent du transistor bipolaire empacté est composé du modèle en puce (tableau II.1) et des éléments parasites constitués d'inductances et de capacités en montage T.

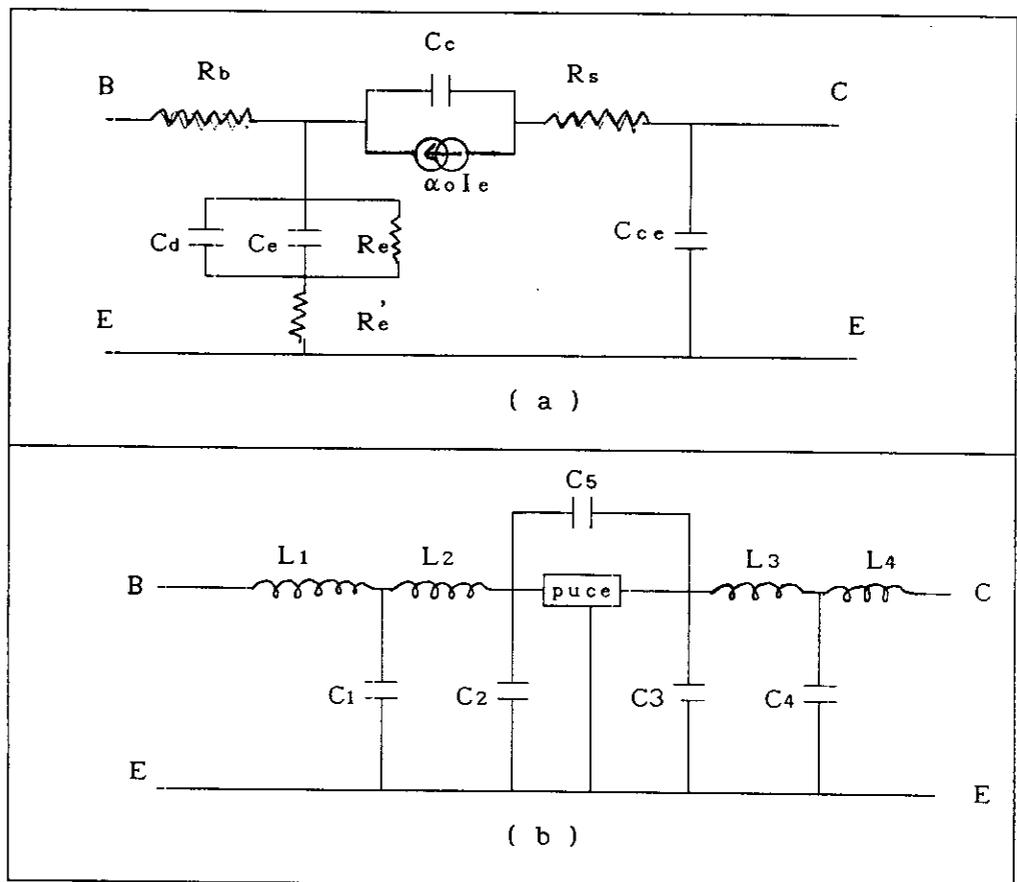


Fig II.3: schéma équivalent du transistor bipolaire.

a - Transistor en puce.

b - transistor avec boîtier.

Symbole	désignation des éléments	ordre de grandeur
R _b	Résistance de connexion de la base dans la puce	14.7 ohms
R _s	Résistance de connexion du collecteur dans la puce	0.7 ohms
R _{e'}	Résistance de connexion de l'émetteur dans la puce	8.6 ohms
C _{ce}	Capacité collecteur émetteur	0.050 pF
C _c	Capacité base-collecteur	0.005 pF
C _d	Capacité de diffusion base - émetteur	0.030 pF
α _o	Gain en courant continu en base commune	0.99

Tableau II.1: Valeurs typiques du modèle en puce du transistor bipolaire

En ce qui concerne les éléments parasites extérieurs au transistor en puce, ils sont généralement faibles et de l'ordre de 0.2 à 0.002 nH pour les selfs et de 0.1 à 0.001 pF pour les capacités.

Les éléments de la matrice S du modèle en puce du transistor bipolaire, normalisés par rapport à l'impédance de référence Z_o sont donnés [11] par les relations suivantes :

- Coefficient de réflexion à l'entrée :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \quad (II.1)$$

où :

$$Z_{in} = R + (j\omega.c)^{-1} \quad (II.1a)$$

avec:

$$\begin{cases} R = R_b + R_e + R_e' \\ C = [\omega_t' (R_e + R_e')]^{-1} \\ \omega_t' = \omega_t (1 + \omega_t \cdot Z_o \cdot C_c / \alpha_o)^{-1} \end{cases} \quad (\text{II.1b})$$

ω_t : étant la fréquence de transition du transistor.

Z_o : Impédance de référence

- coefficient de réflexion à la sortie :

$$S_{22} = \frac{Z_{out} - Z_o}{Z_{out} + Z_o} \quad (\text{II.2})$$

où:

$$Z_{out} = R_o / (1 + j\omega R_o C_o) \quad (\text{II.2a})$$

avec

$$\begin{cases} R_o = (\omega_t C_o)^{-1} \\ C_o = C_{ce} + C_c / (1 + m \alpha_o) \end{cases} \quad (\text{II.2b})$$

où m est un entier naturel [12] .

- le module et la phase du coefficient de transmission S_{12} sont donnés respectivement par :

$$|S_{12}| = \frac{2 Z_o (R_e + R_e') (1 + R_e' / R_e)^{1/2}}{(R + Z_o) (R_o + Z_o) (1 + (\omega T_o)^2)^{1/2}} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Arg } S_{12} = - \text{Arctg} (\omega T_o) \quad (\text{II.4})$$

où :

$$T_o = \frac{1}{\omega \alpha} + C_e \cdot R_e$$

$\omega \alpha$ étant la fréquence de coupure en base commune [12].

- le module et la phase du coefficient S_{21} sont donnés par:

$$|S_{21}| = 2 Z_o \omega_t' / \omega \cdot (R + Z_o) \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Arg } S_{21} = \frac{\pi}{2} - \text{Arctg} \left(- \frac{1}{(R + Z_0)} \right) - \text{Arctg} (\omega T_d) \quad (\text{II.6})$$

$$T_d = \frac{m}{\omega \alpha} + \frac{x}{2V_1} + \frac{C_c}{\alpha_0} \cdot (R_e' + R_e) \quad (\text{I.6.a})$$

Le rapport $(x/2V_1)$ représente le temps de transit à travers la zone de déplétion et V_1 , la vitesse limite [12] des porteurs.

Des résultats expérimentaux [13], révèlent que les transistors bipolaires (et à effet de champ) peuvent être modélisés par de simples réseaux R C serie et parallèle, l'erreur commise [13] en adoptant une telle approximation n'excède pas les 2%.

Selon les contraintes imposées, l'adoption d'un schéma équivalent R C serie en entrée et R C parallèle en sortie, justifie d'une part, les expressions des paramètres S du transistor en puce et donne d'autre part, des résultats acceptables lors de l'application de la théorie analytique d'adaptation à large bande.

4. Structure micro-onde associée

Les structures de transmission sont très variées [12] en micro-ondes et leur utilisation dépend du dispositif qu'on leur associe.

Les caractéristiques [12] de la ligne microruban, font d'elle la structure la mieux adaptée aux éléments actifs à structure plane.

La ligne microruban (Fig II.4), est une structure simple, le mode de propagation [12] étant en première approximation quasi TEM. ϵ_r étant la permittivité relative du diélectrique, W et t sont respectivement la largeur et l'épaisseur du conducteur et h représente la hauteur du diélectrique.

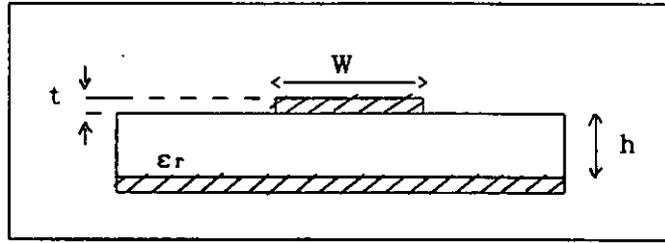


Fig II.4: Ligne microruban

Les principales caractéristiques de la ligne microruban nécessaires à la conception du dispositif à réaliser sont l'impédance caractéristique Z_c ainsi que la permittivité effective ϵ_{re} définies [12] par les expressions suivantes:

Pour $W / h < 1$:

$$Z_c = \frac{\eta}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_{re}}} \cdot \text{Ln} \left(\frac{8 \cdot h}{W} + 0.25 \cdot \frac{W}{h} \right) \quad (\text{II.7})$$

avec :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2$$

Et pour $W / h > 1$:

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \cdot \left(\frac{W}{h} + 1.393 + .667 \text{Ln} \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right) \quad (\text{II.8})$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (\text{II.9})$$

Pour $A > 1.52$:

$$\frac{W}{h} = 8 \cdot \frac{e^A}{e^{2A} - 2} \quad (\text{II.10})$$

et pour $A < 1.52$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\Pi} \cdot \left(B - 1 - \text{Ln} (2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \epsilon_r} \cdot \left(\text{Ln} (B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right) \quad (\text{II.11})$$

où :

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left(.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{II.12})$$

et :

$$\eta = 120 \cdot \Pi$$

$$B = \frac{60 \Pi^2}{Z_0 \epsilon_r} \quad (\text{II.13})$$

Ces équations donnent une précision de l'ordre de 2% et supposent que l'épaisseur du conducteur est négligeable. Les expressions de l'impédance caractéristique et de la permittivité effective, tenant compte de l'effet de l'épaisseur du conducteur [12], sont complexes mais plus précises.

CHAPITRE III

CHAPITRE III

THEORIE D'ADAPTATION A LARGE BANDE

1. Introduction

Lors de la conception des amplificateurs micro-ondes, le problème essentiel est le transfert maximum de puissance entre la source et la charge donc une adaptation s'impose sur toute la bande passante.

Cependant, l'élargissement de la bande passante ne pourrait être obtenu sans la dégradation du gain [14] aux fréquences basses, un compromis gain-bande passante s'avère ainsi nécessaire.

Pour atteindre cet objectif, nous avons fait usage de deux méthodes d'adaptation à large bande actuellement utilisées pour la réalisation des amplificateurs micro-ondes.

La première, de type analytique, consiste en la recherche d'impédances de réseaux passifs vérifiant les critères du théorème d'adaptation à large bande, conditions nécessaires pour leur réalisation.

La deuxième intitulée [14] "approche aux fréquences réelles", de type numérique, se base essentiellement sur les paramètres S mesurés du transistor. Elle est plus récente et applicable sans aucune restriction pour atteindre le même but avec plus d'efficacité que la méthode citée précédemment (méthode analytique).

2. Méthode analytique

Etant donné que l'objectif principal dans notre étude consiste à obtenir un gain constant (plat) dans toute la bande désirée, il sera nécessaire de réaliser des réseaux d'adaptation en entrée N_1 et en sortie N_0 (Fig III.1) passifs et sans pertes, et ce afin de compenser la chute du gain du transistor [14] en hautes fréquences et de réaliser l'adaptation à la sortie de l'amplificateur.

Il est indispensable d'attribuer à ces réseaux des réponses en fréquence usuelles (réponse de Tchebychev, de Butterworth ou elliptique), une réponse quelconque peut être éventuellement utilisée si certaines valeurs mesurées sont connues.

Compte tenu de la complexité et de la difficulté de l'étude, cette méthode considère que le transistor est unilatéral ($S_{12} \neq 0$) rendant ainsi les réseaux passifs N_1 et N_2 indépendants. Cette hypothèse est justifiée pour les transistors travaillant aux alentours de 1GHz et plus particulièrement pour les transistors à effet de champ, mais néanmoins, il existe une légère différence [14] entre le gain réel G et le gain unilatéral G_u , donnés respectivement par les relations suivantes:

$$G = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |S_g|^2) \cdot (1 - |S_1|^2)}{|1 - S_g \cdot S_{11} - S_1 \cdot S_{22} + S_g \cdot S_1 \cdot \Delta|^2} \quad (\text{III.1})$$

$$G_u = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)} \cdot \frac{(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_g|^2)}{|1 - S_g \cdot S_{11}|^2} \cdot \frac{(1 - |S_{22}|^2) \cdot (1 - |S_1|^2)}{|1 - S_1 \cdot S_{22}|^2} \quad (\text{III.2})$$

S_g et S_1 sont respectivement les coefficients de réflexion de source et de charge, calculés par rapport à l'impédance référence Z_0 .

2.1 Synthèse des réseaux d'entrée et de sortie

Soient $Z_{21}(s)$ l'impédance vue à la sortie du réseau d'entrée N_1 (Fig.III.1) et $Z_1(s)$ l'impédance d'entrée du transistor bipolaire. Le coefficient de réflexion à l'interface "sortie réseau- charge" $S_{22}(s)$ est défini par:

$$S_{22}(s) = \frac{Z_{21}(s) - Z_1(s)}{Z_{21}(s) + Z_1(s)} \quad (\text{III.3})$$

avec $s = j\omega$.

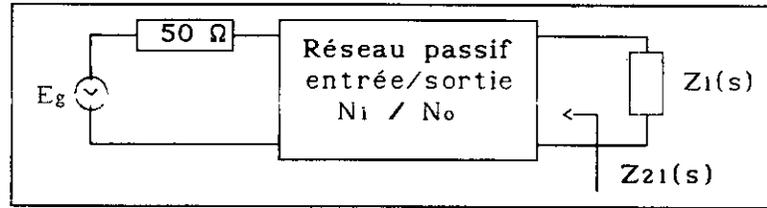


Fig III.1:Représentation de l'impédance $Z_{21}(s)$

Le problème consiste à rechercher l'impédance $Z_{21}(s)$ ($Z_{2o}(s)$), sachant que $Z_l(s)$ et le gain du réseau passif sont connus.

Le coefficient de réflexion à phase minimum $\rho(s)$ (annexe A) est défini par:

$$\rho(s) = B(s).S_{22}(s) \quad (\text{III.4})$$

$B(s)$ représente la fonction passe-tout, réalisée à partir des pôles à partie réelle positive de $Z_l(-s)$, et s'écrit :

$$B(s) = \frac{\prod_{i=1}^n (s - s_i)}{\prod_{i=1}^n (s + s_i)} \quad (\text{III.5})$$

La substitution des équations (III.4,5) dans la relation (III.3) donne :

$$Z_{21}(s) = \frac{2 B(s).r_1(s)}{B(s) - \rho(s)} - Z_l(s) \quad (\text{III.6})$$

où $r_1(s)$ est la partie réelle de $z_l(s)$ définie par:

$$r_1(s) = \frac{Z_l(s) + Z_l^*(s)}{2} \quad (\text{III.7})$$

La relation (III.6) est indispensable pour la synthèse du réseau passif d'entrée N_i (et de sortie N_o). Cette impédance Z_{21} doit être réelle et positive, condition nécessaire et suffisante pour sa réalisation.

En outre, le gain transducique du réseau passif doit être une fonction rationnelle positive en ω (annexe A) bornée par l'unité:

$$0 < G(\omega^2) < 1 \quad (\text{III.8})$$

Soit $F(s)$ la fonction définie par:

$$F(s) = 2 r_1(s).B(s) \quad (\text{III.9})$$

L'expression (III-6) devient alors :

$$B(s) - \rho(s) = \frac{F(s)/Z_1(s)}{1 + Z_{21}(s)/Z_1(s)} \quad (\text{III.10})$$

Cette dernière relation, montre que tout zéro de transmission de $Z_1(s)$ est un zéro de $(\rho(s) - B(s))$. Une classification des zéros de transmission s'avère ainsi nécessaire.

Nous avons élaboré un logiciel A.N.A.M (annexe D) permettant d'extraire les pôles et les zéros d'une fraction rationnelle, de les classer pour former les polynômes de Hurwitz et de donner également la fonction $\rho(s)$ (coefficient de réflexion à phase minimum).

2.1.1 Classification des zéros de transmission

- classe 1: tout zéro s_0 de $Z_1(s)$ tel que:

$$\text{Re}(s_0) > 0$$

- classe 2: tout zéro s_0 quelconque de $Z_1(s)$

- classe 3: tout zéro s_0 de $Z_1(s)$ tel que:

$$|Z_1(s)| < \infty$$

-classe 4: tout zéro s_0 de $Z_1(s)$ tel que:

$$|Z_1(s)| = \infty$$

2.1.2 Théorème d'adaptation à large bande

L'impédance donnée par la relation (III.6) est réalisable si et seulement si l'une des conditions suivantes est vérifiée:

a) $B_i = \rho_i$ ($i=0, \dots, k$), pour tout zéro s_0 d'ordre k , de classe 1

b) $B_i = \rho_i$ ($i=0, \dots, k-1$) pour tout zéro s_0 d'ordre k , de classe 2

avec:

$$\frac{B_k - \rho_k}{F_{k+1}} > 0$$

c) $B_i = \rho_i$ ($i=0, \dots, k-2$) pour tout zéro s_0 d'ordre k , de classe 3

avec:

$$\frac{B_{k-1} - \rho_{k-1}}{F_k} > 0$$

d) $B_i = \rho_i$ ($i=0, \dots, k-1$) pour tout zéro s_0 d'ordre k , de classe 4

avec:

$$\frac{F_{k-1}}{B_k - \rho_k} > a_{-1}$$

a_{-1} étant le résidu de $Z_1(s)$ au pôle s_0 , défini par:

$$a_{-1} = \lim_{s \rightarrow s_0} (s - s_0).Z_1(s) \quad (\text{III.11})$$

ou si le pôle est infini:

$$a_{-1} = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{Z_1(s)}{s} \quad (\text{III.12})$$

Ce théorème, constitue un outil efficace pour la réalisation des réseaux passifs associés au transistor bipolaire.

La connaissance du gain du réseau passif et de l'impédance de la charge permet, en respectant les conditions du théorème d'adaptation énoncé, la détermination des caractéristiques de l'amplificateur.

2.2 Différentes étapes de conception des réseaux passifs

Connaissant l'expression explicite du gain du réseau passif $G(\omega^2)$ et de la charge $Z_l(s)$, nous avons adopté la démarche suivante pour la conception des réseaux passifs associés à l'amplificateur :

- calculer (annexe A) le coefficient de réflexion à phase minimum $\rho(s)$ à partir de l'équation :

$$G(\omega^2) = 1 - \rho(s).\rho(-s) ; \quad (\text{III.13})$$

avec : $s = j.\omega$

- calculer à partir des relations (III.5,7,9) les fonctions auxiliaires $B(s)$, $r_l(s)$, $F(s)$;
- rechercher, classer les zéros de transmission de la charge $Z_l(s)$;
- appliquer le théorème d'adaptation à large bande (conditions a,b,c,d);
- effectuer la synthèse (annexe B) de l'impédance Z_{2i} définie par l'équation (III.6).

2.3 Conception des réseaux N_i et N_o

Les impédances d'entrée et de sortie du modèle retenu pour le transistor bipolaire, étant respectivement des circuits RC série et parallèle (chapitre II), nous allons dans ce qui suit concevoir les réseaux d'adaptation N_i et N_o en appliquant la méthode analytique.

2.3.1 Réseau d'entrée N_o

L'impédance d'entrée du transistor bipolaire prise comme charge du réseau passif N_i (Fig III.2), compte tenu des contraintes (R_i, C_i sont connues), $Z_l(s)$ s'écrit donc :

$$Z_l(s) = R_i + \frac{1}{C_i s} \quad (\text{III.14})$$

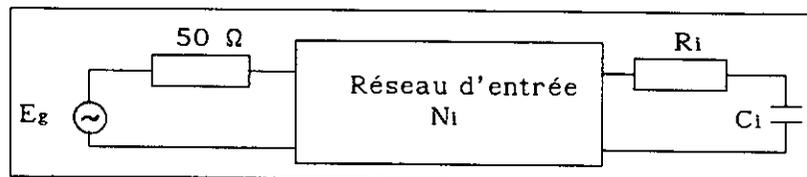


Fig.III.2: Représentation du réseau passif d'entrée N_i .

L'expression (III.14), montre que l'impédance $Z_1(-s)$ admet un seul pôle à partie réelle positive ($s_0=0$). Dans ces conditions, les expressions (III.5,7,9) deviennent:

$$\begin{aligned} B(s) &= 1 \\ r_1(s) &= R_1 \\ F(s) &= 2.R_1 \end{aligned} \quad \text{(III.15)}$$

et l'impédance $Z_1(s)$, ne présente qu'un seul zéro de transmission ($s_0=0$) d'ordre 1 auquel est associé le résidu (calculé en utilisant la relation (III.11)) :

$$a_{-1} = \frac{1}{C_1} \quad \text{(III.16)}$$

Le module de l'impédance $Z_1(s)$ au zéro de transmission s_0 est infini. Ce dernier, appartient donc à la classe 4 et la condition (d) du théorème d'adaptation, appliquée à cette charge donne :

$$\frac{F_0}{B_1 - \rho_1} \geq \frac{1}{C_1} \quad \text{(III.17)}$$

avec :

$$\begin{aligned} B_0 &= \rho_0 = 1 \\ B_1 &= 0 \\ F_0 &= 2 R_1 \end{aligned}$$

Pour une réponse passe bande du réseau N_1 , le coefficient de réflexion à phase minimum $\rho(s)$ (annexe A), solution de l'équation (III.13) peut être écrit sous une forme rationnelle simple pouvant être développées en série continue (les coefficients a_i et a_i sont déterminés après exécution du programme A.N.A.M). Notons que la variable considérée ($s=j\omega$) est normalisée par rapport à la fréquence ω_n .

$$\rho(s) = \frac{s^{2n} + a_{2n-1}' s^{2n-1} + \dots + a_1' s + a_0'}{s^{2n} + a_{2n-1} s^{2n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (\text{III.18})$$

Le développement en série continue du coefficient à phase minimum $\rho(s)$ (annexe A) permet d'écrire :

$$\rho_1 = \frac{a_1' - a_1}{a_0} \quad (\text{III.19})$$

La condition de faisabilité (III.17) devient alors :

$$2 R_i C_i \geq - \frac{a_1 - a_1'}{a_0} \quad (\text{III.20})$$

Cette dernière équation montre la relation qui existe entre les paramètres intrinsèques du transistor R_i et C_i (du modèle choisi) et ceux obtenus après développement en série du coefficient de réflexion à phase minimum $\rho(s)$.

Nous avons choisi comme gain transducique du réseau d'entrée N_i une réponse de " Tchebychev " (annexe A). Les coefficients a_1 et a_1' dans ce cas sont données par [4]:

$$a_1 = \frac{\omega_0^{2n-2} \cdot B}{\sin u_1}$$

$$a_1' = \frac{\omega_0^{2n-2} \cdot B \cdot (1 - K_n)^{1/2n}}{\sin u_1} \quad (\text{III.21})$$

$$a_0 = a_0' = \omega_0^{2n}$$

où :

$$u_1 = \frac{\Pi}{2n}$$

$$\omega_0 = (\omega_l \cdot \omega_h)^{1/2}$$

$$B = \omega_h - \omega_l$$

ω_l et ω_h étant respectivement les fréquences basse et haute de la bande choisie, B étant la bande passante. K_n et n représentent respectivement le gain passe bande et l'ordre de la réponse en fréquence choisie.

Dans ce cas, la condition de faisabilité donnée par l'équation (III.20) devient:

$$(1 - K_n)^{1/2n} \geq 1 - \frac{2 \cdot \omega_0^2 \cdot R_i \cdot C_i \cdot \sin u_i}{B} \quad (\text{III.22})$$

Le choix de la réponse en fréquence du réseau d'adaptation en entrée N_i , consiste à déterminer la constante K_n (gain passe bande), le taux d'ondulation ϵ , paramètres liés étroitement au produit $R_i C_i$. Dans le cas où cette dernière condition est satisfaite, le réseau passif N_i est réalisable physiquement et l'impédance donnée par l'équation (III.6) devient:

$$Z_{2i}(s) = R_i \cdot \frac{1 + \rho(s)}{1 - \rho(s)} - \frac{1}{C_i \cdot s} \quad (\text{III.23})$$

Plusieurs méthodes de synthèses (annexe B) peuvent être utilisées, parmi lesquelles, la méthode d'extraction de pôles et de zeros pour laquelle nous avons élaboré un programme (A.N.A.M) dont les données (annexe D) sont les éléments R_i, C_i du transistor, les paramètres K_n et ϵ du réseau passif N_i et la condition de faisabilité (III.22) qui fera objet de test. Ce programme donnera entre autres, les paramètres a_i et a_i' du coefficient de réflexion $\rho(s)$.

2.3.2 Réseau de sortie N_o

L'impédance de sortie du transistor peut être modélisée par un circuit $R_o C_o$ (Fig.III.2) parallèle. Il s'agit donc d'adapter l'impédance de ce circuit à la charge finale de l'amplificateur qui est réelle et de l'ordre de 50 ohms.

L'impédance de charge $Z_1'(s)$ s'écrit alors :

$$Z_1'(s) = \frac{R_o}{1 + R_o.C_o.s} \quad (\text{III.24})$$

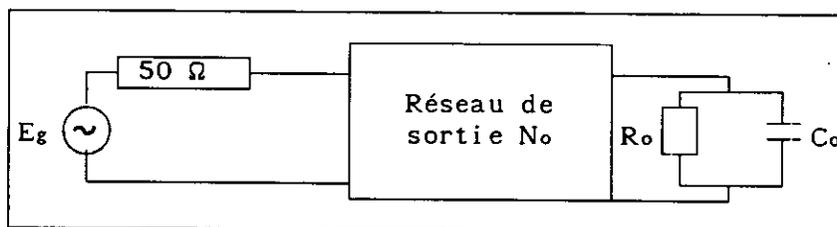


Fig III.2:Réseau de sortie No chargée par $R_o.C_o$.

le pôle à partie réelle positive de $Z_1'(-s)$ est unique :

$$s_o = \frac{1}{R_o.C_o} \quad (\text{III.25})$$

Ainsi les expressions (III.5,7,9) deviennent:

$$B(s) = \frac{R_o C_o s - 1}{R_o C_o s + 1} \quad (\text{III.26.a})$$

$$r_1(s) = \frac{R_o}{1 - (R_o.C_o.s)^2} \quad (\text{III.26.b})$$

$$F(s) = \frac{-2 R_o}{(1 + R_o C_o s)^2} \quad (\text{III.26.c})$$

L'infini, représente un zéro de transmission de $Z_1'(s)$, d'ordre un et de classe 4. La condition (b) du théorème d'adaptation doit être satisfaite pour que le réseau passif N_o soit réalisable, nous devons donc avoir :

$$\frac{B_1 - \rho_1}{F_2} \geq 0 \quad (\text{III.27})$$

Le développement en serie des équations (III.5,7,9) et le choix de la réponse du réseau de sortie (réponse de Tchebychev), permettent d'écrire :

$$\begin{aligned}
 B_0 &= \rho_0 = 1 \\
 B_1 &= - \frac{2}{R_0 C_0} \\
 B_2 &= \frac{-2}{R_0 C_0^2}
 \end{aligned}
 \tag{III.28}$$

Les coefficients a_1 et a_1' de $\rho(s)$ (annexe A), sont donnés par:

$$\begin{aligned}
 a_{n-1} &= \frac{\text{sh } x}{\sin u_1} \\
 a_{n-1}' &= \frac{\text{sh } x'}{\sin u_1}
 \end{aligned}
 \tag{III.29}$$

Avec:

$$\begin{aligned}
 x &= \frac{\text{sh}^{-1}(\epsilon)}{n} \\
 x' &= \frac{\text{sh}^{-1}(\sqrt{(1 - kn)/\epsilon})}{n}
 \end{aligned}$$

La condition de faisabilité (III.21) devient alors:

$$a_{n-1}' - a_{n-1} \geq \frac{2}{R_0 C_0}
 \tag{III.30}$$

Une fois que cette dernière condition est remplie, le réseau de sortie No sera synthétisé à partir de la relation suivante:

$$Z_{2o}(s) = \frac{R_0}{\frac{1 + \rho(s)}{1 - \rho(s)} - s R_0 C_0}
 \tag{III.31}$$

Dans le même programme A.N.A.M (synthèse du réseau d'entrée N_i), nous avons introduit les valeurs de R_o et de C_o (modèle de sortie du transistor bipolaire) ainsi que le gain passe bande K_n et le taux d'ondulation ϵ .

3.Méthode numérique

La méthode numérique ou plus précisément " approche aux fréquences réelles ", présente un avantage majeur par rapport à la méthode analytique. En effet, la méthode analytique suppose connus d'une part, les modèles attribués aux impédances d'entrée et de sortie du transistor, et d'autre part, les réponses en fréquences des réseaux passifs associés. Par contre, la méthode numérique se base essentiellement [15] sur la connaissance d'une manière précise des paramètres S_{ij} du transistor. La synthèse des réseaux d'adaptation N_i et N_o devient généralement plus simple et ce avec un choix judicieux des conditions initiales qui permettent une convergence rapide et l'obtention des réseaux optimums d'adaptation.

3.1 Principe de la méthode

L'impédance du réseau à synthétiser (entrée/sortie) est supposée à phase minimum (annexe A), alors la réactance X_q peut être déduite [15] à partir de la résistance (conductance) donnée.

En minimisant l'erreur quadratique entre le gain désiré (gain constant) et le gain réel, cette méthode permet une optimisation de la résistance $R_q(\omega)$ du réseau passif à synthétiser en entrée ou à la sortie de l'amplificateur.

L'impédance normalisée par rapport à 50Ω du réseau à synthétiser s'écrit:

$$Z_q(\omega) = R_q(\omega) + j.X_q(\omega) \quad (\text{III.32})$$

Dans cette équation, $R_q(\omega)$ peut être exprimée par une combinaison linéaire de pentes semi-infinies de telle sorte que la valeur finale de $R_q(\omega)$ soit nulle à partir d'une fréquence f_n (choisie en fonction de la pente finale désirée).

$$R_q(\omega) = r_0 + \sum_{k=1}^n r_k a_k(\omega) \quad (\text{III.33})$$

où:

r_k , représente les excursions résistives normalisées par rapport à l'impédance de référence Z_0 entre ω_i et ω_{i+1} ($i= 1, \dots, n$). Les fonctions $a_k(\omega)$ sont définies selon les fréquences choisies initialement, (la charge doit être connue aux points ω_k) par :

$$a_k = \begin{cases} 1 & \text{si } \omega > \omega_k \\ 0 & \text{si } \omega < \omega_{k-1} \\ (\omega - \omega_{k-1}) / (\omega_k - \omega_{k-1}) & \text{si } \omega_{k-1} < \omega < \omega_k \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

La résistance r_0 (pour $\omega = 0$) , choisie généralement égale à celle de référence, à savoir Z_0 , est réelle. Comme nous l'avons déjà signalé précédemment, la résistance R_q est nulle pour une fréquence supérieure à f_n , ce qui nous amène à écrire la relation suivante :

$$\sum_{k=0}^n r_k = 0 \quad (\text{III.35})$$

Cette dernière relation nous montre que les excursions r_k sont dépendantes. En plus, la réactance X_q peut être déduite par la transformée de Hilbert à partir de R_q , car cette dernière est à phase minimum. En effet, X_q sera aussi exprimée par une combinaison linéaire de pentes semi-infinies :

$$X_q(\omega) = \sum_{k=0}^n b_k(\omega) r_k \quad (\text{III.36})$$

Les coefficients b_k sont définis par l'équation intégrale :

$$b_k(\omega) = \frac{1}{\pi (\omega_k - \omega_{k-1})} \int_{\omega_{k-1}}^{\omega_k} \text{Ln} \left(\frac{y + \omega}{y - \omega} \right) dy \quad (\text{III.37})$$

Le gain transducique (atténuation) $G(\omega^2)$ compte tenu des relations donnant $R_q(\omega)$ et $X_q(\omega)$, peut s'exprimer en fonction de l'impédance à synthétiser $Z_q(s)$ et de la charge $Z_l(s)$:

$$G(\omega^2) = \frac{4 R_l(\omega) \cdot R_q(\omega)}{(R_l(\omega) + R_q(\omega))^2 + (X_l(\omega) + X_q(\omega))^2} \quad (\text{III.38})$$

où:

$R_l(\omega)$ et $X_l(\omega)$ sont respectivement la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge $Z_l(s)$ constituée par les impédances d'entrée ou de sortie mesurées du transistor aux fréquences choisies initialement.

Il s'agit maintenant de minimiser l'erreur quadratique donnée par :

$$E = \sum_{j=1}^n e^2(\bar{r}, \omega_j) \quad (\text{III.39})$$

où $e(\bar{r}, \omega)$, représente l'erreur entre le gain désiré $G_0(\omega)$ et le gain réel $G(\omega)$ pour une valeur donnée du vecteur \bar{r} formé par les excursions résistives r_k .

Pour une valeur initiale \bar{r}_0 de \bar{r} , le gradient de l'erreur $e(\bar{r}, \omega)$ s'écrit:

$$\bar{f}(\omega) = \frac{\partial e(\bar{r}, \omega_j)}{\partial \bar{r}} \quad (\text{III.40})$$

Soit $\bar{\delta}$ le vecteur colonne donné par l'équation suivante :

$$\bar{\delta} = \bar{r} - \bar{r}_0 \quad (\text{III.41})$$

Pour que l'erreur quadratique définie par l'équation (III.39) soit minimum, il faut que :

$$\frac{\partial E}{\partial \bar{\delta}} = 0 \quad (\text{III.42})$$

Les relations (III.40,41,42) donnent alors :

$$e(\bar{r}, \omega_j) = e(\bar{r}_0, \omega_j) + f(\omega_j) \bar{\delta} \quad (\text{III.43})$$

Un programme appelée N.U.M.M (annexe C) à été développé pour le calcul du vecteur \bar{r} optimum et ce, en utilisant la méthode de Gauss - Newton. Le choix de la valeur initiale est très important quant à la convergence de cette méthode (elle dépend des valeurs mesurées des impédances d'entrée et de sortie). Comme résultat, il donnera l'atténuation optimisée des réseaux passifs N_i et N_o , ainsi que la résistance (conductance) et la réactance (susceptance) à synthétiser. Les données nécessaires à ce programme sont réunis dans des fichiers (annexe C) et se résument à :

- le nombre de fréquences pour lesquelles la charge Z_l est connue;
- la charge aux différentes fréquences, ainsi que les atténuations désirées ;
- le nombre de fréquences nécessaire à la recherche de \bar{r} ;
- la valeur de la résistance en continu $R_0(\omega = 0)$;
- le nombre d'itérations NTI;
- le pas d'incrément de la fréquence finale ω_n ;
- le nombre d'incrémentations.

CHAPITRE IV

CHAPITRE IV

CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR F.I

1. Généralités

L'objet de ce chapitre est de calculer les éléments des réseaux d'adaptation (N_i et N_o) à partir des paramètres retenus du transistor bipolaire et des contraintes imposées, à savoir le gain passe bande K_n et le taux d'ondulation ϵ (méthode analytique), et de refaire le même calcul en utilisant les paramètres S mesurés du transistor (méthode numérique).

La difficulté de réalisation des réseaux d'ordre supérieur et la destination grand public de l'amplificateur nous ont amenés à nous limiter à un choix raisonnable, à savoir un réseau d'ordre 2 à réponse de Tchebychev en entrée, et des taux d'ondulation n'excédant pas 0.5 dB. Nous avons élaboré un logiciel (A.N.A.M) qui permet le calcul par la méthode analytique, des éléments L C des réseaux passifs (annexe D) en technologie localisée ou semi-localisée. Les données nécessaires au programme A.N.A.M sont l'ordre des réseaux à synthétiser, le taux d'ondulation, le gain passe bande ainsi que les paramètres (R_i, C_i, R_o, C_o) du transistor utilisé.

Après exécution de ce programme, un menu nous est offert pour sélectionner les différentes étapes de conception d'une part, et pour donner d'autre part, les réseaux passifs d'entrée et de sortie si les conditions de faisabilités sont satisfaites.

Le même travail sera effectué en utilisant la méthode itérative qui se base essentiellement sur les paramètres S mesurés du transistor. Le programme élaboré (annexe C) permettra l'obtention de réseaux passifs optimums simples à réaliser. La convergence de cette méthode est dictée par le choix de la valeur initiale du vecteur \bar{r} (dépend de la charge mesurée).

2. Conception des réseaux passifs par la méthode analytique

2.1 Conception du réseau d'entrée N_1

Pour une réponse passe bande de Tchebychev d'ordre 2, le gain transducié est donnée par:

$$G(\omega^2) = \frac{K_2}{1 + \epsilon^2 C_2^2(\omega'/\omega_c)} \quad (\text{IV.1})$$

où C_2 est le polynôme de Tchebychev d'ordre 2 défini par :

$$C_2(\omega') = 2\omega'^2 - 1 \quad (\text{IV.2})$$

Pour une réponse passe bande, il est nécessaire d'effectuer le changement de variable suivant :

$$\omega' = \frac{\omega}{B} \left(1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right) \quad (\text{IV.3})$$

Le polynôme donné par la relation (IV.2) devient alors :

$$C_2(\omega) = 2 \cdot \left(\frac{\omega}{B} \right)^2 \cdot \left(1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right)^2 - 1 \quad (\text{IV.4})$$

La relation (III.13) nous permet d'écrire :

$$\rho(s) \cdot \rho(-s) = \frac{s^8 + b_6 s^6 + b_4 s^4 + b_2 s^2 + b_0}{s^8 + b_6 s^6 + b_4 s^4 + b_2 s^2 + b_0} \quad (\text{IV.5})$$

Les coefficients b_1 et b_1 sont définis comme suit:

$$b_0 = \omega_0^8 \quad b_2 = 4 \cdot \omega_0^6 + \omega_0^4 \cdot B^2 ;$$

$$b_4 = 6.\omega_0^4 + 2.\omega_0^2 . B^2 + \frac{B^4}{4} \cdot \left(1 + \frac{1}{\epsilon^2} \right) \quad b_6 = 4.\omega_0^2 + B^2 ;$$

$$b_0' = b_0 \quad b_2' = b_2 ;$$

$$b_4' = b_4 - \frac{B}{4.\epsilon^2} \quad b_6' = b_6$$

Toutes les fréquences sont normalisées par rapport à ω_h

En faisant entrer dans le programme A.N.A.M les données nécessaires à savoir, les paramètres R_1 , C_1 du transistor et celles du réseau passif d'entrée choisies égales à:

$$\epsilon = 0.122048 \text{ (0.5 dB)}$$

$$K_2 = 1$$

$$R_1 = 24.6 \Omega$$

$$C_1 = 6.64 \text{ pF}$$

$$L_1 = 0.003 \text{ nH}$$

nous obtenons comme résultats, les paramètres a_0 et a_i de l'équation (III.18) donnant le coefficient de réflexion à phase minimum :

$$\begin{array}{ll} a_0 = 0.495 & a_0' = a_0 \\ a_1 = 0.561 & a_1' = 0.006 \\ a_2 = 1.769 & a_2' = 1.447 \\ a_3 = 0.798 & a_3' = 0.011 \end{array}$$

La réponse en fréquence (Fig.IV.1) obtenue à partir de la relation (IV.1) est bien de type passe bande et correspond bien aux contraintes imposées.

En imposant la condition de faisabilité, la relation (III.22) devient:

$$R_1 . C_1 \geq 0.5606 \quad (IV.6)$$

Cette dernière relation montre que le choix du transistor utilisé n'est pas arbitraire. En effet, le modèle adopté pour l'impédance d'entrée (sortie) du transistor n'est pas unique.

Nous avons cherché les limitations du produit gain-bande passante pour une charge réactive R C de type passe haut afin de délimiter l'emploi des transistors bipolaires (à effet de champ) susceptibles d'être utilisés en amplificateurs à fréquence intermédiaire.

Le gain intrinsèque du transistor décroît [13] à raison de 6dB par octave (Fig IV.2) lorsque la fréquence augmente.

Ce gain peut être donc exprimé par la relation suivante :

$$G_A(\omega) = G_0 \left(\frac{\omega}{\omega_h} \right)^{-k} \quad \omega_l \leq \omega \leq \omega_h \quad (\text{IV.7})$$

avec :

$$k = \frac{x}{10 \cdot \text{Log}(2)}$$

x étant la pente du transistor exprimée en decibels.

Compte tenu que le gain du réseau passif d'entrée est pratiquement constant (Fig.IV.1) dans la bande passante, son expression peut donc être réduite à :

$$G_M(\omega) = \begin{cases} K \left(\frac{\omega}{\omega_h} \right)^k & \omega_l \leq \omega \leq \omega_h \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

K étant le gain passe bande inférieur ou égale à 1.

Le gain intrinsèque du transistor associé au réseau passif N_i, chargé par une impédance de 50 Ω s'écrit:

$$G_T(\omega) = G_A(\omega) \cdot G_M(\omega) \quad (\text{IV.9})$$

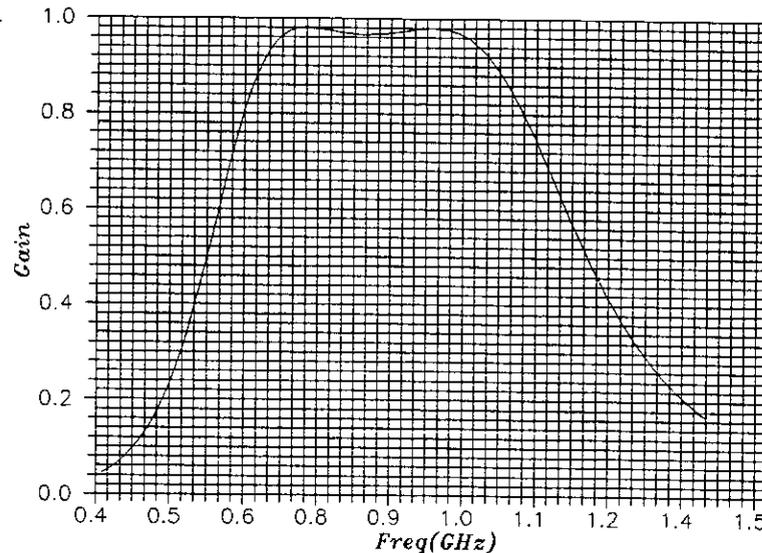
$G_M(\omega)$ étant le gain du réseau passif à l'entrée de l'amplificateur chargé par l'impédance de référence Z_0 .

Les limitations du produit gain-bande passante [13] sont développées en utilisant l'équation intégrale suivante :

$$\int_{\omega_1}^{\omega_h} \frac{1}{\omega^2} \cdot |S_{22}(j\omega)|^2 d\omega \geq -2\pi\tau \quad (IV.10)$$

τ , étant la constante de temps du circuit $R_i C_i$ du transistor définie par:

$$\tau = R_i C_i \quad (IV.11)$$



FigIV.1: Réponse en fréquence du réseau d'entrée N_1

Le gain intrinsèque du transistor est mesuré en adaptant sa sortie à l'impédance de référence 50Ω , l'impédance source étant réelle. Sa variation est pratiquement linéaire (FigIV.2). Sa valeur relativement élevée aux fréquences basses impose une désadaptation à l'entrée. Il est impératif de le maintenir constant, autrement dit, adapter la sortie de l'amplificateur à concevoir à la charge.

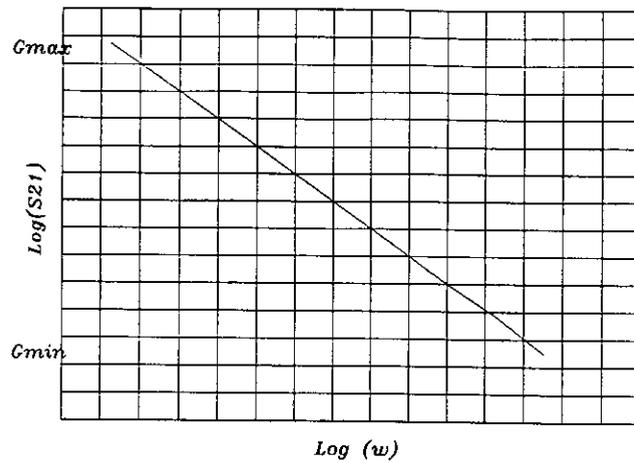


Fig.IV.2: Gain intrinsèque du transistor.

Pour une atténuation de 3dB par octave ($k=1$), la solution de l'équation (IV.10) s'écrit:

$$(1 - K) \text{Log}(1 - K) - \frac{(1 - K \cdot \omega_1)}{\omega_1} \cdot \text{Log}(1 - K \cdot \omega_1) - K \cdot \omega_1 = 2\pi\tau_n \quad (\text{IV.12})$$

où :

K , représente le gain passe bande du réseau passif, et τ_n la constante de temps normalisée par rapport à ω_n .

A partir de la relation (IV.12), nous avons tracé la courbe représentant la bande passante (Fig.IV.3) en fonction de la constante de temps τ_n pour différentes valeurs du gain passe bande K .

Pour augmenter la bande passante il faut, soit prendre des valeurs de τ relativement élevées ($\tau \geq 0.5$), soit des valeurs de K comprises entre 0.8 et 1.

un travail analogue a été effectué pour une atténuation de 6dB par octave du réseau passif ($k = 2$). La solution de l'équation (IV.14) devient:

$$(1 - \sqrt{K}) \cdot \text{Log}(1 - \sqrt{K}) + (1 + \sqrt{K}) \cdot \text{Log}(1 + \sqrt{K}) - \frac{1 - \omega_1 \sqrt{K}}{\omega_1} \cdot \text{Log}(1 - \omega_1 \sqrt{K}) - \frac{1 + \omega_1 \sqrt{K}}{\omega_1} \cdot \text{Log}(1 + \omega_1 \sqrt{K}) = 2\pi\tau_n \quad (\text{IV.13})$$

On obtient des bandes passantes (Fig.IV.4) élevées pour des valeurs de τ_n plus faibles que celles utilisées précédemment.

Dans la bande (0.95 -1.35 GHz), après exécution du programme A.N.A.M et dénormalisation nous obtenons les valeurs des éléments localisés du réseau passif d'entrée d'entrée N_i (Fig.IV.5):

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{s1} = 9.95 \text{ nH} & C_2 &= C_{s2} = 6.496 \text{ pF} \\ C_1 &= C_{s1} = 5.083 \text{ pF} & L_2 &= L_{p1} = 3.040 \text{ nH} \end{aligned}$$

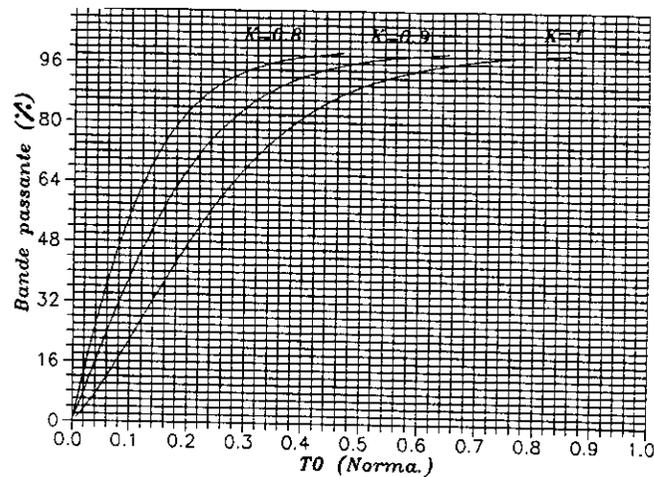


Fig.IV.3 :Limitations du produit gain-bande passante en entrée.
(atténuation de 3dB par octave).

Les atténuations 3 dB et 6 dB dépendent du choix de la raideur du gain du réseau passif et correspondent respectivement à des valeurs de k égales à 1 et 2 dans la relation (IV.8).

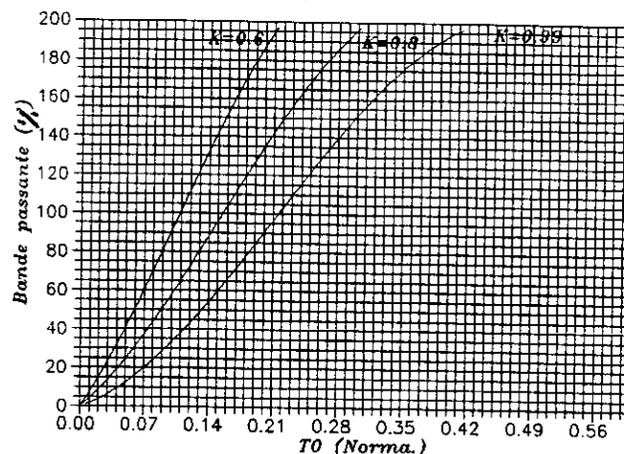


Fig.IV.4 :Limitations du produit gain bande passante en entrée.
(atténuation de 6 dB par octave)

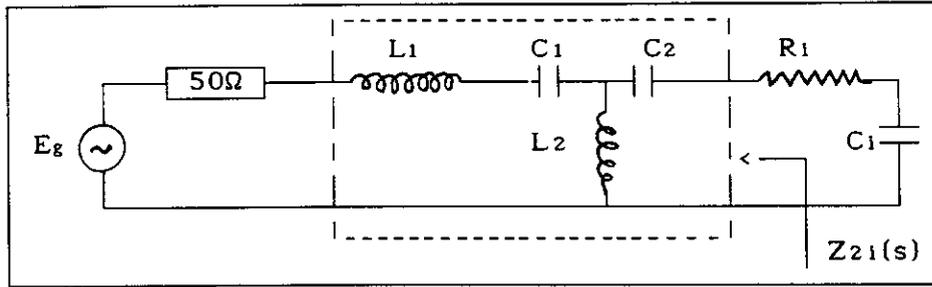


Fig.IV.5 :Réseau d'entrée N_i de l'amplificateur

L'impédance d'entrée de l'amplificateur s'écrit donc:

$$Z_{in}(s) = \frac{a_4.s^4 + a_3.s^3 + a_2.s^2 + a_1.s + 1}{b_3.s^3 + b_2.s^2 + b_1.s} \quad (IV.14)$$

avec:

$$\begin{aligned} a_1 &= R_1 C_t & a_2 &= (L_{s1} + L_{p1}).C_{s1} + C_t L_{p1} \\ a_3 &= C_{s1} R_1 . C_t (L_{s1} + L_{p1}) & a_4 &= L_{s1} L_{p1} C_{s1} C_t \\ b_1 &= C_{s1} & b_2 &= C_{s1} C_t R_1 & b_3 &= C_{s1} C_t L_{p1} \end{aligned}$$

$$C_t = \frac{C_{s2} . C_i}{C_{s2} + C_i}$$

Le taux d'ondes stationnaires (T.O.S) à l'entrée de l'amplificateur est donnée par la relation suivante :

$$TOS_e = \frac{1 + |\Gamma_{in}(s)|}{1 - |\Gamma_{in}(s)|} \quad (IV.15)$$

où :

$\Gamma_{in}(s)$ donné par la relation (I.2) représente le coefficient de réflexion à l'entrée de l'amplificateur.

La relation (IV.14) peut être donc écrite en remplaçant s par $j.\omega$, comme suit :

$$Z_{in}(j\omega) = \frac{1 + a_4.\omega^4 - a_2.\omega^2 + j.(a_1.\omega - a_3.\omega^3)}{- b_2.\omega^2 + j.(b_1.\omega - b_3.\omega^3)} \quad (IV.16)$$

Cette relation nous a permis de tracer (Fig.IV.6) le T.O.S à l'entrée de l'amplificateur en fonction de la fréquence. La désadaptation imposée à l'entrée (pour faire chuter le gain intrinsèque S_{21} du transistor aux basses fréquences) grâce au réseau passif N_i a pour conséquence d'accroître le T.O.S aux fréquences basses et, de le stabiliser à des valeurs relativement faibles à l'intérieure de la bande désirée.

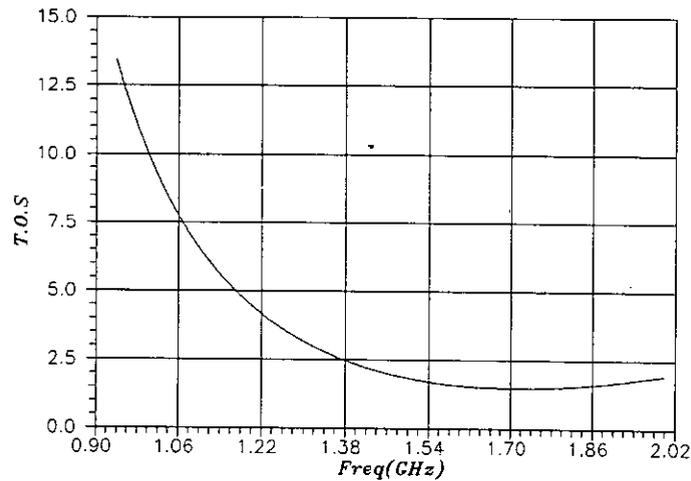


Fig.IV.6 : T.O.S à l'entrée de l'amplificateur.

2.2 Conception du réseau de sortie N_o

En utilisant les relations (III.25,26,27,28) et les données relatives à la forme du réseau passif de sortie à savoir, l'ordre n qui sera pris égal à 3 et le taux d'ondulation relativement élevé (0.223) par rapport à celui du réseau d'entrée N_i , le programme A.N.A.M donne également les paramètres a_i et a_i' du coefficient de réflexion $\rho(s)$ à phase minimum à l'entrée du réseau de sortie N_o de l'amplificateur.

$$\begin{aligned} a_0 &= 1.121 & a_0' &= 0.0187 \\ a_1 &= 2.040 & a_1' &= 0.7510 \\ a_2 &= 1.606 & a_2' &= 0.0490 \end{aligned}$$

Ces coefficients sont calculés pour un modèle $R_o C_o$ parallèle de la sortie du transistor :

$$\begin{aligned} R_o &= 117.5 \Omega \\ C_o &= 4.35 \text{ pF} \\ L_o &= 0.001 \text{ nH} \end{aligned}$$

Les paramètres t et α [5] sont égaux respectivement à 1 et 0.01669 et, la condition de faisabilité (III.30) est satisfaite et impose un gain passe bande (0.9997) voisin de 1. L'atténuation du réseau passif de sortie N_o peut être ainsi tracé (Fig.IV.7) elle est de type passe bas.

L'intégrale donnant les limitations du produit gain-bande passante [13] pour une charge de type passe bas constituée de R_o parallèle avec C_o s'écrit:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_h} \text{Log} \left(\frac{1}{|S_{22}(j\omega)|^2} \right) d\omega \leq \frac{2 \cdot \Pi}{\tau_o} \quad (\text{IV.17})$$

où :

$\tau_o = R_o \cdot C_o$ représente la constante de temps du circuit $R_o C_o$;

S_{22} est défini par la relation :

$$|S_{22}(j\omega)|^2 = 1 - GM(\omega)$$

Pour une atténuation de 3dB par octave, la solution de l'équation intégrale (IV.17) s'écrit :

$$\begin{aligned} \frac{1-K}{K} \cdot \text{Log}(1-K) - \frac{1-K \cdot \omega_1}{K} \cdot \text{Log}(1-K \cdot \omega_1) + (1-\omega_1) \\ = \frac{2 \cdot \Pi}{\tau_{on}} \end{aligned} \quad (\text{IV.18})$$

Dans le cas d'une atténuation de 6dB par octave, cette solution

devient :

$$\frac{1 - \sqrt{K}}{\sqrt{K}} - \text{Log}(1 - \sqrt{K}) - \frac{1 + \sqrt{K}}{\sqrt{K}} \cdot \text{Log}(1 + \sqrt{K}) + 2 \cdot (1 - \omega_1) -$$

$$\frac{1 - \omega_1 \sqrt{K}}{\sqrt{K}} \text{Log}(1 - \omega_1 \sqrt{K}) + \frac{1 + \omega_1 \sqrt{K}}{\sqrt{K}} \text{Log}(1 + \omega_1 \sqrt{K})$$

$$= \frac{2 \cdot \Pi}{\tau_{0n}} \quad (\text{IV.19})$$

Les relations (IV.19,20) nous ont permis de tracer (Fig.IV.8,9) la bande passante en fonction de la constante de temps τ_0 pour les deux types d'atténuations. Les variations de la bande passante dépendent des deux paramètres étroitement liés, en l'occurrence le gain passe bande et la constante de temps. En effet, pour élargir la bande passante pour un τ_n donné, il suffit de prendre des gains passe bande élevés. La bande passante peut être augmentée encore en prenant des valeurs de τ_0 faibles pour un gain passe bande fixé.

Un compromis sur la variation de ces deux paramètres est dicté par la condition de faisabilité.

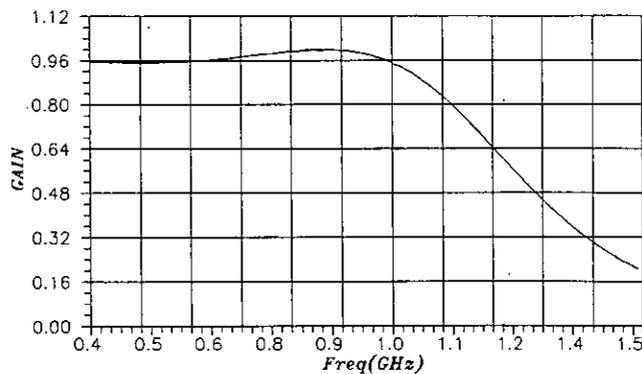


Fig.IV.7 : Gain du réseau No à la sortie de l'amplificateur

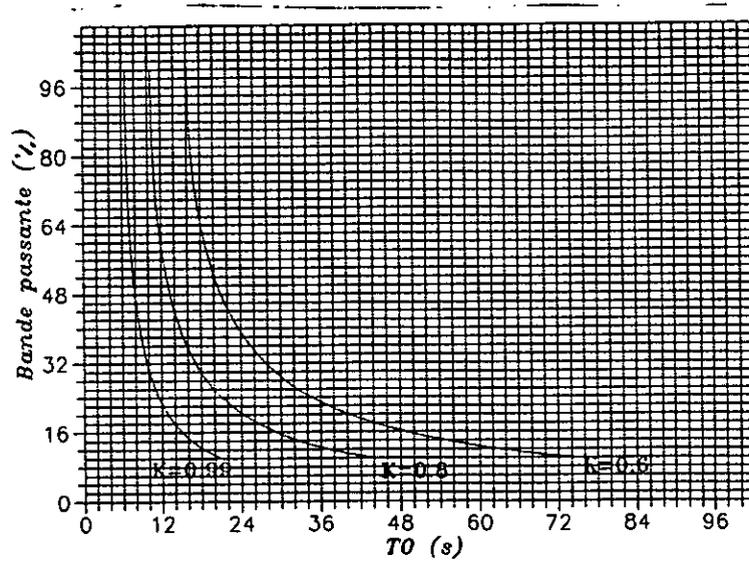


Fig.IV.8 : Limitations du produit gain bande passante en sortie (atténuation de 3 dB par octave)

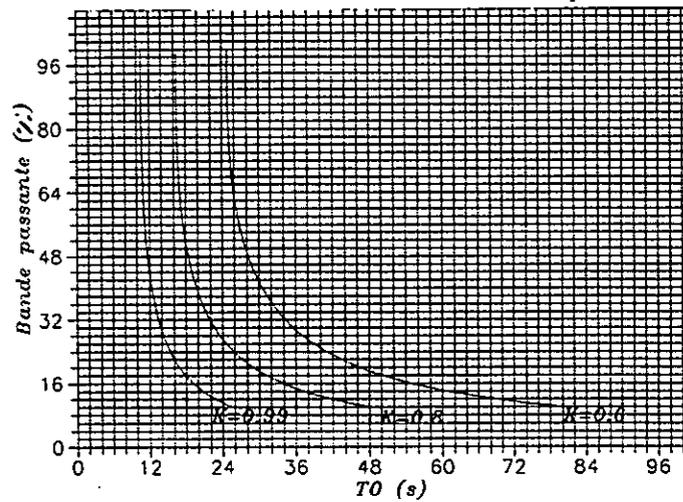


Fig.IV.9 : Limitations du produit gain bande passante en sortie (atténuation de 6dB par octave)

Le programme A.N.A.M nous a permis également de trouver valeurs des éléments L C du réseau de sortie No (Fig IV.10) de l'amplificateur.

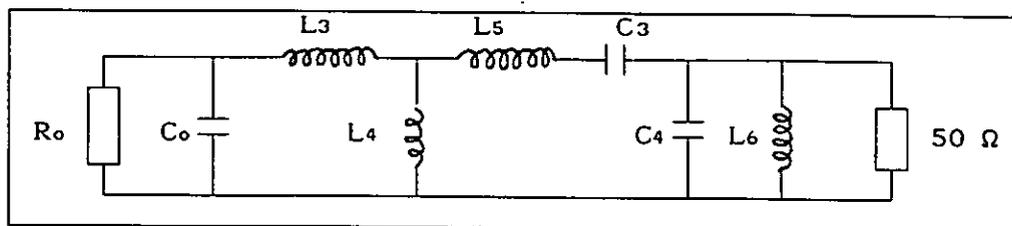


Fig.IV.10 : Réseau de sortie No de l'amplificateur.

Les élément L C, du réseau sont:

$$\begin{aligned}
 L_3 &= L_{so1} = 1.527 \text{ nH} & L_5 &= L_{so2} = 22.259 \text{ nH} \\
 L_4 &= L_{po1} = 3.010 \text{ nH} & L_6 &= L_{po2} = 2.0550 \text{ nH} \\
 C_3 &= C_{so2} = 0.848 \text{ pF} \\
 C_4 &= C_{po2} = 9.600 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

L'impédance de sortie de l'amplificateur s'écrit alors sous la forme:

$$Z_{out}(s) = \frac{\alpha_5 \cdot s^5 + \alpha_4 \cdot s^4 + \alpha_3 \cdot s^3 + \alpha_2 \cdot s^2 + \alpha_1 \cdot s}{\beta_6 \cdot s^6 + \beta_5 \cdot s^5 + \beta_4 \cdot s^4 + \beta_3 \cdot s^3 + \beta_2 \cdot s^2 + \beta_1 \cdot s + R_o} \quad (IV.20)$$

avec:

$$\begin{aligned}
 \alpha_5 &= L_{po2} \cdot a_4 & \alpha_4 &= L_{po2} \cdot a_3 & \alpha_3 &= L_{po2} \cdot a_2 \\
 \alpha_2 &= L_{po2} \cdot a_1 & \alpha_1 &= L_{po2} \cdot R_o \\
 a_4 &= (L_{so1} + L_{po1}) R_o C_o C_{so2} L_{po2} + R_o C_o C_{so2} L_{so1} L_{po1} \\
 a_3 &= C_{so2} L_{so1} L_{po1} + L_{so2} C_{so2} \cdot (L_{so1} + L_{po1}) \\
 a_2 &= R_o C_{so2} L_{po1} + R_o C_o \cdot (L_{so1} + L_{po1}) & a_1 &= L_{so1} + L_{po1} \\
 b_3 &= R_o C_o C_{so2} \cdot (L_{so1} + L_{po1}) & b_2 &= C_{so2} \cdot (L_{so1} + L_{po2}) \\
 b_1 &= R_o C_{so2} & \beta_6 &= L_{po2} C_{po2} a_4 & \beta_5 &= L_{po2} C_{po2} a_3 \\
 \beta_4 &= a_4 + L_{po2} C_{po2} a_2 + L_{po2} b_3 \\
 \beta_3 &= a_3 + L_{po2} C_{po2} a_1 + L_{po2} b_2 \\
 \beta_2 &= a_2 + L_{po2} C_{po2} R_o + L_{po2} b_1 & \beta_1 &= a_1
 \end{aligned}$$

Le TOS à la sortie de l'amplificateur est donné par la relation suivante :

$$TOS_s = \frac{1 + |\Gamma_{out}(s)|}{1 - |\Gamma_{out}(s)|} \quad (IV.21)$$

où :

$\Gamma_{out}(s)$ donné par la relation (I.3) représente le coefficient de réflexion à la sortie de l'amplificateur.

La relation (IV.21) peut encore s'écrire en remplaçant s par $j.\omega$, sous la forme :

$$Z_{out} = \frac{\alpha_4.\omega^4 - \alpha_2.\omega^2 + j(\alpha_1.\omega - \alpha_3.\omega^3 + \alpha_5.\omega^5)}{R_o - \beta_2.\omega^2 + \beta_4.\omega^4 - \beta_6.\omega^6 + j(\beta_1.\omega - \beta_3.\omega^3 + \beta_5.\omega^5)} \quad (IV.22)$$

Ces deux dernières relations, nous ont permis de représenter le taux d'ondes stationnaires (T.O.S) à la sortie de l'amplificateur (Fig.IV.11) en fonction de la fréquence (dans la bande désirée). Nous pouvons conclure que sa valeur oscille autour de 1.3 dans la bande passante désirée qui est de l'ordre de 400 MHz, ce qui se traduit par une adaptation à la sortie de l'amplificateur (la charge peut éventuellement avoir une impédance réelle égale à 50 Ω) avec une faible valeur de l'impédance de sortie Z_{out} qui est pratiquement égale à 75 ohms. Le concepteur pourra utiliser ces mêmes relations pour des rôles inversés des réseaux N_i et N_o (N_i pour l'adaptation de l'entrée de l'amplificateur et N_o pour désadapter sa sortie).

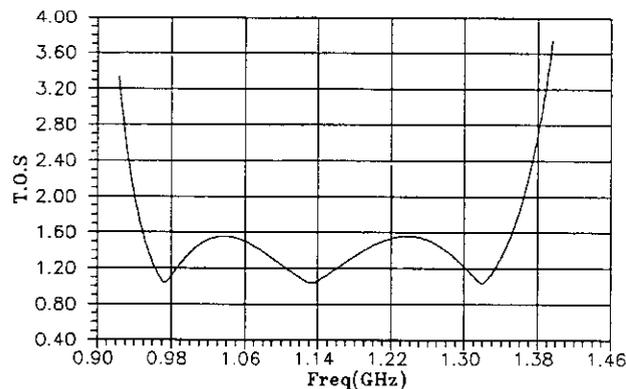


Fig.IV.11 : T.O.S à la sortie de l'amplificateur.

2.3 Amplificateur à constantes localisées

L'évolution du gain intrinsèque du transistor bipolaire, les réponses des réseaux d'entrée et de sortie, constituent les caractéristiques de l'amplificateur (Fig.IV.12) à paramètres localisés. Le gain (Fig.IV.13) obtenu par cette méthode est pratiquement constant à l'intérieur de la bande passante désirée.

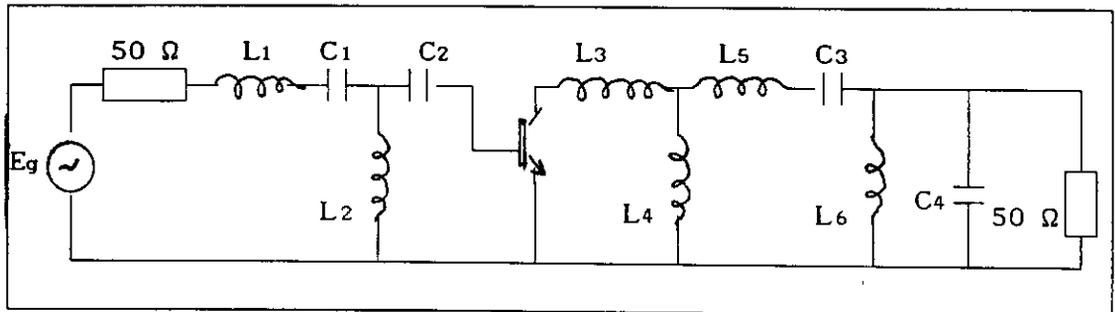


Fig.IV.12: Amplificateur à constantes localisées

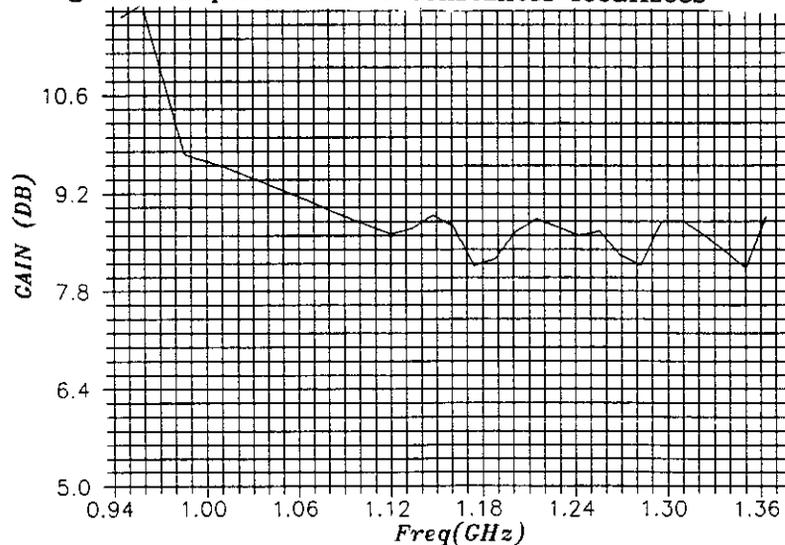


Fig.IV.13: Gain transducique de l'amplificateur

L'amplificateur ainsi réalisé répond aux contraintes imposées à savoir, un gain constant à l'intérieur de la bande et une adaptation en sortie. D'autres transistors peuvent être également adoptés pour atteindre les mêmes objectifs fixés, particulièrement le transistor à effet de champ en arséniure de Gallium actuellement, utilisé dans des amplificateurs micro-ondes de haute performances.

2.4 Amplificateur distribué

Nous avons réalisé le même l'amplificateur (Fig.IV.14) en technologie semi-localisée en utilisant les formules de synthèse des lignes de transmission.

Les différentes impédances caractéristiques des lignes retenues, ainsi que les longueurs électriques (Tab.IV.1), constituent la forme de l'amplificateur distribué.

Méthode analytique		
Elément localisé	Elément réparti	
	Z_c (Ω)	θ (Deg.)
L1	150.0	23.60
L2	45.9	30.00
L3	150.0	4.93
L4	61.1	23.00
L5	150.0	62.17
L6	126.3	60.00
C4	20.0	18.00

Tableau IV.1 : Eléments répartis de l'amplificateur distribué

Les capacités C_1 , C_2 et C_3 ne peuvent être remplacées par des lignes de transmissions, ce qui nous a conduit à les choisir de telle sorte qu'elles soient adaptées à la ligne microruban (Condensateur en chip). Les lignes équivalentes aux inductances L_2 , L_4 et L_6 doivent être court-circuitées. L'erreur [14] commise en adoptant de telles equivalences doit être minimum.

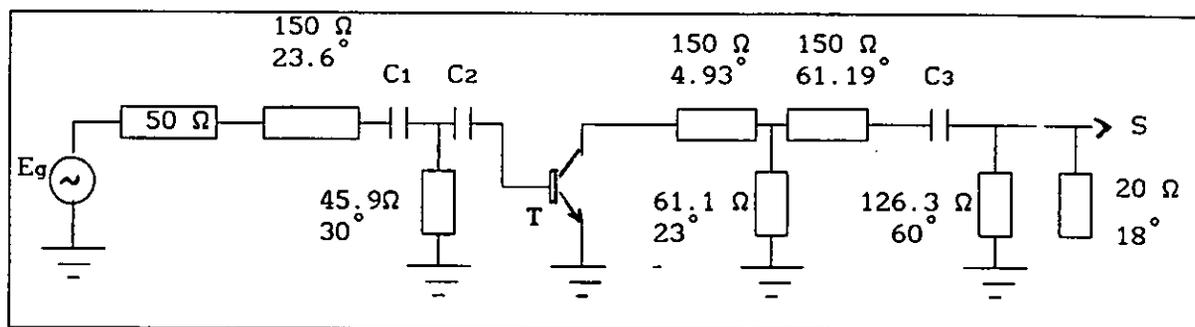


Fig.IV.14 : Amplificateur distribué conçu par la méthode analytique.

3. Conception des réseaux passifs par la méthode numérique

3.1 Conception du réseau d'entrée N_i

Le paramètre S₁₁ mesuré du transistor (annexe E) permet la détermination de son impédance (admittance) d'entrée (Tab.IV.2)

F(GHz)	Admittance d'entrée	
	Re(Y _{in}) mΩ ⁻¹	Im.(Y _{in}) mΩ ⁻¹
0.2	12.94	10.87
0.3	17.44	9.99
0.4	20.57	8.66
0.5	22.80	6.99
0.6	24.25	5.10
0.7	24.99	3.17
0.8	25.12	1.35
0.9	24.75	-0.20
1.0	24.05	-1.42
1.1	23.15	-2.27
1.2	22.18	-2.78
1.3	21.24	-2.98
1.4	20.38	-2.95

Tableau IV.2: Admittance d'entrée du transistor BFR 91

(V_{CE} = 8 V , I_c = 12 mA)

Ces mesures ont été effectuées en utilisant un support de test.

Les données nécessaires au programme N.U.M.M (Annexe D) sont L'admittance d'entrée (Tab.IV.2) du transistor utilisé, la résistance en continu, le pas d'incrément de la fréquence f_n et la valeur initiale du vecteur \bar{r} . Les résultats obtenus (Tab.IV.3) montrent que l'erreur maximum entre l'impédance optimum Z₂₁(s) (donnée par le programme) et celle obtenue après synthèse est de l'ordre de 1.8 %

F(GHz)	Z ₂₁ optimum		Z ₂₁ après syn.		Atténuation désirée	Atténuation optimum
	R(Ω)	X(Ω)	R(Ω)	X(Ω)		
0.5	168.60	-16.20	168.70	-16.33	0.650	0.596
0.6	153.20	-86.36	153.10	-86.53	0.690	0.561
0.7	99.67	-112.70	99.50	-112.80	0.700	0.721
0.8	61.25	-105.30	61.11	-105.30	0.750	0.807
0.9	40.84	-91.17	40.47	-91.09	0.850	0.861
1.0	30.45	-78.44	30.37	-78.35	0.930	0.926
1.1	25.46	-68.28	25.39	-68.17	0.950	0.913
1.2	23.86	-60.61	23.80	-60.47	0.989	0.907
1.3	24.85	-55.84	24.83	-55.65	0.989	0.886
1.4	27.17	-55.79	27.26	-55.54	0.989	0.709

Tableau IV.3: Impédance Z₂₁(s) après optimisation et synthèse

Après division successives (annexe B), l'impédance à synthétiser peut s'écrire :

$$Z_{21}(s) = \frac{1}{C_1 s + \frac{1}{L_2 s + \frac{1}{C_3 s + \frac{1}{L_4 s + 50}}} \quad (IV.23)$$

Les éléments LC de la structure passive obtenus après synthèse ont pour valeurs :

$$\begin{aligned} C_1 &= 2.291 \text{ pF} & L_2 &= 20.207 \text{ nH} \\ C_3 &= 1.487 \text{ pF} & L_4 &= 11.500 \text{ nH} \end{aligned}$$

Le réseau ainsi obtenu (Fig.IV.15) nous permet de représenter à la fois l'impédance d'entrée (Fig.IV.16) et le T.O.S (Fig.IV.17) de l'amplificateur conçu en technologie localisée. La forme du réseau N_1 présente une symétrie qui rend sa réalisation plus aisée.

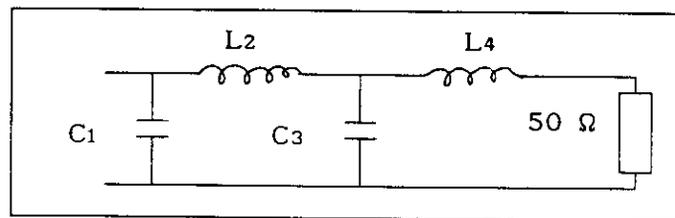


Fig.IV.15 : Réseau d'entrée N_1 .

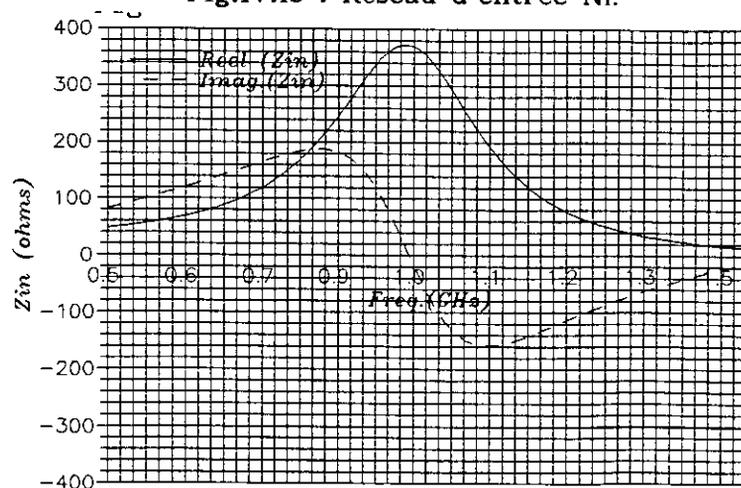


Fig.IV.16: Impédance d'entrée de l'amplificateur.

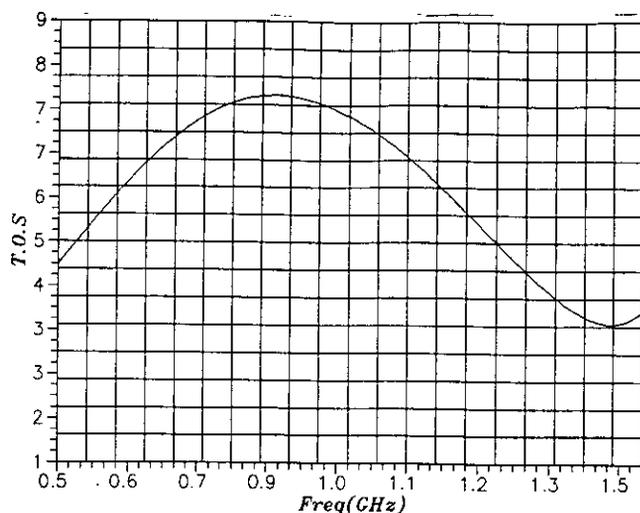


Fig.I.17: T.O.S à l'entrée de l'amplificateur.

3.2 Conception du réseau de sortie No

D'une manière analogue, à partir du paramètre S22, mesuré du transistor, nous avons déterminé son admittance de sortie (Tab.IV.4).

Freq. (GHz)	Admittance de sortie	
	Re $(y_o)_{m\Omega^{-1}}$	Im $(y_o)_{m\Omega^{-1}}$
0.2	5.07	5.25
0.3	5.82	5.03
0.4	6.34	4.84
0.5	6.73	4.67
0.6	7.00	4.52
0.7	7.29	4.37
0.8	7.50	4.23
0.9	7.69	4.09
1.0	7.86	3.97
1.1	8.00	3.85
1.2	8.13	3.73
1.3	8.24	3.61
1.4	8.53	3.45

Tableau.IV.4 : Admittance de sortie du transistor BFR 91
(VCE = 8 v , Ic = 12 mA)

Pour la synthèse du réseau No, l'admittance de sortie (Tab.IV.4), ainsi que d'autres données (annexe C) sont indispensables au programme N.U.M.M. Les résultats obtenus (Tab.IV.5) après exécution de ce programme montrent que

l'impédance optimum $Z_{2o}(s)$ et celle déterminée après synthèse sont pratiquement identiques (erreur maximum 1.1 %). Il est utile de rappeler que le temps d'exécution de ce programme dépend énormément du choix de la valeur attribuée au vecteur \bar{r} (nous lui avons donné des valeurs mesurées de l'impédance de charge constituée des impédances d'entrée et de sortie du transistor bipolaire utilisé), du nombre d'itérations (20 itérations sont généralement suffisantes), et de l'incrément de la fréquence f_n choisie en fonction de la raideur désirée.

F(GHz)	Z _{2o} optimum		Z _{2o} après syn		Atténuation désirée	Atténuation optimum
	R(Ω)	X(Ω)	R(Ω)	X(Ω)		
0.5	49.08	-10.75	49.29	-10.66	0.989	0.745
0.6	47.04	-13.19	47.28	-13.15	0.989	0.751
0.7	44.59	-13.89	44.83	-13.91	0.989	0.740
0.8	42.96	-12.58	43.19	-12.65	0.989	0.711
0.9	43.56	-9.40	43.79	-9.55	0.989	0.665
1.0	48.38	-5.10	48.60	-5.20	0.989	0.647
1.1	61.44	-1.80	61.66	-2.0	0.989	0.616
1.2	88.87	-12.36	89.04	-12.65	0.989	0.566
1.3	98.73	-68.56	98.69	-68.81	0.989	0.479
1.4	44.38	-93.74	44.38	-93.86	0.989	0.128

Tableau IV.5 : Impédance $Z_{2o}(s)$ après optimisation et synthèse

L'impédance $Z_{2o}(s)$ vue à l'entrée du réseau N_o après synthèse s'écrit :

$$Z_{2o}(s) = \frac{1}{C_5s + \frac{1}{L_6s + \frac{1}{C_7s + \frac{1}{L_8s + 50}}}} \quad (\text{IV.24})$$

avec :

$$\begin{aligned} C_5 &= 3.063 \text{ pF} & L_6 &= 9.593 \text{ nH} \\ C_7 &= 4.322 \text{ pF} & L_8 &= 5.665 \text{ nH} \end{aligned}$$

Le réseau N_o (Fig.IV.18) composé de simples cellules LC, nous permet de représenter l'impédance (Fig.IV.19) ainsi que le T.O.S (Fig.IV.20) à la sortie de l'amplificateur conçu en technologie localisée.

Cependant, la forme des structures passives ainsi obtenues permettent une meilleure réalisation des amplificateurs en technologie distribuée.

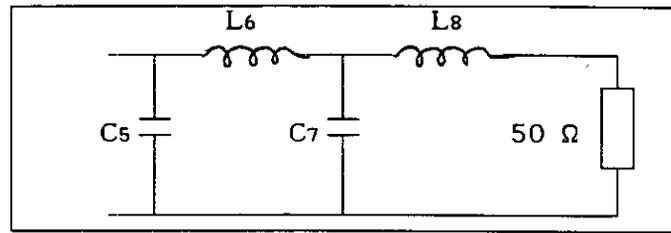


Fig.IV.18 : Réseau de sortie No.

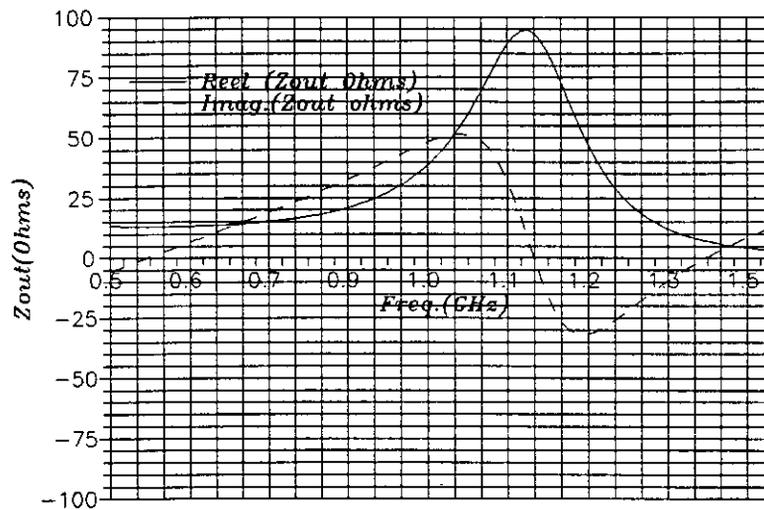


Fig.IV.19 : Impédance de sortie de l'amplificateur

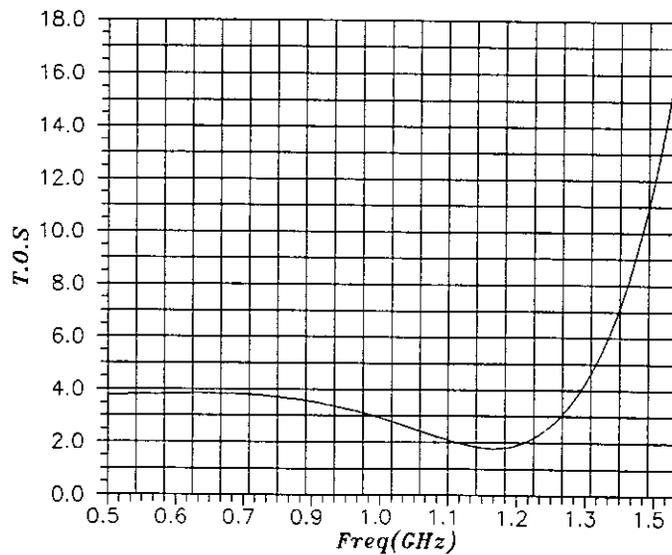


Fig.IV.20 : T.O.S à la sortie de l'amplificateur.

3.3 Amplificateur constantes localisées

L'amplificateur à constantes localisées (Fig.IV.21) conçu par cette méthode itérative présente une forme simple et répond aux contraintes imposées, le gain transductique (Fig.IV.22) est constant dans la bande désirée et sa valeur est voisine de 10 dB.

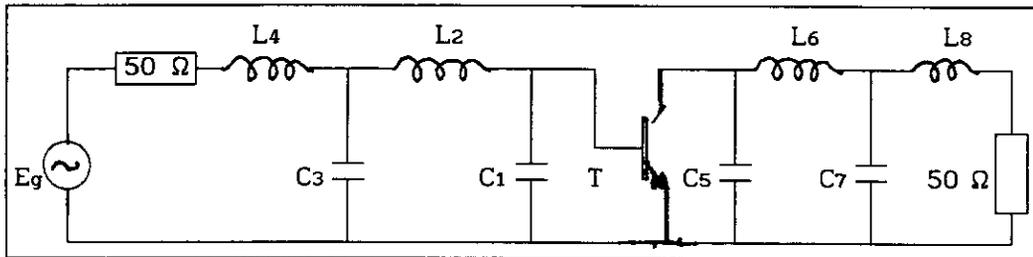


Fig.IV.21 : Amplificateur à constantes localisées.

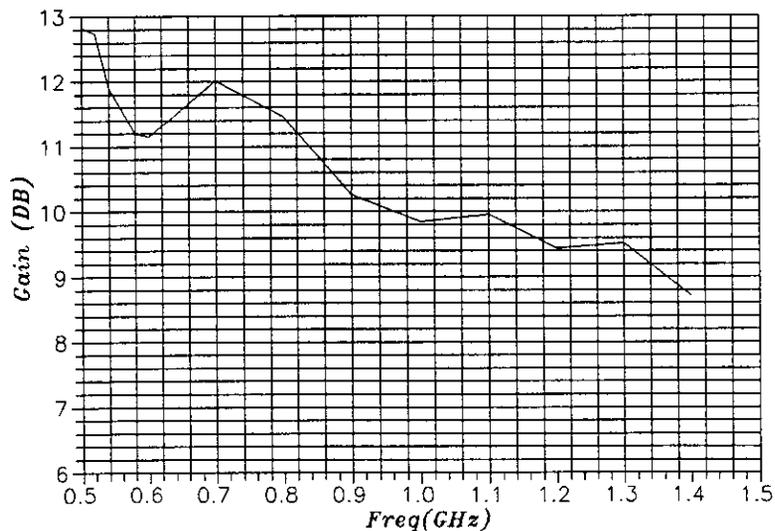


Fig.IV.22 : Gain transductique de l'amplificateur.

3.4 Amplificateur distribué

Nous avons calculé les impédances caractéristiques ainsi que les longueurs électriques (θ) des lignes de transmissions équivalentes aux éléments localisés de l'amplificateur.

Les lignes représentant les capacités C_1 , C_3 , C_5 et C_7 sont ouvertes et présentent des impédances faibles (Tab.IV.6) par rapport à celles des inductances L_2 , L_4 , L_6 et L_8 .

L'amplificateur distribué (Fig.IV.23) présente une forme optimale et ne nécessite aucune correction. Sa réalisation sur un substrat type Duroid 5880 donne des résultats performants.

Méthode numérique		
Elément localisé	Elément réparti	
	$Z_c(\Omega)$	θ (Deg.)
L2	150	53.13
L4	150	27.19
C1	19	17.00
C3	17	19.00
C5	20	23.00
C7	20	37.00
L6	150	22.39
L8	150	13.00

Tab.IV.6 :Eléments de l'amplificateur distribué.

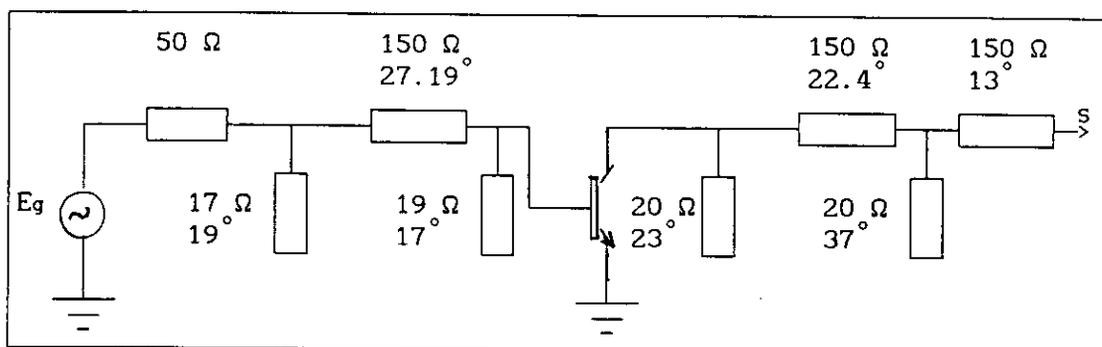


Fig.IV.23 :Amplificateur distribué conçu par la méthode numérique.

CHAPITRE V

CHAPITRE V

REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR F.I

1. Calcul des lignes équivalentes

L'amplificateur a été réalisé à l'aide de la méthode analytique en technologie distribuée en tenant compte des modèles électriques des impédances d'entrée et de sortie du transistor bipolaire BFR 91 (annexe E).

Les réseaux passifs N_i et N_o réalisés sont constitués respectivement par des cellules $L_i C_i$ et $L_o C_o$ dont les équivalences en technologie distribuée (Tab.V.1) ont été obtenues conformément aux relations (II.7,8,9,10).

Elément	Longueur (mm)	$Z_c(\Omega)$	W (mm)
L_i	40.56	132.2	4.67
C_i	20.77	57.3	4.08
L_o	42.30	144.2	1.02
C_o	21.02	44.2	1.30

Tab.V.1 : Caractéristiques des lignes réalisées sur le substrat.

La longueur d'onde minimale, dans le vide, correspondant à la bande de fréquence désirée est :

$$\lambda_o = 222.2 \text{ mm}$$

Cette longueur d'onde étant trop élevée, il est nécessaire d'utiliser des substrats à constante diélectrique assez élevée, présentant de faibles

pertes et de calculer les tronçons de lignes de transmission équivalentes en fonction de la longueur d'onde λ_g de la microruban utilisée.

2. Réalisation

2.1 Technique de la photogravure

La première étape consiste à tracer le circuit sur pelliculable à l'aide d'un coordinatographe en utilisant éventuellement des facteurs de pondération entiers en cas de dimensions réduites.

Une fois le masque obtenu, le circuit imprimé est obtenu par les méthodes classiques de la photogravure.

2.2 Implantation des composants

Le transistor BFR 91 ayant une structure planaire est aisément implanté sur le circuit en montage émetteur commun. Un dispositif est prévu pour polariser séparément l'entrée et la sortie au cas où l'appareil de mesure est dépourvu d'une polarisation interne (des té de polarisation externe peuvent être également utilisés).

Grâce à la forme du transistor utilisé et de la ligne de transmission utilisée, le circuit est aisément réalisable (Fig.V.1) sur le substrat Duroid 5880 (annexe F). Nous avons également réalisé un boîtier en laiton (Fig.V.2) en tenant compte de sa hauteur car un éventuel rayonnement peut avoir lieu. Deux connecteurs type APC 3.5 (adaptable au coaxiale) et une fiche BNC sont montés sur le dispositif et destinés respectivement aux entrées-sorties et à une polarisation externe éventuelle.

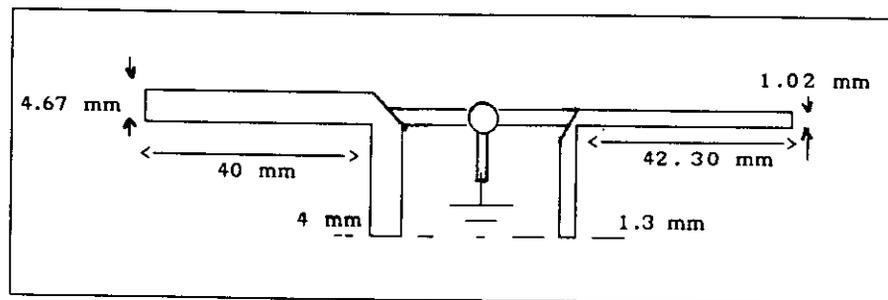


Fig.V.1 : Amplificateur F.I réalisée sur Duroid 5880.

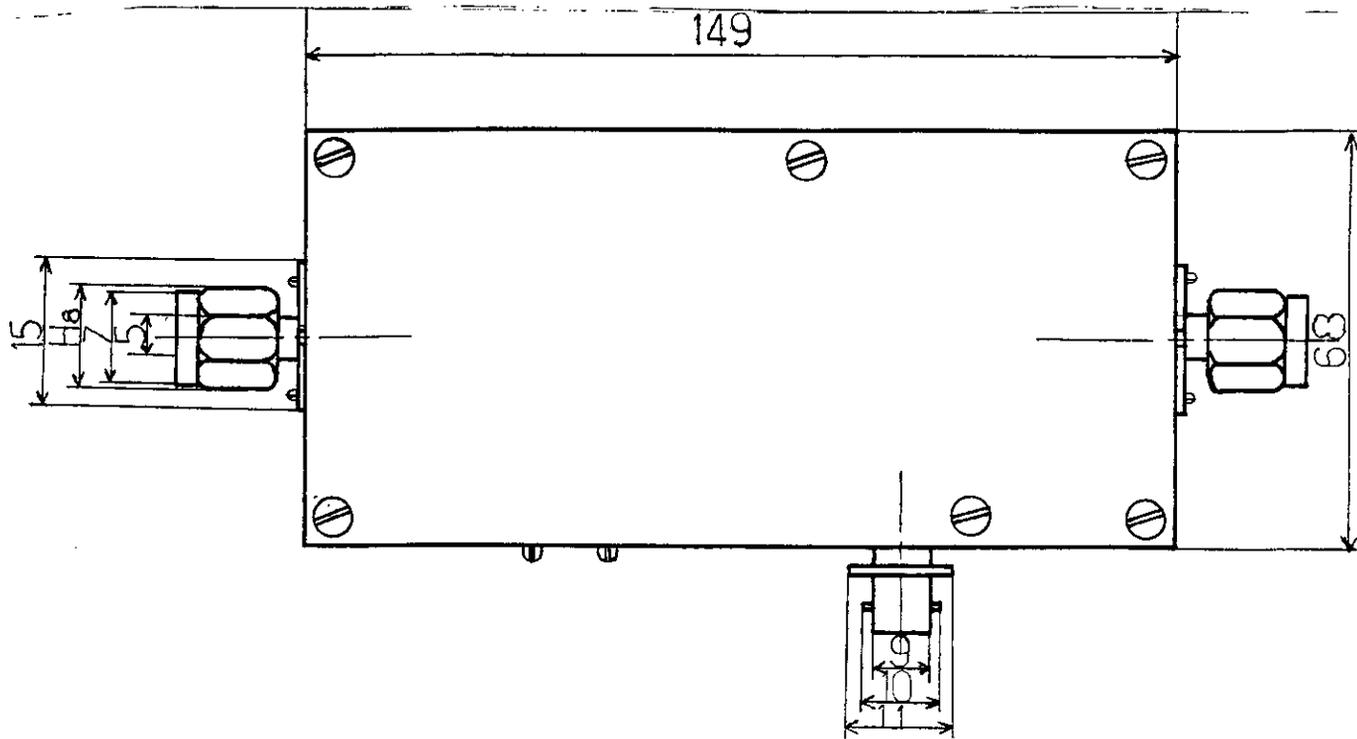


Fig.V.2 : Schéma de dessus du boitier.

3. Résultats expérimentaux

Une mesure au préalable des paramètres S_{ij} du transistor bipolaire BFR 91 nécessite un support de test [16] réalisé à l'aide de transition coaxial-microruban. Ces mesures préliminaires exigent une grande précision, ce qui impose une calibration plus ou moins parfaite de l'analyseur de réseau.

Le logiciel de gestion des différentes manipulations, appelé " **AUTOST** " fait appel à plusieurs procédures remplissant des fonctions prédéfinies (**CALIB**, **MESURE**, **TEST** ...).

Le banc de mesure (Fig.IV.3) est constitué d'un analyseur de réseau, d'un ordinateur HP 9836C (eventuellement TEKTRONIX 4052) et ses interfaces de communications (plotter et imprimante).

Etant donné que le dispositif à tester est actif, il est nécessaire d'utiliser des atténuateurs de 20 dB (Fig.V.3) évitant la saturation du convertisseur (de l'analyseur) et de l'amplificateur sous test. Les Tés de polarisation utilisés, sont à structure APC 3.5 et sont adaptables aux

connecteurs utilisés sur le boîtier. Le gain imposée à la voie test doit être faible car le dispositif à mesurer est actif.

Les résultats expérimentaux obtenus à l'aide de ce banc de mesures peuvent être les paramètres S_{ij} (Tab.V.2) de l'amplificateur test, les taux d'ondes stationnaires (T.O.S) à l'entrée et à la sortie et éventuellement le temps de groupe en fonction de la la fréquence.

F(GHz)	S ₁₁		S ₁₂		S ₂₂		S ₂₁	
	Mod.	Pha. (°)						
0.9	0.114	-95	0.101	40	0.61	-50	10.7	120
1.0	0.112	-170	0.112	45	0.74	-40	9.75	113
1.1	0.117	-80	0.115	65	0.64	-30	9.65	113
1.2	0.119	-40	0.211	75	0.57	-47	6.75	114
1.3	0.209	-100	0.224	80	0.67	-30	3.17	110
1.4	0.107	-150	0.317	92	0.66	-180	3.09	109

Tab.V.2 : Paramètres S_{ij} mesurés de l'amplificateur

4. Interprétations

Les résultats obtenus montrent que l'adaptation en sortie est peu accentuée ce qui se traduit par une impédance de sortie élevée et une dégradation du gain transducique de l'amplificateur. De plus, la non linéarité de la phase peut engendrer des harmoniques indésirables.

Une amélioration peut être apportée à cet amplificateur en lui associant d'autres cellules LC en entrée-sortie et, en choisissant un point de repos permettant d'obtenir une meilleure linéarité de la phase. Toutefois, ces résultats sont conformes aux normes internationales de la T.V.D.S imposées aux dispositifs grand public.

L'étape de calibration nécessite beaucoup de précautions pour éviter les erreurs dues à la désadaptation à l'entrée entre le dispositif sous test et l'analyseur de réseau et le rayonnement de l'amplificateur. Ces erreurs

se traduisent par une dégradation inacceptable des caractéristiques mesurées de l'amplificateur. En général ces erreurs se résument à huit et sont toutes prises en comptes par le programme de mesures (MES).

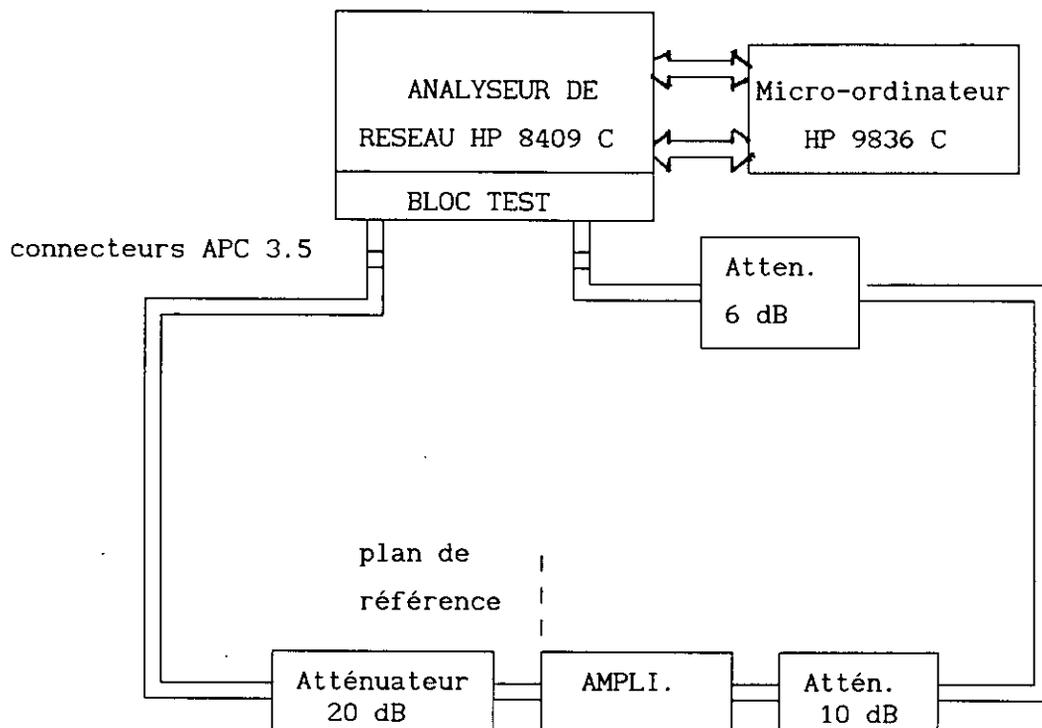


Fig.V.3 : Banc de mesure de l'amplificateur.

C O N C L U S I O N

CONCLUSION

Les performances des amplificateurs, conçus à partir des deux méthodes que nous avons présentées répondent aux exigences imposées par le cahier de charges. Les résultats obtenus, à savoir un gain constant (de l'ordre 9 dB) dans la bande passante désirée, un T.O.S à l'entrée élevé (désadaptation exigée), un T.O.S à la sortie faible (voisin de 1) engendrent une impédance de sortie faible adaptée à la charge (demodulateur).

La ligne microruban utilisée comme support de transmission nous a facilité la réalisation grâce à une implantation aisée des composants localisés (condensateurs en chip). Dans la bande de travail, les pertes par rayonnement, la possibilité d'apparition des modes supérieurs introduites par la ligne ainsi que les oscillations dues au boîtier ont un effet négligeable.

D'un point de vue théorique, la méthode analytique présente l'avantage de fournir des expressions simples qui permettent un gain en temps de calcul. Cependant, la connaissance au préalable d'un modèle électrique du transistor imposé se heurte à la difficulté de réaliser les structures associées en technologie distribuée, limitant ainsi ses performances. Toutefois, son application pour la réalisation d'amplificateurs micro-ondes travaillant jusqu'à 2 GHz donne des résultats acceptables. Ces résultats peuvent être également améliorés en utilisant des transistors à effet de champ en GaAs plus performant mais coûteux.

La méthode numérique, basée sur un calcul itératif, nécessite un temps de calcul plus long dont la convergence dépend essentiellement d'un choix judicieux des conditions initiales. Le logiciel élaboré à l'aide de cette méthode, couplé à un programme d'optimisation, permet d'affiner les éléments des structures passives et d'aboutir à un produit fini ne nécessitant aucune correction. Elle présente également l'avantage de fournir une topologie plane simple à réaliser en technologie distribuée et d'obtenir des amplificateurs micro-ondes performants travaillant jusqu'à 12 GHz.

Les mesures expérimentales obtenues, bien que conformes aux normes

internationales de la T.V.D.S en ce qui concerne les produits grand public, peuvent être améliorées d'une part, par un choix plus judicieux du point de repos du transistor et, d'autre part, à l'aide des réseaux passifs LC symétriques réalisés en technologie localisée ou répartie.

Ce travail nous a ouvert un large horizon sur la technologie hybride des dispositifs micro-ondes, actifs et passifs et, plus particulièrement les amplificateurs à transistor destinés à assumer diverses fonctions.

Enfin, les logiciels que nous avons développés peuvent servir à de multiples applications dans le domaine des micro-ondes et, nous espérons que notre humble contribution servira aux thèmes de recherche engagés par le laboratoire de télécommunication de l'ENP.

A N N E X E S

A N N E X E A

1. Fonction réelle positive

Une fonction $Z(s)$ donnée sous une forme rationnelle ($s=\alpha+j\omega$) est positive et réelle si et seulement si les conditions suivantes sont satisfaites:

- a. $Z(s)$ est réelle pour s réel ($s = \alpha$);
- b. $Z(s)$ n'a pas de pôles à partie réelle positive ($\alpha < 0$);
- c. Les pôles de $Z(s)$ à partie réelle nulle ($\alpha=0$), s'ils existent, sont simples et les résidus calculés en ces pôles sont positifs et réels ;
- d. Réel ($Z(j\omega)$) > 0 pour $0 < \omega < \infty$.

Une fois les conditions ci-dessus remplies, alors $Z(s)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$z(s) = \frac{P(s)}{q(s)} = \frac{m_p(s) + n_p(s)}{m_q(s) + n_q(s)} \quad \text{A.1}$$

avec :

$$m_p(s).m_q(s) - n_p(s).n_q(s) > 0 \quad \text{A.2}$$

2. Réponse en fréquence de Tchebychev

La réponse en fréquence de Tchebychev est donnée par :

$$G(\omega^2) = \frac{K_n}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega / \omega_c)} \quad \text{A.3}$$

avec :

$C_n(\omega)$ étant le polynôme de Tchebychev [4] d'ordre n ;

ε taux d'ondulation ;

K_n gain passe bande ;

ω_c fréquence de coupure .

Le coefficient de réflexion $\rho(s)$ est lié à la relation (A.3), il est donné par :

$$\rho(-s).\rho(s) = 1 - G(\omega^2) \quad \text{A.4}$$

Les relations (A.3,4) permettent d'écrire :

$$\rho(s), \rho(-s) = (1 - K_n) \cdot \frac{1 + \hat{\varepsilon}^2 C_n^2 (-jy)}{1 + \varepsilon^2 C_n^2 (jy)} \quad \text{A.5}$$

où :

$$s = y \cdot \omega_c$$

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon (1 - K_n)^{1/2}$$

Le coefficient de réflexion solution de l'équation (A.5) constitué d'un rapport de polynômes de Hurwitz, est à phase minimum et il peut être écrit sous la forme suivante :

$$\hat{\rho}(s) = \frac{\hat{P}(y)}{\hat{Q}(y)} = \frac{s^n + \hat{b}_{n-1} s^{n-1} + \dots + \hat{b}_1 s + b_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad \text{(A.6)}$$

Les coefficients b_i ($i=0,1,\dots,n$) sont donnés par;

$$b_{n-1} = \frac{\text{Sh } a}{\sin \gamma_1}$$

$$b_{n-2} = n / 4 + b_{n-1}^2 / 2 \quad \text{(A.7)}$$

$$b_{n-3} = \frac{\text{Sh } a}{\sin \gamma_1} \left(n / 4 - \frac{\cos^2 \gamma_1 \cdot \sin \gamma_1}{\sin \gamma_3} \right) + \frac{\text{Sh}^2 \cos \gamma_2}{2 \cdot \sin^2 \gamma_1 \sin \gamma_2}$$

avec :

$$a = \frac{\text{Sh}^{-1} \varepsilon}{n}$$

Les coefficients \hat{b}_i ($i=0,1,\dots,n$) s'obtiennent en remplaçant dans les équations (A.7) le paramètre a par \hat{a} et le taux d'ondulation ε par $\hat{\varepsilon}$.

ANNEXE B

1. Méthodes de synthèse

Plusieurs méthodes de synthèse [4] ont été développées par Foster et Cauer entre autres, la méthode des divisions successives.

Soit une impédance $Z(s)$, donnée sous une forme rationnelle et répondant aux critères de positivité (annexe A), la méthode des divisions successives consiste à diviser le dénominateur de $Z(s)$ par son numérateur et répéter l'opération jusqu'à l'obtention d'un nombre réel représentant la résistance finale du réseau passif à synthétiser.

$$Z(s) = \frac{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad \text{B.1}$$

Après calcul, l'expression de $Z(s)$ peut s'écrire :

$$Z(s) = \frac{1}{\frac{a_4}{b_3}s + \frac{1}{\frac{b_3}{\alpha_2}s + \frac{1}{\frac{\alpha_2}{\beta_1}s + \frac{1}{\frac{\beta_1}{\alpha_0}s + \frac{\beta_0}{\alpha_0}}}}} \quad \text{B.2}$$

avec :

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= a_0 & \beta_0 &= b_0 \\ \alpha_1 &= a_1 - b_0a_4 / b_3 & \beta_1 &= b_1 - \alpha_0b_3 / \alpha_2 \\ \alpha_2 &= a_2 - b_1a_4 / b_3 \end{aligned}$$

1.2 Détermination des réseaux N_1 et N_0

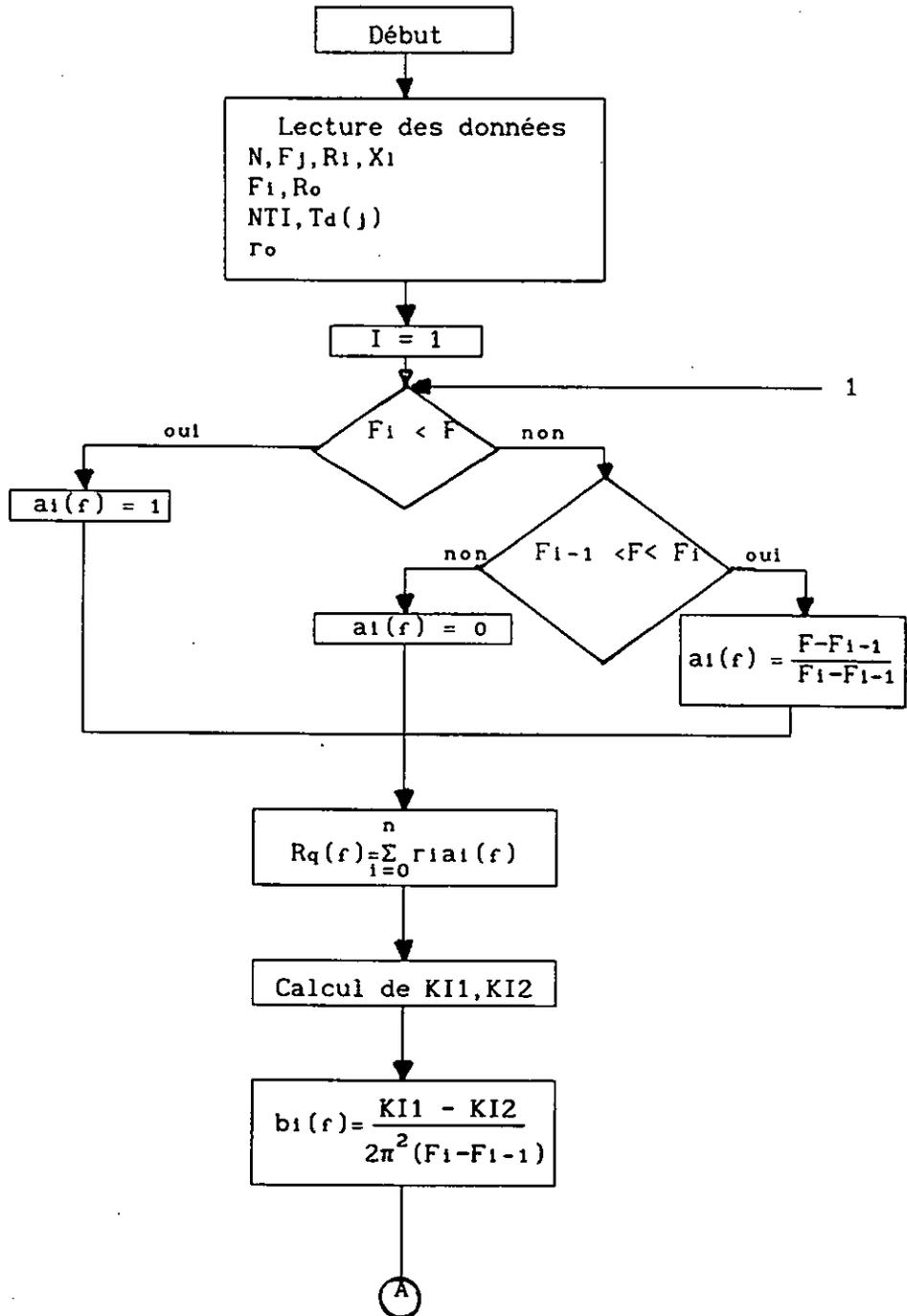
Les résultats obtenus après divisions successives sont respectivement des capacités et des inductances montées en cellule T (ou pi).

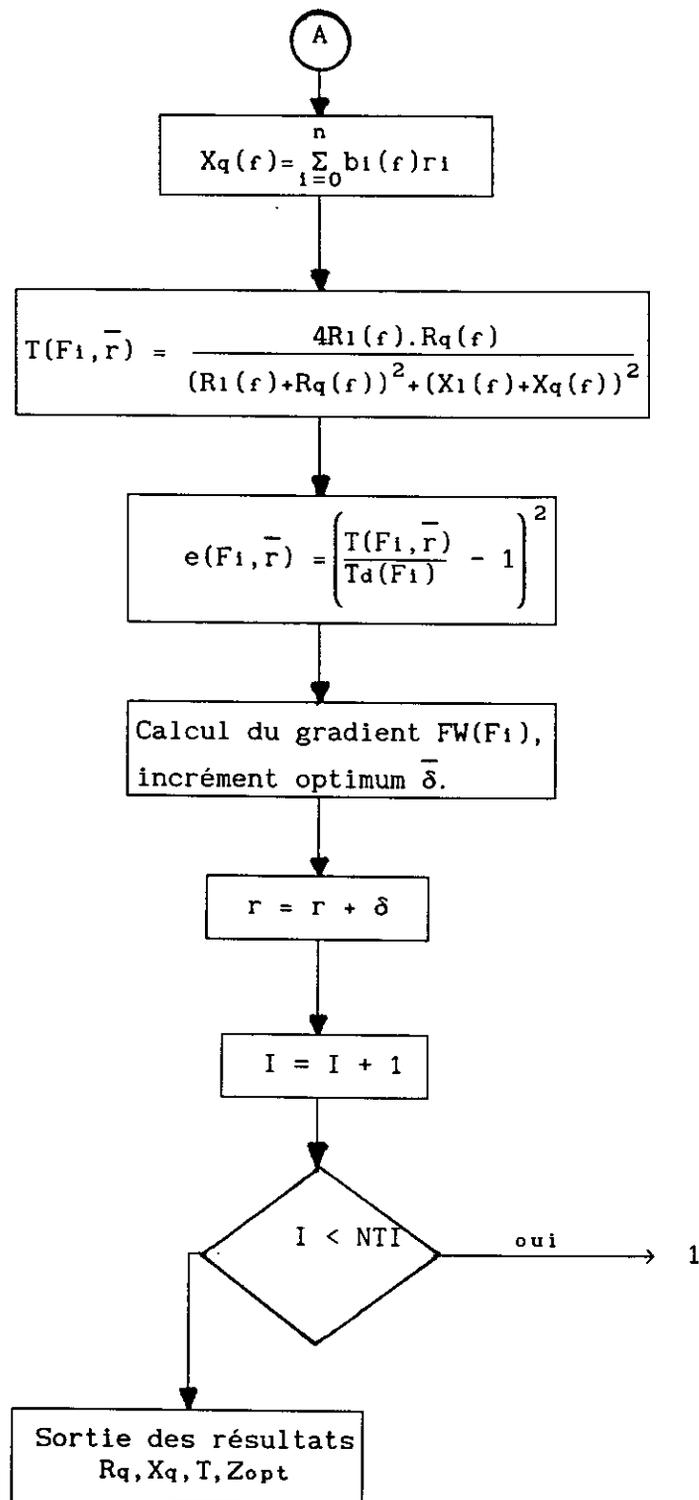
Le programme N.U.M.M. donne les coefficients a_i et b_i de l'impédance minimum (Z_{2i} ou Z_{2o}) et par conséquent les valeurs numériques de L et C seront données respectivement en nH et en pF.

Pour la synthèse des réseaux N_i et N_o nous nous sommes intéressés au degré 4 de l'impédance minimum donnée par le logiciel mais néanmoins la méthode des divisions successives peut être généralisée à un degré n.

A N N E X E C

ORGANIGRAMME N. U. M. M





A N N E X E D

1- Données

Les données nécessaires à ce programme (en langage BASIC ,traité par le calculateur TEXTRONIX 4052) se résument à:

- a. Précision de calcul (l'opérateur pourra choisir une erreur inférieure ou égale à 10^{-7});
- b. Réponse en fréquence désirée pour les deux réseaux passifs à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur (pourrait être modifiée au besoin);
- c. Modèles des schémas équivalents retenus pour l'impédance d'entrée et de sortie du transistor utilisée (bipolaire ou à effet de champ);
- d. Spécifications des caractéristiques des réseaux passifs associées au transistor, à savoir le taux d'ondulation ϵ , leur degré n ainsi que le gain passe bande K_n .

2- Menu du programme.

Après exécution, le programme A.N.A.M nous offre le menu suivant:

1. Vérification de la faisabilité (réalisation) des réseaux passifs N_1 et N_0 .
2. Topologie de la réponse en fréquence des réseaux d'entrée ou de sortie de l'amplificateur à réaliser.
3. Tracé de la réponse en fréquence du réseau d'entrée de l'amplificateur.
4. Tracé du T.O.S à l'entrée de l'amplificateur.
5. Tracé de la réponse en fréquence du réseau de sortie de l'amplificateur.
6. Tracé du T.O.S à la sortie de l'amplificateur.
7. Tracé du gain transducique de l'amplificateur.
8. Valeurs des éléments LC des réseaux N_1 et N_0 en technologie localisée ou semi-localisée.

The BFR91A is recommended for new design

BFR91

N-P-N 1 GHz WIDEBAND TRANSISTOR

N-P-N transistor in a plastic SOT-37 envelope. It is primarily intended for use in u.h.f. and microwave amplifiers such as in aerial amplifiers, radar systems, oscilloscopes, spectrum analysers etc.

The transistor features very low intermodulation distortion and high power gain; thanks to its very high transition frequency, it also has excellent wideband properties and low noise up to high frequencies.

P-N-P complement is BFQ23.

QUICK REFERENCE DATA

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CB0}	max.	15 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	12 V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	35 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 60\text{ }^\circ\text{C}$	P_{tot}	max.	180 mW
Junction temperature	T_j	max.	150 $^\circ\text{C}$
Transition frequency at $f = 500\text{ MHz}$ $I_C = 30\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$	f_T	typ.	5,0 GHz
Feedback capacitance at $f = 1\text{ MHz}$ $I_C = 0; V_{CE} = 5\text{ V}$	C_{re}	typ.	0,8 pF
Noise figure at optimum source impedance $I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; f = 500\text{ MHz}$	F	typ.	1,9 dB
Max. unilateral power gain $I_C = 30\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; f = 500\text{ MHz}$	GUM	typ.	18,0 dB
Output voltage at $d_{im} = -60\text{ dB}$ $I_C = 30\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_L = 75\text{ }\Omega$ $f_{(p+q-r)} = 493,25\text{ MHz}$	V_o	typ.	300 mV

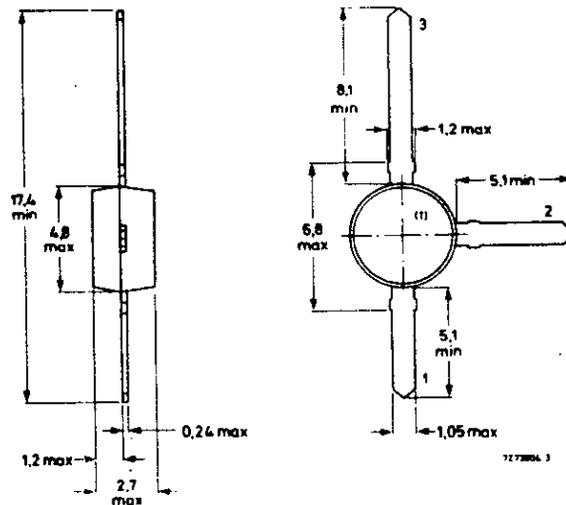
MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOT-37.

Connections

1. Base
2. Emitte
3. Collect



(1) = type number marking.

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Collector cut-off current

$I_E = 0; V_{CB} = 5\text{ V}$

I_{CBO} max. 50 nA

D.C. current gain

$I_C = 30\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$

h_{FE} min. 40
typ. 90 ←

Transition frequency at $f = 500\text{ MHz}$

$I_C = 30\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$

f_T typ. 5.0 GHz ←

Collector capacitance at $f = 1\text{ MHz}$

$I_E = I_e = 0; V_{CB} = 10\text{ V}$

C_c typ. 0.7 pF

Emitter capacitance at $f = 1\text{ MHz}$

$I_C = I_c = 0; V_{EB} = 0.5\text{ V}$

C_e typ. 2.5 pF

Feedback capacitance at $f = 1\text{ MHz}$

$I_C = 0; V_{CE} = 5\text{ V}$

C_{re} typ. 0.8 pF

Noise figure at optimum source impedance

$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; f = 500\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$

F typ. 1.9 dB

Max. unilateral power gain (s_{re} assumed to be zero)

$$G_{UM} = 10 \log \frac{|s_{fe}|^2}{[1 - |s_{ie}|^2][1 - |s_{oe}|^2]}$$

$I_C = 30\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; f = 500\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$

G_{UM} typ. 18.0 dB

Output voltage at $d_{im} = -60\text{ dB}$

$I_C = 30\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V};$

$R_L = 75\text{ } \Omega; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$

$V_p = V_o$ at $d_{im} = -60\text{ dB}; f_p = 495.25\text{ MHz}$

$V_q = V_o - 6\text{ dB}; f_q = 503.25\text{ MHz}$

$V_r = V_o - 6\text{ dB}; f_r = 505.25\text{ MHz}$

measured at $f_{(p+q-r)} = 493.25\text{ MHz}$

V_o typ. 300 mV ←

ANNEXE F
Caractéristiques du DUROID RT 5880

PROPRIETES	CONDITIONS DE TEST	UNITES (1)	DIRECTION	VALEURS TYPIQUES		
Constante diélectrique ϵ_r Facteur de perte, $\tan \delta$	ASTM D 1531 1 MHz		Z	2,20		
	ASTM D 3380 10 GHz		Z	2,20 \pm 0,02 Spec.		
	ASTM D 1531 1 MHz			0,0004		
		10 GHz		0,0009		
Résistance volumique	ASTM D 257 C96/23/95	M ohm cm	Z	2 x 10 ⁷		
Résistance de surface	ASTM D 257 C96/23/95	M ohm	X,Y	3 x 10 ⁸		
		Température		23°C	100°C	
Module de tension	ASTM D 638 A	MPa (kpsi)	X	1070 (156)	450 (65)	
			Y	860 (125)	380 (55)	
Tension maximum		MPa (kpsi)	X	29 (4,2)	20 (2,9)	
			Y	27 (3,9)	18 (2,6)	
Déformation maximum		%	X	6,0	7,2	
			Y	4,9	5,8	
Module de compression		MPa (kpsi)	X	710 (103)	500 (73)	
			Y	710 (103)	500 (75)	
			Z	940 (136)	670 (97)	
Compression maximum		MPa (kpsi)	X	27 (3,9)	22 (3,2)	
			Y	28 (4,0)	21 (3,1)	
			Z	52 (7,5)	43 (6,3)	
Déformation maximum		%	X	8,5	8,4	
			Y	7,7	7,8	
			Z	12,5	17,6	
Déformation sous charge	ASTM D 621 24h/150°C/14MPa	%	Z	1,0		
Absorption d'humidité	ASTM D 570 D 24/23					
	épaisseur 0,8mm(0,031") épaisseur 1,6mm (0,062") et au dessus	% %		0,02 0,015		
Poids spécifique	ASTM D 792			2,2		
Température de distorsion	ASTM D 648 1,82MPa/264psi	°C (°F)	X,Y	> 260 (>500)		
Chaleur spécifique		J/g/K(BTU/lb/°F)		0,96 (0,23)		
Conductivité thermique		W/m/K(BTU in/ft ² /hr/°F)	Z	0,26 (1,8)		
Dilatation (1)	Analyseur thermique DUPONT 0;5K/min Valeur réf 35°C	-25°C 0°C 15°C 25°C 75°C 150°C 250°C	mm/m	X	Y	Z
				-4,8	-5,9	-14,9
				-2,8	-3,8	-12,3
				-1,0	-2,3	-9,8
				-0,5	-1,2	-3,9
				0,6	1,3	9,2
				2,1	3,8	19,4
4,6	8,0	79,8				

(1) Les premières valeurs sont spécifiées en système SI. Les autres unités courantes sont indiquées entre parenthèses.
RT/Duroid est une marque déposée Rogers Corporation.

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

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

- [1] Trabelsi .M
" Amplificateur micro-onde à faible bruit pour la T.V.D.S. "
thèse de magister, E.N.P juin 1988.
- [2] Yagoub.M.C.E
" Mélangeur micro-onde en bande X pour la T.V.D.S. "
thèse de magister, E.N.P decembre 1987.
- [3] U. I. T.
" Actes finals de la C.A.M.R pour la radiodiffusion par satellite "
C.A.M.R / RS 77, Geneve, 1977
- [4] Wai-Kai Chen
" Theory and design of broadband matching networks. "
Pergamon Press, Oxford, New York, 1976.
- [5] Tri. T. HA
" Solid state microwave amplifier design ", John Wiley and
Sons, New York 1981.
- [6] Badoual, R
" Les micro-ondes - circuits micro-ondes ", Masson,
Paris, 1984
- [7] Gentili, ch
" Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes ", Masson,
Paris, 1984
- [8] Soares, R., Graffeuil, J., Obregon, J.
" Application des transistors à effet de champ en arséniure de Gallium "
Eyrols, Paris, 1984.
- [9] Vendelin. G. D
" Design of amplifiers and oscillators by the S parameter method . "
John Wiley and Sons, New York, 1982.

- [10] Dambrine Gilles, Alain Capy
" New method for determining the FET small signal equivalent circuit ", IEEE MTT, juillet 1988.
- [11] Pieter L.D. Abrie
" The design of impedance matching network for radio-Frequency and microwave amplifiers. " , Artech House, 1985
- [12] Gupta. K. C, Ramesh Garg, Rakesh Chadha
" Computer aided design of microwave circuits ." Artech House, 1981.
- [13] Walter H. KU, Wendell C., Petersen
" Optimum gain-bandwidth limitations of transistor amplifiers as reactively constrained active two-port network. " IEEE Transactions on circuits and systems, juin 1985.
- [14] Herbert J. Carlin and James J. Komiak
" A new method of broadband equalization applied to microwave amplifiers ." IEEE M T T, Vol 27, N^o2, fevrier 1979.
- [15] Edwards TC
" Conception des circuits micro-ondes ", Masson, Paris, 1984
- [16] Documentation Hewlett Packard
" Measurement . Computation. systems ", Nederland, 1986.