

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR

14/88

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

THESE

Présentée par M. **TRABELSI MOHAMED**

Ingénieur E.N.P.

pour l'obtention d'un diplôme de MAGISTER EN ELECTRONIQUE

S U J E T

**AMPLIFICATEUR MICRO-ONDE A FAIBLE
BRUIT POUR LA T.V.D.S.**

Soutenue en Juin 1988 devant le Jury composé de :

Monsieur A. CHEKIMA - Maître de conférences	E.N.P.	Président
Monsieur A. ADANE - Professeur	U.S.T.H.B.	Examineur
Monsieur C. RAMASTRY - Professeur	I.N.E.L.E.C.	Examineur
Monsieur R. PUVADA - Professeur	E.N.P.	Examineur
Monsieur R. AKSAS - Chargé de cours	E.N.P.	Rapporteur
Monsieur M. BAGHDADI Directeur des transmissions	P.T.T.	Invité

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

THESE

Présentée par M' **TRABELSI MOHAMED**

Ingénieur E.N.P.

pour l'obtention d'un diplôme de MAGISTER EN ELECTRONIQUE

S U J E T

**AMPLIFICATEUR MICRO-ONDE A FAIBLE
BRUIT POUR LA T.V.D.S.**

Soutenue en Juin 1988 devant le Jury composé de :

Monsieur A. CHEKIMA - Maître de conférences	E.N.P.	Président
Monsieur A. ADANE - Professeur	U.S.T.H.B.	Examineur
Monsieur C. RAMASASTRY - Professeur	I.N.E.L.E.C.	Examineur
Monsieur R. PUVADA - Professeur	E.N.P.	Examineur
Monsieur R. AKSAS - Chargé de cours	E.N.P.	Rapporteur
Monsieur M. BAGHDADI Directeur des transmissions	P.T.T.	Invité

Ce travail a été effectué au laboratoire de télécommunications du département électronique de l'E.N.P. .

Je tiens , tout d'abord , à remercier Mr K. GRABOWSKI , professeur à l'institut de télécommunications de GDANSK , de m'avoir dirigé jusqu'à l'accomplissement de ce travail . Ses conseils éclairés m'ont été d'une aide inestimable .

Je tiens aussi à remercier Mr R. AKSAS , chargé de cours à l' E.N.P. , pour les efforts qu'il a déployés inlassablement et ses précieux conseils qui m'ont été d'un grand apport .

Je tiens de même à remercier Mr A. ADANE , professeur à l'U.S.T.R.B. pour sa sincère collaboration .

Je tiens à exprimer ma vive gratitude à Mr A. CHEKIMA , maître de conférence à l' E.N.P. et président de jury de cette thèse .

Je remercie Mr C. RAMASASTRY , professeur à l'I.N.E.L.E.E.C. , d'avoir bien voulu juger ce travail .

Il en est de même pour Mr R. PUVADA , professeur à l'E.N.P. , d'avoir bien voulu participer au jury de cette thèse .

Je remercie également Mr M. BAGHDADI , directeur des transmissions au ministère des postes et télécommunications , pour sa participation à ce jury .

J'exprime toute ma reconnaissance au personnel du laboratoire micro-ondes à l'ENSEIHT de TOULOUSE , et plus particulièrement à Mrs le professeur BAUDRAND , ROBERTO , AHMED PANAH et RONGIERES .

Je ne saurais oublier mon ami et collègue M. YAGOUR pour son étroite collaboration , ainsi que A. ADJ TOUTA et A. OUCHAR pour leur précieuse aide .

SYMBOLLES USITES

- [A] : Matrice diagonale d'éléments A_{ii} ($i=1,2$) .
- [a] : Matrice des variables de répartition entrantes .
- α : Constante de pertes de la ligne .
- B : Bande passante .
- B_i : Constantes .
- β : Constante de phase de la ligne .
- [b] : Matrice des variables de répartition émergentes .
- Δ : Déterminant de la matrice [S] .
- ϵ_r : Permittivité relative .
- ϵ_{eff} : Permittivité effective .
- F : Facteur de bruit (dB) .
- F_i : Facteur de bruit de l'étage i (dB) .
- F_{min} : Facteur de bruit minimal (dB) .
- f : Fréquence (Hz) .
- f_R : Fréquence du signal reçu (Hz) .
- f_p : Fréquence de la pompe ou oscillateur local (Hz) .
- f_{PI} : Fréquence intermédiaire (Hz) .
- G_a : Gain en puissance associé (dB) .
- G_{a_i} : Gain en puissance de l'étage i (dB) .
- G_p : Gain en puissance avec entrée de l'amplificateur adaptée (dB) .
- G_T : Gain en puissance de transfert (dB) .
- G_{max} : Gain maximal en puissance (dB) .
- γ : Constante de propagation de la ligne .
- Ω_i : Centre du cercle de stabilité ($i=1,2$) .
- Γ_s : Coefficient de réflexion de source .
- Γ_{min} : Coefficient de réflexion optimal .
- Γ_{IM} : Coefficient de réflexion à l'adaptation .
- [Γ] : Matrice de réflexion diagonale .
- h : Hauteur du substrat .
- [I] : Matrice unité .
- k : Constante de BOLTZMANN (J/°K) .
- K : Facteur de ROLLET .
- l : Longueur physique de la ligne (m) .
- λ : Longueur d'onde (m) .

- M : Facteur de mérite .
- N_o : Puissance de bruit à la sortie de l'amplificateur .
- R_a : Rayon du cercle à G_a constant .
- R_i : Rayon du cercle de stabilité ($i=1,2$) .
- [R] : Matrice diagonale d'éléments $1/2\text{Re}(Z_i)^{-1/2}$.
- R_n : Résistance de bruit (Ω) .
- [S] : Matrice de répartition normalisée par rapport à 50Ω .
- [S'] : Matrice de répartition normalisée par rapport à Z_0 .
- T_e : Température équivalente de bruit (°K) .
- T_o : Température standard (°K) .
- [V] : Matrice tension du multipôle .
- Z_o : Impédance d'entrée (Ω) .
- Z_i : Impédance de source et de charge ($i=1,2$) .
- [Z_n] : Matrice impédance du multipôle .
- Z_s : Impédance de source .

S O M M A I R E

CHAPITRE I : Données générales de la TVDS et choix de l'amplificateur .

CHAPITRE II : Analyse des amplificateurs micro-onde à transistors .

CHAPITRE III : Etude des amplificateurs micro-onde à transistors .

CHAPITRE IV : Le transistor MESFET GaAs .

CHAPITRE V : La ligne microruban .

CHAPITRE VI : Conception et réalisation de l'amplificateur .

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	1
<u>CHAPITRE - I :</u>	
I - Caractéristiques du réseau de TVDS :	5
I-1 - Comparaison des réseaux de télécommunica- tions spatiales et de TVDS .	5
I-2 - Caractéristiques du rémetteur (satellite)	5
I-3 - Caractéristiques de la station réceptrice	6
II - Réseau de TVDS pour l'Algérie	7
III - Choix du composant actif et de la technologie :	11
III-1 - Choix du composant actif	11
III-2 - Choix de la technologie	11
<u>CHAPITRE - II :</u>	
I - Généralités	14
II - Matrice de répartition généralisée d'un multipôle	14
III - Caractéristiques de l'amplificateur micro-onde :	16
III-1 - Gain de transfert en puissance et coeffi- cients de réflexion	16
III-2 - Adaptation simultanée	17
III-3 - Critère de stabilité	18
IV - Facteur de bruit d'un amplificateur	22
<u>CHAPITRE - III :</u>	
I - Généralités .	25
II - Amplificateur à transistor à bande étroite :	25
II-1 - Amplificateur à gain maximal	26
II-2 - Amplificateur à faible bruit	28
III - Techniques de mesure de l'amplificateur :	

III-1 - Technique de mesure des paramètres S du transistor .	32
III-2 - Techniques de mesure du facteur de bruit	34

CHAPITRE - IV :

I - Généralités	41
II - Structures du MESFET GaAs	41
III - Principes de fonctionnement :	41
III-1 - Caractéristique courant-tension	41
III-2 - Résistances séries	42
III-3 - Transistor MESFET aux fréquences hautes	47
IV - Bruit dans le MESFET :	48
IV-1 - Bruit thermique du canal	48
IV-2 - Bruit thermique de grille	46
IV-3 - Bruits thermiques dus à R_s , R_D et R_G	49
IV-4 - Facteur de bruit du MESFET	49
V - Techniques de polarisation et précautions d'utilisation .	52

CHAPITRE - V :

I - Généralités .	54
II - Description de la ligne microruban	54
III - Mode de propagation et paramètre en basses fréquences .	54
IV - Termes correctifs dus aux discontinuités :	55
IV-1 - Circuits ouverts	55
IV-2 - Coupure de microruban	56
IV-3 - Jonction en té des microrubans	57
IV-4 - Variation symétrique de la largeur	60
V - Synthèse des circuits intégrés micro-ondes ;	61

CHAPITRE - VI :

I - Généralités .	63
-------------------	----

II - Méthodes d'optimisation de la bande passante	63
II-1 - Cas où les S_{ij} du transistor ne varient pas	63
II-2 - Cas où les S_{ij} du transistor varient	72
III - Conception de l'amplificateur :	73
III-1 - Réseau d'entrée du premier étage	73
III-2 - Réseau de sortie du deuxième étage	74
III-3 - Réseau inter-étage	74
III-4 - Réseau de polarisation	78
IV - Synthèse des réseaux	78
V - Programme d'analyse et de conception assistée par ordinateur .	80
VI - Réalisation :	86
VI-1 - La photolithographie	86
VI-2 - Le montage	86
VI-3 - Le boîtier	86
VII - Mesures :	89
VII-1 - Programme de mesure d'un transistor	89
VII-2 - Mesure du gain et du coefficient de réflexion à l'entrée de l'amplificateur	92
VII-3 - Mesure du facteur de bruit .	94
VIII - Interprétation des résultats .	96
CONCLUSION .	97
ANNEXES .	
INDEX BIBLIOGRAPHIQUE .	

TABLE DES FIGURES ET TABLEAUX

CHAPITRE - I :

<u>FIGURES</u> :	I - 1 :	Répartition des satellites de TVDS .	7
	I - 2 :	Station réceptrice de la TVDS .	8
	I - 3 :	Schéma du premier convertisseur .	8
	I - 4 :	Couverture attribuée à l'Algérie .	9
<u>TABLEAUX</u> :	I - 1 :	Données générales des réseaux de télé- communications spatiales et de TVDS .	5
	I - 2 :	Canaux de TVDS pour l'Algérie .	10
	I - 3 :	Composants micro-ondes utilisés dans l'amplification .	11
	I - 4 :	Comparaison des lignes à bande .	12

CHAPITRE - II :

<u>FIGURES</u> :	II - 1 :	Multipôle alimenté par des générateurs E_j d'impédances Z_j .	15
	II - 2 :	Schéma synoptique d'un amplificateur .	16
	II - 3 :	Cercle critique d'instabilité contenant le centre de l'abaque de Smith .	20
	II - 4 :	Cercle critique d'instabilité ne contenant pas le centre de l'abaque de Smith .	21

CHAPITRE - III :

<u>FIGURES</u> :	III - 1 :	Amplificateur à transistor FET à deux étages .	25
	III - 2 :	Cercles de bruit .	30
	III - 3 :	Cercles de bruit et à gain constant .	31
	III - 4 :	Support de test d'un transistor carac- térisé par S_1 .	33
	III - 5 :	Circuit de caractérisation de la ligne microruban et des transitions .	34
	III - 6 :	Mesure du facteur de bruit d'un ampli- ficateur .	37
	III - 7 :	L'optimisation du facteur de bruit sur	37

	un banc de mesure .	
III - 8 :	Pertes globales en dB lorsqu'une impédance de TOS élevé est adaptée au travers d'une ligne de propagation ayant des pertes .	38
III - 9 :	Banc de mesure automatique des paramètres de bruit .	39

CHAPITRE - IV :

<u>FIGURES</u> :	IV - 1 : Les trois structures de base des transistors FET .	43
	IV - 2 : Structure d'un transistor MESFET GaAs .	44
	IV - 3 : Coupe de la zone active d'un MESFET GaAs .	45
	IV - 4 : Caractéristique courant-tension .	45
	IV - 5 : Coupe d'un MESFET à grille creusée .	46
	IV - 6 : Coupe et schéma équivalent d'un MESFET en HF .	50
	IV - 7 : Transistor MESFET unilatéralisé .	51
	IV - 8 : Schéma équivalent en bruit à un MESFET .	51
	IV - 9 : Points de polarisation optimum en fonction des applications visées .	52

CHAPITRE - V :

<u>FIGURES</u> :	V - 1 : Ligne microruban .	54
	V - 2 : Distribution du champ électromagnétique .	55
	V - 3 : L'effet de la capacité de bord sur une ligne ouverte .	56
	V - 4 : Structure et circuit équivalent de la coupure de microruban .	57
	V - 5 : Structure et circuit équivalent de la jonction en té .	59
	V - 6 : Structure et circuit équivalent de la variation symétrique de la largeur .	60

CHAPITRE - VI :

<u>FIGURES :</u>	VI - 1 : Courbe de la fonction $f(x)=\sin x/x$.	66
	VI - 2 : Réseau d'adaptation en ligne microruban .	66
	VI - 3 : Structures des réseaux d'adaptation usuelles.	69
	VI - 4 : Courbes de variation d'impédances en fonction de la fréquence .	71
	VI - 5 : Lieu des admittances adaptables .	72
	VI - 6 : Détermination des paramètres du réseau d'entrée à l'aide de l'abaque de Smith .	75
	VI - 7 : Détermination des paramètres du réseau de sortie à l'aide de l'abaque de Smith .	76
	VI - 8 : Réseau inter-étage .	76
	VI - 9 : Détermination des paramètres du réseau inter-étage .	77
	VI - 10 : Réseau de polarisation .	78
	VI - 11 : Vue de dessus de l'amplificateur .	79
	VI - 12 : Courbe du gain transductique .	82
	VI - 13 : Courbe du TOS à l'entrée .	83
	VI - 14 : Courbe de l'isolation .	84
	VI - 15 : Courbe des pertes par réflexion en sortie .	85
	VI - 16 : Vue de dessus du montage amplificateur .	87
	VI - 17 : Le boîtier .	88
	VI - 18 : Support de test d'un transistor .	89
	VI - 19 : Banc de mesure du transistor .	91
	VI - 20 : Graphe de fluence de l'ensemble quadri-pôle-système .	93
<u>TABLEAUX:</u>	VI - 1 : Valeurs du gain et du taux d'onde stationnaire à l'entrée .	95
	VI - 2 : Valeurs mesurées du facteur de bruit .	95

INTRODUCTION

L'évolution de la technologie permet actuellement des liaisons directes satellite - récepteurs de télévision individuels , appelées T.V.D.S (télévision directe par satellite) .

Ce nouveau système présente de multiples avantages à savoir la suppression des zones d'ombre , les coûts d'amortissement et d'exploitation moins élevés que ceux des réseaux terrestres etc...

En 1971 , la conférence administrative mondiale des radiocommunications (C.A.M.R.S) avait partagé l'orbite géostationnaire en trois grandes régions et , celle de 1977 , assigné , à chaque pays , une position orbitale , cinq canaux situés dans la bande de 11,7 GHz à 12,1 GHz ou de 12,1 GHz à 12,5 GHz (bandes de fréquence les plus disponibles du spectre radio) et une densité surfacique de puissance au sol de l'ordre de $- 103 \text{ dBW/m}^2$.

Le dimensionnement radioélectrique d'une station réceptrice est défini par sa sensibilité , traduite par le facteur de mérite G/T qui dépend principalement de la contribution au bruit du premier étage amplificateur .

Le but de notre travail est d'étudier et de réaliser , en technologie hybride , cet amplificateur qui doit être à bande étroite (3,3 % de bande relative) et à faible bruit .

Le rapport coût - performance régit le choix entre les deux catégories d'amplificateurs micro-ondes qui sont :

- amplificateurs à transistors (bipolaire et à effet de champ) ;
- amplificateurs à réflexion (diodes Gunn , Impatt et Tunnel) .

Une évolution rapide s'est produite ces dernières années dans la technologie des composants semi-conducteurs micro-ondes et , plus particulièrement , celle des transistors à effet de champ à l'arséniure de gallium (MESFET GaAs) qui sont caractérisés par un gain élevé en puissance (de l'ordre de 10 dB à 12 GHz) et par un faible facteur de bruit (de l'ordre de 1,5 dB à 12 GHz) . Associé à la technologie des lignes à microbande , le transistor MESFET GaAs répond aux contraintes imposées , par le réseau de T.V.D.S , à notre dispositif .

Nous avons , tout d'abord , passé en revue l'analyse des amplificateurs micro-ondes par la matrice de répartition , ce qui nous a permis de déterminer les caractéristiques de notre circuit (gain , coefficients de réflexion et facteur de bruit) .

Nous avons , ensuite , conçu deux méthodes d'optimisation de la bande passante . La première , développée à partir d'une structure connue , est simple mais restrictive , ce qui nous a amenés à concevoir la deuxième méthode qui est basée sur une structure plus générale et dont la mise en oeuvre nécessite un programme de résolution de système d'équations non linéaires que nous avons élaboré au niveau du laboratoire de télécommunications .

Nous avons également , développé un programme de synthèse des circuits intégrés micro-ondes , basé sur les expressions de conception des dispositifs passifs à microruban , et un programme d'analyse-C.A.O (conception assisté par ordinateur) .

Nous avons , enfin , utilisé le DUROID RT 6010 comme substrat sur lequel nous avons gravé les circuits passifs grâce à la technique de la photolithographie .

Chapitre I : Données générales de la TVDS
et choix de l'amplificateur .

I- Caractéristiques du réseau de TVDS :

I-1) Comparaison des réseaux de télécommunications spatiales et de TVDS :

Le tableau (I.1) représente les données générales des deux réseaux .

Données	Réseau de télécommunications	Réseau de TVDS
Position du satellite	orbite géostationnaire	orbite géostationnaire
Liaison	point à point à l'aide d'un faisceau étroit	couverture d'une grande surface à l'aide d'un faisceau large
Puissance électrique du réémetteur	de l'ordre de 20 watts	de 200 à 400 watts

- Tableau I.1 : Données générales des réseaux de télécommunications spatiales et de TVDS .

Il ressort , de ce tableau , une différence importante quant aux valeurs des puissances mises en jeu qui , pour la TVDS , sont très élevées permettant donc , contrairement au réseau de télécommunications , des liaisons directes satellite-récepteur domestique .

I-2) Caractéristiques du réémetteur (satellite) :

La détermination des performances de la station réceptrice impose la connaissance des caractéristiques du réémetteur (satellite) à savoir :

- La P.I.R.E (puissance isotrope rayonnée équivalente) dans l'axe du faisceau est de l'ordre de 64 dBW .
- La puissance électrique est de 200 W et plus .

- La bande de fréquence est de 11,7 GHz à 12,5 GHz
- La largeur des canaux de télévision est de 27 MHz avec modulation en fréquence .

Nous donnons comme exemple le satellite Français TDF1 dont la carte d'identité est la suivante :

- Position orbitale du satellite [1] $19^{\circ} \pm 0,1^{\circ}$ ouest (figure 1.1)
- Ouverture de l'antenne d'émission $2,5^{\circ} \times 0,98^{\circ}$
- Coordonnées du centre du faisceau $2,6^{\circ}E$ $45,9^{\circ}N$
- Orientation du faisceau 160°
- Bande de fréquence d'émission 11,7 GHz - 12,1 GHz
- Canaux 1,5,9,13,17
- P.I.R.E maximale 64 dBW
- Polarisation circulaire droite
- Largeur des canaux de télévision 27 MHz

Compte tenu de ces données , nous trouvons une densité surfacique au sol de $- 103 \text{ dBW/m}^2$.

1-3) Caractéristiques de la station réceptrice :

La station réceptrice (figure 1.2) est caractérisée par le facteur de mérite G/T , où G et T représentent respectivement le gain de l'antenne (les pertes de pointage et les pertes de couplage avec le préamplificateur sont prises en considération) et la température de bruit du récepteur . Le facteur de mérite dépend principalement des caractéristiques de l'antenne et du premier étage (figure 1.3) .

Compte tenu de la valeur du facteur de mérite G/T de $6 \text{ dB/}^{\circ}K$ (fixé par la CAMRS) et se plaçant dans le cas le plus défavorable , nous obtenons , à la fréquence de 12 GHz , un rapport porteuse sur bruit de $13,1 \text{ dB}$ et un rapport signal sur bruit de $34,6 \text{ dB}$. Ces valeurs sont considérées suffisantes pour une réception vidéo de bonne qualité .

Comme chaque pays a son propre réseau et dispose de cinq canaux , il en résulte des situations de brouillage qui peuvent devenir critiques . Il faut donc utiliser une antenne très directive , de gain élevé et de dimensions réduites . Ces exigences conduisent alors à l'emploi d'antennes paraboliques [2] ou planes à ruban [3] .

Avec un angle d'ouverture de deux degrés , fixé également par la CAMRS , nous avons , à la fréquence de 12 GHz , pour une antenne parabolique :

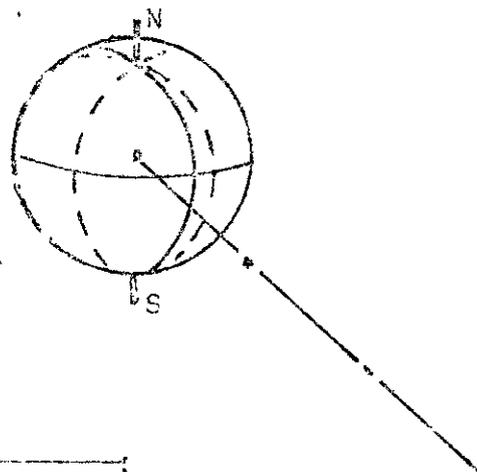
- diamètre de l'antenne $D = 90$ centimètres
- gain effectif de l'antenne $G_a = 38,5$ dB

Ces valeurs nous donnent un facteur de bruit global F de 6 dB .

II- Réseau de TVDS pour l'Algérie :

Deux faisceaux d'émission | 1 | sont attribués à l'Algérie (figure 1.1) :

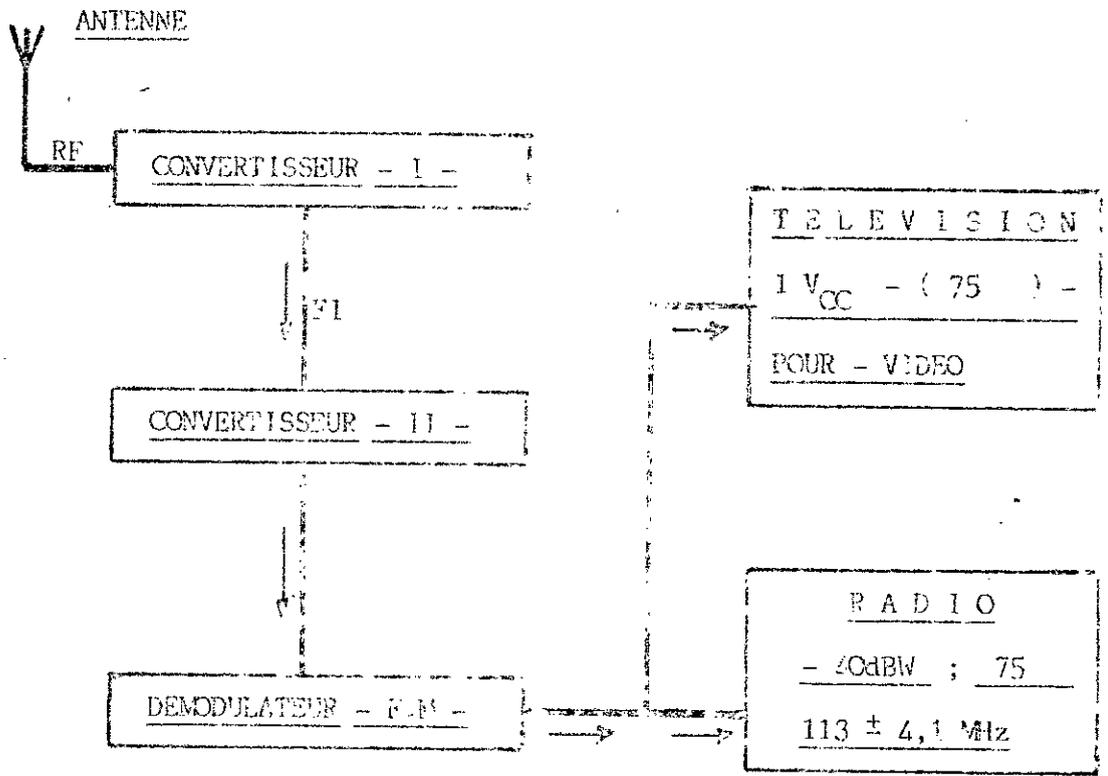
- un faisceau pour la partie nord de densité surfacique de puissance de -103 dBW/m² ;
 - un faisceau pour la partie sud de même densité surfacique de puissance .
- Chacun de ces faisceaux comporte cinq (5) canaux (tableau 1.2) .



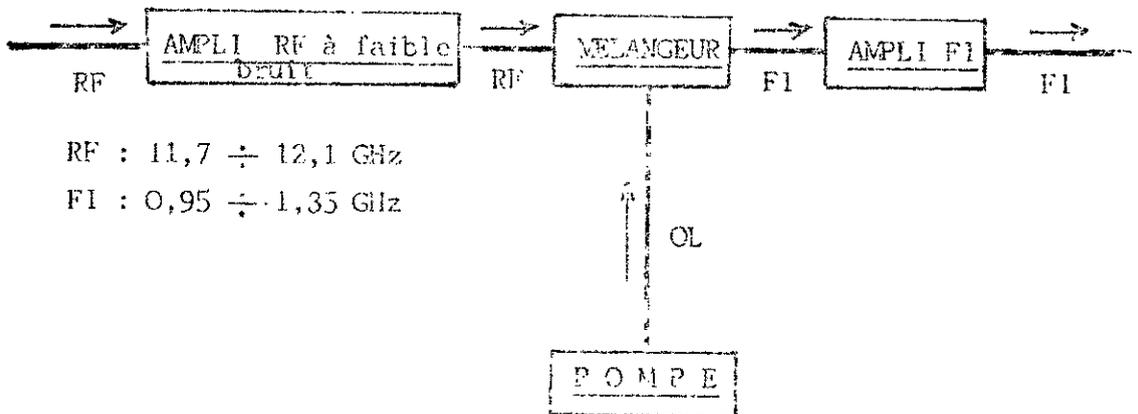
25°
Algérie - Lybie
Togo - Maroc
Tunisie - Ghana
Niger

19°
France - Bénin
Autriche - R.F.A
Luxembourg - Italie
Belgique - Nigéria
Suisse - Hollande
Guinée Equatoriale

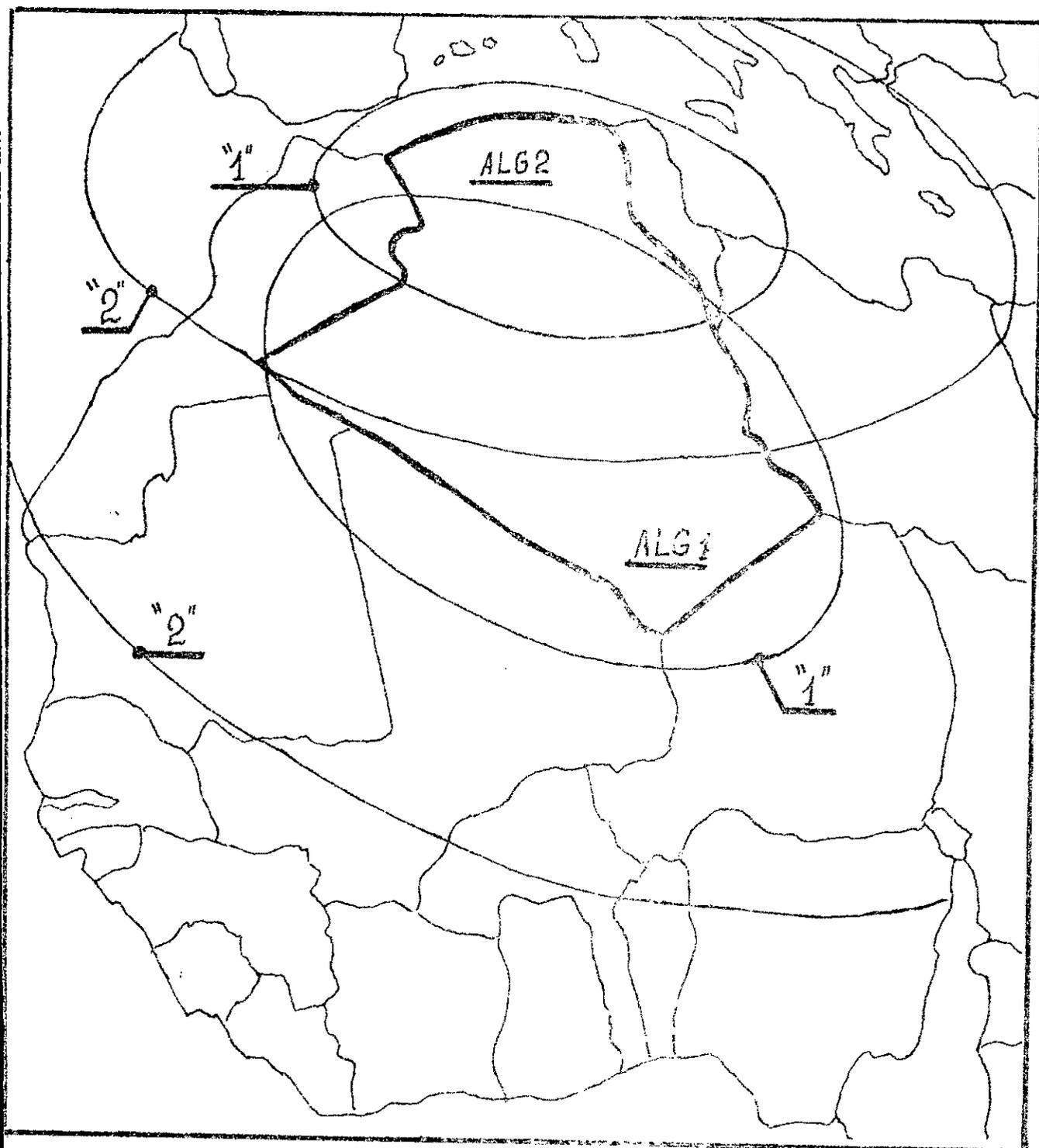
- Figure 1-1 : Répartition des satellites de TVDS .



- Figure 1-2 : Station réceptrice de la TVDS .
(le convertisseur I est à l'extérieur)



- Figure 1-3 : Schéma du convertisseur -I-



- Figure I-4 : Couverture attribuée à l'Algérie

Faisceau Sud (ALG 1)

Faisceau Nord (ALG 2)

"1" - Réception individuelle

"2" - Réception collective

Pays	Couverture			Canal	Fréquence (MHz)	PIRE (dBW)	Gain-antenne	Pertes hyperfréquences	Puissance de sortie
	Point visé	Ellipse	Orientation						
Algérie Nord	4,20	2,4	172	2	11746,66	63,40	39,49 dB	1,5	347 W
	Ouest			6	11823,38	63,40			347 W
				10	11900,10	63,50			355 W
	33,2	14		11976,82	63,60	363 W			
	Nord	1,3		18	12058,54	63,60			363 W
Algérie Sud	1,60	3,6	152	4	11785,02	62,80	35,45 dB	1,5	767 W
	Ouest			8	11861,74	62,80			767 W
				12	11938,48	62,90			785 W
	25,5	16		12015,18	63,00	803 W			
	Nord	2,2		20	12091,90	63,00			803 W

- Tableau I-2 : Canaux de TVDS pour l'Algérie .

III- Choix du composant actif et de la technologie :

III-1) Choix du composant actif :

Ce choix nous impose une étude comparative (tableau 1.3) des différents composants semi-conducteurs .

Dispositif	Utilisations (en amplification)
Diodes IMPATT et GUNN	elles sont surtout utilisées comme amplificatrices de puissance pour les fréquences élevées [4] jusqu'à 100 GHz . Elles doivent être couplées à des circulateurs .
Transistors bipolaires	Ils dominent jusqu'à 3 GHz dans les applications exigeant un facteur de bruit faible , un gain élevé et une amplification importante [4] en classes A , B , AB et C .
Diode TUNNEL	elle est candidate pour l'amplification à faible bruit [4] jusqu'à 20 GHz (facteur de bruit de l'ordre de 5 dB à 14 GHz) . Elle doit être associée à un circulateur .
Transistor MESFET GaAs	il est très utilisé dans l'amplification à faible bruit et moyenne puissance [5] jusqu'à 40 GHz . A 12 GHz , son facteur de bruit est inférieur à 2 dB .

- Tableau 1.3 : Composants micro-ondes utilisés dans l'amplification .

Ce tableau nous permet de retenir le transistor MESFET GaAs , compte tenu des contraintes imposées à savoir les performances et le coût dans le cadre de l'utilisation grand public .

III-2) Choix de la technologie :

La technologie des lignes à bande est compatible avec les circuits à structure plane et plus particulièrement

les transistors . Il existe plusieurs structures de lignes à bande pour la réalisation des circuits micro-ondes . Une étude comparative [6] est nécessaire pour le choix de la structure (tableau 1.4) la plus appropriée .

Structure	Caractéristiques
Microruban	elle est simple , facile à connecter aux composants et dépend fortement du diélectrique . Les méthodes de conception sont nombreuses .
Ligne ruban	elle est complexe , difficile à connecter aux composants et dépend fortement du diélectrique . Les méthodes de conception sont très nombreuses .
Guide d'onde coplanaire	elle est simple , facile à connecter aux composants et dépend peu du diélectrique . Les méthodes de conception sont presque inexistantes .
Microruban inversé	elle est complexe , difficile à connecter aux composants et dépend peu du diélectrique . Les méthodes de conception sont peu nombreuses .
Ligne à ruban suspendu	elle est complexe , difficile à connecter aux composants et dépend peu du diélectrique . Les méthodes de conception sont peu nombreuses .

- Tableau 1.4 : Comparaison des lignes à bandes .

Il ressort de ce tableau que la ligne microruban s'avère la mieux adaptée à notre amplificateur .

Il existe d'autres types de lignes à bandes [7 et 8] mais qui ne propagent pas le mode TEM .

Chapitre II : Analyse des amplificateurs
micro-ondes à transistors

I- Généralités :

Comme tout dispositif micro-onde , l'amplificateur hyperfréquence à transistor est caractérisé par sa matrice de répartition généralisée qui est nécessaire pour l'analyse des critères de stabilité et d'adaptation simultanée . Ces critères , déterminés sous certaines conditions , définissent respectivement la fonction amplificatrice et la valeur maximale du gain en puissance .

II- Matrice de répartition généralisée d'un multipôle :

Les ondes de répartition du multipôle à n accès (figure II.1) sont définies [4 et 5] par les relations matricielles suivantes :

$$[a] = [R] [[V] + [Z] [I]] \quad (II.1a)$$

$$[b] = [R] [[V] - [Z^{T*}] [I]] \quad (II.1b)$$

où $[V] = [Z_N] [I]$

avec $[V]$: matrice tension du multipôle ;

$[I]$: matrice courant du multipôle ;

$[Z]$: matrice impédance de normalisation , elle est diagonale et ses éléments sont Z_i ($i=1,2,\dots,n$) ;

$[R]$: matrice diagonale d'éléments $\frac{1}{2}(\text{Réal } Z_i)^{-\frac{1}{2}}$;

$[Z_N]$: matrice impédance du multipôle ;

$[Z^{T*}]$: conjugué de la matrice transposée de $[Z]$.

La matrice de répartition $[S]$ du multipôle , normalisée par rapport aux impédances Z_i , est définie par :

$$[b] = [S] [a] \quad (II.2)$$

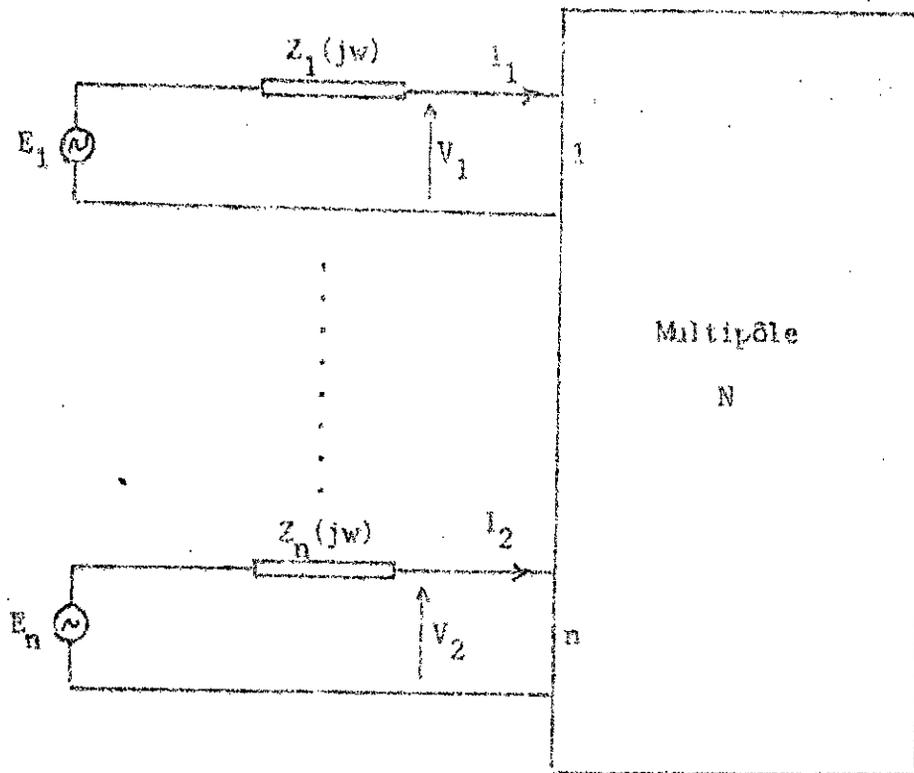
Compte tenu des relations précédentes , les matrices de répartition et d'impédance du multipôle s'expriment donc :

$$[S] = [R] ([Z_N] - [Z^{T*}]) ([Z_N] + [Z])^{-1} [R]^{-1} \quad (II.3)$$

$$[Z_N] = [R^{-1}] \left[[I_N] - [S] \right]^{-1} \left[[S] [Z] + [Z^{Tx}] \right] [R] \quad (11.4)$$

où $[I_N]$: matrice unité

En pratique, le multipôle est caractérisé par ses paramètres S mesurés par rapport à une référence unique ($Z_0 = 50$ ohms). Pour une caractérisation générale (impédances de référence quelconques), nous utiliserons la relation (A₁.8) de l'annexe A1.



- Figure 11-1 : Multipôle alimenté par des générateurs

E_i d'impédances Z_i .

III- Caractéristiques de l'amplificateur micro-onde :

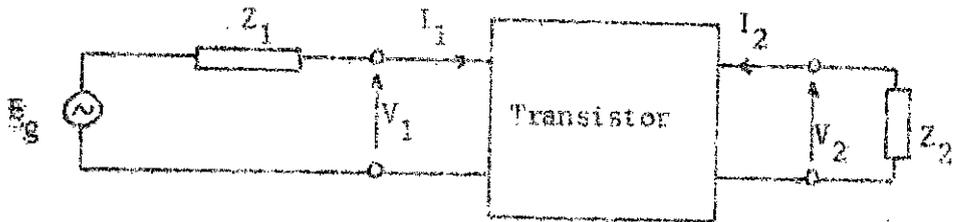
La matrice [S] de l'élément actif est normalisée par rapport à une seule impédance caractéristique de valeur 50Ω et celle du quadripôle amplificateur (figure 11.2) par rapport à Z_1 et Z_2 respectivement impédances de source et de charge .

Les conditions imposées [4] à l'amplificateur sont :

$$| S_{11} | < 1 \quad \text{et} \quad | S_{22} | < 1 \quad (11.5a)$$

$$| \Gamma_1 | < 1 \quad \text{et} \quad | \Gamma_2 | < 1 \quad (11.5b)$$

où Γ_1 et Γ_2 représentent respectivement les coefficients de réflexion de source et de charge .



- Figure 11-2 : Schéma synoptique d'un amplificateur

III-1) Gain de transfert en puissance et coefficient de réflexion :

La relation (A.1.8) donne :

$$S_{21}^i = \frac{| 1 - \Gamma_2 |}{| 1 - \Gamma_1 |} \frac{1 - \Gamma_1}{1 - \Gamma_2^*} \left[\frac{1 - |\Gamma_1|^2}{1 - |\Gamma_2|^2} \right]^{\frac{1}{2}} S_{21} \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{D} \quad (11.6a)$$

$$S_{11}^i = \frac{1 - \Gamma_1 (S_{21} S_{12} - S_{11} S_{22}) \Gamma_2 + S_{11} - \Gamma_1^* (1 - \Gamma_2 S_{22})}{1 - \Gamma_1^*} D \quad (11.6b)$$

$$S_{22}^i = \frac{1 - \Gamma_2 (S_{21} S_{12} - S_{11} S_{22}) \Gamma_1 + S_{22} - \Gamma_2^* (1 - \Gamma_1 S_{11})}{1 - \Gamma_2^*} D \quad (11.6c)$$

$$\text{où } D = (1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}$$

Le gain de transfert en puissance de l'amplificateur s'écrit donc :

$$G_T = |S_{21}|^2 = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|D|^2} \quad (11.7)$$

Etant donné que les paramètres S_{ij} sont connus et fixés par les conditions de polarisation, à la fréquence de travail désirée, seuls les coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 seront à déterminer en fonction de la valeur de G_T voulue.

III-2) Adaptation simultanée :

L'adaptation simultanée permet d'assurer le transfert maximal de puissance à l'entrée du quadripôle actif et également à la charge Z_2 . La valeur de G_T sera alors maximale.

L'adaptation simultanée est traduite par les relations suivantes :

$$Z_e = Z_1^* \quad \text{et} \quad Z_s = Z_2^*$$

où Z_e et Z_s représentent respectivement les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle actif.

En termes de coefficient de réflexion, cela s'exprime par :

$$\Gamma_e = \Gamma_1^* \quad \text{et} \quad \Gamma_s = \Gamma_2^*$$

où Γ_e et Γ_s représentent respectivement les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie du quadripôle actif et s'écrivent (Annexe A2) :

$$\Gamma_e = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_2}{1 - S_{22} \Gamma_2} \quad (11.8a)$$

$$\Gamma_s = S_{22} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_1}{1 - S_{11} \Gamma_1} \quad (11.8b)$$

Pour l'adaptation simultanée, les coefficients de réflexion de source et de charge (Annexe A2) s'expriment :

$$\Gamma_{IM} = \frac{B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{\frac{1}{2}}}{2C_1} \quad (11.9a)$$

$$Y_{2M} = \frac{B_2^2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{\frac{1}{2}}}{2C_2} \quad (11.9b)$$

où B_1 , C_1 , B_2 et C_2 sont donnés par les relations (A₂.6) et (A₂.9).

Nous définissons une condition nécessaire et suffisante d'adaptation simultanée (Annexe A2) exprimée par l'inégalité suivante :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (11.10)$$

Dans ce cas, le gain de transfert en puissance | 10 | s'écrit :

$$G_{\text{max}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left[K \pm \left| K^2 - 1 \right|^{\frac{1}{2}} \right] \quad (11.11)$$

Le signe moins est utilisé lorsque les B_j ($j=1,2$) sont positifs et le signe plus lorsqu'ils sont négatifs.

III-3) Critère de stabilité :

III-3-1) Stabilité inconditionnelle :

Un amplificateur est inconditionnellement stable si les parties réelles des impédances d'entrée et de sortie restent positives quel que soit le choix de Z_1 et Z_2 . Autrement dit, nous devons avoir :

$$|Y_e| < 1 \quad , \quad |Y_2| < 1 \quad (11.12a)$$

$$|Y_s| < 1 \quad , \quad |Y_1| < 1 \quad (11.12b)$$

ou bien : $|S_{11}'| < 1$ et $|S_{22}'| < 1$ (11.12c)

La condition nécessaire et suffisante (Annexe A3), pour la stabilité inconditionnelle, est donné par :

$$K > 1 \quad (11.13a)$$

et $|\Delta| < 1$ (11.13b)

avec $|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$ (11.13c)

Nous pouvons donc adapter un amplificateur inconditionnellement stable , mais l'inverse n'est pas forcément vrai .

III-3-2) Stabilité conditionnelle :

Lorsque la stabilité incondi-
tionnelle n'est pas réalisée , le quadripôle actif considéré peut être rangé [10] dans l'une ou l'autre des catégories :

- amplificateur conditionnellement stable adaptable : $K > 1$ et $|\delta| > 1$
- amplificateur conditionnellement stable non adaptable : $|K| \leq 1$
- amplificateur instable à l'état naturel : $K < -1$

III-3-3) Cercles de stabilité :

Dans le cas d'un amplificateur conditionnellement stable , il est important de connaître l'ensemble des impédances de source (Z_1) et de charge (Z_2) produisant la stabilité .

Les lieux de Γ_2 (respectivement Γ_1) donnant la valeur critique $|\Gamma_2| = 1$ (respectivement $|\Gamma_1| = 1$) sont des cercles [4 et 10] appelés cercles de stabilité (Annexe A4) dont les rayons et les centres sont donnés respectivement par les relations (A4.4a) et (A4.4b) .

Ces cercles sont tracés sur l'abaque de Smith et chacun d'eux peut présenter deux cas différents (figures 11.3 et 11.4) où Γ_2 (respectivement Γ_1) ne doit pas se trouver dans la zone ombrée . La stabilité inconditionnelle [10] est obtenue donc si :

a) pour l'entrée :

$$\left| R_2 - |\Omega_2| \right| > 1 \quad (11.14a)$$

ou encore sous sa forme explicite :

$$\left| \frac{|S_{12}S_{21}| - |C_2^*|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| > 1 \quad (11.14b)$$

b) pour la sortie :

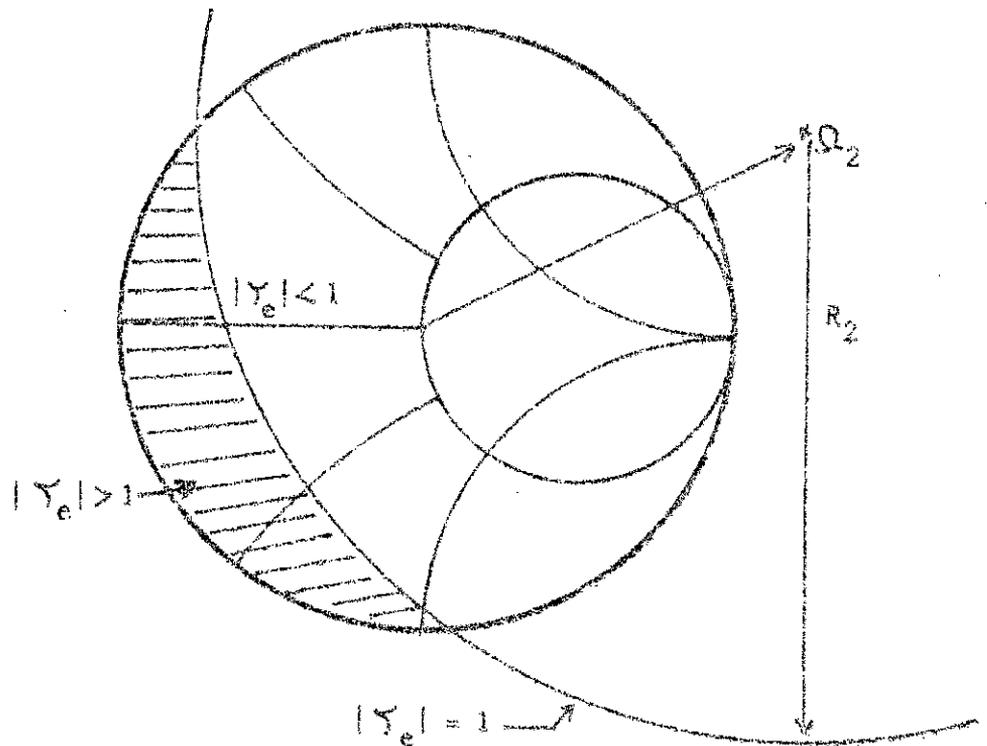
$$\left| R_1 - |\Omega_1| \right| > 1 \quad (11.15a)$$

ou encore sous sa forme explicite :

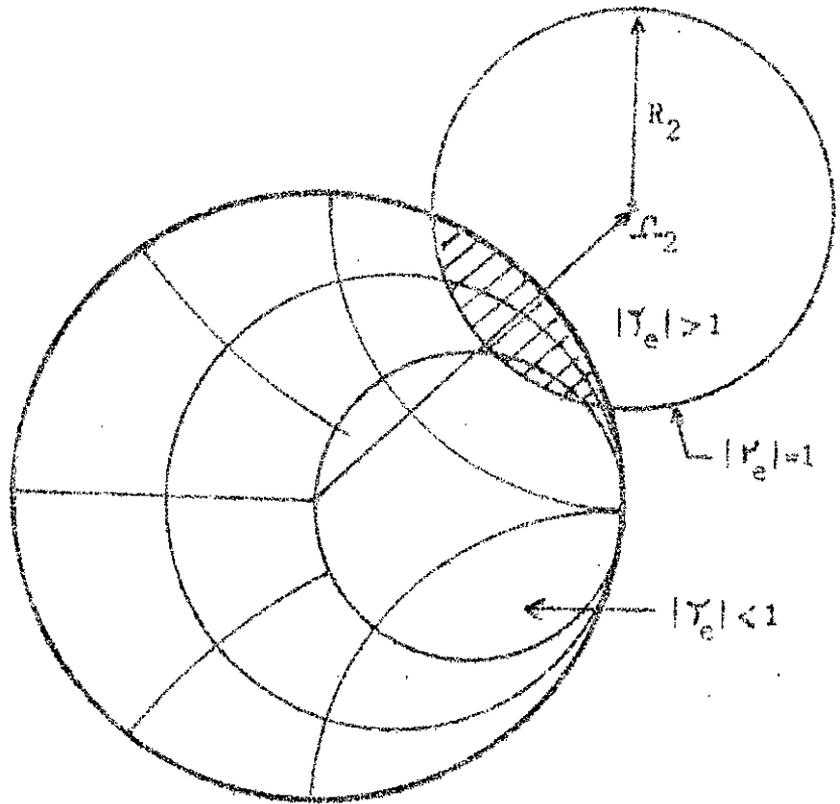
$$\left| \frac{|S_{12}S_{21}| - |C_1^*|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| > 1 \quad (11.15b)$$

avec R_i et Ω_i ($i=1,2$) respectivement le rayon et le centre du cercle de stabilité (Annexe A4) correspondant à l'accès i ;

Si le module de K est inférieur à l'unité ($|K| < 1$), il est nécessaire d'étudier l'évolution des cercles de stabilité dans la bande de fréquence considérée.



- Figure II-3 : Cercle critique d'instabilité contenant le centre de l'abaque (cas où $|S_{11}| < 1$)



- Figure II-4 : Cercle critique d'instabilité ne contenant pas le centre de l'abaque (cas où $|S_{11}| < 1$)

IV- Facteur de bruit d' un amplificateur :

Toute amplification d'un signal produit une certaine dégradation de celui-ci . Le signal et le bruit à l'entrée sont amplifiés , mais , de plus , l'amplificateur ajoute son propre bruit et il est caractérisé , pour cela , par le facteur de bruit F défini [4] par la relation suivante :

$$F = \frac{N_o}{kT_oBG} \quad (11.16)$$

- où N_o : puissance de bruit à la sortie de l'amplificateur
- kT_oB : puissance de bruit disponible à l'entrée de l'amplificateur
- B : bande passante de l'amplificateur
- G : gain en puissance de l'amplificateur
- k : constante de Boltzmann ($1,374 \times 10^{-23}$ joules/°K)
- T_o : température standard ($T_o = 290^\circ\text{K}$) .

L'amplificateur peut être caractérisé par sa température de bruit T_e qui s'écrit :

$$T_e = T_o (F - 1) \quad (11.17)$$

Le facteur de bruit F dépend de la structure de l'amplificateur [4] et de l'impédance interne de source (Annexe A5) . Il est donné par la relation (A5.7) et peut s'écrire aussi :

$$F = F_{\min} + 4r_n \frac{|\Upsilon_s - \Upsilon_{\min}|^2}{|1 + \Upsilon_{\min}|^2 (1 - |\Upsilon_s|^2)} \quad (11.18a)$$

$$\text{ou} \quad r_n = R_n / Z_o \quad (11.18b)$$

et Υ_s : coefficient de réflexion de source .

Υ_{\min} : coefficient de réflexion optimal de source

Le facteur de bruit d'un amplificateur à n étages en cascade est donné [4 et 10] par la formule de Friis :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i} \quad (11.19)$$

où F_i et G_i sont le facteur de bruit et le gain en puissance du $i^{\text{ème}}$ étage .

La température de bruit équivalente de l'ensemble s'écrit donc :

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i} \quad (11.20)$$

Si G_1 (gain du premier étage) est important , F ou T_e , d'après les relations précédentes , est à peu de chose près celui ou celle du premier étage .

Chapitre III : Etude des amplificateurs
micro-ondes à transistor

I- Généralités :

Notre étude se limite aux amplificateurs à transistors (bipolaire et à effet de champ), caractérisés par les paramètres S_{ij} qui sont normalisés par rapport à une impédance de valeur 50Ω .

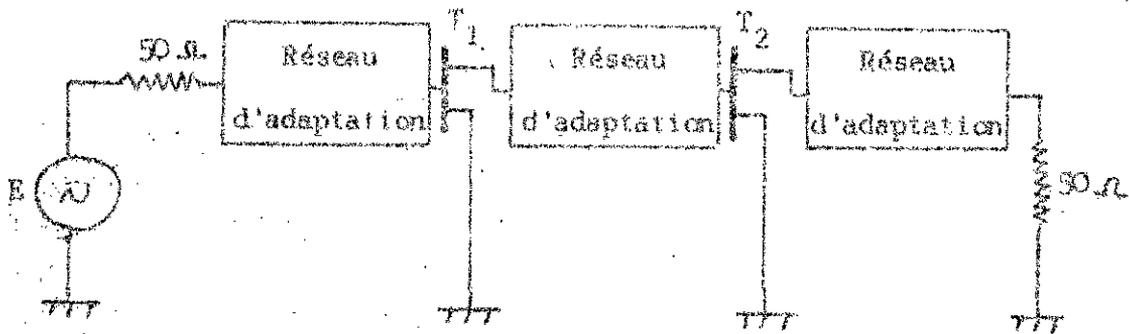
Dans la conception des amplificateurs, l'un des aspects les plus importants à analyser est la stabilité. Si ce critère n'est pas respecté, il pourrait se produire une oscillation indésirable entraînant la destruction du dispositif actif. Par conséquent, une étude préalable de l'évolution des cercles de stabilité dans la bande de fréquence désirée s'impose.

La structure générale d'un amplificateur à transistor est représentée par la figure III-1 où les circuits associés, appelés réseaux d'adaptation, feront l'objet d'une synthèse selon les performances recherchées.

Du point de vue de la bande de fréquence, on peut distinguer deux types d'amplificateurs :

- Amplificateurs à bande étroite (bande passante relative inférieure à 5%).
- Amplificateurs à large bande .

Leurs méthodes de synthèse et leurs structures sont différentes .



-Figure III-1 : Amplificateur à transistors à effet de champ (T_1 et T_2) à deux étages

II- Amplificateur à transistor à bande étroite :

Il y a trois conceptions de base [4] des amplificateurs à transistor à bande étroite :

- Amplification à gain maximal
- Amplification à faible bruit
- Amplification de puissance

Les transistors présentent , selon les conditions de polarisation , différentes valeurs des paramètres caractéristiques .

II-1) Amplificateur à gain maximal :

Les deux réseaux d'adaptation intercalés à l'entrée et à la sortie ont pour fonction d'assurer un transfert maximal de puissance d'une part entre le générateur et le transistor , et d'autre part , entre le transistor et la charge . Autrement dit , ils doivent réaliser l'adaptation simultanée ou conjuguée en transformant respectivement les coefficients de réflexion Γ_1 en Γ_{1M} et Γ_2 en Γ_{2M} donnés par les relations (A2.7) et (A2.8) (Annexe A2).

II-1-1) Transistor inconditionnellement stable :

Cette condition se traduit par :

$$K > 1 \quad \text{et} \quad |\Delta| < 1$$

On démontre dans ce cas que les B_j ($j=1,2$) données par les relations (A2.6b) et (A2.9b) sont positifs (Annexe A2) . On a donc :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (III.1a)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (III.1b)$$

$$\Gamma_{1M} = C_1^* \left[B_1 - (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{\frac{1}{2}} \right] / 2|C_1|^2 \quad (III.2a)$$

$$\Gamma_{2M} = C_2^* \left[B_2 - (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{\frac{1}{2}} \right] / 2|C_2|^2 \quad (III.2b)$$

où C_1 et C_2 sont donnés par les relations (A2.6a) et (A2.9a) (Annexe A2) . Compte tenu des relations (III.2a) et (III.2b) , le gain maximal s'écrit :

$$G_{\max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left[K - (K^2 - 1)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (III.3)$$

Ce gain constitue donc l'objectif à atteindre , Il est d'autant plus grand que K est voisin de l'unité et sa valeur maximale , appelée gain maximal de stabilité (M.S.G) , s'écrit :

$$M.S.G = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (III.4)$$

II-1-2) Transistor conditionnellement stable :

Dans ce cas, K est plus petit que l'unité ; G_{\max} n'est donc pas défini. On introduit alors une nouvelle notion du gain, gain de puissance G_p , qui est donné par :

$$G_p = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2} \quad (III.5)$$

S'_{21} et S'_{11} sont obtenus pour $\Gamma_1 = 0$ puisque G_p est indépendant de l'impédance de source Z_1 . Ils s'écrivent donc :

$$S'_{21} = S_{21} \frac{|1 - \Gamma_2|}{1 - \Gamma_2^*} \cdot \frac{1}{(1 - |\Gamma_2|)^{\frac{1}{2}}} \cdot \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{1 - \Gamma_2^* S_{22}} \quad (III.6a)$$

$$S'_{11} = \frac{(1 - \Gamma_2^* S_{22}) S_{11} + \Gamma_2^* S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_2^* S_{22}} \quad (III.6b)$$

Compte tenu de (III.6a) et (III.6b), l'équation (III.5) devient :

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_2|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2RC_2 \Gamma_2} \quad (III.7)$$

où $RC_2 \Gamma_2$ est la partie réelle du nombre complexe $C_2 \Gamma_2$.

Le gain de puissance normalisé est défini comme suit :

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2}$$

G_p (g_p) dépend seulement des paramètres S_{ij} du transistor et de l'impédance de charge. Comme les premiers sont fixés par les conditions de polarisation, la seconde par contre devra être choisie en fonction de la valeur de G_p (g_p) désirée.

On démontre (Annexe A7) que le lieu de Γ_2 donnant une valeur de g_p

constante est un cercle . Dans ce cas , concevoir un amplificateur ayant un gain en puissance $G_p = |S_{21}|^2 g_p$ consiste à :

- choisir à la fois Γ_2 dans la zone de stabilité et sur le cercle de gain constant de valeur g_p donnée .

- choisir le coefficient de réflexion de source Γ_1 tel que :

$$\Gamma_1 = \left[\frac{S_{11} - \Gamma_2 \Delta}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right]^* \quad (III.8)$$

II-2) Amplificateur à faible bruit :

II-2-1) Amplificateur à un seul étage :

L'amplificateur à faible bruit doit avoir un coefficient de réflexion de source de bruit optimal Γ_{min} afin d'obtenir un facteur de bruit minimal F_{min} . On doit connaître donc , en plus des paramètres S_{ij} du transistor , ceux du bruit à savoir Γ_{min} , R_n et F_{min} .

Pour un coefficient de réflexion de source quelconque , le facteur de bruit F est donné par la relation (II .18) .

Le but de la conception de l'amplificateur à faible bruit consiste à synthétiser un réseau d'adaptation capable de transformer Γ_1 en Γ_{min} . La relation (II.18) définit une famille de cercles appelés cercles de bruit constant (Annexe A.8) . Ces cercles représentent (figure III.2) les lieux , sur l'abaque de Smith , des coefficients de réflexion Γ_1 pour F constant .

II-2-2) Amplificateur à plusieurs étages :

Pour ce type d'amplificateur , on s'intéresse essentiellement au facteur de mérite [10] plutôt qu'à chercher à minimiser le facteur de bruit F .

Pour un étage de facteur de bruit F et de gain G_a , le facteur de mérite M s'écrit :

$$M = \frac{F - 1}{1 - 1/G_a} \quad (III.9)$$

ou encore sous sa forme explicite :

$$M = \frac{|S_{21}|^2 [(r_{\min} - 1) |1 + r_{\min}|^2 (1 - |\gamma_1|^2) + 4r_n |\gamma_1 - r_{\min}|^2]}{|1 + r_{\min}|^2 (1 - |\gamma_1|^2) |S_{21}|^2 + |S_{22} - \Delta r_1|^2 - |1 - S_{11} \gamma_1|^2} \quad (III.10)$$

La conception consiste à placer, en tête de la chaîne, l'étage ayant M le plus faible. Il s'agit alors de trouver γ_1 minimisant la valeur de M donnée par l'expression (III.10). Quant au gain G_a , il peut être déterminé soit graphiquement [10] ou analytiquement à partir de la relation suivante :

$$G_a = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\gamma_1|^2)}{1 - |S_{22}|^2 + |\gamma_1|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2R(C_1 \gamma_1)} \quad (III.11)$$

Le lieu de γ_1 à G_a constant (figure III.3) est un cercle de :

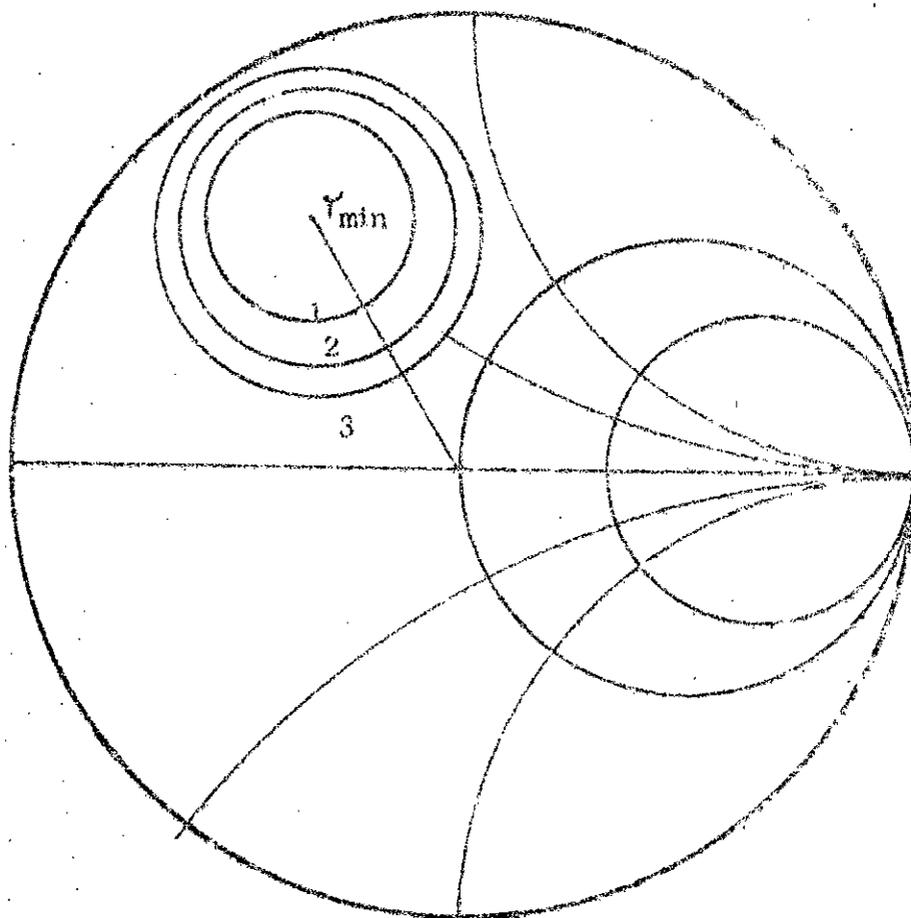
$$\text{centre } C_a = \frac{g_a (S_{11}^* - \Delta^* S_{22})}{1 + g_a (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (III.12a)$$

$$\text{rayon } R_a = \frac{(1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_a + |S_{12} S_{21}|^2 g_a^2)^{1/2}}{|1 + g_a (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (III.12b)$$

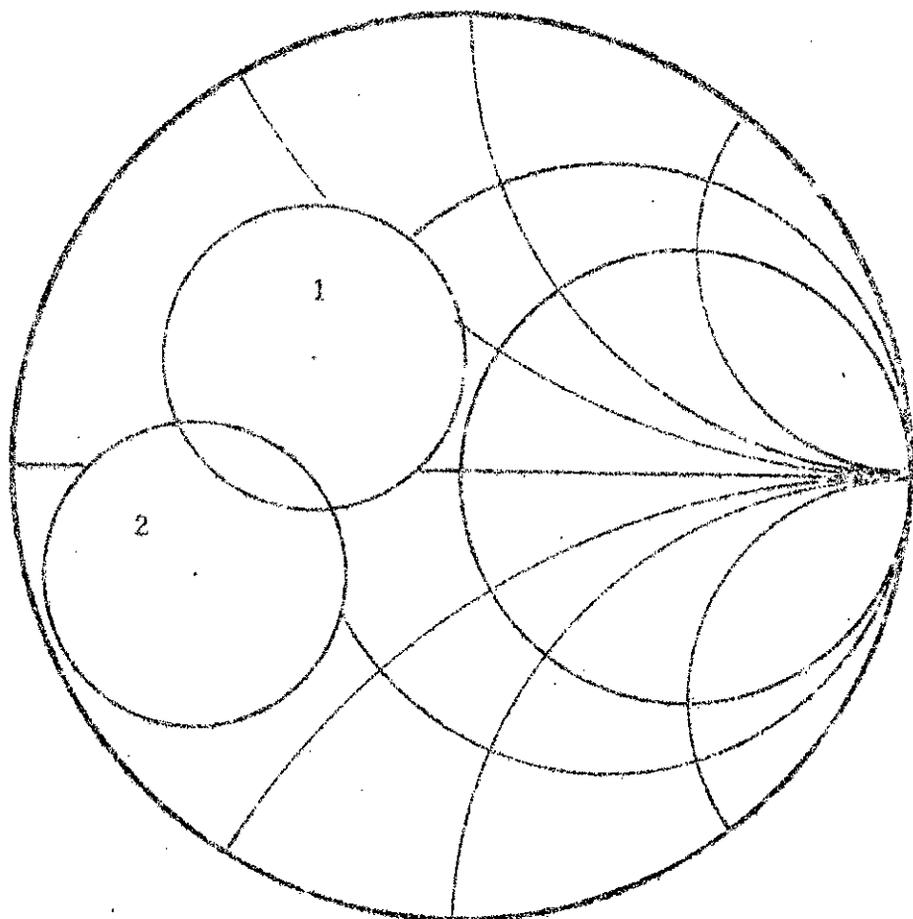
où $g_a = G_a / |S_{21}|^2$

Le coefficient de réflexion γ_2 rendant G_a maximal, après avoir choisi γ_1 , est :

$$\gamma_2 = \left[\frac{S_{22} - \gamma_1 \Delta}{1 - \gamma_1 S_{11}} \right]^* \quad (III.13)$$



- Figure 111-2 : Cercles de bruit (1, 2 et 3)



- Figure III-3 : Cercles de bruit (1) et à gain G constant (2) .

III- Techniques de mesure de l'amplificateur :

Quel que soit le type d'amplificateur à transistor à concevoir, il est indispensable de connaître au préalable les paramètres caractéristiques dynamiques et de bruit du transistor à utiliser à savoir les paramètres de dispersions S_{ij} , l'admittance optimale de bruit Y_{min} , la résistance de bruit R_n et le facteur de bruit minimal F_{min} . Ces paramètres sont mesurés sous différentes conditions de polarisation et à diverses fréquences par l'analyseur de réseau et le mesureur de bruit.

III-1) Technique de mesure des paramètres S du transistor :

Le transistor doit être monté sur un support de test [11] constitué le plus souvent de lignes microrubans (figure III.4) et alimenté par des téés de polarisation qui peuvent être internes ou externes au support de test.

La technique dite de "l'épluchage" [11] permet d'obtenir les paramètres S du transistor. Elle consiste à caractériser ou à mesurer les circuits associés au transistor dans une première étape et d'en tirer ensuite les paramètres de celui-ci en utilisant la matrice chaîne. Le support est constitué d'une part par les transitions coaxial-microruban dont les paramètres S sont S_{ci} (entrée) et S_{co} (sortie) et d'autre part de deux sections de ligne microruban d'impédance caractéristique 50 ohms dont les paramètres sont S_{mi} (entrée) et S_{mo} (sortie).

La matrice chaîne C_t du transistor est donnée par :

$$C_t = (C_i)^{-1} . C_g . (C_o)^{-1} \quad (III.14)$$

avec $C_i = C_{ci} . C_{mi}$ (matrice chaîne de l'ensemble transition-ligne)

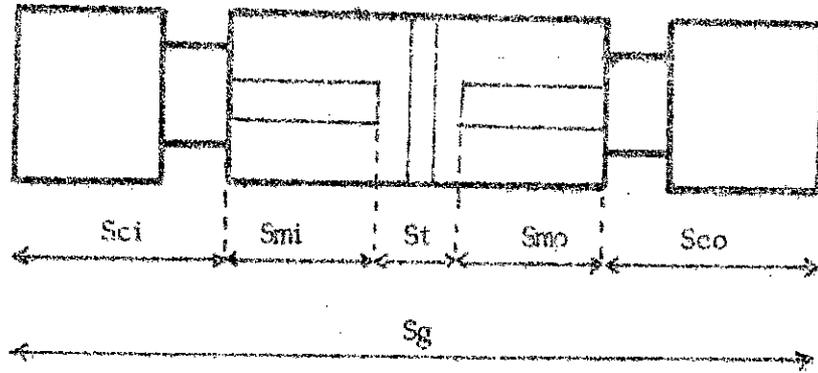
$C_o = C_{co} . C_{mo}$ (matrice chaîne de l'ensemble ligne-transition)

C_g : matrice chaîne globale du support.

La matrice de répartition S_t du transistor est obtenue à partir de la valeur de C_t .

III-1-1) Caractérisation de la ligne microruban et de la transition :

a) Ligne microruban :



- Figure III-4 : Support de test d'un transistor caractérisé par St .

III-1-1) Caractérisation de la ligne microruban et de la transition :

a) Ligne microruban :

Le coefficient de réflexion Γ_1 à l'entrée d'un quadripôle réciproque chargé par une impédance de coefficient de réflexion Γ_1 s'écrit :

$$\Gamma_1 = S_{11} - \frac{(S_{12})^2}{S_{22} - 1/\Gamma_1} \quad (III.15)$$

La ligne microruban utilisée (figure III.5) est un circuit ouvert de longueur variable et caractérisée par sa constante de propagation γ qui s'exprime :

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Les mesures des coefficients de réflexion $\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2$ et Γ_3 correspondants à des longueurs de lignes différentes de d ($l = l_0 - k.d$, $k = 0, 1, 2, 3$), permettent de déterminer [12] la valeur de la constante de propagation γ qui s'écrit donc :

$$(\cosh \gamma d)^2 = \frac{(\Gamma_0 - \Gamma_2)(\Gamma_1 - \Gamma_2)}{4(\Gamma_0 - \Gamma_1)(\Gamma_2 - \Gamma_3)} \quad (III.16)$$

b) Transition :

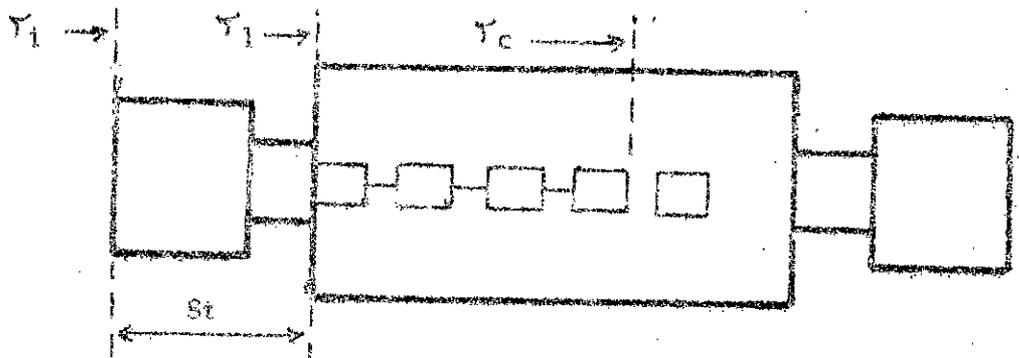
La détermination préalable de la constante de propagation γ est impérative pour caractériser la transition . Ainsi , on a (figure III.5) :

$$\gamma_1 = \gamma_c \cdot e^{-\gamma l} \quad (III.17)$$

et compte tenu des relations (III.15 et III.17) , l'expression de γ_i devient :

$$\gamma_i = \frac{\gamma_1 (S_{11c} S_{22c} - S_{12c}^2) - S_{11c}}{\gamma_1 S_{22c} - 1} \quad (III.18)$$

Les valeurs de γ_i ($i=0,1,2,3$) ainsi obtenues, constituent un système de quatre équations à quatre inconnues dont la résolution donne la matrice de répartition de la transition .



- Figure III-5 : Circuit de caractérisation de la ligne microruban et des transitions

III-2) Techniques de mesure du facteur de bruit :

III-2-1) Sources de bruit :

Les méthodes de mesure de bruit nécessitent deux sources de bruit à températures différentes (une source à température cryogénique T_1 et une seconde chauffée en général à T_2 de l'ordre de 100°C) produisant deux puissances de bruit KT_1B et KT_2B . Le rapport de puissances délivrées à la charge [11] est appelé facteur Y :

$$Y = \frac{T_2 + T_e}{T_1 + T_e} \quad (III.19)$$

Cette expression permettra de déduire la valeur de la température effective T_e du transistor (ou de l'amplificateur) et celle du facteur de bruit en tenant compte de la relation (III.17) .

En pratique , on préfère utiliser soit un tube à décharge soit une source de bruit état-solide étalonnée en comparaison avec une charge dite chaude-froide [11] . Les diodes avalanche , fonctionnant jusqu'à 26 GHz , sont les plus répandues et caractérisées par leurs bruits en excès ENR (Excess Noise Ratio) qui s'écrit :

$$ENR = E = \frac{T_2}{290} - 1 \quad (III.20)$$

E est généralement de l'ordre de 14 à 16 dB .

Si l'impédance de source n'est pas parfaite ($Y_s \neq 0$) , il faudrait ajouter un terme correctif [11] à l'expression (III.20) qui deviendrait

$$E = \left[\frac{T_2}{290} - 1 \right] \cdot (1 - |Y_s|^2) \quad (III.21)$$

III-2-2) Mesure du facteur de bruit :

a) Amplificateur :

Le banc de mesure (figure III.6) permet de relever [11] les paramètres F_c , R_1 , R_2 et R_3 représentant respectivement :

- le facteur de bruit de chaîne ;
- l'atténuation avec source éteinte et sans l'amplificateur à tester ;
- l'atténuation avec source éteinte et l'amplificateur à tester ;
- l'atténuation avec source allumée et l'amplificateur ;

à partir desquels , on peut calculer les deux facteurs G et F de l'amplificateur d'après [13] les expressions :

$$G = F_c \cdot \frac{Y_1 - Y_0}{ENR} \quad (III.22)$$

$$F = \frac{F_c (Y_0 - 1) + 1}{G} \quad (III.23)$$

avec $Y_0 = R_1$ et $Y_1 = R_3 - R_1$.

b) Transistor :

Dans le cas des transistors, le gain disponible est plus faible et dépend de la qualité des éléments qui lui sont associés tels que les résistances de polarisation, les adaptateurs et les transitions. La mesure est donc fortement dépendante [14] du facteur de bruit de chaîne (figure III.7). Il faut tenir compte également du support de test. Ces éléments introduisent deux sortes de pertes :

- pertes dues au réseau réalisant l'impédance de source optimale et elles sont données par :

$$L = A \cdot \frac{1 - |Y_{\min}|^2}{1 - A^2 |Y_{\min}|^2} \quad (III.24)$$

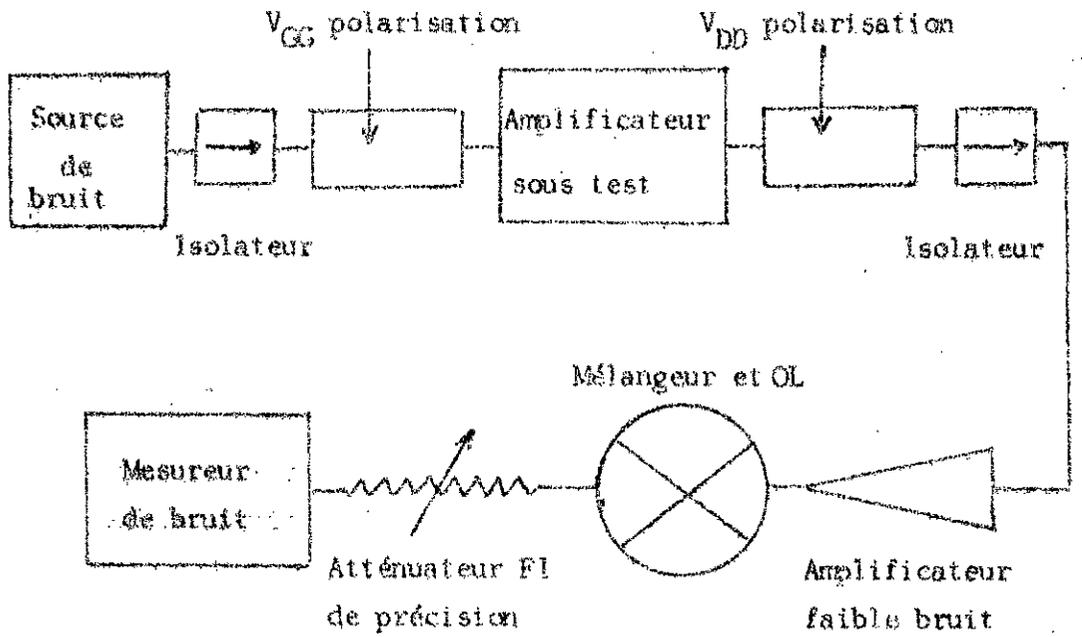
A représente les pertes de la ligne 50 ohms entre l'élément d'adaptation et le transistor. Ces pertes peuvent être évaluées graphiquement [11] à partir d'un réseau de courbes (figure III.8).

- pertes occasionnées par l'adaptateur et qui s'expriment [15] en fonction de la matrice | S | :

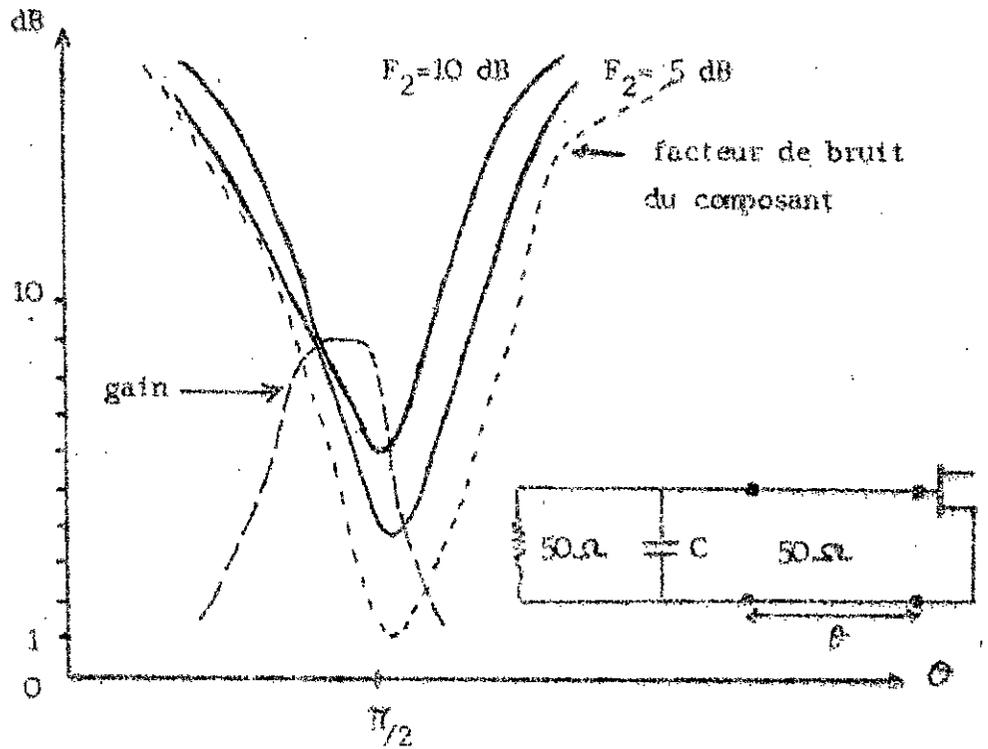
$$\eta = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (III.25)$$

Le support de test-adaptateur est un dispositif comportant des disques métalliques coulissants pour optimiser le bruit et le gain.

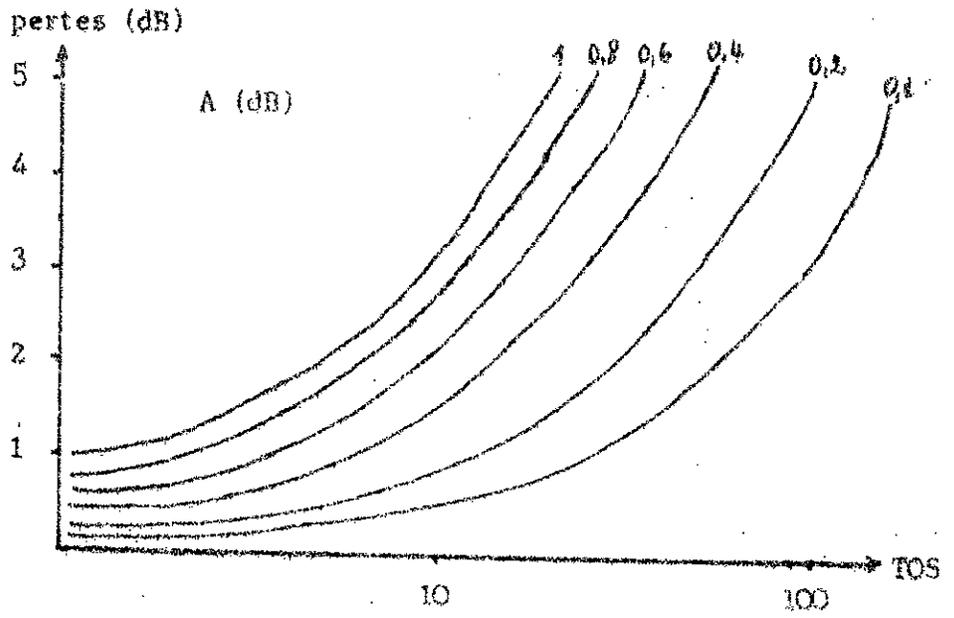
Pour déterminer les paramètres de bruit du transistor F_{\min} , R_n et Y_{\min} et afin d'éliminer la contribution au bruit du reste de la chaîne, on procède [16 - 19], en pratique, à plusieurs mesures de bruit avec différentes admittances de source à l'aide d'un banc de mesure automatique (figure III.9).



- Figure III-6 : Mesure du facteur de bruit d'un amplificateur .

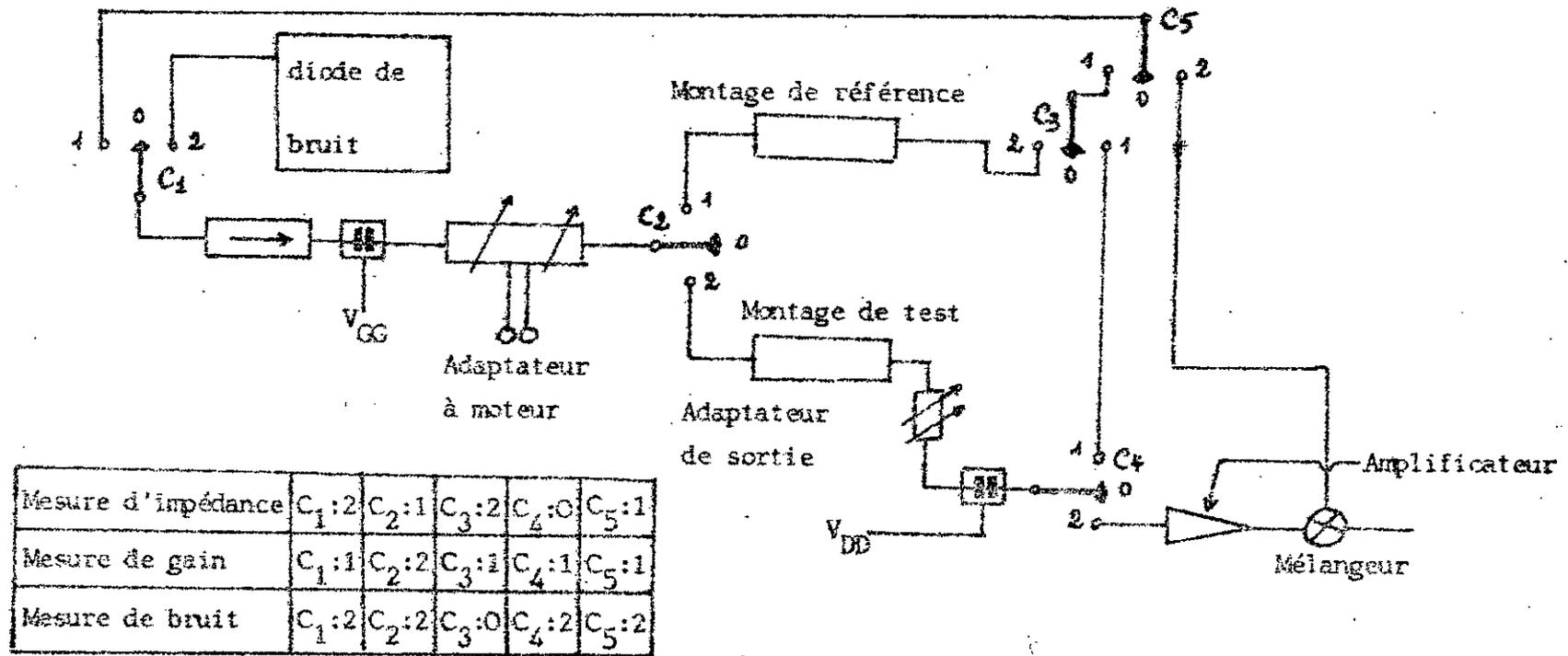


- Figure III-7 : L'optimisation du facteur de bruit, sur un banc de mesure, par l'impédance d'entrée dépend fortement de F_2 , le facteur de bruit des étages suivants .



- Figure III-8 : Pertes globales en dB lorsqu'une impédance de TOS élevé est adaptée au travers d'une ligne de propagation ayant des pertes A (dB) .

analyseur de réseaux (automatique)



- Figure III-9 : Banc de mesure automatique des paramètres de bruit. Le calculateur de l'analyseur automatique de réseaux contrôle les commutateurs, fait l'acquisition des données et calcule les paramètres de bruit.

Chapitre IV : Le transistor MESFET G.A.

I- Généralités :

Le transistor à effet de champ T.E.C (ou F.E.T) est un dispositif semi conducteur unipolaire pouvant être comparé à une résistance semi conductrice dont la section est modulée par une jonction polarisée en inverse . Cette jonction a donc le rôle d'une grille permettant de contrôler le passage du courant .

Parmi les trois structures principales (figure IV.1) du F.E.T [11], seule la dernière , plus particulièrement si le substrat utilisé est l'arséniure de gallium (résistivité et mobilité cinq fois plus grandes que celles du silicium) , présente des performances intéressantes dans le domaine des microondes .

II- Structure du MESFET GaAs :

Une coupe schématisée (figure IV.2) d'un MESFET GaAs qui , compte tenu de ses dimensions , est à faible bruit [11], fait apparaître trois éléments essentiels :

- Le substrat
- La couche conductrice de type N (appelée couche active)
- Les contacts de source (S) , drain (D) et grille (G)

III- Principe de fonctionnement :

En fonctionnement normal , les tensions grille-source V_{GS} et drain-source V_{DS} sont respectivement négative et positive . Une région dépeuplée de porteurs se crée sous la grille (figure IV.3) et varie avec V_{GS} . Le courant circule à travers le canal conducteur en y produisant une chute de tension $U(x)$.

III-1) Caractéristique courant-tension :

La caractéristique courant-tension (figure IV.4) est constituée de trois régions distinctes :

- Région ohmique où le courant croît linéairement puisque la résistance drain-source R_{DS} est constante .
- Région où R_{DS} est variable du fait que la mobilité dans la couche active décroît et la zone dépeuplée s'étend du côté drain .
- Région où le courant est constant .

III-2) Résistances séries :

Les résistances séries globales de source et de drain (figure V.5) s'écrivent [11] respectivement :

$$R_s = R_c + R_{s1} + R_{s2}$$

$$= R_c + (qN_D \mu_0 Z)^{-1} \left[\frac{L_{SG1}}{a_1} + \frac{L_{SG2}}{a_2} \right] \quad (IV.1a)$$

$$R_D = R_c + R_{D1} + R_{D2}$$

$$= R_c + (qN_D \mu_0 Z)^{-1} \left[\frac{L_{DG1}}{a_1} + \frac{L_{DG2}}{a_2} \right] \quad (IV.1b)$$

- où N_D : densité des donneurs ;
- μ_0 : mobilité des électrons ;
- q : charge de l'électron ;
- Z : largeur de grille ;
- $L_{SG1} + L_{SG2}$: distance source-grille ;
- $L_{DG1} + L_{DG2}$: distance drain-grille .

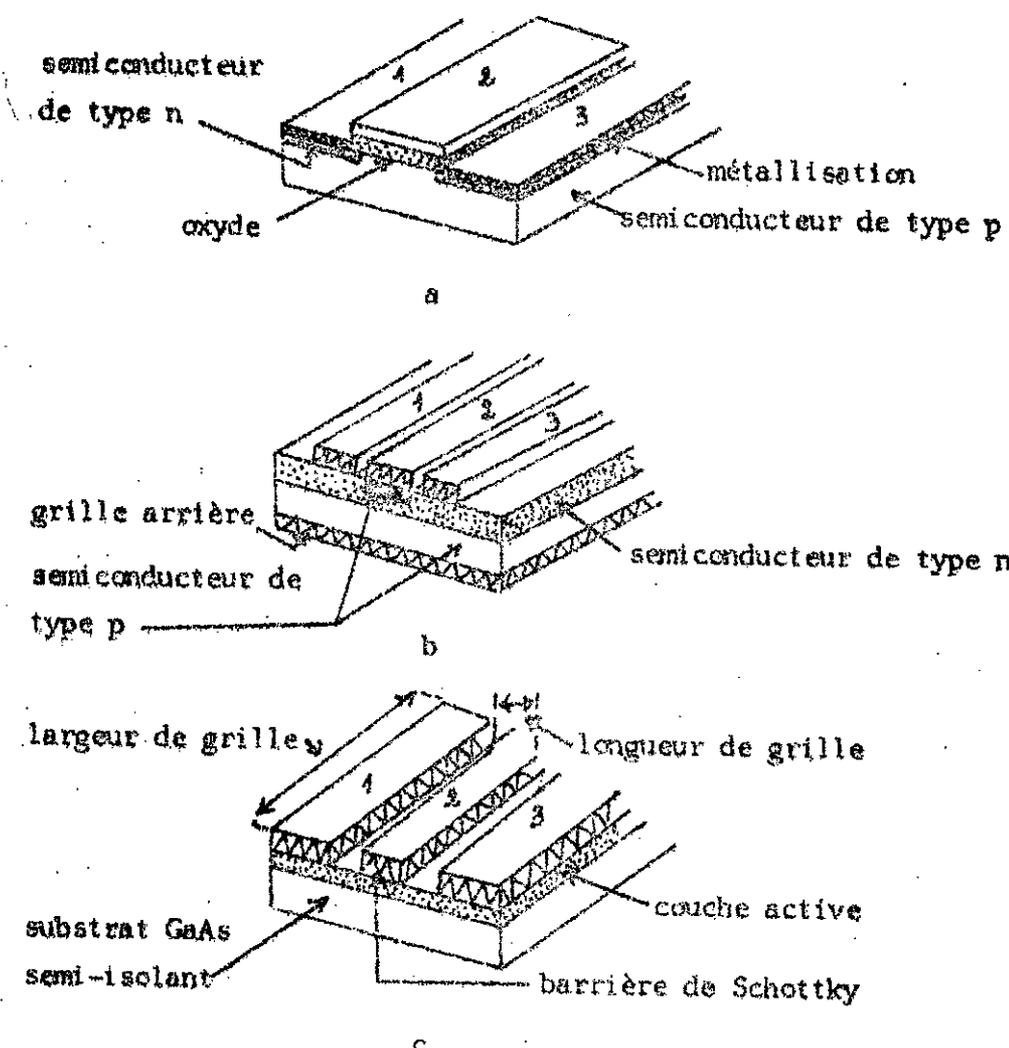
Les résistances R_{Si} et R_{Di} ($i=1,2$) sont liées à la présence des zones conductrices inactives entre grille-source et grille-drain . Quant à la résistance R_c , elle est due [20] à l'imperfection du contact chimique (or - germanium) de résistivité ρ_c et s'exprime par la relation :

$$R_c = \left[\frac{\rho_c}{qN_D \mu_0 a_1} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{Z} \quad (IV.2)$$

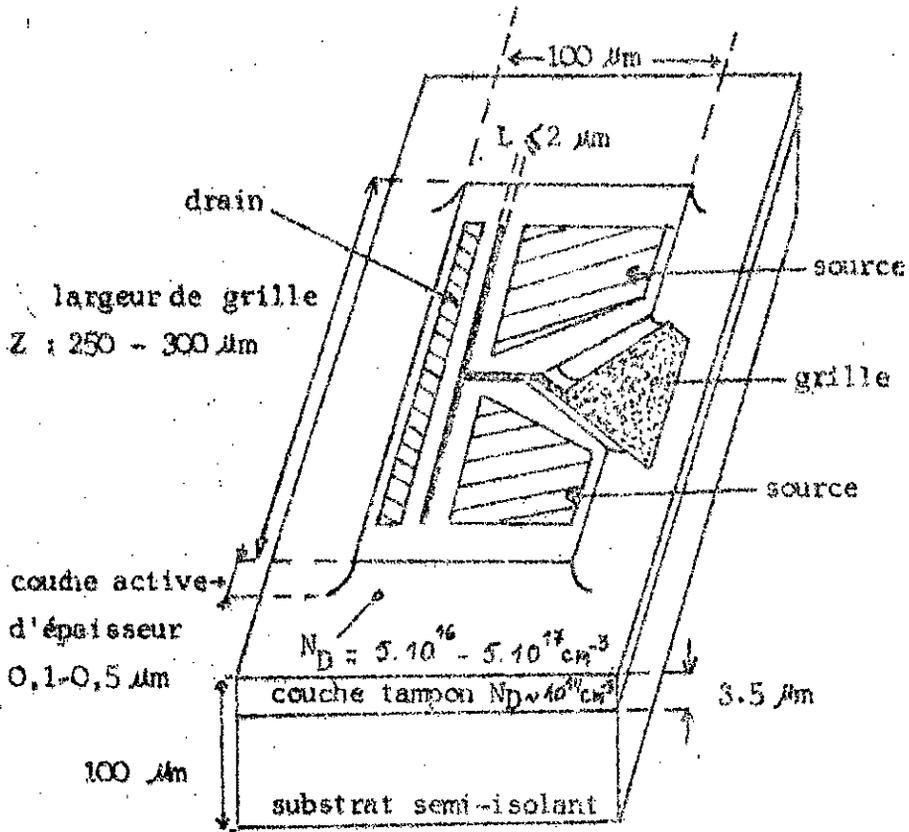
La résistance de grille R_G est liée [21] à la résistivité du métal de grille et donnée par l'expression :

$$R_G = \frac{\rho_g Z}{3lh} \quad (IV.3)$$

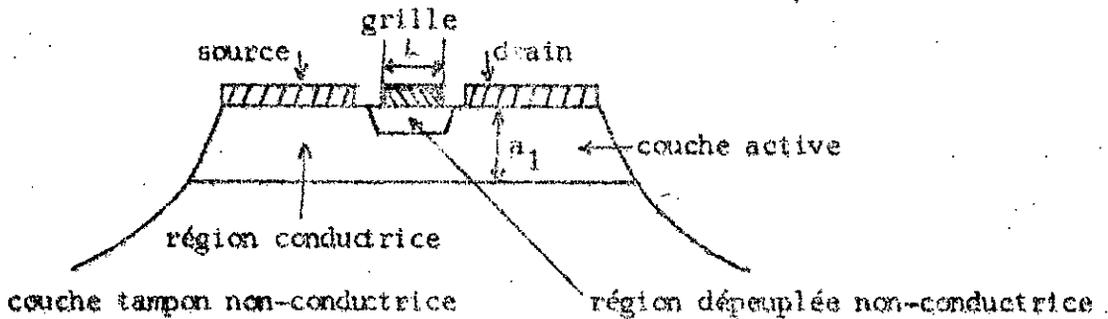
où ρ_g et h sont respectivement la résistivité et l'épaisseur du métal .



- Figure IV-1 : Les trois structures de base des transistors à effet de champ (1:source , 2:grille , 3:drain)
a : Transistor métal-oxde-semi-conducteur (MOS) ,
b : Transistor à jonction (JFET) ,
c : Transistor métal semi-conducteur (MESFET) ,



a

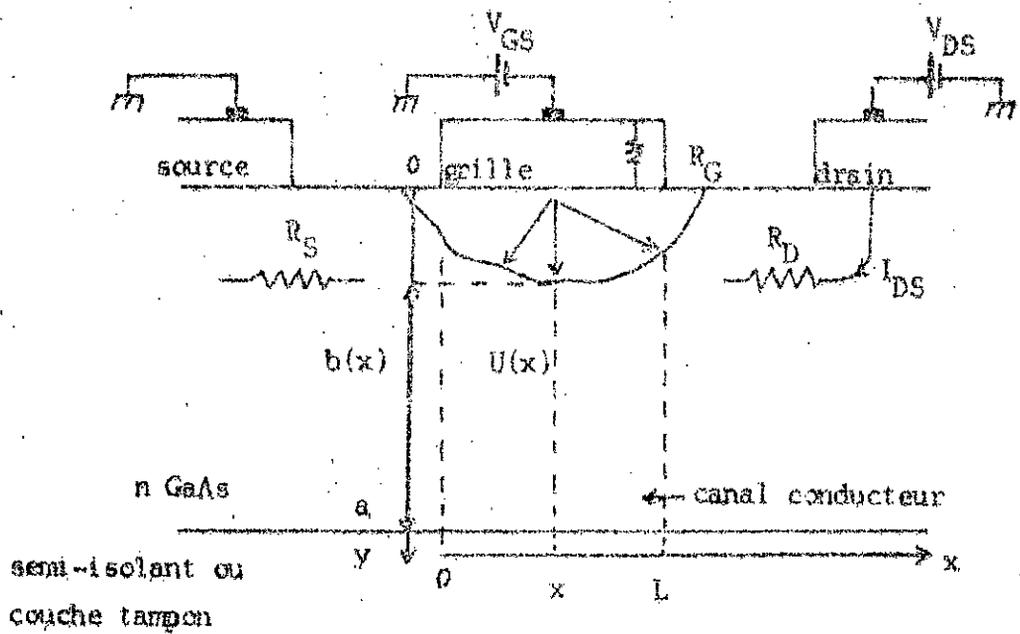


b

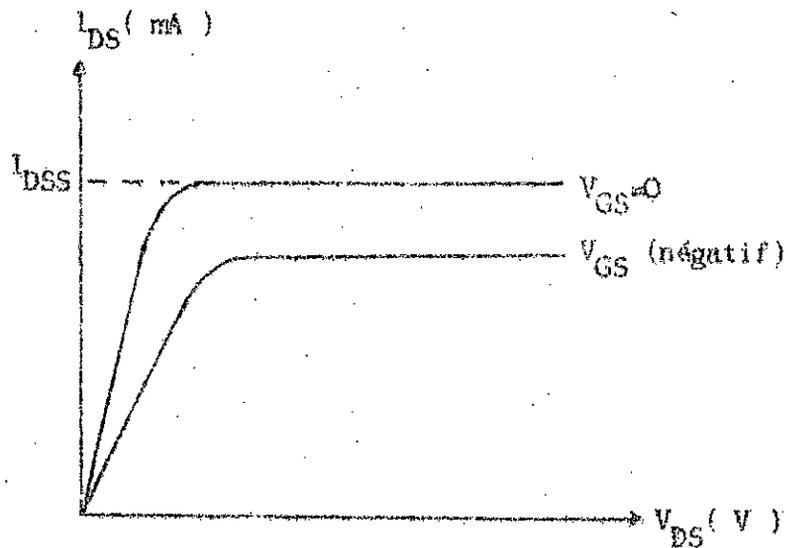
- Figure IV-2 : Structure d'un transistor MESFET GaAs .

a : Représentation schématique

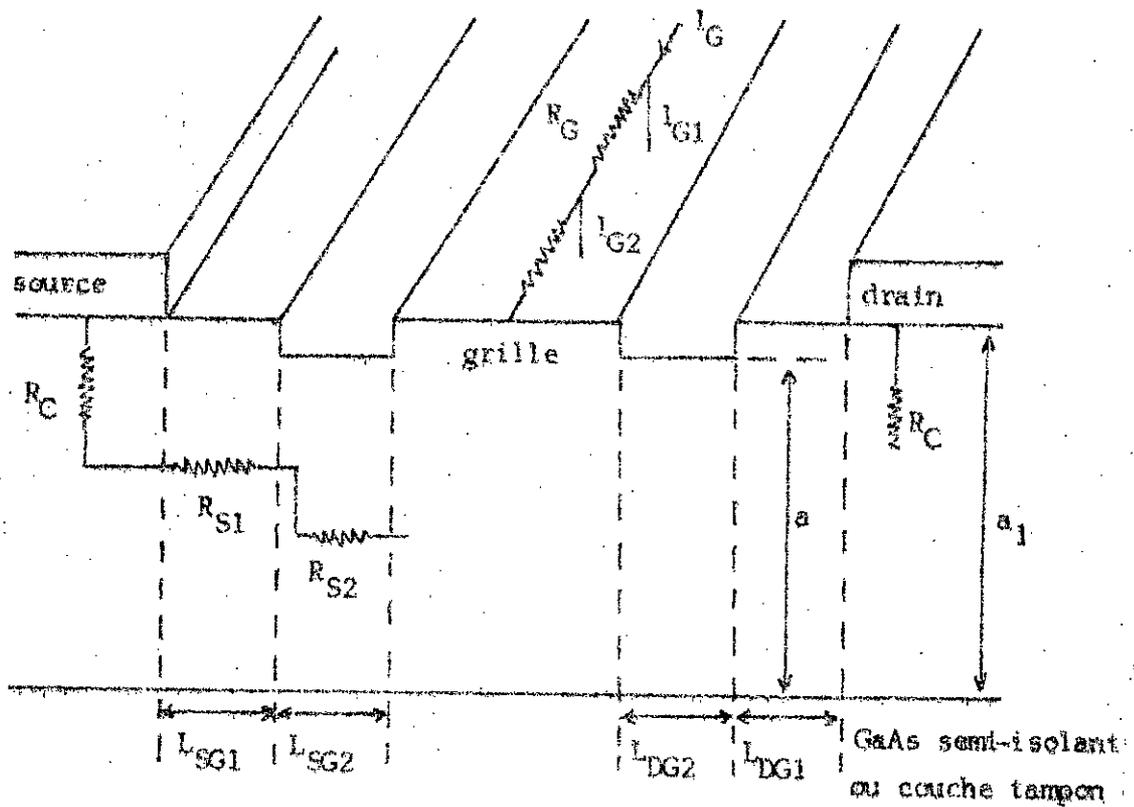
b : Coupe selon une direction perpendiculaire à la grille .



- Figure IV-3 : Coupe de la zone active d'un MESFET GaAs .



- Figure IV-4 : Caractéristique courant-tension
 $I_{DS} = f(V_{DS})$.



- Figure IV-5 : Coupe d'un MESFET à grille creusée .

III-9) Transistor MESFET aux fréquences hautes:

En hautes fréquences, apparaissent (figures IV.6) les capacités parasites des bords C_{GSf} et C_{GDf} [22 - 24] , données par la relation :

$$C_{GDf} = C_{GSf} = Z \epsilon \pi / 2 \quad (IV.4)$$

La résistance R_i et la capacité C_i sont liées à des effets distribués sous la grille . La résistance R_{GD} prend compte de la nature distribuée du canal entre la grille et le drain [22] .

La pente et la conductance intrinsèques du transistor , g_{mo} et g_{do} , en basses fréquences , sont définies par les relations suivantes :

$$g_{mo} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \quad (V_{GS} \text{ constant })$$

$$g_{do} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \quad (V_{GS} \text{ constant })$$

g_{mo} peut s'écrire :

$$g_{mo} = \frac{V_s Z \epsilon}{a} \quad (IV.5)$$

Pour évaluer avec précision l'influence de chacun des éléments du montage (figure IV.6b) et en raison de sa complexité , nous ne pouvons utiliser que l'analyse numérique .

L'analyse du schéma unilatéralisé (figure IV.7) , en supposant que la sortie est court circuitée , nous permet de donner la fréquence de transition f_T qui s'écrit [11] , pour une valeur du gain en courant égale à l'unité :

$$f_T = V_s (2\pi L)^{-1} \quad (IV.5)$$

où v_s est la vitesse saturée (10^7 cm/s) ;
et L la longueur de grille .

IV- Bruit dans le MESFET :

Dans le MESFET , il ne peut exister de sources de bruit de grenaille en l'absence de jonction parcourue par un courant . Par contre , la présence de plusieurs régions résistives , canal conducteur , régions latérales et métallisation de grille , est à l'origine de nombreuses sources de bruit thermique .

IV-1) Bruit thermique du canal :

Ce bruit est lié à l'agitation thermique des porteurs du canal [25] et sa valeur quadratique moyenne dans une bande de fréquence Δf s'écrit :

$$\overline{e_n^2} = \frac{4KTP\Delta f}{g_{mo}} \quad (IV.7)$$

où T est la température du canal et P un coefficient de bruit dépendant des conditions de polarisation . Ce coefficient est minimal lorsque le courant I_{DS} (drain-source) s'approche de zéro .

IV-2) Bruit thermique de grille :

Ce bruit est induit par le couplage capacitif du canal avec l'électrode de grille [26] et sa valeur quadratique moyenne est :

$$\overline{i_g^2} = \frac{4KTC_1(2\pi f)^2 R}{g_{mo}} \quad (IV.8)$$

où R est un coefficient de bruit (de l'ordre de 0,5 à 300°K) .

Les bruits thermiques du canal et de grille sont étroitement liés et la valeur quadratique moyenne de corrélation est :

$$\overline{i_{gn}^*} = \frac{4KTC_1(2\pi f)Q}{g_{mo}} \Delta f \quad (IV.9)$$

où $Q = C(RP)^{\frac{1}{2}}$ avec C un coefficient de corrélation normalisé (inférieur à 0,8).

IV-3) Bruits thermiques dus à R_S, R_D et R_G :

Les valeurs quadratiques moyennes de ces bruits sont données par l'expression suivante :

$$\overline{e^2} = 4KTR\Delta f \quad (IV.10)$$

où R prend les valeurs R_S, R_D et R_G .

IV-4) Facteur de bruit du MESFET :

L'analyse du quadripôle (figure IV.8) permet de déterminer le facteur de bruit minimal [27 et 28] qui s'écrit :

$$F_{min} = 1 + 2K_1 - \frac{f}{f_T} \left[\frac{T}{T_0} (R_G + R_S) g_{mo} + K_2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (IV.11)$$

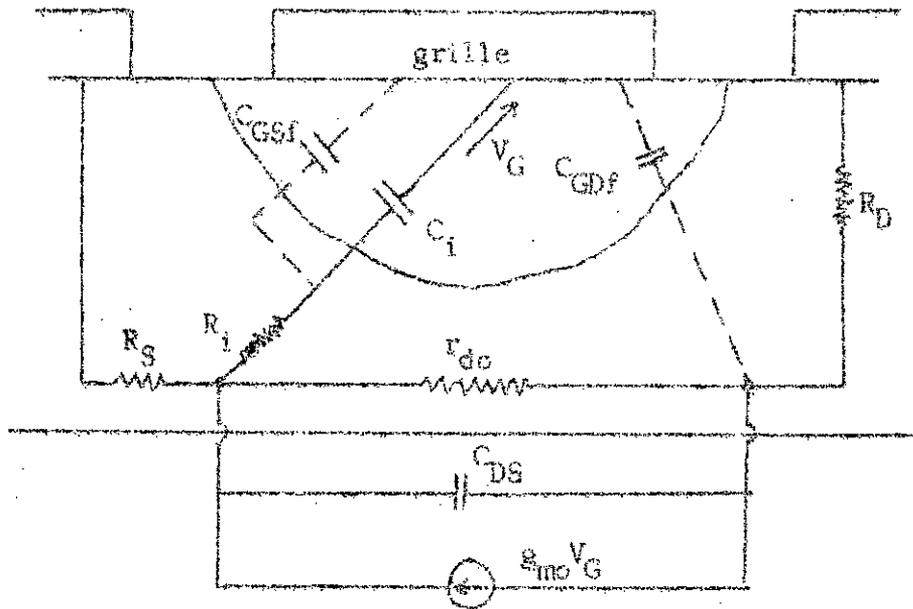
où $K_1 = (R + P - Q)^{\frac{1}{2}}$

$K_2 = PR(1 - C^2)/K_1^2$

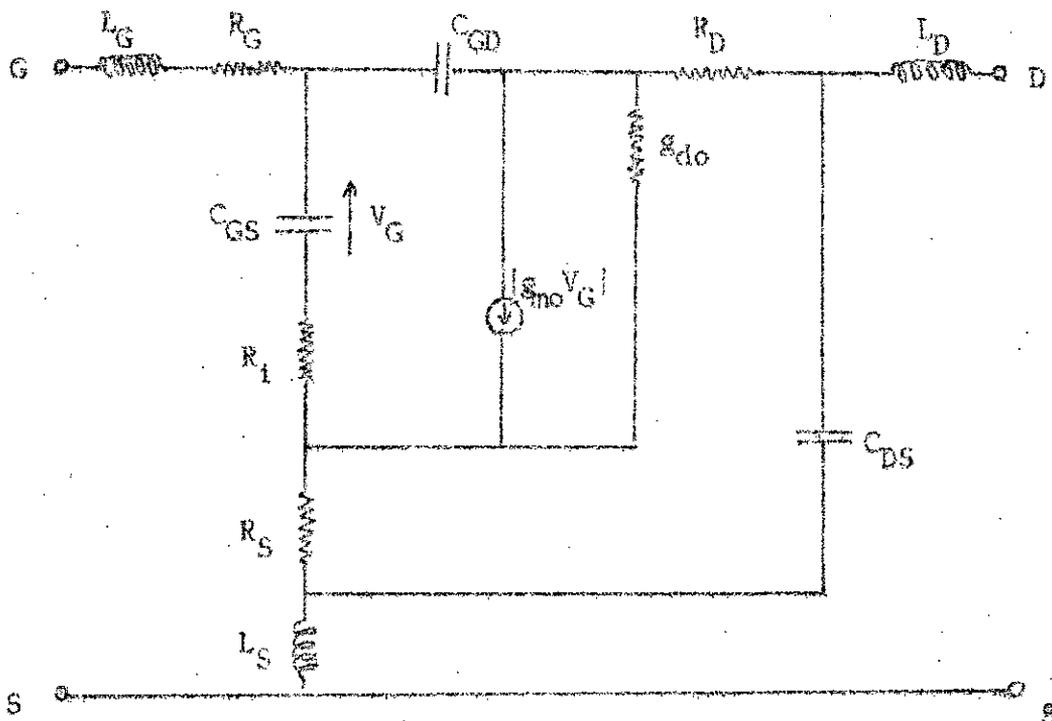
A la température ambiante, F_{min} peut s'écrire :

$$F_{min} = 1 + \frac{4\pi K_1 L}{V_g} f \left[(R_G + R_S) g_{mo} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (IV.12)$$

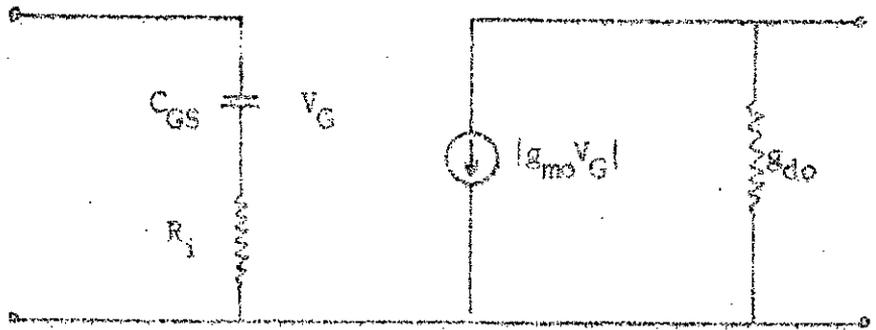
où f et L s'expriment respectivement en gigahertz et en micromètre.



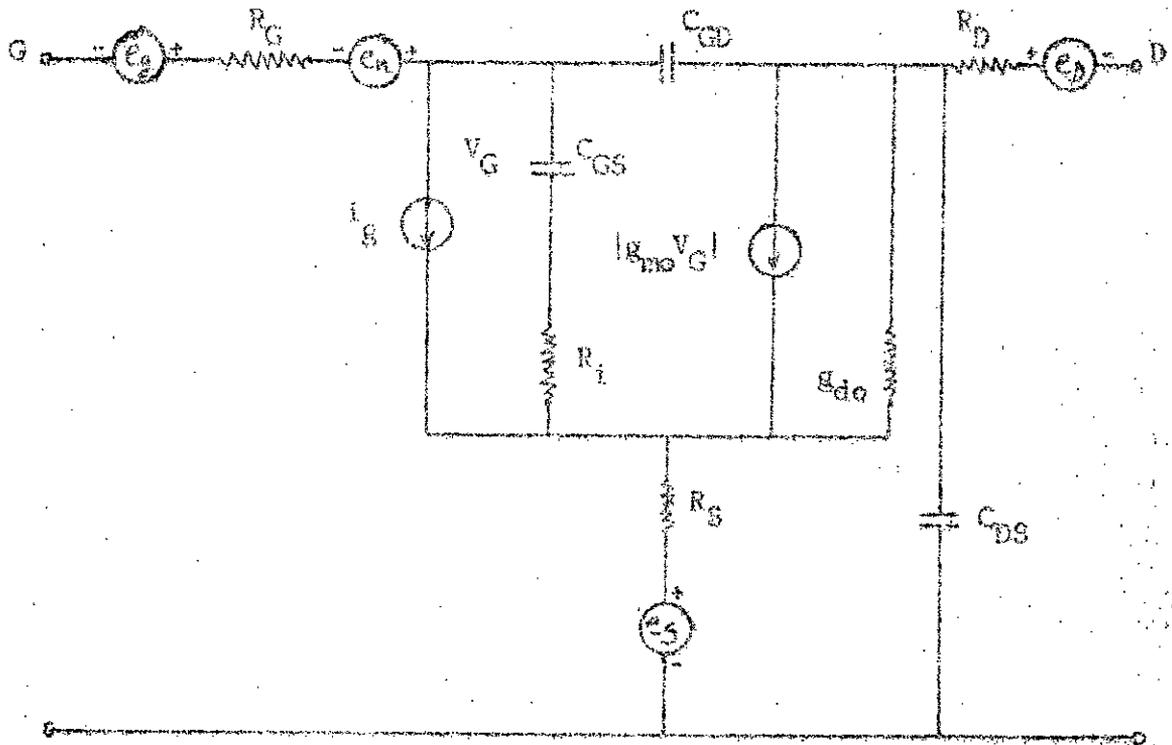
- Figure IV-6a : Coupe d'un MESFET en HF (sans éléments parasites)



- Figure IV-6b : Schéma équivalent d'un MESFET en HF .



- Figure IV-7 : Transistor MESFET unilatéralisé



- Figure IV-8 : Schéma équivalent en bruit à un MESFET .

V- Techniques de polarisation et précautions d'utilisation :

Les transistors MESFET étant vulnérables [11] aux décharges statiques , certaines précautions doivent donc être prises telles :

- L'opérateur et l'aire de manipulation doivent être mis à la masse .
- Les alimentations doivent être convenablement filtrées pour éviter tout transitoire .

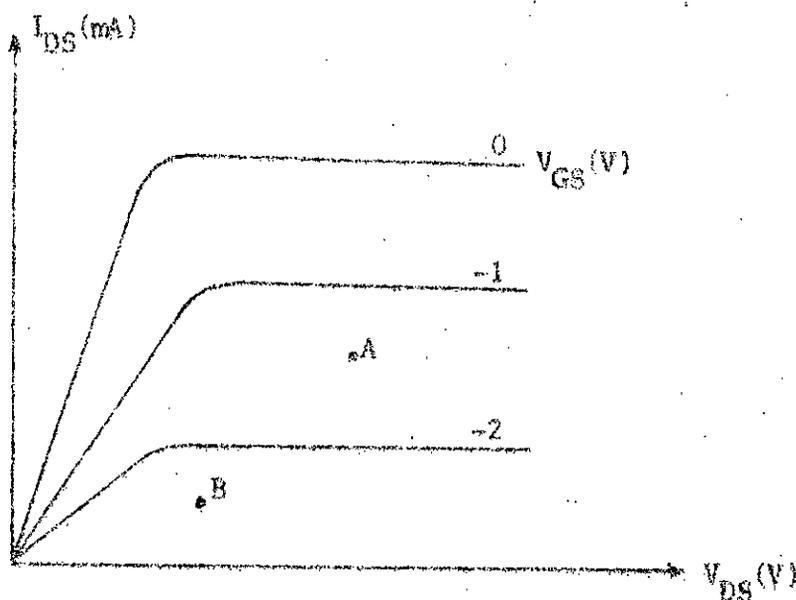
La figure (IV.9) illustre [4 et 11] les diverses conditions de polarisation en fonction de l'application visée .

La meilleure linéarité pour les applications de puissance (gain élevé correspond au point de repos en A lorsque :

$$I_{DS} = \frac{I_{DSS}}{2} \quad \text{et} \quad V_{DS} = \frac{V_{DSmax}}{2}$$

V_{DSmax} est l'excursion maximale en tension .

En ce qui concerne le bruit , sa valeur minimale , avec un gain acceptable , s'obtient en choisissant le point de repos en B .



- Figure IV-9 : Points de polarisation optimaux en fonction des applications visées .

Chapitre V : La ligne microruban

I- Généralités :

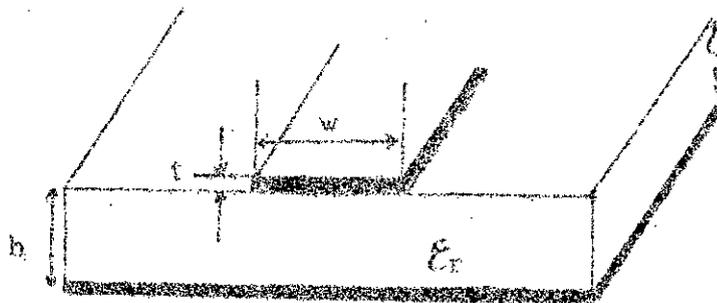
Il existe plusieurs types de lignes [8] dont une étude comparative nous permet d'en tirer les avantages que présente la ligne microruban par rapport aux autres lignes à savoir :

- Simplicité de la structure
- Compatibilité avec les éléments discrets (transistors , diodes etc...)
- Fréquence de travail assez élevée (de l'ordre de 60 GHz)
- Large gamme d'impédances (de 10 ohms à 120 ohms environ)
- Disponibilité de formules et abaques de synthèse
- Facilité de réalisation par la technique des circuits imprimés , universellement utilisée .

II- Description de la ligne microruban :

La structure microruban (figure V.1) réalisée sous forme de circuit imprimé se compose de :

- Un plan de masse , constitué par une face cuivrée de la plaque du diélectrique , d'épaisseur h et de permittivité relative ϵ_r
- Un mince ruban conducteur , de largeur w et d'épaisseur t



- Figure V.1 : Ligne microruban .

III- Mode de propagation et paramètres en basse fréquence:

En plus de la réfraction subite par les champs électrique et magnétique , une fraction (figure V.2) des lignes de force se trouve en dehors de l'espace ruban plan de masse ; ce qui nous amène donc à affirmer que le mode de propagation est quasi-TEM .

L'impédance caractéristique d'une ligne microruban est définie [8] comme suit :

$$Z_0 = \frac{1}{c(C.C_0)^{\frac{1}{2}}}$$

où c : vitesse de la lumière

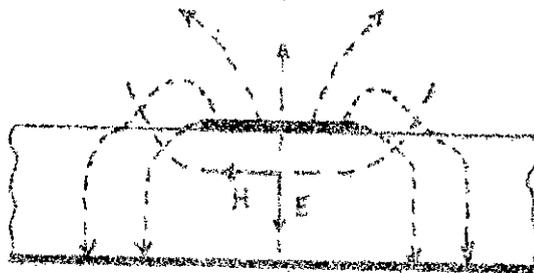
C : capacité linéique de la ligne microruban

C_0 : capacité linéique d'une ligne microruban de même dimension remplie d'air

On définit également [8] la permittivité effective par la relation :

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} = \left[\frac{c}{v_p} \right]^2$$

où v_p est la vitesse de phase .



- Figure V.2 : Distribution du champ électromagnétique

IV- Termes correctifs dus aux discontinuités :

Pratiquement tous les circuits répartis contiennent des discontinuités engendrant des capacités et des inductances dont les effets affectent les performances du dispositif . Leurs corrections [8] s'imposent donc .

IV-1) Circuits ouverts :

Leur correction consiste à raccourcir [29] leurs longueurs de :

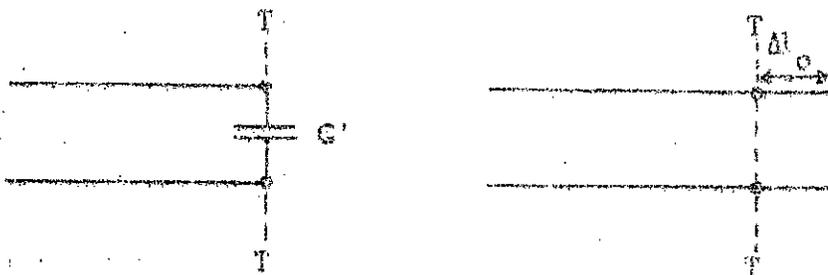
$$\Delta l_0 = 0,412h \cdot \frac{\epsilon_{eff} + 0,3}{\epsilon_{eff} - 0,258} \cdot \frac{w/h + 0,262}{w/h + 0,813} \quad (V.1)$$

Cette longueur de ligne excédentaire est due à la capacité de bord C' (figure V.3) qui est donnée par la relation suivante :

$$\frac{l}{jC'2\pi f} = \frac{Z_0}{j\text{tg}2\pi(\Delta l_0/\lambda)}$$

où f : la fréquence de travail

λ : la longueur d'onde



- Figure V-3 : L'effet de la capacité de bord sur une ligne ouverte .

IV-2) Coupeure de microruban :

Cette coupeure est nécessaire pour l'implantation du transistor . Elle est représentée par son schéma équivalent (figure V.4) où S est sa largeur et Δl est l'allongement des deux tronçons de ligne correspondant à la capacité C_p [7] .

Cet allongement s'exprime [7 et 8] par la relation :

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{cZ_0 w/h}{(\epsilon_{eff})^{1/2}} \cdot \frac{C_p}{w} \quad (IV.2)$$

et :

$$\frac{C_p}{w} = 1/2 \left(\frac{S}{w} \right)^{me} \exp(ke) \quad (V.3)$$

$$\frac{C_g}{w} = 1/2 \left[\left(\frac{S}{w} \right)^{me} \exp ke - 1/2 \left(\frac{S}{w} \right)^{me} \exp ke \right] \quad (V.4)$$

Ces formules sont valables pour $\epsilon_r = 9,6$ et $0,5 < w/h < 2$, en pF/m avec :

$$m_0 = w/h (0,619 \log(w/h) - 0,3853)$$

$$k_0 = 4,26 - 1,453 \log(w/h)$$

si $0,1 < S/w < 1$.

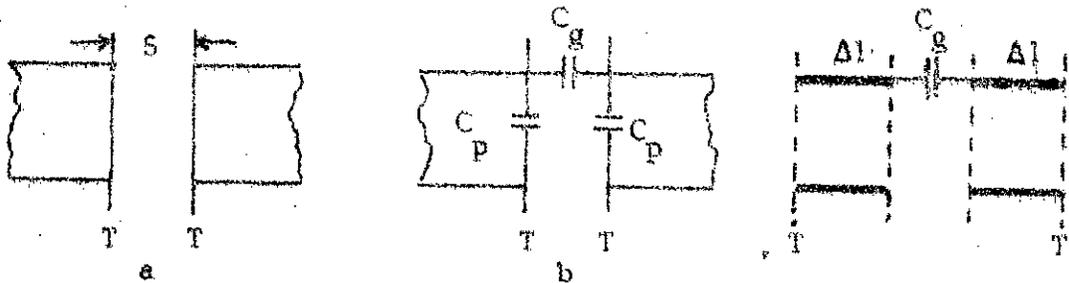
$$m_e = 0,8675 \quad , \quad k_e = 2,043(w/h)^{0,12}$$

si $0,1 < S/w < 0,3$.

$$m_e = \frac{1,565}{(w/h)^{0,16}} - 1 \quad , \quad k_e = 1,97 - \frac{0,03}{w/h}$$

si $0,3 \leq S/w \leq 1$.

Pour d'autres substrats, tels que $2,5 < \epsilon_r < 15$, on multiplie le terme $(S/w)^{m_0}$ expoké par $(\epsilon_r/9,6)^{0,8}$ et le terme $(S/w)^{m_e}$ expoké par $(\epsilon_r/9,6)^{0,9}$.



- Figure V-4 : Structure (a) et circuit équivalent (b)
de la coupure de microbande.

IV-3) Jonction en té des microrubans :

Des expressions semi-empiriques [29] permettent des changements dans les emplacements des plans de référence (figure V.5) .

La largeur effective de l'une ou de l'autre ligne s'écrit :

$$w_{\text{eff}1,2} = \frac{h \cdot Z_0}{Z_0(1,2) (\epsilon_{\text{eff}})^{\frac{1}{2}}} \quad (V.5)$$

où Z_v est l'impédance caractéristique du vide .

Les déplacements des plans de référence pour les lignes primaire et secondaire s'expriment respectivement :

$$\frac{d_1}{w_{eff2}} = 0,05 \frac{Z_o(1)}{Z_o(2)} n^2 \quad (V.6)$$

$$\frac{d_2}{w_{eff1}} = 0,5 - \left[0,076 + 0,2 \left[\frac{w_{eff1}}{g_1} \right]^2 + 0,663 \exp \left[\frac{-1,71 Z_o(1)}{Z_o(2)} \right] - 0,172 \ln \left[\frac{Z_o(1)}{Z_o(2)} \right] \right] \frac{Z_o(1)}{Z_o(2)} \quad (V.7)$$

$$\text{où } n^2 = \left[\sin \left[\frac{w_{eff1} Z_o(1)}{g_1 Z_o(2)} \right] \right]^2 \left[1 - \left[\frac{w_{eff1} d_2}{g_1 w_{eff1}} \right]^2 \right]$$

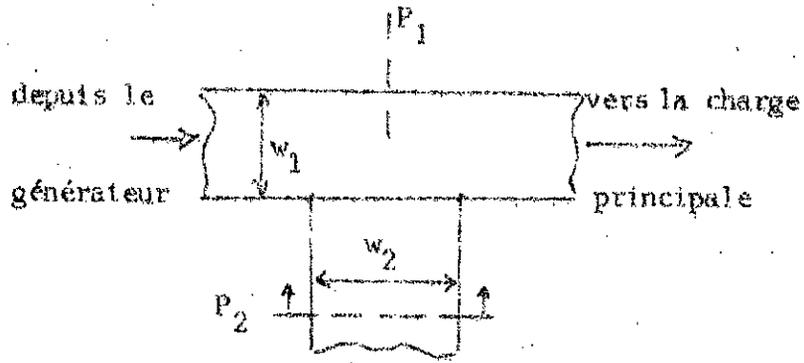
De plus , la capacité de chant C'' est déterminée par les expressions :

$$\text{si } Z_o(1)/Z_o(2) \leq 0,5 : \frac{w C'' \lambda_{g1}}{y_o(1) w_{eff1}} = \left[\frac{2 w_{eff1}}{\lambda_{g1}} - 1 \right] \frac{Z_o(1)}{Z_o(2)} \quad (V.8)$$

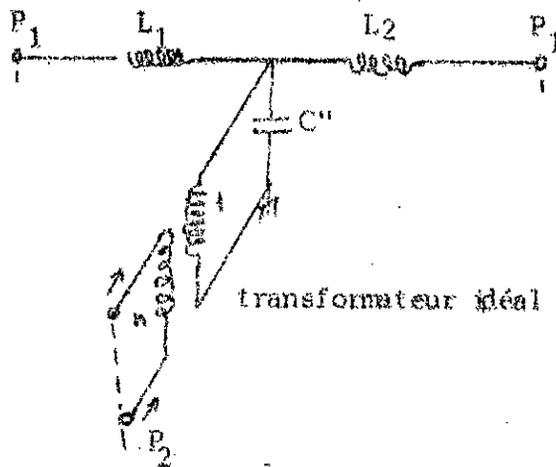
si $Z_o(1)/Z_o(2) \geq 0,5$:

$$\frac{w C'' \lambda_{g1}}{y_o(1) w_{eff1}} = \left[\frac{2 w_{eff1}}{\lambda_{g1}} - 1 \right] \left[2 - 3 \frac{Z_o(1)}{Z_o(2)} \right] \quad (V.9)$$

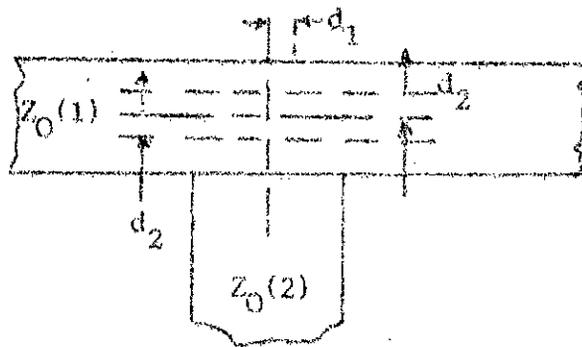
où λ_{g1} est la longueur d'onde de la ligne primaire .



a



b



c

- Figure V-5 : (a) Structure de la jonction en té .
(b) Circuit équivalent de la jonction en té .
(c) Plans de référence et largeurs hypothétiques .

IV-4) Variation symétrique de la largeur :

Des expressions [7-8-30]

permettent de calculer les valeurs de C_s , L_1 et L_2 (figure V-6) avec une précision de 10% .

Appelons L' et L'' les inductances linéiques avec :

$$L' = \frac{Z_{O1} (\epsilon_{eff})^{\frac{1}{2}}}{c} \quad \text{et} \quad L'' = \frac{Z_{O2} (\epsilon_{eff})^{\frac{1}{2}}}{c}$$

où Z_{O_i} est l'impédance caractéristique de la ligne de largeur w_i ($i=1,2$)

Posons $L_s = L_1 + L_2$, nous avons :

$$L_1 = \frac{L'}{L' + L''} L_s \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{L''}{L' + L''} L_s$$

Les inductances de la jonction L_1 et L_2 sont équivalentes à un allongement des lignes de :

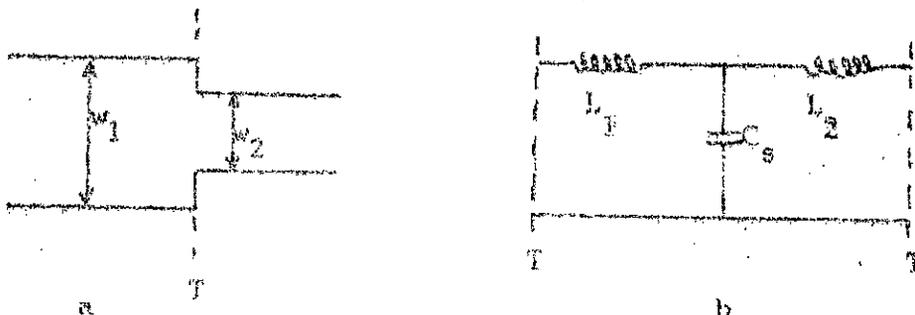
$$\Delta l_1 = \Delta l_2 = \frac{L_s}{L' + L''} \quad (V.10)$$

Les expressions approchées de C_s et L_s sont :

$$C_s \text{ (pF)} = (w_1 w_2)^{\frac{1}{2}} \left[(10,11 \log_r + 2,33) w_2/w_1 - 12,61 \log_r - 3,17 \right] \quad (V.11)$$

pour : $r = 10$; $1,5 \leq w_1/w_2 \leq 3,5$.

$$L_s \text{ (nH)} = h \left[40,5(w_1/w_2 - 1) - 75 \log(w_1/w_2) + 0,2(w_1/w_2 - 1)^2 \right] \quad (V.12)$$



- Figure V-6 : Structure (a) et circuit équivalent (b) de la variation symétrique de la largeur .

V- Synthèse des circuits intégrés micro-ondes :

Le but de la synthèse est de déterminer , à partir de l'impédance caractéristique et des données du substrat , la largeur w et la permittivité effective ϵ_{eff} .

Les relations donnant ces deux paramètres ont une précision variant de 1 à 3 % selon les cas et leur manipulation devient délicate si l'effet de dispersion en fréquence et l'épaisseur t du ruban ne sont pas négligeables . Dans ce cas , l'utilisation d'un calculateur s'impose . Nous avons alors développé un programme de synthèse (Annexe A9.) en langage BASIC sur TEKTRONIX 4052 .

Chapitre VI : Conception et réalisation de l'amplificateur .

I- Généralités :

Compte tenu des données du réseau de TVDS (chapitre 1) , nous avons conçu et réalisé un amplificateur à deux étages à faible bruit utilisant le transistor MESFET GaAs du type NE 13763 qui présente des caractéristiques (Annexe A12) particulièrement intéressantes à 12 GHz (gain élevé et faible bruit) .

Cet amplificateur à bande étroite (bande relative de 3,3 %) est destiné donc à travailler dans la gamme de 11,7 GHz à 12,1 GHz .

Nous avons développé , pour la synthèse des réseaux associés au transistor , un programme en langage BASIC (Annexe A9) qui , à l'aide de la méthode (Newton - Raphson) de résolution des systèmes d'équations non linéaires , calcule les paramètres fondamentaux de la ligne microruban à partir des expressions de conception des circuits micro-ondes [8] .

De par leur caractère sélectif , les réseaux associés usuels ne permettent pas une bande passante relativement large . Nous avons donc été amenés à développer deux méthodes originales d'optimisation de la bande passante .

La réalisation de l'amplificateur a été faite grâce à la technique de photogravure [31] et les mesures à l'aide d'un mesureur de bruit et d'un analyseur de réseaux automatique .

II- Méthodes d'optimisation de la bande passante :

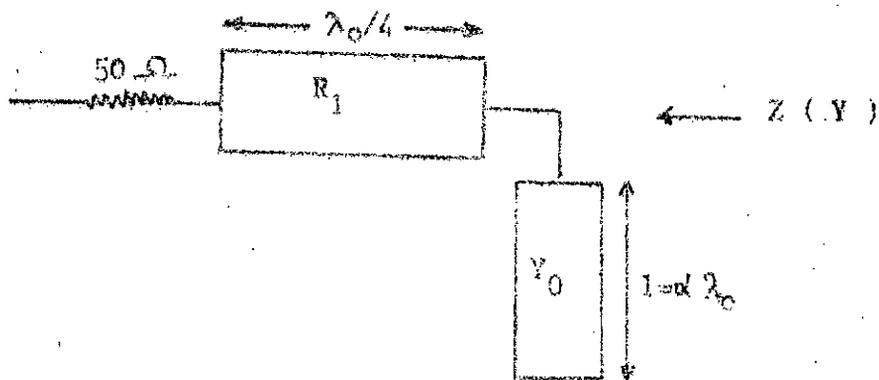
Les deux méthodes ont pour rôle de caractériser les réseaux de manière à ce que les impédances (admittances) vues par le transistor à l'entrée et à la sortie , soient constantes sur une plus grande gamme de fréquence .

II-1) Cas où les paramètres S_{11} du transistor ne varient pas :

II-1-1) Première méthode :

Soit le réseau suivant , constitué de :

- une ligne quart d'onde ($\lambda_0/4$) ;
- une ligne ouverte de longueur $l = k\lambda_0$.



où $Z (Y)$ représente l'impédance (l'admittance) de source ou de charge ,
Si l'admittance Y s'écrit :

$$Y = G + jB$$

alors l'impédance caractéristique R_1 de la ligne quart d'onde s'exprime :

$$R_1 = \left[\frac{50}{G} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (VI.1)$$

A la fréquence $f = f_0 + df$, la longueur électrique de la ligne quart d'onde s'écrit :

$$\theta = \frac{\pi}{2} + \xi \quad (VI.2)$$

avec
$$\xi = \frac{\pi}{2} \frac{df}{f_0}$$

L'impédance réduite ramenée par la ligne quart d'onde est :

$$z_b = \frac{r_a \cos \theta + j \sin \theta}{\cos \theta + j r_a \sin \theta} \quad (VI.3)$$

avec
$$r_a = 50/R_1 \quad (VI.4)$$

En négligeant les termes du second ordre du développement , les expressions des admittances réduite et non réduite , compte tenu des relations (VI.3) et (VI.4) , deviennent :

$$Y_b = r_a + j \epsilon (1 - r_a^2) \quad (VI.5a)$$

$$Y_b = G + j \frac{\epsilon}{R_1} [1 - (R_1 G)^2] \quad (VI.5b)$$

L'admittance ramenée par la ligne couverte (à $f = f_0 + df$) s'écrit :

$$Y_s = jB' \quad (VI.6)$$

avec

$$B' = B + \frac{\epsilon' 2B}{\sin 4\pi d} \quad \text{et} \quad \epsilon' = \frac{2\pi df}{f_0}$$

L'admittance du réseau s'écrit donc :

$$Y = G + jB + j \left[\frac{\epsilon}{R_1} [1 - (R_1 G)^2] + \frac{\epsilon' 2B}{\sin 4\pi d} \right] \quad (VI.7)$$

Pour que l'admittance Y soit la même dans la bande de fréquence considérée, il faut que :

$$\frac{\epsilon}{R_1} [1 - (R_1 G)^2] + \frac{\epsilon' 2B}{\sin 4\pi d} = 0$$

Cette équation peut s'écrire :

$$\frac{\sin x}{x} = \frac{2b}{\pi(g-1)g^{\frac{1}{2}}} \quad (VI.8)$$

avec $x = 4\pi d$, $g = G.50$ et $b = B.50$ respectivement conductance et susceptance réduites.

La relation (VI.8) est illustrée par la figure VI.1. Deux cas peuvent se présenter :

- $g > 1$, la relation (VI.8) admet des solutions à condition :

$$-0,217 \leq \frac{2b}{(g-1)g^{\frac{1}{2}}} \leq 1$$

et l'optimisation est possible.

- $g < 1$, elle n'admet pas de solution et l'optimisation est donc impossible .

Cette méthode est d'une grande souplesse mais restrictive et son utilisation est très simple pour la synthèse des circuits micro-ondes .

Elle consiste à déterminer les valeurs optimales de α et Y_0 respectivement la longueur normalisée (par rapport à la longueur d'onde λ_0) et l'admittance caractéristique de la ligne ouverte .

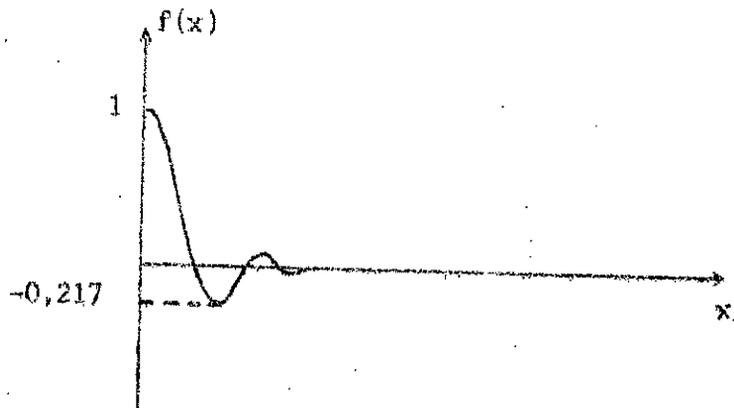
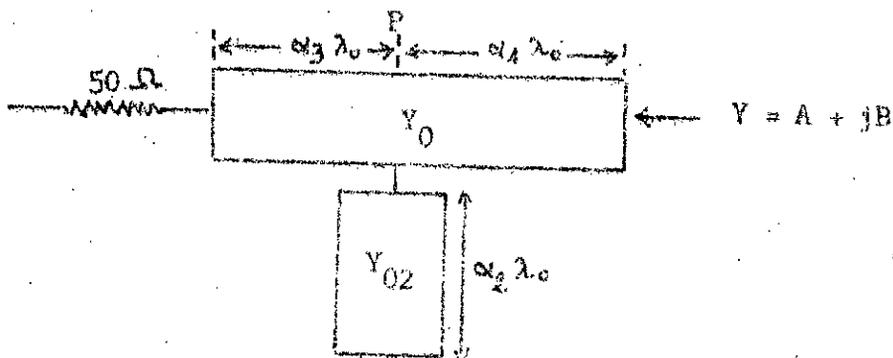


Figure VI.1 ; Courbe de la fonction $f(x)=\sin x/x$

II-1-2) Deuxième méthode :

Le caractère sélectif de la première méthode nous a amenés à développer une méthode plus générale qui consiste à déterminer les longueurs normalisées α_i ($i=1,2,3$) et l'admittance caractéristique Y_{O2} (figure VI.2) en faisant varier Y_0 (admittance caractéristique) .



- Figure VI.2 : Réseau d'adaptation en ligne microriban

En posant $t_i = \operatorname{tg} 2\pi\alpha_i$ ($i = 1, 2, 3$), $X = \operatorname{tg} 2\pi\alpha_2$ et $G = 1/50 \Omega^{-1}$, l'expression de l'admittance réduite ramenée de la source (ou charge) au plan P s'écrit :

$$y_1 = \frac{g + gt_3^2}{g^2 t_3^2 + 1} + j \frac{x(gt_3)^2 + x + t_3 - g^2 t_3}{1 + (gt_3)^2} \quad (\text{VI.9})$$

avec : $g = G/Y_0$ conductance normalisée de la source

$x = X/Y_0$ susceptance normalisée de la ligne ouverte

De même, l'admittance réduite ramenée du transistor au plan s'écrit :

$$y_2 = \frac{a + at_1^2}{(1 + bt_1)^2 + (at_1)^2} + j \frac{(b-t_1)(1+bt_1) + a^2 t_1}{(1 + bt_1)^2 + (at_1)^2} \quad (\text{VI.10})$$

avec : $a = A/Y_0$ conductance normalisée vue par le transistor

$b = B/Y_0$ susceptance normalisée vue par le transistor

En écrivant que y_1 et y_2 sont égaux et en se limitant au premier ordre du développement limité, nous pouvons écrire un système de quatre équations non linéaires :

$$\operatorname{Re}(y_1) = \operatorname{Re}(y_2) \quad (\text{VI.11a})$$

$$\frac{2\pi\alpha_1}{(\cos 2\pi\alpha_1)^2} [at_1 - \operatorname{Re}(y_2)] \left[\frac{(1 + bt_1)b + a^2 t_1}{(1 + bt_1)^2 + (at_1)^2} \right] =$$

$$\frac{2\pi\alpha_3}{(\cos 2\pi\alpha_3)^2} \frac{gt_3}{g + (gt_3)^2} [1 - g\operatorname{Re}(y_1)] \quad (\text{VI.11b})$$

$$x = \operatorname{Im}(y_2) = \frac{t_3(1 - g^2)}{1 + (gt_3)^2} \quad (\text{VI.11c})$$

$$\frac{x}{(\sin 2\pi\alpha_2)(\cos 2\pi\alpha_2)} = H \frac{2\pi\alpha_1}{(\cos 2\pi\alpha_1)^2} - N \frac{2\pi\alpha_3}{(\cos 2\pi\alpha_3)^2} \quad (\text{VI.11d})$$

$$\text{avec : } N = \frac{1 - g^2}{1 + (gt_3)^2} \frac{1 - (gt_3)^2}{1 + (gt_3)^2}$$

$$H = \frac{b^2 - 1 - 2bt_1 + a^2}{(1 + bt_1)^2 + (at_1)^2} - 2\text{Im}(y_2) \frac{(1 + bt_1)b + a^2t_1}{(1 + bt_1)^2 + (at_1)^2}$$

Re : partie réelle

Im : partie imaginaire

Pour la résolution de ce système (détermination des α_1 et Y_{02}), nous avons utilisé la méthode de Newton-Raphson.

Le choix judicieux du plan P permet d'isoler les équations (VI.11a) et (VI.11b) en un système autonome dont la résolution donne les valeurs des racines α_1 et α_2 qui deviennent des paramètres pour le système constitué des équations (VI.11c) et (VI.11d). La convergence du système (VI.11) devient ainsi plus rapide.

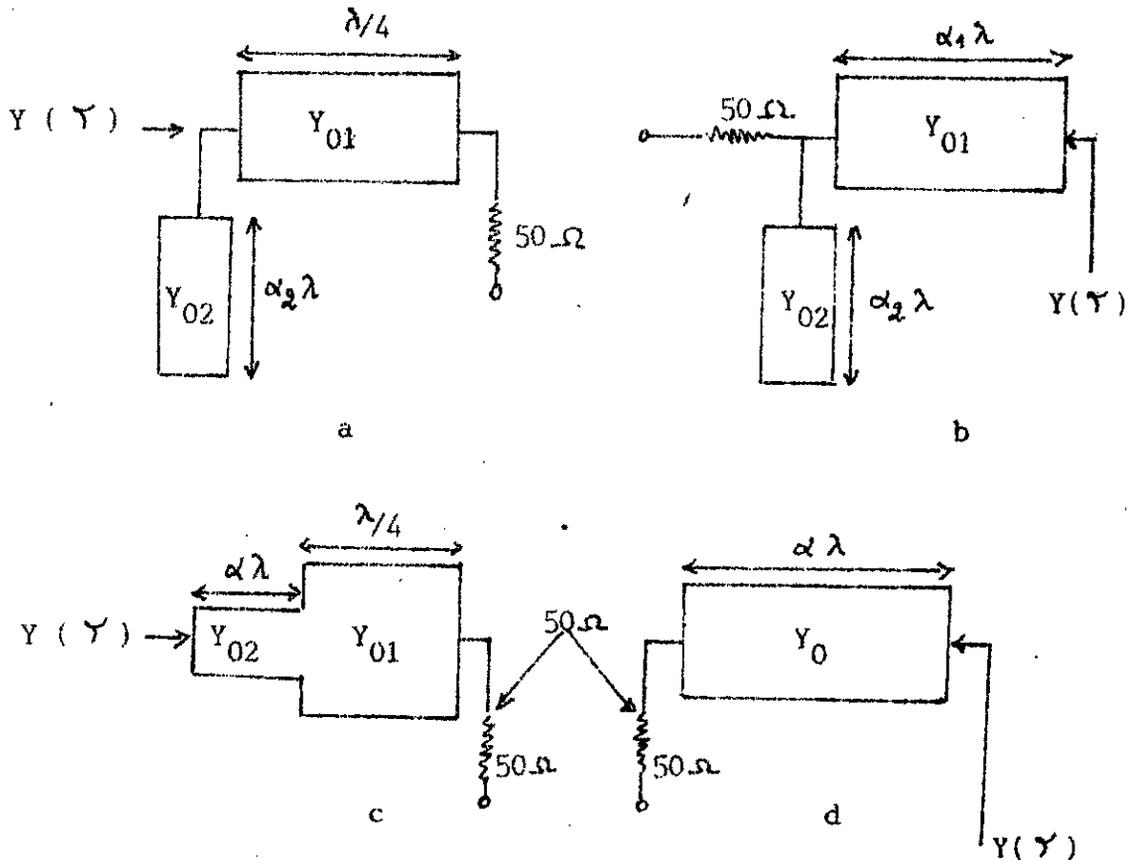
Dans les deux méthodes que nous venons d'exposer, nous nous sommes arrêtés au premier ordre du développement limité, ce qui constitue déjà un élargissement appréciable de la bande passante. Si nous tenons compte des termes d'ordre supérieur, nous augmenterions d'avantage cette bande, mais le système deviendrait trop complexe et les méthodes manqueraient ainsi de souplesse.

Ces deux méthodes permettent de donner, selon le cas, un éventail assez large de solutions dont le choix est dicté par les considérations suivantes :

- Large bande passante
- Dimensions réduites (α_1 les plus faible)
- Impédances compatibles avec la ligne microruban
- Impédances élevées pour réduire la dispersion éventuelle du milieu.
- La largeur du microruban de la ligne connectée au transistor doit être supérieure à 0,5 millimètre.

II-1-3) Etude comparative :

Pour situer les performances des deux méthodes, nous avons effectué une étude comparative des résultats obtenus par ces deux méthodes avec ceux des structures couramment utilisées (figures VI.3a - 3d). Ces résultats sont illustrés par la figure VI.4, pour un coefficient de réflexion γ donné.



- Figure VI.3 : Structures des réseaux d'adaptation usuelles où Y_{01} est l'admittance caractéristique.

Les caractéristiques de ces réseaux sont données par :

- figure VI.3a :

$$Z_{01} = (50/G)^{1/2} \quad (VI.12)$$

$$Z_{02} = \pm (B)^{-1} \quad (VI.13)$$

avec $Y_{01} = 1/Z_{01}$, $Y_{02} = 1/Z_{02}$ et $\alpha_2 = (2k+1)\lambda/8$, $k=0,1,2,\dots,n$

G et B étant respectivement la conductance et la susceptance de l'admittance Y correspondant au coefficient de réflexion

- figure VI.3b :

Pratiquement, nous choisissons les admittances caractéristiques Y_{01} et Y_{02} de valeurs 0,02 mhos. Les paramètres α_1 et α_2 doivent vérifier le système :

$$1 = \frac{g + gt_1^2}{(1 + bt_1)^2 + (gt_1)^2} \quad (VI.14a)$$

$$t_2 = \frac{g^2 t_1 + (b - t_1)(1 + bt_1)}{(1 + bt_1)^2 + (gt_1)^2} \quad (VI.14b)$$

avec $t_1 = tg2\pi\alpha_1$, $t_2 = tg2\pi\alpha_2$, $g=50G$ et $b=50B$.

Ces paramètres peuvent être également déterminés à l'aide de l'abaque de Smith.

- figure VI.3c :

Nous obtenons deux couples de solutions (Y_0, α) tels que :

$$Y_{O1}' = [(50)^2 S]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{et} \quad G + jB = \frac{50 + j50Stg2\pi\alpha'}{50(50S + j50tg2\pi\alpha')} \quad (VI.15a)$$

$$Y_{O1}'' = \frac{S^{\frac{1}{2}}}{50} \quad \text{et} \quad G + jB = \frac{50 + j50/Stg2\pi\alpha''}{50(50/S + j50tg2\pi\alpha'')} \quad (VI.15b)$$

où S est le taux d'onde stationnaire (ligne caractérisée par $Y_{O2} = 0,02\Omega^{-1}$)

- figure VI.3d :

$$Y_0 = \left[\frac{50 - G(50)^2}{G - 50(G^2 + B^2)} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (VI.16)$$

$$\text{Si } Y_0 > 0,02 : \quad \alpha = \frac{\phi}{4\pi} \quad (VI.17a)$$

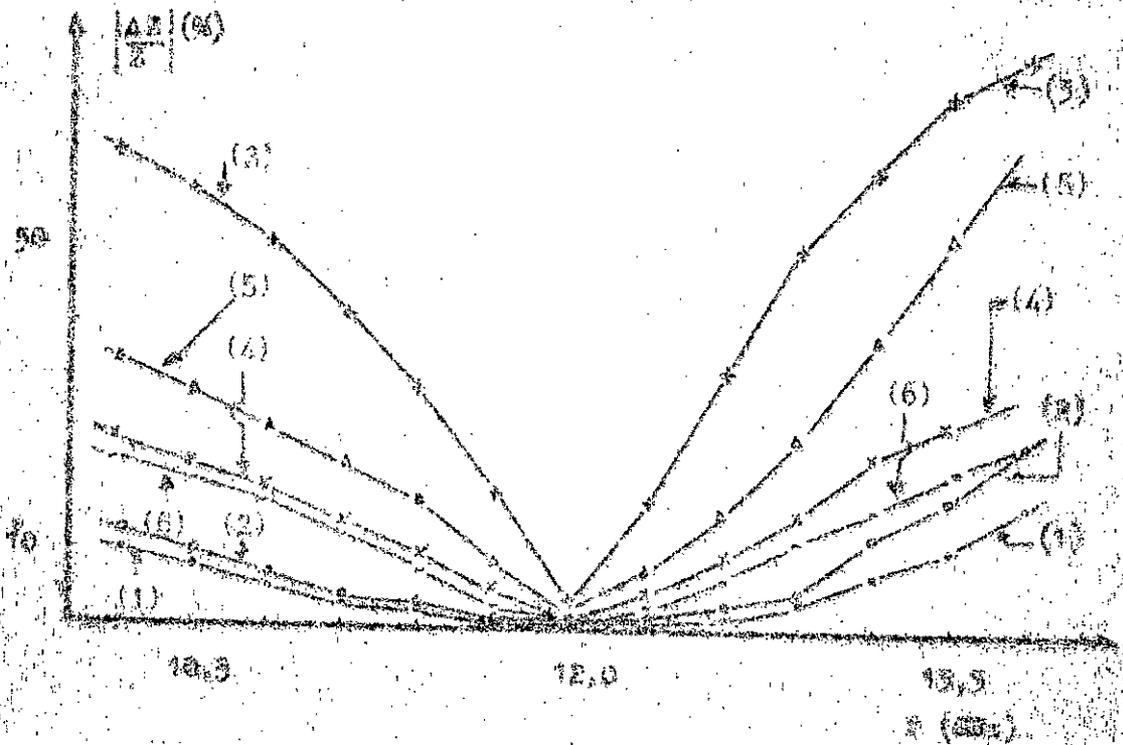
$$\text{Si } Y_0 < 0,02 : \quad \alpha = \frac{\pi + \phi}{4\pi} \quad (VI.17b)$$

où ϕ étant l'argument de Y , il s'écrit :

$$\phi = \text{arctg} \frac{2BY_0}{G^2 + B^2 - Y_0^2} \quad (VI.18)$$

La relation (VI.16) n'a de sens que si l'expression sous la racine carrée est positive et la valeur de la conductance G différente de $0,02 \text{ m}^{-1}$.

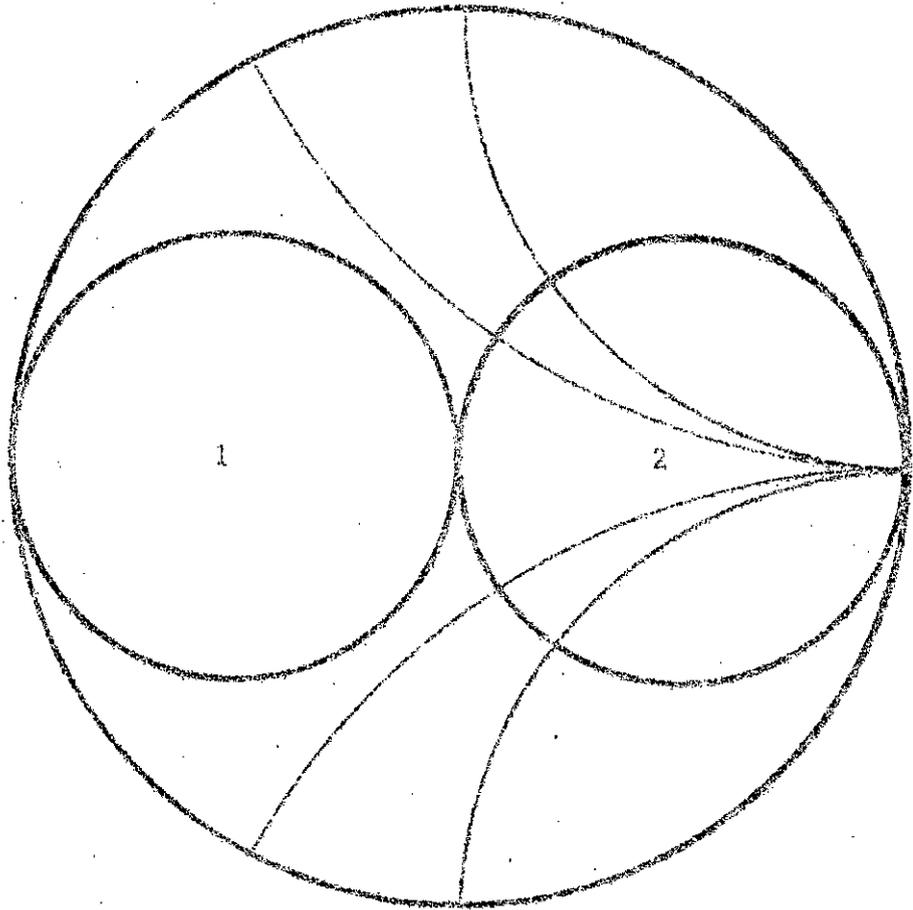
Les admittances (impédances) adaptables sont celles qui se trouvent à l'intérieur des deux cercles tracés sur l'abaque de Smith (figure VI.5).



- Figure VI.4 : Courbes de variation d'impédances en fonction de la fréquence .

(1) et (2) : Courbes pour les circuits optimisés par les méthodes respectives I et II .

(3), (4), (5) et (6) : Courbes obtenues pour les circuits usuels.



- Figure VI.5 : Lieu des admittances (ou impédances) adaptables : l'intérieur des cercles 1 et 2 .

II-2) Cas où les paramètres S_{ij} du transistor varient :

Dans ce cas , nous devons déterminer, à partir des paramètres S_{ij} du transistor, la fonction admittance (ou impédance) $Y(f)$ que présente le réseau dans la bande de fréquence Δf . Cette fonction sera utilisée à la place de l'admittance Y constante , dans les relations précédentes .

III- Conception de l'amplificateur :

Les caractéristiques du transistor à utiliser (Annexe A12) nous ont amenés à opter pour le modèle d'amplificateur suivant :

- le premier étage est à faible bruit
- le second étage est à gain élevé (en puissance) .

A partir des paramètres S_{ij} et du coefficient de réflexion optimal de source de bruit , nous déterminons , pour 12 GHz , les caractéristiques des réseaux associés ainsi que les structures correspondantes .

III-1) Réseau d' entrée du premier étage :

- Conditions de polarisation : $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 10 \text{ mA}$

- Paramètres de répartition du transistor :

$S_{11} = 0,58 \angle 180^\circ$; $S_{21} = 1,72 \angle 1^\circ$; $S_{12} = 0,07 \angle -14^\circ$; $S_{22} = 0,6 \angle -125^\circ$

- Coefficient de réflexion optimal de bruit :

$\Gamma_{opt} = \Gamma_{min} = 0,58 \angle 151^\circ$

A partir de ces valeurs et compte tenu des relations (A2.5b) et (A2.10) de l'annexe A2 , nous obtenons :

- $|\Delta| = 0,32$ et $K = 1,69$

le transistor est donc stable ;

- un coefficient de réflexion de sortie : $\Gamma_2 = 0,573 \angle 134,12^\circ$;

- un gain en puissance : $G = 9 \text{ dB}$;

- une admittance de source : $Y = (0,041 - j0,035) \Omega^{-1}$

- une admittance de charge : $Y = (0,025 - j0,031) \Omega^{-1}$

La structure retenue , pour le réseau d'entrée , est donnée par la figure (VI. 3c) . La relation (VI.15) et l'abaque de Smith (figure VI. 6) nous permettent d'obtenir :

$\alpha = 0,0402$ et $Z_{O1} = 25,78 \Omega$ ($Y_{O1} = 0,38 \Omega^{-1}$)

III-2) Réseau de sortie du deuxième étage :

- Conditions de polarisation : $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 30 \text{ mA}$

- Paramètres de répartition du transistor :

$$S_{11} = 0,52 \angle 178^\circ ; S_{21} = 2,1 \angle -2^\circ ; S_{12} = 0,07 \angle 14^\circ ; S_{22} = 0,58 \angle -119^\circ$$

Ces valeurs nous donnent :

$$|\Delta| = 0,25 \quad \text{et} \quad K = 1,55$$

le transistor est donc stable ;

- un coefficient de réflexion d'entrée : $\Gamma_1 = 0,646 \angle -167,6^\circ$

- un coefficient de réflexion de sortie : $\Gamma_2 = 0,69 \angle 126,8^\circ$

- un gain maximal en puissance : $G_{\max} = 11 \text{ dB}$

- une admittance de source : $Y = (0,075 + j0,0356) \Omega^{-1}$

- une admittance de charge : $Y = (0,016 + j0,0340) \Omega^{-1}$

Pour le réseau de sortie , nous avons choisi la structure de la figure (VI.3b) .Les relations (VI.14a et VI.14b) et l'abaque de Smith (figure VI.7) nous donnent :

$$\alpha_1 = 0,138 \quad \text{et} \quad \alpha_2 = 0,173$$

III-3) Réseau inter-étage :

Nous avons conçu un réseau (figure VI.8) qui permet d'écrire dans le plan Π_1 :

$$\Gamma_2^* = 0,573 \exp(-134,12 - 720 \alpha_1)$$

et dans le plan Π_2 :

$$\Gamma_1 = 0,646 \exp(-167,6 + 720 \alpha_2)$$

En écrivant que l'impédance dans le plan Π_1 est purement résistive de valeur supérieure à cinquante ohms (50Ω) , nous obtenons alors :

$$\alpha_1 = 0,312$$

L'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde a donc pour valeur :

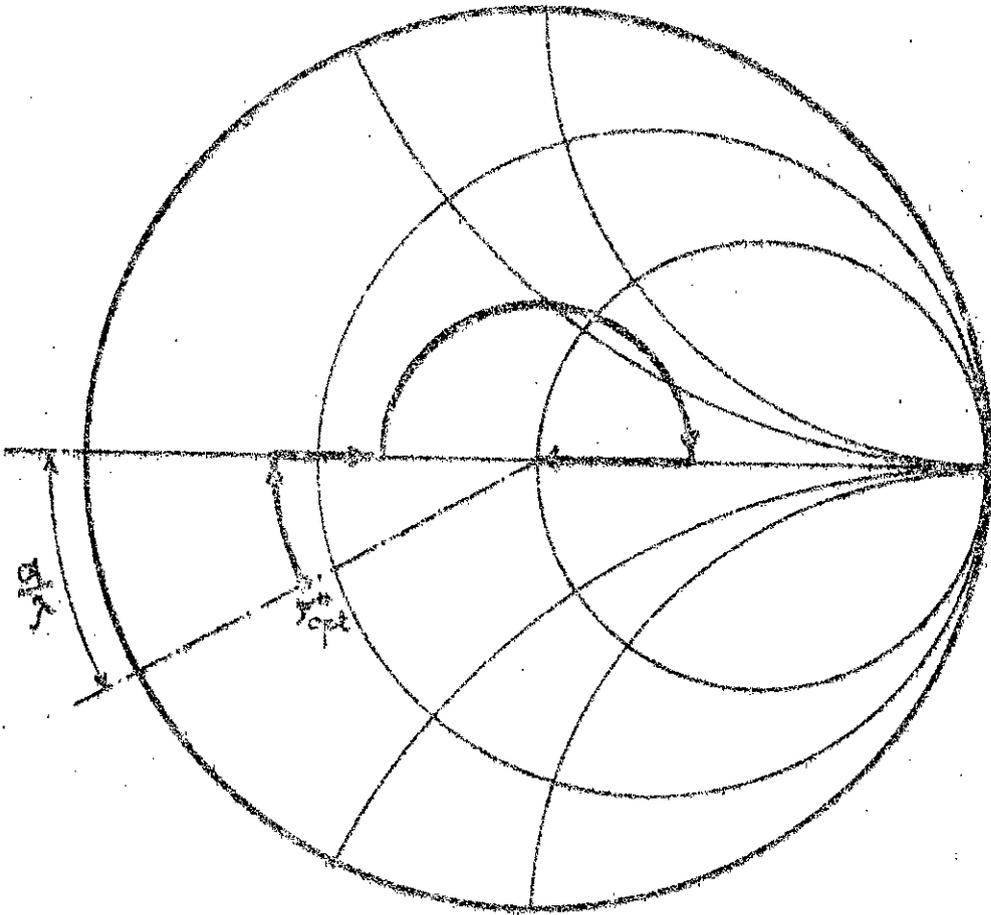
$$Z_{01} = Z_0 (S_1 / S_2)^{\frac{1}{2}} = 44,50 \Omega$$

où $S_1 = 3,68$ (le taux d'onde stationnaire du tronçon de ligne $\alpha_1 \lambda$)
et $S_2 = 4,649$ (le taux d'onde stationnaire du tronçon de ligne $\alpha_2 \lambda$) .

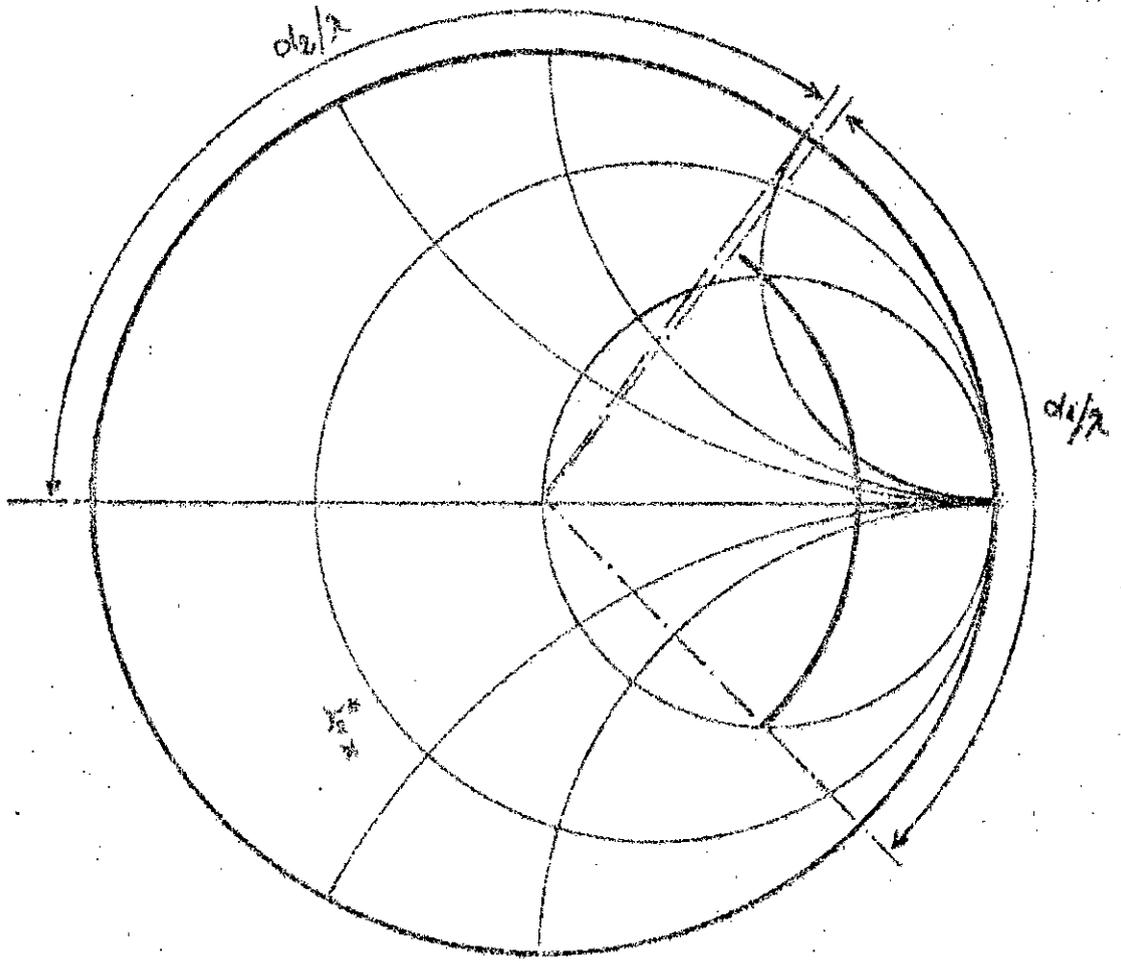
L'impédance dans le plan Π_2 étant résistive de valeur inférieure à cinquante ohms (50 Ω) , nous avons donc :

$$\alpha_2 = 0,482 .$$

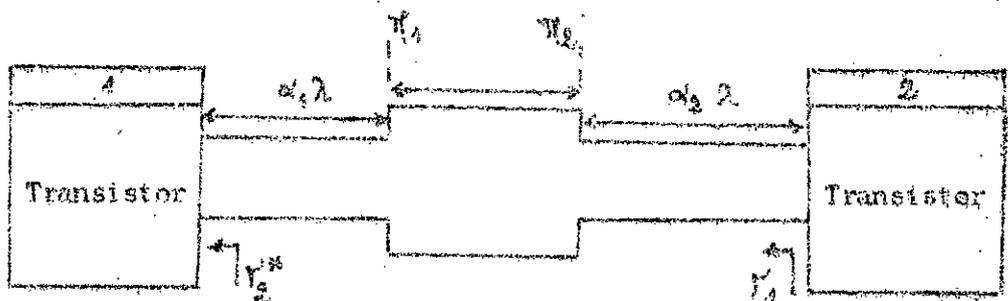
Nous pouvons déterminer ces paramètres en utilisant l'abaque de Smith (figure VI.9) .



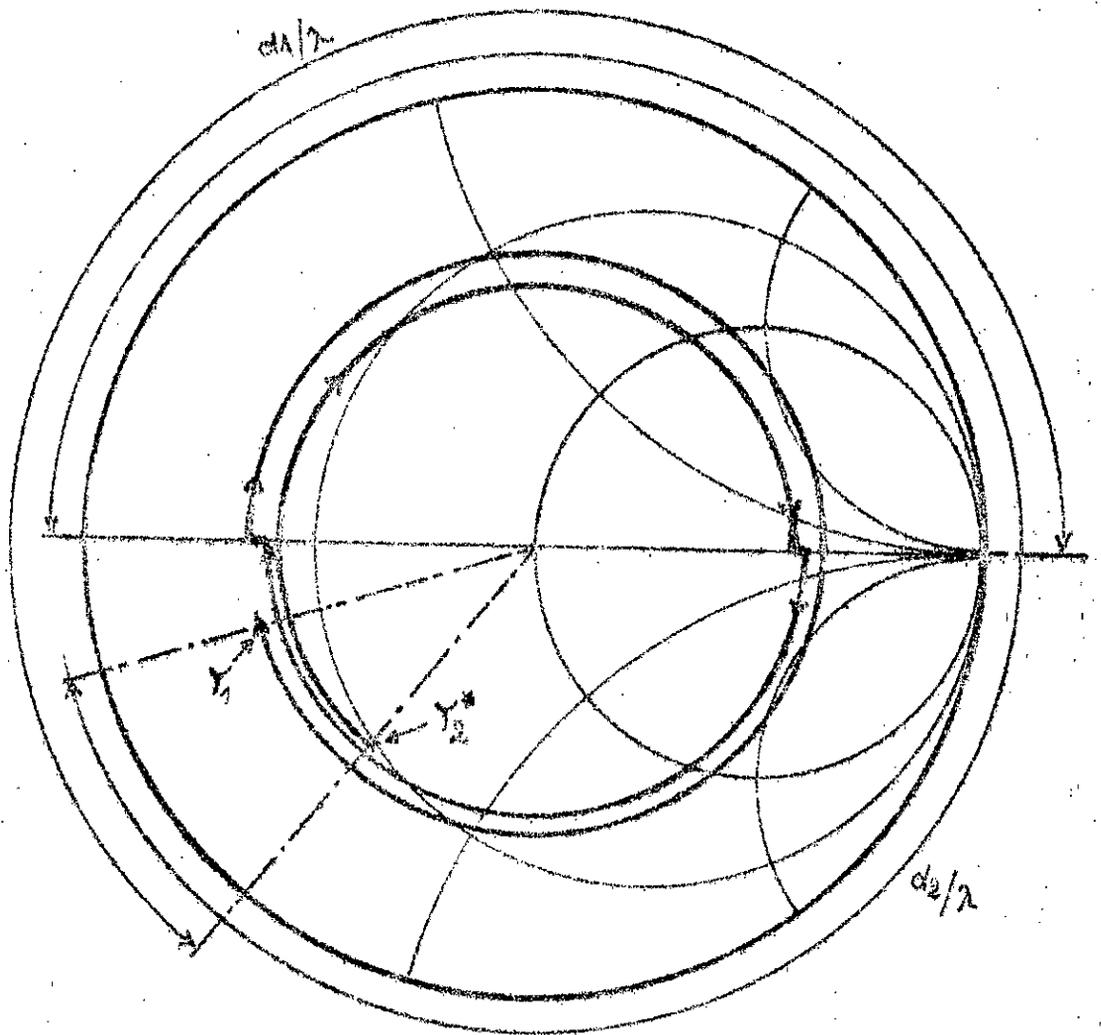
- Figure VI.6 : Détermination des paramètres du réseau d'entrée à l'aide de l'abaque de Smith.



- Figure VI.7 : Détermination des paramètres du réseau de sortie à l'aide de l'abaque de Smith.



- Figure VI.8 : Réseau inter-étage .



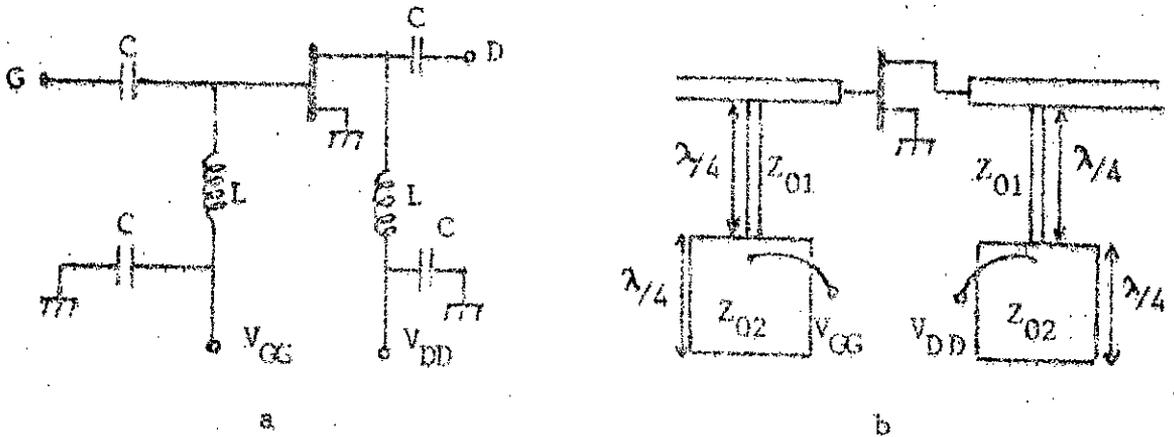
- Figure VI.9 : Détermination des paramètres du
réseau inter-étage où Y_1 est le
coefficient de réflexion d'entrée
du deuxième étage et Y_2^* le conjugué
du coefficient de réflexion de sortie
du premier étage .

III-4) Réseaux de polarisation :

L'amplificateur que nous nous proposons de réaliser doit être à faible bruit et à gain élevé , par conséquent parmi les différents procédés de polarisation des transistors MESFET [11], celui illustré par la figure (VI.10) est le plus approprié .

Les valeurs des impédances caractéristiques sont :

$$Z_{01} = 100 \Omega \quad \text{et} \quad Z_{02} = 15 \Omega$$



- Figure VI.10 : Réseau de polarisation :

a : à constantes localisées

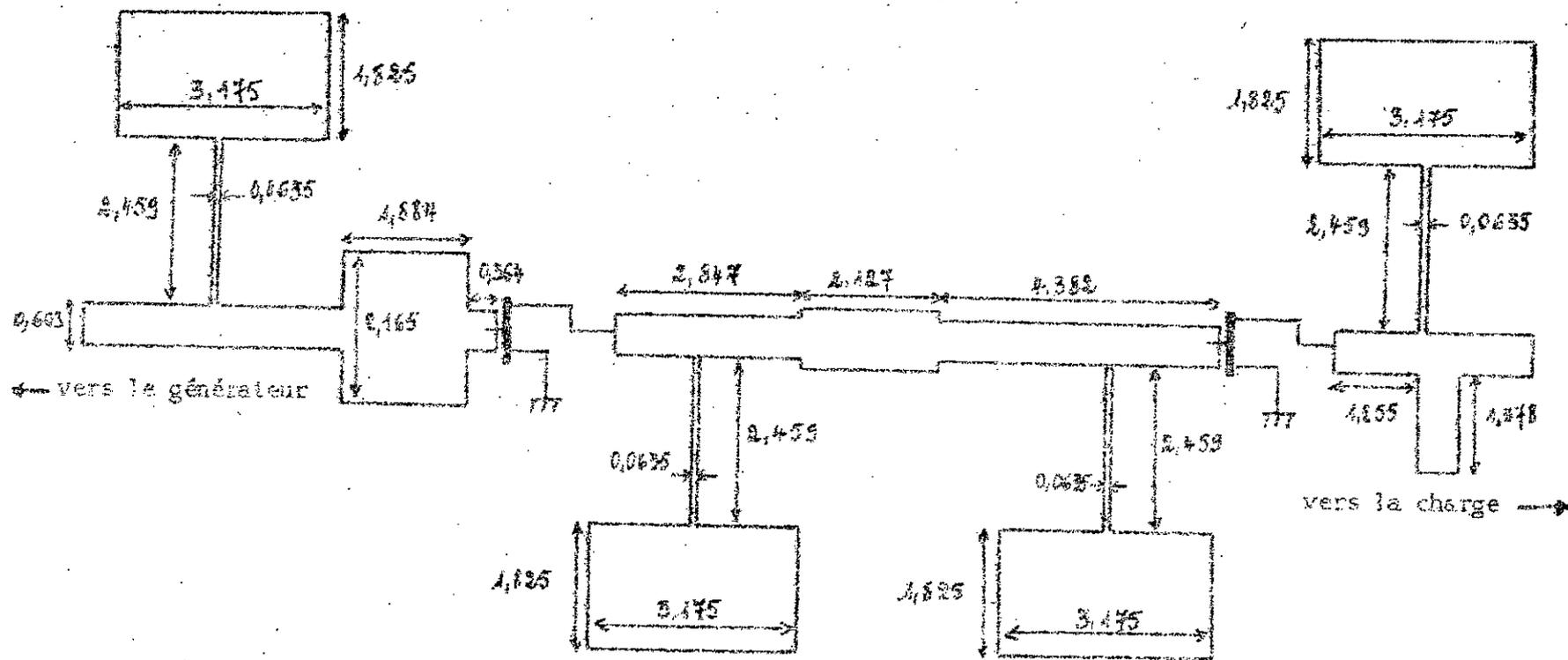
b : à constantes réparties

IV- Synthèse des réseaux :

Le substrat utilisé est le DUROID RT 6010 dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$\epsilon_r = 10,5 \quad , \quad h = 0,635 \text{ mm} \quad \text{et} \quad t = 0,0175 \text{ mm} .$$

Les dimensions (exprimées en millimètres) des réseaux du montage de l'amplificateur (fig.VI.11) sont calculées à l'aide du programme de synthèse (Annexe A9) et corrigées par les relations données au chapitre V .



- Figure VI.11 : Vue de dessus de l'amplificateur (sans les condensateurs) .
Les dimensions sont à l'échelle 10 .

V- Programmes d'analyse et de conception assistée par ordinateur :

Le nombre élevé de quadripôles en cascade (neuf) constituant le montage rend l'analyse de l'amplificateur très compliquée sans l'aide du calculateur .

Nous avons donc été conduits à élaborer un programme d'analyse particulier [32] qui utilise seulement la matrice de répartition de chaque quadripôle au lieu de la matrice chaîne , habituellement employée . Cette démarche permet de diminuer considérablement le temps d'exécution du programme .

Ce programme est basé sur :

- la caractérisation de la ligne , considérée comme quadripôle de base , par la matrice de répartition généralisée selon le mode de connexion ;
- la caractérisation de deux quadripôles , mis en cascade , par les paramètres de dispersion qui s'écrivent :

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

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

avec $D = 1 - S_{22}^A S_{11}^B$; A et B représentent les quadripôles .

Les trois possibilités d'accès suivantes qu'offre ce programme , permettent de corriger éventuellement les erreurs dues à la conception et à la synthèse des circuits intégrés micro-onde :

- les longueurs physiques , les impédances caractéristiques et les permittivités effectives des circuits ;
- les longueurs normalisées (l/λ) et les impédances caractéristiques (l : longueur de l'élément , λ : longueur d'onde) ;
- les dimensions du circuit microruban et la permittivité relative du substrat .

Les sorties du programme sont :

- les paramètres S_{ij} ;

- le gain transductique en décibels ;
- l'isolation en décibels ;
- les pertes par réflexion (entrée-sortie) ;
- les impédances d'entrée et de sortie .

Ce programme donne sous forme graphique (figures VI.12 à VI.15) les caractéristiques de notre amplificateur .

Nous avons également élaboré un programme de conception assistée par ordinateur (C.A.O) des amplificateurs [32] que nous avons couplé au programme d'analyse précédent (Annexe A10) .

Le programme de C.A.O est composé de cinq parties importantes :

- Etude de la stabilité du transistor utilisé .
- Détermination du lieu des coefficients de réflexion de source et de charge .
- Calcul des paramètres des circuits .
- Calcul des dimensions des circuits en technologie microruban .
- Optimisation du dispositif .

Cette dernière partie consiste à un ajustage des longueurs des circuits et à une comparaison entre la réponse réelle et la réponse désirée grâce à un programme d'analyse intégré .

VI- Réalisation :

VI-1) La photolithogravure :

Cette technique est décrite en détail par F.Djahli [31] . Elle comporte d'une manière générale trois stades d'opération :

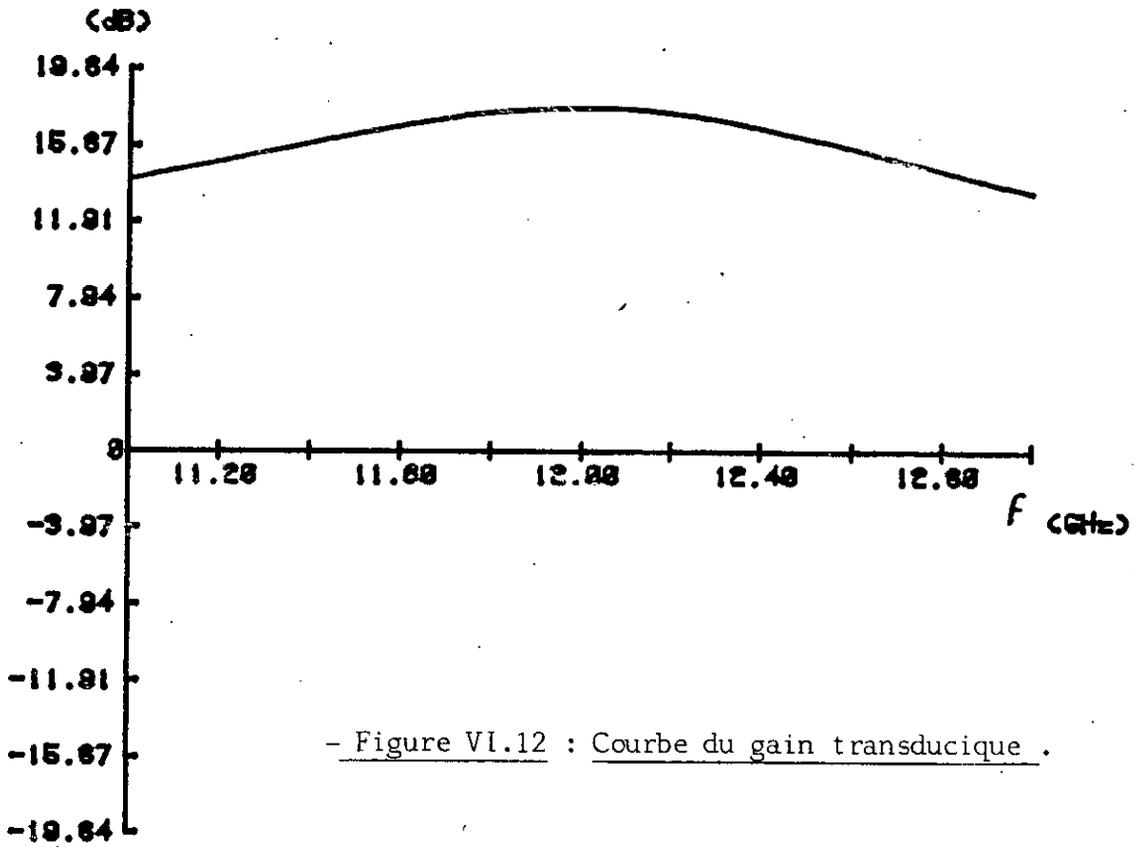
- la réalisation du masque photographique
- la mise en place d'une résine photosensible avec illumination et révélation
- la gravure chimique .

VI-2) Le montage :

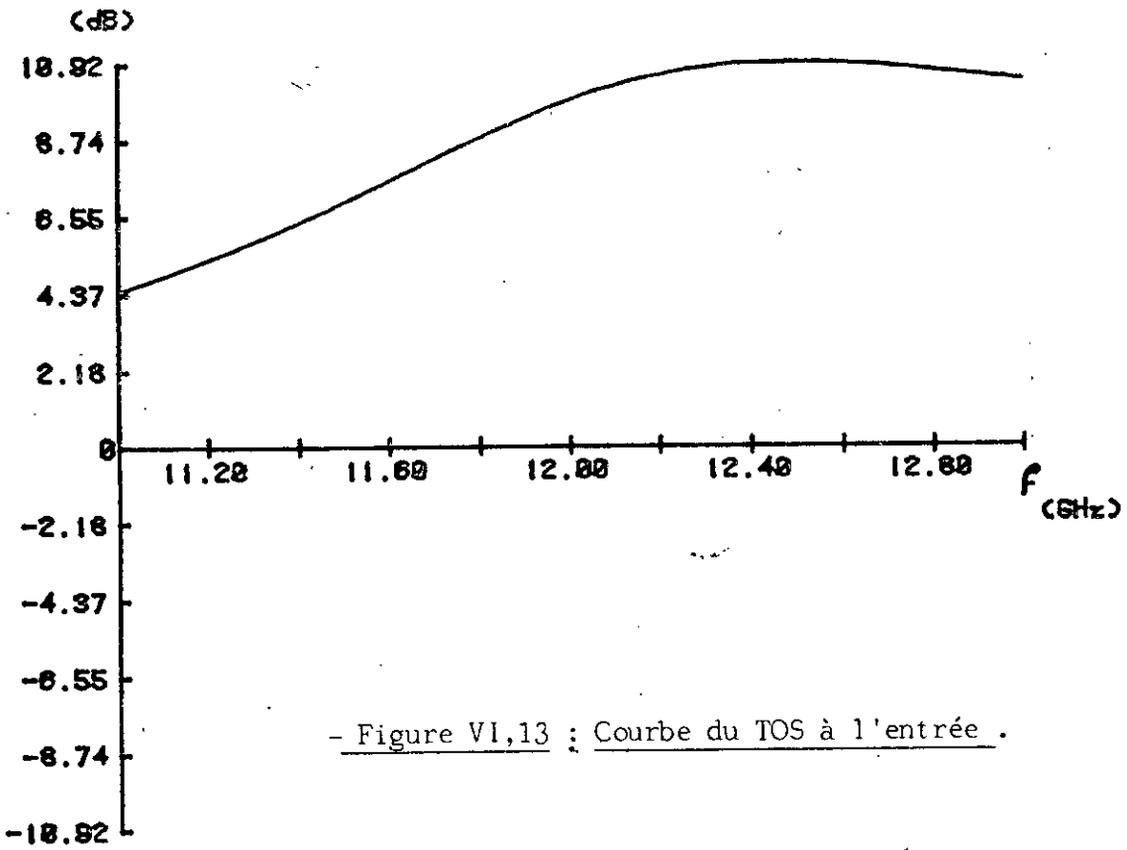
Les transistors du montage (figure VI.16) sont utilisés en source commune . Les condensateurs C_1 , C_2 et C_3 sont des condensateurs chips (éléments localisés) de capacité 4.7 pF et occupent une surface de l'ordre de un millimètre carré . L'encoche réalisée dans le boîtier (figure VI.17b) permet de coller les deux pattes de l'électrode de source du transistor à la masse . L'implantation des éléments (transistors , condensateurs et fil de section 100 μ m) est réalisée au moyen d'une laque d'argent conductrice composée de deux durcisseurs , préparés préalablement et conjointement dans les mêmes proportions . La solidification de la laque d'argent nécessite un étuvage sous une température de 60° C environ pendant 20 mn .

VI-3) Le boîtier :

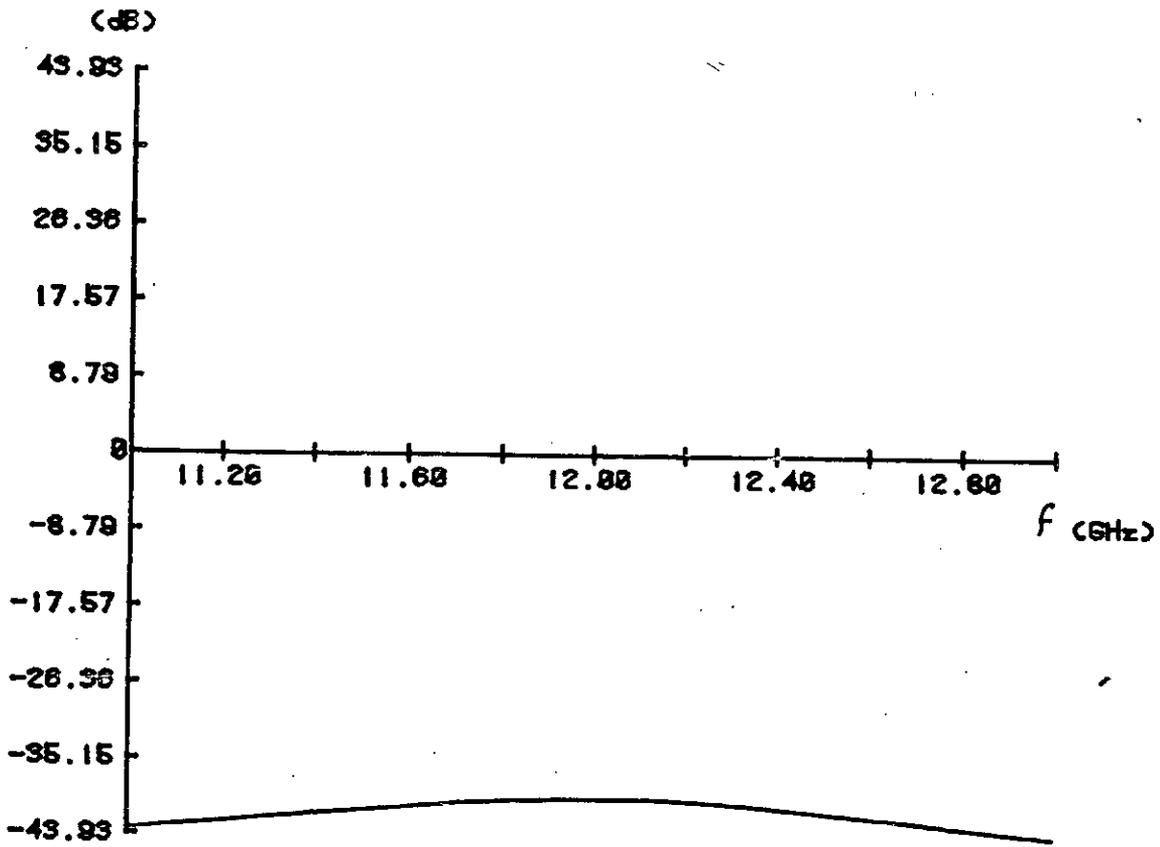
Le boîtier est réalisé en laiton (figure VI.17) et doté de six prises (O.S.M mâles) . Il permet la connexion avec les éléments extérieurs et protège le circuit des contraintes mécaniques et des signaux parasites .



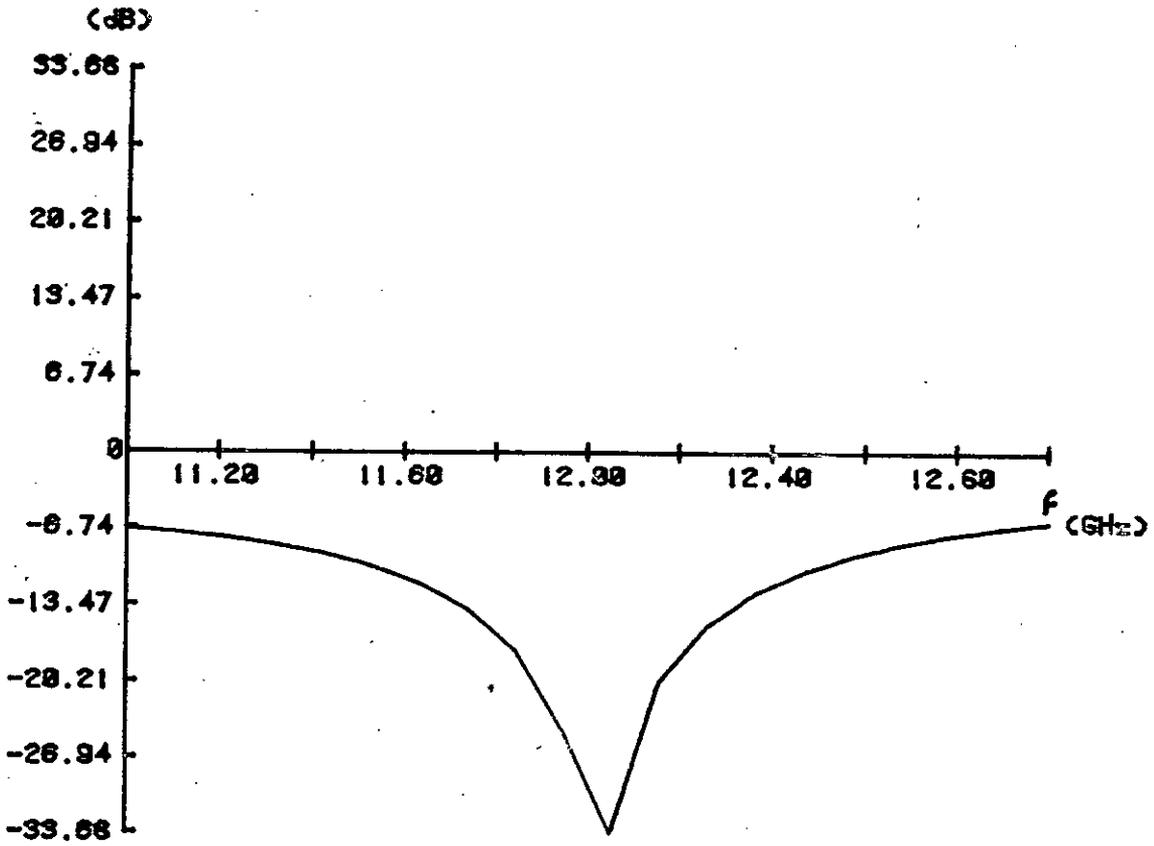
- Figure VI.12 : Courbe du gain transducique .



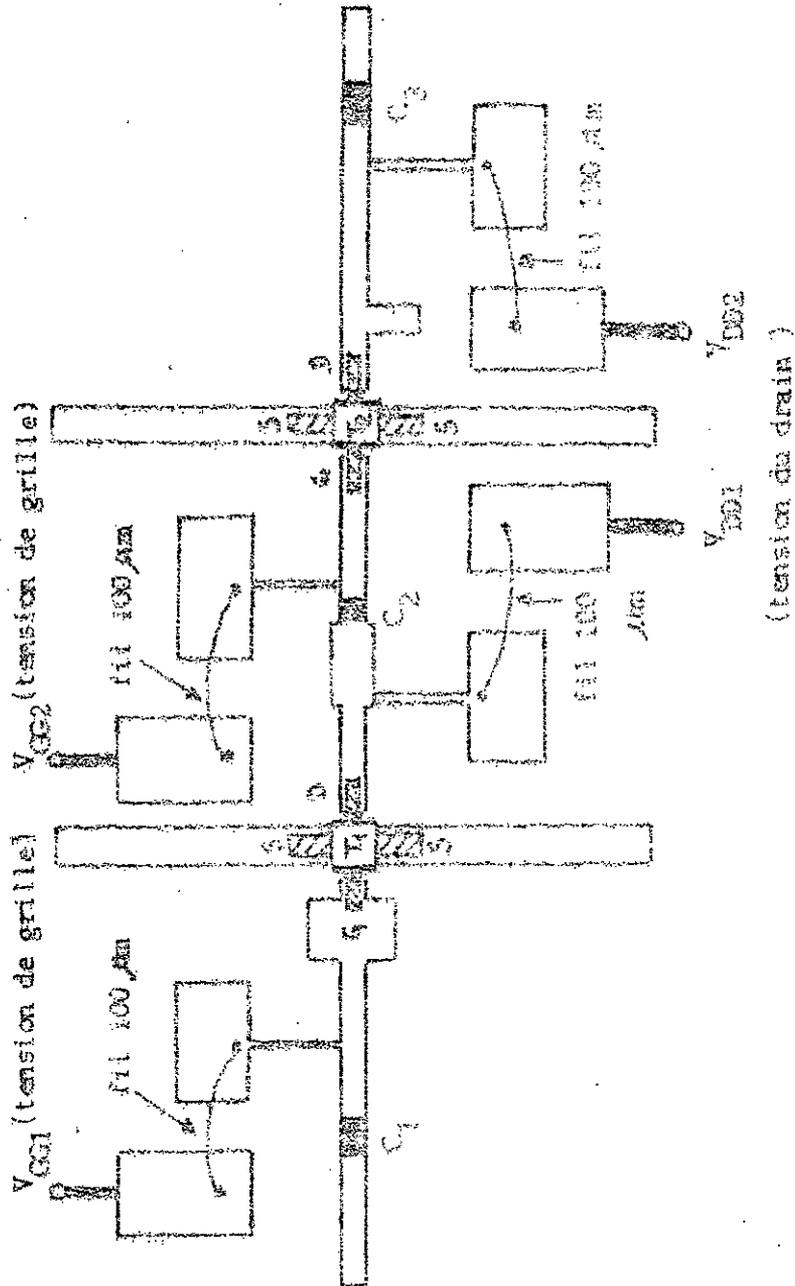
- Figure VI,13 : Courbe du TOS à l'entrée .



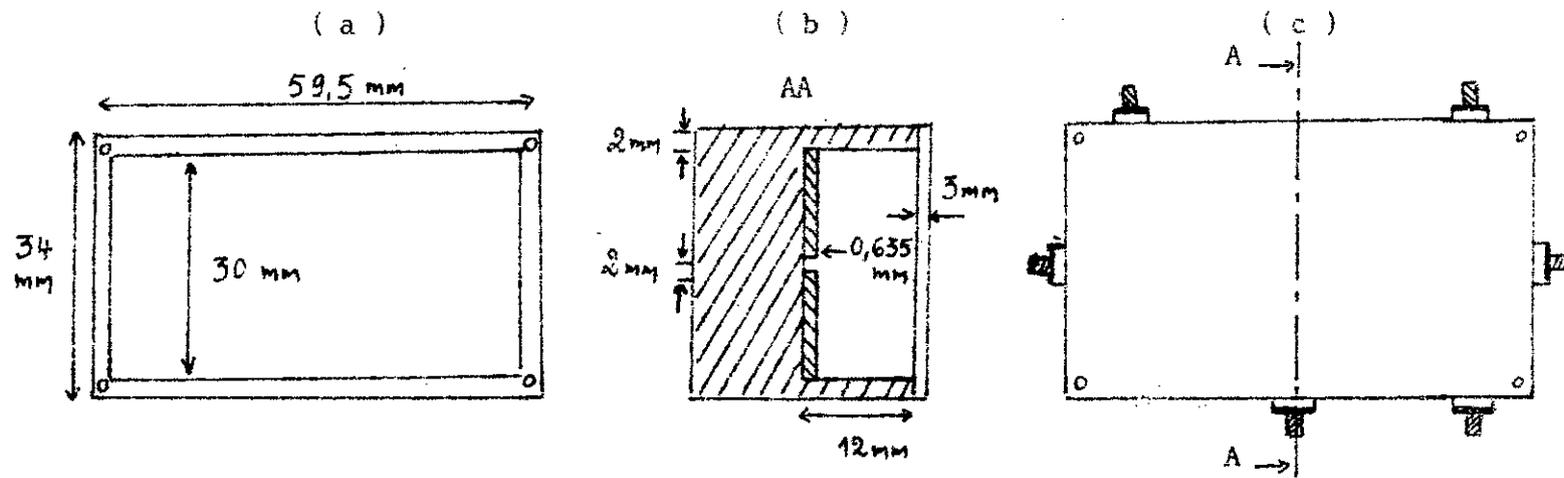
- Figure VI.14 : Courbe de l'isolation.



- Figure VL15 : Courbe des pertes par réflexion en sortie .



- Figure VI.16 : Vue de dessus du montage amplificateur (échelle 5) .



- Figure VI.17 : Le boîtier :

a - Vue de dessus

b - Vue de côté en coupe AA

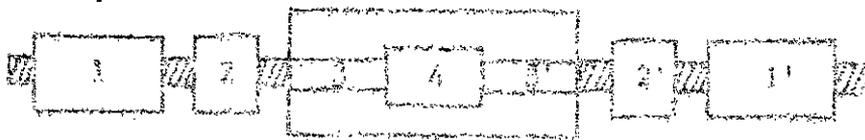
c - Vue de dessus avec prises et couvercle

VII- Mesures :

Pour mesurer les performances du transistor et de l'amplificateur, nous disposons d'un mesureur de bruit et d'un analyseur de réseau HF 3/0dB automatique donnant respectivement le facteur de bruit et les paramètres de répartition S_{ij} .

L'analyseur de réseau automatique utilisé ne possède pas de té de polarisation incorporé : le pontage de test du transistor (figure VI.18) se compose donc de :

- deux té de polarisation (1 et 1')
- deux transitions ligne microruban-coaxial (2 et 2')
- deux tronçons de ligne microruban (3 et 3')
- un transistor (4)



- Figure VI.18 : Support de test d'un transistor .

VII-1) Programme de mesure d'un transistor :

Le transistor étant un quadripôle non accessible, par conséquent la mesure de ses paramètres dynamiques indispensables à la réalisation de l'amplificateur, ne peut s'effectuer que par la technique de l'épluchage (chapitre III). Nous avons, dans ce but, développé un programme permettant de déterminer les valeurs des paramètres S_{ij} du transistor à utiliser à partir des caractéristiques des circuits associés. Les résultats sont affichés directement sur micro-ordinateur connecté à l'analyseur de réseau (figure VI.19).

VII-1-1) Caractérisation de la ligne microruban :

La relation (III.16)

du chapitre III peut s'écrire sous la forme :

$$4(\operatorname{ch} 2d)^2 = \frac{R + jX}{R_1 + jX_1}$$

$$\text{où } R = |Y_0||Y_1|\cos(\theta_0 + \theta_1) - |Y_0||Y_3|\cos(\theta_0 + \theta_3) -$$

$$|Y_1||Y_2|\cos(\theta_1 + \theta_2) + |Y_2||Y_3|\cos(\theta_2 + \theta_3)$$

$$X = |Y_0||Y_1|\sin(\theta_0 + \theta_1) - |Y_0||Y_3|\sin(\theta_0 + \theta_3) -$$

$$|Y_1||Y_2|\sin(\theta_1 + \theta_2) + |Y_2||Y_3|\sin(\theta_2 + \theta_3)$$

$$R_1 = |Y_0||Y_2|\cos(\theta_0 + \theta_2) - |Y_1||Y_2|\cos(\theta_1 + \theta_2) -$$

$$|Y_0||Y_3|\cos(\theta_0 + \theta_3) + |Y_1||Y_3|\cos(\theta_1 + \theta_3)$$

$$X_1 = |Y_0||Y_2|\sin(\theta_0 + \theta_2) - |Y_1||Y_2|\sin(\theta_1 + \theta_2) -$$

$$|Y_0||Y_3|\sin(\theta_0 + \theta_3) + |Y_1||Y_3|\sin(\theta_1 + \theta_3)$$

$$\text{où } \theta_i = \arg Y_i' \quad (i=0,1,2,3)$$

En posant $a = \operatorname{ch} 2d \operatorname{ccos} 2\beta d$ et $b = \operatorname{sh} 2d \operatorname{dsin} 2\beta d$, nous obtenons :

$$a = \frac{RR_1 + XX_1}{2(R_1^2 + X_1^2)} - 1$$

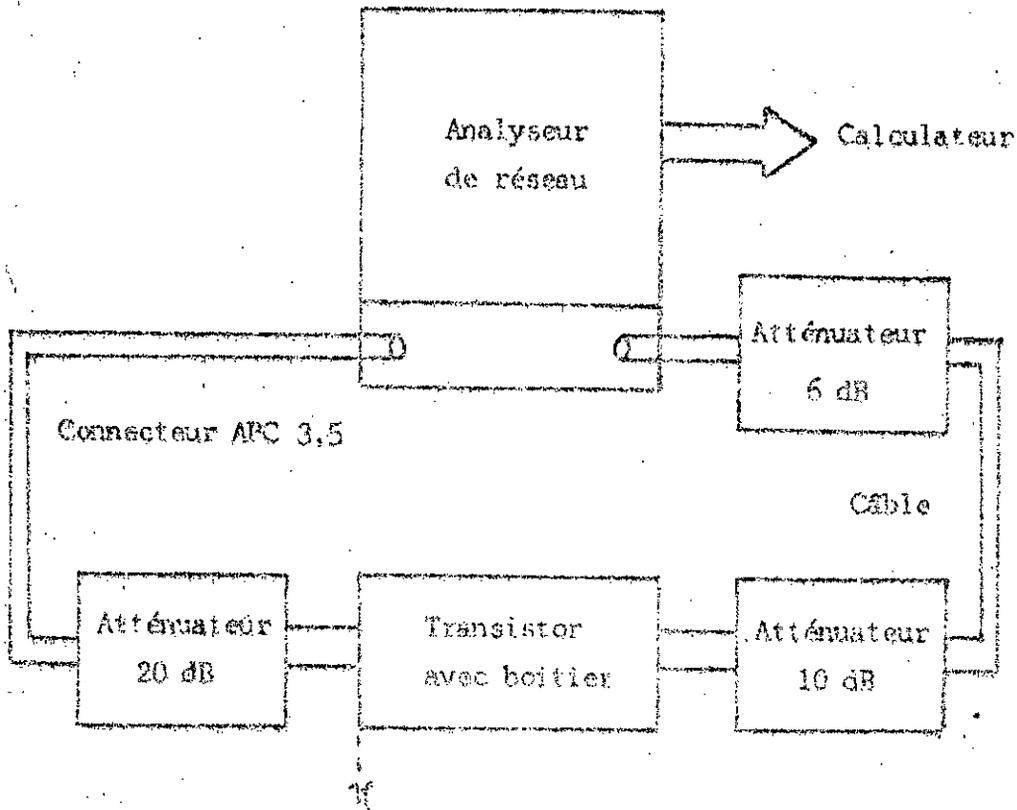
$$b = \frac{R_1X - RX_1}{2(R_1^2 + X_1^2)}$$

Ce système d'équations nous donne :

$$d = \frac{1}{2\beta} \ln \left[\frac{a}{\cos^2 2d} + \left[\frac{a^2}{\cos^2 2d} - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \right] \quad (\text{VI.19a})$$

$$\beta = \frac{1}{2d} \arccos \left[\frac{c + [c^2 - 4a^2]^{\frac{1}{2}}}{a} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{VI.19b})$$

$$\text{où } c = a^2 + b^2 + 2.$$



- Figure VI.19 : Banc de mesure du transistor

VII-1-2) Caractérisation des transitions :

Les paramètres de répartition des transitions sont déterminés par la relation (III.18) du chapitre III dans laquelle les coefficients de réflexion γ_i prennent les valeurs γ_0 , γ_1 , γ_2 et γ_3 .

VII-1-3) Caractérisation des téés de polarisation :

Nous effectuons la mesure des paramètres S_{ij} des téés de polarisation en fonction de la fréquence dans la gamme de 0,5 GHz à 20 GHz. Ces valeurs sont stockées pour, éventuellement, d'autres mesures.

VII-1-4) Détermination des paramètres du transistor :

Les caractéristiques des éléments associés et celles du montage global étant mesurées, nous en déduisons les paramètres de répartition du transistor à partir de la matrice d'onde qui s'écrit :

$$C_T = (C_i)^{-1} \cdot C \cdot (C_o)^{-1} \quad (VI, 20)$$

où C : matrice d'onde du montage global

C_i et C_o : matrices d'onde des circuits d'entrée et de sortie du transistor .

La matrice de répartition du transistor est alors déterminée à l'aide d'un programme (Annexe A11) que nous avons élaboré et qui permet de caractériser tout quadripôle micro-onde inaccessible .

VII-2) Mesure du gain et du coefficient de réflexion à l'entrée de l'amplificateur :

Le même banc de mesure (figure VI.19) qui nous a permis de caractériser le transistor, est utilisé pour la mesure du gain et du coefficient de réflexion de l'amplificateur .

La calibration est faite dans le plan T_1 . Les atténuateurs 10 dB et 6 dB ont pour rôle de masquer l'effet de désadaptation du câble et d'éviter la saturation de la voie de test de l'analyseur de réseau . Pour un amplificateur, nous devons ajouter en aval un atténuateur de valeur approximativement égale (en valeur absolue) à celle du gain, de l'ordre de 20 dB dans notre cas .

VII-2-1) Erreurs inhérentes au système de mesure :

La mesure précise des paramètres de répartition en général et du gain en particulier nécessite la connaissance des termes d'erreurs [10] qui sont au nombre de six :

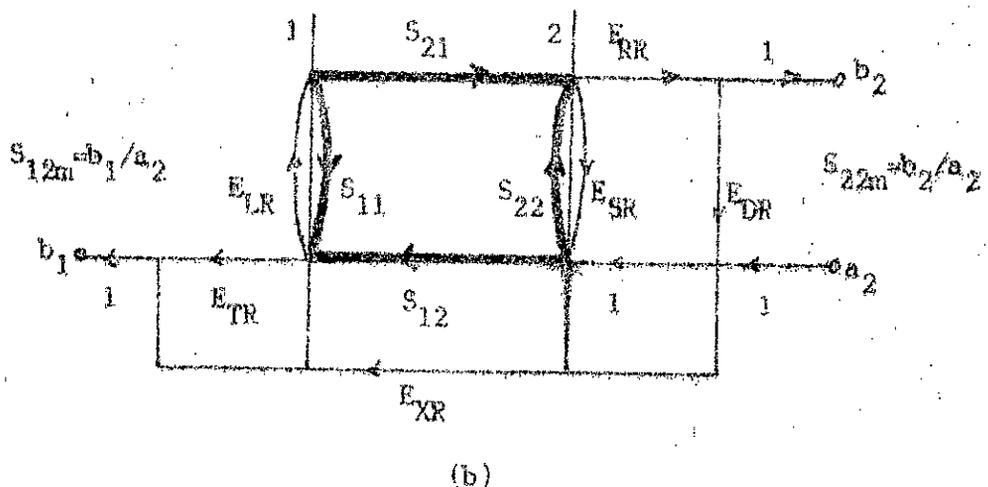
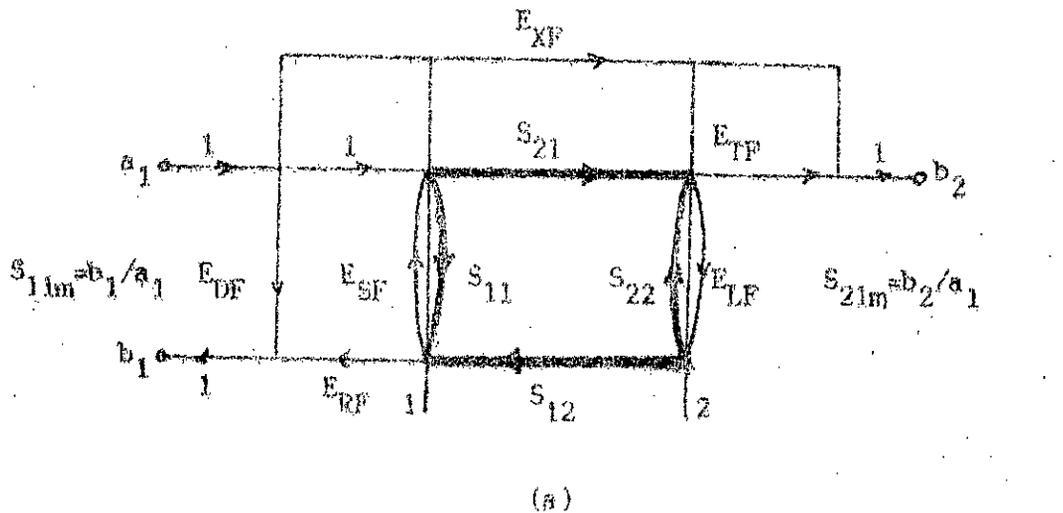
- E_{SF} ou E_{SR} : termes d'erreur dus à la désadaptation de la source .
- E_{TW} ou E_{DR} : termes d'erreur dus à la directivité non infinie des coupleurs et aux connecteurs .
- E_{LF} ou E_{LR} : termes d'erreur dus à la désadaptation de la charge .

- E_{RF} ou E_{RR} : termes d'erreurs de morphologie dus à la différence des composants des voies de test et de référence responsables de variations de niveau en fonction de la fréquence .
- E_{TF} ou E_{TR} : termes d'erreurs de transmission .
- E_{XF} ou E_{XR} : termes d'erreurs dus à la mauvaise isolation entre l'entrée et la sortie de l'analyseur de réseau .

Ces six termes d'erreurs sont pris en compte par le calculateur lors de la calibration .

Un tel modèle d'erreurs conduit aux deux graphes de fluence (figure VI.20) dans lesquels les paramètres S_{ijm} sont ceux du quadripôle mesuré .

Les valeurs corrigées (Annexe A13) sont données par le calculateur .



- Figure VI.20 : Graphe de fluence de l'ensemble quadripôle-système (a : en direct et b : en inverse) .

VII-2-2) Polarisation :

Pour avoir un facteur de bruit minimal et un gain élevé , nous avons | 11 | polarisé l'amplificateur de la manière suivante :

$V_{GS} = -0,6 \text{ V}$, $V_{DS} = 3 \text{ V}$ et $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ pour le premier transistor ;

$V_{GS} = -0,3 \text{ V}$, $V_{DS} = 3 \text{ V}$ et $I_{DS} = 30 \text{ mA}$ pour le deuxième transistor .

VII-2-3) Résultats obtenus :

Une fois l'amplificateur polarisé correctement et connecté entre l'entrée et la sortie de l'analyseur de réseaux , les valeurs du gain et du T.O.S. à l'entrée (tableau VI.1) sont affichées directement sur imprimante .

VII-3) Mesure du facteur de bruit :

Ce paramètre est obtenu à l'aide d'un mesureur de bruit automatique pour trois fréquences différentes (tableau VI.2) .

f (GHz)	$G_T = S_{21} ^2$ (dB)		T.O.S. (dB)
	mesuré	théorique	mesuré
11,00	14,11	16,27	7,14
11,20	14,15	17,14	7,21
11,40	15,23	18,02	7,32
11,60	16,49	18,90	7,40
11,70	17,83	19,20	7,51
11,80	18,18	19,40	7,64
11,90	17,81	19,80	7,83
12,00	17,76	19,98	8,04
12,10	17,62	19,70	7,87
12,20	17,24	18,90	7,83
12,40	16,03	17,80	7,69
12,60	14,00	17,06	7,61
12,80	12,90	16,10	7,51
13,00	12,01	15,10	7,47

- Tableau VI.1 Valeurs du gain (G_T) et du taux d'onde stationnaire (T.O.S) à l'entrée.

f (GHz)	F (dB)
11,50	2,90
12,00	3,30
12,50	3,80

- Tableau VI.2 : Valeurs mesurées du facteur de bruit

VIII- Interprétation des résultats :

La comparaison des valeurs théoriques et expérimentales du gain donne une différence moyenne de l'ordre de 2 dB dans la bande de fréquence considérée - 11,7 à 12,1 GHz . Cette différence peut être due aux phénomènes suivants :

- Les deux transitions entrée/sortie ont des imperfections qui occasionnent des pertes par réflexion et des pertes d'insertion .
- Le rayonnement des circuits micro-onde provoque une perte de puissance et plus particulièrement au niveau du second étage (ligne ouverte) .
- Les condensateurs de liaison et la ligne microruban introduisent respectivement des pertes par réflexion et des pertes d'insertion .
- Les dimensions des circuits ne correspondent pas exactement à celles déterminées par le calcul . Ceci est dû d'une part aux erreurs introduites par la synthèse (précision de l'ordre de 2%) et d'autre part à la réalisation (la précision du coordinatographe est de 10 μ m) .

La valeur maximale du gain se situe à 11,8 GHz au lieu de 12 GHz . Cette différence, évaluée à 1,7% , peut s'expliquer par une surestimation de la longueur d'onde [8] . Une réduction de 1,7% des longueurs des circuits aurait augmenté la fréquence dans les mêmes proportions .

L'augmentation du facteur de bruit avec la fréquence (tableau VI.2) , est tout à fait évidente .

CONCLUSION :

Nous avons réussi à concevoir un amplificateur micro-onde dans la bande de 12 GHz . Cette réalisation entre dans le cadre d'un projet global de réception des signaux émis en télévision directe par satellite (TVDS) .

Ce travail nous a permis de maîtriser la technologie hybride des circuits micro-ondes et plus particulièrement les amplificateurs à transistors .

Parmi les structures de ligne de transmission utilisées comme éléments de circuits , nous avons choisi la ligne microruban car elle facilite l'intégration des composants localisés . Les pertes par rayonnement et l'apparition des modes supérieurs de transmission constituent les inconvénients majeurs de la ligne microruban . Pour conserver la validité des méthodes de calcul et réduire ces phénomènes , nous avons conçu des lignes étroites de petites dimensions .

Les méthodes d'optimisation et les programmes de synthèse , d'analyse et de C.A.O. que nous avons développés constituent un outil performant pour la conception de dispositifs micro-ondes . En effet , ces méthodes permettent de maintenir la gamme de fréquences considérée à l'intérieur de la bande passante d'un amplificateur ou autre en dépit des erreurs inhérentes à la synthèse et aux moyens de réalisation , et peuvent être utilisées , en bande moyenne , à la place des méthodes analytiques et numériques [4 et 11] . Le programme de synthèse calcule les paramètres de conception des réseaux en tenant compte de l'effet de dispersion en fréquence de la ligne microruban et teste aussi , pour un substrat donné , les possibilités d'adaptation de chaque circuit . En ce qui concerne le programme d'analyse, il calcule les caractéristiques de tout dispositif micro-onde quel que soit le nombre de quadripôles qui le constituent .

Les limites des moyens de réalisation sont apparues à la fréquence de 12 GHz , nous avons alors été amenés à surdimensionner les circuits pour une correction en fin de réalisation .

Les résultats obtenus donnent , dans le cas le plus défavorable avec des pentes de conversion du mélangeur de l'ordre de 10 dB ; un facteur de bruit global de 4 dB . Cette valeur est inférieure à celle fixée par les normes internationales qui est de 6 dB .

L'amplificateur réalisé permet donc une amélioration de la qualité du signal et la possibilité de réception sur une zone géographique plus étendue que celle prévue . Il permet également la réduction , dans une certaine limite , des dimensions de l'antenne de réception . Ces avantages conduiront donc à une baisse du prix de revient de la chaîne de réception .

Notre réalisation peut être améliorée en caractérisant , d'une manière précise , le substrat à partir de mesures faites sur une ligne microbande d'impédance 50 ohms .

Matrices de répartition généralisée d'un multipôle

La matrice de répartition [S] d'un multipôle met en relation les matrices [b] et [a] respectivement matrice d'ondes réparties émergentes et matrice d'ondes réparties entrantes, comme suit :

$$[b] = [S] [a]$$

Les expressions de [b] et [a] [4] permettent d'écrire :

$$[S] = [R] \left[[Z_N] - [Z^{T*}] \right] \left[[Z_N] + [Z] \right]^{-1} [R]^{-1} \quad (A1.1)$$

où [R] : matrice diagonale d'éléments $1/2(\text{Re}Z_i)^{-1/2}$ (figure 1)

[Z_N] : matrices impédance du multipôle

[Z] : matrice diagonale d'impédances de normalisation

[Z^{T*}] : conjugué de la transposée de [Z]

Si [Z'] est une autre matrice de normalisation ([Z'] + [Z]), nous aurons :

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

$$\text{et} \quad [Y] = \left[[Z'] - [Z] \right] \left[[Z'] + [Z^{T*}] \right]^{-1} \quad (A1.3)$$

où [Y] est la matrice du coefficient de réflexion

La matrice impédance du multipôle s'écrit :

$$[Z_N] = [R]^{-1} \left[[I_N] - [S] \right]^{-1} \left[[S] [Z] + [Z^{T*}] \right] [R] \quad (A1.4)$$

Compte tenu de (A1.2) et (A1.4), nous obtenons donc :

$$[S'] = [R'] [R]^{-1} \left[[I_N] - [S] \right]^{-1} \left[[S] - [Y^{T*}] \right] \left[[I_N] - [Y^{T*}] \right]^{-1} \\ \cdot \left[[I_N] - [Y] \right] \left[[I_N] - [S] [Y] \right]^{-1} \left[[I_N] - [S] \right] [R] [R']^{-1} \quad (A1.5)$$

où [I_N] est la matrice unité .

Puisque :

$$\left[[I_N] - [S] \right]^{-1} \left[[S] - [Y^{T*}] \right] \left[[I_N] - [Y^{T*}] \right]^{-1} \\ \left[[I_N] - [Y^{T*}] \right]^{-1} \left[[S] - [Y^{T*}] \right] \left[[I_N] - [S] \right]^{-1} \quad (A1.6)$$

et

$$\begin{bmatrix} [U_n] - [Y] \\ [U_n] - [S] \end{bmatrix} [U_n] - [S] \begin{bmatrix} [U_n] - [Y] \\ [U_n] - [S] \end{bmatrix}^{-1} [U_n] - [S] = \begin{bmatrix} [U_n] - [Y] \\ [U_n] - [S] \end{bmatrix} [U_n] - [Y] \begin{bmatrix} [U_n] - [Y] \\ [U_n] - [S] \end{bmatrix}^{-1} [U_n] - [S] \quad (A1.7)$$

alors

$$[S] = [A]^{-1} [S] - [Y] \begin{bmatrix} [U_n] - [Y] \\ [U_n] - [S] \end{bmatrix}^{-1} [U_n] - [S] \quad (A1.8)$$

où

$$[A] = [R]^{-1} [R] \begin{bmatrix} [U_n] - [Y] \\ [U_n] - [S] \end{bmatrix} \quad (A1.9)$$

$[A]$ et $[Y]$ sont des matrices diagonales dont les éléments s'expriment respectivement :

$$A_{ii} = (1 - Y_{ii}^{-1})^{-1} (1 - Z_{ii}^*) (1 - |Y_{ii}|^2)^{\frac{1}{2}} \quad (A1.10)$$

$$Y_{ii} = \frac{Z_i' - Z_i}{Z_i' + Z_i} \quad (A1.11)$$

$[R]$: matrice diagonale dont les éléments sont $1/2(\text{Re}Z_i')^{-\frac{1}{2}}$.

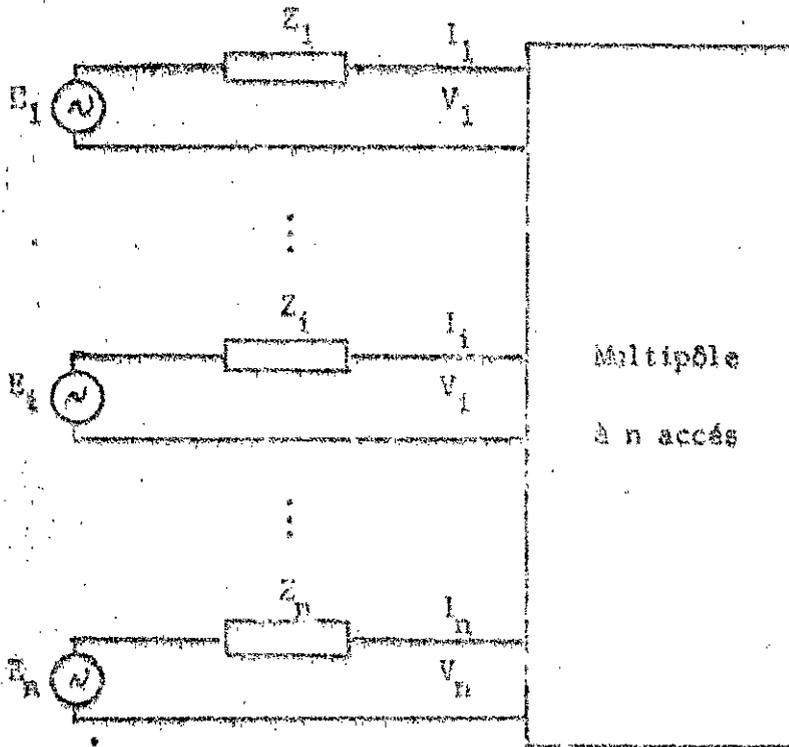


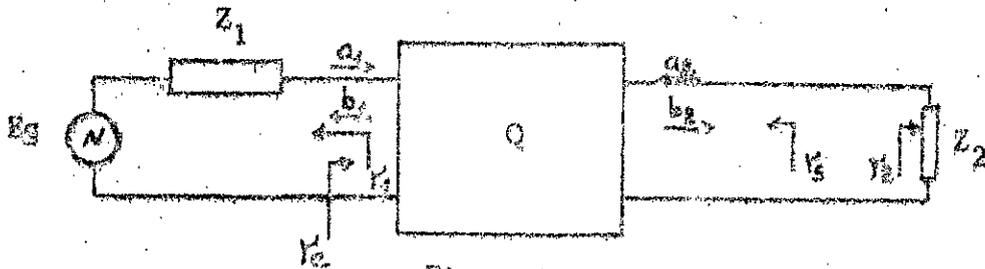
Figure 1 : Multipôle à n accès .

L'adaptation simultanée (conjuguée)

1- Adaptation à l'entrée d'un quadripôle :

Considérons le quadripôle :

figure 1, alimenté par E_g d'impédance Z_1 et chargé par Z_2 .



- Figure 1

Le quadripôle Q est caractérisé par sa matrice de répartition [S] :

Nous écrivons donc :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (A2.4)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (A2.5)$$

Le coefficient de réflexion de charge γ_2 s'exprime :

$$\gamma_2 = \frac{a_2}{b_2} \quad (A2.6)$$

Compte tenu des relations précédentes, le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle s'écrit :

$$\gamma_e = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\gamma_2}{1 - S_{22}\gamma_2} \quad (A2.7)$$

L'adaptation à l'entrée se traduit par :

$$\gamma_e = \gamma_1^*$$

où γ_1 est le coefficient de réflexion de source (γ_1^* : conjugué de γ_1).

Nous en déduisons :

$$\gamma_1 = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\gamma_2}{1 - S_{22}\gamma_2} \right]^* \quad (A2.8)$$

II - Adaptation à la sortie d'un quadripôle :

L'adaptation s'explique par :

$$\Gamma_s = \Gamma_2^*$$

où Γ_s est le coefficient de réflexion de sortie .

En posant $E_2 = 0$, nous obtenons :

$$\Gamma_2 = \left[S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_1}{1 - S_{11}\Gamma_1} \right] \quad (A2.6)$$

III - Adaptation simultanée :

Les relations (A2.3) et (A2.4) permettent d'écrire :

$$\Gamma_1 = S_{11}^* + \frac{S_{12}^*S_{21}^*(S_{22} - \Delta\Gamma_1)}{1 - S_{11}\Gamma_1 - |S_{22}|^2 + S_{22}^*\Delta\Gamma_1} \quad (A2.5a)$$

$$\text{où} \quad \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (A2.5b)$$

En développant (A2.5a) , nous obtenons :

$$C_1\Gamma_1^2 - B_1\Gamma_1 + C_1^* = 0$$

$$\text{où} \quad C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (A2.6a)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (A2.6b)$$

Les racines de l'équation du second degré sont donc :

$$\Gamma_1 = \Gamma_{1M} = \frac{B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{\frac{1}{2}}}{2C_1} \quad (A2.7)$$

Nous obtenons d'une façon analogue :

$$\Gamma_2 = \Gamma_{2M} = \frac{B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{\frac{1}{2}}}{2C_2} \quad (A2.8)$$

$$\text{où} \quad C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (A2.8a)$$

et $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$ (A2.55)

A partir des relations (A2.6a) et (A2.6b), nous obtenons :

$$B_1^2 - 4|C_1|^2 = 4|K^2 - 1| |S_{12}S_{21}|^2$$

où $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}$ (A2.56)

K est appelé facteur de Rollet.

Le terme $4(K^2 - 1)|S_{12}S_{21}|^2$ est invariant dans l'échange des indices 1 et 2, alors :

$$B_1^2 - 4|C_1|^2 = B_2^2 - 4|C_2|^2$$

Discussion :

Les hypothèses sont :

$$|T_{1M}| < 1 \text{ et } |T_{2M}| < 1$$

$$|T_e| < 1 \text{ et } |T_s| < 1$$

a) $|K| = 1$

Dans ce cas, nous avons $B_i = \pm 2|C_i|$ $i = 1, 2$

donc $|T_{iM}| = 1$ et l'adaptation est pratiquement impossible.

b) $|K| < 1$

L'adaptation est possible puisque $|T_{iM}| < 1$.

c) $|K| > 1$

$$T_{1M} = \frac{B_1 - (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{\frac{1}{2}}}{2C_1} \text{ et } T_{1M}'' = \frac{B_1 + (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{\frac{1}{2}}}{2C_1}$$

$$T_{2M} = \frac{B_2 - (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{\frac{1}{2}}}{2C_2} \text{ et } T_{2M}'' = \frac{B_2 + (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{\frac{1}{2}}}{2C_2}$$

Nous avons dans ce cas : $|Y'_{IM}| \cdot |Y''_{IM}| = 1$

Nous déduisons donc que nous pouvons adapter simultanément l'entrée et la sortie puisqu'une des deux solutions aura un module inférieur à l'unité.

Stabilité inconditionnelle

Nous avons la stabilité inconditionnelle si et seulement si :

$$\left| S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_2}{1 - S_{22} \Gamma_2} \right| < 1 \quad (A3.1)$$

et

$$\left| S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_1}{1 - S_{11} \Gamma_1} \right| < 1 \quad (A3.2)$$

quels que soient $|\Gamma_1| < 1$ et $|\Gamma_2| < 1$

L'expression (A3.1) peut s'écrire :

$$\left| S_{22}^{-1} \left[\Delta + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - S_{22} \Gamma_2} \right] \right| < 1 \quad (A3.3)$$

L'expression du premier membre de (A3.3) est une transformation homographique. Elle transforme le cercle unité $|\Gamma_2| = 1$ en un cercle C que nous déterminerons :

a) $(1 - S_{22} \Gamma_2)$ transforme $|\Gamma_2| = 1$ en un cercle de centre 1 et de rayon $|S_{22}|$.

b) $(1 - S_{22} \Gamma_2)^{-1}$ transforme $|\Gamma_2| = 1$ en un cercle :

de centre $(1 - |S_{22}|^2)^{-1}$

de rayon $|S_{22}| (1 - |S_{22}|^2)^{-1}$

Le cercle C sera donc :

$$C = S_{22}^{-1} \Delta + \frac{S_{12} S_{21} S_{22}^{-1}}{1 - |S_{22}|^2} + \frac{|S_{12} S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} e^{j\varphi} \quad (A3.4)$$

et φ varie de 0 à 2π .

Or $|C| < 1$, alors :

$$\frac{1}{|s_{22}|} \left| \Delta + \frac{s_{12}s_{21}}{1 - |s_{22}|^2} \right| + \frac{|s_{12}s_{21}|}{1 - |s_{22}|^2} < 1 \quad (A3.5)$$

Ceci implique : $0 \leq \frac{1}{|s_{22}|} \left| \Delta + \frac{s_{12}s_{21}}{1 - |s_{22}|^2} \right| < 1 - \frac{|s_{12}s_{21}|}{1 - |s_{22}|^2}$ (A3.6)

La double inégalité (A3.6) indique que :

$$1 - |s_{22}|^2 > |s_{12}s_{21}| \quad (A3.7)$$

En élevant au carré les deux membres de (A3.6) et en développant, ensuite, nous obtenons :

$$K = \frac{1 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2 - |s_{11}|^2}{2|s_{12}s_{21}|} > 1 \quad (A3.8)$$

Nous obtenons également, à partir de (A3.3), l'inégalité suivante :

$$1 - |s_{11}|^2 > |s_{12}s_{21}| \quad (A3.9)$$

En additionnant (A3.7) et (A3.9), nous aurons :

$$2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 > 2|s_{12}s_{21}| \quad (A3.10)$$

De plus $|\Delta| = |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}| \leq |s_{11}||s_{22}| + |s_{12}||s_{21}|$ (A3.11)

Les inégalités (A3.10) et (A3.11) nous donnent :

$$|\Delta| \leq |s_{11}||s_{22}| - 1/2|s_{11}|^2 - 1/2|s_{22}|^2 \quad (A3.12)$$

$$|\Delta| \leq 1 - 1/2(|s_{11}| + |s_{22}|)^2 < 1 \quad (A3.13)$$

En conclusion, la condition nécessaire et suffisante pour qu'il y ait stabilité inconditionnelle :

$$K > 1 \quad \text{et} \quad |\Delta| < 1$$

Cercles de stabilité

Nous déterminerons le lieu de Υ_2 dont la valeur critique $|\Upsilon_0| = 1$.
Le module du coefficient de réflexion Υ_e à l'entrée d'un quadripôle
s'écrit :

$$|\Upsilon_e| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Upsilon_2}{1 - \Upsilon_2 S_{22}} \right| = 1 \quad (A4.1)$$

En développant cette équation, nous obtenons :

$$|S_{11} - \Delta\Upsilon_2| = |1 - \Upsilon_2 S_{22}| \quad (A4.2)$$

En développant l'égalité (A4.2) et en l'élevant au carré, nous obtenons :

$$|\Upsilon_2|^2 \frac{2\operatorname{Re}(S_{22}\Upsilon_2 - \Delta S_{11}^*\Upsilon_2)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (A4.3)$$

L'équation d'un cercle de centre Ω_2 et de rayon R_2 dans le plan complexe est donnée par :

$$|OM|^2 - 2\operatorname{Re}(OM\Omega_2^*) = R_2^2 - |\Omega_2|^2$$

En identifiant avec (A4.3) et après simplification de R_2 , nous obtenons :

$$R_2 = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (A4.4)$$

$$\Omega_2 = \frac{S_{22}^* - S_{11}\Delta^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (A4.5)$$

De même, nous trouvons que le lieu de Υ_1 , tel que le module du coefficient de réflexion Υ_s de sortie soit égal à l'unité, est un cercle de rayon R_1 et de centre Ω_1 :

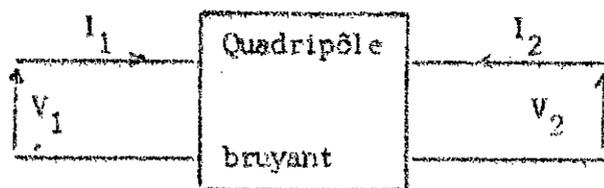
$$R_1 = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (A4.6)$$

$$\Omega_1 = \frac{s_{11}^* - s_{22}\Delta^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

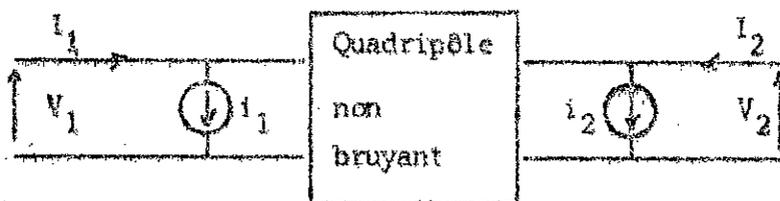
(A.6.11)

Calcul du facteur de bruit

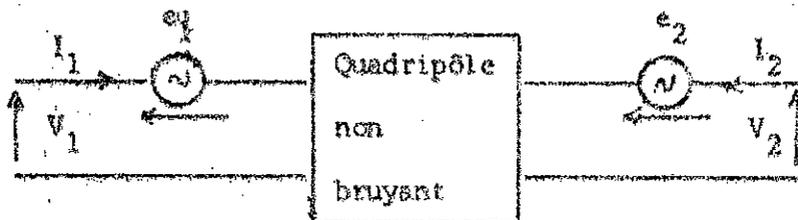
Considérons un quadripôle bruyant avec ses sources de bruit internes (Figure 1) . Ce quadripôle peut être représenté par des circuits équivalents (Figures 2 et 3) , où nous l'avons remplacé par un quadripôle non bruyant avec des sources de courant de bruit i_1 et i_2 (ou sources de tension de bruit e_1 et e_2) . Dans l'analyse des quadripôle bruyants , il est commode de placer les sources de bruit en amont (Figure 4) .



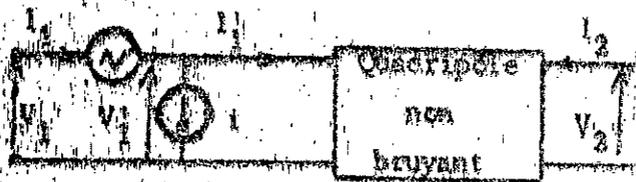
- Figure 1 : Quadripôle bruyant .



- Figure 2 : Quadripôle non bruyant associé à des sources de courant de bruit .



- Figure 3 : Quadripôle non bruyant associé à des sources de tension de bruit .



- Figure 4 : Quadripôle non bruyant associé
aux deux sources de bruit .

Déterminons e et i à partir de i_1 et e_1 ($i = 1, 2$)

$$i_1 = i_1' + i \quad (A5.1a)$$

$$v_1 = v_1' + e \quad (A5.1b)$$

or
$$i_1' = y_{11}'v_1' + y_{12}'v_2 \quad (A5.2a)$$

$$i_2 = y_{21}'v_1' + y_{22}'v_2 \quad (A5.2b)$$

où les y_{ij}' sont les éléments de la matrice admittance du quadripôle .

A partir de ces équations , nous obtenons :

$$i_1 = y_{11}(v_1 - e) + y_{12}v_2 + i \quad (A5.3a)$$

$$i_2 = y_{21}(v_1 - e) + y_{22}v_2 \quad (A5.3b)$$

Le circuit de la figure 2 nous donne :

$$i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2 + i \quad (A5.4a)$$

$$i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2 + i_2 \quad (A5.4b)$$

Finalement , nous obtenons :

$$e = \frac{-i_2}{y_{21}} \quad (A5.5a)$$

$$i = i_1 + y_{11}e = i_1 - \frac{y_{11}}{y_{21}}i_2 \quad (A5.5b)$$

De même , nous obtenons :

$$e = e_1 - \frac{z_{11}}{z_{21}}e_2 \quad (A5.6a)$$

$$i = -\frac{e_2}{z_{21}} \quad (A5.6b)$$

Pour déterminer le facteur de bruit F , nous devons utiliser le circuit (Figure 5) où y_s est l'admittance interne du générateur de courant i_s . En effet, le facteur de bruit F est une notion associée à l'ensemble source-quadripôle ; autrement dit, il dépend de l'admittance de source (ou impédance de source) .

Nous considérons que le bruit provenant du quadripôle en question n'est pas corrélé à celui de la source .

Le facteur de bruit F est défini par :

$$F = \frac{N_o}{N_a G} = \frac{N_o}{KT_o B G} \quad (A5.7)$$

où $N_a = KT_o B$ est la puissance de bruit disponible à l'entrée du quadripôle ;

$K = 1,374 \times 10^{-23}$ Joules/°K, la constante de Boltzmann ;

B = la bande passante du quadripôle ;

G = le gain en puissance du quadripôle ;

$T_o = 290^\circ K$;

N_o est la puissance de bruit disponible à la sortie du quadripôle .

La valeur quadratique moyenne du courant i_{sc} avec l-l' court-circuité s'exprime :

$$\begin{aligned} \overline{i_{sc}^2} &= \overline{i_s^2} + \overline{|i + y_s e|^2} = \\ &= \overline{i_s^2} + \overline{i^2} + \overline{|y_s|^2 e^2} + \overline{y_s^* i e^*} + \overline{y_s i_s^* e} \end{aligned} \quad (A5.8)$$

Alors ,

$$F = \frac{\overline{i_s^2} + \overline{|i + y_s e|^2}}{\overline{i_s^2}} \quad (A5.9)$$

Or, il existe une corrélation entre les sources de bruit e et i , traduite par une admittance $y_c = G_c + jB_c$ telle que :

$$i = i_u + y_c e \quad (A5.10)$$

Comme i_u est indépendant de e , nous avons par conséquent :

$$\overline{e i_u^*} = 0 \quad (A5.11a)$$

$$\overline{(i - i_u) i_u^*} = 0$$

$$(A5.11b)$$

$$(1 - i_u) i_u^* = 0 \quad (A5.11b)$$

$$e i^* = e(1 - i_u)^* = y_c^* e^2 \quad (A5.11c)$$

Solent R_n et G_u respectivement la résistance et la conductance équivalentes de bruit de e et de i_u , nous avons alors :

$$\overline{e^2} = 4KT_o R_n B \quad (A5.12a)$$

$$\overline{i_u^2} = 4KT_o G_u B \quad (A5.12b)$$

$$\overline{i_s^2} = 4KT_o G_s B \quad (A5.12c)$$

avec $G_s = \text{Reel } y_s$

$$\overline{i^2} = \overline{i_u^2} + \overline{|1 - i_u|^2} = 4KT_o B (G_u + R_n |y_c|^2) \quad (A5.13)$$

F s'exprime maintenant :

$$F = 1 + \frac{\overline{i_u^2} + |y_s + y_c|^2 \overline{e^2}}{4KT_o G_s B} = 1 + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{R_s} [(G_s + G_c)^2 + (B_s + B_c)^2] \quad (A5.14)$$

Le facteur de bruit dépend donc de l'admittance de source y_s . Nous pouvons montrer qu'il existe une admittance optimale $y_m = G_m + jB_m$, pour laquelle le facteur de bruit est minimal et égal à F_m qui annule les dérivées partielles :

$$\frac{\partial F}{\partial G_s} = \frac{\partial F}{\partial B_s} = 0$$

Nous trouvons ;

$$G_m = \left[G_c + \frac{G_u}{R_n} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (A5.15a)$$

$$B_m = -B_c \quad (A5.15b)$$

$$F_m = F_{\min} = 1 + 2R_n \left[G_c + \left(G_c^2 + \frac{G_u}{R_n} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (\text{A5.15c})$$

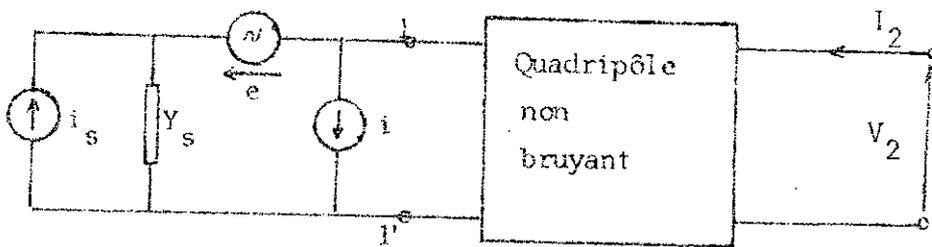
Le facteur de bruit s'exprime donc :

$$F = F_{\min} + \frac{R}{G_s} [(G_s - G_m)^2 + (B_s - B_m)^2] \quad (\text{A5.16})$$

Compte tenu de cette relation, F s'écrit aussi de la manière suivante :

$$F = F_{\min} + 4 \frac{R_n}{Z_0} \frac{|\gamma_s - \gamma_{\min}|^2}{|1 + \gamma_{\min}|^2 (1 - |\gamma_s|^2)} \quad (\text{A5.17})$$

où Z_0 est l'impédance de normalisation et γ_{\min} le coefficient de réflexion optimal.



- Figure 5 : Quadripôle non bruyant associé à des sources de tension et de courant de bruit .

- ANNEXE A6 -

Démonstration des B_j positifs

Nous savons que si un transistor est inconditionnellement stable, nous avons d'après l'inégalité (A3.7) :

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (A6.1)$$

Démontrons que B_1 est positif .

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (A6.2)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (A6.3)$$

$$\begin{aligned} |\Delta|^2 &= |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 \leq (|S_{11}S_{22}| + |S_{12}S_{21}|)^2 \leq \\ &\leq |S_{11}S_{22}|^2 + 2|S_{11}S_{22}||S_{12}S_{21}| + |S_{12}S_{21}|^2 \end{aligned} \quad (A6.4)$$

Les relations précédentes nous donnent :

$$\begin{aligned} B_1 &> |S_{11}|^2 + |S_{12}S_{21}| - |S_{11}S_{22}|^2 - 2|S_{11}S_{22}||S_{12}S_{21}| - |S_{12}S_{21}|^2 \\ &> |S_{11}|^2(1 - |S_{22}|^2) + |S_{12}S_{21}|(1 - 2|S_{11}S_{22}| - |S_{12}S_{21}|) \\ &> |S_{11}|^2|S_{21}S_{12}| + |S_{12}S_{21}|(1 - 2|S_{11}S_{22}| - 1 + |S_{22}|^2) \\ &> |S_{11}|^2|S_{12}S_{21}| - |S_{12}S_{21}|(2|S_{11}S_{22}| - |S_{22}|^2) \\ &> |S_{12}S_{21}|(|S_{11}|^2 - 2|S_{11}S_{22}| + |S_{22}|^2) \\ &> |S_{12}S_{21}|(|S_{11}| - |S_{22}|)^2 > 0 \end{aligned} \quad (A6.5a)$$

Pour démontrer que B_2 est positif, nous devons utiliser l'inégalité (A3.9) et procéder de la même manière que précédemment. Nous trouvons :

$$B_2 > |S_{12}S_{21}|(|S_{11}| - |S_{22}|)^2 > 0 \quad (A6.5b)$$

- ANNEXE A7 -

Cercles à gain constant

Le gain g_p s'écrit :

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2} = \frac{(1 - |\Upsilon_2|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |\Upsilon_2|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(C_2 \Upsilon_2^*)}$$

Soient $D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$ et $B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + D_2$

$$\frac{1}{g_p} = D_2 + \frac{B_2 - 2\text{Re}(C_2 \Upsilon_2^*)}{1 - |\Upsilon_2|^2} \quad (A7.1)$$

$$\frac{B_2 - 2\text{Re}(C_2 \Upsilon_2^*)}{1 - |\Upsilon_2|^2} = \frac{1 + g_p D_2}{g_p} = X \quad (A7.2)$$

$$X^2 |\Upsilon_2|^2 - 2X \text{Re}(C_2 \Upsilon_2^*) + |C_2|^2 = X^2 - X B_2 + |C_2|^2 \quad (A7.3)$$

$$\left| \Upsilon_2 - \frac{C_2^*}{X} \right|^2 = 1 - \frac{B_2}{X} + \frac{|C_2|^2}{X^2} \quad (A7.4)$$

$$\left| \Upsilon_2 - \frac{C_2^*}{X} \right|^2 = \frac{1 - 2k |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2}{g_p^2 X^2} \quad (A7.5)$$

k est le facteur de stabilité (facteur de Rollet) .

L'équation (A7.5) définit un cercle de rayon r_p et de centre c_p :

$$r_p = \frac{(1 - 2k |S_{21} S_{12}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2)^{\frac{1}{2}}}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (A7.6)$$

$$c_p = \frac{C_2^*}{X} = \frac{g_p (S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (A7.7)$$

Ce cercle représente le lieu de Υ_2 donnant un gain constant .

- ANNEXE A8 -

Cercles - bruit constant -

Le facteur de bruit d'un quadripôle amplificateur est donné par la relation (A5.17) :

$$F = F_{\min} + 4r_n \frac{|\gamma_s - \gamma_{\min}|^2}{|1 + \gamma_{\min}|^2 (1 - |\gamma_s|^2)} \quad (A8.1)$$

Soit $F = F_i$, nous définissons N_i comme suit :

$$N_i = \frac{|\gamma_s - \gamma_{\min}|^2}{1 - |\gamma_s|^2} = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} |1 + \gamma_{\min}|^2 \quad (A8.2)$$

En développant cette relation, nous obtenons :

$$|\gamma_s - \gamma_{\min}|^2 = (\gamma_s - \gamma_{\min})(\gamma_s^* - \gamma_{\min}^*) = N_i - N_i |\gamma_s|^2 \quad (A8.3)$$

$$|\gamma_s|^2 + |\gamma_{\min}|^2 - 2\text{Re}(\gamma_s \gamma_{\min}^*) = N_i - N_i |\gamma_s|^2 \quad (A8.4)$$

$$|\gamma_s|^2 (1 + N_i) + |\gamma_{\min}|^2 - 2\text{Re}(\gamma_s \gamma_{\min}^*) = N_i \quad (A8.5)$$

Multiplions (A8.5) par $1 + N_i$:

$$|\gamma_s|^2 (1 + N_i)^2 + |\gamma_{\min}|^2 = 2(1 + N_i) \text{Re}(\gamma_s \gamma_{\min}^*) = N_i^2 + N_i (1 - |\gamma_{\min}|^2) \quad (A8.6)$$

$$|\gamma_s (1 + N_i) - \gamma_{\min}|^2 = N_i^2 + N_i (1 - |\gamma_{\min}|^2) \quad (A8.7)$$

$$\left| \gamma_s - \frac{\gamma_{\min}}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i (1 - |\gamma_{\min}|^2)}{(1 + N_i)^2} \quad (A8.8)$$

L'équation (A8.8) définit un cercle de centre c_f et de rayon r_f donnés par :

$$c_f = \frac{\gamma_{\min}}{1 + N_i} \quad (\text{A8.9a})$$

$$r_f = \frac{1}{1 + N_i} \left[N_i^2 + N_i (1 + |\gamma_{\min}|^2) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A8.9b})$$

Ce cercle représente le lieu, sur l'abaque de Smith, de γ_s pour F (facteur de bruit) constant.

- ANNEXE A9

Programme de synthèse des
circuits intégrés micro-ondes

Les formules [8] utilisées dans ce programme permettent , à partir de la fréquence et des caractéristiques du substrat à savoir la hauteur h , la permittivité ϵ_r , l'épaisseur du ruban t et l'angle de pertes δ , de déterminer les paramètres w , ϵ_{eff} et les pertes de la ligne microruban . Ces paramètres ainsi que ces pertes tiennent compte évidemment de l'impédance caractéristique et la longueur de la ligne .

Selon les valeurs de w , Z_0 , t et de la fréquence f , ces formules s'écrivent :

Si $Z_0 > (44 - 2\epsilon_r) \Omega$:

$$\frac{w}{h} = \left[\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right]^{-1} \quad (A9.1)$$

$$\text{où } H' = \frac{Z_0 [2[\epsilon_r + 1]]^{\frac{1}{2}}}{119,9} + \frac{1}{2} \left| \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right| \left| \frac{\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi}}{2} \right|$$

exp : fonction exponentielle
et Ln : fonction logarithme népérien .

Si $Z_0 < (44 - 2\epsilon_r) \Omega$:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[d - 1 - \ln [2d - 1] \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln [d - 1] + 0,293 - \frac{0,517}{\epsilon_r} \right] \quad (A9.2)$$

$$\text{où } d = \frac{59,95 \pi^2}{Z_0 (\epsilon_r)^{\frac{1}{2}}}$$

Si $w/h < 1,3$:

$$\epsilon_{\text{eff}_1} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 - \frac{1}{2H'} \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right] \left[\frac{\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi}}{2} \right] \right]^{-2} \quad (\text{A9.3})$$

$$\text{où } H' = \ln \left[\frac{h}{w} + \left[\frac{h^2}{16w^2} + 2 \right]^{\frac{1}{2}} \right]$$

Si $w/h > 1,3$:

$$\epsilon_{\text{eff}_2} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left| 1 + 10 \frac{h}{w} \right|^{-0,555} \quad (\text{A9.4})$$

Si $w/h < 1$:

$$Z_{o1} = \frac{60}{[\epsilon_{\text{eff}_i}]^{\frac{1}{2}}} \ln \left[8 \left[\frac{h}{w_e} \right] + 0,25 \left[\frac{w_e}{h} \right] \right] \quad (\text{A9.5})$$

Si $w/h \geq 1$:

$$Z_{o2} = \frac{120 \pi}{[\epsilon_{\text{eff}_i}]^{\frac{1}{2}}} \left[\left[\frac{w_e}{h} \right] + 1,393 + 0,667 \ln \left[\left[\frac{w_e}{h} \right] + 1,444 \right] \right]^{-1} \quad (\text{A9.6})$$

où $i = 1,2$

Si $w/h < 1/2\pi$:

$$\left[\frac{w_e}{h} \right]_1 = \frac{w}{h} + \frac{1,25t}{\pi(h)} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right] \quad (\text{A9.7})$$

Si $w/h \geq 1/2$:

$$\left[\frac{w_e}{h} \right]_2 = \frac{w}{h} + \frac{1,25t}{\pi(h)} \left[1 + \ln \frac{2h}{t} \right] \quad (\text{A9.8})$$

Ecrivons :

$$\begin{bmatrix} w_e \\ h \end{bmatrix}_i = K \cdot \begin{bmatrix} w_e \\ h \end{bmatrix}_1 + (1 - K) \begin{bmatrix} w_e \\ h \end{bmatrix}_2$$

$$Z_{oi} = M \cdot Z_{o1} + (1 - M) \cdot Z_{o2}$$

$$\xi_{eff_i} = I \cdot \xi_{eff_1} + (1 - I) \cdot \xi_{eff_2}$$

K, I et M prennent la valeur 0 ou 1 selon le cas.

$$\xi_{eff}(t) = \xi_{eff_1} - \Delta \xi_{eff}(t) \quad (A9.9)$$

$$\text{avec } \Delta \xi_{eff}(t) = \frac{(\xi_r - 1)t}{4.6h(w/h)^{\frac{1}{2}}}$$

$$\xi_{eff}(t, f) = \xi_r - \frac{\xi_r - \xi_{eff}(t)}{1 + (h/Z_{oi})^{1.33}(1.43f^2 - 0.009f^2)} \quad (A9.10)$$

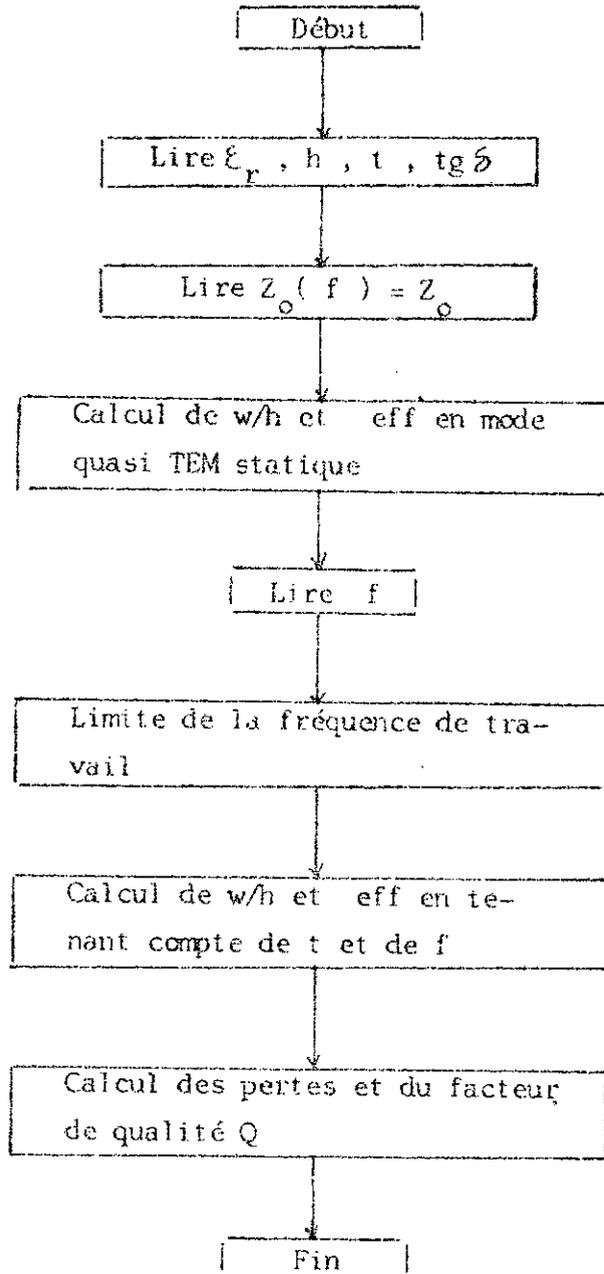
$$w_{eff} = \frac{376.7h}{Z_{oi} [\xi_{eff}(t)]^{\frac{1}{2}}} \quad (A9.11)$$

$$w_{eff}(f) = w_e + \frac{w_{eff} - w_e}{1 + (f/f_p)^2} \quad (A9.12)$$

$$\text{où } f_p = \frac{Z_o}{2.4h}$$

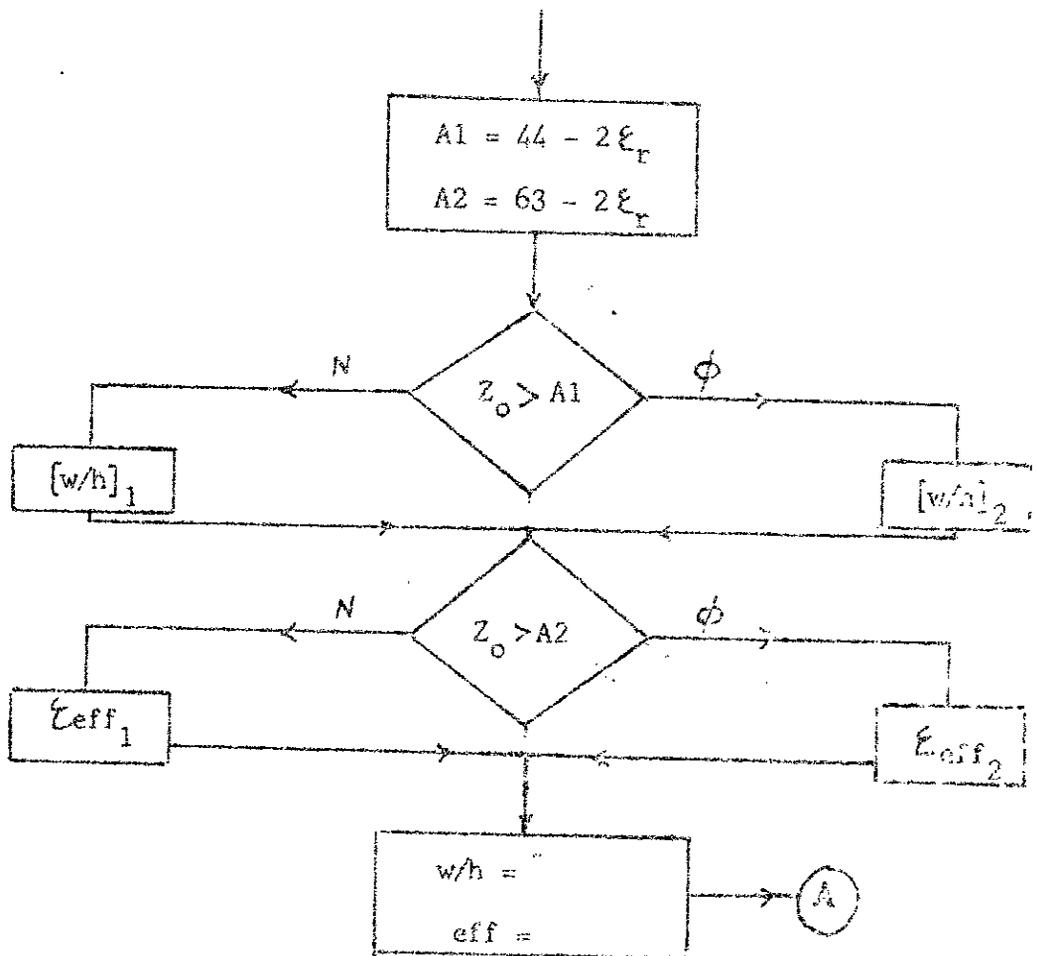
$$Z_o(f) = \frac{376.7h}{w_{eff}(f) [\xi_{eff}(t, f)]^{\frac{1}{2}}} \quad (A9.13)$$

a) Organigramme général :

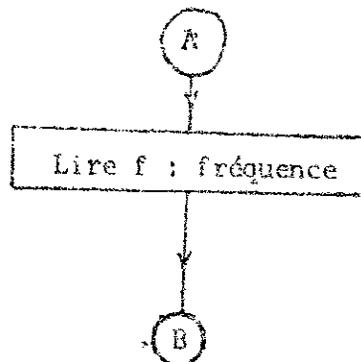


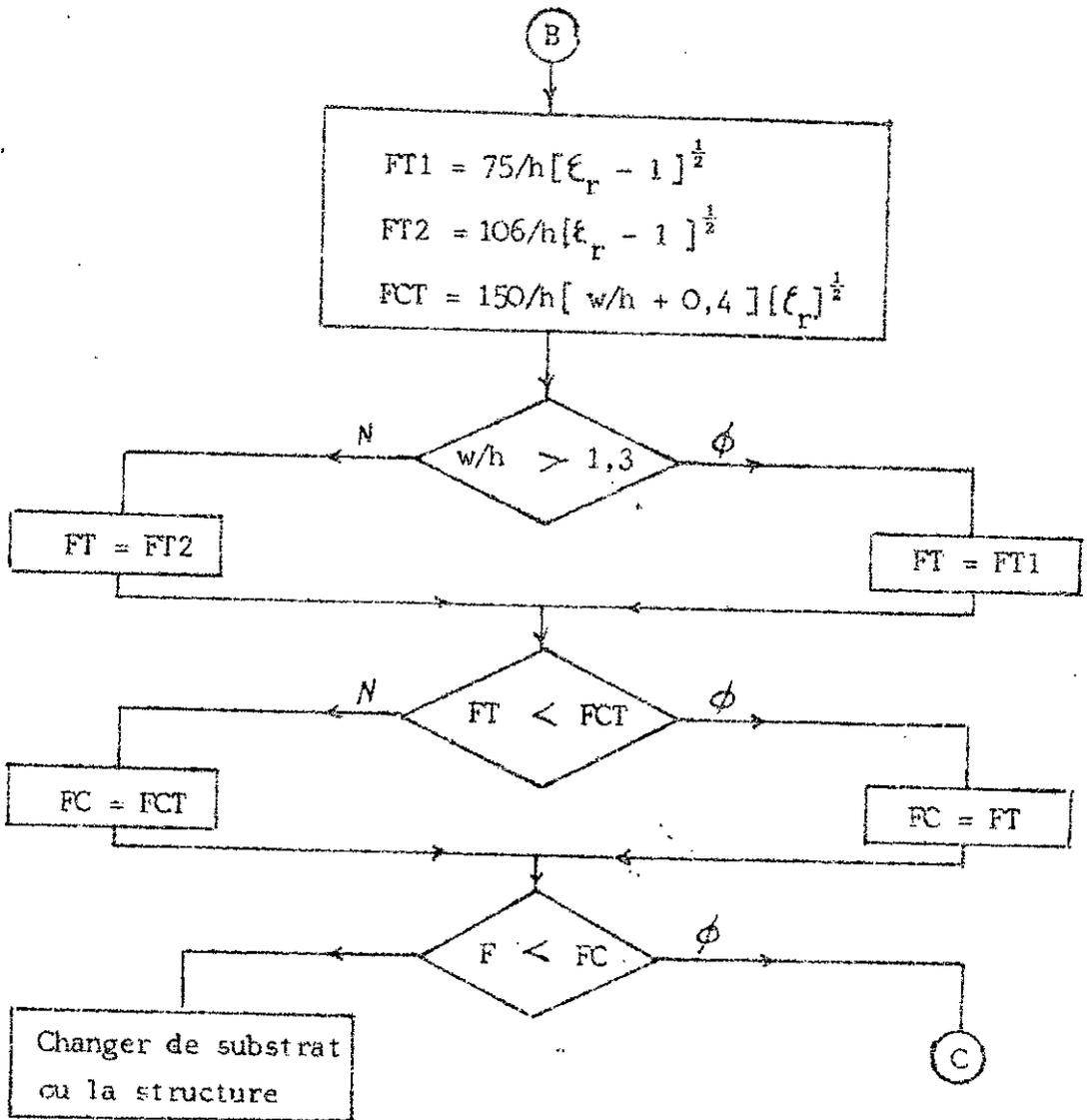
b) Organigramme détaillé :

1- Calcul de w/h et ϵ_{eff} en mode quasi TEM :

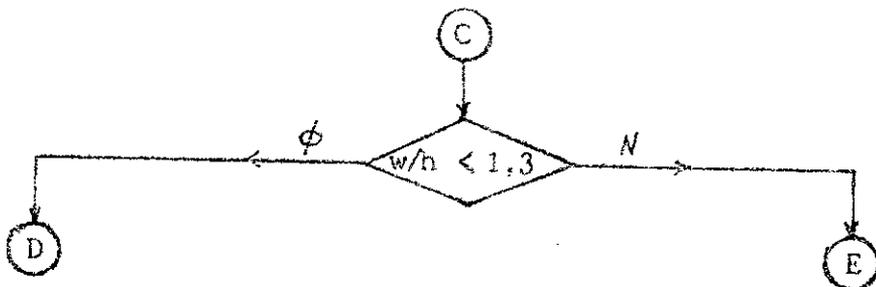


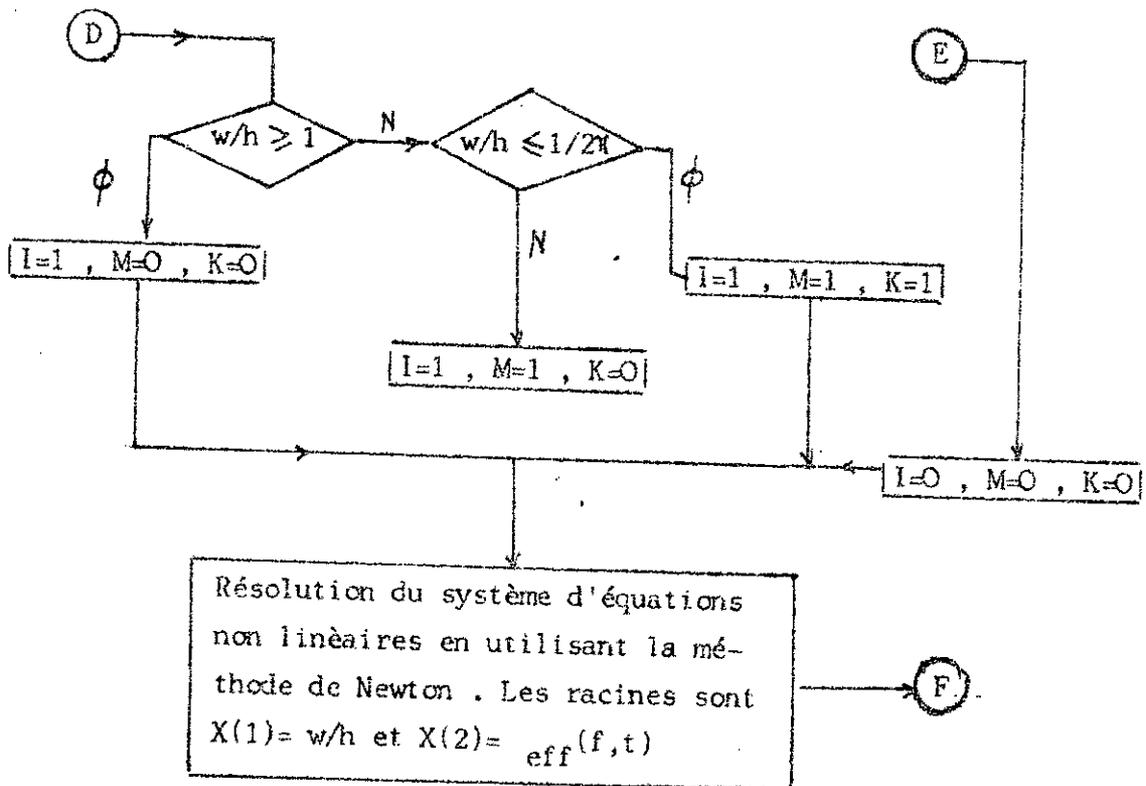
2- Limites de fréquence de travail :





3- Calcul de w/h et ϵ_{eff} en tenant compte de t et f :





Le système non linéaire est constitué des équations suivantes :

$$F(1) = Z_o(f) - 376,7h/w_{\text{eff}}(f,t)[X(2)]^{\frac{1}{2}}$$

$$F(2) = X(2) - \xi_r + (\xi_r - \xi_{\text{eff}}(t))/[1 + (h/Z_{oi})^{1,33}(0,43f^2 - 0,009f^3)]$$

X(1) est compris dans $\xi_{\text{eff}}(t)$, $w_{\text{eff}}(t,f)$ et Z_{oi} .

4- Calcul des pertes et du facteur de qualité :

$$\lambda_g = 300/f [\xi_{\text{eff}}]^{\frac{1}{2}}$$

ⓐ

$$\alpha_d = \frac{27,3 \epsilon_r (\epsilon_{\text{eff}} - 1) \text{tg} \delta}{\epsilon_{\text{eff}} (\epsilon_r - 1)}$$

$$\alpha_c = 0,072 (f)^{\frac{1}{2}} \lambda_g / w Z_0$$

$$Q = 8,686 \pi / [(\alpha_c + \alpha_d) \lambda_g]^{-1} \beta^{-1}$$

FIN

- ANNEXE A10 -

Programmes d'analyse et de C.A.O.

Matrice de répartition d'une ligne sans pertes :

Une ligne sans pertes

est un quadripôle passif réciproque et symétrique . Sa matrice de répartition , normalisée par rapport à Z_c (figure 1) , s'écrit donc :

$$| S | = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{bmatrix}$$

où β est la constante de phase .

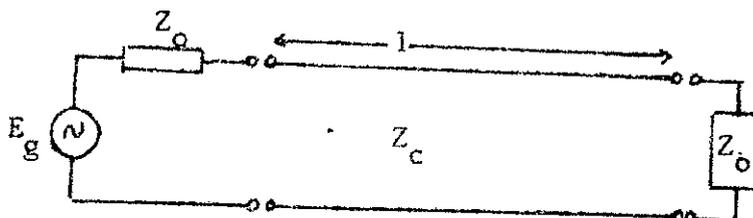
Ses paramètres de répartition s'expriment en fonction de Z_o (voir chapitre II) comme suit :

$$S'_{11} = \frac{\Upsilon(0) [\exp(-2j\beta l) - 1]}{1 - \Upsilon(0)^2 \exp(-2j\beta l)} \quad (A10.1)$$

$$S'_{12} = \frac{\exp(-j\beta l) [1 - \Upsilon(0)^2]}{1 - \Upsilon(0)^2 \exp(-2j\beta l)} \quad (A10.2)$$

avec
$$\Upsilon(0) = \frac{Z_o - Z_c}{Z_o + Z_c}$$

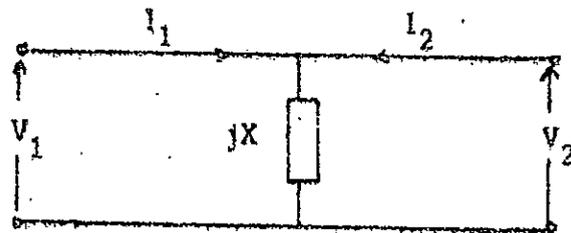
$$S'_{11} = S'_{22} \quad \text{et} \quad S'_{12} = S'_{21}$$



- Figure 1 : Tronçon de ligne connecté à E_g et Z_o

Matrice de répartition d'une ligne en shunt :

Une ligne ouverte ou fermée présente à son entrée une réactance jX (figure 2) .

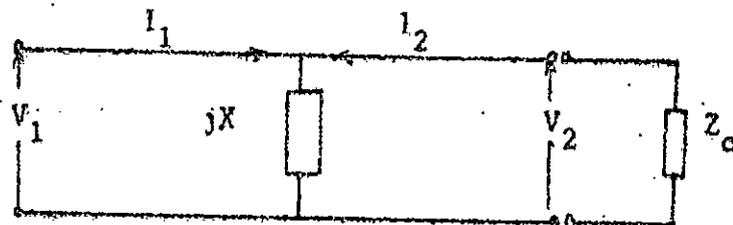


- Figure 2 : Représentation électrique d'une ligne en shunt .

Avec $X = -Z_c \cotg \beta l$ si la ligne est ouverte ;
 $X = Z_c \tg \beta l$ si la ligne est court circuitée .

- Détermination de S_{11} :

Nous considérons le schéma de la figure suivante :



- Figure 3 : Ligne en parallèle avec Z_o

Le coefficient de réflexion à l'entrée du montage est :

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

où Z_e est l'impédance d'entrée .

$$Z_e = (jX) // Z_o$$

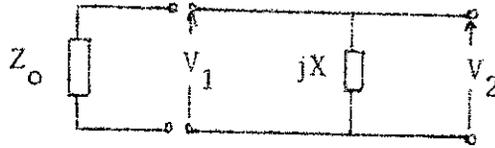
alors ,

$$S_{11} = \frac{-Z_o}{Z_o + 2jX}$$

(A10,3)

- Détermination de S_{12} :

Soit le schéma de la figure suivante :



- Figure 4 : Ligne en parallèle avec Z_0

Nous avons :

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

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

or $V_1 = V_2$

et $V_2 = (Z_0 // jX) \cdot I_2 = (jX Z_0) (Z_0 + jX)^{-1} I_2$

Puisque $a_1 = 0$, nous avons :

$$V_1 = V_2 = -Z_0 I_1$$

d'où

$$I_1 = -I_2 jX (Z_0 + jX)^{-1}$$

alors :

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

et en simplifiant, nous aboutissons à :

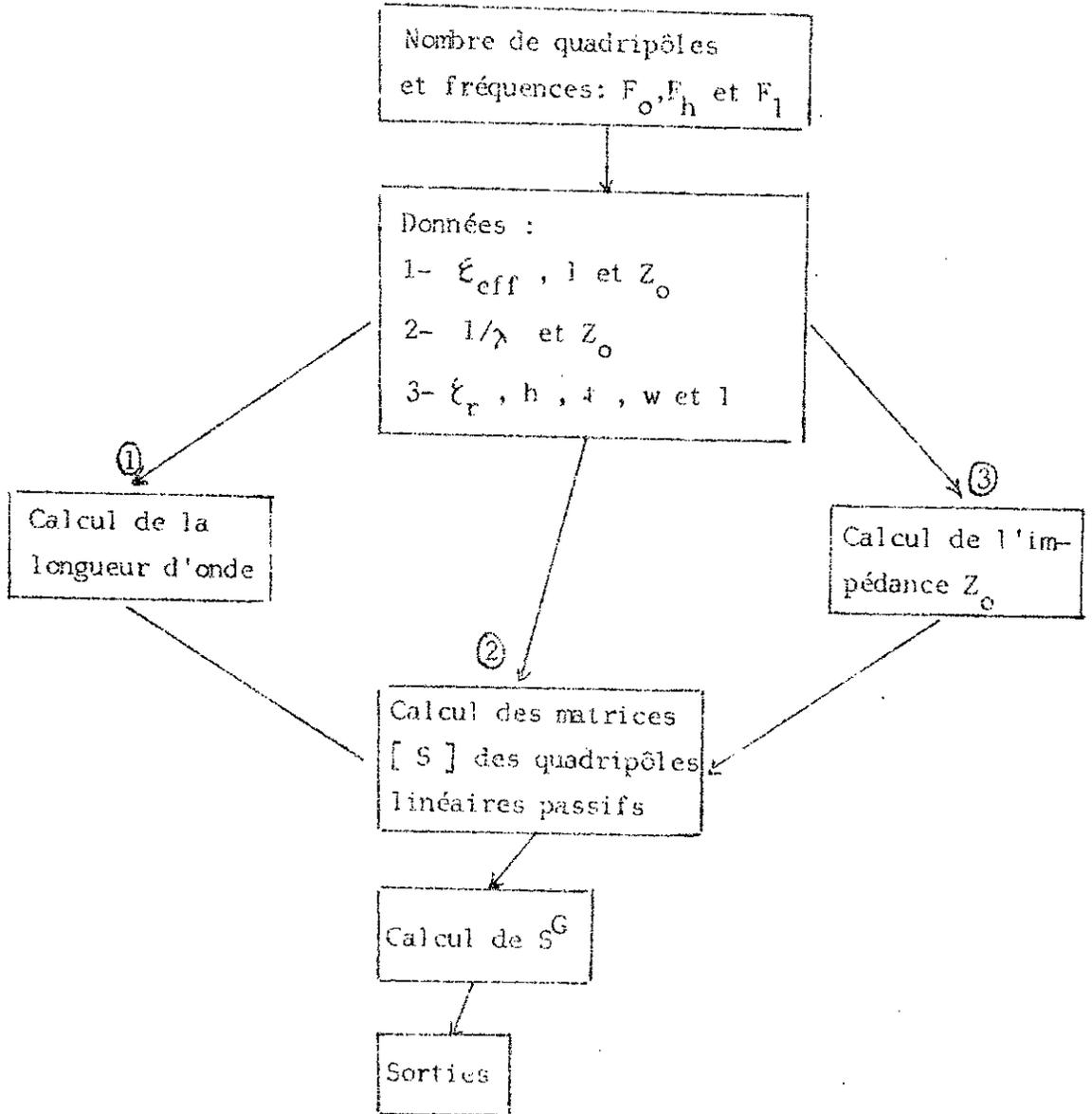
$$S_{12} = (1 - jZ_0/2X)^{-1} \quad (A10.4)$$

Comme le schéma de la figure 2 représente un quadripôle réciproque et symétrique, nous avons alors :

$$S_{11} = S_{22} \quad \text{et} \quad S_{12} = S_{21}$$

Ces résultats sont utilisés dans le programme d'analyse car les circuits micro-ondes (sauf composants discrets) sont construits à partir de tronçons de ligne connectés en série ou en parallèle.

Organigramme du programme d'analyse :

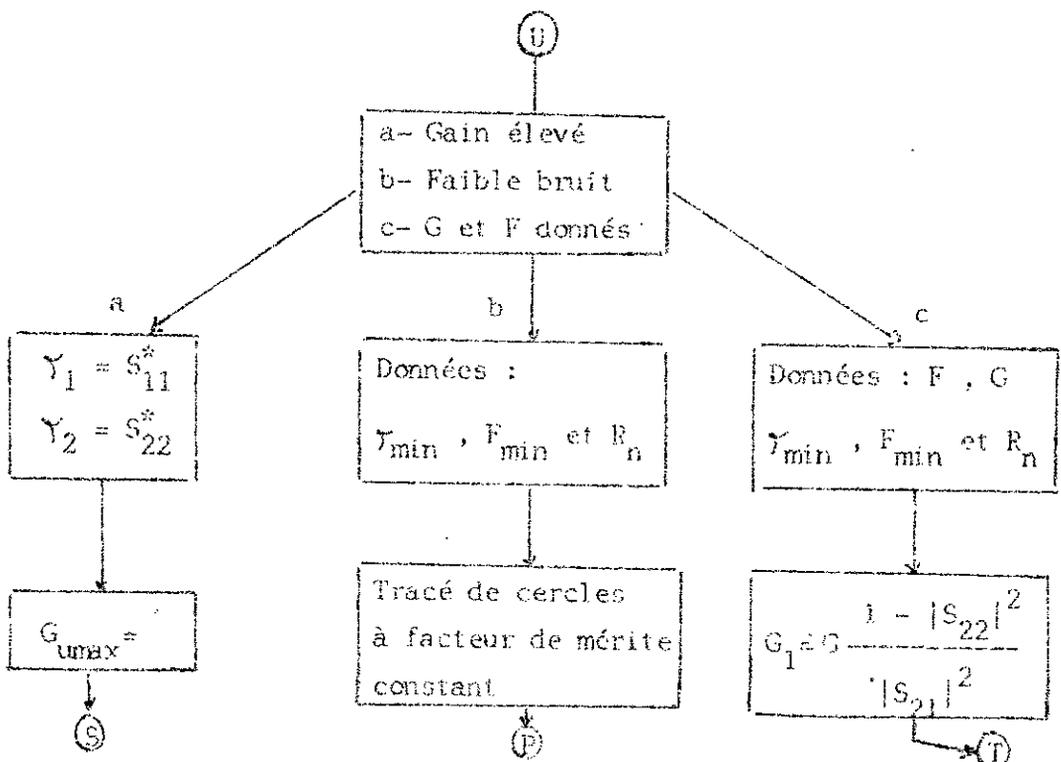
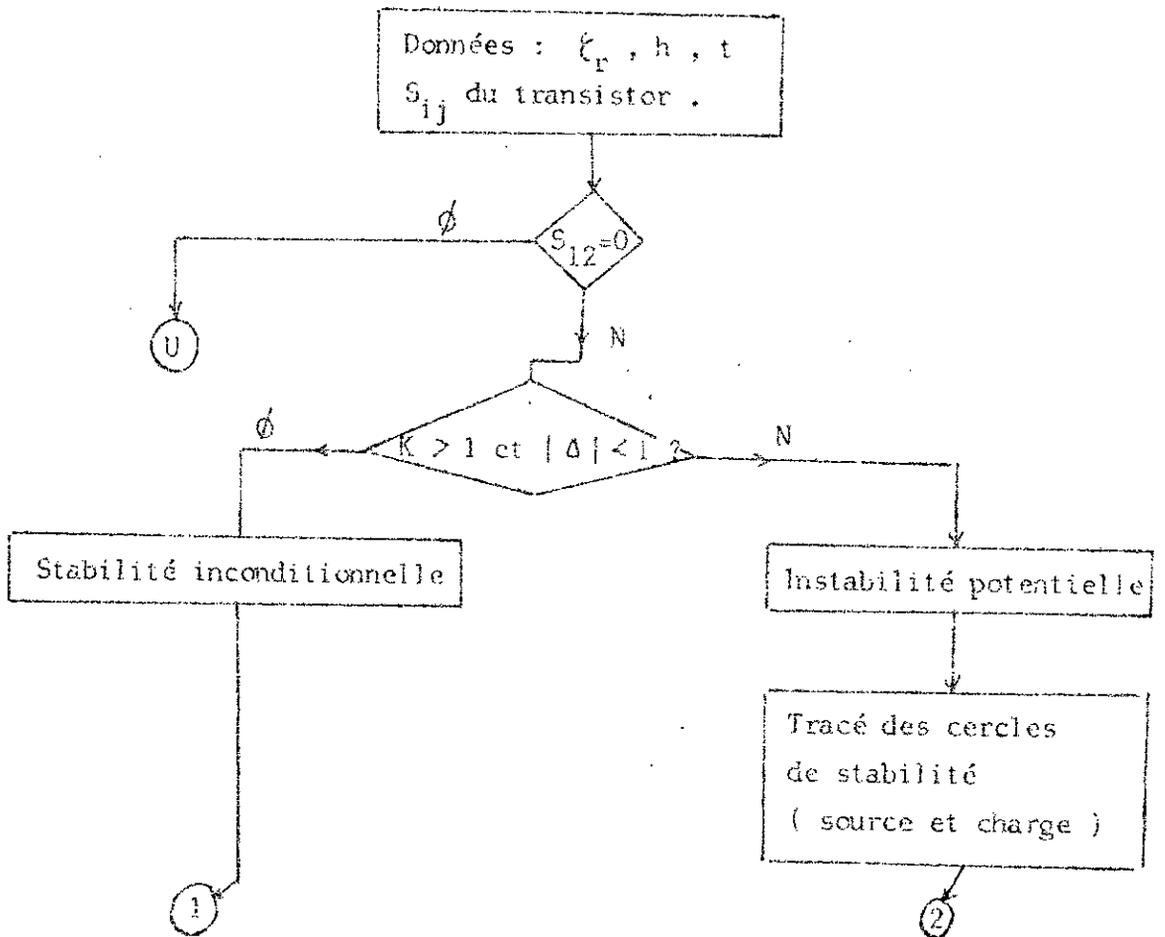


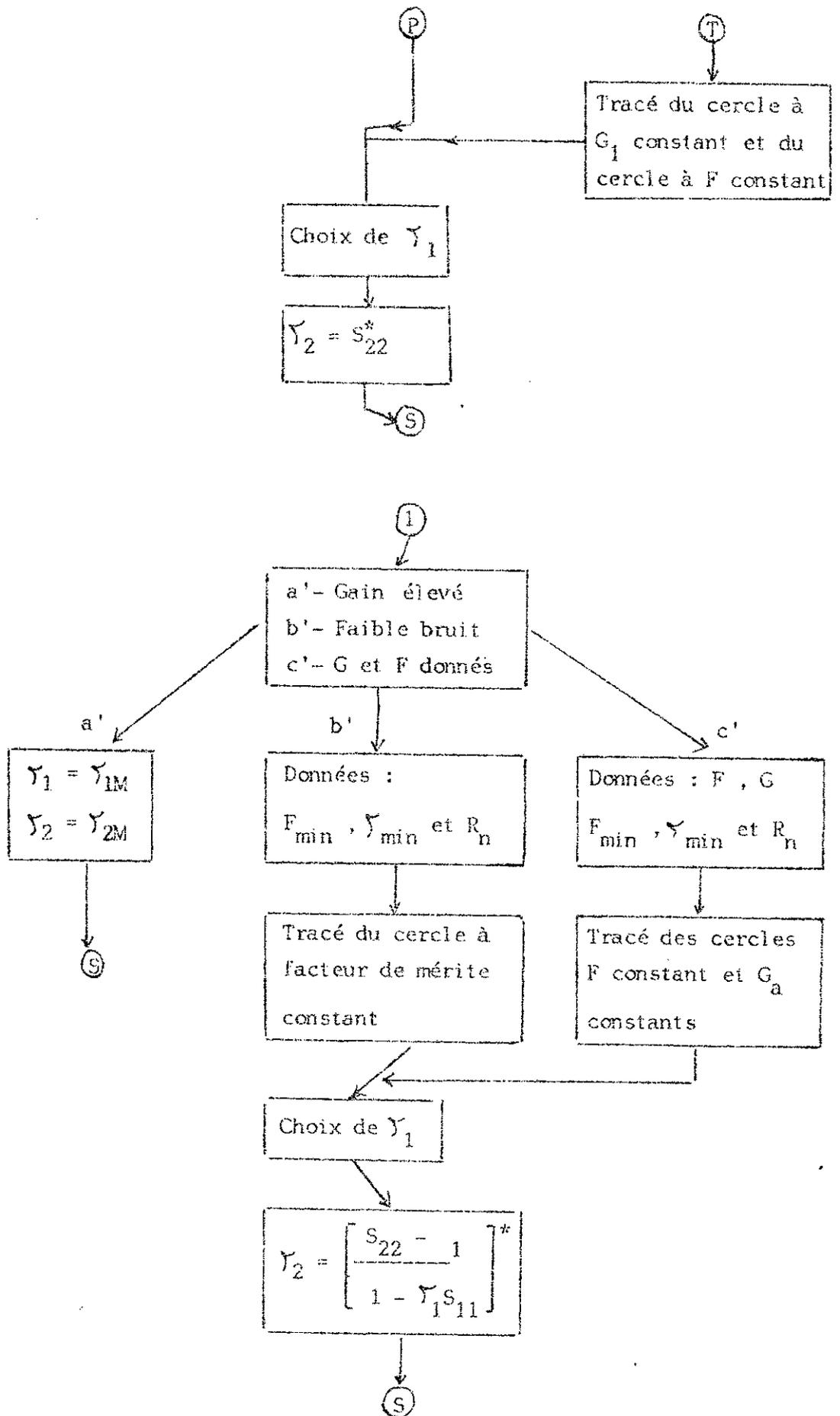
où F_o : fréquence centrale ;

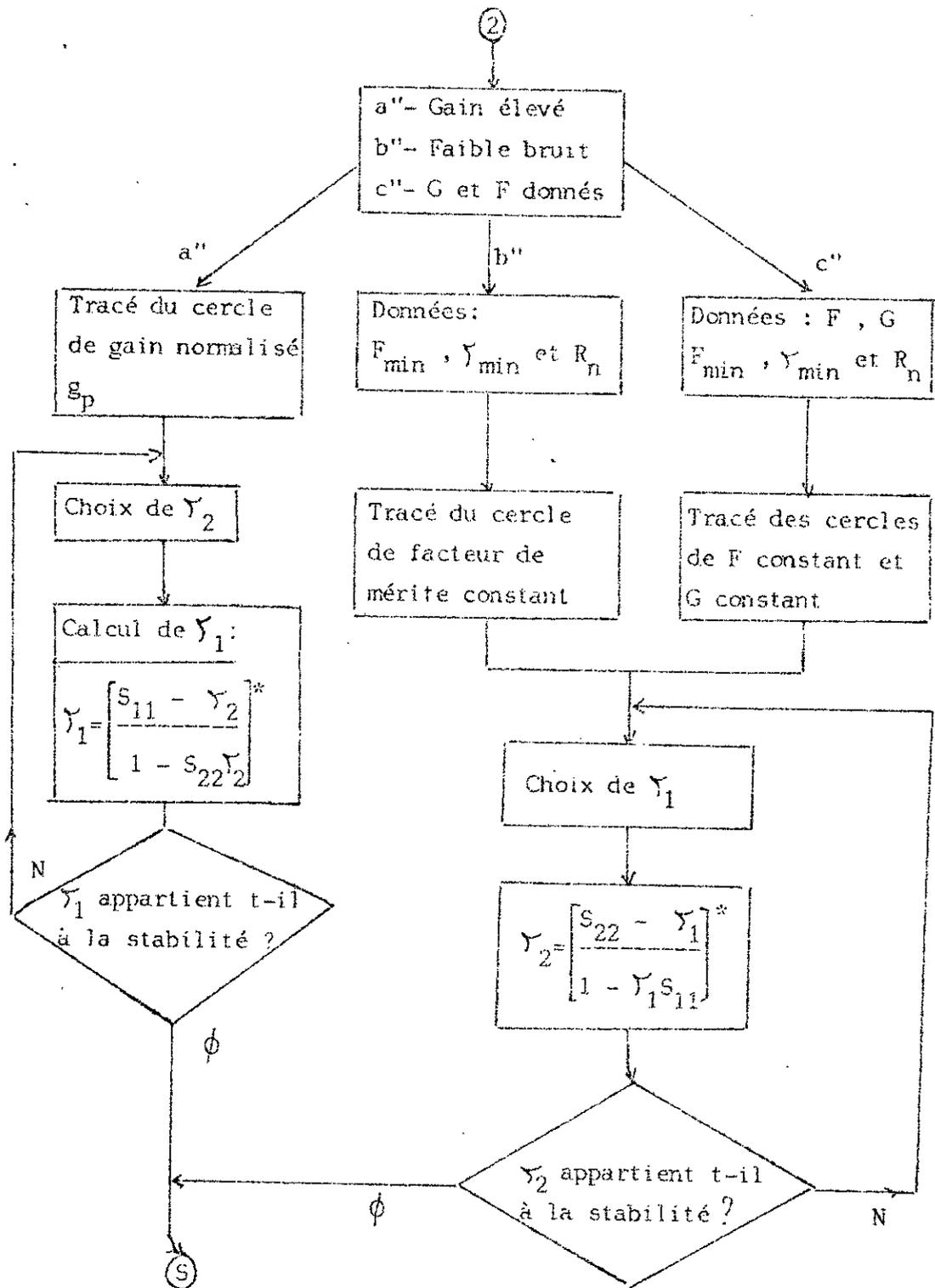
F_h : fréquence supérieure ;

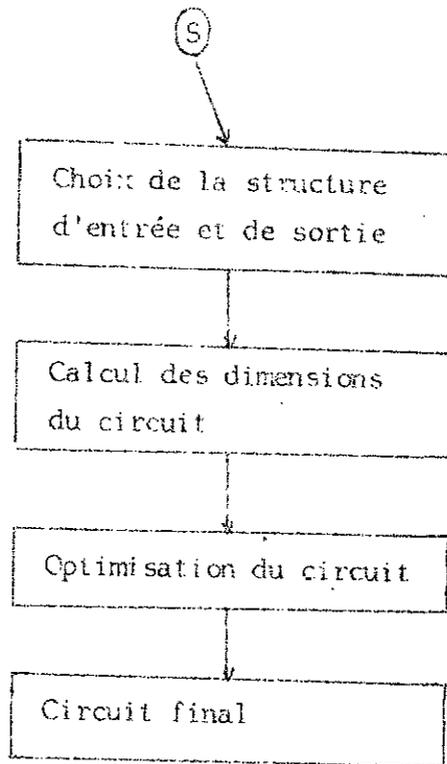
F_l : fréquence inférieure .

Organigramme du programme C.A.O. :



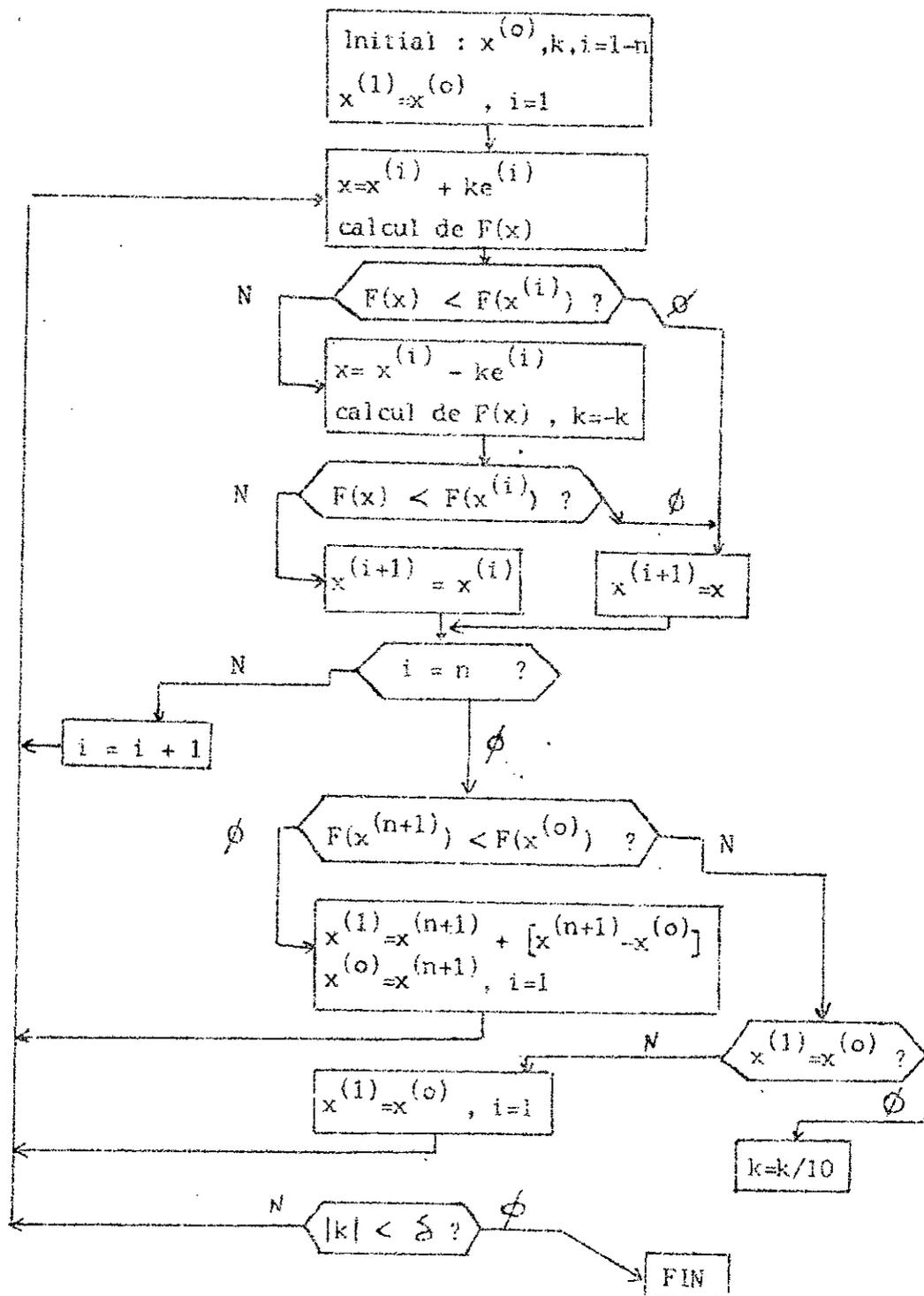






Pour le calcul des paramètres du circuit , le programme utilise les relations du chapitre VI .

L'optimisation du circuit consiste à un ajustage des longueurs des lignes et à une comparaison entre la réponse réelle et la réponse désirée grâce à un programme d'analyse intégré . A cette fin , un algorithme d'optimisation de Hooke et Jeeves [33] a été utilisé .



x : vecteurs (paramètres) à modifier

k : pas des modifications

e : vecteurs unitaires

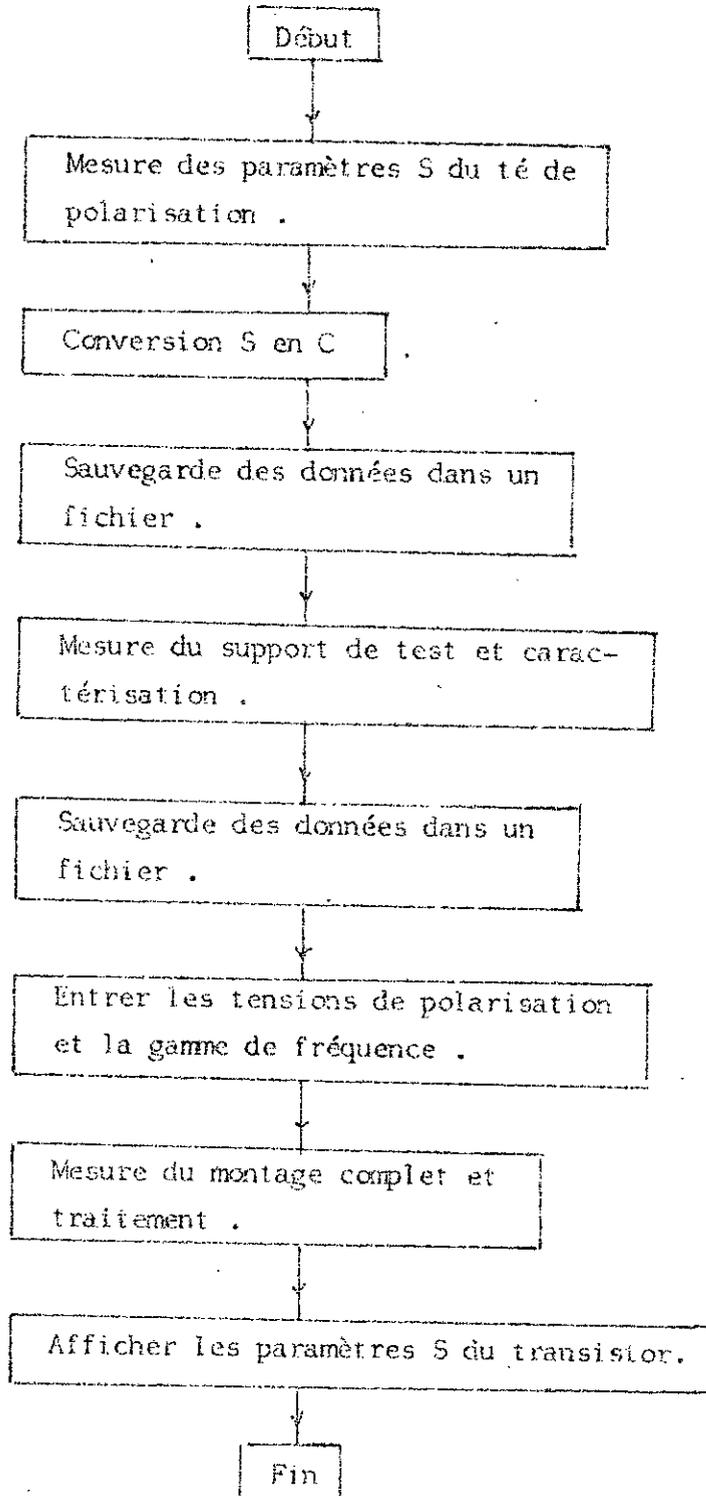
δ : précision

Organigramme de la méthode d'optimisation de Hooke & Jeeves .

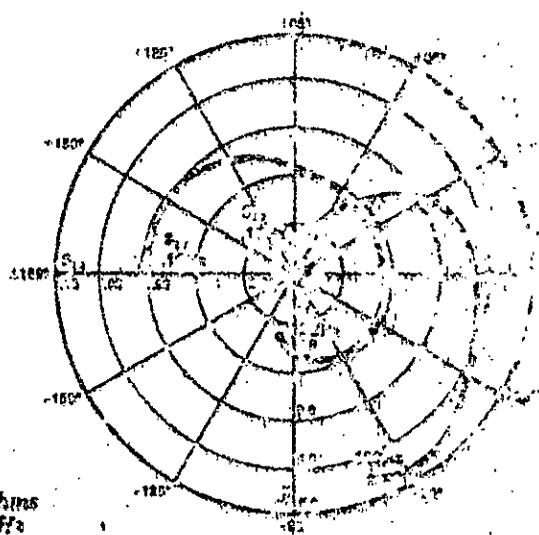
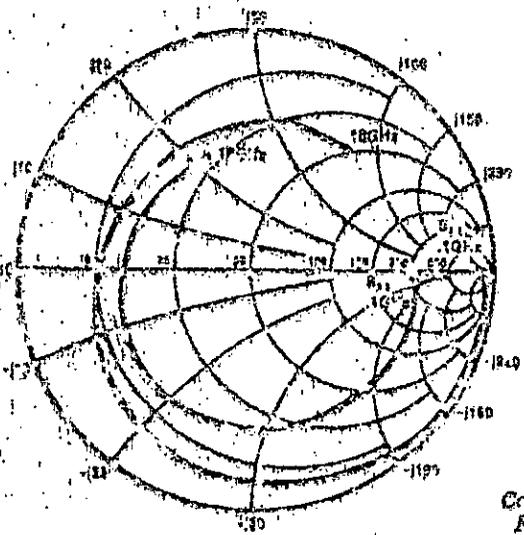
- ANNEXE A11 -

Programme de mesure du transistor

Organigramme :



NEUTRAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
($V_{DS} = 8V, I_{DS} = 10mA$)

S-1 MAG AND ANGLES:

$V_{DS} = 8V, I_{DS} = 10mA$

FREQUENCY (GHz)	S11	S21	S12
1.00	-1.0	3.07	170
.95	-1.1	3.14	167
.90	-1.24	3.05	169
.85	-1.35	2.97	147
.80	-1.4	2.85	137
.75	-1.70	2.70	108
.70	-1.90	2.14	80
.65	-1.24	1.83	52
.60	-1.47	1.80	32
.55	-1.80	1.72	1
.50	-1.34	1.60	-25
.45	0.7	1.21	-63
.40	4.9	1.15	-102

$V_{DS} = 8V, I_{DS} = 30mA$

FREQUENCY (GHz)	S11	S21	S12
1.00	-1.3	3.23	179
.95	-1.14	3.22	169
.90	-1.25	3.30	162
.85	-1.37	3.58	145
.80	-1.48	3.24	135
.75	-1.90	3.02	105
.70	-1.93	2.52	70
.65	-1.127	2.23	51
.60	-1.145	2.17	29
.55	-1.175	2.10	-2
.50	1.31	1.83	-32
.45	0.4	1.69	-65
.40	4.9	1.58	-104

- ANNEXE A13 -

Détermination des termes d'erreurs et des paramètres

S_{ij} corrigés

1) Sans le câble de transmission (chapitre VI) :

D'après la figure

(VI.20) , nous obtenons :

$$S_{11m} = E_{DF} + (E_{RF} S_{11a}) / (1 - E_{SF} S_{11a}) \quad (A13.1)$$

où S_{11m} : coefficient de réflexion mesuré sans le dispositif à tester ;

S_{11a} : coefficient de réflexion relatif à la charge étalon (charge adaptée , court circuit et circuit ouvert) .

+ charge adaptée : S_{11a} = 0 , nous aurons donc :

$$S_{11m} = S_{11}(0) = E_{DF} \quad (A13.2a)$$

- court circuit : S_{11a} = -1 , nous aurons donc :

$$S_{11m} = S_{11}(-1) = E_{DF} - E_{RF} / (1 + E_{SF}) \quad (A13.2b)$$

- circuit ouvert : S_{11a} = 1 , nous aurons donc :

$$S_{11m} = S_{11}(1) = E_{DF} + E_{RF} / (1 - E_{SF}) \quad (A13.2c)$$

Ces relations nous donnent :

$$E_{DF} = S_{11}(0) \quad (A13.3a)$$

$$E_{SF} = [S_{11}(1) + S_{11}(-1) - 2S_{11}(0)] / [S_{11}(1) - S_{11}(-1)] \quad (A13.3b)$$

$$E_{RF} = -2 \frac{ [S_{11}(1) - S_{11}(0)] [S_{11}(-1) - S_{11}(0)] }{ S_{11}(1) - S_{11}(-1) } \quad (A13.3c)$$

Ces trois termes sont obtenus grâce à la calibration en réflexion .

2) Avec le câble de transmission :

En posant S₁₁ = S₂₂ = 0 et S₁₂ = S₂₁ = 1 , nous obtenons (figure VI.20) :

$$E_{LF} = \frac{ E_{LFm} - E_{DF} }{ E_{RF} + E_{SF} (E_{LFm} - E_{DF}) } \quad (A13.4a)$$

où $E_{LFm} = a_1/b_1$ est le coefficient de réflexion mesuré à l'entrée .

En déconnectant les accès 1 et 2 de l'analyseur de réseau ($S_{12} = S_{21} = 0$), nous obtenons :

$$E_{XF} = E_{XFm} \quad (A13.4b)$$

où E_{XFm} est le coefficient de transmission mesuré .

Le coefficient de transmission s'écrit dans le cas où $S_{12} = S_{21} = 1$:

$$E_{TFm} = E_{XF} + E_{TF} / (1 - E_{SF} E_{LF})$$

$$E_{TF} = (E_{TFm} - E_{XF}) (1 - E_{SF} E_{LF}) \quad (A13.4c)$$

où E_{TFm} est le coefficient de transmission mesuré .

3) Paramètres de dispersion corrigés du dispositif sous test :

En utilisant la règle de MASSON pour les circuits (figure VI.20), nous obtenons :

$$S_{11} = A^{-1} \left[\frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{RF}} \left[1 + E_{SR} \frac{S_{22m} - E_{DR}}{E_{RR}} \right] \right] \left[\begin{array}{c} E_{LF} \\ E_{TF} \\ E_{TR} \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} S_{21m} - E_{XF} \\ S_{12m} - E_{XR} \end{array} \right] \quad (A13.5a)$$

$$S_{21} = A^{-1} \left[\begin{array}{c} (S_{22m} - E_{DR})(E_{SR} - E_{LF}) \\ E_{RR} \end{array} \right] \frac{S_{21m} - E_{XF}}{E_{RF}} \quad (A13.5b)$$

$$S_{12} = A^{-1} \left[\begin{array}{c} (S_{11m} - E_{DF})(E_{SF} - E_{LR}) \\ E_{RF} \end{array} \right] \frac{S_{21m} - E_{XR}}{E_{RR}} \quad (A13.5c)$$

$$S_{22} = A^{-1} \left[\frac{S_{22m} - E_{DR}}{E_{RR}} \left[1 + E_{SF} \frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{RF}} \right] \right] \left[\begin{array}{c} E_{LF} \\ E_{TF} \\ E_{TR} \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} S_{21m} - E_{XF} \\ S_{12m} - E_{XR} \end{array} \right] \quad (A13.5c)$$

$$\text{avec } A = \left[1 + \frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{RF}} \right] E_{SF} \left[1 + \frac{S_{22m} - E_{DR}}{E_{RR}} \right] E_{SR} - \frac{S_{21m} - E_{XF} \quad S_{21m} - E_{XR}}{E_{TF} \quad E_{TR}} E_{LR}$$

- BIBLIOGRAPHIE -

- [1] SATEL-CONSEIL " Système de radiodiffusion par satellite pour l'Algérie - Note préliminaires " , Paris , (1982) .
- [2] NHU-BU-HAI , " Antennes micro-ondes - Applications aux faisceaux hertziens " , Masson , (1978) .
- [3] DUBOST,G. , VINATIER,C. " Large bandwidth and high gain array of flat folded dipoles acting at 12 GHz " , Third international conference on antennas and propagation , IEEE-ICAP , 219 , pp 145-149 , (1983) .
- [4] TRI-T-HA , " Solid state microwave amplifier design " , John Wiley and Sons , New York , (1981) .
- [5] VENDELIN,G.D. , " Design of amplifiers and oscillators by the S-parameter method " , John Wiley and Sons , New York , (1982) .
- [6] DAY,SW. , " Développements in vidéo receivers for satellite application " , Communications international , (1983) .
- [7] BADOUAL,R. , " Les micro-ondes - circuits , microrubans , fibres " , Masson , (1984) .
- [8] EDWARDS,T.C. , " Conception des circuits micro-ondes " , Masson , Paris , (1984) .
- [9] SARDOS,R. , RIVIER,R. , " La matrice S . Du numérique à l'optique " , Masson , Paris , (1982) .
- [10] GENTILI,Ch. , " Amplificateur et oscillateur micro-ondes " , Masson , Paris , (1984) .
- [11] SOARES,R. , CRAFFEUIL,J. , OBREGON,J. , " Applications des transistors à effet de champ à l'arsénure de gallium " , Eyrolles , Paris , (1984) .

- [12] PARISOT, M. , BINET, M. , RABIER, A., " Caractérisation automatique en hyperfréquences du transistor à effet de champ " , Acta Electronica , 232 , pp 137-149 , (1980) .
- [13] CRIPPS, S.C. , ABBOT, D.A., Communication confidentielle , (1976) .
- [14] SOARES, A. , DE LOS REYES, E. , GUENA, J. , Proc. IEE PtH ,
- [15] SOARES, A. , CRIPPS, S.C. , Proc. VI European microwave conference , Rome , p 19 , (1976) .
- [16] GOLOUBKOFF, M. , LEOST, J., " Extension d'un analyseur de réseaux hyperfréquences à la mesure des paramètres de bruit " , VRSI , Proceedings on measurements in télécommunications , Lannion (France) , pp 178-181 , (1977) .
- [17] ABBOT, D.A. , SCHRUMER, H.V., " Automatic noise figure measurements with computer control and correction " , The radio and electronic engineer , volume 52 , 10 , pp 468-474 , (1982) .
- [18] LANE, R.Q., " Device noise and gain parameters in 10 seconds " , Microwaves , (1978) .
- [19] MITAMA, M. , KATCH, H., " An improved computational method for noise parameter measurement " , IEEE - MIT , 27 , pp 612-615 , (1979) .
- [20] MERRMAN, H. , WIDDMANN, D., " Current crowding on metal contacts to planar devices " , IEEE - ISCC , Digest of technical papers , pp 162-163 , (1969) .
- [21] AZIZI, C. , GRAFFEUIL, J. , ROSSEL, P., " Le transistor à effet de champ à grille Schottky au GaAs : analyse et modèle mathématique de fonctionnement avec la grille en polarisation directe " , Rev. phys. appl. , 16 , pp 301-305 , (1981) .
- [22] ROSSEL, P. , AZIZI, C. , GRAFFEUIL, J., " Modèles du transistor à effet de champ à l'arséniure de gallium " , Rev. Polytech. , 1972-4-78 , pp 335-345 , (1977) .

- [23] TAKADA, T. , YOKOYAMA, K. , IIDA, M. , SUDO, T. " A MESFET variable capacitance model for GaAs integrated circuit simulation " , IEEE - MIT , 30 , pp 719-723 , (1982) .
- [24] ENGELMANN, R.N.H. , LIECHTI, C.A. " Bias dependance of GaAs and InP MESFET parameters " , IEEE - E.D , 24 , pp 1286-1295 , (1977) .
- [25] VAN DER ZIEL, A. " Thermal noise in FET " , Proc; IRE , pp 1808-1812 , (1962) .
- [26] VAN DER ZIEL, A. " Gate noise in field effect transistors " , Proc. IRE , pp 461-467 , (1963) .
- [27] STATZ, H. " Signal and noise properties of gallium arsenide microwave field transistors " , Advances in Electronics and Electron Physics , 38 , Academic Press , pp 193-265 , (1975) .
- [28] WEINREB, S. " Low noise cooled GaAs FET amplifiers " , IEEE-MTT , 28 , pp 1041-1054 , (1980) .
- [29] HAMMERSTAD, E.D. , BEKKADAL, F. " A MICROSTIP handbook " ELAB Report, STF 44A 74169 , N 7034 , University of Trondheim - NTH , Norway , (1975) .
- [30] Gupta, K.C. , GARG ; RAMESH , BAHL, I.J " Microstrip lines and slotlines " , ARTECH House , U.S.A , (1979) .
- [31] DJANLI, F. " Doubleur de fréquence micro-onde " , Thèse de magister , (1985) .
- [32] TRABELSI, M , TOUNSI, S.A. , DRIF, A. " C.A.O. des amplificateurs micro-ondes " , Projet de fin d'études , Janvier(1988) .
- [33] DIXON, L.C.W. , " Nonlinear optimisation " , Crane , Russak & Company , INC. , N.Y. , (1972) .