

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état  
en électronique

*Thème*

**CONCEPTION ET SIMULATION  
D'UN AMPLIFICATEUR MICRO-ONDES  
A FAIBLE BRUIT**

Proposé par :

D<sup>r</sup>. M. TRABELSI

Dirigé par :

D<sup>r</sup>. M. TRABELSI

M<sup>elle</sup> SAIDI Kheira

Etudié par :

HEBIB Sami

YAHY Islem

PROMOTION : JUIN 2004

E.N.P.10, AVENUE HASSEN BADI, EL-HARRACH, ALGER.

# DEDICACES



Je remercie le bon dieu, pour m'avoir donné la force, le courage, et la volonté qui m'a permis de faire aboutir ce modeste travail.

Je le dédie, à mes très chers parents qui se sont sacrifiés moralement et matériellement durant toutes mes années d'études. A mon frère et ma sœur et à toute ma famille.

Ainsi qu'à tous mes amis.

**Sami**

A mes parents,

A mes frères Mehdi et Nadir et à ma sœur Sabrine,

A toute ma famille,

A Omar, Fateh et Zinou et à tous mes amis,

A tous ceux qui m'ont aidé et soutenu,

Merci.

A la mémoire de Boujemâa,

**Islem**



## REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire des télécommunications du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP), sous la direction de M. M. TRABELSI (Maître de conférence à l'ENP) et M<sup>elle</sup> SAIDI Kheira, (chercheur au laboratoire des télécommunications à l'ENP).

Nous tenons à leur exprimer nos plus sincères remerciements pour leurs précieux conseils et leur aide sans réserve tout au long de ce travail.

Notre reconnaissance va également à M. R. AKSAS, professeur à l'ENP, pour sa disponibilité, son aide et ses conseils éclairés.

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à l'aboutissement et l'amélioration de ce travail.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

A nos membres de jury,

Que Monsieur le président et les membres de cet honorable jury qui nous ont fait l'honneur d'apprécier ce modeste travail, trouvent ici l'expression de notre gratitude et l'assurance de notre haute considération

## ملخص

يحتوي هذا العمل على دراسات لمضخمات ميكروموجية باستعمال مقالح ذو تأثير حقل و تشويش ضعيف، بالإضافة إلى تصميمها باستعمال التكنولوجيا الهجينة. استعملت في هذه الدراسة عدة دارات خامدة كونها ذو ثوابت موزعة أو محددة. الدارات الموزعة صممت باستعمال التكنولوجيا الميكروالشريطية. تصميم هذه المضخمات يستند على نظريات الميكروموجات، التي تتركز على خطوط الارسال و وسائط التوزيع. محاكاة، تركيب و إنجاز الدارة المطبوعة لهذه التركيبات حققت بواسطة برنامج مناسب. اختير تواتر اثني جيقاهرتز بسبب استعماله في شبكات الهواتف النقالة. المضخم المنجز ذو معامل تشويش يقدر ب 0.22 (dB) و ربح بقيمة 13.4 (dB).

**كلمات مفتاحية:** مقالح ذو تأثير حقل، تضخيم ذو تشويش ضعيف، درات ذو ثوابت محددة، درات ذو ثوابت موزعة، تصميم مضخمات.

## Résumé

Ce travail comporte des études d'amplificateurs micro-ondes à transistors à effet de champ et à faible bruit, ainsi que leurs conceptions en technologie hybride. Différents circuits passifs qu'ils soient à constantes localisées ou réparties, sont utilisés. Les circuits à constantes réparties sont réalisés en technologie microruban. La conception de ces amplificateurs fait appel à la théorie des systèmes micro-ondes, basée sur celle des lignes de transmission et sur les paramètres de répartition. La simulation, la synthèse et la réalisation du circuit imprimé de ces dispositifs se font à l'aide d'un logiciel approprié. La fréquence de 2 GHz est choisie en raison de son utilisation dans la téléphonie mobile. L'amplificateur conçu possède un facteur de bruit de 0.22 dB et un gain de 13.4 dB.

**Mots clés :** Transistors à effet de champ, amplification à faible bruit, circuits à constantes localisées, circuits à constantes réparties, conception des amplificateurs.

## Abstract

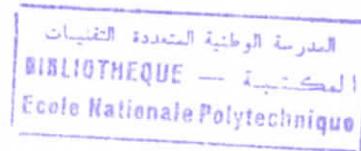
This work concerns the study of field effect transistor low noise microwave amplifiers and their designs in hybrid technology. Various passive circuits, with lumped or distributed constants, are used. The distributed circuits are made in microstrip technology. The design of these amplifiers makes use of the theory of microwave systems, which is based on the transmission lines and the scattering parameters. The Simulation, the synthesis and the realization of the layout of these devices are performed with an adequate software. A 2 GHz frequency is selected for its use in mobile telephony. The designed amplifier has a 0.22 dB noise figure and a 13.4 dB gain.

**Key words:** Field-effect transistors, low noise amplifiers, lumped circuits, distributed circuits, amplifier design.

INTRODUCTION.....	1
<b>CHAPITRE 1 : THEORIE DES AMPLIFICATEURS MICRO-ONDES A L'ETAT SOLIDE</b>	
1.1. Introduction.....	3
1.2. Configuration de l'amplificateur micro-ondes.....	3
1.3. Caractéristiques principales d'un amplificateur.....	4
1.3.1. Stabilité.....	4
1.3.2. Gain.....	6
1.3.2.a. Gain transducique.....	6
1.3.2.b. Gain disponible de puissance.....	7
1.3.2.c. Gain en puissance.....	7
1.3.3. Bruit.....	8
1.3.3.a. Facteur de bruit.....	8
1.3.3.b. Cas de n quadripôles en cascade.....	9
<b>CHAPITRE 2 : LES DIFFERENTS COMPOSANTS D'UN AMPLIFICATEUR MICRO-ONDES A BANDE ETROITE</b>	
2.1. Introduction.....	10
2.2. Les éléments passifs.....	10
2.2.1. Les éléments à constantes réparties.....	10
2.2.1.a. Approche théorique de la ligne microruban.....	12
2.2.1.b. Dimensionnement de la ligne microruban.....	13
2.2.2. Les éléments à constantes semi-localisées.....	13
2.2.2.a. Équivalence entre un tronçon de ligne, une self et une capacité.....	14
2.2.2.b. Réalisation d'inductances et condensateurs.....	15
2.2.3. Les éléments à constantes localisées.....	16
2.2.3.a. Réalisation de résistances, d'inductances et de condensateurs.....	16
2.2.4. Circuits d'adaptation.....	19
2.2.4.a. Adaptation à l'aide d'une ligne et un stub.....	20
2.2.4.b. Adaptation par ligne quart d'onde et un stub.....	21
2.2.4.c. Adaptation par éléments à constantes localisées.....	21
2.2.5. Circuits de polarisations.....	22
2.2.5.a. Circuit de polarisation à lignes quart d'ondes.....	23
2.2.5.b. Circuit de polarisation à stub radial.....	24
2.2.5.c. Circuit de polarisation avec éléments à constantes localisés.....	25
2.2.6. Condensateur de liaison - Lignes couplées.....	25
2.3. Les transistors hyperfréquences.....	27
2.3.1. Les transistors à effet de champ.....	27
2.3.2. Les transistors à hétérojonction.....	27
2.3.2.a. Les transistors à effet de champ à hétérojonction.....	28
2.3.2.b. Le transistor bipolaire à hétérojonction (HBT).....	28
<b>CHAPITRE 3 : CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS</b>	
3.1. Introduction.....	29
3.2. Présentation du logiciel de conception.....	29
3.2.1. Description de l'environnement.....	29
3.2.2. La fenêtre 'Projet'.....	30

3.2.3. La fenêtre 'Element' .....	31
3.2.4. La fenêtre 'Editeur de Variables' .....	32
3.2.5. La fenêtre 'Layout' .....	32
3.3. Procédure de conception d'un amplificateur .....	33
3.4. Conception d'un amplificateur à faible bruit .....	33
3.4.1. Choix du transistor .....	34
3.4.2. Etude de la stabilité .....	34
3.4.3. Détermination de $\Gamma_S$ et $\Gamma_L$ .....	35
3.4.4. Conception des circuits d'adaptation .....	36
3.4.4.a. Conception à l'aide d'une ligne et un stub .....	36
3.4.4.b. Conception à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub .....	37
3.4.4.c. Conception à l'aide d'éléments à constantes localisées .....	37
3.4.5. Conception des circuits de polarisation .....	37
3.4.5.a. Conception à l'aide des lignes quart d'onde .....	37
3.4.5.b. Conception à l'aide d'un stub radial .....	37
3.4.5.c. Conception à l'aide d'éléments à constantes localisées .....	37
3.4.6. Conception des condensateurs de liaison - lignes couplées .....	40
3.4.6.a. Conception avec condensateur de liaison (chip) .....	40
3.4.6.b. Conception avec lignes couplées .....	40
3.4.7. Synthèse de l'amplificateur .....	41
3.4.7.a. Circuits d'adaptation .....	41
3.4.7.b. Circuits de polarisation .....	42
3.4.7.c. Lignes couplées .....	45
3.4.8. Analyse des amplificateurs dans le domaine fréquentiel .....	45
3.4.8.a. Amplificateur QACL .....	46
3.4.8.b. Amplificateur QACR1 .....	50
3.4.8.c. Amplificateur QACR2 .....	54
3.4.9. Réalisation du circuit imprimé (Layout) .....	58
CONCLUSION .....	59
BIBLIOGRAPHIE .....	
ANNEXE A .....	
ANNEXE B .....	
ANNEXE C .....	

## GLOSSAIRE



$S_{ij}$  : Paramètres de dispersion d'un multipôle.

$Z_c$  : Impédance caractéristique d'une ligne.

$K$  : Facteur de Rollet.

$\Delta$  : Déterminant de la matrice  $[S]$ .

$R_{n/50}$  : Résistance équivalente de bruit normalisée par rapport à  $50 \Omega$ .

$\Gamma$  : Coefficient de réflexion.

$\Gamma_{opt}$  : Coefficient de réflexion à présenter à l'entrée du transistor pour obtenir le facteur de bruit minimum.

$\omega$  : Pulsation ( $\omega = 2\pi f$ ).

$\epsilon_r$  : Permittivité relative.

$C$  : Vitesse de la lumière dans l'air ( $C = 3.10^8$  m/s).

$v$  : Vitesse dans un milieu de propagation.

$\beta$  : Coefficient de propagation d'une ligne sans perte ( $\beta = 2\pi/\lambda$ ).

$\lambda$  : Longueur d'onde.

$\sigma$  : Conductivité d'un matériau.

$\mu$  : Perméabilité d'un matériau.

$\theta$  : Longueur électrique ( $\theta = \beta l$ ).

$h$  : Epaisseur du substrat diélectrique.

$t$  : Epaisseur de la bande métallique.

# INTRODUCTION



L'amplificateur à faible bruit est un dispositif très important dans les systèmes électroniques et ses applications sont très diverses. Son importance se rapporte à son aptitude d'être sensible aux faibles signaux, ce qui signifie qu'il génère très peu de bruits. Cette caractéristique lui confère une place de choix dans le domaine des télécommunications et celui de l'instrumentation, pour ne citer que ceux là, où les signaux peuvent avoir des amplitudes comparables à celles du bruit. En améliorant leur sensibilité, on tend à améliorer les performances des systèmes électroniques, par exemple la qualité de réception d'une chaîne de télécommunication.

La sensibilité d'un amplificateur est, d'abord, liée à celle de l'élément actif et puis, à un degré moindre à la qualité, en termes de pertes, des circuits passifs. L'évolution technologique a permis, ces dernières années, au transistor à effet de champ du type **MESFET** ou **PHEMT** d'être un candidat potentiel à ce genre d'amplification et d'obtenir des matériaux à très faibles pertes pour les circuits passifs.

Ceci nous a amenés, dans le cadre de notre travail, à nous intéresser à la conception d'un amplificateur à faible bruit à transistor **PHEMT** opérant à 2 GHz. Le choix de cette fréquence est justifié par son utilisation dans la téléphonie mobile.

En réalité, nous nous sommes intéressés à plusieurs conceptions impliquant différentes technologies. Des études très approfondies ont été menées en ce qui concerne les circuits passifs d'une manière générale et ce dans le but de rendre l'opération d'optimisation plus conséquente.

Pour mener à terme ce travail, le plan que nous avons adopté se résume par les points présentés ci-dessous :

Au premier chapitre, nous étudions la théorie de l'amplification micro-onde à l'état solide. Les aspects tels que le gain en puissance, l'adaptation simultanée, la stabilité ... sont pris en considération.

Le deuxième chapitre est consacré aux circuits passifs, constituant les circuits d'adaptation et de polarisation et les éléments de liaison, ainsi que le choix du composant actif (transistor).

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons à la conception d'amplificateurs à faible bruit (LNA), selon les différents types de circuits (à constantes localisées ou à constantes réparties) et les technologies utilisées, afin de déterminer quelle conception donnerait les meilleures performances.

En annexes, nous présentons brièvement, la technique des paramètres de répartitions, un récapitulatif sur les discontinuités et les caractéristiques générales du transistor utilisé.

## THEORIE DES AMPLIFICATEURS MICRO-ONDES A L'ETAT SOLIDE

### 1.1. INTRODUCTION

En micro-ondes, les techniques de conception des amplificateurs se basent sur les concepts développés dans l'étude des quadripôles, des lignes de transmission et de l'abaque de Smith [1-5]. Aussi, le développement du concept de la matrice de répartition [S] est l'une des clés dans la conception des amplificateurs en hyperfréquences.

En micro-ondes et suivant leurs conceptions, les amplificateurs à bande étroite sont classés en trois types :

- Amplificateur à faible bruit (LNA) ;
- Amplificateur à gain élevé ;
- Amplificateur de puissance.

Nous nous intéresserons, dans notre travail, au premier type que nous illustrerons plus tard par des exemples de conception.

### 1.2. CONFIGURATION DE L'AMPLIFICATEUR MICRO-ONDES

La figure 1.1 montre la configuration de base d'un amplificateur micro-ondes.

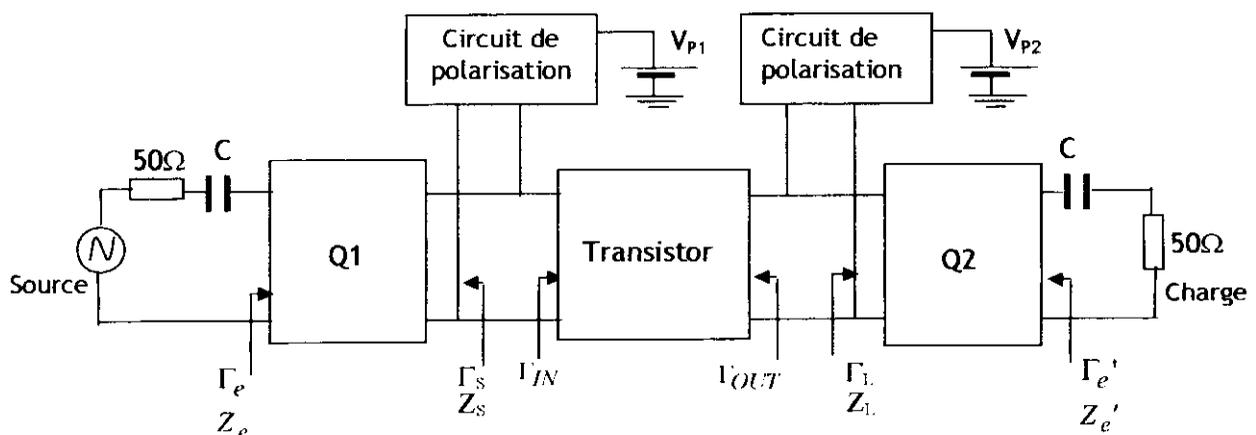


Fig. 1.1 - Configuration d'un amplificateur micro-ondes.

Cet amplificateur est constitué de :

- un transistor qui peut être bipolaire ou à effet de champ ;
- deux circuits d'adaptation, l'un à l'entrée (Q1) et l'autre à la sortie (Q2), qui sont passifs et non dissipatifs ;
- deux circuits de polarisation ;
- deux condensateurs de liaison.

### 1.3. CARACTERISTIQUES PRINCIPALES D'UN AMPLIFICATEUR

#### 1.3.1. STABILITE

Lors de la conception des amplificateurs, l'étude de la stabilité est très importante. Un quadripôle, défini par ses paramètres  $[S]$  (ANNEXE A), est dit stable, à une fréquence  $f$ , s'il satisfait les conditions suivantes [1-5] :

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right| < 1 \quad (1.1)$$

et

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{\Gamma_S S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_S S_{11}} \right| < 1 \quad (1.2)$$

Avec :

$\Gamma_{in}$  : Coefficient de réflexion à l'entrée du transistor ;

$\Gamma_{out}$  : Coefficient de réflexion à la sortie du transistor ;

$\Gamma_L$  : Coefficient de réflexion vu par la sortie du transistor associé à  $Z_L$  ;

$\Gamma_S$  : Coefficient de réflexion vu par l'entrée du transistor associé à  $Z_S$ .

Si ces deux derniers coefficients de réflexion se réfèrent à l'impédance de normalisation  $Z_0$ , ils s'écriront alors comme suit :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$

Sur l'abaque de Smith, les zones de stabilité sont limitées par des cercles, lieux de  $\Gamma_L$  et  $\Gamma_S$ , pour lesquels on a respectivement  $|\Gamma_{in}| = 1$  et  $|\Gamma_{out}| = 1$ .

Les rayons et les centres de ces cercles sont donnés par les relations [1-5] :

$$\begin{cases} C_1 = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 |\Delta|^2} \\ R_1 = \frac{|S_{12}| |S_{21}|}{|S_{11}|^2 |\Delta|^2} \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\begin{cases} C_2 = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 |\Delta|^2} \\ R_2 = \frac{|S_{12}| |S_{21}|}{|S_{22}|^2 |\Delta|^2} \end{cases} \quad (1.4)$$

Ces relations définissent respectivement la stabilité à l'entrée et à la sortie (figure 1.2).

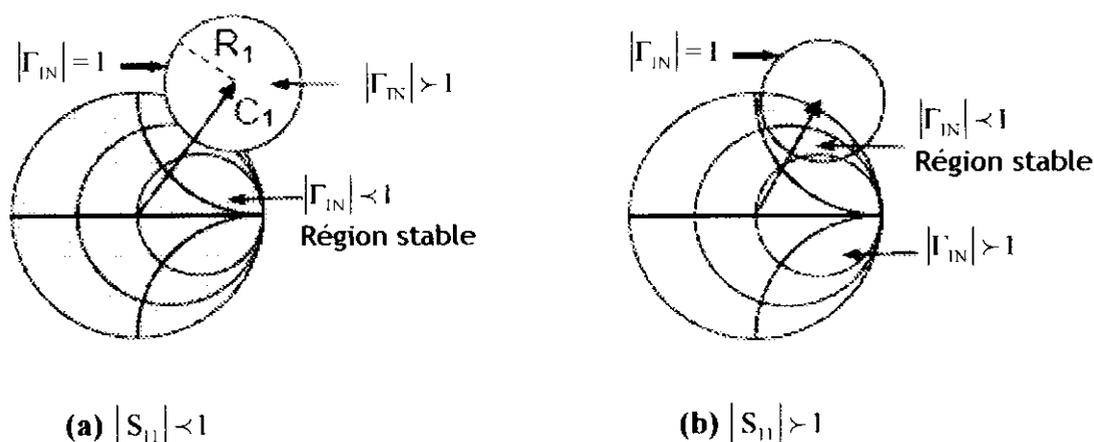


Fig. 1.2 - Exemple de cercles de stabilité à l'entrée

Un quadripôle est dit inconditionnellement stable s'il est stable quelles que soient les charges placées à l'entrée et à la sortie. Par contre, il est conditionnellement stable s'il existe des charges passives à l'entrée et à la sortie qui mettent le quadripôle en oscillation.

En combinant les expressions (1.3) et (1.4), la stabilité inconditionnelle peut être reformulée selon le critère suivant [1-5] :

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

Avec :

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|} \quad (1.5)$$

$$|\Delta| = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| \quad (1.6)$$

où :

- K est le facteur de stabilité, appelé également « FACTEUR DE ROLLET ».
- $\Delta$  est le déterminant de la matrice [S].

Sinon la stabilité est conditionnelle.

### 1.3.2. GAIN

On peut utiliser trois notions de gain en puissance. L'utilisation de chacune d'elles est liée au type de conception voulue.

#### 1.3.2.a. Gain transducique

Le gain transducique est défini comme le rapport de la puissance  $P_L$  absorbée par la charge à la puissance disponible au générateur  $P_{avG}$  [1-5]:

$$G_T = \frac{\text{Puissance dissipée dans la charge } Z_L}{\text{La puissance disponible au générateur}} = \frac{P_L}{P_{avG}},$$

$$\text{où } P_{avG} = \frac{|E_g|^2}{8 Z_0}$$

Le gain transducique  $G_T$  tient compte des pertes d'adaptation à l'entrée et à la sortie du circuit. On peut l'exprimer en fonction des paramètres [S] du transistor normalisés à 50  $\Omega$  et des coefficients de réflexion  $\Gamma_S$  et  $\Gamma_L$  comme suit :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_S|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (1.7)$$

On peut aussi exprimer  $G_T$  en fonction des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie et cela par les expressions suivantes :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_S|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2 \cdot |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (1.8)$$

ou

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_S|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 \cdot |1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \quad (1.9)$$

$G_T$  est maximum lorsqu'on a une adaptation conjuguée à l'entrée et à la sortie du transistor. Ceci correspond à la conception d'un amplificateur à gain élevé.

### 1.3.2.b. Gain disponible de puissance

Pour un amplificateur à faible bruit, le facteur de bruit  $F$  est, entre autre, déterminé par son impédance d'entrée [1-5]. En général, on utilise un réseau à l'entrée pour un minimum de bruit et un réseau à la sortie pour un maximum de gain. L'admittance  $Y_{opt}$ , correspondant au minimum de bruit, coïncide rarement avec le conjugué de l'admittance d'entrée, causant ainsi une désadaptation à cet accès.

Le gain disponible est défini alors par :

$$G_A = \text{Gain disponible} = \frac{\text{Puissance disponible à la sortie}}{\text{Puissance disponible au générateur}} = \frac{P_{av0}}{P_{avG}}$$

Le gain disponible  $G_A$  est un cas particulier du gain transducique et peut être donné en remplaçant  $\Gamma_L$  par  $\Gamma_{out}^*$  dans l'expression (1.9), qui devient :

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2) |S_{21}|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (1.10)$$

### 1.3.2.c. Gain en puissance

Pour un amplificateur de puissance, on conçoit un réseau de sortie pour avoir une puissance maximale de sortie et un minimum de distorsion ; par contre, en entrée, on réalise un circuit d'adaptation pour un maximum de gain. Le gain en puissance est défini par :

$$G_p = \frac{\text{Puissance délivrée à la charge}}{\text{Puissance entrante}} = \frac{P_L}{P_{in}}$$

$G_p$  est également un cas particulier du gain transductique lorsque l'entrée est adaptée. En remplaçant  $\Gamma_s$  par  $\Gamma_{in}^*$ , on obtient ainsi à partir de l'équation (1.8) l'expression :

$$G_p = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (1.11)$$

### 1.3.3. BRUIT

#### 1.3.3.a. Facteur de bruit

Le facteur de bruit est défini par le rapport " Signal sur bruit " à l'entrée sur le rapport " Signal sur bruit " à la sortie [1-5], soit:

$$F = \frac{S/N|_{\text{entrée}}}{S/N|_{\text{sortie}}}$$

Ces rapports sont calculés ou mesurés à une température normalisée  $T_0 = 290^\circ \text{ K}$ .

Sachant que tout circuit dissipatif génère du bruit, ce facteur  $F$  est alors toujours supérieur à l'unité. Il est généralement exprimé en dB.

Dans un amplificateur, l'expression du facteur de bruit est généralement donnée sous la forme :

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left| Y_s - Y_{\text{opt}} \right|^2 \quad (1.12)$$

Avec :

$F_{\min}$  : facteur de bruit minimum du transistor ;

$Y_{\text{opt}}$  : l'admittance à présenter à l'entrée du transistor pour obtenir le facteur de bruit minimum ;

$R_n$  : la résistance équivalente de bruit ;

$G_s$  et  $Y_s$  : sont respectivement la conductance et l'admittance présentées à l'entrée du transistor.

Cette dernière équation (1.12) peut être mise sous la forme :

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{(|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2)(|1 - \Gamma_s|^2)} \quad (1.13)$$

$\Gamma_{\text{opt}}$  : le coefficient de réflexion à présenter à l'entrée du transistor pour obtenir le facteur de bruit minimum .

### 1.3.3.b. Cas de n quadripôles en cascade

Le facteur de bruit de n quadripôles en cascade (figure 1.3), est donné par la formule de Friis

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (1.14)$$

$G_i$  et  $F_i$  : sont respectivement le gain et le facteur de bruit du quadripôle d'ordre i.

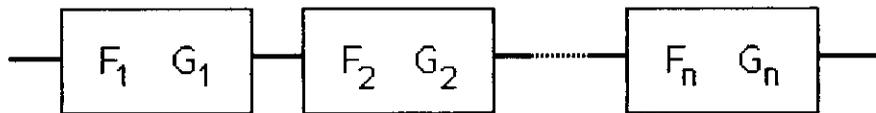


Fig. 1.3 - Quadripôles en cascade

## **LES DIFFERENTS COMPOSANTS D'UN AMPLIFICATEUR MICRO-ONDES A BANDE ETROITE**

### **2.1. INTRODUCTION**

Le but de ce chapitre est de présenter les différents circuits utilisés dans la conception des amplificateurs micro-ondes. Nous nous intéresserons dans une première étape aux différents éléments passifs constituant les circuits d'adaptation, de polarisation et les éléments de liaison.

Ensuite, pour les éléments actifs, nous ferons une brève présentation des transistors hyperfréquences dans laquelle nous présenterons le transistor utilisé dans notre travail à savoir le transistor pseudomorphique à hétérojonction, le PHEMT.

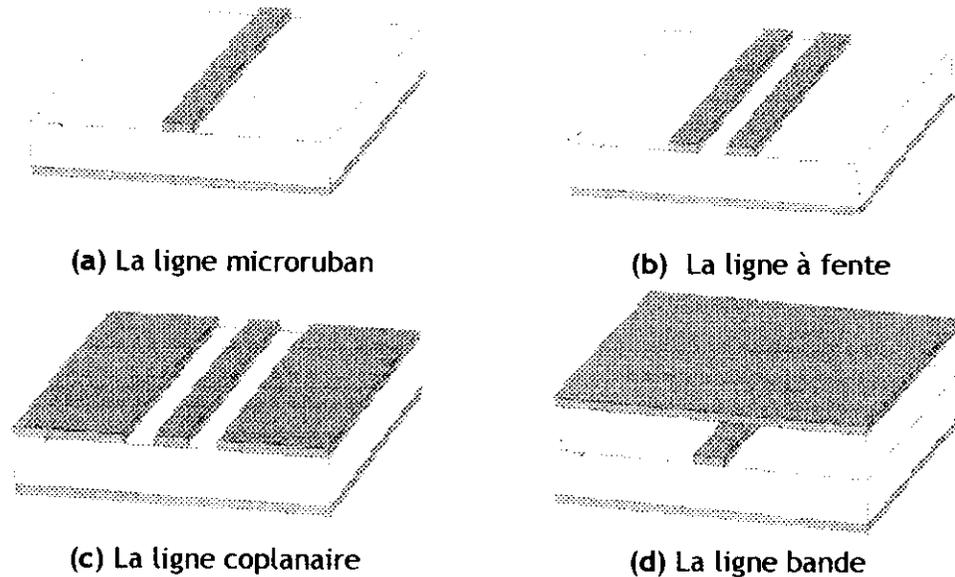
### **2.2. LES ELEMENTS PASSIFS**

En régime alternatif, jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 MHz [7], les valeurs des composants passifs classiques (inductances, capacité...) sont indépendantes de la fréquence et les tronçons de ligne connectant les composants ont un comportement neutre. On dit dans ce cas qu'il s'agit d'éléments à constantes localisées. Ceci n'est plus vrai pour des fréquences supérieures. Les valeurs nominales des ces composants varient avec la fréquence, tandis que les lignes de connexion se comportent comme des impédances dont l'inductance ou la capacité varie avec la fréquence. On parle alors d'éléments à constantes réparties ou distribuées.

#### **2.2.1. LES ELEMENTS A CONSTANTES REPARTIES**

La miniaturisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement ont donné naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information, appelées également lignes à structures bidimensionnelles [7,8]. De part, leur encombrement réduit, leur poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits imprimés utilisée en basse fréquence, ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel.

Il existe une grande variété de lignes planaires qui servent à la réalisation de circuits passifs hyperfréquences. Les principaux types de lignes sont illustrés par la figure 2.1.



**Fig. 2.1 - Les différents types de lignes planaires.**

- (a) **La ligne microruban (microstrip)** : comporte un substrat diélectrique métallisé sur sa face arrière (plan de masse) et un circuit de métallisation sur la face avant.
- (b) **La ligne à fente (slot line)** : où deux conducteurs formant la ligne de transmission sont déposés sur la même face du substrat diélectrique.
- (c) **La ligne coplanaire (coplanar waveguide)** : est une extension de la ligne précédente, avec trois bandes métalliques et deux fentes.
- (d) **La ligne bande (stripline)** : est assez épaisse puisqu'elle fait intervenir un second plan de masse.

La ligne la plus utilisée est, sans conteste, la ligne microruban [7,8], en raison de la simplicité de sa fabrication et des applications qu'elle permet tant en circuits passifs qu'en circuits actifs. C'est donc cette ligne qui sera utilisée dans notre travail.

### 2.2.1.a. APPROCHE THEORIQUE DE LA LIGNE MICRORUBAN

Les paramètres caractéristiques de la ligne microruban (figure 2.2) sont:

- Pour le substrat (supposé sans pertes), son épaisseur  $h$  et sa constante diélectrique relative  $\epsilon_r$ .
- Pour la bande métallique, sa largeur  $W$  qui est en général de l'ordre de grandeur de  $h$  ( $0.1 < W/h < 10$ ) et son épaisseur  $t$ .

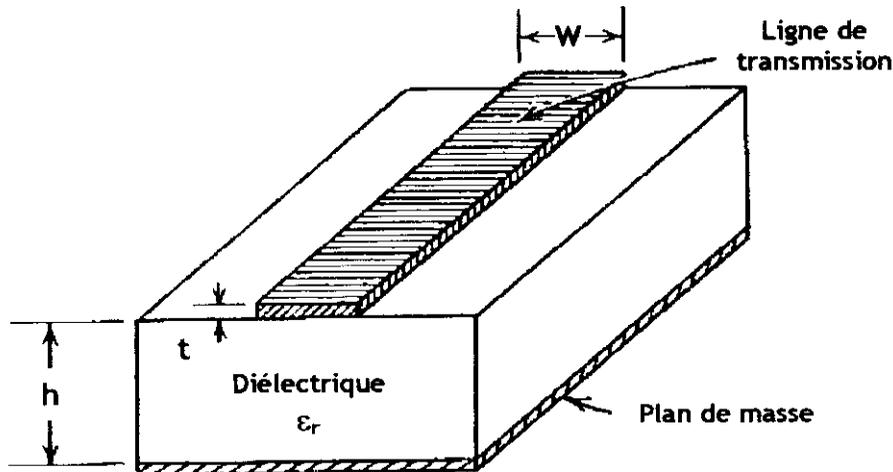


Fig. 2.2 - La ligne microruban et ses paramètres caractéristiques.

La difficulté d'étude de la propagation dans une ligne microruban provient du fait qu'elle s'effectue à la fois dans le substrat et dans l'air, deux milieux d'indices différents. La ligne microruban réelle est modélisée par une ligne fictive où la propagation s'effectuerait dans un milieu homogène de constante diélectrique équivalente  $\epsilon_{eff}$  [3,6], dont l'expression s'écrit :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W}\right)^{-1} \quad (2.1)$$

La vitesse de propagation de l'onde est alors donnée par :

$$v = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.2)$$

où  $C$  représente la vitesse de la lumière dans l'air ( $C = 3 \cdot 10^8$  m/s).

### 2.2.1.b. DIMENSIONNEMENT DE LA LIGNE MICRORUBAN

En technologie microruban, la synthèse consiste à déterminer la largeur du ruban  $W$  et la permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  à partir de la fréquence, de l'impédance caractéristique  $Z_c$  et des caractéristiques physiques et électriques du substrat (hauteur  $h$ , épaisseur du conducteur  $t$  et la permittivité diélectrique  $\epsilon_r$ ).

La méthode développée par Wheeler [7,8], nous fournit le rapport  $W/h$ , dans le cas où l'épaisseur de métallisation est négligeable, sous la forme :

- Pour les lignes haute impédance ( $Z_c > 44 - 2 \epsilon_r$ ) :

$$\frac{W}{h} = \left[ \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right]^{-1} \quad (2.3)$$

avec

$$H' = \frac{Z_c \sqrt{2(\epsilon_{\text{eff}} + 1)}}{120} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_{\text{eff}} + 1} \right) \left( \ln\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\epsilon_r} \ln\left(\frac{4}{\pi}\right) \right) \quad (2.4)$$

- Pour les lignes basse impédance ( $Z_c < 44 - 2 \epsilon_r$ ) :

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[ (d_c - 1) - \ln(2d_c - 1) \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left[ \ln(d_c - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right] \quad (2.5)$$

où :

$$d_c = \frac{60 \pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.6)$$

Ces calculs sont assez laborieux. Fort heureusement, le logiciel de simulation que nous allons utiliser par la suite inclut un module nommé TXLINE permettant l'analyse et la synthèse d'une ligne microruban.

### 2.2.2. LES ELEMENTS A CONSTANTES SEMI-LOCALISEES

Pour ce type d'éléments passifs, on utilise des tronçons de ligne pour réaliser des inductances, des condensateurs ou des circuits résonants. Ces tronçons de ligne qui ont des dimensions très petites devant la longueur d'onde peuvent être considérés comme des éléments à constantes semi-localisées puisque leurs caractéristiques sont à bande relativement étroite.

### 2.2.2.a. ÉQUIVALENCE ENTRE UN TRONÇON DE LIGNE, UNE SELF ET UNE CAPACITE

Nous savons qu'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique  $Z_c$ , sans pertes, fermé sur une charge  $Z_r$ , présente à une distance  $l$  de cette dernière une impédance  $Z(l)$  donnée par :

$$Z(l) = Z_c \frac{Z_r + j Z_c \tan \beta l}{Z_c + j Z_r \tan \beta l} \quad (2.7)$$

où  $\beta$  est le coefficient de propagation de la ligne.

Nous utiliserons des tronçons de ligne dont la longueur est telle que  $\tan(\beta l)$  s'approxime à 10% près du produit ( $\beta l$ ) ; ce qui correspond à  $l < \lambda/12$ . Dans ces conditions, l'équation (2.7) s'écrit :

$$Z(l) = Z_c \frac{Z_r + j Z_c \beta l}{Z_c + j Z_r \beta l} \quad (2.8)$$

1. Lorsque la ligne est en court-circuit ( $Z_r = 0$ ) ou d'impédance caractéristique très grande devant la charge ( $Z_r \ll Z_c \beta l$ ), nous aurons d'après l'équation (2.8) :

$$Z(l) = j Z_c \beta l = j Z_c \frac{\omega}{v} l \quad (2.9)$$

Un tel tronçon de ligne se comporte donc comme une impédance inductive  $jL\omega$

avec :

$$L = Z_c \frac{l}{v}$$

2. Dans le cas d'une extrémité ouverte ( $Z_r = \infty$ ) ou d'impédance faible devant la charge ( $Z_c \ll Z_r \beta l$ ), l'équation (2.8) donnera :

$$Z(l) = -j \frac{Z_c}{\beta l} = -j Z_c \frac{v}{\omega l} \quad (2.10)$$

et le tronçon de ligne se comporte comme une capacité de valeur :

$$C = \frac{1}{Z_c v} l$$

## 2.2.2.b. REALISATION D'INDUCTANCES ET CONDENSATEURS

De tout ce qui vient d'être expliqué découle la réalisation d'inductances et de condensateurs avec des tronçons de lignes (tableau 2.1). Cette réalisation est particulièrement aisée en technologie microruban puisque l'impédance caractéristique  $Z_c$  d'une telle ligne est inversement proportionnelle à la largeur de la bande  $W$ .

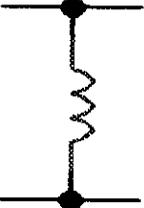
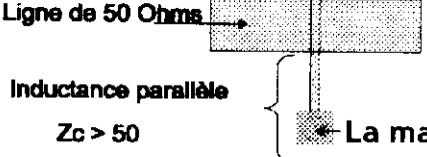
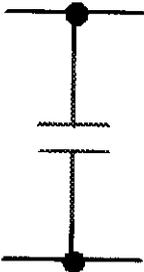
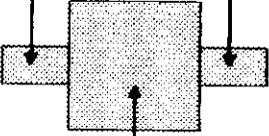
INDUCTANCE SERIE		 <p>Lignes de 50 Ohms</p> <p>Inductance série</p> <p><math>Z_c &gt; 50</math></p>
INDUCTANCE PARALLELE		 <p>Ligne de 50 Ohms</p> <p>Inductance parallèle</p> <p><math>Z_c &gt; 50</math></p> <p>La masse</p>
CAPACITE PARALLELE		 <p>Lignes de 50 Ohms</p> <p>Capacité parallèle</p> <p><math>Z_c &lt; 50</math></p>

Tableau 2.1 - Inductances et capacités avec leurs circuits équivalents en technologie microruban

Notons que la réalisation d'une capacité série de manière fiable est très difficile, voire impossible. En pratique, on utilise un inverseur d'impédance  $\lambda/4$  pour transformer une inductance parallèle en une capacité série.

### 2.2.3. LES ELEMENTS A CONSTANTES LOCALISEES

A partir des fréquences inférieures à 3 GHz [9-12], les éléments passifs à constantes semi-localisées, que nous venons d'étudier, nécessitent beaucoup plus de place que les composants actifs. Il est donc normal de chercher à élaborer des composants passifs à constantes localisées dont les dimensions doivent être beaucoup plus petites devant la longueur d'onde ( $< \lambda/10$ ) afin de présenter des variations de phase négligeables.

Vers les fréquences supérieures, la limite d'utilisation des éléments localisés dépend des possibilités offertes par les techniques de miniaturisation.

#### 2.2.3.a. REALISATION DE RESISTANCES, D'INDUCTANCES ET DE CONDENSATEURS

- RESISTANCES

La résistance d'une bande métallique (figure 2.3) de conductivité  $\sigma$ , de longueur  $l$  et de largeur  $W$ , est donnée par :

$$R = \frac{R_s l}{W} \quad (2.11)$$

$R_s$  est la résistance d'une bande de forme carré qui s'exprime comme suit :

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi \mu}{\sigma}} \sqrt{f} \quad (2.12)$$

$f$  et  $\mu$  sont respectivement la fréquence de travail et la perméabilité du métal.

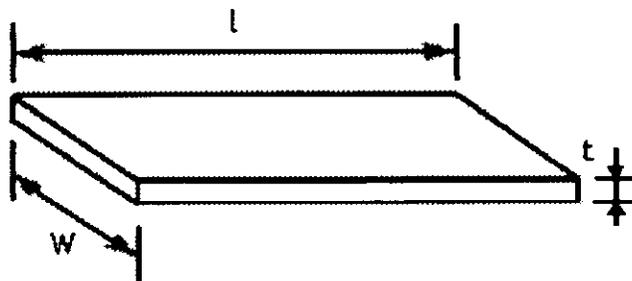


Fig. 2.3 - Bande métallique

- **INDUCTANCES**

La réalisation d'inductances se fait de plusieurs façons. Dans ce qui suit nous présenterons trois techniques.

- *Inductance en ruban métallique*

En espace libre, un ruban métallique de largeur  $W$ , de longueur  $l$  et d'épaisseur  $t$  (figure 2.3) présente une inductance par unité de longueur [2,3,4,7] formulée par :

$$L [\text{nH/cm}] = 2 \left( \ln \left( \frac{l}{W+t} \right) + 1,19 + 0,22 \frac{W+t}{l} \right) \quad (2.13)$$

- *Inductance boucle*

Elle se présente sous la forme d'une portion de boucle circulaire (figure 2.4) de rayon moyen  $a$ , de largeur  $W$  et l'épaisseur  $t$ . L'expression de sa valeur linéique est [2,3,4,7] :

$$L [\text{nH/cm}] = 2 \left( \ln \left( \frac{l}{W+t} \right) - 1,76 \right) \quad (2.14)$$

$l$  : La longueur de la portion de la boucle.

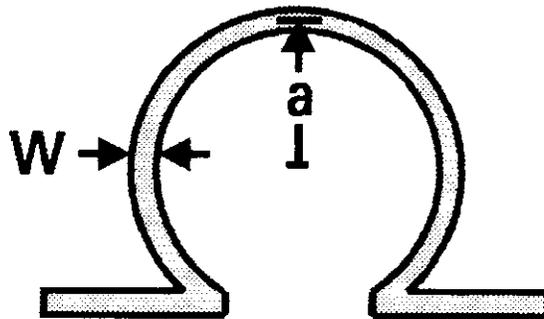


Fig. 2.4 - Inductance boucle

- *Inductance spirale*

Les inductances, obtenues avec une bande ou une boucle, ont des valeurs faibles. Pour avoir des inductances plus importantes, il faut prendre des longueurs  $l$  plus grandes, ce qui conduit à utiliser des spirales comportant plusieurs spires.

Pour une spirale à  $n$  spires, dont les paramètres sont indiqués sur la figure 2.5, une expression approchée de l'inductance est [2,3,4,7] :

$$L [\text{nH}] = 393 \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} \quad (2.15)$$

avec  $a = \frac{D_0 + D_i}{4}$  [cm] et  $c = \frac{D_0 - D_i}{2}$  [cm]

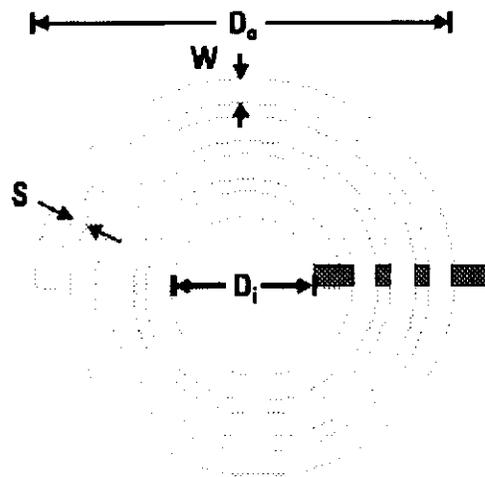


Fig. 2.5 - Inductance spirale

Il est possible d'obtenir des inductances encore plus grandes sur une même surface en utilisant des spirales de forme carrée (figure 2.6). BRYAN [2,3,4,7] a donné une expression approchée de leur inductance :

$$L \text{ [nH]} = 0,24 b n^{5/3} \ln\left(\frac{8b}{d}\right) \tag{2.16}$$

avec :  $b = \frac{l + e}{4}$  [cm] et  $d = \frac{l - e}{2}$  [cm]

où n est le nombre de spires de forme carrée.

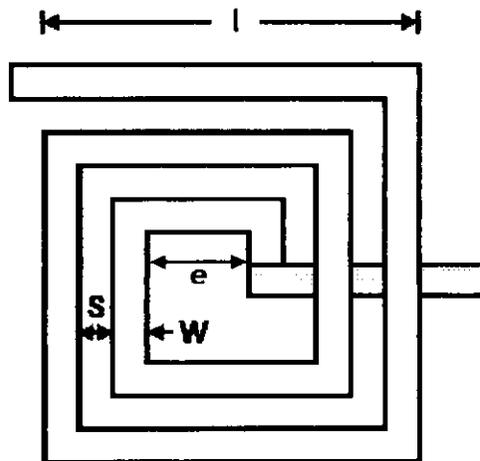


Fig. 2.6 - Inductance spirale carrée

- CONDENSATEURS

Pour les condensateurs, la forme la plus utilisée est celle à structure interdigitale figure (2.7). Ces capacités possèdent une structure plane de  $N$  minces bandes conductrices parallèles, de longueur  $l$  chacune, reliées alternativement à l'une ou l'autre des deux bandes de longueur  $L$  qui leur sont perpendiculaires. Le tout est déposé sur la surface d'un substrat. ALLEY [7] a donné l'expression de la capacité sous la forme :

$$C [\text{pF}] = \frac{\epsilon_r + 1}{L} l \left( (N - 3) A_1 + A_2 \right) \quad (2.17)$$

$$A_1 [\text{pF}] = 8,85 \cdot 10^{-2} L [\text{cm}] \quad \text{et} \quad A_2 [\text{pF}] = 9,92 \cdot 10^{-2} L [\text{cm}]$$

Les valeurs couramment obtenues sont de l'ordre de 0.1 à 15 pF

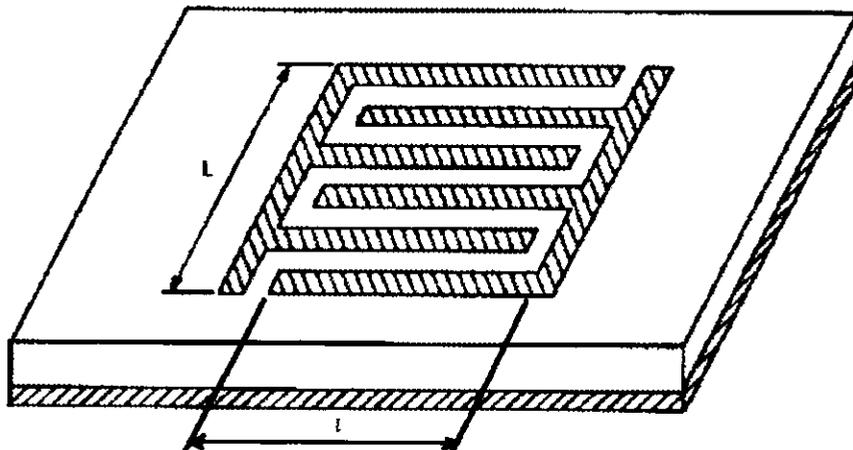


Fig. 2.7 - Condensateur à structure interdigitale

#### 2.2.4. CIRCUITS D'ADAPTATION :

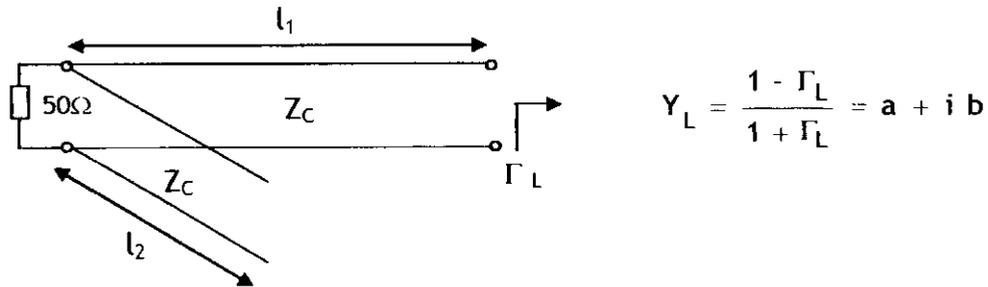
On trouve plusieurs configurations possibles pour adapter un transistor. Les dispositifs les plus utilisés sont [2,3,4,7] :

- Adaptateurs à l'aide d'une ligne et un stub ;
- Adaptateurs à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub ;
- Adaptateurs par éléments à constantes localisées.

Le rôle de ces circuits consiste à transformer respectivement  $50 \Omega$  en impédance de source  $Z_S$  et de charge  $Z_L$  auxquelles sont associés respectivement les coefficients de réflexion  $\Gamma_S$  et  $\Gamma_L$ .

**2.2.4.a. Adaptation à l'aide d'une ligne et un stub**

Le stub est un tronçon de ligne ouvert de longueur  $l_2$  que l'on branche en dérivation sur une ligne principale de longueur  $l_1$ . Ces deux lignes ont généralement des impédances caractéristiques  $Z_c$  égales à  $50 \Omega$  (figure 2.8).



**Fig. 2.8 - Adaptation à l'aide d'une ligne et un stub**

Les paramètres qui sont à déterminer sont  $l_1$  et  $l_2$ . Chacun d'eux possède un couple de solutions :

- Pour  $l_1$  :

$$l'_1 = \frac{1}{\beta} \text{Arctg} \left( \frac{b + \sqrt{a^3 - 2a^2 + ab^2 + a}}{a^2 + b^2 - a} \right) \tag{2.18.a}$$

$$l''_1 = \frac{1}{\beta} \text{Arctg} \left( \frac{b - \sqrt{a^3 - 2a^2 + ab^2 + a}}{a^2 + b^2 - a} \right) \tag{2.18.b}$$

où :  $a = \text{Re}(Y_L)$   
 $b = \text{Im}(Y_L)$

- Pour  $l_2$  :

$$l'_2 = \frac{1}{\beta} \text{Arctg} \left[ - \frac{b + \text{tg}(Bl'_1) - b^2 \text{tg}(Bl'_1) - a^2 \text{tg}(Bl'_1) - b \text{tg}^2(Bl'_1)}{(1 - b \text{tg}(Bl'_1))^2 + (a \text{tg}^2(Bl'_1))^2} \right] \tag{2.19.a}$$

$$l''_2 = \frac{1}{\beta} \text{Arctg} \left[ - \frac{b + \text{tg}(Bl''_1) - b^2 \text{tg}(Bl''_1) - a^2 \text{tg}(Bl''_1) - b \text{tg}^2(Bl''_1)}{(1 - b \text{tg}(Bl''_1))^2 + (a \text{tg}^2(Bl''_1))^2} \right] \tag{2.19.b}$$

Pour les fréquences élevées, les lignes possèdent de faibles dimensions et de très faibles pertes [10].

#### 2.2.4.b. Adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub

Dans ce cas, le stub est placé à l'entrée de la ligne principale (figure 2.9) qui est une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_c'$ .

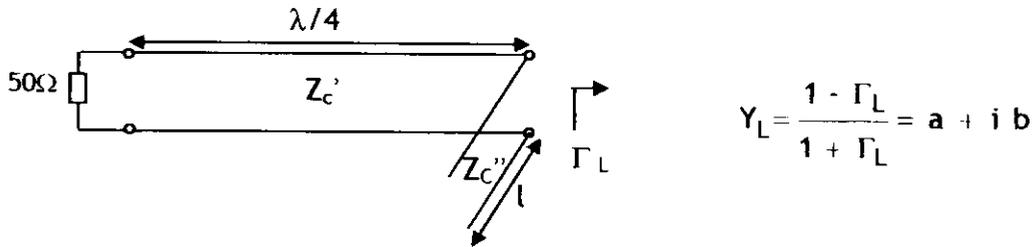


Fig. 2.9 - Adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub

L'expression de  $Z_c'$  est donnée par :

$$Z_c' = \sqrt{\frac{2500}{a}} \quad (2.20.a)$$

Le stub est un tronçon de ligne ouvert de longueur  $l$  d'impédance caractéristique  $Z_c''$ . Généralement, on attribue à  $l$  la valeur  $(2k+1)\lambda/8$  et on calcule  $Z_c''$  à l'aide de la relation :

$$Z_c'' = \frac{50}{|b|} \quad (2.20.b)$$

où  $k$  est un nombre entier impair pour  $b$  positif et pair dans le cas contraire.

#### 2.2.4.c. Adaptation par éléments à constantes localisées

Les éléments à constantes localisées  $L$  et  $C$  (figure 2.10) sont surtout utilisés pour l'adaptation aux radio-fréquences (RF), et pour les faibles (basses) fréquences micro-ondes. Comparativement aux éléments à constantes réparties, ces éléments sont de taille très réduites et possèdent une bande passante plus large [10].

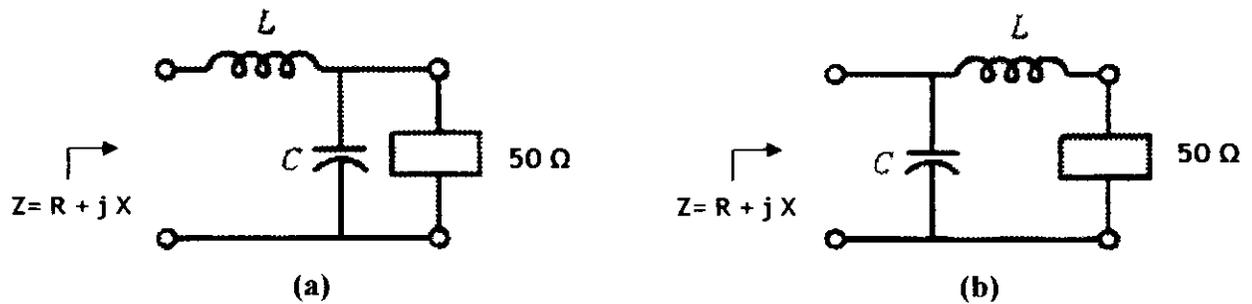


Fig. 2.10 - Cellules d'adaptation réalisées à base d'éléments à constantes localisées LC

- Pour  $R < 50 \Omega$ , on utilisera la cellule représentée par la figure 2.10.a, avec :

$$C = \frac{\sqrt{50 - R}}{50 \omega \sqrt{R}} \quad (2.21.a)$$

et

$$L = -\frac{X + \sqrt{R(50 - R)}}{\omega} \quad (2.21.b)$$

- $R > 50 \Omega$ , on utilisera la cellule représentée par la figure 2.10.b, avec :

$$C = \frac{1}{\omega \sqrt{50 \left( \frac{1}{G} - 50 \right)}} \quad (2.22.a)$$

et

$$L = \frac{1}{\omega \left( \sqrt{G \left( \frac{1}{50} - G \right)} - B \right)} \quad (2.22.b)$$

où  $Y = \frac{1}{Z} = G + jB$

### 2.2.5. CIRCUITS DE POLARISATIONS

Il existe de nombreuses configurations possibles pour polariser un transistor en hyperfréquences. Nous nous intéresserons à trois types de circuits de polarisation, deux sont basés sur des éléments à constantes réparties en technologie microruban et le troisième sur des éléments à constantes localisées.

La fonction principale de ces circuits est d'assurer l'apport des tensions et des courants continus aux transistors sans affecter le comportement RF de l'amplificateur.

Pour cela, l'impédance présentée par ces circuits doit être infinie à la fréquence de travail.

### 2.2.5.a. Circuit de polarisation à lignes quart d'ondes

Il comprend deux lignes quart d'onde sans pertes, d'impédances caractéristiques  $Z_1$  et  $Z_2$  de valeurs très différentes ; l'ensemble étant terminé par un circuit ouvert (figure 2.11). Cette différence de valeur permet d'élargir la bande passante. Pour montrer cela, nous avons d'abord calculé l'admittance réduite constituée de l'impédance d'entrée du circuit (figure 2.11) et de  $Z_0 = 50 \Omega$ . Elle s'écrit par conséquent comme suit :

$$y = 1 + \frac{Z_0}{Z_{in}} \quad (2.23)$$

$$\text{où : } Z_{in} = i Z_1 \frac{Z_1 \operatorname{tg} \theta_1 \operatorname{tg} \theta_2 - Z_2}{Z_1 \operatorname{tg} \theta_2 + Z_2 \operatorname{tg} \theta_1}$$

Le taux d'ondes stationnaires (TOS) s'exprime par :

$$\text{TOS} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.24)$$

où  $\Gamma = \frac{1 - y}{1 + y}$ , est le coefficient de réflexion.

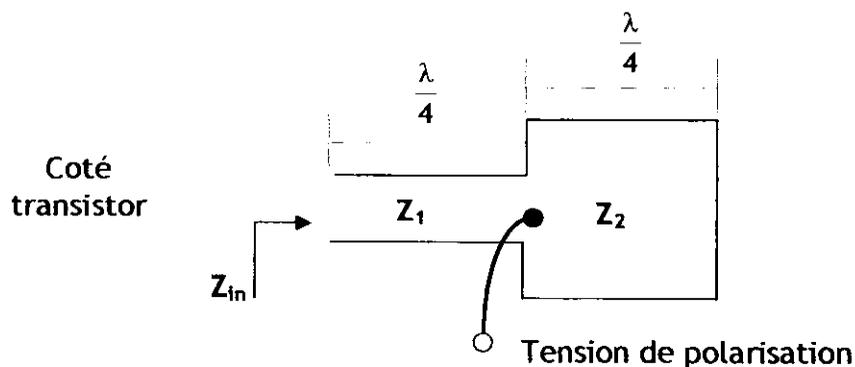


Fig. 2.11 - Circuit de polarisation en lignes microruban quart d'onde (vue de dessus)

La figure 2.12 montre que la bande passante est d'autant plus grande que l'écart entre  $Z_1$  et  $Z_2$  est élevé.

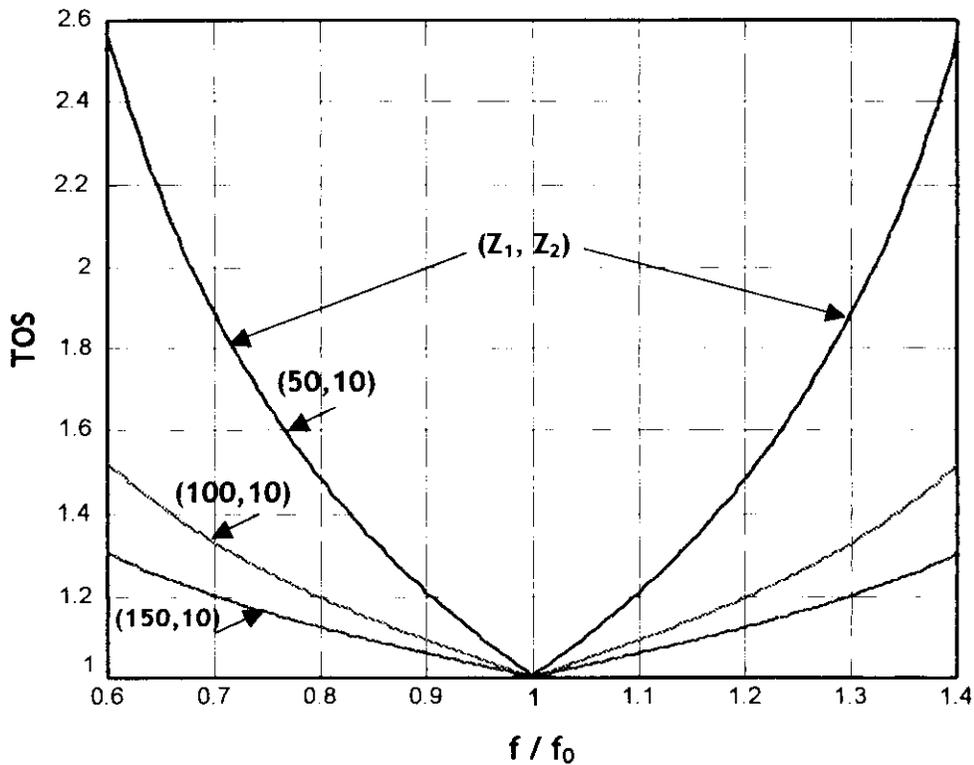


Fig 2.12 - Taux d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence normalisée ( $f/f_0$ ) pour différents couples de  $Z_1$  et  $Z_2$ .

2.2.5.b. Circuit de polarisation à stub radial

Il est constitué d'une ligne microruban quart d'onde suivie d'une portion de ligne ouverte de forme V ;  $R_i$  et  $R_o$  sont respectivement le rayon intérieur et extérieur de cette portion et  $\theta$  son angle d'ouverture (figure 2.13).

L'avantage de ce type de circuit par rapport au précédent est que la discontinuité due à la jonction des deux lignes n'existe pratiquement plus [17].

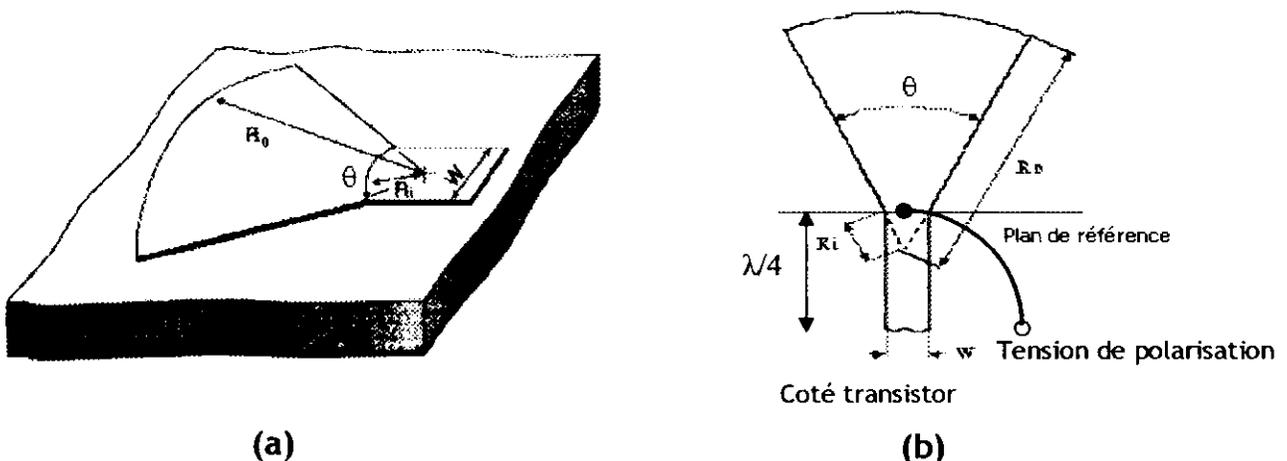


Fig. 2.13 - Circuit de polarisation à stub radial  
(a) Perspective ; (b) Vue de dessus.

Le rayon  $R_i$  peut être obtenu par la relation suivante [17] :

$$R_i = \frac{W}{2 \sin(\theta/2)} \quad (2.25)$$

où :

$$9^\circ < \theta < 160^\circ$$

$$(R_0 - R_i) / R_0 > 0.01$$

### 2.2.5.c. Circuit de polarisation avec éléments à constantes localisées

Ce circuit comporte une self de choc  $L$ , une capacité  $C$  et une résistance  $R$  (figure 2.14).

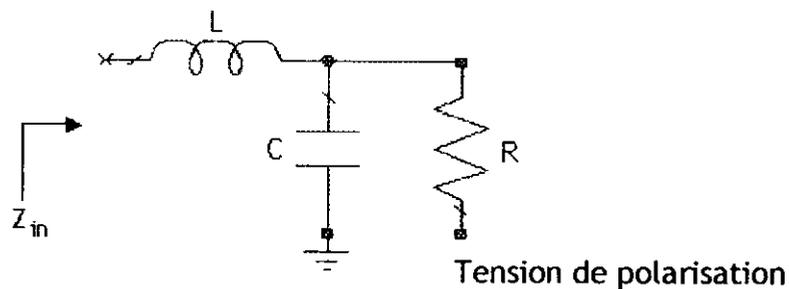


Fig. 2.14 - Circuit de polarisation avec éléments à constantes localisées

Son impédance d'entrée s'écrit :

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + (RC\omega)^2} + i \left[ L\omega - \frac{R^2 C \omega}{1 + (RC\omega)^2} \right] \quad (2.26)$$

### 2.2.6. CONDENSATEUR DE LIAISON - LIGNES COUPLEES

Le condensateur de liaison est connecté en série. Par conséquent, il ne peut pas être réalisé à l'aide de la ligne microruban. La solution consiste à utiliser :

- Soit un condensateur miniaturisé dont l'une des formes est donnée par la figure 2.15.
- Soit deux lignes couplées (figure 2.17) [13].

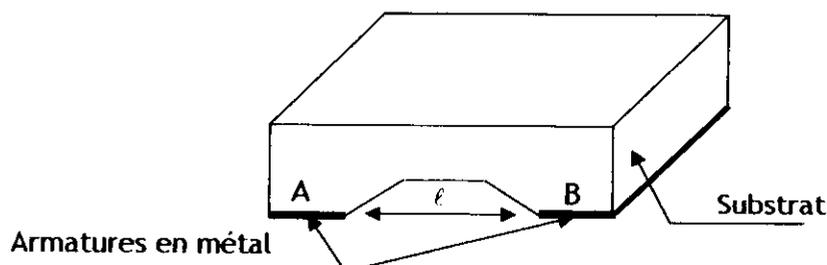
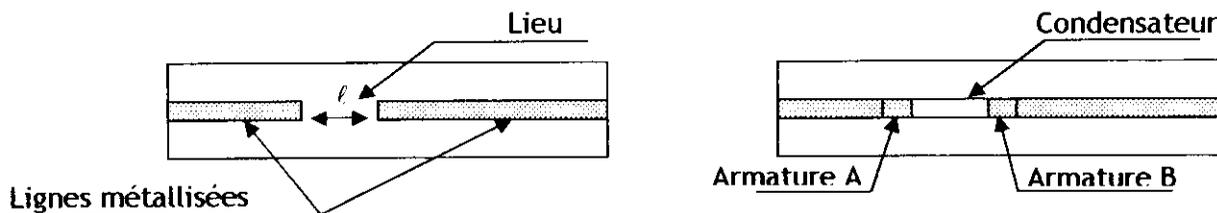


Fig. 2.15 - Configuration du condensateur de liaison

L'emplacement du condensateur, associé à la ligne microruban, est obtenu par décapage d'une partie métallisée du microruban de longueur  $\ell$  (figure 2.16).



(a) Lieu d'emplacement du condensateur      (b) Implémentation du condensateur

Fig. 2.16 - Emplacement et implémentation du condensateur de liaison

La valeur de  $C$  est choisie telle que :

$$\frac{1}{C \omega_1} \ll 50 \Omega \tag{2.27}$$

où :  $\omega_1 = 2 \pi f_1$

et  $f_1$  est la fréquence inférieure de la bande passante de l'amplificateur.

Les parties en regard des deux lignes couplées (figure 2.17) ont des longueurs égales à  $\lambda/4$  ( $\lambda$  est la longueur d'onde à la fréquence de travail) et sont de largeur  $W$  et espacées de  $s$ . Les paramètres importants pour concevoir des lignes couplées sont :

- L'impédance caractéristique qui est généralement  $50 \Omega$ .
- Le facteur de couplage qui doit avoir la valeur la plus élevée possible.

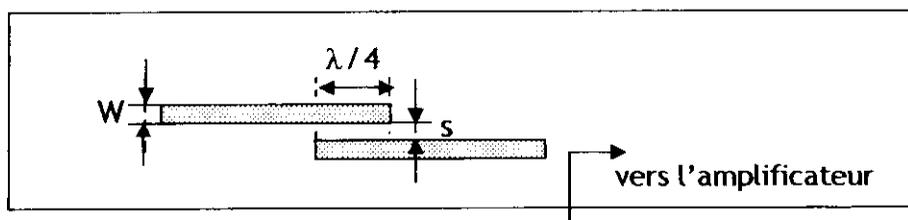


Fig. 2.17 - Lignes couplées en technologie microruban (vue de dessus)

### 2.3. LES TRANSISTORS HYPERFREQUENCES :

Le premier choix, que doit faire tout concepteur de circuit, porte sur les transistors à utiliser. Dans le cas de la conception d'un amplificateur, les critères de choix du composant actif sont en général :

- Le facteur de bruit ;
- La gamme de fréquence d'utilisation et le gain à obtenir ;
- Le niveau de puissance de sortie à fournir et la tension d'alimentation disponible.

A ces caractéristiques primordiales, peuvent s'ajouter des critères tels que la densité de puissance maximale, les niveaux limites d'utilisation en courant et tension, le taux d'intégration, ainsi que des critères économiques portant sur le coût de fabrication, les éléments extérieurs d'adaptation et de contrôle ...

On peut classer les transistors hyperfréquences en deux grandes catégories [15].

#### 2.3.1. LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

Le transistor à effet de champ, dénommé FET ou TEC, repose sur le fonctionnement d'un dispositif semi-conducteur unipolaire, c'est-à-dire qu'un seul type de porteur intervient. Il existe différentes structures de transistors à effet de champ, on retiendra :

- Le **MOSFET** (Metal Oxide Semi-conductor FET) pour des fréquences de travail ne dépassant pas quelques GHz.
- Le **MESFET** (Metal Semi-conductor FET) pour des applications à des fréquences inférieures à 30 GHz [15].

#### 2.3.2. LES TRANSISTORS A HETEROJONCTION

Pour des fréquences plus élevées, les composants à hétérojonction présentent de meilleures performances, on peut les classer en deux catégories.

### **2.3.2.a. LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP A HETEROJONCTION**

On les trouve sous différentes appellations, on citera notamment :

<b>TEGFET</b>	<b>Two-dimensional Electron Gas FET ;</b>
<b>HFETS</b>	<b>Heterostructure FET ;</b>
<b>HEMT</b>	<b>High Electron Mobility Transistor;</b>
<b>PHEMT</b>	<b>Pseudomorphique HEMT.</b>

Ce dernier, étant le plus utilisé, est un dispositif à gain élevé et à très faible bruit. Sa caractérisation par une forte mobilité d'électrons et une transconductance particulièrement élevée permet son utilisation à des fréquences bien plus hautes que celles du MESFET. Sa limite fréquentielle est de l'ordre de 60 à 70 GHz [15], ce qui fait de lui, malgré sa technologie très coûteuse, le composant privilégié pour des applications aussi bien en amplification de puissance qu' en amplification à faible bruit.

### **2.3.2.b. LE TRANSISTOR BIPOLAIRE A HETEROJONCTION (HBT)**

Les HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) sont utilisés pour des applications de puissance pour les radiofréquences et ce pour des fréquences de travail allant jusqu'à une trentaine de gigahertz [15,16].

En conclusion les transistors à hétérojonction offrent un avantage indéniable par rapport aux transistors conventionnels [16]. L'hétérojonction admet une mobilité électronique plus importante ce qui engendre des fréquences de coupure de plus en plus élevées et des densités de puissance de plus en plus grandes.

## CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS A FAIBLE BRUIT

### 3.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons présenter la procédure menant à différentes conceptions d'amplificateurs, en particulier celle relative à l'amplificateur à faible bruit (LNA). Ces conceptions ont été effectuées selon les différents types de circuits, à savoir les circuits à constantes localisées ou réparties. L'objectif est de déterminer quelle est la conception qui donne les meilleures performances. En leur associant les différentes technologies utilisées dans le domaine des micro-ondes, nous obtiendrons le comportement réel de l'amplificateur.

La simulation de l'amplificateur conçu et la réalisation de son circuit imprimé sont faites grâce à un logiciel approprié.

### 3.2. PRESENTATION DU LOGICIEL DE CONCEPTION

C'est un outil de conception et d'analyse de circuits micro-ondes. Il est constitué de trois simulateurs :

- simulateur linéaire (amplificateur petit signal, filtres,...) ;
- simulateur non linéaire (oscillateur, amplificateur de puissance, mélangeur,...) ;
- simulateur électromagnétique (antenne planaire, filtre à lignes couplées, ...).

#### 3.2.1. DESCRIPTION DE L'ENVIRONNEMENT

Au lancement du logiciel, une interface graphique classique apparaît. Celle-ci se compose principalement de deux fenêtres (figure 3.1) :

- Une fenêtre représentant l'environnement de travail permettant l'insertion du projet.
- Une fenêtre de contrôle, située à gauche de l'écran, qui regroupe quatre sous-fenêtres (*Proj, Elem, Var, Layout*) jouant chacune un rôle particulier que nous allons décrire brièvement.

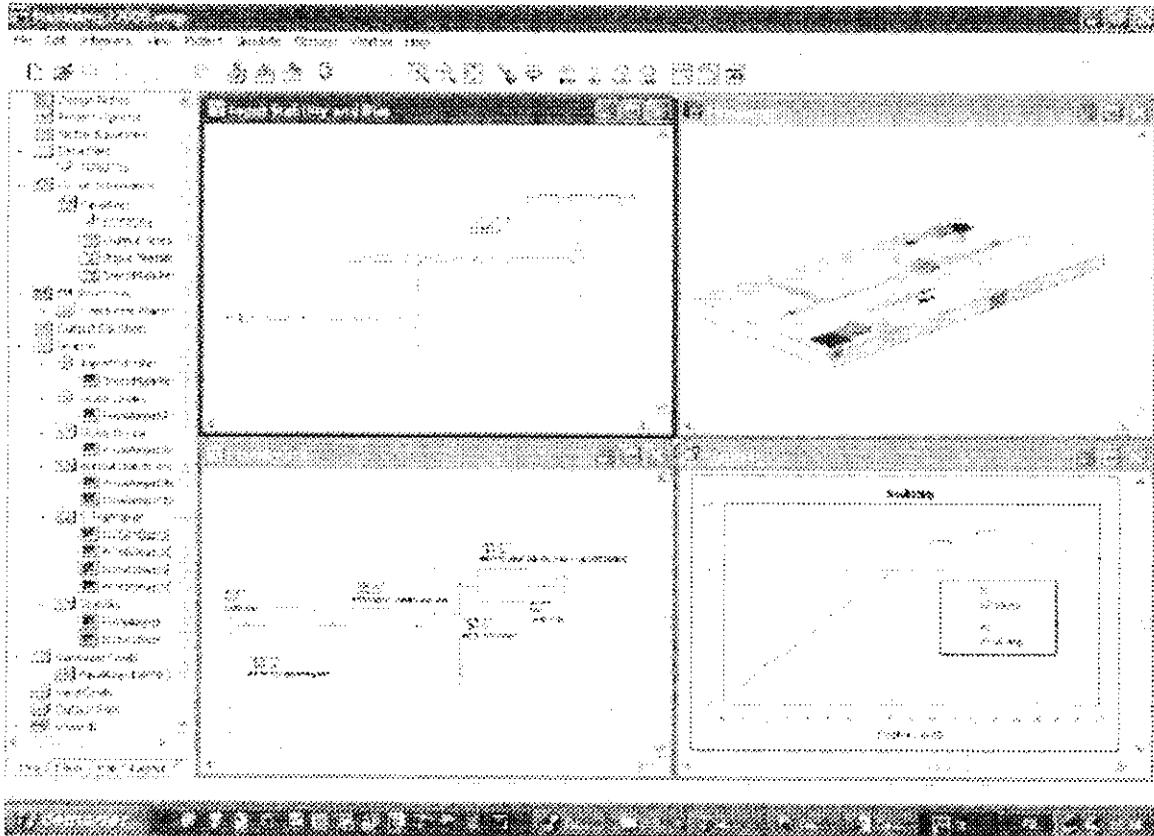


Fig.3.1- Environnement du logiciel de conception.

### 3.2.2. LA FENETRE 'PROJET'

Cette fenêtre contient toute l'organisation hiérarchique du projet (figure 3.2)

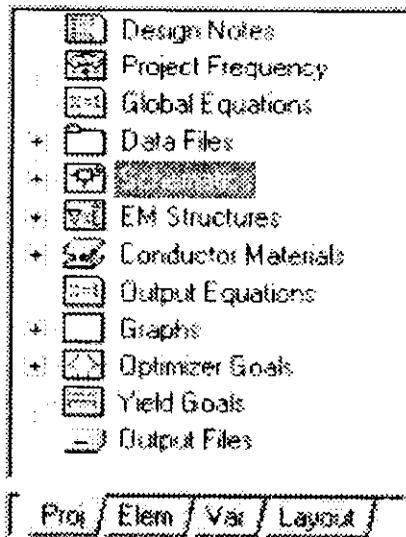


Fig. 3.2- Onglet Proj (Projet).

<b>Design Notes</b>	Un simple éditeur de texte pour le projet.
<b>Project Frequencies</b>	Domaine de fréquence d'étude.
<b>Global Equations</b>	Equations saisies par l'utilisateur.
<b>Data Files</b>	Fichiers contenant les paramètres S.
<b>Schematics</b>	Circuits électriques de l'utilisateur.
<b>EM Structures</b>	Structures électromagnétiques de l'utilisateur.
<b>Conductor Materials</b>	Propriétés électriques des conducteurs (parfaits ou avec des pertes).
<b>Output Equations</b>	Groupe d'équations utilisées pour le traitement ultérieur des données.
<b>Graphs</b>	Graphiques.
<b>Optimization Goals</b>	Les buts d'optimisation.
<b>Output Files</b>	Pour exporter les résultats de simulation.

### 3.2.3. LA FENETRE 'ELEMENT'

Elle regroupe tous les objets (composants, substrats, générateurs,..) mis à notre disposition pour la réalisation de circuits électriques (figure 3.3).

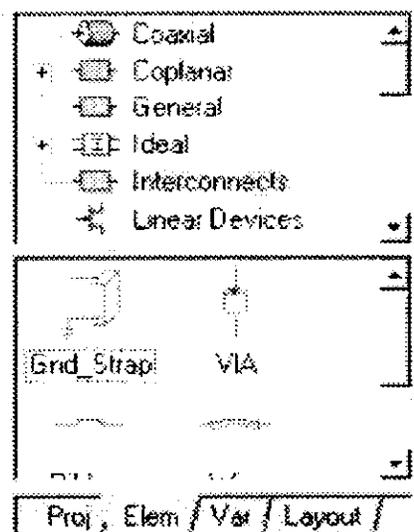


Fig.3.3 - Onglet Elem (Eléments)

### 3.2.4. LA FENETRE 'EDITEUR DE VARIABLES'

Cette fenêtre affiche les valeurs courantes des paramètres et des variables utilisés dans le projet (figure 3.4). Les trois premières colonnes indiquent si les variables sont ajustées « T », optimisées « O » ou avec contraintes « C ».

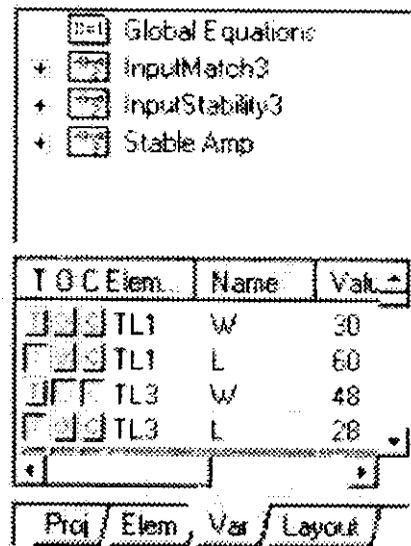


Fig. 3.4- Onglet Var (Variables)

### 3.2.5. LA FENETRE 'LAYOUT'

Elle sert à la visualisation réelle du circuit imprimé (Layout) en deux ou trois dimensions (figure 3.5).

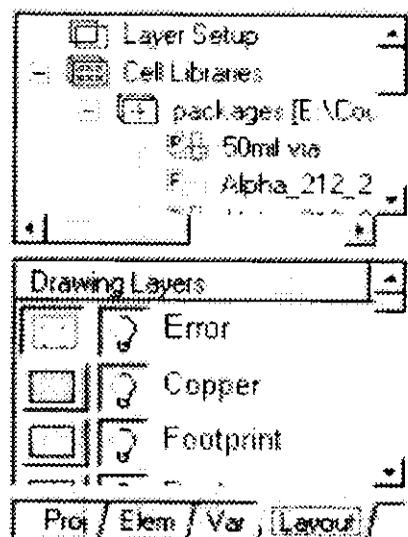


Fig. 3.5 - Onglet Layout

Au niveau de cette fenêtre on trouve :

**Layer Setup :** Définition des différentes couches utilisées dans le projet (substrat, plan de masse, circuit de métallisation). Un fichier de définition (\*.lpf) doit être importé.

**Cell Librairies :** Représentation réelle (Layout) des objets utilisés dans le projet. Un fichier d'extension GDSII ou DXF doit être importé.

### 3.3. PROCEDURE DE CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR

La méthodologie de conception et d'analyse d'un amplificateur micro-onde à bande étroite passe par plusieurs étapes primordiales que nous citons dans l'ordre ci-après :

1. Choix du ou des transistors à utiliser.
2. Etude de la stabilité.
3. Détermination des valeurs ou des lieux des coefficients de réflexion de source  $\Gamma_S$  et de charge  $\Gamma_L$  (figure 1.1) en tenant compte des exigences du cahier de charge et des paramètres propres du transistor choisi.
4. Conception des circuits d'adaptation.
5. Conception des circuits de polarisation.
6. Conception des condensateurs de liaison - lignes couplées.
7. Synthèse de l'amplificateur selon la technologie voulue.
8. Analyse de l'amplificateur dans le domaine fréquentiel.
9. Réalisation du circuit imprimé (Layout).

L'objectif qui nous a été fixé par le cahier des charges est la conception d'un amplificateur à faible bruit à bande étroite fonctionnant à 2 GHz.

### 3.4. CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT

Nous allons voir en détail les étapes de conception citées ci-dessus

### 3.4.1. CHOIX DU TRANSISTOR

Nous utiliserons le transistor PHEMT ATF-34134 de la société “ *Agilent Technologies* ”. Le choix de ce composant a été essentiellement dicté par son faible coût et son faible bruit. De plus, ce composant est disponible au laboratoire télécommunication de l' ENP.

### 3.4.2. ETUDE DE LA STABILITE

Le but de l'étude de la stabilité d'un amplificateur est de se prémunir de tout risque d'oscillation du transistor, s'il en existe, en choisissant des valeurs particulières des impédances de source et de charge lorsque c'est possible ou en créant une contre réaction dans le cas contraire. Le transistor peut être inconditionnellement stable ou conditionnellement stable. La stabilité de l'amplificateur ne dépend que des paramètres de dispersion [S] du transistor si celui-ci est connecté à des circuits passifs non dissipatifs.

Les caractéristiques du transistor utilisé sont présentées en ANNEXE C.

- La fréquence de travail est  $f_0 = 2$  GHz.
- Les paramètres [S] correspondant sont :

$$S_{11} = 0.70 / \underline{-150^\circ} ; S_{12} = 0.081 / \underline{19^\circ} ; S_{21} = 6.002 / \underline{73^\circ} ; S_{22} = 0.21 / \underline{-150^\circ}$$

- Les paramètres de bruit sont :

$$F_{\min} = 0.22 \text{ dB} ; R_{n/50} = 0.09 \Omega ; \Gamma_{\text{opt}} = 0.66 / \underline{67^\circ}$$

### *Vérification de la stabilité du transistor*

En utilisant les équations (1.5) et (1.6), on obtient :

- Le déterminant de la matrice [S] :  $|\Delta| = 0.3698$
- Le Facteur de Rollet :  $K = 0.6198$

Le transistor est alors conditionnellement stable.

Après avoir introduit les paramètres [S] du transistor (ANNEXE C) dans le logiciel de conception, nous pouvons facilement tracer le graphe du facteur K en fonction de la fréquence (figure 3.6).

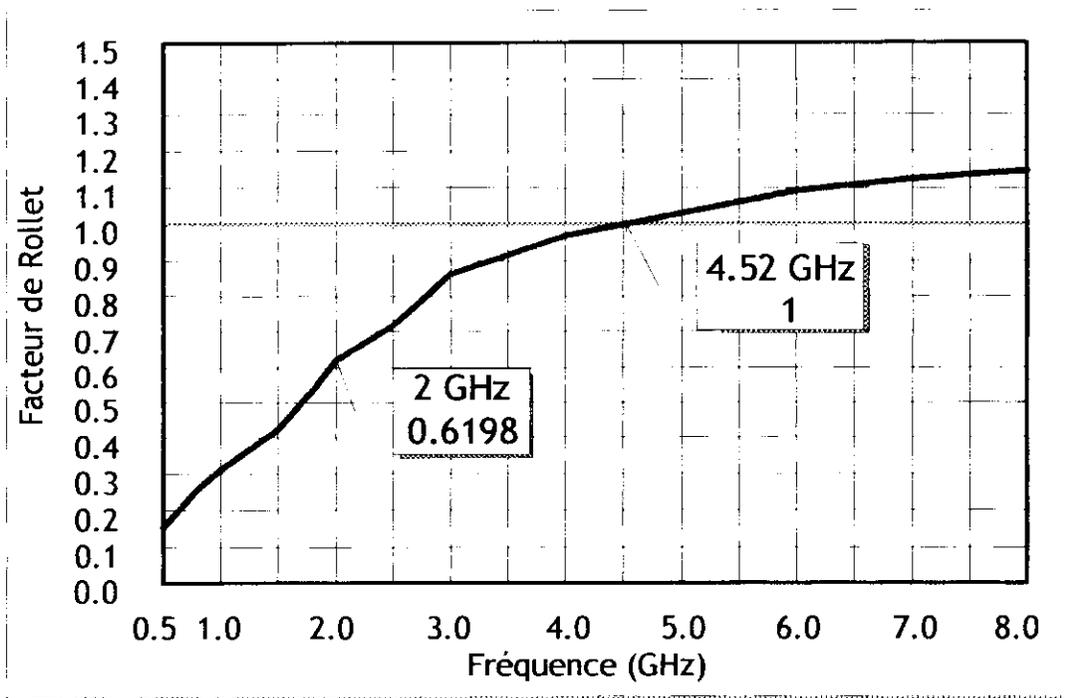


Fig. 3.6 - Variation du facteur de Rollet en fonction de la fréquence

De la figure 3.6, nous pouvons constater qu'en dessous de 4.52 GHz, le transistor choisi est conditionnellement stable. Le tracé des cercles de stabilité de source et de charge à la fréquence de 2 GHz s'impose donc. Ces cercles (figure 3.7) sont obtenus aussi à l'aide de ce même logiciel de conception.

Puisque  $|S_{11}| < 1$  et  $|S_{22}| < 1$ , les régions contenant le centre de l'abaque de Smith (figure 3.7) constituent les régions de stabilité.

### 3.4.3. DETERMINATION DE $\Gamma_S$ ET $\Gamma_L$ .

Pour une conception à bruit minimal,  $\Gamma_S$  (Gamma S) doit être égal à  $\Gamma_{opt}$  ( $\Gamma_{opt} = 0.66 / 67^\circ$ ). Pour  $\Gamma_L$  (Gamma L), l'adaptation à la sortie de l'amplificateur doit être réalisée, ce qui se traduit par :

$$\Gamma_L = \left( S_{22} + \frac{\Gamma_S S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_S S_{11}} \right)^* \quad (3.1)$$

Et sa valeur vaut :

$$\Gamma_L = 0.408 / -163$$

$\Gamma_S$  et  $\Gamma_L$  se trouvent dans les régions de stabilité comme l'indique la figure 3.7.

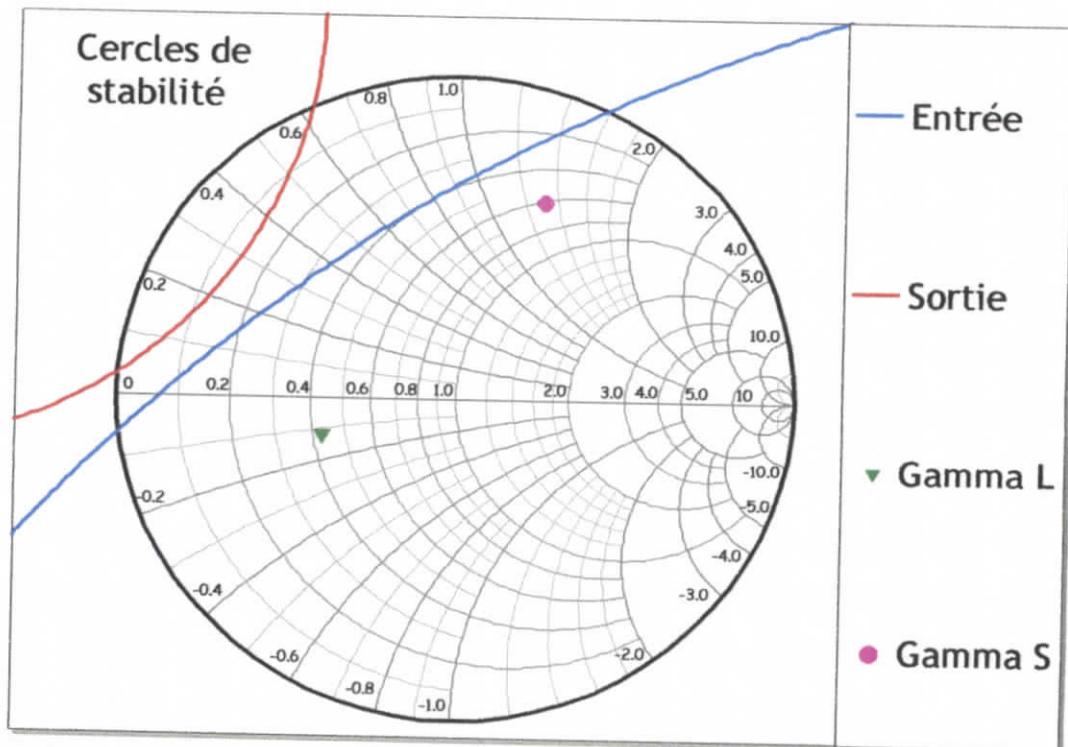


Fig. 3.7 - Cercles de stabilité d'entrée et de sortie avec l'emplacement de  $\Gamma_S$  et  $\Gamma_L$

#### 3.4.4. CONCEPTION DES CIRCUITS D'ADAPTATION

Cette étape a pour objectif de concevoir les quadripôles, associés au transistor, qui dépendent des caractéristiques intrinsèques de ce dernier, qui sont les paramètres de dispersion et de bruit.

Les conceptions par des lignes ou des inductances et des capacités, réalisées dans une technologie appropriée, sont les plus courantes.

##### 3.4.4.a. Conception à l'aide d'une ligne et un stub

Les quadripôles utilisés sont ceux représentés par la figure 2.8. Les relations (2.18) et (2.19) sont utilisées pour calculer les longueurs physiques des lignes  $l_1$  et  $l_2$  ou leurs longueurs électriques  $\theta_1$  et  $\theta_2$  de valeurs :

A l'entrée : Le 1<sup>er</sup> couple :  $\theta_1 = 80.85^\circ$  et  $\theta_2 = 60.35^\circ$   
 Le 2<sup>ème</sup> couple :  $\theta_1 = 32.15^\circ$  et  $\theta_2 = 299.65^\circ$

A la sortie : Le 1<sup>er</sup> couple :  $\theta_1 = 24.53^\circ$  et  $\theta_2 = 41.81^\circ$   
 Le 2<sup>ème</sup> couple :  $\theta_1 = 138.54^\circ$  et  $\theta_2 = 138.21^\circ$

#### 3.4.4.b. Conception à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub

Les quadripôles utilisés sont illustrés par la figure 2.9. Nous calculons les impédances caractéristiques  $Z_c'$  et  $Z_c''$  des deux lignes par les relations (2.20).

Les valeurs obtenues sont :

à l'entrée :  $Z_c' = 92.97 \Omega$   
 $l_2 = 3\lambda/8$  et  $Z_c'' = 80.3 \Omega$

à la sortie :  $Z_c' = 33.98 \Omega$   
 $l_2 = \lambda/8$  et  $Z_c'' = 81.3 \Omega$

#### 3.4.4.c. Conception à l'aide d'éléments à constantes localisées

Nous utilisons la cellule représentée par la figure 2.10.a . Les valeurs des inductances et des capacités sont calculées par les relations (2.21), On trouve :

$L_1 = 7.193 \text{ nH}$  et  $C_1 = 1.263 \text{ pF}$  (entrée)  
 $L_2 = 1.485 \text{ nH}$  et  $C_2 = 1.84 \text{ pF}$  (sortie)

### 3.4.5. CONCEPTION DES CIRCUITS DE POLARISATION

Nous avons conçu trois cellules différentes de polarisation.

#### 3.4.5.a. Conception à l'aide des lignes quart d'onde

Nous utilisons le circuit représenté dans la figure 2.11 où  $Z_1 = 100 \Omega$  et  $Z_2 = 15 \Omega$ .

#### 3.4.5.b. Conception à l'aide d'un stub radial

Nous utilisons le circuit représenté dans la figure 2.13 (Les dimensions de ce circuit seront calculées après avoir choisi la technologie à utiliser).

#### 3.4.5.b. Conception à l'aide d'éléments à constantes localisées

La cellule utilisée est celle représentée par la figure 2.14. Pour le calcul des résistances de polarisation  $R_d$  et  $R_g$  (représentant respectivement les résistances de la cellule drain et grille) les composants réactifs des circuits de polarisation n'interviennent pas.

De la figure 3.8, le courant  $I_{ds}$  et la tension  $V_{ds}$  du drain vérifient la relation suivante :

$$V_d = R_d I_{ds} + V_{ds}$$

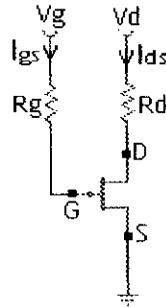


Fig. 3.8 - Schéma d'un transistor FET avec ses circuits de polarisation

Cette relation avec la spécification du point de polarisation du drain, qui est dans notre cas  $V_{ds} = 4\text{v}$  et  $I_{ds} = 40\text{ mA}$ , signifient que seuls  $R_d$  et  $V_d$  restent finalement indéterminés, ces deux grandeurs étant avec contraintes.

En effet,  $R_d$  doit être tel que son bruit soit négligeable et  $V_d$  n'excédant pas la tension maximale de  $V_{ds}$ , au delà de laquelle on pénétrera dans la zone d'avalanche (figure 3.9), d'une part, et doit être supérieur à la tension minimale de  $V_{ds}$  d'autre part. Ceci peut être traduit par :

- $R_d \gg \frac{1}{C\omega}$  (figure 2.14) ;
- $V_{\min} < V_d < V_{\max}$  (figure 3.9).

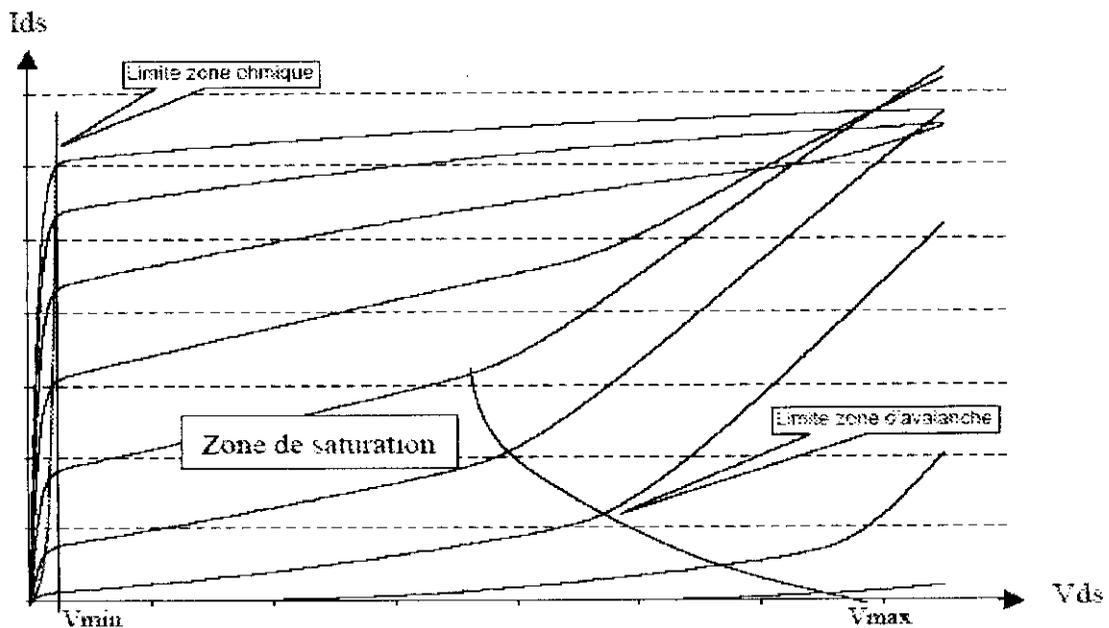


Fig. 3.9 - Caractéristiques statiques du PHEMT [15].

Des caractéristiques statiques du transistor ATF-34143 (figure 3.10), nous relevons les valeurs  $V_{\max} = 6\text{v}$  et  $V_{\min} = 1.8\text{v}$  ainsi que la valeur de la tension entre la grille et la source  $V_{gs} = -0.45\text{v}$ .

En prenant  $C = 500\text{ pF}$ , les contraintes précédentes sont vérifiées pour  $R_d = 10\ \Omega$  et  $V_d = 4.4\text{ v}$ .

$R_g$  est prise égale à  $10\ \Omega$ .

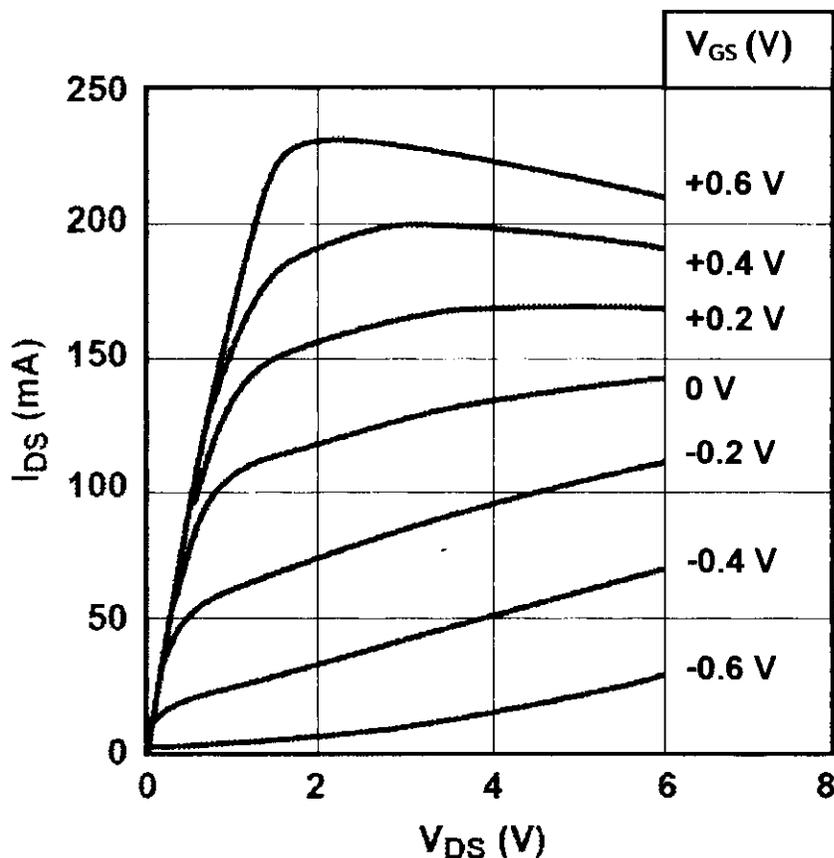


Fig. 3.10 - Caractéristiques statiques du transistor ATF-34143

Les valeurs de  $L$  et  $C$  sont choisies de telle manière à avoir  $Z_{in} \approx \infty$  à la fréquence de travail (équation 2.26). Pour  $L = 3800\text{ nH}$ ,  $C = 500\text{ pF}$  et  $R_d = 10\ \Omega$ , le tracé de  $|Z_{in}|$  (figure 3.11) donne :  $|Z_{in}| = 47752\ \Omega$ .

Si ce circuit de polarisation est connecté au voisinage de l'impédance  $50\ \Omega$ , la valeur trouvée de  $|Z_{in}|$  est donc une valeur acceptable.

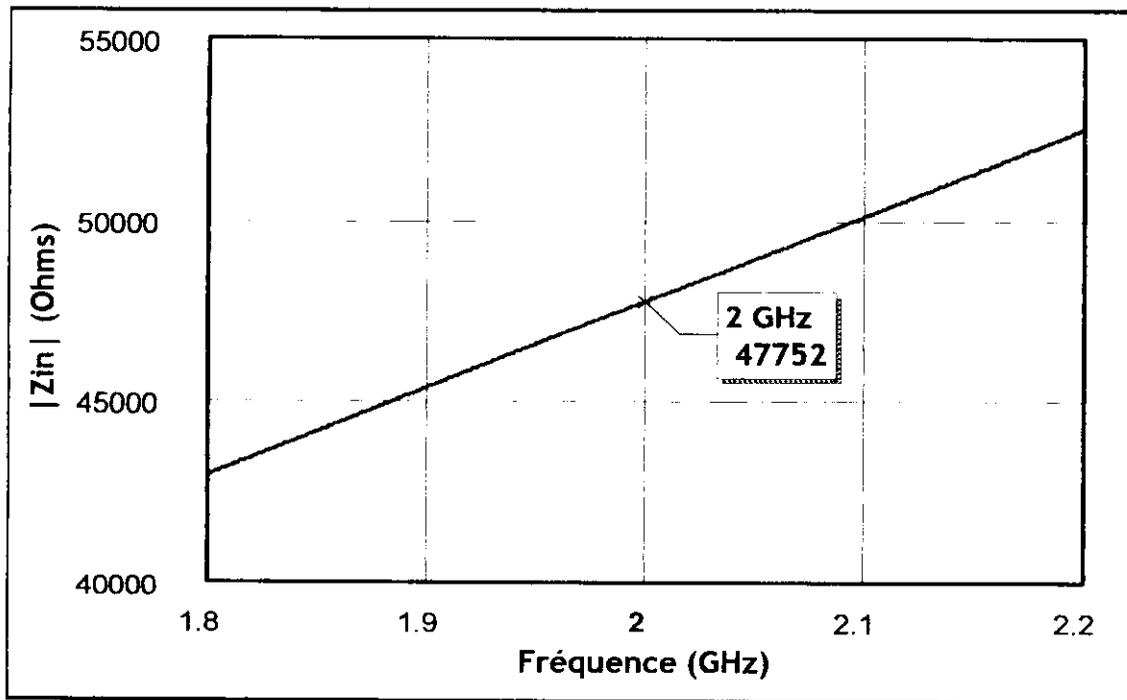


Fig. 3.11 - Tracé de  $|Z_{IN}|$  en fonction de la fréquence

### 3.4.6. CONCEPTION DES CONDENSATEURS DE LIAISON - LIGNES COUPLÉES

#### 3.4.6.a. Conception avec condensateur de liaison (chip)

Nous allons utiliser la relation (2.27) pour dimensionner  $C_{L1}$  et  $C_{L2}$ , représentant respectivement les condensateurs de liaison à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. Pour  $f = 2$  GHz, nous trouvons :  $C_L \gg 1.6$  pF. Nous choisissons donc :  $C_{L1} = C_{L2} = 100$  pF.

#### 3.4.6.b. Conception avec lignes couplées

La valeur de l'impédance à connecter aux accès d'alimentation et celle du facteur de couplage de ce circuit (figure 2.17), pour le substrat utilisé, sont respectivement  $Z_c = 50 \Omega$  et  $C = -9$  dB. Cette valeur du facteur de couplage est la valeur maximale admissible par le logiciel à cause de la fréquence de travail et des caractéristiques du substrat.

### 3.4.7. SYNTHÈSE DE L'AMPLIFICATEUR

La technologie adoptée est la technologie microruban. Les caractéristiques du substrat utilisée sont :  $\epsilon_r = 3$ ,  $h = 1,524$  mm et  $t = 17$   $\mu\text{m}$  ; La bande métallique est en cuivre.

Pour le dimensionnement des circuits de polarisation et d'adaptation, nous avons utilisé le module TXLINE (figure 3.12) du logiciel de conception en mode synthèse. Cette procédure consiste à calculer la longueur  $L$  et la largeur  $W$  de la ligne microruban à partir de son impédance caractéristique  $Z_c$  et de sa longueur électrique  $\theta$  et aussi des caractéristiques du substrat.

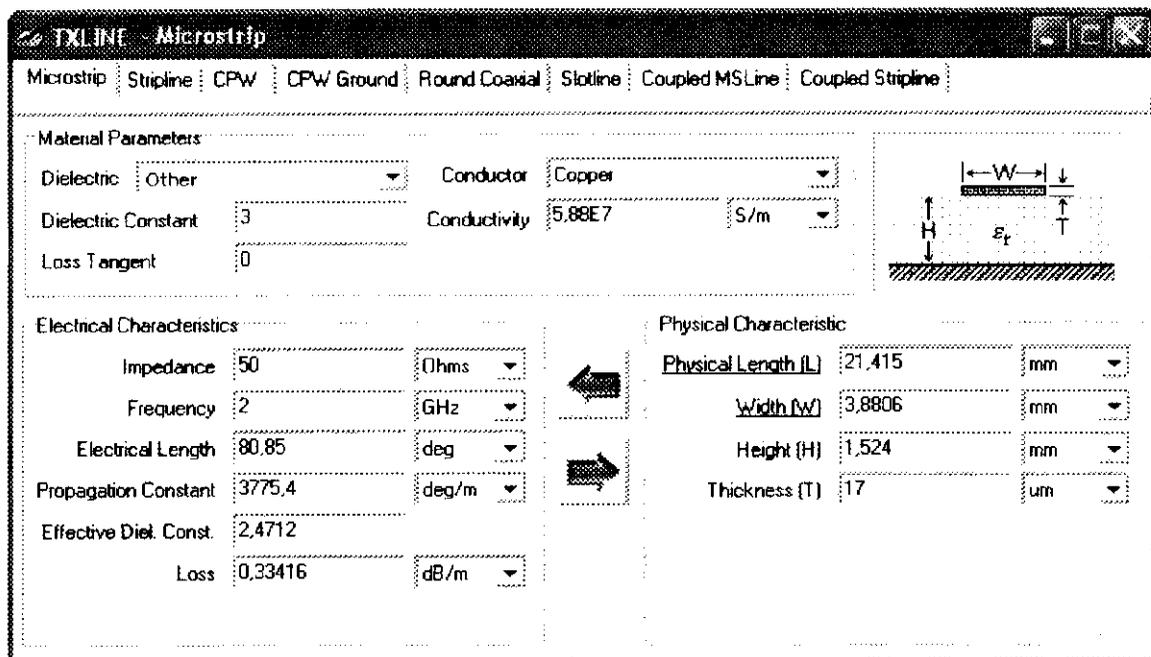


Fig. 3.12 - Environnement du TXLINE

Nous avons alors obtenu les résultats suivants :

#### 3.4.7.a. Circuits d'adaptation

- ADAPTATION A L'AIDE D'UNE LIGNE ET UN STUB (figure 2.8):

Les résultats obtenus sont illustrés par le tableau 3.1.

		$Z_c (\Omega)$	$\theta$ (Degré)	W (mm)	L (mm)
A L'ENTREE	Le 1 <sup>er</sup> couple	50 50	80.85 60.35	3.880 3.880	21.415 15.985
	Le 2 <sup>ème</sup> couple	50 50	32.15 299.65	3.880 3.880	8.515 79.369
A LA SORTIE	Le 1 <sup>er</sup> couple	50 50	24.53 41.81	3.880 3.880	6.497 11.074
	Le 2 <sup>ème</sup> couple	50 50	138.54 138.21	3.880 3.880	36.695 36.608

**Tableau 3.1** - Dimensions du circuit d'adaptation à l'aide d'une ligne et un stub

- ADAPTATION A L'AIDE D'UNE LIGNE QUART D'ONDE ET UN STUB (figure 2.9) :

Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau 3.2.

		$Z_c (\Omega)$	$\theta$ (Degré)	W (mm)	L (mm)
A L'ENTREE	$l_1 = \lambda/4$	92.97	90	1.210	24.818
	$l_2 = 3\lambda/8$	80.30	135	1.669	36.881
A LA SORTIE	$l_1 = \lambda/4$	33.98	90	6.804	23.287
	$l_2 = \lambda/8$	81.30	45	1.627	12.303

**Tableau 3.2** - Dimensions du circuit d'adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub

#### 3.4.7.b. Circuits de polarisation

- POLARISATION A L'AIDE DES LIGNES QUART D'ONDES (figure 2.11)

Les dimensions de ce circuit de polarisation sont représentées dans le tableau 3.3.

	$Z_c (\Omega)$	$\theta$ (Degré)	$W$ (mm)	$L$ (mm)	
				Avant optimisation	Après optimisation
$l_1 = \lambda/4$	100	90	1.015	24.928	24.928
$l_2 = \lambda/4$	15	90	18.801	22.492	22.378

Tableau 3.3 - Dimensions du circuit de polarisation à l'aide des lignes quart d'ondes

La figure 3.13 illustre les variations du module de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  du circuit de polarisation, comportant deux lignes quart d'ondes, en fonction de la fréquence dans le cas où la discontinuité (ANNEXE B) due à l'interface des deux lignes et celle à l'extrémité ouverte de la ligne ne sont pas prises en compte. Si la valeur de  $|Z_{in}|$ , à la fréquence de 2 GHz, n'est pas infinie c'est parce que le métal du substrat, qui est le cuivre, n'a pas une conductivité infinie d'une part et les expressions de synthèse ne sont pas exactes d'autre part. Ce résultat est obtenu pour les dimensions des lignes données par le tableau 3.3. Par une optimisation manuelle, nous avons pu rendre la valeur de  $|Z_{in}|$  plus élevée et égale à 54105  $\Omega$  (figure 3.13), en diminuant la longueur  $l_2$  de la deuxième ligne (tableau 3.3), rendant ainsi l'effet de la capacité de bord négligeable.

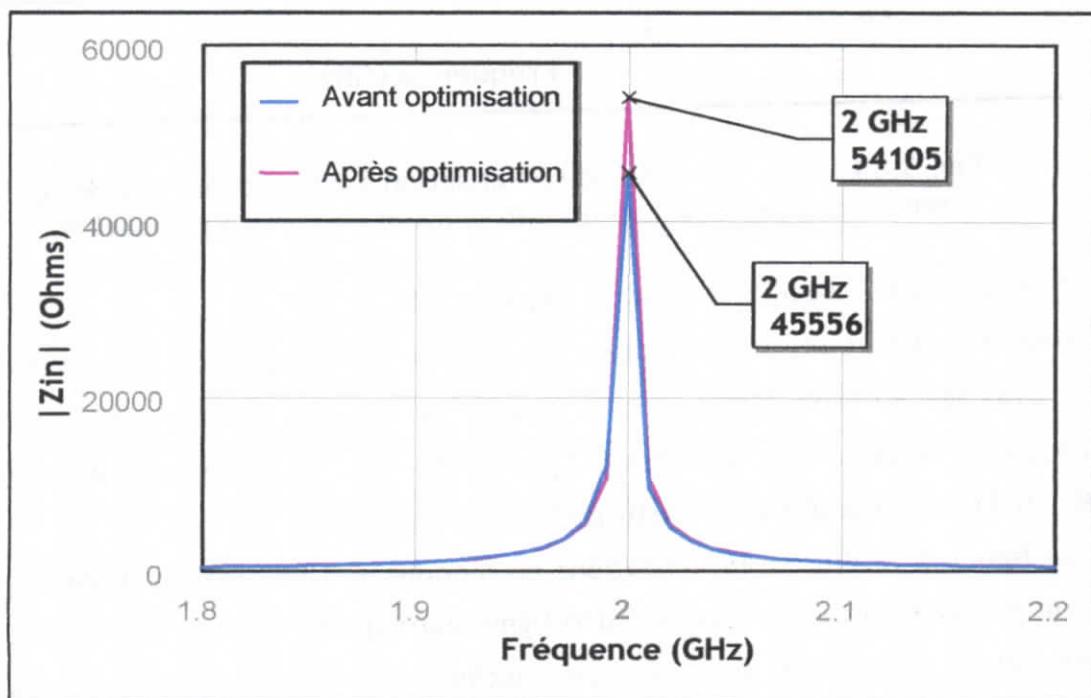


Fig. 3.13 - Module de l'impédance d'entrée du circuit de polarisation à lignes quart d'ondes avant et après optimisation.

La discontinuité due à l'interface des deux lignes ne peut pas être prise en compte à cause du rapport  $W_1/W_2$  qui est supérieur à 10. Pour diminuer ce rapport, il faut réduire l'écart entre les deux impédances caractéristiques  $Z_1$  et  $Z_2$ .

La discontinuité de l'extrémité ouverte de la ligne a pour effet de décaler la fréquence centrale (2 GHz) vers les basses fréquences et d'atténuer la valeur de  $|Z_{in}|$  comme l'indique la figure 3.14. Pour obtenir une valeur maximale de  $|Z_{in}|$  à 2 GHz, nous procédons par optimisation en agissant toujours sur  $l_2$  ( $l_2 = 21.49$  mm).

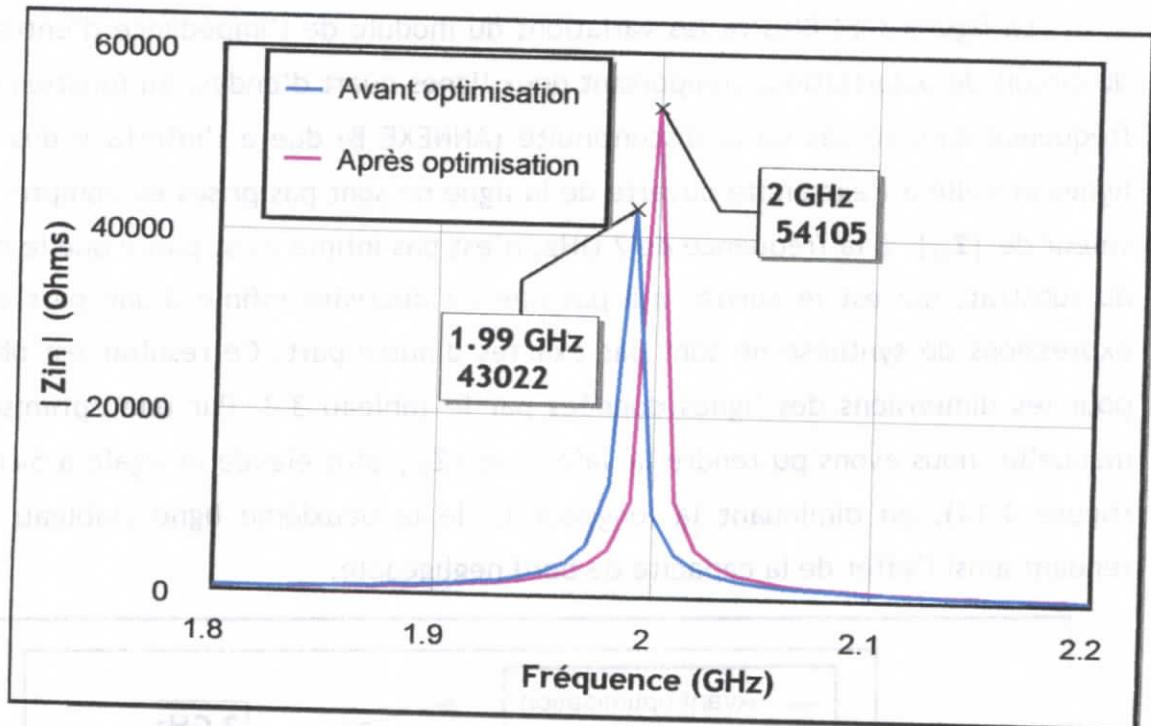


Fig. 3.14 -  $|Z_{in}|$  du circuit de polarisation à lignes quart d'ondes en tenant compte des discontinuités, avant et après optimisation.

- POLARISATION A L'AIDE D'UN STUB RADIAL (figure 2.13)

Pour le substrat utilisé, la ligne quart d'onde, d'impédance caractéristique  $100 \Omega$ , associée au stub radial, a une largeur  $W = 1,015$  mm. En utilisant les formules proposées par H. A. ATWATER [17], pour  $\theta = 90^\circ$ , nous obtenons  $R_0 = 15.979$  mm.  $R_i = 0.718$  mm est obtenu à partir de l'équation (2.25).

La figure 3.15 illustre les variations du module de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  du circuit de polarisation comportant une ligne quart d'ondes et un stub radial en fonction de la fréquence pour les cas optimisé et non optimisé. La seule discontinuité est celle relative à l'extrémité du stub radial, dont nous tenons

compte dans l'analyse pour les deux cas. L'optimisation de  $|Z_{in}|$  a donné  $R_0 = 15.996 \text{ mm}$ .

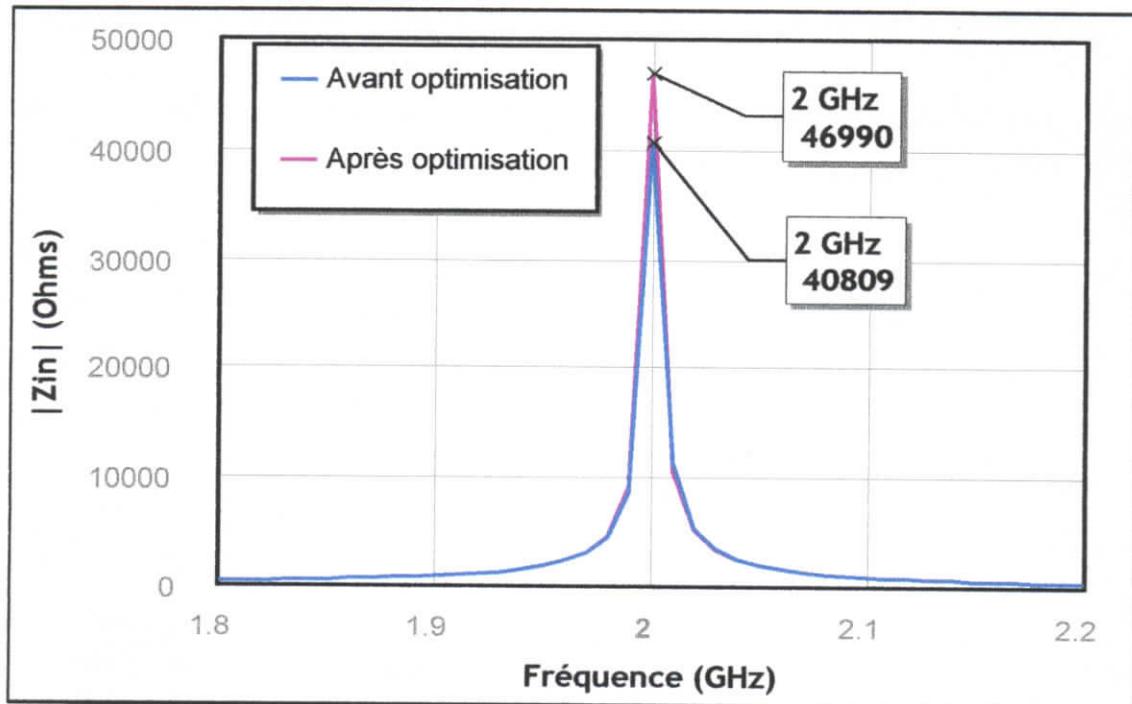


Fig. 3.15 - Module de l'impédance d'entrée du circuit de polarisation à stub radial, avant et après optimisation.

#### 3.4.7.c. Lignes couplées

Nous utilisons le TXLINE pour calculer les dimensions de la ligne couplée en technologie microruban. Ces dimensions qui sont la largeur  $W$ , la longueur  $L$  de la ligne et l'espacement  $s$  entre les lignes s'obtiennent à partir des paramètres de conception donnés précédemment. Nous aboutissons alors aux résultats suivants :

$$W = 3.01982 \text{ mm}, \quad s = 0.141367 \text{ mm} \text{ et } l = 24.5824 \text{ mm}.$$

#### 3.4.8. ANALYSE DES AMPLIFICATEURS DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL

Nous avons conçu trois types d'amplificateurs à faible bruit selon que les quadripôles adaptateurs (QA) soient des circuits à constantes localisées (QACL) ou réparties (QACR1 et QACR2). De ces trois amplificateurs, nous avons aussi dérivé d'autres amplificateurs qui se différencient les uns par rapport aux autres soit par leurs circuits de polarisation soit par leurs composants de liaison. L'analyse de ces amplificateurs s'est faite à l'aide d'un logiciel puissant.

### 3.4.8.a. AMPLIFICATEUR QACL

- Avec circuits de polarisation à constantes localisées **QACL PCL**

La figure 3.16 représente un amplificateur (**QACL PCL**) dont tous les éléments passifs sont des circuits à constantes localisées.

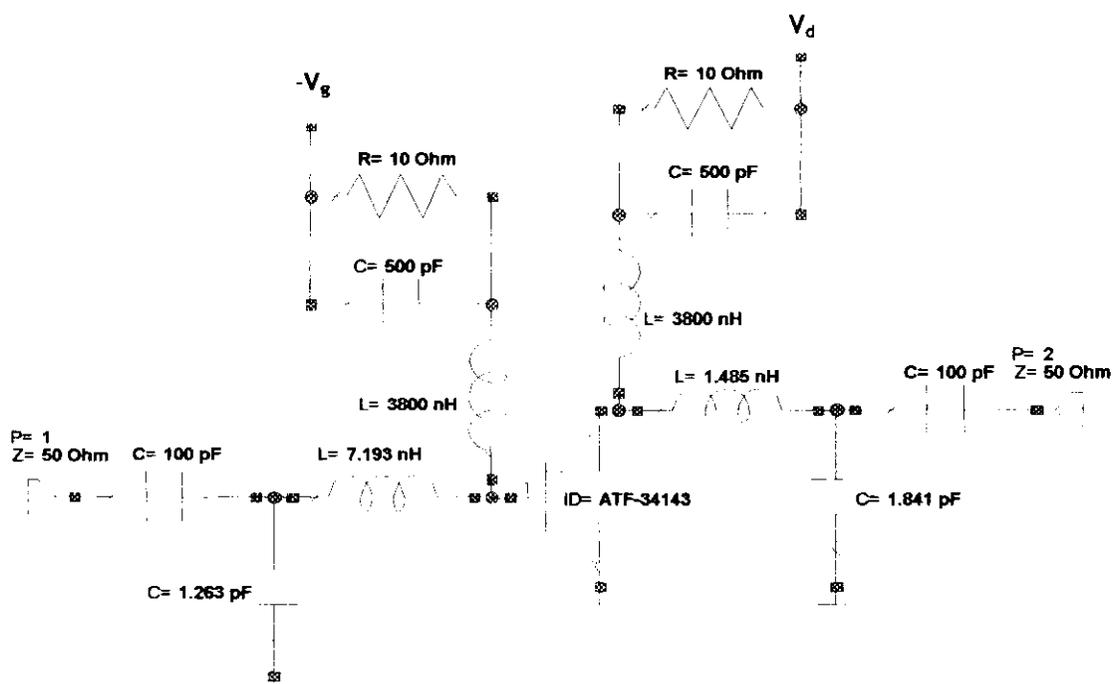


Fig. 3.16 - Amplificateur **QACL PCL**

- Avec circuits de polarisation à lignes quart d'ondes **QACL PLO**

L'amplificateur (**QACL PLO**), schématisé par la figure 3.17, est constitué de **QACL** et de circuits de polarisation à lignes quart d'ondes. Le type de substrat, utilisé pour la réalisation des lignes quart d'ondes, y est spécifié.

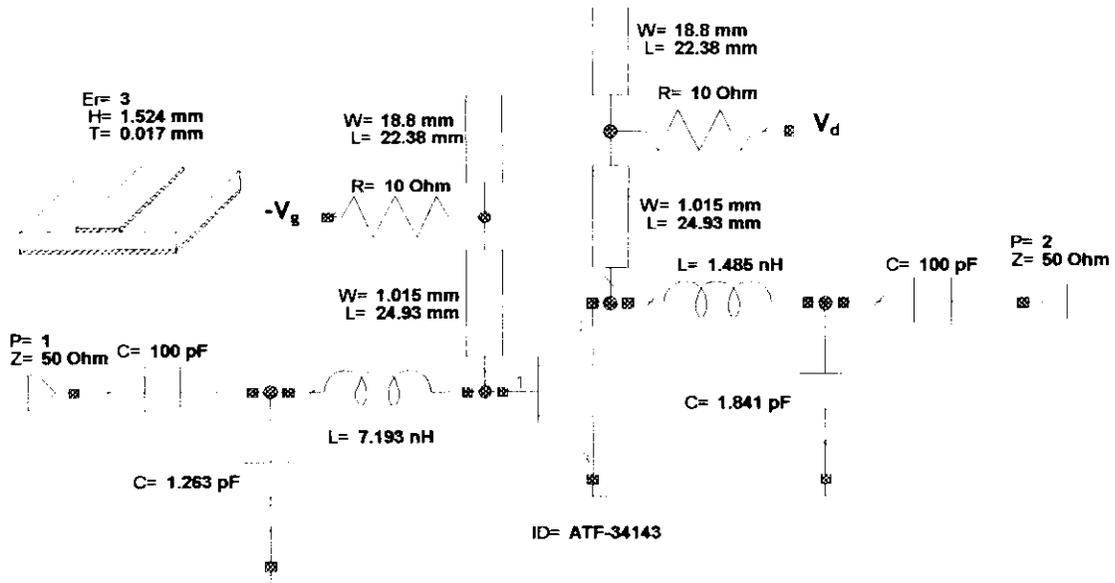


Fig. 3.17 - Amplificateur QACLPO

- Avec Circuits de polarisation à stub radial QACLPSR

Dans cet amplificateur (QACLPSR) (figure 3.18), nous remplaçons la deuxième ligne du circuit de polarisation de l'amplificateur précédent (figure 3.17) par un stub

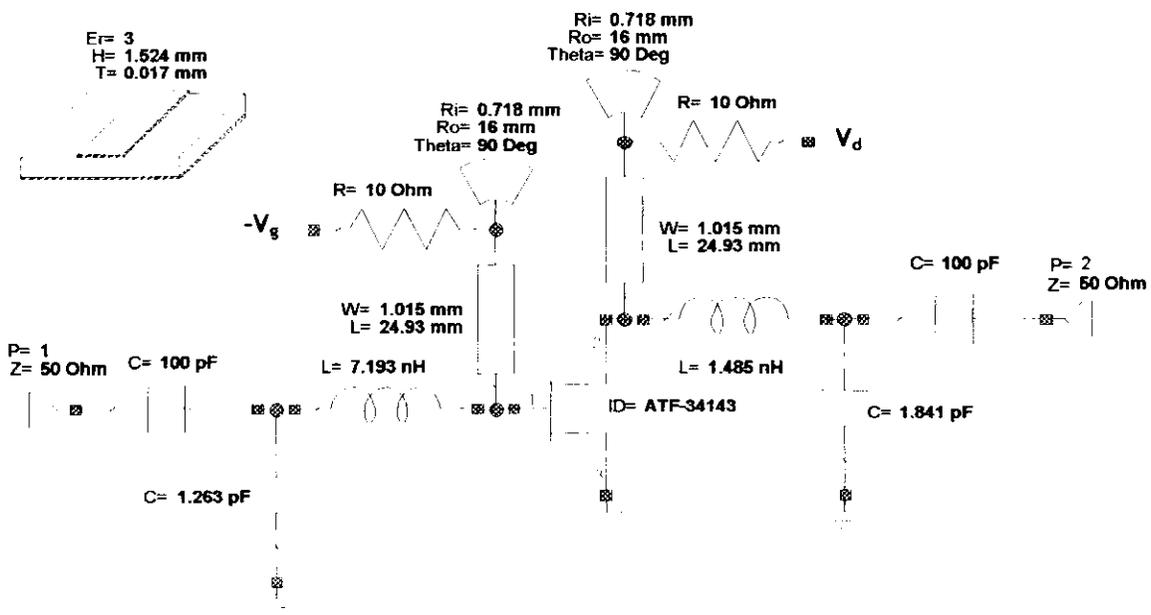


Fig. 3.18 - Amplificateur QACLPSR

A l'aide du logiciel de conception, nous avons calculé et tracé, en fonction de la fréquence, le facteur de bruit (figure 3.19), le gain transductique (figure 3.20) et les taux d'ondes stationnaires à l'entrée (figure 3.21) et à la sortie (figure 3.22) pour chaque amplificateur.

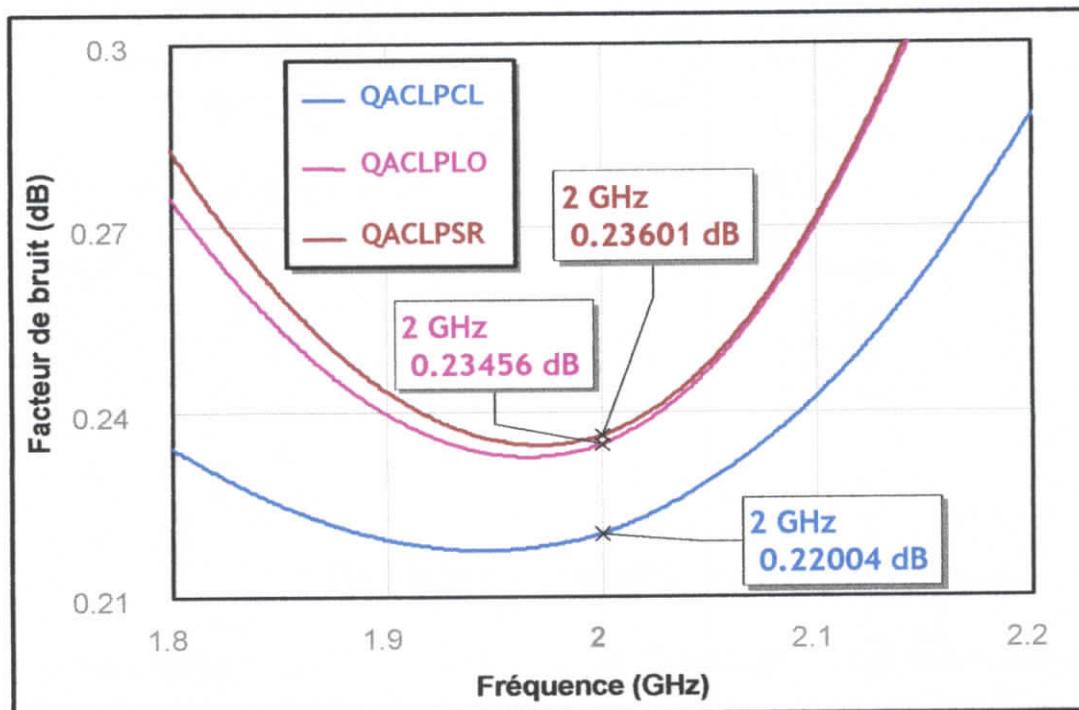


Fig. 3.19 - Facteur de bruit (NF) en fonction de la fréquence des amplificateurs

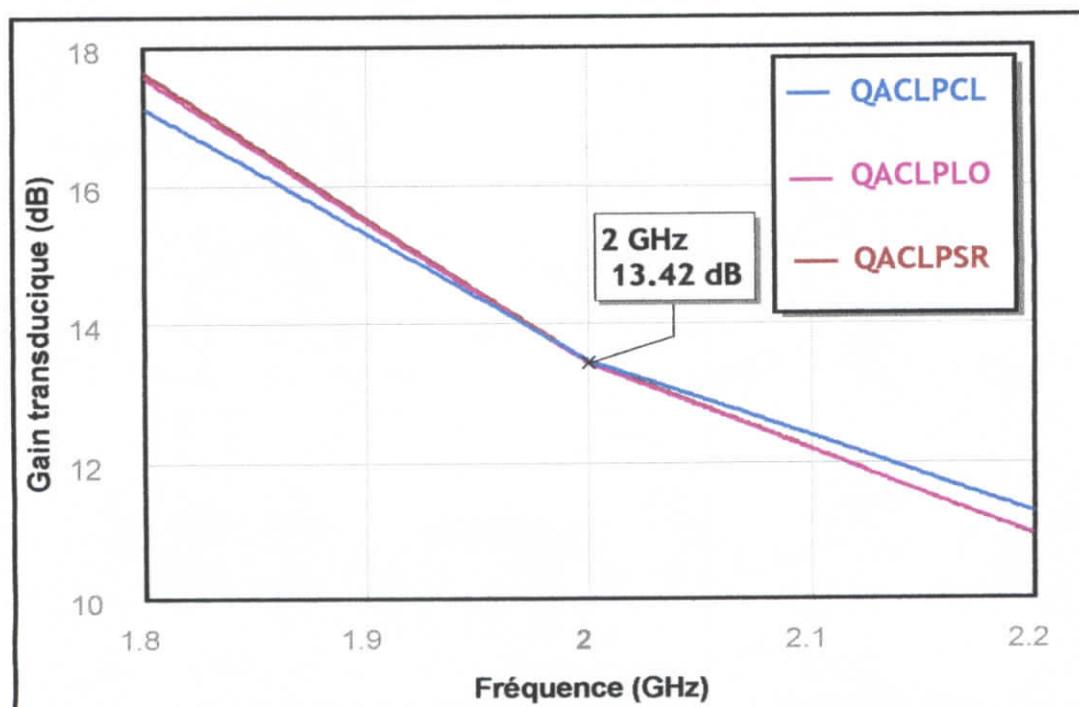


Fig. 3.20 - Gain transductique en fonction de la fréquence

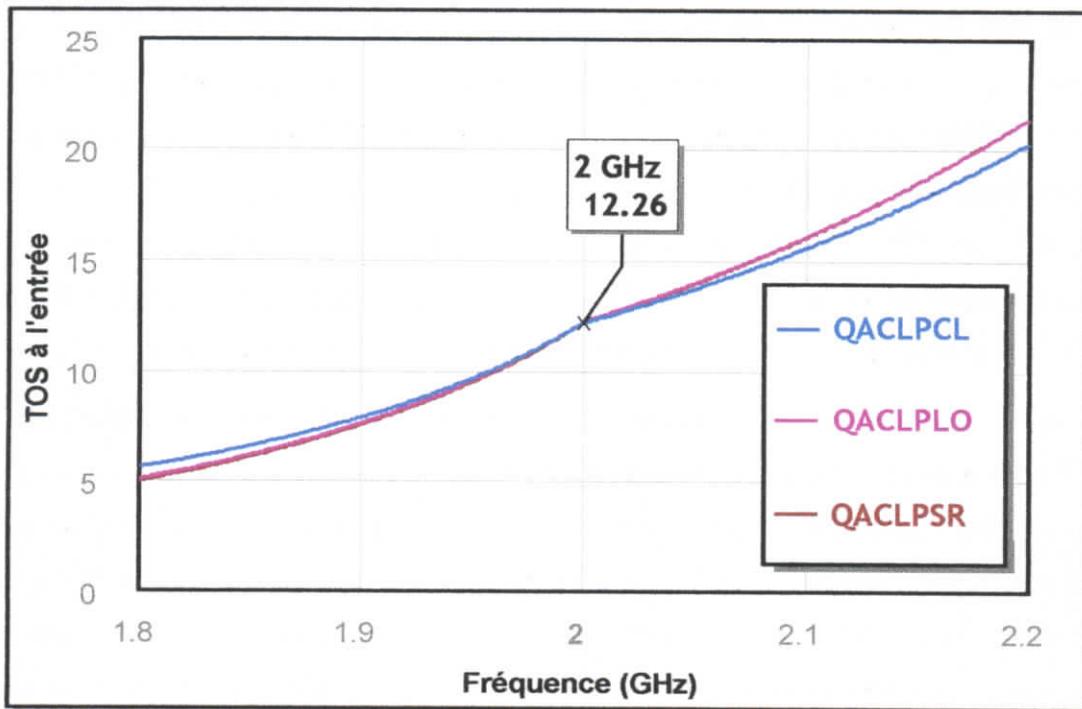


Fig. 3.21 - TOS à l'entrée des amplificateurs en fonction de la fréquence

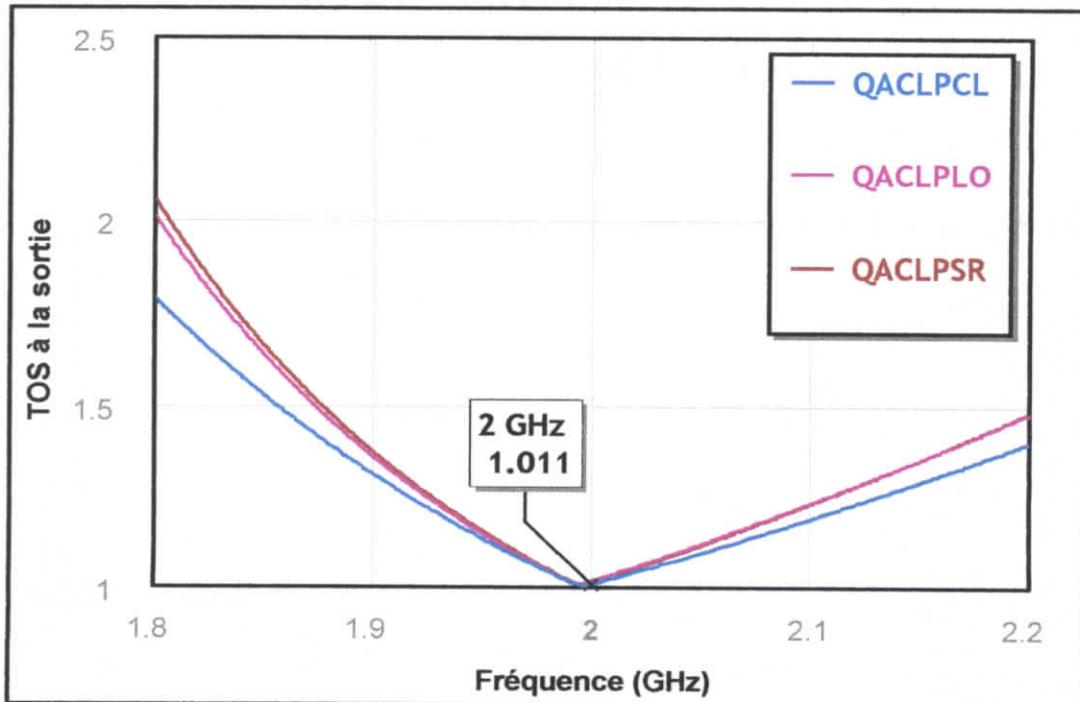


Fig. 3.22 - TOS à la sortie des amplificateurs en fonction de la fréquence

La figure 3.19 indique que, du point bruit, l'amplificateur **QACLPC** est meilleur que les deux autres amplificateurs **QACLPO** et **QACLPSR**. L'explication que nous pouvons donner est que les éléments réactifs de **QACLPO** et **QACLPSR** génèrent relativement plus de bruit que ceux de **QACLPC**, étant donné que l'élément actif et les résistances de polarisation, pour les trois amplificateurs, sont les mêmes. En effet, les éléments réactifs de **QACLPC** sont supposés caractérisés par des facteurs de qualité infinis, alors que ceux de **QACLPO** et **QACLPSR** sont à base de ligne avec pertes (métal dont la conductivité n'est pas infinie).

Nous pouvons noter également que le facteur de bruit de **QACLPC**, y compris son gain transductique (figure 3.20) et les taux d'ondes stationnaires à son entrée (figure 3.21) et à sa sortie (figure 3.22), sont relativement moins sensibles à la fréquence que ceux de **QACLPO** et **QACLPSR**. Cela est dû au comportement des impédances des éléments réactifs qui varient linéairement ou de manière inversement proportionnelle à la fréquence ( $f$ ) pour les circuits à constantes localisées, et en fonction de la tangente de la fréquence ( $\text{tg}(f)$ ) pour les circuits à constantes réparties. Nous savons que les variations de  $\text{tg}(f)$  sont plus grandes que celles de  $f$ .

### 3.4.8.b. AMPLIFICATEUR **QACR1**

- Avec circuits de polarisation à constantes localisées **QACR1PCL**

La figure 3.23 présente l'amplificateur **QACR1PCL**.

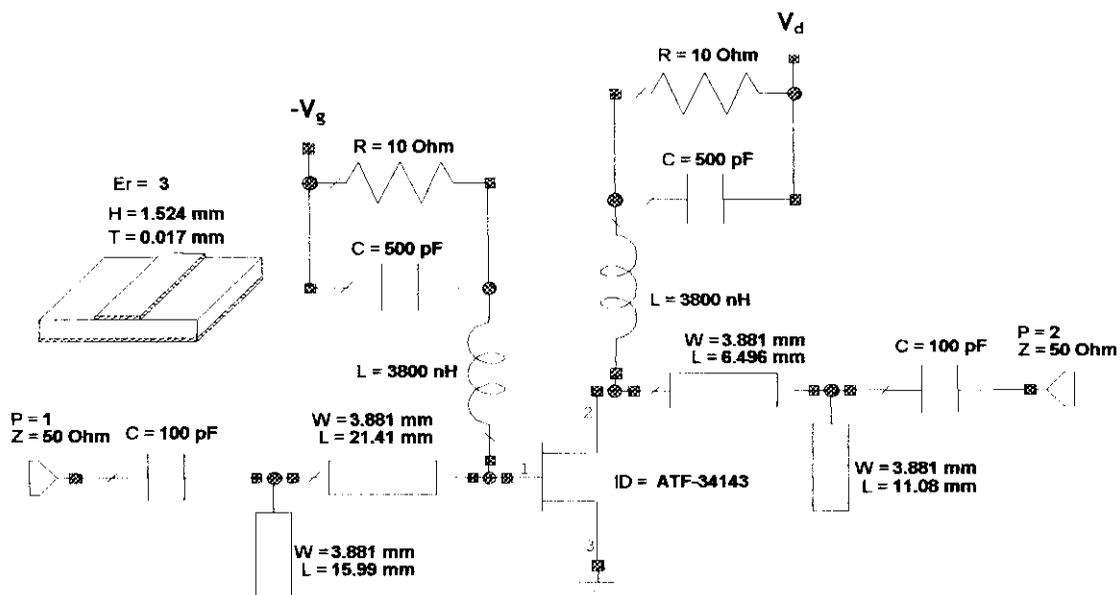


Fig. 3.23 - Amplificateur **QACR1PCL**

- Avec circuits de polarisation à lignes quart d'ondes **QACR1PLO**

L'amplificateur (**QACR1PLO**), schématisé par la figure 3.24, est constitué de Q.A.C.L et de circuits de polarisation à lignes quart d'ondes.

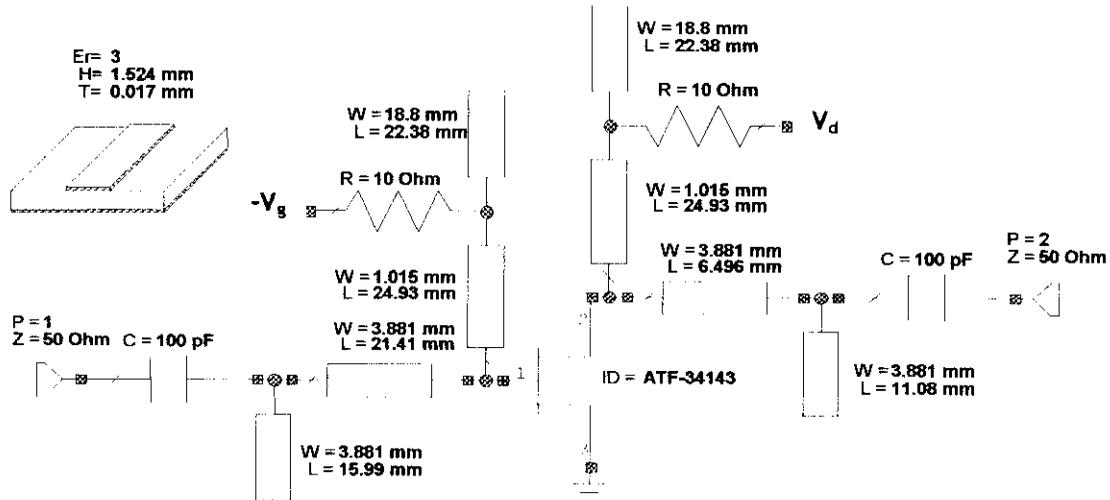


Fig. 3.24 - Amplificateur **QACR1PLO**

- Avec circuits de polarisation à stub radial **QACR1PSR**

Excepté la résistance de polarisation, tous les autres composants de l'amplificateur **QACR1PSR** sont des circuits à constantes réparties (figure 3.25).

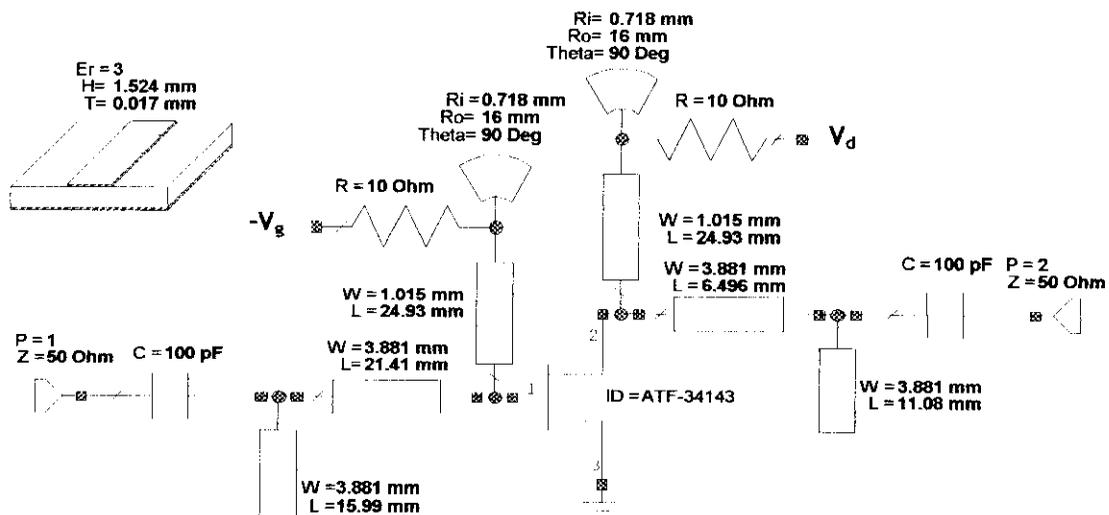


Fig. 3.25 - Amplificateur **QACR1PSR**

Les performances de ces amplificateurs sont évaluées en fonction de la fréquence et illustrées par :

- La figure 3.26 pour le facteur de bruit exprimé en décibels ;
- La figure 3.27 pour le gain transductique exprimé en décibels ;
- La figure 3.28 pour le TOS à l'entrée ;
- La figure 3.29 pour le TOS à la sortie.

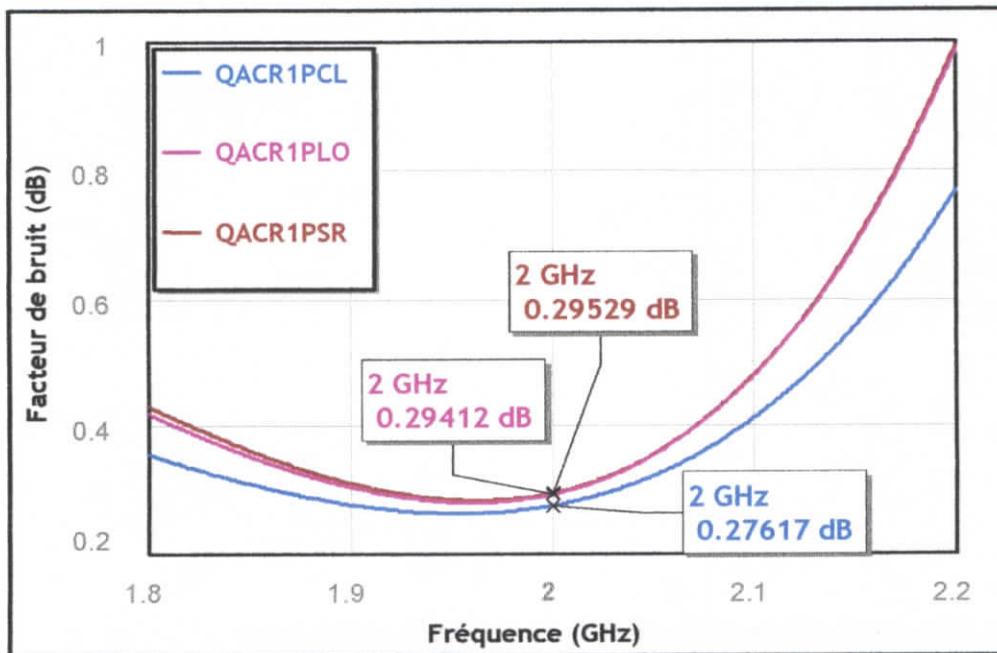


Fig. 3.26 - Facteur de bruit, exprimé en décibels, en fonction de la fréquence

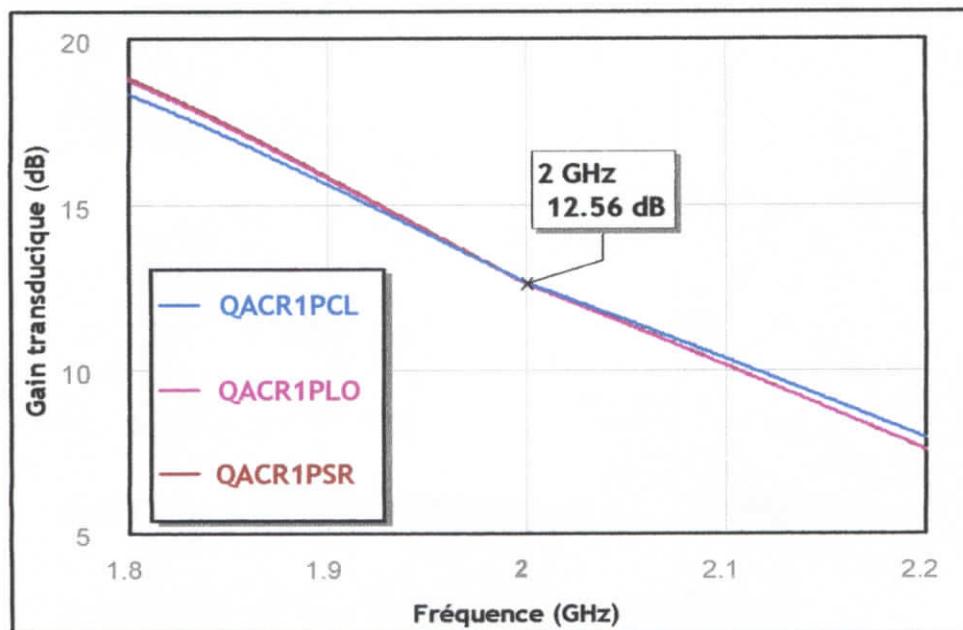


Fig. 3.27 - Gain transductique, exprimé en décibels, en fonction de la fréquence

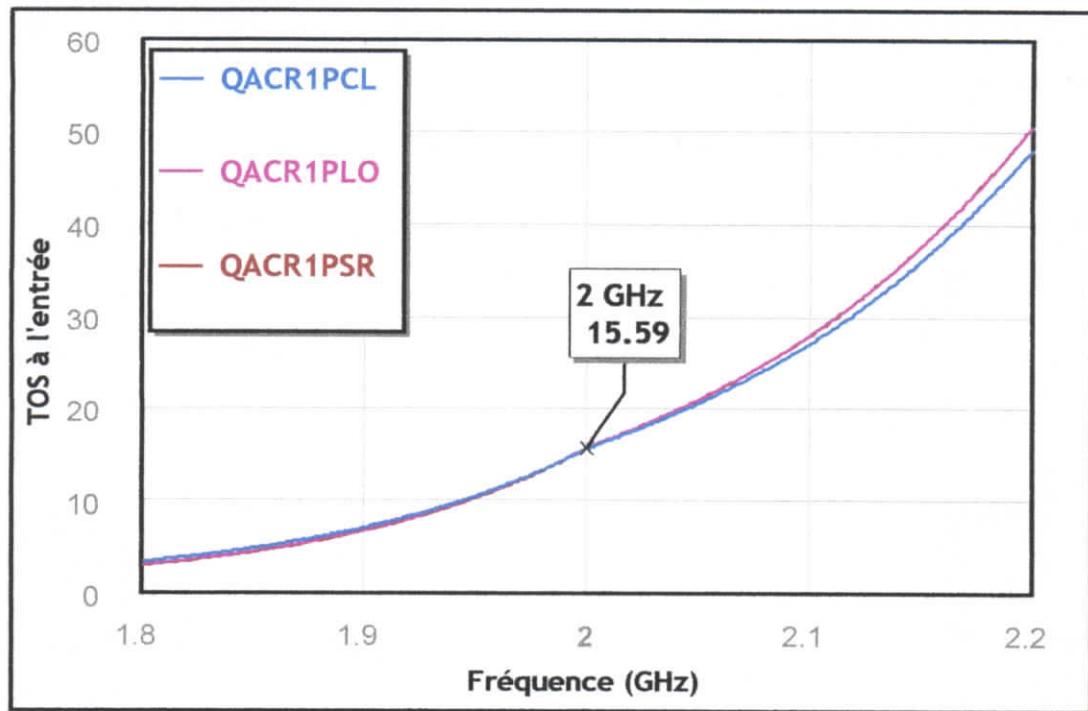


Fig. 3.28 - Taux d'ondes stationnaires (TOS) à l'entrée en fonction de la fréquence

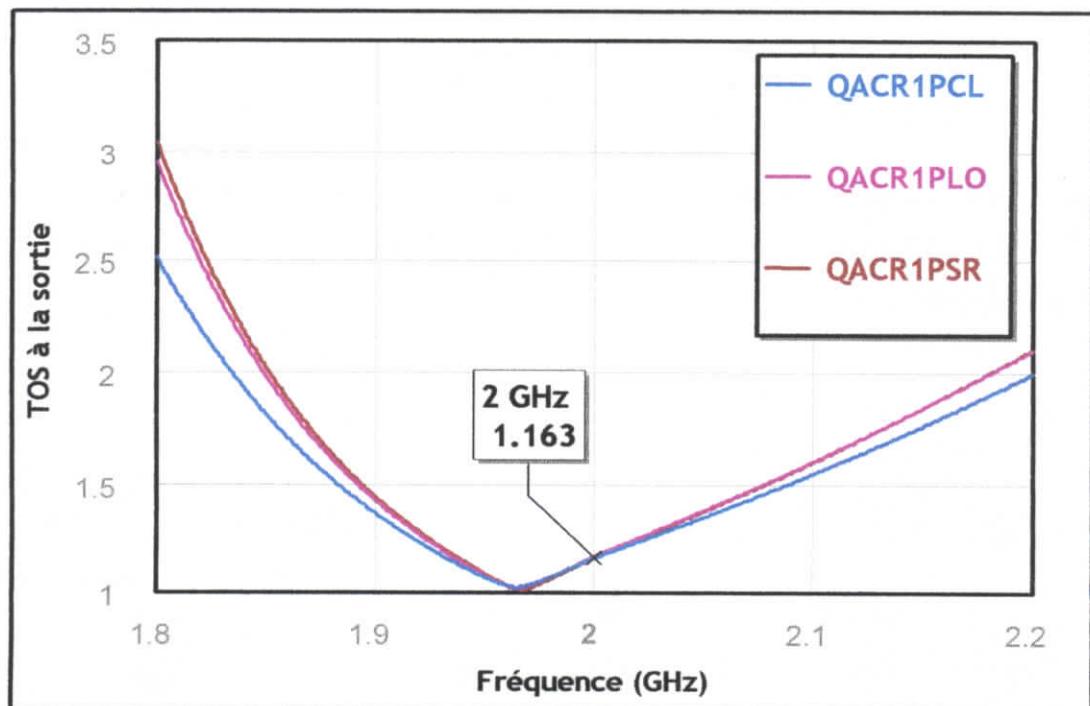


Fig. 3.29 - Taux d'ondes stationnaires (TOS) à la sortie en fonction de la fréquence

Les conclusions que nous pouvons tirer de l'étude des caractéristiques de QACR1PCL, QACR1PLO et QACR1PSR sont en grande partie similaires à celles du cas précédent.

3.4.8.c. AMPLIFICATEUR QACR2

- Avec circuits de polarisation à constantes localisées QACR2PCL

Cet amplificateur est donné par la figure 3.30.

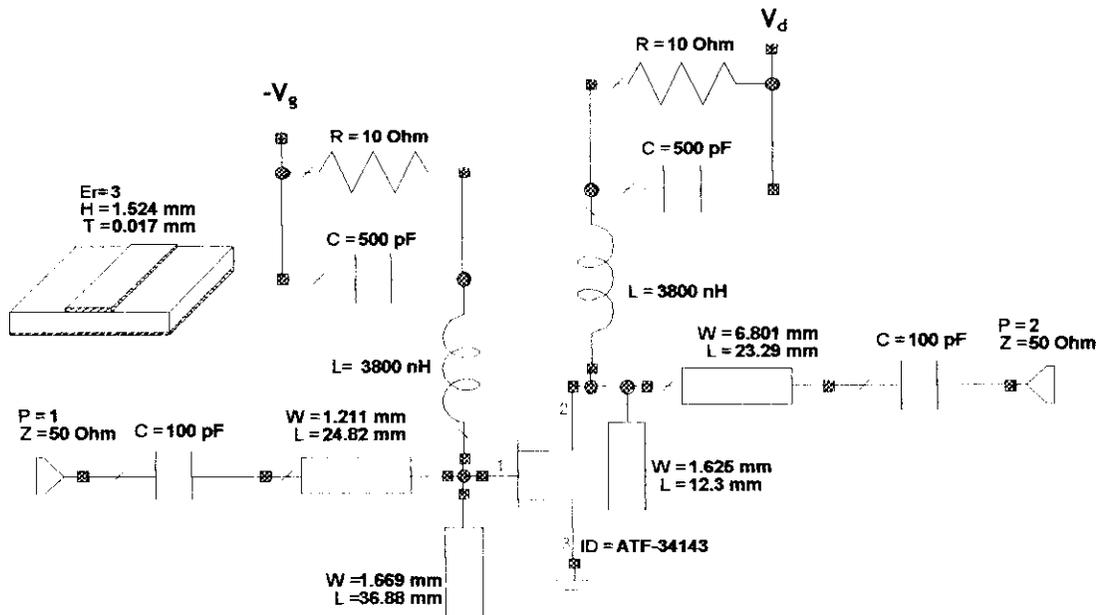


Fig. 3.30 - Amplificateur QACR2PCL

- Avec circuits de polarisation à lignes quart d'ondes QACR2PLO

La figure 3.31 représente le schéma de l'amplificateur QACR2PLO associé à la technologie microruban.

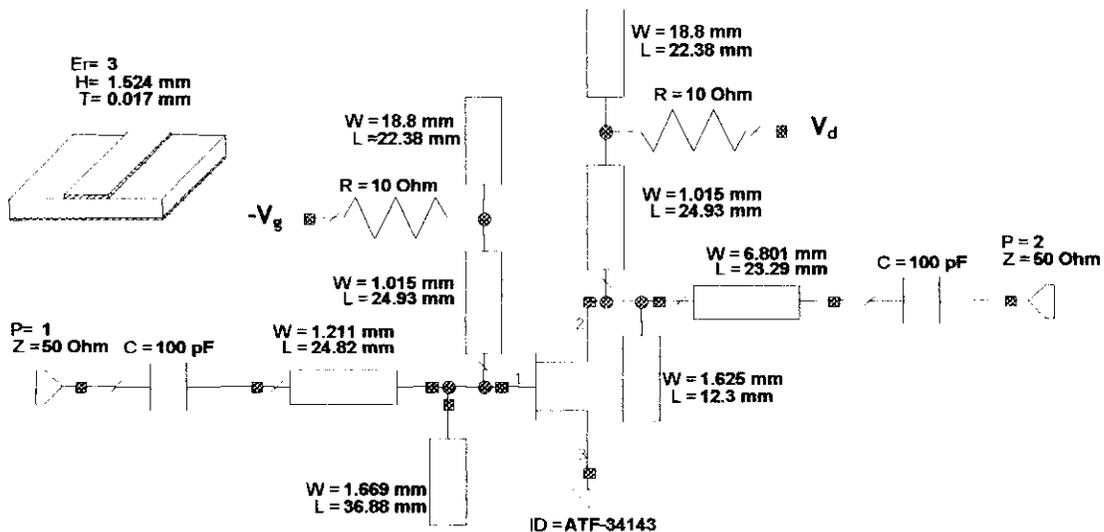


Fig.3.31 - Amplificateur QACR2PLO

- Avec circuits de polarisation à stub radial **QACR2PSR**

Cet amplificateur (3.32) est similaire à **QACR2PLO** avec, néanmoins, des circuits de polarisation peu différents.

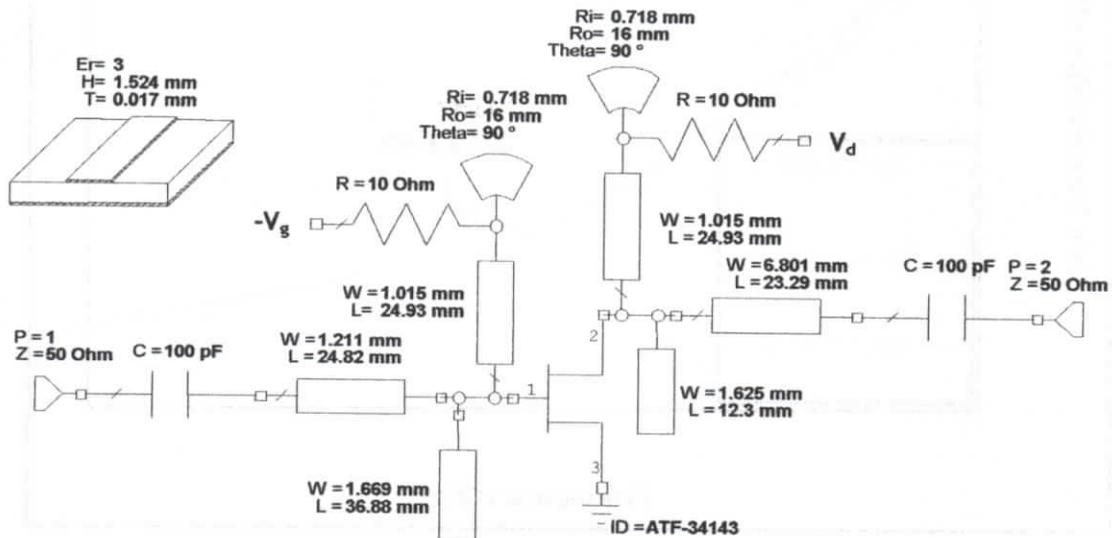


Fig.3.32 - Amplificateur **QACR2PSR**

Les résultats obtenus pour chacun de ces trois amplificateurs sont donnés par la figure 3.33 pour le facteur de bruit, la figure 3.34 pour le gain transducique, la figure 3.35 pour le TOS à l'entrée et la figure 3.36 pour le TOS à la sortie.

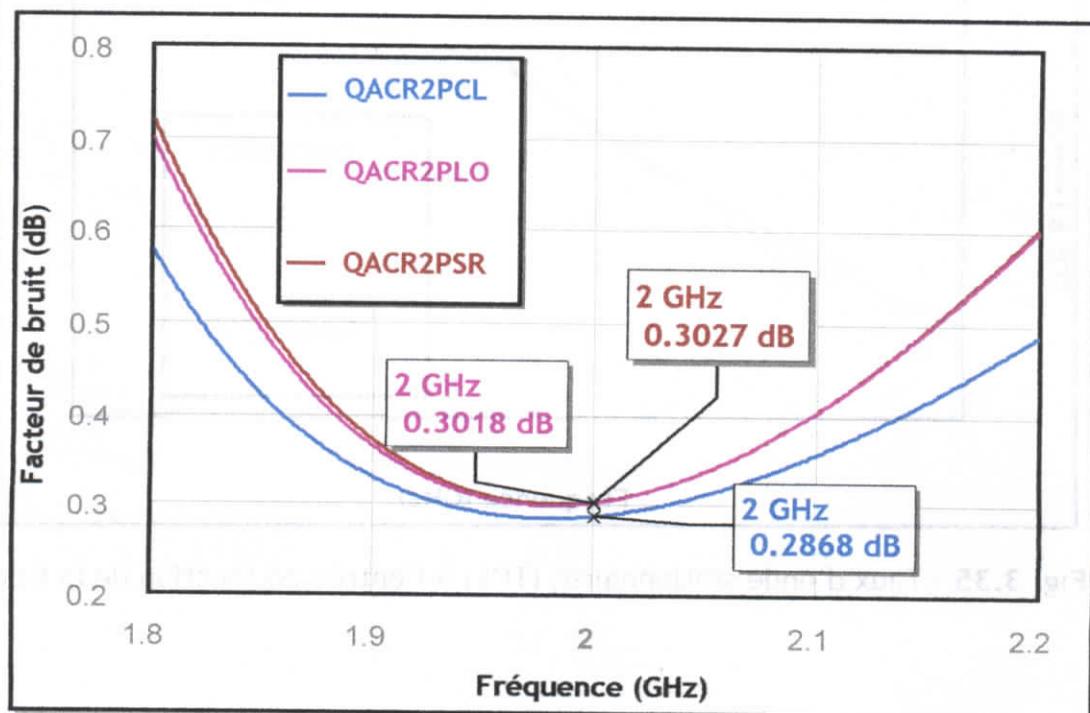


Fig. 3.33 - Facteur de bruit en fonction de la fréquence

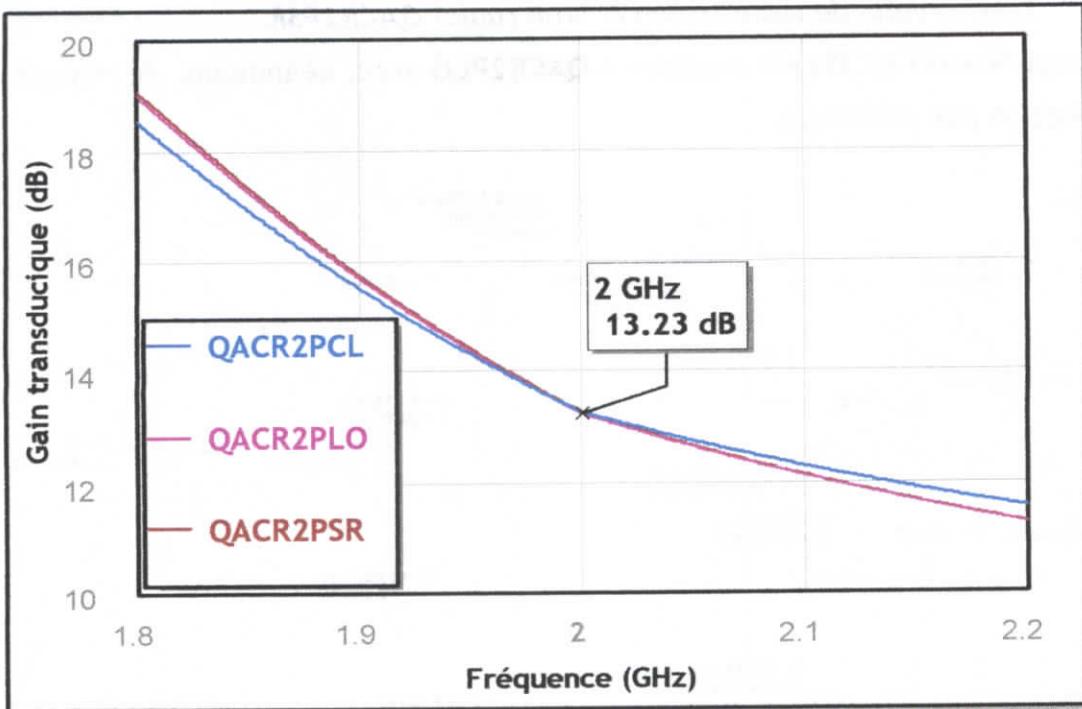


Fig. 3.34 - Gain transductique en fonction de la fréquence

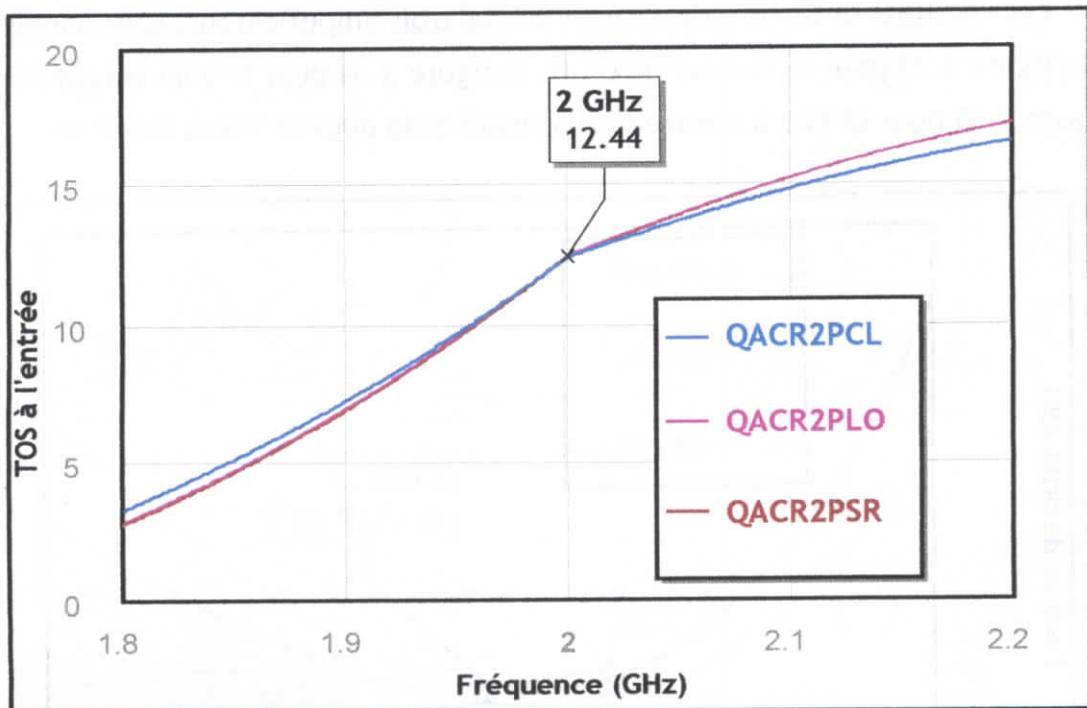


Fig. 3.35 - Taux d'onde stationnaires (TOS) à l'entrée en fonction de la fréquence

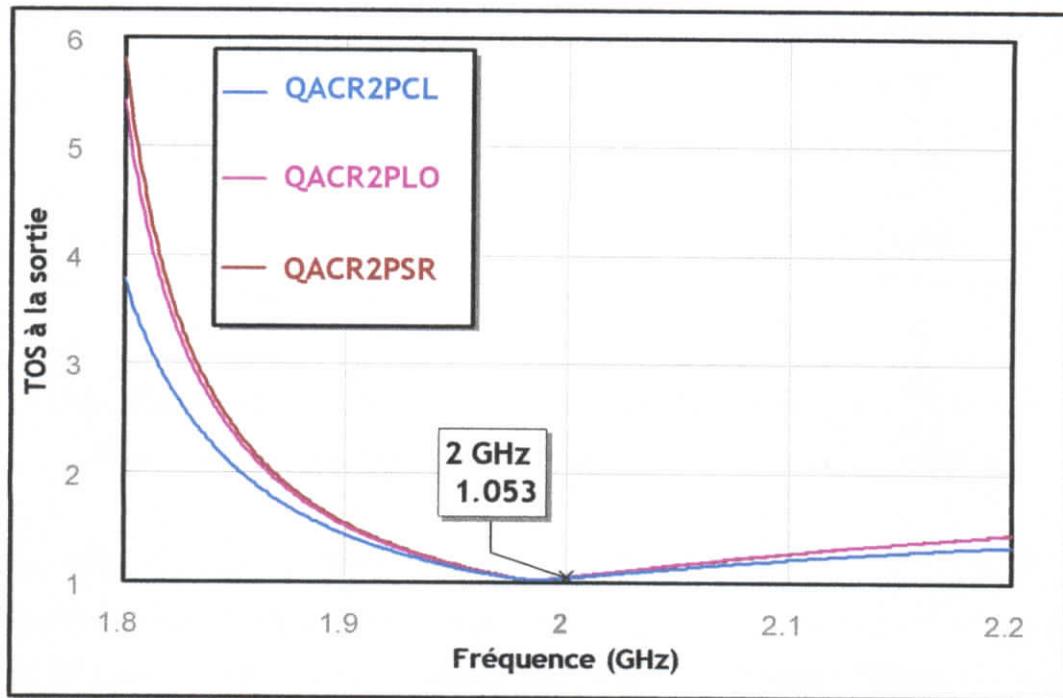


Fig. 3.36 - Taux d'onde stationnaires (TOS) à la sortie en fonction de la fréquence

Comparativement aux résultats précédents, les caractéristiques de ces amplificateurs nous conduisent aux mêmes conclusions.

#### ETUDE COMPARATIVE :

Le tableau 3.4 illustre, dans l'ordre décroissant du meilleur vers le moins bon, les résultats obtenus à la fréquence 2 GHz par les différents amplificateurs :

TYPE D'AMPLIFICATEUR	Facteur de bruit (dB)
QACL PCL	0.22
QACR1 PCL	0.27
QACR2 PCL	0.28

(a)

TYPE D'AMPLIFICATEUR	Gain transducique (dB)
QACL PCL	13.42
QACR2 PCL	13.23
QACR1 PCL	12.56

(b)

TYPE D'AMPLIFICATEUR	TOS à l'entrée	TOS à la sortie
QACLPCL	12.26	1.01
QACR2PCL	12.44	1.05
QACR1PCL	15.59	1.16

(c)

Tableau 3.4 - Comparaison des performances des différents amplificateurs :  
(a) Bruit ; (b) Gain transducique ; (c) TOS à l'entrée et à la sortie.

Il est tout à fait juste que l'amplificateur QACLPCL soit meilleur que les autres comme l'indique le tableau 3.4, car étant constitué d'éléments à constantes localisées et de plus considérés idéaux. Ces éléments ne présentent donc ni pertes ni discontinuités contrairement à ceux des amplificateurs QACR1PCL et QACR2PCL. Leurs pertes sont liées à la conductivité du métal qui n'est pas infinie et au rayonnement des lignes ouvertes. Quant aux discontinuités, elles peuvent être attribuées à la variation des largeurs des lignes et ouvertures.

#### 3.4.9. REALISATION DU CIRCUIT IMPRIME (LAYOUT)

La figure 3.37 représente le circuit imprimé de l'amplificateur QACLPCL. Il est constitué entièrement de circuits à constantes localisées et il a été choisi eu égard à ses dimensions très réduites et à ses performances. Les autres amplificateurs possèdent, par contre, des dimensions exorbitantes.

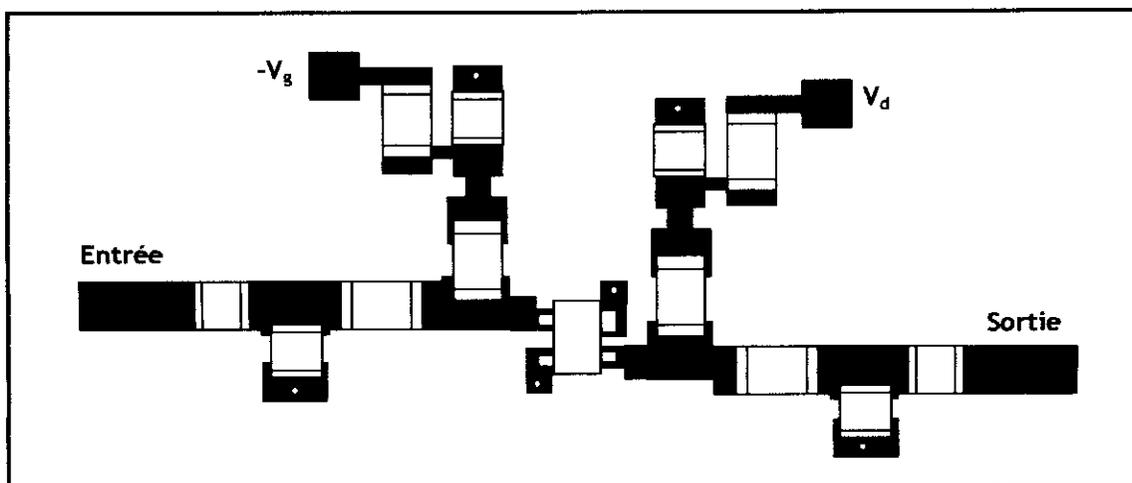


Fig. 3.37- Circuit imprimé de l'amplificateur QACLPCL

## CONCLUSION

L'objet de notre étude est de concevoir et de simuler un amplificateur micro-ondes à faible bruit opérant à 2 GHz. Cette étude nous a permis de calculer les performances de ce genre de dispositifs avec différentes conceptions et technologies, à savoir celles utilisant les circuits à constantes localisées ou réparties. La comparaison des performances du dispositif, selon la technologie associée, a permis de mettre en évidence la supériorité, notamment du point de vue de la bande passante, des circuits à constantes localisés sur ceux à constantes réparties. L'étude nous a permis également de mettre en relief les limitations du logiciel en ce qui concerne les valeurs du facteur de couplage et la prise en compte des discontinuités dues aux variations des largeurs des lignes microruban.

L'analyse réelle des amplificateurs, c'est-à-dire celle qui consistait à inclure, par le truchement du logiciel, l'imprécision des formules, les pertes et les discontinuités dues aux extrémités ouvertes des lignes, a montré une certaine discordance entre les valeurs des performances. Il fallait ajouter à cela la prise en compte des effets des circuits de polarisation, qui avait été ignorés lors de la conception. Cette discordance s'est traduite par un décalage de la fréquence centrale (2 GHz) vers les basses fréquences et une diminution des amplitudes. Cet état de fait nous a conduit à améliorer, par une optimisation, les performances des amplificateurs en agissant, d'une manière judicieuse, sur les paramètres des circuits ayant le plus d'impact sur les valeurs de ces performances, autrement dit les circuits engendrant la plus grande sensibilité.

La réalisation du circuit imprimé de chaque conception nous a amenés à conclure qu'à la fréquence de 2 GHz l'utilisation des amplificateurs à circuits localisés est préférable du point de vue des dimensions.

En perspective, il faut utiliser des substrats dont la valeur de la permittivité est relativement grande pour diminuer les longueurs des lignes.

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **C. Gentili**, “ Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes ”, Masson, Paris, 1984.
- [2] **G. Gonzalez**, “ Microwave transistor amplifiers ”, Prentice Hall, New Jersey, 1984.
- [3] **Tri.T.Ha**, “ Solid-state microwave amplifier design ”, Wiley, New York, 1981.
- [4] **D. M. Pozar**, “ Microwave engineering, 2nd ed. ”, Wiley, New York, 1998.
- [5] **D. K. Misra** , “Radio-Frequency and microwave communication circuits: Analyse and design ”, Wiley, New York, 2001.
- [6] **K. C. Gupta, R. Garg and R. Chadha**, “ Computer aided design of microwave circuits”, Artech House, USA, 1981.
- [7] **P.F. Combes**, “ Micro-ondes : Lignes, guides et cavités ”, Dunod, Paris, 1996.
- [8] **K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl and P. Bhartia**, “ Microstrip lines and slotlines, 2nd ed.”, Artech House, Norwood, USA, 1996.
- [9] **I. Bahl**, “ Lumped elements for RF and microwave circuits ”, Artech House, Norwood, USA, 2003.
- [10] **KAI CHANG**, “ RF and microwave Wireless systems ”, Wiley, New York, 2000.
- [11] **JIA-SHENG HONG and M. J. LANCASTER** , “ Microstrip filters for RF/Microwave applications ”, Wiley, New York, 2001.
- [12] **Y. Matthai**, “ Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures ”, Artech House, Norwood, USA, 1980.
- [13] **R. Mongia, I. Bahl and P. Bhartia**, “RF and microwave coupled-line circuits”, Artech House, Norwood, USA, 1999.

- 
- [14] *B. C. Wadell* “ Transmission line design book ”, Artech House, Norwood, USA, 1991.
- [15] *F. HUIN*, “ Etude des formes d’ondes permettant une optimisation des performances des amplificateurs de puissance. Application à la conception d’amplificateurs, à faible tension de polarisation, pour les communications mobiles”, thèse de doctorat 2001, Faculté des Sciences, Université de LIMOGES.
- [16] *Dimitris Pavlidis* , “ HBT vs. PHEMT vs. MESFET: What’s best and why ”, The University of Michigan, Department of Electrical Engineering and Computer Science 1301 Beal Ave., Ann Arbor, MI 48109-2122 Copyright 1999, GaAs Mantech.
- [17] *H. A. Atwater* “The design of the radial line stub : A useful microstrip circuit element”, *Microwave Journal*, Vol. 28, 1985, pp.149-156.

## ANNEXE A

## LA MATRICE [S]

## A.1 - INTRODUCTION :

La matrice [S], matrice de répartition, est l'outil de base pour l'étude des quadripôles ou des multipôles linéaires en hyperfréquences. Ces paramètres caractérisent les transferts de puissance entrée/sortie d'un quadripôle.

## A.2 - DEFINITION :

Pour un quadripôle Q (figure A.1), on peut définir à l'entrée une onde incidente  $a_1$  et réfléchie  $b_1$  et de même en sortie  $a_2$  et  $b_2$  en fonction des tensions et des courants à l'entrée et à la sortie du quadripôle [1,6].

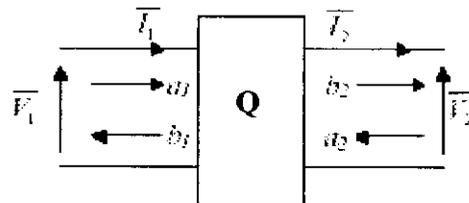


Figure A.1 Représentation d'un quadripôle en fonction des ondes incidentes et réfléchies.

Avec :

$$\begin{cases} a_i = \frac{(V_i + Z_{ci} \cdot I_i)}{2\sqrt{R_{ci}}} \\ b_i = \frac{(V_i - Z_{ci} \cdot I_i)}{2\sqrt{R_{ci}}} \end{cases} ; i=1,2.$$

Où :  $Z_{ci}$  : L'impédance de référence au port " i " ;

$R_{ci}$  : Partie réelle de  $Z_{ci}$ .

La matrice [S] relie les ondes réfléchies  $b_1$  et  $b_2$  aux ondes incidentes  $a_1$  et  $a_2$ , à l'aide de la relation suivante :

$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (\text{A.1})$$

Ou aussi :

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

D'où :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{cases}$$

### A.3 - LA SIGNIFICATION DES PARAMETRES S :

La signification des paramètres S est la suivante :

$S_{11} = \left[ \frac{b_1}{a_1} \right]_{a_2 = 0}$  : C'est le *facteur de réflexion* à l'entrée, la sortie étant adaptée ;

$S_{21} = \left[ \frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2 = 0}$  : C'est le *facteur de transmission* [Entrée => Sortie], la sortie étant adaptée ;

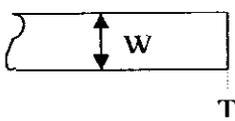
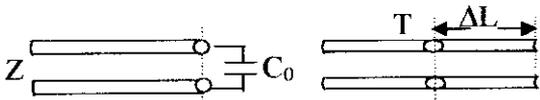
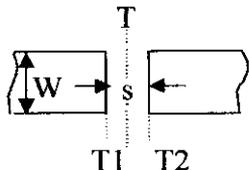
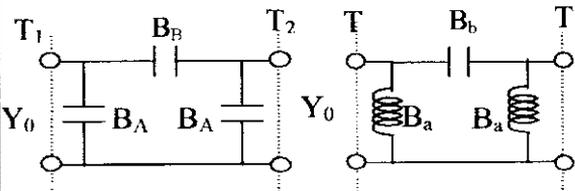
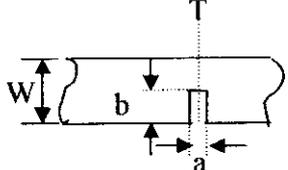
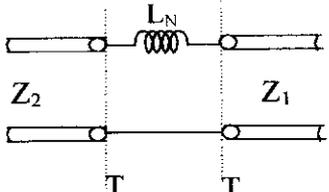
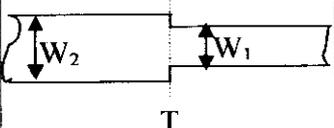
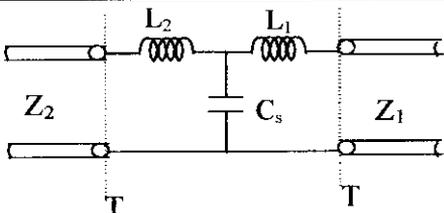
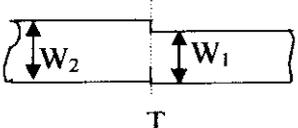
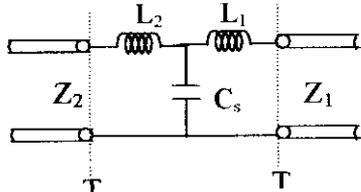
$S_{12} = \left[ \frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1 = 0}$  : C'est le *facteur de transmission* [Sortie => Entrée], l'entrée étant adaptée ;

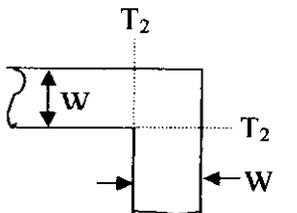
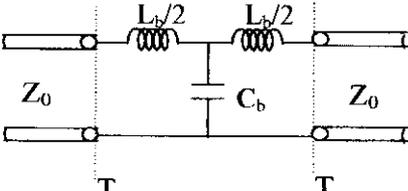
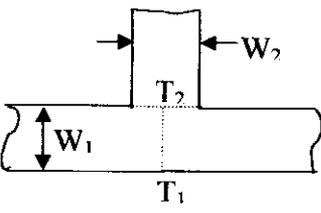
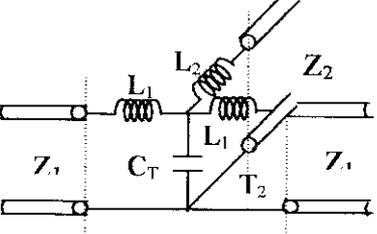
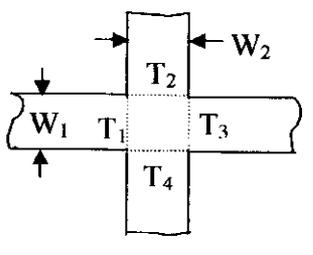
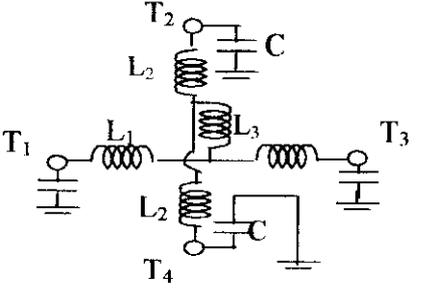
$S_{22} = \left[ \frac{b_2}{a_2} \right]_{a_1 = 0}$  : C'est le *facteur de réflexion* en sortie, l'entrée étant adaptée.

## ANNEXE B

DISCONTINUITES DANS LES LIGNES  
MICRORUBANS

Les discontinuités dans les lignes microrubans comportent [6] : le circuit ouvert raccourci, le trou en série (Gap), l'encoche transversale, le saut d'impédance, le coude, la jonction en T, et la jonction croisée. Les réactances et les susceptances seront respectivement normalisées par rapport à  $Z_0$  et  $Y_0$ .

Discontinuité	Schéma équivalent	Nom
		Circuit ouvert raccourci
		Gap
		Encoche transversale
		Variation symétrique de largeur
		Variation asymétrique de largeur

		<p>Coude à angle droit</p>
		<p>Jonction en T</p>
		<p>Jonction croisée</p>

## ANNEXE C

## LE TRANSISTOR ATF-34143

## C.1- Présentation du transistor

L'ATF-34143 d'Agilent est un transistor PHEMT à faible bruit, de largeur de grille  $W = 800\mu\text{m}$ , à boîtier type SOT-343 comme le montre la figure C.1.

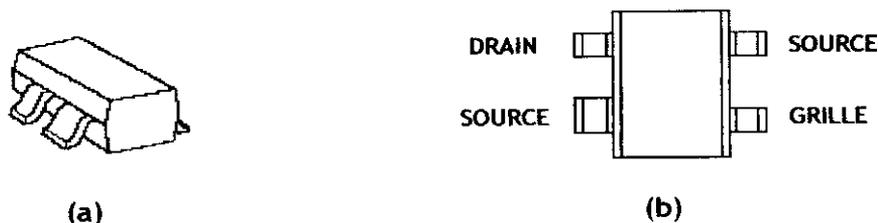


Fig. C.1 : Transistor ATF-34143.

a) Boîtier SOT-343.

b) Pattes de connexion (vue de dessus).

## C.2- PARAMETRES [S] DU TRANSISTOR ATF-34143

Ces paramètres sont mesurés pour le point de polarisation  $V_{DS} = 4\text{ v}$ ,  $I_{DS} = 40\text{ mA}$  et une bande de fréquence de 0.5 GHz à 10 GHz (tableau C.1).

Fréquence GHz	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
	Amplitude	Angle	Amplitude	Angle	Amplitude	Angle	Amplitude	Angle
0.5	0.95	-40	11.973	151	0.030	68	0.33	-39
0.8	0.89	-65	11.252	135	0.042	56	0.27	-63
1.0	0.85	-82	10.217	123	0.051	48	0.26	-80
1.5	0.78	-109	8.405	104	0.064	36	0.24	-109
1.8	0.73	-131	7.024	87	0.074	27	0.22	-131
2.0	0.70	-150	6.002	73	0.081	19	0.21	-150
2.5	0.67	-167	5.223	61	0.087	12	0.20	-167
3.0	0.64	162	4.141	37	0.098	-1	0.19	165
4.0	0.63	135	3.428	16	0.108	-13	0.20	138
5.0	0.64	111	2.923	-6	0.117	-27	0.21	111
6.0	0.66	87	2.506	-26	0.124	-41	0.24	86
7.0	0.69	65	2.173	-46	0.130	-54	0.29	63
8.0	0.72	47	1.894	-65	0.134	-68	0.34	42
9.0	0.76	28	1.689	-85	0.141	-82	0.38	26
10.0	0.78	9	1.501	-104	0.145	-97	0.42	8

Tableau C.1 - Paramètres [S] du transistor ATF-34143

### C.3- LES PARAMETRES DE BRUIT DU TRANSISTOR ATF-34143

Ils sont donnés par le tableau C.2 pour  $V_{DS} = 4$  v et  $I_{DS} = 40$  mA.

Fréquence GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$		$R_{n/50}$
		Amplitude	Angle	
0.5	0.10	0.87	13	0.16
0.9	0.13	0.82	27	0.14
1.0	0.14	0.80	31	0.13
1.5	0.17	0.73	49	0.11
1.8	0.20	0.70	60	0.10
2.0	0.22	0.66	67	0.09
2.5	0.28	0.60	85	0.07
3.0	0.34	0.54	104	0.05
4.0	0.45	0.45	142	0.03
5.0	0.57	0.40	180	0.03
6.0	0.69	0.38	-144	0.05
7.0	0.81	0.39	-111	0.11
8.0	0.94	0.43	-82	0.20
9.0	1.06	0.51	-57	0.32
10.0	1.19	0.62	-40	0.47

Tableau C.2 - Paramètres de bruit du transistor ATF-34143