

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN  
ELECTRONIQUE**

*Thème*

*CONCEPTION ET SIMULATION DES  
AMPLIFICATEURS MICRO ONDES A  
LARGE BANDE*

Dirigé par :

***Dr. M. TRABELSI***

Etudié par :

***MEKENTICHI Abdelmoumene  
MOHELLEBI Reda***

*Promotion : Juin 2007*

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

## **REMERCIEMENTS**

*Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire des télécommunications de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de Monsieur M.Trabelsi, Maître de conférences à l'ENP.*

*Nous le remercions pour sa qualité d'encadreur, pour sa gentillesse, ses précieux conseils et pour la confiance qu'il nous a témoignée en dirigeant ce travail.*

*Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur A. ZERGUERRAS Professeur, et à Monsieur R. AKSAS, Professeur, qui nous ont fait l'honneur d'apprécier ce modeste travail.*

*Nous remercions tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à l'aboutissement et l'amélioration de ce travail.*

## DEDICACES

*Je dédie ce travail,*

*A mes chers parents, à mes frères et sœurs, A  
toute ma famille,  
A tous mes amis,*

*Abdelmoumene*

*Je dédie ce travail.*

*A mes parents et mes grands parents,  
A mes frères et sœurs,  
A ma famille,  
A tous mes amis et collègue d'étude,*

*Reda*

## ملخص

حاليا كمية المعلومات المعالجة او المرسله ما فتئت في تزايد مستمر, وهذا ما تطلب تصميم اجهزة ذات شريط نافذ عريض كالمضخمات, وفي هذا الاطار قمنا بدراسة وتطبيق طريقتين لتصميم المضخمات, الاولى هندسية لاستخدامها مخطط سميث طبقت على مقحل ثنائي القطب والثانية تحليلية تعتمد على ايجاد ممانعات مرفقة للمقحل الحقلي . تبعا لذلك توصلنا لتصميم مضخمين, الاول معامل تضخيمه 57 . 8 ذو شريط نافذ يمتد من 1 الى 3 جيجا هرتز, والثاني معامل تضخيمه 10 ذو شريط نافذ يمتد من 6 الى 12 جيجا هرتز. دارات الاستقطاب كانت محل دراسة في المجال الإهتزازي نظرا لدورها المهم في عمل المضخمات,

**الكلمات المفتاحية:** مضخم, شريط نافذ, معامل الإنعكاس, تصميم, معامل تضخيم, ثبات.

## Résumé

Actuellement, Les quantités d'information à traiter ou à transmettre ne cessent d'augmenter, ceci qui nécessite la conception de dispositifs à large bande tels que les amplificateurs. Dans ce cadre, nous nous sommes attelés à étudier et à mettre en œuvre deux techniques de conception simples, l'une graphique recourant à l'abaque de Smith et concerne le transistor bipolaire et l'autre basée sur la synthèse d'impédances associés au transistor a effet de champ. Suite à cela, nous avons conçu deux types d'amplificateurs. Le premier présente un gain 8.57dB et une bande passante de 1 à 3 GHz. Le second presente un gain de 10 dB, dans la bande passante 6 à 12 GHZ. Les circuits de polarisation, ont fait également l'objet d'une étude dans le domaine fréquentiel car ils conditionnent fortement les caractéristiques de l'amplificateur

**Mots clés :** amplificateur, bande passante, coefficient de réflexion, conception gain, stabilité.

## Abstract

Currently, the quantities of information to be treated or transmit do not cease increasing, this which requires the design of devices with a broadband such as the amplifiers. Within this framework, we harnessed ourselves to study and implement two simple techniques of design, one graphic resorting to the abacus of Smith and relates to the bipolar transistor and the other based on the synthesis of impedances associated with field-effect transistor. Following that, we conceived two types of amplifiers. The first presents a gain of 8.57dB and a band-width from 1 to 3 GHz. The second has a gain of 10 dB, in the band-width 6 to 12 GHZ. The circuits of polarization, were also the subject of a study in the frequential field because they strongly condition the characteristics of the amplifier

**Key words:** amplifier, broadband, reflection coefficient, design, gain, stability.

# Sommaire

## Glossaire

<b>Introduction</b> .....	1
---------------------------	---

## Chapitre 1 Caractéristiques des amplificateurs micro-ondes

1.1 Introduction .....	3
1.2 Matrice de répartition S.....	3
1.2.1 Définition .....	3
1.2.2 Signification physique des paramètres S .....	4
1.2.3 Intérêt des paramètres S .....	4
1.3 Les gains dans un amplificateur micro-ondes.....	5
1.4 Facteur de bruit d'un amplificateur micro-onde .....	6
1.4.1 Définition .....	6
1.4.2 Quadripôles en cascade .....	7

## Chapitre 2 Analyse des amplificateurs micro-ondes

2.1 Introduction .....	8
2.2 L'adaptation simultanée .....	9
2.2.1 L'adaptation .....	9
2.2.2 L'adaptation simultanée .....	10
2.3 Les gains dans un amplificateur micro-onde.....	11
2.3.1 Gain transducique .....	11
2.3.2 Gain en puissance .....	12
2.3.3 Gain disponible.....	14
2.4 Etude de la stabilité des amplificateurs .....	14
2.5 Cercle à gain constant .....	18

## Chapitre 3 Introduction aux composants passifs et actifs micro ondes

3.1 Introduction .....	20
3.2 Circuits à constantes réparties et semi localisées .....	20
3.2.1 Réalisation de condensateur .....	20
3.2.2 Réalisation d'inductance .....	21

3.3	ligne micro ruban .....	21
3.4	Circuits à constantes localisées .....	22
3.4.1	Réalisation de résistance .....	22
3.4.2	Réalisation d'inductance .....	23
3.4.3	Réalisation de condensateur .....	24
3.5	Transistors micro-ondes .....	26
3.5.1	Transistor bipolaire .....	26
3.5.2	Transistor à effet de champ .....	27
3.6	Circuits de polarisation .....	27
3.6.1	Circuits de polarisation à constantes localisées .....	28
3.6.1.1	Circuits de polarisation pour le transistor à effet de champ.....	28
3.6.1.2	Circuits de polarisation pour le transistor bipolaire .....	28
3.6.2	Circuits de polarisation à constantes réparties .....	29
3.7	Choix du point de polarisation transistor .....	31

#### **Chapitre 4 Etude des circuits de Polarisation à ligne micro ruban**

4.1	Circuit de polarisation à deux lignes quart d'onde .....	33
4.2	Circuit de polarisation à stub radial .....	35

#### **Chapitre 5 Techniques de conception des amplificateurs micro onde à large bande**

5.1	Introduction .....	39
5.2	Conception d'un amplificateur à transistor bipolaire .....	40
5.2.1	Etude de la stabilité .....	41
5.2.2	Synthèse des cellules d'adaptation .....	41
5.2.3	Insertion des circuits de polarisation et des capacités de liaison .....	47
5.3	Conception d'amplificateur a base du transistor à effet de champ .....	49
5.3.1	Adaptation avec les cellules de Giannini .....	49
5.3.2	Conception d'un amplificateur de 10 dB dans la bande [6 -12] GHz .....	54
5.3.2.1	Première conception avec circuits à constantes localisées .....	55
5.3.2.2	Deuxième conception avec circuits à constantes localisées .....	58
5.3.2.3	Première conception avec circuits à constantes localisées et semi localisées..	60
5.3.2.4	Deuxième conception avec circuits à constantes localisées et semi localisées	63

5.3.2.5 Insertion des circuits de polarisation et des capacités de liaison .....	64
<b>Conclusion</b> .....	<b>65</b>

## **Bibliographie**

## **Annexes**

## Glossaire

$Z_0$  [ $\Omega$ ]: Impédance de normalisation.

$Z_c$ [ $\Omega$ ] : Impédance caractéristique d'une ligne.

$Z_L$  [ $\Omega$ ] : Impédance de charge.

$Z_S$  [ $\Omega$ ] : Impédance de source.

$G_P$  : Gain en puissance.

$G_A$  : Gain disponible.

$G_T$  : Gain transducique.

$G_{TU}$  : Gain transducique unilatéral.

$\lambda$  [m]: longueur d'onde.

$f$  [Hz] : La fréquence.

$a_i$  [ $w^{1/2}$ ]: Onde incidente de puissance.

$b_i$  [ $w^{1/2}$ ]: Onde émergente de puissance.

TOS : Taux d'Ondes Stationnaires.

$K$  : Facteur de Rollet.

$U$  : Facteur de mérite unilatéral.

$\epsilon_r$  : Permittivité relative.

$\epsilon_{eff}$  : Permittivité effective.

$\Gamma_g$  : Coefficient de réflexion de la source.

$\Gamma_L$  : Coefficient de réflexion de la charge.

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

$\Gamma_{out}$  Coefficient de réflexion de la sortie du transistor.

$P_L$  [w] : Puissance délivrée à la charge.

$P_{avs}$  [w]: Puissance disponible à la source.

$P_{in}$  [w] : Puissance disponible à l'entrée du transistor.

$P_{avo}$  [w] : Puissance disponible à la sortie du transistor.

$I_{dSS}$  [mA] : Courant du drain à la saturation.

$V_{DS}$  [V] : Tension entre drain et source.

## Introduction

Comme tout amplificateur en électronique, les amplificateurs micro ondes utilisent des transistors. Ils peuvent être aussi réalisés avec des diodes ayant la particularité de se comporter, sous certaines conditions de polarisation, comme une résistance dynamique négative. Parmi ces diodes, on peut citer la diode Gunn, la diode tunnel et la diode Impatt. Pour des applications nécessitant des puissances élevées, on continue encore à recourir aux tubes hyperfréquences tels que le magnétron, le klystron et le tube à ondes progressives.

Les circuits passifs qui entrent dans la composition des amplificateurs micro ondes sont soit à constantes réparties, soit semi localisées ou à constantes localisées. Les deux premiers circuits sont à base de ligne de transmission, ceci en raison des propriétés électriques particulières de la ligne en micro ondes. En effet, si en basse fréquence la ligne a un comportement électrique neutre, ce n'est plus le cas, par contre, en micro ondes où elle est utilisée pour la réalisation d'un certain nombre de composants fondamentaux.

Pour un grand nombre de raisons technologiques, l'intégration de circuit pour micro-ondes, principalement au niveau hybride, se fait avec des lignes de transmission à microbandes qui répondent aux multiples exigences des circuits plans comme par exemple les transistors micro ondes.

L'analyse ainsi que la conception des amplificateurs micro ondes font appel à la théorie des circuits micro ondes qui est basée sur la matrice de répartition, notée  $[S]$ .

La place importante qu'occupent les amplificateurs micro-ondes, particulièrement dans les chaînes d'émission-réception, n'est plus à démontrer. Les performances exigées d'eux, pour une application donnée, déterminent leurs caractéristiques, leurs régimes de fonctionnement, le type de conception et leurs topologies. Ils peuvent être classés suivant le type d'application :

- amplificateur fonctionnant en régime linéaire et à faible bruit ;
- amplificateur fonctionnant en régime linéaire et à gain élevé ;
- amplificateur fonctionnant en régime non linéaire et permettant des puissances élevées.

Ils peuvent être classés aussi suivant la largeur de la bande de fréquence:

- amplificateur bande étroite : bande passante relative 10 à 15 % ;
- amplificateur large bande : bande passante relative 15 % à une octave;
- amplificateur ultra-large bande: bande passante relative de plusieurs octaves.

Remarque : la bande passante relative est le rapport bande passante  $BP$  à la fréquence centrale  $f_0$ .

Le mémoire est organisé en cinq chapitres

Le premier chapitre consacré à la présentation de quelques caractéristiques des amplificateurs (architecture, gain...).

Le deuxième Chapitre porte sur l'analyse des amplificateurs micro ondes en ce qui concerne les différents gains, étude de stabilité et l'adaptation.

Le troisième chapitre à comme objectif d'introduire les composants passifs et actifs susceptibles d'être utilisés dans les amplificateurs à transistors micro ondes.

Le quatrième chapitre expose une étude des pertes d'insertion en fonction de la fréquence des deux circuits de polarisation le premier constituer de deux ligne quart d'onde et le deuxième appelé stub radial.

Le cinquième chapitre aura trait aux techniques de conception des amplificateurs large bande et leurs simulations avec le logiciel « Microwave Office ».

Une conclusion achève ce travail.

# Chapitre 1

## Caractéristiques des amplificateurs micro-ondes

### 1.1 Introduction

Un amplificateur micro-onde est un quadripôle constitué généralement de trois blocs. Le bloc central est l'élément actif (transistor) avec ses circuits de polarisation et les deux autres blocs, l'un connecté en amont et l'autre en aval, comprennent des composants passifs non dissipatifs (Fig.1.1). Ces deux blocs sont appelés quadripôles d'adaptation dont le rôle général est de transformer l'impédance standard  $50 \Omega$  en l'impédance  $Z_g$  et  $Z_L$ .

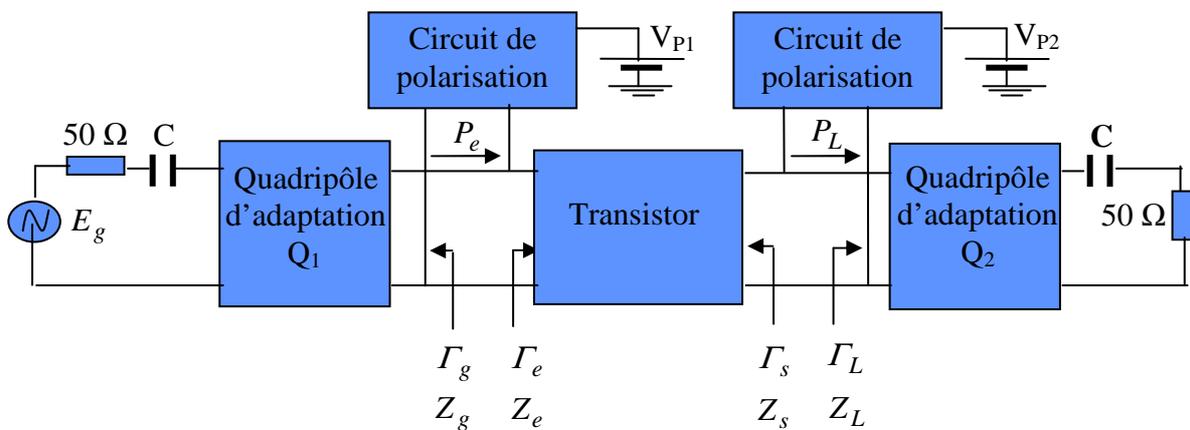


Fig. 1.1 : Configuration d'un amplificateur micro-onde

L'analyse et la conception de ces amplificateurs font appel à la théorie des lignes de transmission et la matrice de répartition  $S$  [1].

### 1.2 Matrice de répartition $S$

#### 1.2.1 Définition

La matrice  $S$  est une matrice qui met en relation les ondes émergentes notées  $b_i$  d'un multipôle à  $N$  accès avec les ondes entrantes notées  $a_i$  dans ce même multipôle ( $i=1,2,\dots,N$ ).

Nous donnons sa définition pour un quadripôle, sa généralisation étant alors évidente. On considère le quadripôle (Fig. 1.2) dont la matrice reliant les ondes émergentes  $b_1$  et  $b_2$  aux ondes incidentes  $a_1$  et  $a_2$  s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Avec :

$$a_i = \frac{V_i + Z_{0i} I_i}{2\sqrt{\operatorname{Re}(Z_i)}} \quad i = 1, 2. \quad (1.2)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_{0i}^* I_i}{2\sqrt{\operatorname{Re}(Z_i)}} \quad i = 1, 2. \quad (1.3)$$

$Z_{0i}$  est appelée impédance de référence ou de normalisation de l'accès  $i$ ,  $V_i$  et  $I_i$  sont respectivement la tension et le courant à l'accès  $i$ .

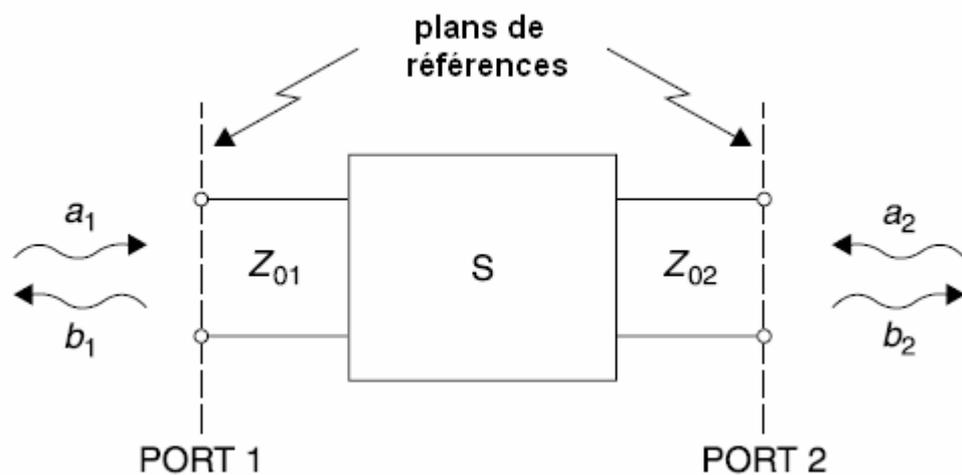


Fig. 1.2 : Quadripôle

### 1.2.2 Signification physique des paramètres S

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

$S_{21} = \left[ \frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2 = 0}$  est le facteur de transmission entrée  $\rightarrow$  sortie, la sortie étant adaptée.

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

$S_{12} = \left[ \frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1 = 0}$  est le facteur de transmission sortie  $\rightarrow$  entrée, l'entrée étant adaptée.

### 1.2.3 Intérêt des paramètres S

Il existe pour l'étude des quadripôles linéaires d'autres paramètres bien connus : paramètres  $H$ ,  $Z$ ,  $Y$ . La détermination expérimentale de ces paramètres exige des mesures en

court-circuit ou en circuit ouvert. Au delà de 100MHz, la condition circuit ouvert (impédance infinie) est difficile à réaliser ; quant à la mise en court-circuit, elle entraîne souvent l'oscillation du montage. Au contraire, les mesures des paramètres  $S$  se font sur entrée et sortie adaptées et n'engendrent pas ces difficultés.

La connaissance des paramètres  $S$  permet en outre de calculer simplement les grandeurs les plus communément recherchées : puissance, gain ou atténuation, facteur de réflexion sur un accès, impédance d'entrée. Leur intérêt pratique est donc grand.

### 1.3 Les gains dans un amplificateur micro-ondes

L'amplificateur micro-onde est illustré par la figure 1.3.

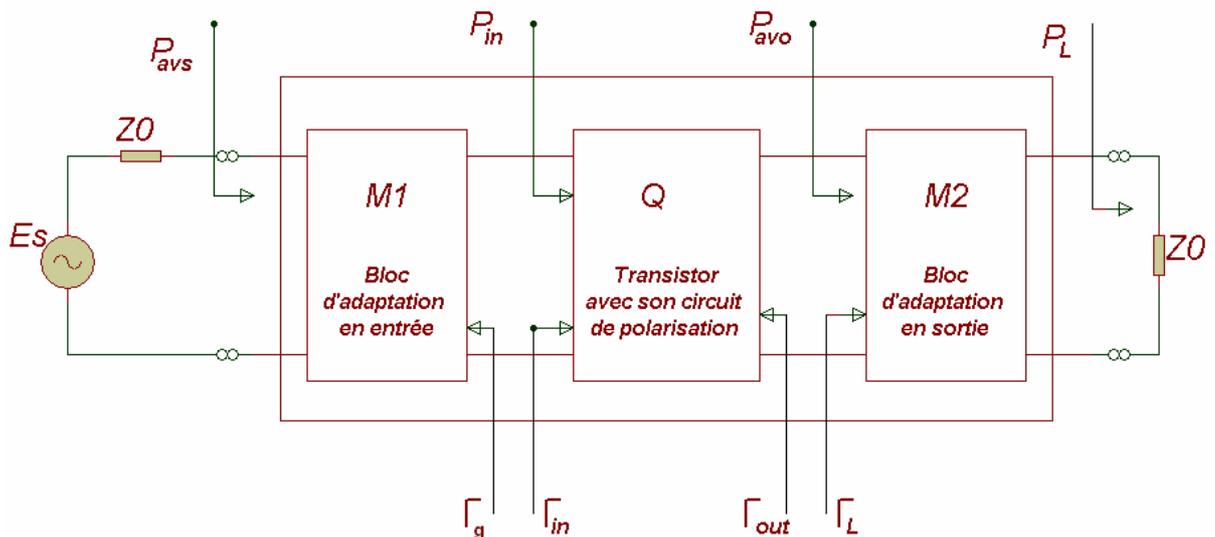


Fig. 1.3 : Schéma d'un amplificateur micro onde.

Du point de vue puissance, un amplificateur micro-onde est caractérisé par ces trois gains en puissance définis comme suit [2]:

- le gain transducique  $G_T$  : 
$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{\text{La puissance délivrée à la charge}}{\text{La puissance disponible à la source}}$$
- le gain en puissance  $G_P$  : 
$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{\text{la puissance délivrée à la charge}}{\text{La puissance entrante}}$$
- le gain disponible  $G_A$  : 
$$G_A = \frac{P_{avo}}{P_{avs}} = \frac{\text{La puissance disponible à la sortie du transistor}}{\text{la puissance disponible à la source}}$$

On définit également les paramètres suivants :

- le coefficient de réflexion de la source :  $\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0}$  (1.4)

- le coefficient de réflexion de la charge :  $\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$  (1.5)

- la puissance disponible à la source :  $P_{avs} = \frac{|E_s|^2}{8Z_0}$  (1.6)

- le coefficient de réflexion à l'entrée du réseau active :  $\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_L S_{22}}$  (1.7)

- le coefficient de réflexion à la sortie du réseau active :  $\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{\Gamma_g S_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_g S_{11}}$  (1.8)

## 1.4 Facteur de bruit d'un amplificateur micro-onde

### 1.4.1 Définition

La sensibilité d'un quadripôle en général est traduite par un facteur, noté  $F$  et appelé facteur de bruit. Il est défini de deux manières différentes :

$$F = \frac{S_e/B_e}{S_s/B_s} \quad (1.9)$$

$$F = \frac{B_s}{GB_e} = \frac{B_s}{GkT_0B} \quad (1.10)$$

où :

- $S_e$  est la puissance du signal utile à l'entrée du quadripôle ;
- $B_e$  est la puissance de bruit à l'entrée du quadripôle ;
- $S_s$  est la puissance du signal utile à la sortie du quadripôle ;
- $B_s$  est la puissance de bruit à la sortie du quadripôle ;
- $G$  est le gain transducique en puissance du quadripôle ;
- $k$  est la constante de Boltzmann ( $1.374 \times 10^{-23}$  joule / °K) ;
- $T_0$  est la température standard du bruit de la source standard ( $290^\circ\text{K}$ ) ;
- $B$  est la bande passante du quadripôle.

A partir de la définition, le facteur de bruit dépend de la structure du quadripôle et de l'impédance interne de la source. Il peut s'exprimer [3] :

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_g} |Y_g - Y_{opt}|^2 \quad (1.11)$$

où:

- $F_{min}$  est le facteur de bruit minimum du transistor obtenu quand  $Y_g = Y_{opt}$  ;
- $R_n$  est la résistance équivalente du bruit ;
- $Y_g = G_g + jB_g$  est l'admittance de source (ou du générateur) ;
- $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$  est l'admittance à présenter à l'entrée du transistor pour obtenir le facteur de bruit minimum.

#### 1.4.2 Quadripôles en cascade

La mise en cascade de  $n$  quadripôles, caractérisés par leurs gains disponibles  $G_{Ai}$  ( $i=1,2..n$ ) et leurs facteurs de bruit  $F_i$ , donne un facteur de bruit global  $F$  qui s'écrit (Formule de Friis) :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{A1}G_{A2}\dots G_{A(n-1)}} \quad (1.12)$$

D'après cette relation, on a intérêt à placer en début d'une chaîne de réception un amplificateur ayant un faible facteur de bruit et un gain aussi élevé que possible. Ainsi, cet amplificateur a pour effet de masquer presque entièrement les bruits générés par les étages qui s'ensuivent.

## Chapitre 2

### Analyse des amplificateurs micro-ondes

#### 2.1 Introduction

Aussi compliqué soit-il, un amplificateur conventionnel à l'état solide inséré ou pas dans un système peut être toujours représenté par le schéma de la figure (2.1) où le générateur de fem  $E_g$  et d'impédance interne  $Z_g$  modélise l'ensemble des composants qui sont en amont du quadripôle actif (transistor) et où la charge  $Z_L$  ceux qui sont en aval. Les impédances  $Z_g$  et  $Z_L$  sont supposées passives, ce qui veut dire qu'elles sont à partie réelle positive quelle que soit la valeur de la fréquence. Elles ont, d'une manière générale, des valeurs différentes de celle ( $Z_0 = 50 \Omega$ ) qui a servi lors de la mesure ou de la caractérisation du transistor. Pour obtenir ces valeurs, on doit intercaler entre le générateur d'impédance interne  $Z_0 = 50 \Omega$  et l'entrée du transistor d'une part, et entre la sortie du transistor et la charge également de même impédance  $Z_0 = 50 \Omega$  d'autre part un quadripôle passif non dissipatif  $Q_1$  (respectivement  $Q_2$ ) (Fig. 2. 2).



Fig. 2.1 : Schéma bloc d'un amplificateur

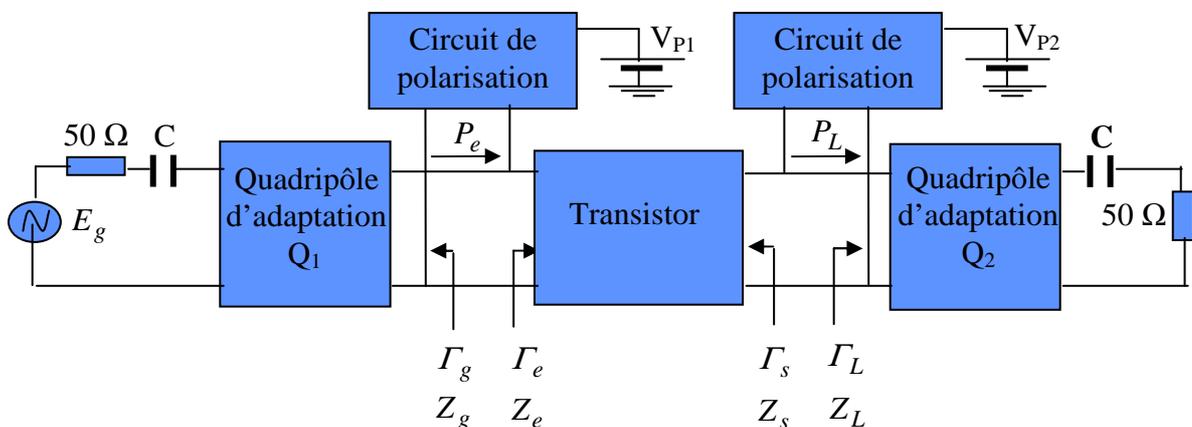


Fig. 2.2 : Configuration d'un amplificateur micro-onde

Les paramètres  $S_{ij}$  du transistor mesurés se réfèrent alors à  $50 \Omega$ , le passage de cette impédance aux impédances de référence  $Z_g$  et  $Z_L$  dans le montage de l'amplificateur, impose de nouveaux paramètres de répartition [4] :

$$[S'] = [A]^{-1} \left( [S] - [\Gamma]^{T*} \right) [I_2] - [\Gamma][S]^{-1} [A]^{T*} \quad (2.1)$$

où :

$$[A] = \frac{1}{2} Z_0^{-1/2} [R']^{-1} \left[ [I_2] - [\Gamma]^{T*} \right] = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$[\Gamma] = \left[ [Z'] - [Z] \right] \left[ [Z'] + [Z] \right]^{-1} = \begin{bmatrix} \Gamma_g & 0 \\ 0 & \Gamma_L \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$[Z'] = \begin{bmatrix} Z_g & 0 \\ 0 & Z_L \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$[Z] = Z_0 [I_2] = Z_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

## 2.2 L'adaptation simultanée

### 2.2.1 L'adaptation

Le rôle des quadripôles adaptateurs est de permettre le transfert de la puissance disponible (puissance maximale) du générateur vers la charge. Pour cela, ces quadripôles doivent être sans pertes, donc comprenant des réactances ou des lignes non dissipatives, et présenter une impédance d'entrée telle que  $Z_L = Z_g^*$  (\* : conjugué). Cette condition n'est valable qu'à la fréquence  $f_0$  de réalisation du circuit, autrement dit l'adaptation est à bande étroite. Le nombre de composants constituant ces quadripôles est au moins deux.

Deux topologies (Fig.2.3) permettent de réaliser l'adaptation d'une charge complexe  $Z_L$  quelconque où :

- les éléments localisés ou semi localisés sont des réactances telles que  $X_1 X_2 < 0$
- les éléments semi localisés ou distribués sont des lignes dont les paramètres  $X_i$  peuvent être soit les longueurs des lignes ou leurs impédances caractéristiques.

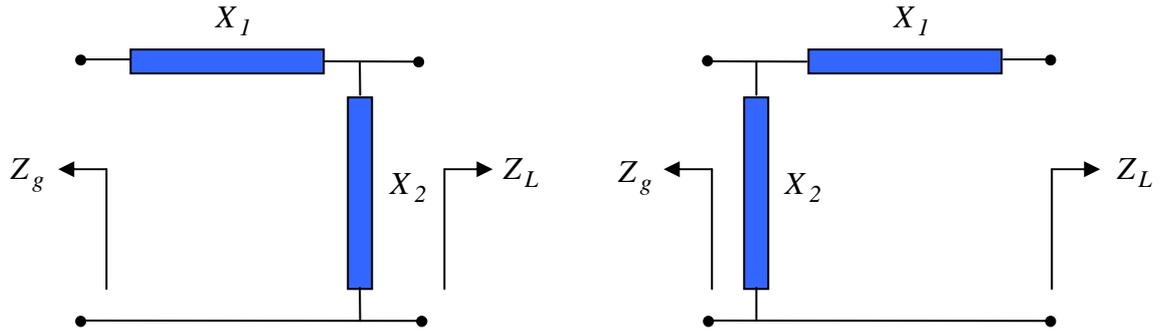


Fig.2.3 : Quadripôles adaptateurs

Il est clair que si l'adaptation est effectuée à l'entrée du quadripôle adaptateur, il se trouve que sa sortie est aussi adaptée ; ce qui n'est pas le cas pour les deux accès d'un transistor qui nécessitent à la fois la réalisation de l'adaptation appelée « adaptation simultanée ».

### 2.2.2 L'adaptation simultanée

Pour l'adaptation simultanée, les quadripôles adaptateurs  $Q_1$  et  $Q_2$  doivent respectivement transformer l'impédance standard  $Z_0 = 50 \Omega$  en  $Z_g$  et  $Z_L$  (Fig.2.2) telles que :

$$\begin{cases} Z_g = Z_e^* & \Leftrightarrow \Gamma_g = \Gamma_e^* & (2.6a) \\ Z_L = Z_s^* & \Leftrightarrow \Gamma_L = \Gamma_s^* & (2.6b) \end{cases}$$

En utilisant les relations (1.7) et (1.8) pour résoudre le système d'équations (2.6a-b), traduisant l'adaptation simultanée, on aboutit à une équation du second degré en  $\Gamma_g$  (respectivement en  $\Gamma_s$ ) dont les solutions sont :

$$\Gamma_{gm} = \frac{C_1^* [B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2}]}{2|C_1|^2} \quad (2.7)$$

$$\Gamma_{Lm} = \frac{C_2^* [B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2}]}{2|C_2|^2} \quad (2.8)$$

où :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |A|^2 \quad (2.9)$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.10)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (2.11a)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (2.11b)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.12)$$

Le signe – est utilisé lorsque  $B_i > 0$  et le signe + lorsque  $B_i < 0$  ( $i=1,2$ ).

Les solutions (2.7) et (2.8) sont les coefficients de réflexion de source et de charge assurant l'adaptation simultanée et dont les modules doivent être de valeurs inférieures à l'unité. Il en découle, pour l'adaptation simultanée, la condition nécessaire et suffisante suivante :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.13)$$

$$\text{Si } |S_{12}S_{21}| \neq 0,$$

$$\text{où } |S_{11}| < 1, \quad |S_{22}| < 1 \quad (2.14)$$

$K$  est appelé facteur de stabilité de Rollet.

## 2.3 Les gains dans un amplificateur micro-onde

Dans ce paragraphe, on va donner les expressions des gains transducique, en puissance et disponible, en partant de leur définition et de la relation matricielle (2.1).

### 2.3.1 Gain transducique

Le gain transducique est défini (Fig. 2.2) comme suit :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{dis1}} = \frac{\frac{1}{2}(\text{Re } Z_L) |I_2|^2}{|E_g|^2 / 8(\text{Re } Z_g)}$$

Qui s'exprime, en vertu de la relation (2.1) :

$$G_T = |S'_{21}|^2 = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - \Gamma_g S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_g \Gamma_L S_{12} S_{21}|^2} \quad (2.15)$$

Où :

- $I_2$  est le courant à la sortie du transistor ;

- $P_L$  est la puissance délivrée à la charge ;
- $P_{disl}$  est la puissance disponible à l'entrée.

$G_T$  peut s'exprimer en fonction de  $\Gamma_e$  par :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - \Gamma_e \Gamma_g|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.16)$$

et en fonction de  $\Gamma_g$  par :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - \Gamma_s \Gamma_L|^2 |1 - S_{11} \Gamma_g|^2} \quad (2.17)$$

Dans le cas de l'adaptation simultanée, le gain transducique s'obtient en remplaçant (2.7), (2.8) et (2.13) dans (2.15) :

Si  $|S_{12} S_{21}| \neq 0$  et  $B_I < 0$ .

$$G_{max} = |S'_{21}|^2 = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left( K + \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (2.18a)$$

Si  $|S_{12} S_{21}| \neq 0$  et  $B_I > 0$ .

$$G_{max} = |S'_{21}|^2 = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (2.18b)$$

Si le transistor est unilatéral ( $S_{12} = 0$ ), le gain transducique est :

$$G_u = |S'_{21}|^2 = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_g S_{11}|^2 |1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \quad (2.19)$$

et à l'adaptation ( $\Gamma_g = S_{11}^*$  et  $\Gamma_L = S_{22}^*$ ), il devient :

$$G_{u_{max}} = |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.20)$$

### 2.3.2 Gain en puissance

D'après sa définition, le gain en puissance peut s'exprimer ainsi :

$$G_p = \frac{P_L}{P_e} = \frac{\frac{1}{2} (Re Z_L) |I_2|^2}{\frac{1}{2} (Re Z_e) |I_1|^2}$$

Où  $I_1$  est le courant à l'entrée du transistor.

En termes d'ondes et de paramètres de répartition, normalisés par rapport à l'impédance de source  $Z_g$  et à l'impédance de charge  $Z_L$ ,  $G_p$  s'écrit :

$$G_p = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} = \frac{|b_2|^2 / |a_1|^2}{1 - (|b_1|^2 / |a_1|^2)} = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2} \quad (2.21)$$

On remarque que  $G_p$ , par définition, est indépendant de l'impédance de source ; en usant de cette caractéristique ( $\Gamma_g = 0$ ), la relation matricielle (2.1) donne le résultat suivant :

$$S'_{21} = \frac{1}{A_2} \frac{S_{21}(1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (2.22)$$

$$S'_{11} = \frac{(1 - \Gamma_L S_{22})S_{11} + \Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (2.23)$$

où 
$$A_2 = (1 - \Gamma_L^*) |1 - \Gamma_L|^{-1} (1 - |\Gamma_L|^2)^{1/2} \quad (2.24)$$

En combinant les relations (2.21) à (2.24), on obtient :

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2 - |(1 - \Gamma_L S_{22})S_{11} + \Gamma_L S_{12} S_{21}|^2} \quad (2.25)$$

Ou bien :

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(C_2 \Gamma_L)} \quad (2.26)$$

où  $C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$

### 2.3.3 Gain disponible

Il s'écrit :

$$G_a = \frac{P_{dis2}}{P_{dis1}} = \frac{|E_s|^2 / 8(\operatorname{Re} Z_s)}{|E_g|^2 / 8(\operatorname{Re} Z_g)}$$

où :

- $E_s$  et  $Z_s$  sont respectivement la fem et l'impédance de sortie ;
- $P_{dis1}$  est la puissance disponible à l'entrée ;

- $P_{dis2}$  est la puissance disponible en sortie.

$G_a$  ne dépend donc pas de la charge.

Compte tenu de sa définition, on écrit  $G_a$  comme suit :

$$G_a = \left( \frac{\text{Puissance disponible en sortie}}{\text{Puissance disponible à l'entrée}} \right) \left( \frac{\text{Puissance délivrée à la charge}}{\text{Puissance délivrée à la charge}} \right)$$

$$= \left( \frac{\text{Puissance délivrée à la charge}}{\text{Puissance disponible à l'entrée}} \right) \frac{1}{(\text{Puissance délivrée à la charge}/\text{Puissance disponible en sortie})}$$

Puisque la puissance délivrée à la charge est égale à la différence entre la puissance disponible en sortie et celle réfléchiée par cette même charge, et comme le rapport de la puissance réfléchiée par la charge à la puissance disponible en sortie est  $|S'_{22}|^2$ , on en conclut :

$$G_a = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{22}|^2} \quad (2.27)$$

En utilisant la relation matricielle (2.1), on obtient :

$$G_a = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)}{1 - |S_{22}|^2 + |\Gamma_g|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(C_I \Gamma_g)} \quad (2.28)$$

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

Comparativement aux gains en puissance  $G_p$  et disponible  $G_a$ , le gain transducique  $G_T$  est la grandeur la plus utilisée en raison du nombre de paramètres de conception  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  qui est le double de ceux nécessaires lorsqu'on utilise  $G_p$  et  $G_a$ . Ce qui signifie que l'un ou l'autre peut s'obtenir à partir de  $G_T$ .

L'expression de  $G_T$  montre que si les valeurs des paramètres  $S_{ij}$  sont fixées en fonction des conditions de polarisation, celles des coefficients  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$ , par contre, sont calculées par le concepteur selon le but recherché.

## 2.4 Etude de la stabilité des amplificateurs

Certains éléments parasites au sein du transistor micro-onde, interconnectant l'entrée et la sortie, peuvent constituer des circuits de réaction, auquel cas le transistor entrerait en oscillation.

Il est donc obligatoire d'étudier la stabilité d'un amplificateur. On distingue deux types de stabilité :

- Stabilité inconditionnelle : l'amplificateur est dit inconditionnellement stable si les parties réelles des impédances d'entrée et de sortie sont positives pour toute valeur de l'impédance de charge  $Z_L$  et de l'impédance de source  $Z_g$ ,  $Z_L$  et  $Z_g$  étant supposées passives. Il y a donc instabilité inconditionnelle si et seulement si :

$$|\Gamma_e| = \left| S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1, \quad |\Gamma_L| < 1 \quad (2.29a)$$

et

$$|\Gamma_s| = \left| S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} \right| < 1, \quad |\Gamma_g| < 1 \quad (2.29b)$$

Les relations (2.29a) et (2.29b) sont équivalentes à  $|S'_{11}| < 1$  et  $|S'_{22}| < 1$ . Pour une stabilité inconditionnelle, la condition nécessaire et suffisante suivante :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.30a)$$

et

$$|\Delta| < 1 \quad (2.30b)$$

Un nouveau critère qui a été établi combine les deux paramètres  $K$  et  $\Delta$  en un seul paramètre  $\mu$  [5] :

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^*\Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (2.31)$$

- Stabilité conditionnelle : L'oscillation est possible si les impédances d'entrée et de sortie du transistor ont chacune une partie réelle négative, ce qui se traduit par  $|\Gamma_e| > 1$

et  $|\Gamma_s| > 1$ . Cet état est respectivement engendré par certaines charges  $Z_L$  et sources  $Z_g$  passives mais pour certaines fréquences, ce qui équivaut à  $|\Gamma_L| < 1$  et  $|\Gamma_g| < 1$ .

L'étude de la stabilité consiste à chercher le lieu des valeurs de  $\Gamma_g$  (respectivement  $\Gamma_L$ ) donnant la valeur critique  $|\Gamma_s| = 1$  (respectivement  $|\Gamma_e| = 1$ ). En tenant compte de cette valeur critique et en utilisant les relations (1.7) et (1.8), on trouve que le lieu de  $\Gamma_g$  est un cercle appelé cercle de stabilité de source, et celui de  $\Gamma_L$  est également un cercle appelé cercle de stabilité de charge. Ces deux cercles forment, sur l'abaque de Smith, les frontières entre les zones de stabilité et les zones d'instabilité. Les centres et les rayons de ces cercles s'expriment ainsi :

- cercle de stabilité de source :

$$\text{Centre du cercle} \quad C_g = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.32a)$$

$$\text{Rayon du cercle} \quad r_g = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| \quad (2.32b)$$

- cercle de stabilité de charge :

$$\text{Centre du cercle} \quad C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.33a)$$

$$\text{Rayon du cercle} \quad r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| \quad (2.33b)$$

Ces deux cercles vont être représentés par un seul cercle de centre  $\Omega_2$  ( $\Omega_2 = C_g$  ou  $\Omega_2 = C_L$ ) et de rayon  $R_2$  ( $R_2 = r_g$  ou  $R_2 = r_L$ ),  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$  par  $\Gamma_1$ .

En envisageant trois cas différents avec  $|S_{ii}| < 1$  ( $i=1,2$ ) :

- Si le cercle  $(\Omega_2, R_2)$  ne coupe pas l'abaque de Smith (Fig.2.4), la stabilité est inconditionnelle vérifiant la condition :

$$|\Omega_2| - R_2 > 1 \quad (2.34)$$

- Si le cercle  $(\Omega_2, R_2)$  ne contient pas le centre de l'abaque de Smith (Fig.2.5), le domaine intérieur délimité avec ce dernier correspond à des valeurs de  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$

engendrant l'instabilité. On a donc une stabilité conditionnelle et dans ce cas n'importe quelle charge passive ne peut être choisie ;

- Si le cercle  $(\Omega_2, R_2)$  contient le centre de l'abaque de Smith (Fig.2.6), le domaine extérieur délimité avec ce dernier est une zone d'instabilité, c'est donc un cas de stabilité conditionnelle.

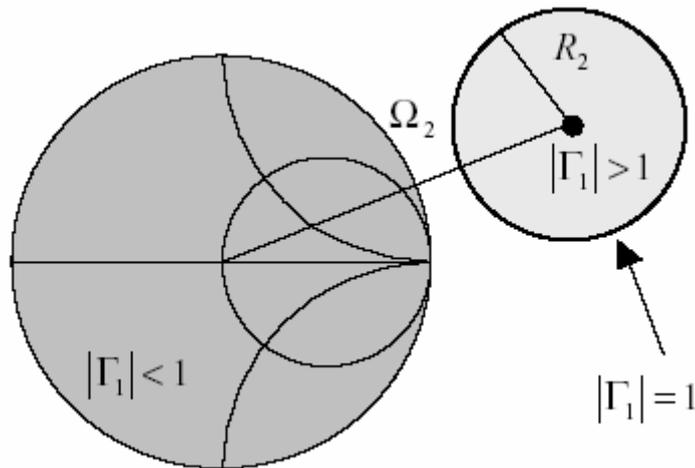


Fig. 2.4 : Cercle de stabilité – cas stabilité inconditionnelle  $|S_{ii}| < 1$  ( $i=1,2$ )

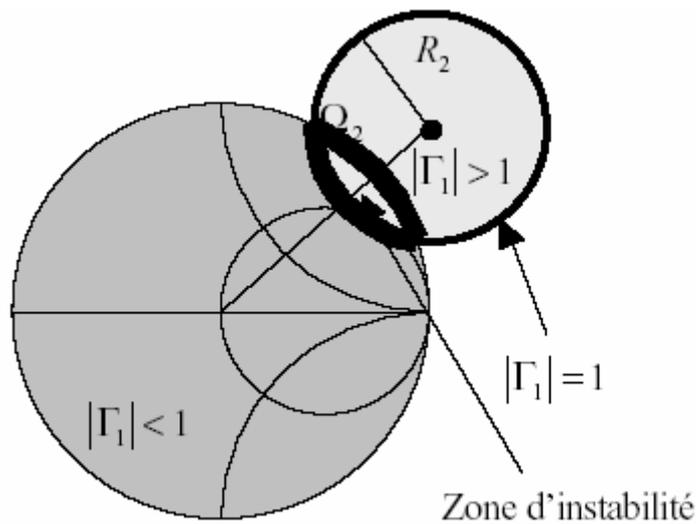


Fig.2.5 : Cercle de stabilité – cas stabilité conditionnelle  $|S_{ii}| < 1$  ( $i=1,2$ )

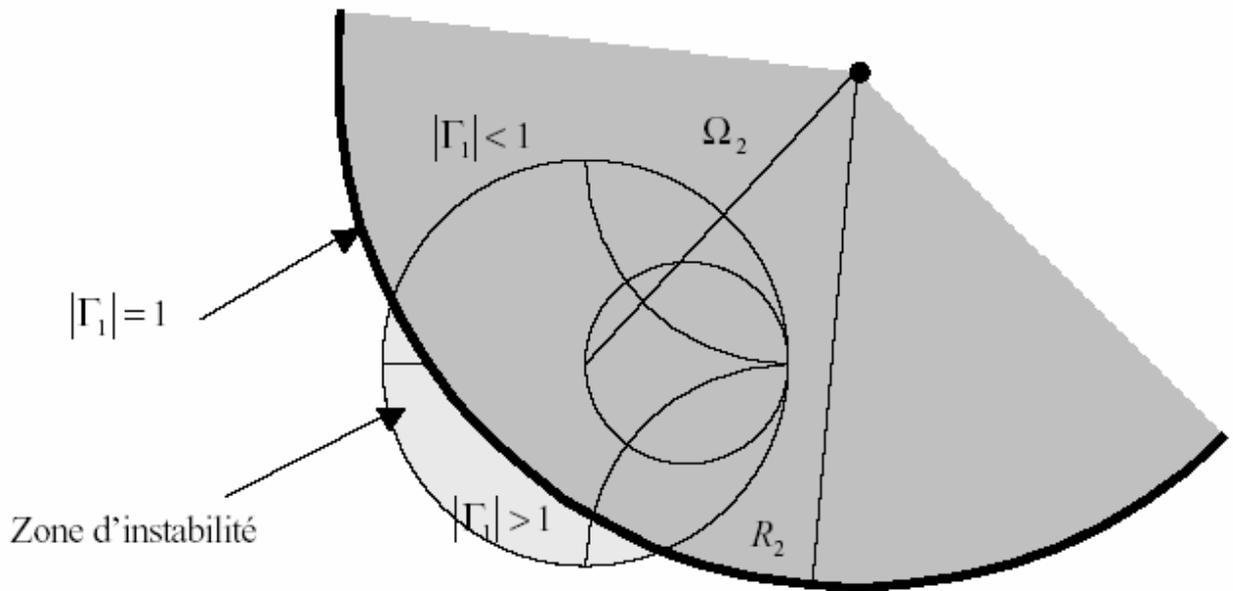


Fig. 2.6 : Cercle de stabilité – cas stabilité conditionnelle  $|S_{ii}| < 1$  ( $i=1,2$ )

Dans le cas où  $|S_{ii}| > 1$ , la zone d'instabilité devient la zone de stabilité et vice versa.

### 2.5 Cercle à gain constant

Dans le cas d'un transistor unilatéral ( $S_{12}=0$ ) l'équation (2.15) devient :

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_g|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.35)$$

On peut considérer ce gain comme le produit de trois termes :

$$G_{TU} = G_1 |S_{21}|^2 G_2 \quad (2.36)$$

$G_1$  représente la contribution du réseau d'adaptation d'entrée et  $G_2$  celle du réseau d'adaptation de sortie sur le gain global. Dans le cas de l'adaptation simultanée,  $G_1$ ,  $G_2$  s'écrivent :

$$G_{1 \max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad \text{et} \quad G_{2 \max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

En développant la relation

$$\frac{1 - |\Gamma_g|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2} = G_1 = Cte \quad (2.37)$$

on trouve l'équation du cercle, lieu de  $\Gamma_g$  :

$$|\Gamma_g|^2 - 2 \frac{G_1}{1 + G_1 |S_{11}|^2} \operatorname{Re}\{S_{11} \Gamma_g\} = \frac{1 - G_1}{1 + G_1 |S_{11}|^2} \quad (2.38)$$

Donc le rayon et le centre de ce cercle sont :

$$R_1 = \frac{\sqrt{1 - G_1(1 - |S_{11}|^2)}}{1 + G_1 |S_{11}|^2} \quad (2.39a)$$

$$\Omega_1 = \frac{G_1}{1 + G_1 |S_{11}|^2} S_{11}^* \quad (2.39b)$$

Par permutation d'indice, on trouve également un cercle, lieu de  $\Gamma_L$  donnant  $G_2$  constant. Ces cercles sont tracés sur l'abaque de Smith.

## Chapitre 3

### Introduction aux composants passifs et actifs micro ondes

#### 3.1 Introduction

Les circuits micro ondes peuvent être réalisés en technologie hybride ou monolithique. Les composants passifs peuvent être à constantes réparties ou localisées. Les dispositifs actifs à l'état solide sont soit sous forme de puce ou insérés à l'intérieur d'un boîtier. L'avantage du boîtier réside dans la protection du dispositif actif lors de son montage dans un circuit et son inconvénient dans le fait que les effets parasites qu'il induit sont d'autant plus perceptibles que la fréquence est élevée.

L'objectif de ce chapitre est d'introduire les composants passifs et actifs susceptibles d'être utilisés dans les amplificateurs à transistors micro ondes.

Les composants passifs à constantes réparties sont construits avec la ligne micro ruban et ceux à constantes localisées qui sont l'inductance, la capacité et la résistance. Hormis la résistance, ces derniers, s'ils sont réalisés avec la ligne micro ruban mais de longueur très courte, ne dépendent pas de la fréquence et sont appelés circuits à constantes semi localisées.

Les composants actifs sont le transistor bipolaire et le transistor à effet de champ.

#### 3.2 Circuits à constantes réparties et semi localisées

Les éléments passifs à constantes réparties comme les condensateurs et les selfs peuvent être réalisés avec des lignes de transmission. Il suffit pour cela que l'extrémité de la ligne soit fermée ou ouverte.

- pour une ligne court-circuitée, l'impédance présentée :  $Z_e = jZ_C \operatorname{tg}(\beta l)$  (3.1)

- pour une ligne ouverte, l'impédance présentée :  $Z_e = -jZ_C \operatorname{cot} g(\beta l)$  (3.2)

##### 3.2.1 Réalisation de condensateur

En prenant une ligne court-circuitée et en choisissant une longueur convenable, l'entrée de la ligne peut être assimilée à un condensateur dont la capacité  $C$  est telle que :

$$Z_e = jZ_C \operatorname{tg}(\beta l) = -j \frac{1}{C\omega} \quad (3.3)$$

Ce qui implique

$$C = -\frac{1}{\omega \cdot Z_C \operatorname{tg}(\beta l)} \quad (3.4)$$

On peut aussi réaliser, avec une ligne ouverte, une capacité s'exprimant ainsi

$$C = \frac{l}{\omega Z_C \cot g(\beta l)} \quad (3.5)$$

Les relations (3.4) et (3.5) indiquent que  $C$  varie avec la fréquence. Pour que  $C$  soit constante, il faut prendre une ligne ouverte de longueur  $l \ll \lambda$ , ce qui nous permet d'approximer (3.5) qui devient alors

$$C = \frac{l}{v Z_C} \quad (3.6)$$

Où  $v$  est la vitesse de propagation. C'est ce qu'on appelle un circuit à constantes semi localisées.

### 3.2.2 Réalisation d'inductance

Il suffit de reprendre les équations (3.1) et (3.2) et écrire  $Z_e = jL \omega$ . Dans ce cas, l'inductance  $L$  dépend également de la fréquence. Pour qu'elle soit invariable avec la fréquence, il faut utiliser une ligne court-circuitée et de longueur  $l \ll \lambda$  (circuit à constantes semi localisées), ce qui donnera :

$$L = \frac{Z_C l}{v} \quad (3.7)$$

Si les circuits à constantes semi localisées se trouvent associés à d'autres circuits, une condition supplémentaire doit être ajoutée à savoir :

- pour une capacité :  $Z_C \ll Z_G$  et  $Z_C \ll Z_L$  ;
- pour une inductance :  $Z_C \gg Z_G$  et  $Z_C \gg Z_L$

Où  $Z_G$  et  $Z_L$  sont respectivement l'impédance du générateur et l'impédance de la charge.

### 3.3 ligne microruban

Il existe plusieurs types de lignes à ruban, mais celle qui s'adapte le mieux avec les dispositifs actifs à l'état solide est la ligne micro ruban (Fig.3.1).

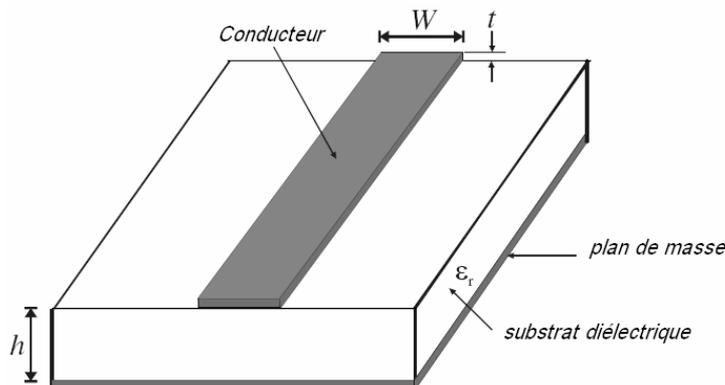


Fig. 3 .1 : Ligne micro ruban

Les deux paramètres caractéristiques de la ligne micro ruban sont son impédance caractéristique  $Z_C$  et sa permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  qui s'expriment selon Hammerstadt dans le cas statique [12]:

- si  $w > h$  :

$$\begin{cases} \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} \\ Z_C = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right)} \end{cases} \quad (3.8a)$$

- si  $w < h$  :

$$\begin{cases} \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right) \\ Z_C = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \end{cases} \quad (3.8b)$$

### 3.4 Circuits à constantes localisées

Les composants à constantes localisées sont des éléments dont les dimensions sont très inférieures à la longueur d'onde, ce qui donne des paramètres indépendants de la fréquence.

#### 3.4.1 Réalisation de résistance

Les résistances sont utilisées dans les circuits intégrés micro ondes (MICs) pour les réseaux de polarisation, et des atténuateurs, elles sont utilisées parfois dans les cellules de polarisations dans les amplificateurs.

Leurs critères de performance restent les mêmes que ceux des résistances basses fréquences : bonne stabilité, un faible coefficient de température.

Une résistance typique, réalisée avec un film métallique fin, est montrée sur la figure (3.2) Elle consiste en un film métallique très fin déposé sur un substrat isolateur ; le matériau dont le film est réalisé peut être de l'aluminium, nichrome, titane, tantale, cuivre, or, et d'autres matériaux dont la résistivité est entre 30 et 1000  $\Omega$ .

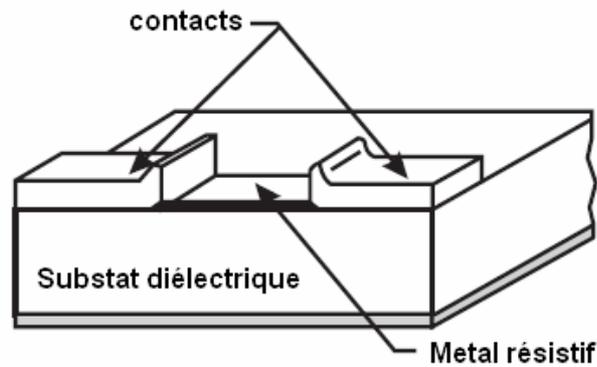


Fig. 3.2 : Résistance à film métallique fin

### 3.4.2 Réalisation d'inductance

Une inductance peut être réalisée par un ruban métallique de largeur  $W$ , d'épaisseur  $t$  et de longueur  $l$  données par:

$$L(nH) = 2 \times 10^{-4} l \left( \ln \left( \frac{l}{W+t} \right) + 1.193 + \left( \frac{W+t}{3l} \right) \right) \cdot K_g \quad (3.9)$$

où  $K_g = 0.57 - 0.145 \ln \left( \frac{W}{H} \right)$

Cette inductance a une valeur n'excédant pas 2 à 3 nH. Pour des inductances plus grandes de plusieurs nano henry, on utilise la bobine réalisée par un film métallique très fin en forme de spirale dont toutes les dimensions sont en microns et  $n$  le nombre de spires (Fig.3.3). Son inductance s'écrit :

$$L(nH) = 0.03937 \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} \quad (3.10)$$

où  $a = \frac{D_o + D_i}{4}$  et  $c = \frac{D_o - D_i}{2}$

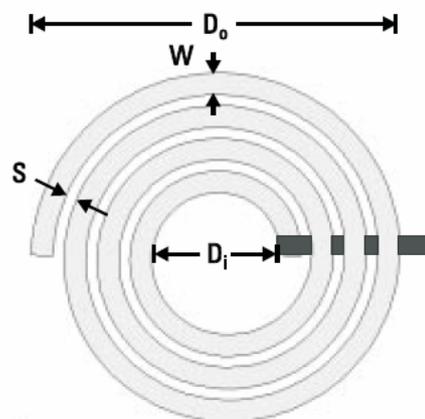


Fig. 3.3: Inductance spirale

La bobine de choc utilisée particulièrement dans les circuits de polarisation en radiofréquence est formée de spirale carrée, rectangulaire ou circulaire.

L'expression de l'inductance à spirale carrée (Fig. 3.4) est donnée par :

$$L(nH) = 8.5\sqrt{A} \cdot n^{5/3} \quad (3.11)$$

Où  $A = l \times l$  est la surface du carré en  $\text{cm}^2$  et  $n$  est le nombre de spire.

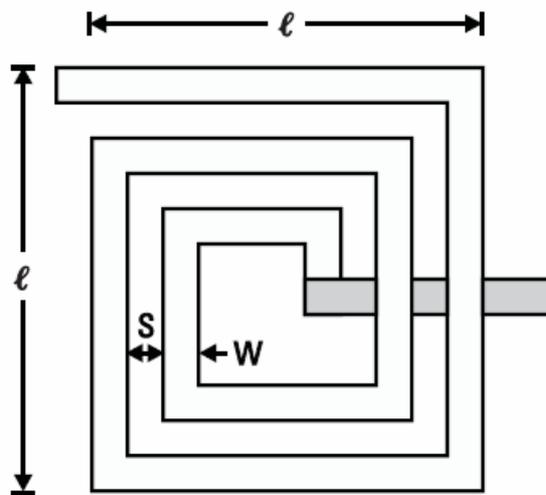


Fig. 3.4 : Inductance à spirale carrée

### 3.4.3 Réalisation de condensateur

Les deux types de condensateurs qui sont largement utilisés sont le condensateur metal-oxide-metal (Fig.3.5) et le condensateur interdigité (Fig.3.6). Les condensateurs métal - oxyde -métal à trois couches, la couche supérieure et inférieure représentent les électrodes du condensateur qui encapsulent la couche diélectrique. La capacité de ce condensateur est approximée par:

$$C( pF ) = 8.85 \times 10^{-3} \varepsilon_r \frac{w \times l}{d} \quad (3.12)$$

où  $\varepsilon_r$  est la permittivité relative du diélectrique ;  $W$ ,  $l$ , et  $d$  sont exprimés en millimètre.

Le condensateur interdigité peut être réalisé avec la lignes micro ruban, dont la capacité est entre  $0.1$  et  $15 pF$ . Ces condensateurs résonnent à des fréquences basses. La capacité de ce type de condensateur est donnée par:

$$C( pF ) = \frac{\varepsilon_r + 1}{W} l [ (N - 3) A_1 + A_2 ] \quad (3.13)$$

avec :

$$A_1( pF / \mu m ) = 4.409 \cdot \tanh \left[ 0.55 \left( \frac{h}{w} \right)^{0.45} \right] \times 10^{-6} \quad (3.14)$$

$$A_2( pF / \mu m ) = 9.92 \cdot \tanh \left[ 0.52 \left( \frac{h}{w} \right)^{0.5} \right] \times 10^{-6} \quad (3.15)$$

$N$  le nombre des bras.

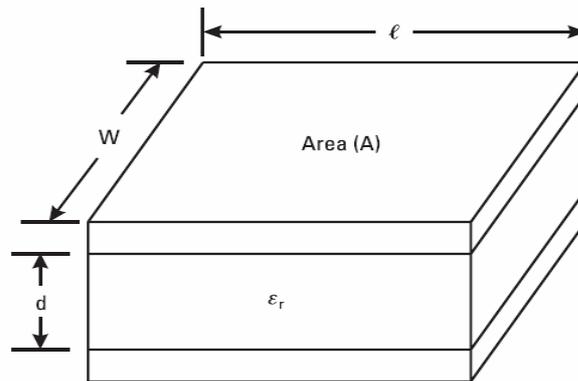


Fig. 3.5: Condensateur métal - oxyde- métal.

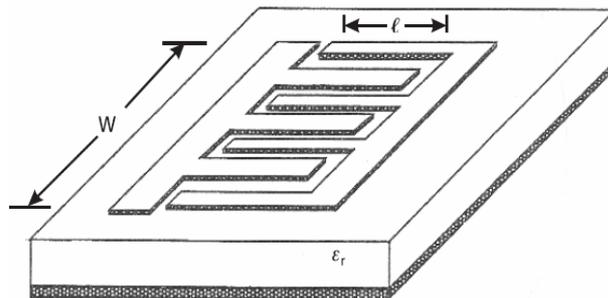


Fig. 3.6 : Condensateur interdigité

Le condensateur le plus utilisé est celui de la figure (3.7) car sa forme le rend compatible avec la ligne micro ruban.

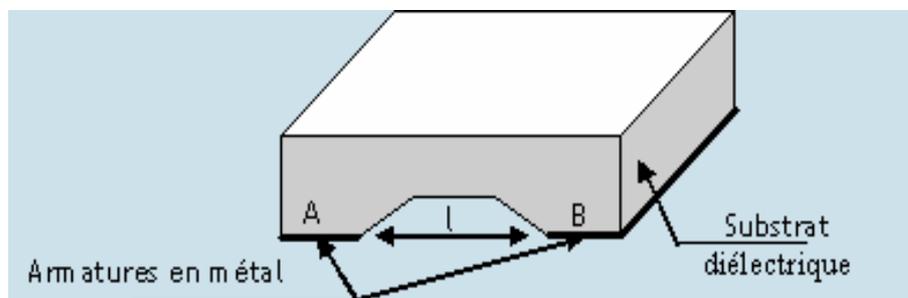


Fig. 3.7 : Condensateur compatible avec la ligne micro ruban.

### 3.5 Transistors micro-ondes

Pour un transistor micro onde, on définit deux fréquences caractéristiques : la fréquence de coupure et la fréquence maximale d'oscillation.

- La fréquence de coupure  $f_T$  est définie lorsque l'amplitude du gain en courant, sortie en court circuit  $H_{21}$ , est égale à 1, c'est-à-dire 0 dB ;
- La fréquence maximale d'oscillation  $f_{MAX}$  est définie lorsque le gain unilatéral en puissance est égal à 1, c'est-à-dire 0 dB.

Ces grandeurs se déterminent à partir du schéma équivalent du composant.

#### 3.5.1 Transistor bipolaire

Le modèle électrique du transistor bipolaire micro-onde est donné par la figure 3.8 où :

- $L_b, L_c$  et  $L_e$  sont les inductances des contacts métalliques du transistor ;
- $R_e$  est résistance des contacts métalliques du transistor
- $r_{bb'}$  est la résistance de la base ;
- $r_{b'e}$  est la résistance parasite de la zone de déplétion entre base et l'émetteur ;
- $C_{b'e}$  est la capacité de la zone de déplétion entre base et l'émetteur.
- $C_{b'c}$  est la capacité parasite de la zone de déplétion entre base et le collecteur.
- $g_m$  est la transconductance.

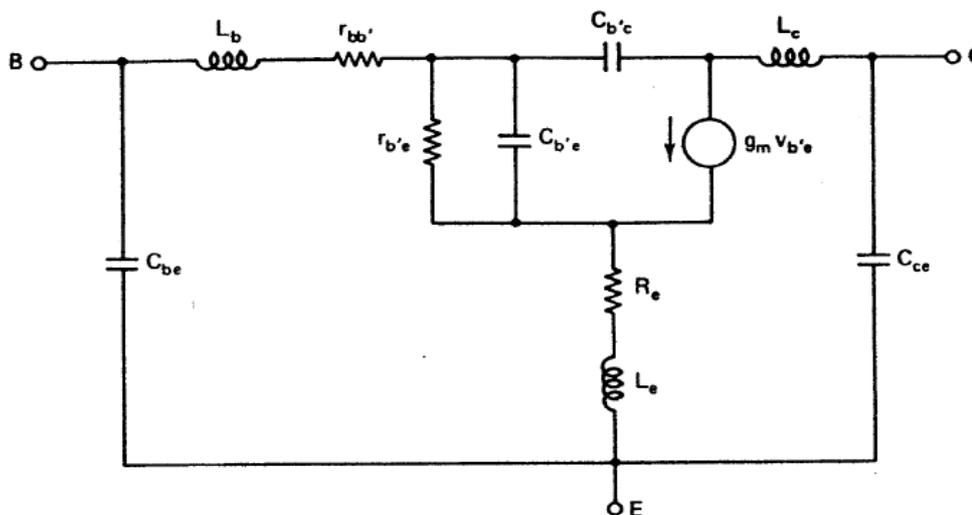


Fig. 3.8 : Schéma équivalent d'un transistor bipolaire

A partir de ce modèle, on peut trouver les expressions des deux fréquences caractéristiques  $f_T$  et  $f_{MAX}$  [6] :

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \quad (3.16)$$

$$f_{MAX} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_{b'e} C_{b'c}}} \quad (3.17)$$

### 3.5.2 Transistor à effet de champ

Le schéma équivalent du transistor à effet de champ micro-onde est donné par la figure (3.9).

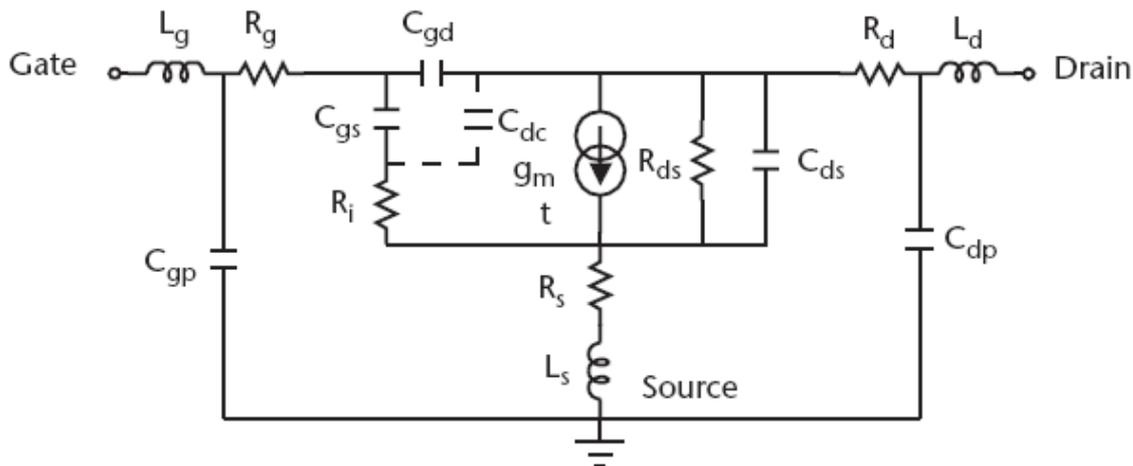


Fig. 3.9 : Schéma équivalent du transistor à effet de champ

Les expressions de  $f_T$  et  $f_{MAX}$  sont données par [6] :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (3.18)$$

$$f_{\max} = \frac{g_m}{4\pi C_{gs}} \left( \frac{R_{ds}}{R_i} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.19)$$

### 3.6 Circuits de polarisation

En micro-ondes, les circuits de polarisation peuvent être à constantes localisées ou à constantes réparties. Ils doivent être conçus de sorte que le courant hyperfréquence qui y circule soit nul, autrement dit les impédances qu'ils présentent doivent être de valeur infinie.

### 3.6.1 Circuits de polarisation à constantes localisées

#### 3.6.1.1 Circuits de polarisation pour le transistor à effet de champ

Les éléments importants de ces circuits sont la self de choc et le condensateur de découplage (Fig.3.10). Les tensions de polarisation continues de grille et de drain du composant ne peuvent pas, dans le cas d'un circuit hautes fréquences, être directement appliquées. Un élément à haute impédance est placé pour s'assurer que tout le signal RF sera transmis au composant, et cela sans aucune fuite dans le circuit de polarisation DC. C'est le rôle de l'inductance  $L_{DC}$ . Comme cet élément inductif ne peut pas être parfaitement équivalent à un circuit ouvert (impédance infinie), une partie du signal RF circulera tout de même au travers de cette inductance ; il sera ensuite dirigé vers la masse à l'aide de la capacité shunt  $C_{RF\ SHUNT}$ .

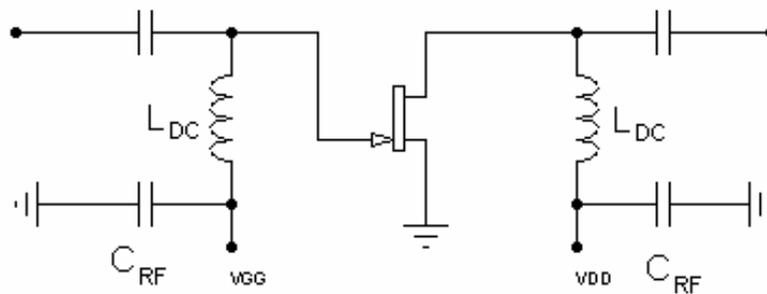


Fig.3.10 : Circuit polarisation à constantes localisées d'un FET.

#### 3.6.1.2 Circuits de polarisation pour le transistor bipolaire

Le circuit de polarisation du transistor bipolaire contrairement à celui du transistor FET utilise des résistances (Fig.3.11).

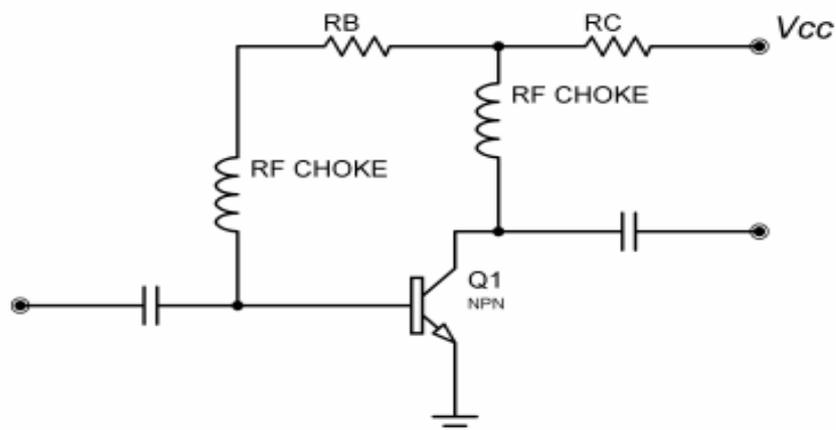


Fig.3.11 : Circuit de polarisation à constantes localisées d'un transistor bipolaire micro onde

### 3.6.2 Circuits de polarisation à constantes réparties

Il existe deux types de circuits de polarisation à constantes réparties. Le premier circuit se compose de deux lignes de même longueur égale à  $l = \frac{\lambda}{4}$ ,  $\lambda$  étant la longueur calculée à la fréquence centrale  $f_0$ , mais d'impédances très différentes  $Z_1 \gg Z_2$  (Fig.3.12). La ligne d'impédance  $Z_2$  est ouverte à son extrémité, l'impédance d'entrée  $Z_e$  est donc de valeur infinie à  $f_0$ , ce qui n'est pas le cas lorsqu'on s'éloigne de cette fréquence. Comme un signal est généralement caractérisé par un spectre de fréquence plus ou moins large, l'impédance d'entrée du circuit de polarisation ne va pas garder la valeur infinie sur tout ce spectre. A une fréquence  $f$  du spectre, ceci va engendrer des pertes par réflexion d'autant plus élevées que l'écart entre cette fréquence et  $f_0$  est grand. Pour atténuer ces pertes, le choix du couple d'impédances ( $Z_1, Z_2$ ) doit être tel que le taux d'onde stationnaire (TOS) du circuit de polarisation varie le moins possible sur une large bande de fréquence avec la fréquence.

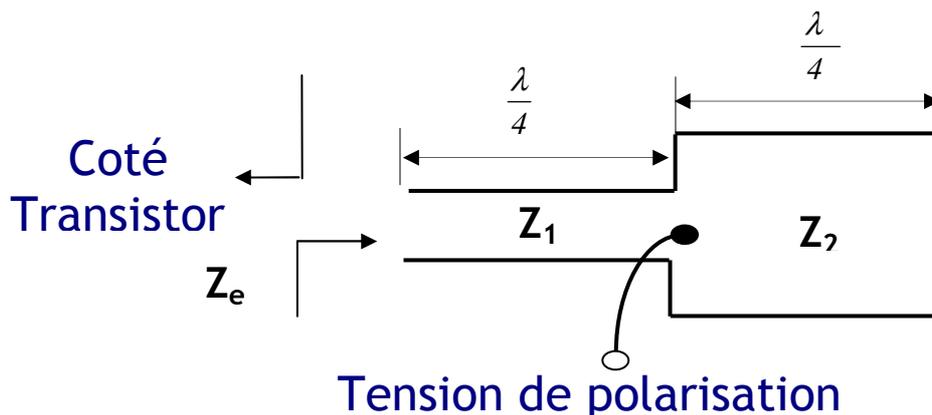


Fig. 3.12 Circuit de polarisation à constantes réparties

En technologie micro ruban, la valeur de l'impédance caractéristique varie approximativement entre  $10 \Omega$  et  $300 \Omega$  donnant un rapport des largeurs de ligne de l'ordre de 30. L'interconnexion de deux lignes  $Z_1$  varie de 50 à  $150 \Omega$  et  $Z_2 = 50 \Omega$  comme c'est le cas du circuit de polarisation en technologie micro ruban (Fig.3.13) engendre au niveau de leur jonction un circuit parasite dont les effets néfastes sont très importants.

La solution réside dans l'utilisation du stub radial [7]. Le circuit de polarisation à stub radial est constitué d'une ligne micro ruban 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 (Fig.3.14). 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.

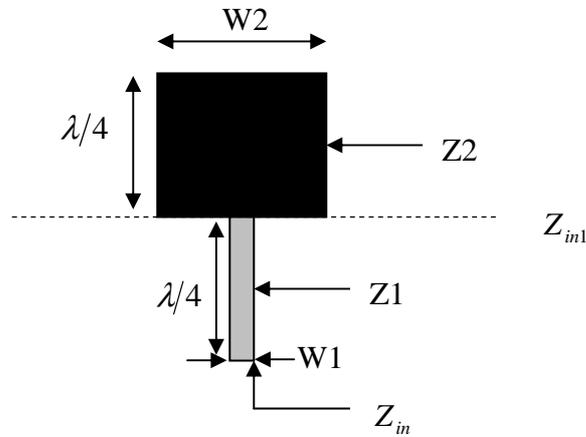


Fig. 3.13 : Circuit de polarisation en technologie micro ruban.

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

$$R_i = \frac{w}{2 \sin(\frac{\theta}{2})} \tag{3.20}$$

$$\frac{(R_0 - R_i)}{R_0} > 0.01 \tag{3.21}$$

L'angle *Theta* doit satisfaire la condition suivante  $9^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$

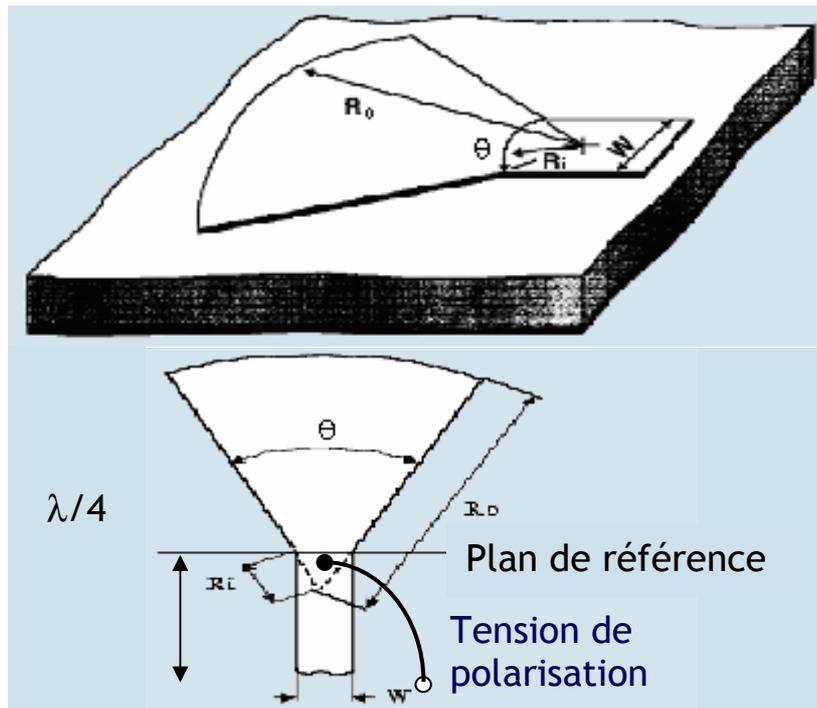


Fig. 3.14 : Circuit de polarisation stub radial.

### 3.7 Choix du point de polarisation du transistor

Le choix de point de polarisation est crucial dans la conception des amplificateurs car ses performances en dépendent fortement. Le choix de ce point dépend du type d'amplificateur ainsi que de l'application à laquelle il est destiné et du type de transistor à utiliser [5].

#### ➤ Transistor bipolaire :

Pour les applications à faible bruit, le point de repos A de la figure (3.15) est recommandé. Dans cette région le transistor opère à faible courant du collecteur. Dans le cas des applications à gain élevé, le point de repos B est le mieux adapté. Pour les amplificateurs de puissance, fonctionnant en classe A, le point C est choisi ; mais pour les amplificateurs de puissance à fort rendement opérant en classes B et AB on utilise le point D.

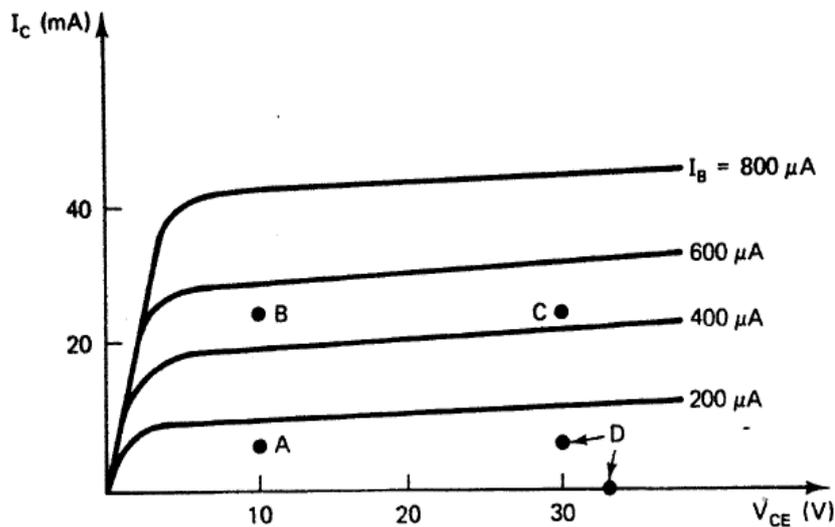


Fig. 3.15: Points de polarisation particuliers d'un transistor bipolaire (BJT).

#### ➤ Transistor à effet de champ :

Pour les applications à faible bruit et faible puissance, c'est le point de repos A (Fig.3.16). Le FET dans cette zone fonctionne à faible courant ( $I_{DS} \approx 0.15I_{DSS}$ ) où  $I_{DSS}$  est le courant de saturation de drain. Le point B ( $0.9I_{DSS}$ ) est choisi pour les applications à gain élevé et le point C ( $I_{DS} \approx 0.5I_{DSS}$ ) pour l'amplification de puissance en classe A. Pour un fort rendement (fonctionnement en classe B et AB), c'est le point D.

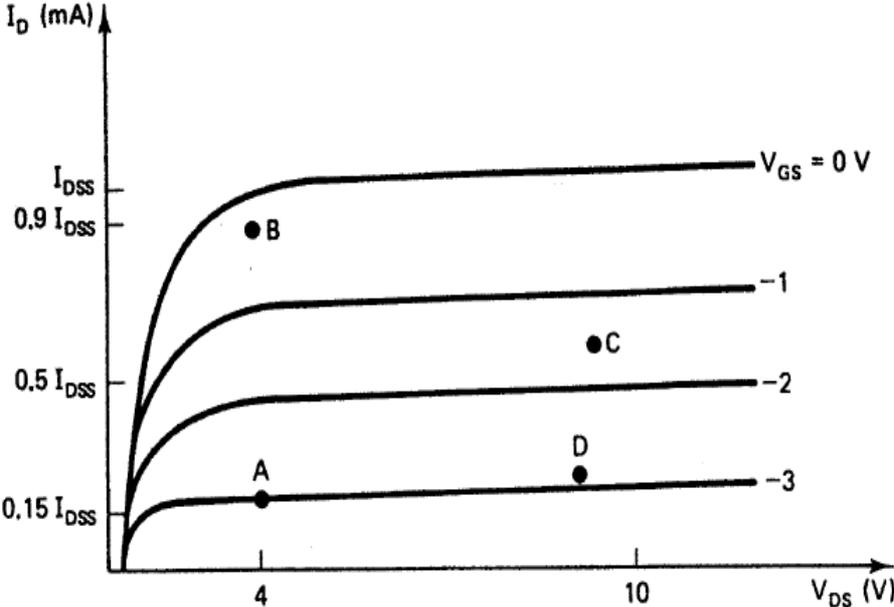


Fig.3.16: points de polarisation particuliers pour un FET.

## Chapitre 4

### Etude des circuits de Polarisation à ligne micro ruban

Nous allons étudier les pertes d'insertion en fonction de la fréquence des deux circuits de polarisation le premier constituer de deux ligne quart d'onde et le deuxième appelé stub radial.

#### 4.1 Circuit de polarisation à deux lignes quart d'onde

Ce circuit (fig.4.1) peut être représenté au niveau de la jonction avec les circuits passifs associés au transistor par une impédance shunt  $Z_{in}$ .

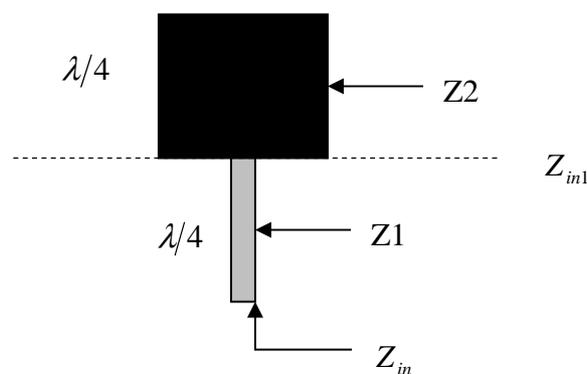


Fig.4.1 : circuit de polarisation à deux lignes quart d'onde

Les pertes d'insertion sont évaluées par le TOS qui s'exprime :

$$TOS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}$$

Donc il faut calculer  $S_{11}$ , coefficient de réflexion à l'entrée du circuit (fig.4.2) dont la sortie est terminée par l'impédance de normalisation  $Z_0$ .

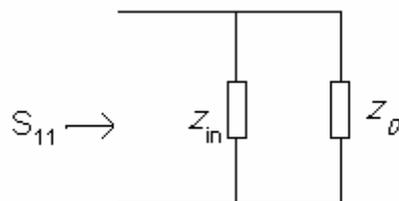


Fig.4.2 : coefficient de réflexion à l'entrée du circuit.

L'impédance à l'entrée de la ligne d'impédance caractéristique  $Z_2$  est :

$$Z_{in1} = Z_2 / j \operatorname{tg} \beta l \quad (4.1)$$

et celle à l'entrée de la ligne d'impédance caractéristique  $Z_1$  :

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_{in1} + jZ_1 \operatorname{tg} \beta l}{Z_1 + jZ_{in1} \operatorname{tg} \beta l} \quad (4.2)$$

où  $\beta l = \frac{2\pi \lambda_0}{\lambda} \frac{f}{4} = \frac{\pi f}{2 f_0}$  avec  $f$  et  $f_0$  respectivement la fréquence de travail et la fréquence

centrale.

Finalement, le coefficient de réflexion s'écrit :

$$S_{11} = -\frac{(Y_{in} + Y_0) - Y_0}{(Y_{in} + Y_0) + Y_0} \quad (4.3)$$

En combinant les relations 4.1 à 4.3 nous établissons l'expression du TOS qui varie en fonction de la fréquence normalisée pour différentes valeurs du couple  $(Z_1, Z_2)$  comme l'indique la figure 4.3.

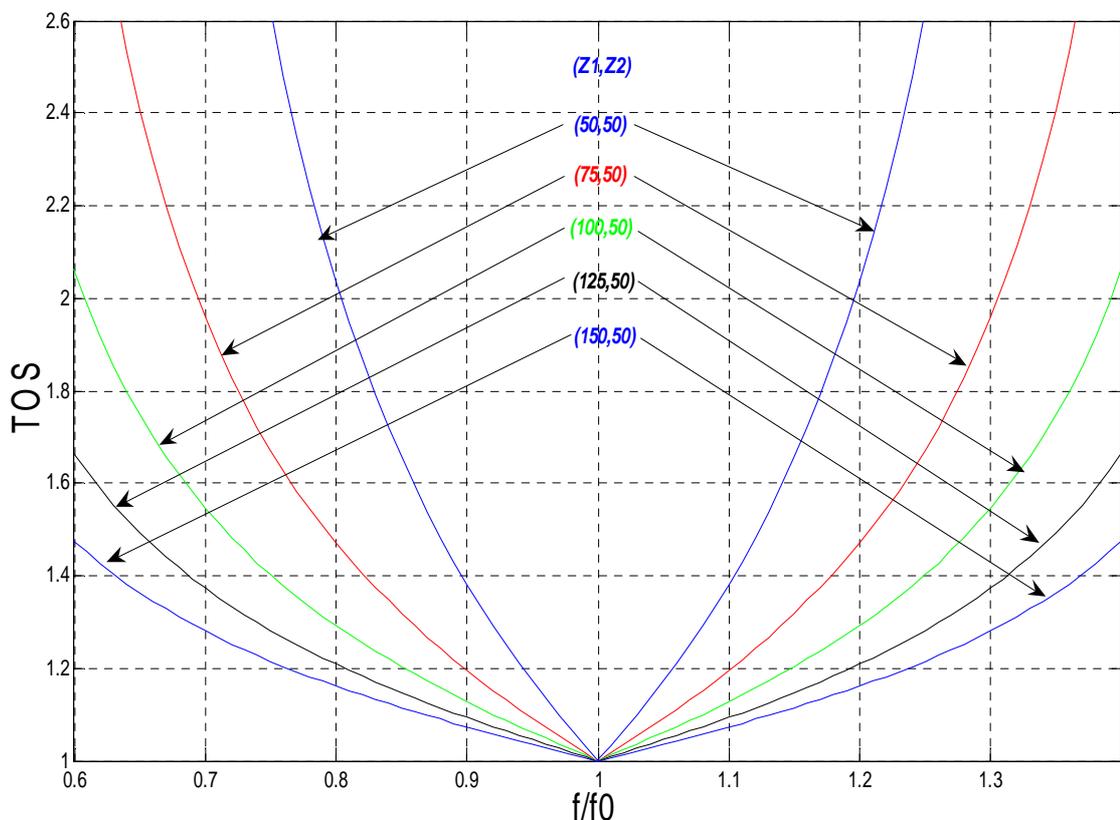


Fig.4.3 : le TOS en fonction de la fréquence normalisée ( $Z_0=50\Omega$ )

On remarque que pour des rapports de  $Z_1/Z_2$  élevés le TOS diminue, et la bande passante du circuit de polarisation augmente. Donc pour les amplificateurs micro-ondes à large bande on a intérêt à choisir un rapport très élevé.

#### 4.2 Circuit de polarisation à stub radial

Pour calculer l'impédance d'entrée du *Stub radial*, on doit évaluer celle de la portion en V, en la décomposant en N lignes élémentaires de longueur l et de largeur moyenne  $w_i$  (fig.4.4).

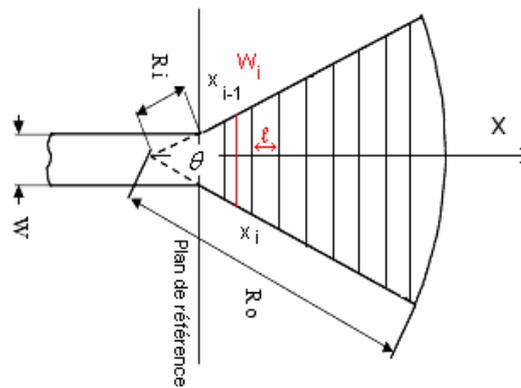


Fig.4.4 : découpage d'un *Stub radial*

Si w est la largeur de la première ligne quart d'onde, le calcul donne :

$$l = \frac{1}{N} \cdot \left( R_0 - \frac{w}{2} \cot g \left( \frac{\theta}{2} \right) \right) \quad (4.4)$$

$$w_i = \left[ (2 \cdot i - 1)l + 2 \sqrt{R_i^2 - \left( \frac{w}{2} \right)^2} \right] \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\theta}{2} \right) \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (4.5)$$

La portion en V peut être assimilée à N lignes sans pertes (quadripôles) en cascade (fig.4.5). Chaque quadripôle ' $Q_i$ ' est caractérisé par sa matrice chaîne  $T_i$ . La matrice chaîne [T] de la portion triangulaire est donc égale au produit des matrices chaînes élémentaires  $T_i$  ( $i=1 \dots N$ ). Elle est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$

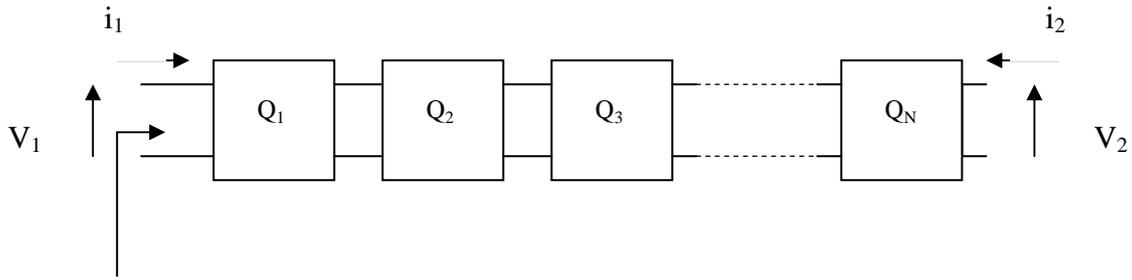


Fig.4.5 : modélisation de la ligne

Pour la  $i^{\text{ème}}$  ligne d'impédance caractéristique  $Z_{C_i}$  et de longueur électrique  $\theta_i = \beta_i \cdot l$ , La matrice chaîne est :

$$[T_i] = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & jZ_{C_i} \cdot \sin \theta_i \\ j \frac{\sin \theta_i}{Z_{C_i}} & \cos \theta_i \end{bmatrix}$$

Comme ce circuit de polarisation est réalisé à l'aide de la ligne micro ruban, la détermination de  $Z_{C_i}$  et  $\beta_i$  est effectuée par les relations suivantes à condition de connaître au préalable les caractéristiques électriques et physiques du substrat à utiliser :

Donc la ligne élémentaire 'i' est caractérisée par :  $Z_{C_i}$  et  $\beta_i$ .

$$\begin{cases} \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_i}}} \\ Z_{C_i} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{w_i}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w_i}{h} + 1.444\right)} \end{cases} \quad \text{Si } w > h$$

$$\begin{cases} \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_i}}} + 0.04 \left(1 - \frac{w_i}{h}\right)^2 \right) \\ Z_{C_i} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w_i} + \frac{w_i}{4h}\right) \end{cases} \quad \text{Si } w < h$$

Comme la ligne en V est ouverte à l'extrémité ( $i_2 = 0$ ), l'impédance d'entrée de cette ligne

$$\text{est : } Z_{in1} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{i_2 = 0}$$

L'impédance d'entrée du *Stub radial* est alors :

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_{in1} + jZ_1 \text{tg} \beta l}{Z_1 + jZ_{in1} \text{tg} \beta l}$$

Le nombre du découpage  $N=100$ .

Pour les valeurs :  $w = 200 \mu\text{m}$   $h = 381 \mu\text{m}$   $\epsilon_r = 2.2$   $f = 10 \text{ GHz}$  et  $R_0 = 1.273 \text{ cm}$ . Après un ajustage des paramètres du circuit, on trace les courbes du TOS en fonction de la fréquence normalisée  $f/f_0$  (fig.4.6) pour différentes impédances  $Z_1$  et pour  $\theta = 60^\circ$ .

Pour étudier l'influence de  $\theta$  nous avons calculé et tracé le TOS pour 3 valeurs de  $\theta$  (fig.4.7).

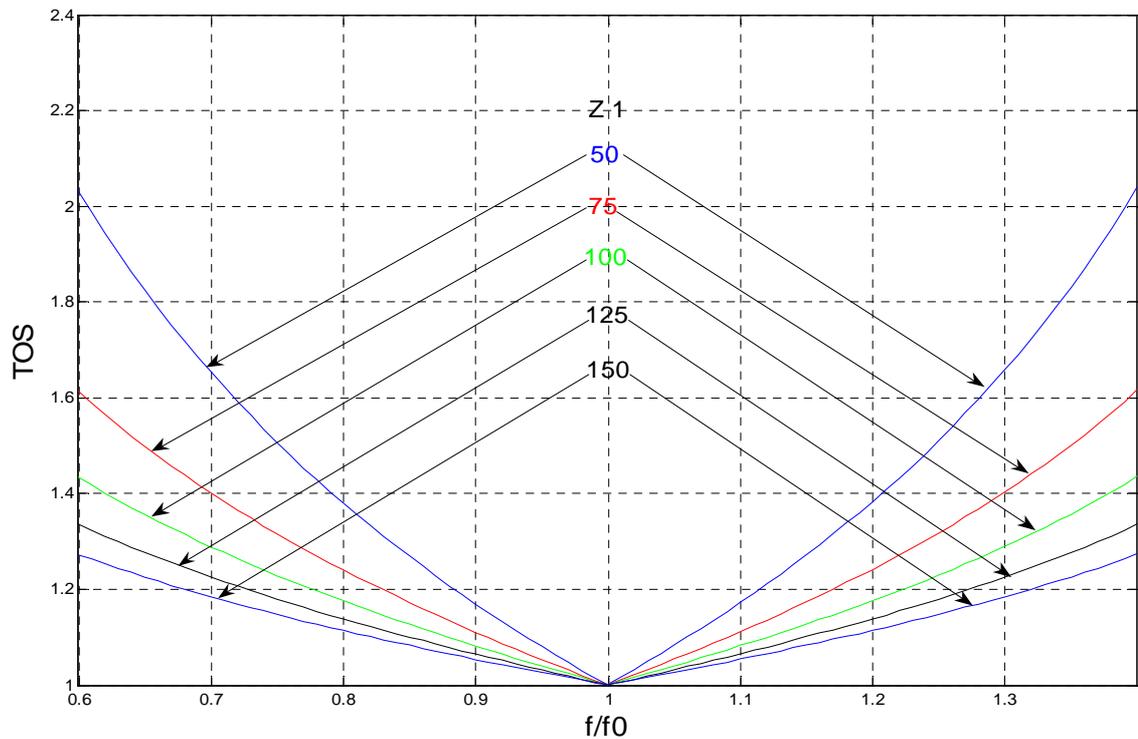


Fig.4.6 : le TOS en fonction de la fréquence normalisée  $f/f_0$  ( $Z_0=50\Omega$ ).

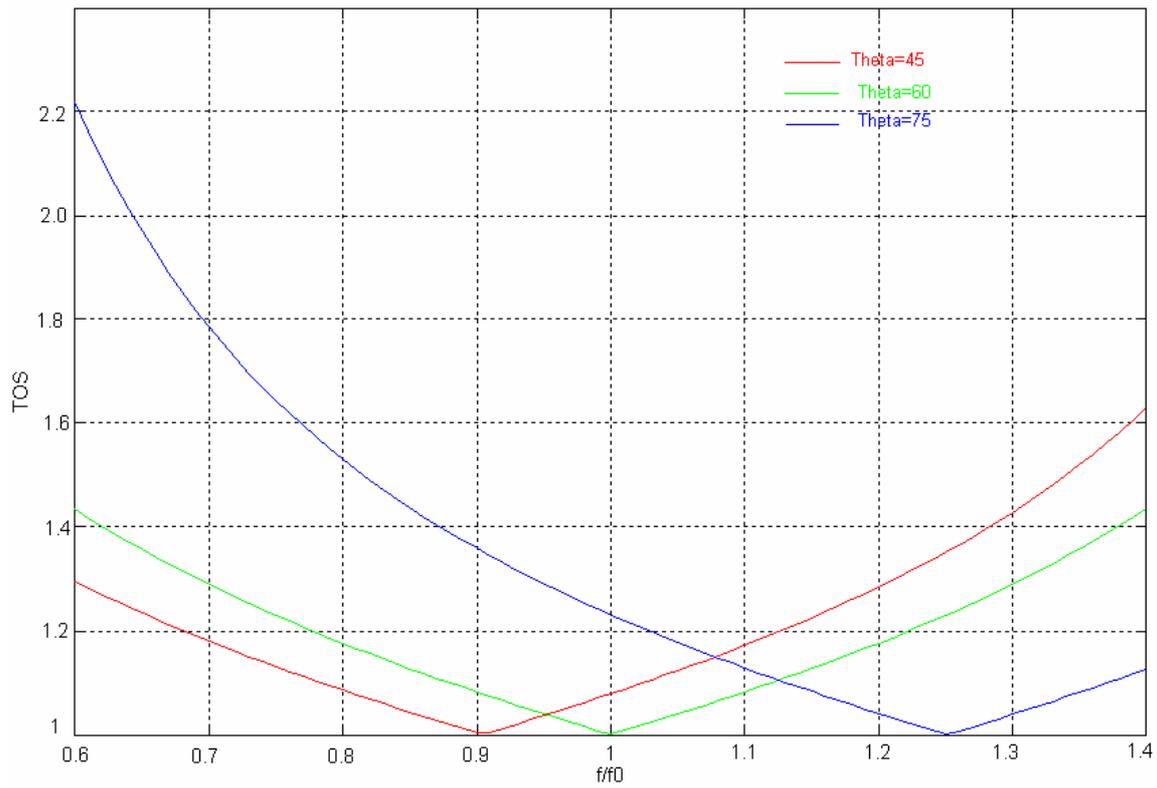


Fig.4.7 : Effet de la variation de l'ouverture du Stub

On remarque qu'il y a un décalage de la fréquence centrale lorsque  $\theta$  varie ce qui nécessite un ré ajustage des paramètres.

## Chapitre 5

### Techniques de conception des amplificateurs micro ondes à large bande

#### 5.1 Introduction

Nous nous sommes intéressés à deux techniques de conception des amplificateurs à large bande.

La première technique est graphique [1] puisqu'elle fait appel à l'abaque de Smith. Elle est restrictive car son application ne peut être effective que si le transistor est :

- unilatéral ;
- son impédance d'entrée est assez proche de l'impédance de normalisation 50 ohms, ce qui exclura le transistor FET d'une part ; et si on accepte un compromis entre le gain et la bande passante d'autre part.

Ce compromis doit se faire parce que la cellule de sortie (quadripôle de sortie) est constituée seulement de deux éléments.

La deuxième technique est analytique [8] et se base sur la synthèse de deux circuits connus susceptibles d'être utilisés aussi bien en entrée qu'en sortie du transistor. Cette procédure s'applique à la fois aux amplificateurs à gain maximal, à faible bruit et de puissance. Son application peut s'étendre aussi au transistor conditionnellement stable sans procéder à sa stabilisation par une contre réaction série ou parallèle.

La première technique est appliquée pour la conception d'un amplificateur fonctionnant de 1 GHz à 3 GHz et utilisant le transistor bipolaire UP806T2I de la firme NEC, dont les paramètres de répartition sont donnés en annexe A.

La deuxième technique est mise en œuvre pour la synthèse d'un amplificateur fonctionnant de 6 GHz à 12 GHz et utilisant le transistor FET N32484A de la firme NEC, dont les paramètres de répartition sont donnés en annexe B.

Pour que ces deux techniques soient applicables, il faut impérativement consentir une perte du gain au profit de la bande passante. Donc, seul un des quadripôles (Fig.5.2) doit être conçu de sorte qu'il réalise l'adaptation.

## 5.2 Conception d'un amplificateur à transistor bipolaire

Le transistor bipolaire NEC UP806T2I est polarisé à  $V_{ce}=3V$  et  $I_c=20$  mA et ses paramètres de répartition dans la gamme 1-3GHz sont donnés par le tableau (5.1). Ce tableau nous indique que  $S_{11}$  est très faible, première condition pour l'application de la première technique de conception, et  $S_{12}$  n'est pas nul. Même si  $S_{12}$  n'est pas nul, un transistor peut être pratiquement considéré comme un dispositif unilatéral si la grandeur  $U$  appelée « facteur de mérite unilatéral » a une valeur plus faible que 0.056. Cette grandeur est donnée par l'expression [9] :

$$U = \frac{|S_{11}||S_{12}||S_{21}||S_{22}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \quad (5.1)$$

qui traduit le rapport du gain transducique  $G_T$  au gain transducique unilatéral  $G_{TU}$  ( $S_{12}$  est nul). En effet, les erreurs maximale et minimale commises en considérant l'unilatéralité du transistor sont telles que :

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (5.2)$$

Si les erreurs maximum et minimum sont inférieures à 0.25 dB ce qui correspond à  $U \approx 0.056$  le transistor est considéré unilatérale

Fréquence GHz	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
	Mag	Ang°	Mag	Ang°	Mag	Ang°	Mag	Ang°
1	0.085	-123.30	6.737	83.80	0.075	66.80	0.429	-35.30
1.5	0.061	179.70	4.604	68.80	0.109	62.90	0.383	-40.70
3	0.130	103.30	2.535	36.40	0.214	46.60	0.307	-64.80

Tableau 5.1 : Paramètres S du transistor UP806T2I

Les valeurs de  $U$ , calculées à partir des paramètres de répartition du transistor bipolaire NEC UP806T2I, sont données par le tableau 5.2. Elles sont inférieures à 0.05, donc ce transistor peut être considéré comme unilatéral.

Fréquence (GHz)	Facteur de mérite unilatéral $U$
1	0.0227
2	0.0151
3	0.0239

Tableau 5.2 : facteur de mérite unilatéral du UP806T2I

### 5.2.1 Etude de la stabilité

Dans la bande 1-3 GHz, le transistor utilisé est inconditionnellement stable (Fig.5.1).  
Donc le transistor est stable quelque soit les sources et les charges branchées à ses bornes.

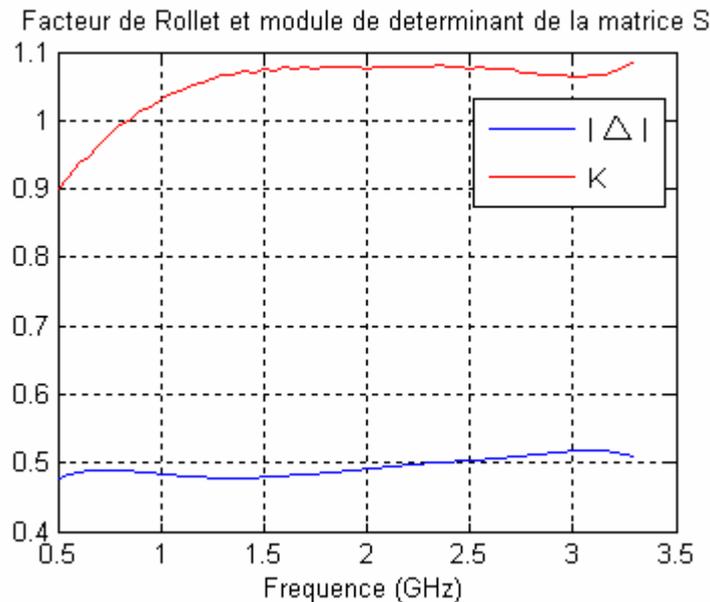


Figure 5.1 : Facteur de Rollet et  $|\Delta|$

### 5.2.2 Synthèse des cellules d'adaptation

La synthèse des quadripôles d'entrée et de sortie (fig5.2) consiste, une fois la valeur du gain fixée ou déterminée de l'amplificateur dans la bande de fréquence désirée, à dimensionner les éléments constitutifs de ces quadripôles. Pour fixer ou déterminer la valeur du gain, on doit évaluer la contribution en terme de gain des quadripôles d'entrée et de sortie sur le gain global dans les conditions d'adaptation. Ainsi, on peut écrire :

- pour le quadripôle d'entrée :  $G_1 = \frac{1 - |\Gamma_g|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2}$  qui s'exprime à l'adaptation

$$G_{1 \max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$

- pour le quadripôle de sortie  $G_2 = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$  qui devient à l'adaptation

$$G_{2 \max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

Dans ce cas, l'expression du gain unilatéral  $G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_g|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$  s'écrit

$$G_{TU} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

En remplaçant dans ces expressions les paramètres  $S_{ij}$  par leurs valeurs, on obtient finalement le gain unilatéralisé  $G_{TUmax}$  tableau 5.3.

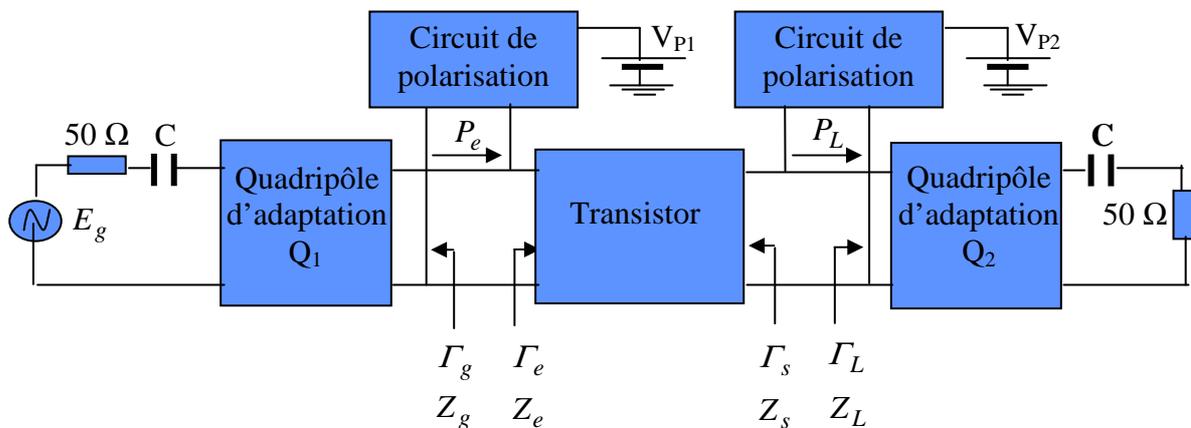


Fig. 5.2 : Configuration d'un amplificateur micro-ondes

Fréquence (GHz)	Coeff. de stabilité K	Gain à l'adaptation $G_{Tmax}$	Entrée 1 $\frac{1}{1 -  S_{11} ^2}$	Transistor $S_{21}$	Sortie 1 $\frac{1}{1 -  S_{22} ^2}$	Gain unilatéralisé max $G_{TUmax}$
1	1.0312	18.542	0.031	16.57	0.883	17.484
2	1.076	12.224	0.020	11.04	0.592	11.652
3	1.0635	9.196	0.070	8.08	0.421	8.57

Tableau 5.3 : contributions maximales des différents blocs de l'amplificateur.

On remarque que le gain apporté par le quadripôle d'entrée à l'adaptation est très faible ( $S_{11}$  faible), donc cet amplificateur ne nécessite pas un quadripôle d'entrée.

Il est clair que si on veut obtenir un gain constant dans la bande de fréquence considérée, il doit avoir la plus faible valeur qui est d'après le tableau 5.3, de 8.57 dB. Le rôle du quadripôle de sortie est de compenser le gain global aux fréquences inférieures à 3GHz et d'assurer par contre l'adaptation à cette fréquence. Pour cela, et d'après le tableau (5.3), le quadripôle de sortie chargé par  $50 \Omega$  doit être caractérisé par un coefficient de réflexion  $\Gamma_L$  de sorte que :

- à 3 GHz :  $G_2=0.421\text{dB}$ .
- à 1 GHz :  $G_2= 8.57-16.57=-8\text{ dB}$ .

Le quadripôle  $Q_2$ , réalisé avec deux éléments, peut être soit du type passe haut ou du type passe bas. Les propriétés de ce quadripôle font que sa structure doit être du type passe haut (Fig.5.4).

Synthétiser le quadripôle  $Q_2$  revient à déterminer ou à choisir  $\Gamma_L$  donnant les valeurs précédentes de  $G_2$ . Pour y arriver, on doit d'abord tracer les deux cercles correspondant à  $G=0.421\text{ dB}$  et à  $G_2=-8\text{ dB}$  et choisir ensuite une valeur de  $\Gamma_L$  aboutissant à un bon compromis entre le gain et la bande passante.

Le cercle à gain constant  $G_2(3\text{ GHz})=0.421\text{dB}$  a un rayon très petit, donc difficile à tracer sur l'abaque de Smith, ce qui nous a poussés à choisir  $G_2=0.2\text{ dB}$ .

Les cercles correspondant à ces gains sont tracés sur l'abaque de Smith (fig.5.3).

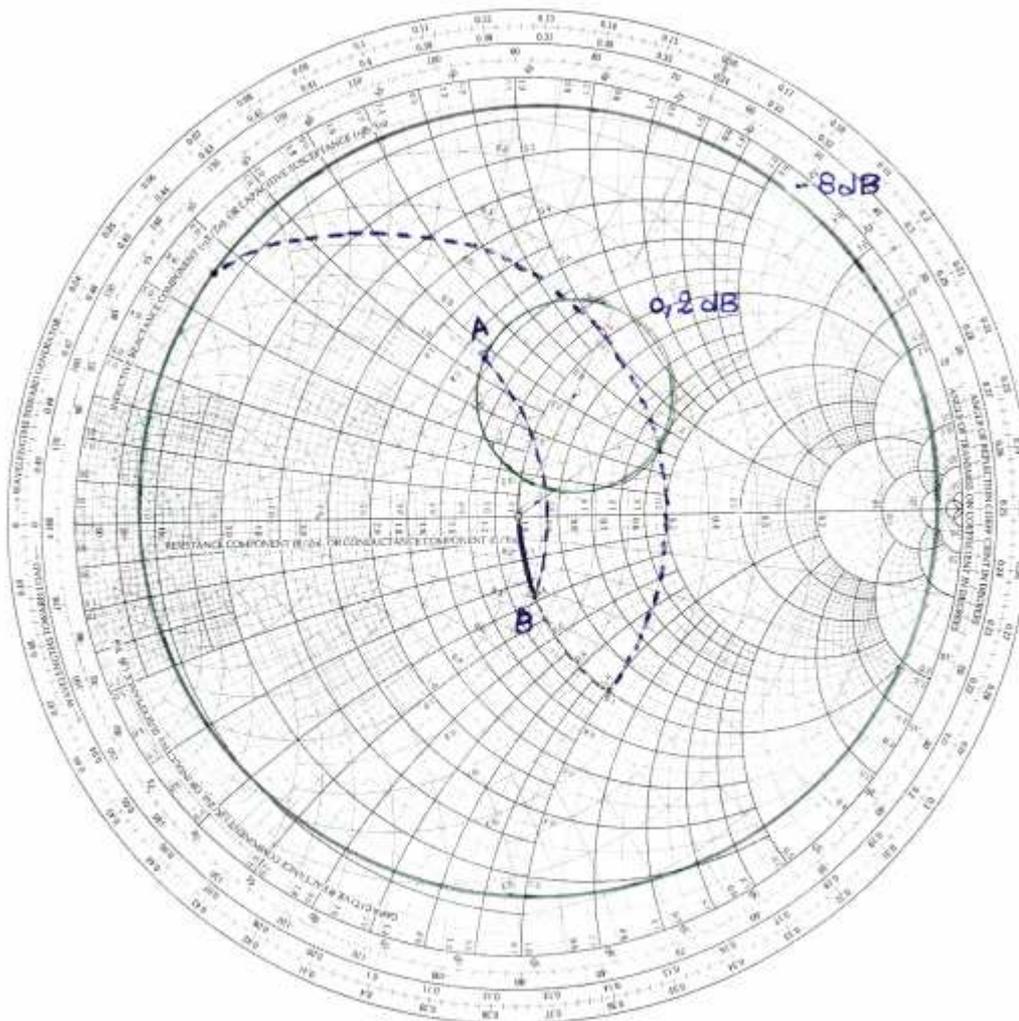


Fig.5.3 : Méthode graphique pour la synthèse de la cellule de sortie

La procédure de synthèse consiste d'abord, après plusieurs essais, à fixer à la fréquence de 3 GHz la valeur  $\Gamma_L$  ( $\Gamma_L = 0.37 \angle 102^\circ$ ) appartenant au cercle  $G_2 = 0.2$  dB (point A). Ensuite, on localise le point B, point représentatif de  $\Gamma'_L$  en déduisant de l'admittance  $Y_L$  la self (Fig.5.4). Pour ce faire, on doit passer de la représentation impédance à la représentation admittance et se déplacer après sur le cercle  $g$  constant ( $g$  : conductance réduite) jusqu'au point B, point d'intersection de ce cercle avec le cercle  $r=1$  ( $r$  : partie réelle de l'impédance normalisée par rapport à  $Z_0$ ). Ce point B nous donne la valeur de la réactance normalisée qui est telle que

$$\frac{-j}{Z_0 C \omega} = -j 0.35$$

Comme  $Z_0 = 50$  et  $\omega = 6 \cdot \pi \cdot 10^9$  rad/s, la capacité  $C$  a pour valeur

$$C = 3.04 \text{ pF.}$$

La valeur de la susceptance réduite due à la self résulte de la différence entre la susceptance de  $Y_L$  ( $-j0.73$ ) et  $Y_L'$  ( $0.33$ ), c'est-à-dire :

$$\frac{-jZ_0}{L\omega} = -j 0.73 - j 0.33, \text{ d'où : } L = 2.5 \text{ nH,}$$

On vérifie que les valeurs obtenues donnent un gain  $G_2 = -8$  dB à 1GHz,

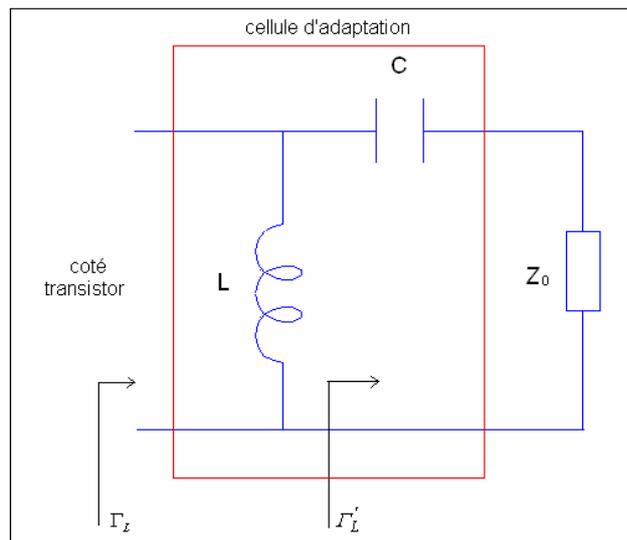


Fig.5.4. Quadripôle d'adaptation  $Q_2$  à constantes localisées.

L'amplificateur conçu avec des circuits à constantes localisées (ACCLB) est donné par la figure (5.5) sans les circuits de polarisation et les capacités de liaison.

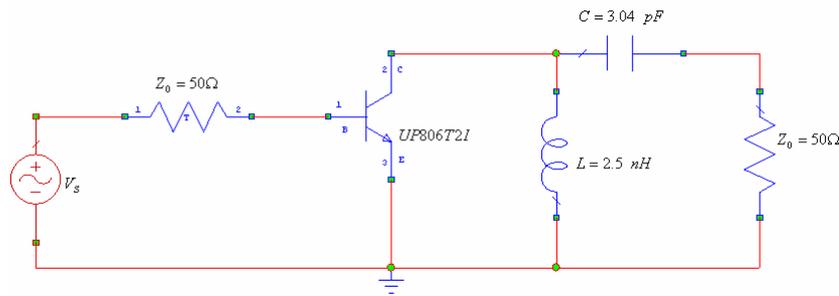


Fig.5.5 Schéma de l'ACCLB

La simulation, effectuée avec le logiciel Microwave Office, du gain transductique de l'ACCLB ainsi que celui du transistor (Fig.5.6), nous renseigne que la fréquence centrale est de 1.7 GHz et une bande passante s'étendant de 0.855 à 3.296 GHz.

Nous pouvons expliquer cette légère différence de la fréquence et de la bande passante comparativement à leurs valeurs imposées par le cahier de charge par le fait que la conception effectuée ne tient pas compte de la fréquence centrale et ne considère pas non plus les fréquences 1 GHz et 3 GHz comme des fréquences de coupure limitant la bande passante. La solution pour la bande passante serait de prendre donc, lors de la conception, la fréquence limite inférieure légèrement supérieure à 1 GHz et la fréquence limite supérieure légèrement inférieure à 3 GHz.

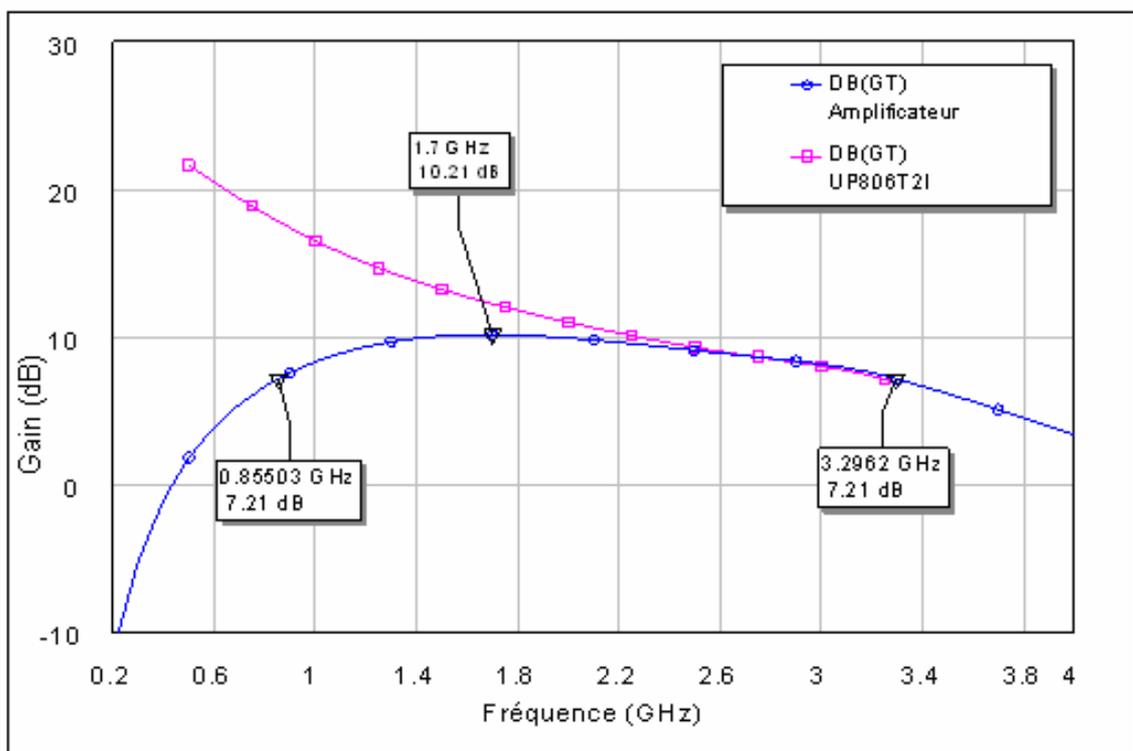


Fig. 5.6 : Gain transductique de l'amplificateur et du transistor UP806T21.

La figure (5.6) montre aussi que la courbe du gain n'est pas tout à fait plate dans la bande passante, et ce à cause surtout du nombre (deux) de composants de la cellule d'adaptation qui est insuffisant et à un degré moindre du décalage de la fréquence de coupure vers le haut de cette cellule (fig5.7).

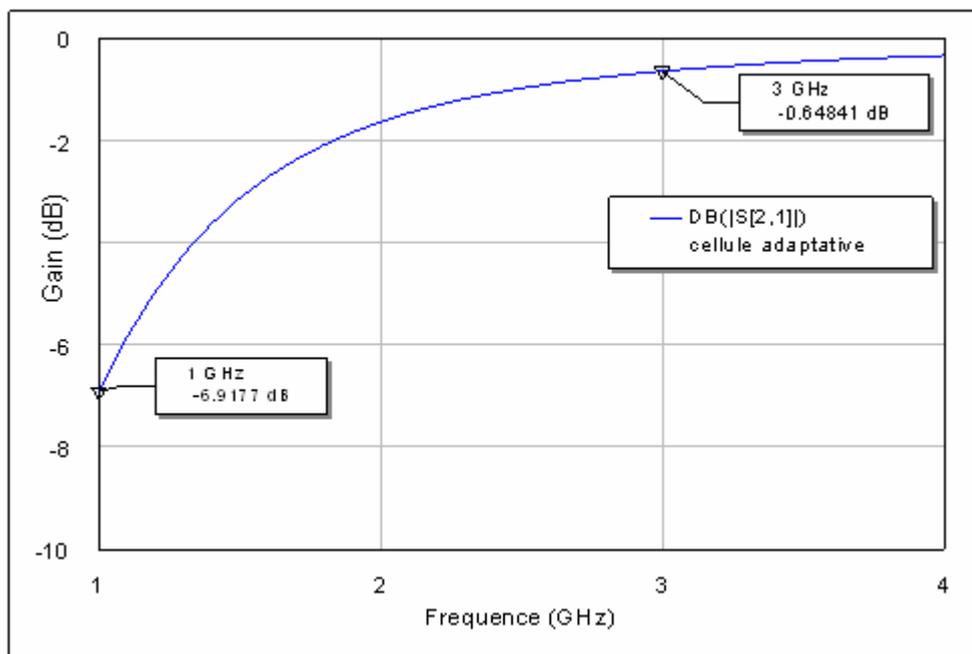


Fig.5.7 : Gain propre de la cellule d'adaptation

### 5.2.3 Insertion des circuits de polarisation et des capacités de liaison

#### ➤ Capacités de liaison :

Les capacités de liaison permettent l'insertion des l'amplificateurs dans les chaînes d'émission et de réception et bloquer le passage du courant continu issu de la polarisation dans la source et la charge. Ces capacités doivent vérifier la condition suivante :

$$\frac{1}{C\omega_l} \ll 50 \quad \text{où } \omega_l \text{ est la pulsation le la fréquence basse.}$$

Pour cet amplificateur, on a choisi des capacités normalisées qui vérifient la condition précédente, la valeur de la capacité choisie en entrée est :  $C_1=47$  pF. Pour la sortie, la capacité de liaison est celle de la cellule d'adaptation.

#### ➤ Circuit de polarisation :

Pour la polarisation, on utilise le circuit de polarisation à contre réaction collecteur base (fig.5.8)

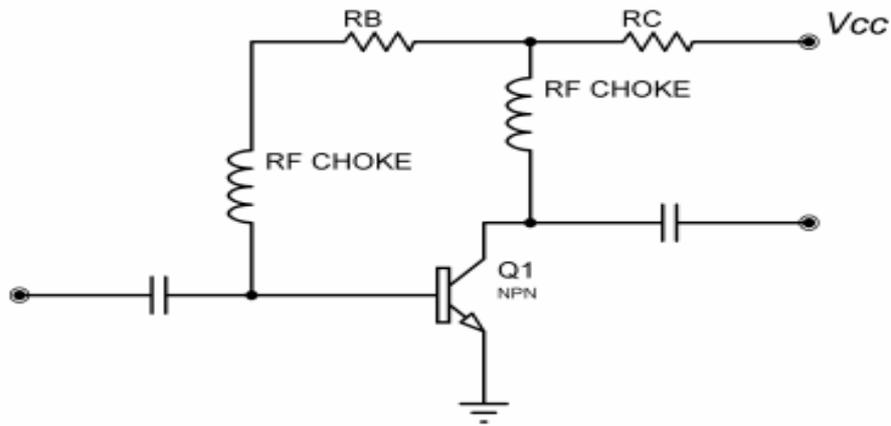


Fig.5.8 : Circuit de polarisation du transistor UP806T2I

Les équations régissant ce circuit sont :

$$\begin{cases} V_{CC} = R_C(I_C + I_B) + V_{CE} \\ V_{CC} = R_C(I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE} \end{cases}$$

où  $V_{CC} = 6\text{ V}$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 3\text{ V}$  et  $\beta = 96$ .

On trouve :  $R_B = 11.04\text{ K}\Omega$ ,  $R_C = 15\Omega$ .

Pour les circuits de polarisation du transistor, les bobines de choc RF sont choisies telles que  $L_{\text{CHOKE}} = 220\text{ nH}$ .

La figure 5.9 montre le gain transductique de l'amplificateur avec et sans circuits de polarisation.

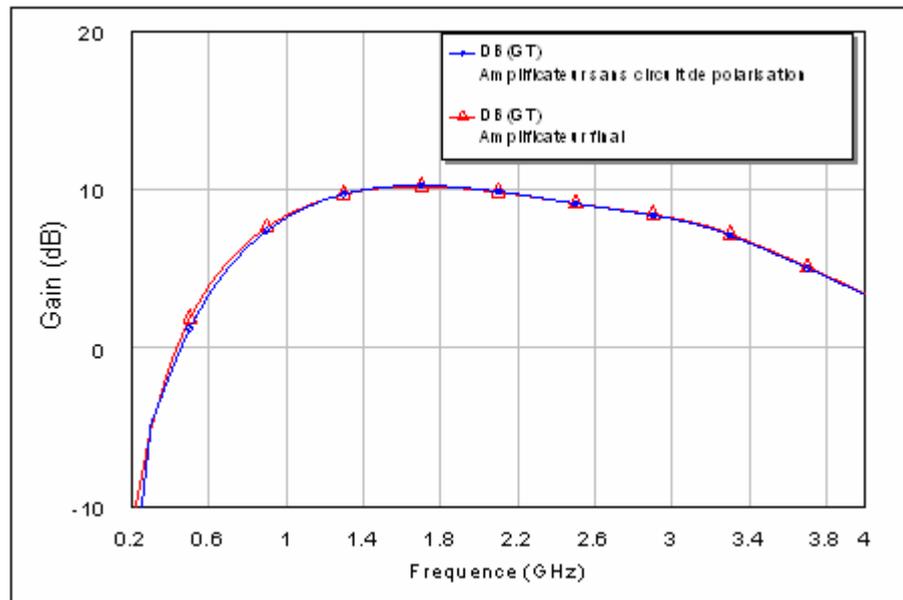


Fig.5.9 : Gain de l'amplificateur ACCLB avec et sans circuit de polarisation.

L'amplificateur obtenu est montré par la figure (5.10)

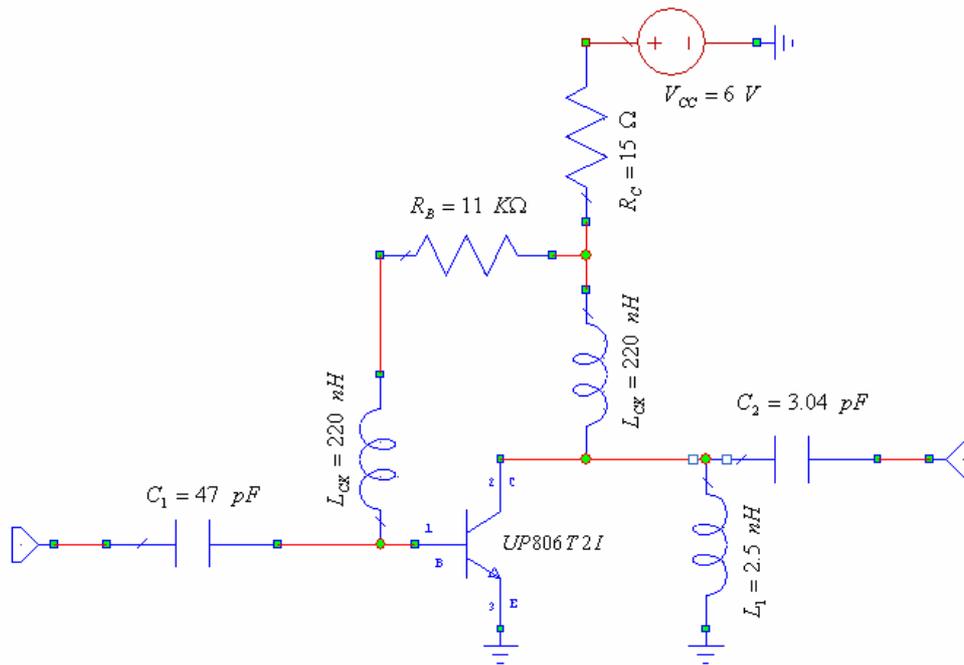


Fig.5.10 : Amplificateur large bande [1-3] GHz

La figure (5.11) montre les modules des coefficients de réflexion à l'entrée  $S_{11}$  et à la sortie  $S_{22}$  de l'amplificateur, nous remarquons que  $S_{22}$  est très faible pour les fréquences supérieures car on a approché l'adaptation à ces fréquences, par contre il est assez grand pour les fréquences autour de 1GHz, à cause de la désadaptation provoquer intentionnellement pour aplatir le gain, cette désadaptation engendre une augmentation légère du coefficient de réflexion à l'entrée  $S_{11}$ .

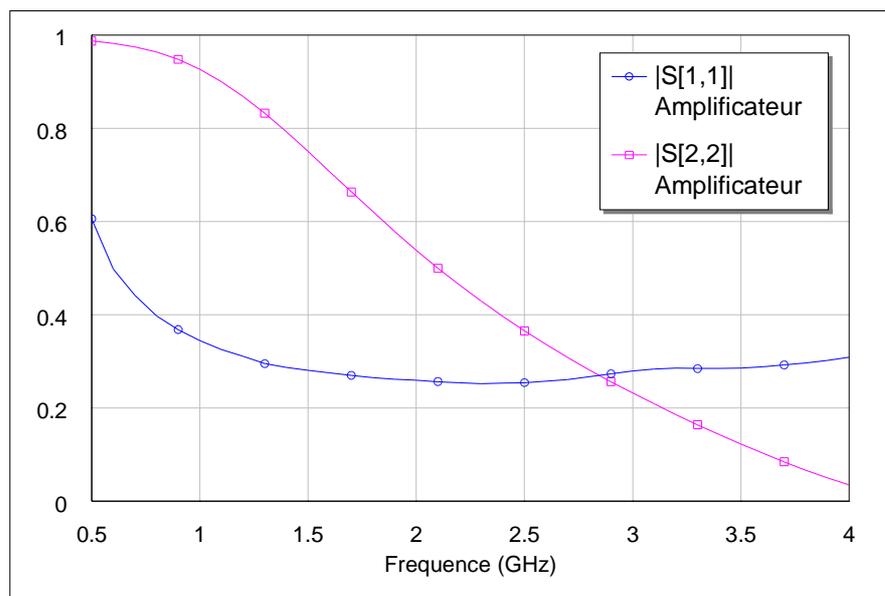


Fig.5.11 : Coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur.

### 5.3 Conception d'amplificateur a base du transistor à effet de champ

#### 5.3.1 Adaptation avec les cellules de Giannini

Giannini a proposé deux structures de cellules d'adaptations [8] (Fig 5.12 et 5.13) à large bande, avec cinq éléments au maximum chacune.

Le principe de cette technique est de déterminer les valeurs des éléments constitutifs en imposant une adaptation aux extrémités de la bande désirée  $[\omega_l, \omega_h]$ .

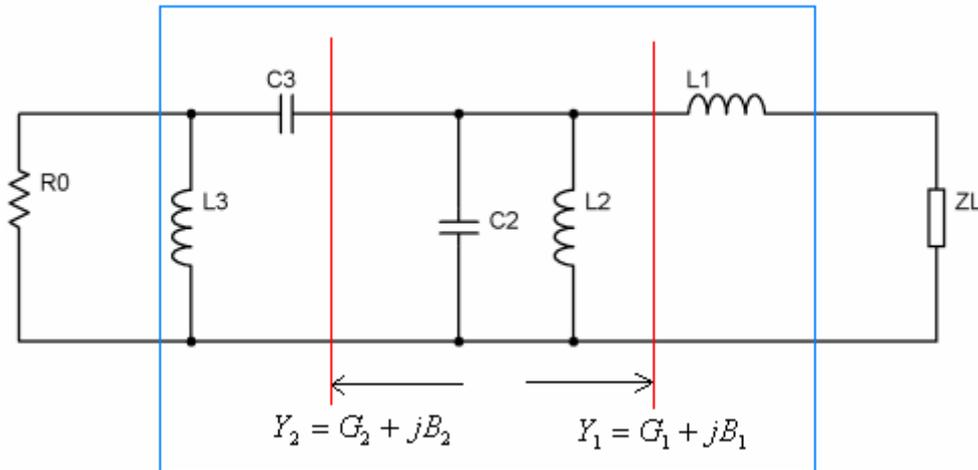


Fig.5.12 : Circuit d'adaptation valable pour la condition A

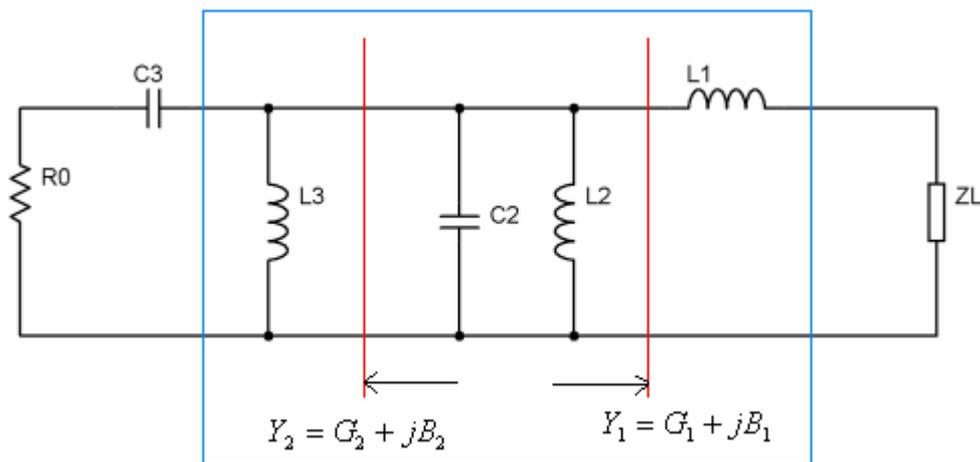


Fig.5.13 : Circuit d'adaptation valable pour la condition B

L'inductance  $L_1$  dans les deux structures conditionne la valeur de l'admittance  $Y_1 = G_1 + jB_1$  de sorte que:

$$G_1(\omega_l) = G_1(\omega_h) = G \quad (5.3)$$

$$\text{Sachant que } Y_1(\omega) = \frac{I}{jL_1\omega + Z_L(\omega)} = G_1(\omega) + jB_1(\omega) \quad (5.4)$$

où  $Z_L(\omega)$  est l'impédance à adapter, et compte tenu de la relation (5.3), la valeur de  $L_1$  est :

$$L_1 = \frac{1}{H}(-K + \sqrt{K^2 - H \cdot J}) \quad (5.5)$$

Avec

$$H = R(\omega_h)\omega_l^2 - R(\omega_l)\omega_h^2 \quad (5.6)$$

$$K = -R(\omega_h)X(\omega_l)\omega_l + R(\omega_l)X(\omega_h)\omega_h \quad (5.7)$$

$$J = R(\omega_h)R(\omega_l)^2 - R(\omega_h)^2R(\omega_l) + R(\omega_h)X(\omega_l)^2 - X(\omega_h)^2R(\omega_l) \quad (5.8)$$

$$R(\omega) + jX(\omega) = Z_L(\omega) \quad (5.9)$$

Pour le choix entre les deux topologies A ou B on doit vérifier la condition suivante :

$$\text{A : } G > \frac{1}{R_0} \quad (5.10a)$$

$$\text{B : } G < \frac{1}{R_0} \quad (5.10b)$$

$R_0$  est la résistance interne du générateur ou de la charge.

Pour la condition A, le circuit (Fig5.12) est utilisé car il permet grâce à  $L_3$  en parallèle avec  $R_0$  d'avoir une résistance plus faible que cette dernière, condition nécessaire pour réaliser l'adaptation. L'admittance, obtenue après avoir ajouté  $C_3$ , est  $Y_2(\omega) = G_2(\omega) + jB_2(\omega)$  qui doit satisfaire la condition  $G_2(\omega_l) = G_2(\omega_h) = G$ , autrement dit la même partie réelle que  $Y_1$ .

Les autres éléments du circuit sont calculés ainsi :

$$L_3 = \frac{R_0}{\omega_l\omega_h} \sqrt{2\omega_l\omega_h\gamma - (\omega_l^2 + \omega_h^2)} \quad (5.11)$$

$$C_3 = \frac{\gamma}{\omega_l\omega_h L_3} \quad (5.12)$$

$$\text{où } \gamma = \sqrt{\frac{G \cdot R_0}{G \cdot R_0 - 1}} \quad (5.13)$$

Le circuit résonant ( $C_2, L_2$ ) ne change pas la valeur de  $G_1$ , mais transforme respectivement  $B_1(\omega_l)$  et  $B_1(\omega_h)$  en  $B_2(\omega_l)$  et  $B_2(\omega_h)$ . Dans ces conditions  $C_2$  et  $L_2$  s'expriment comme suit :

$$L_2 = \frac{(\omega_h^2 - \omega_l^2)/(\omega_l \omega_h)}{(B_1(\omega_l) - B_2(\omega_l))\omega_h - (B_1(\omega_h) - B_2(\omega_h))\omega_l} \quad (5.14)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_l^2 L_2} + \frac{B_2(\omega_l) - B_2(\omega_l)}{\omega_l} \quad (5.15)$$

où 
$$Y_2(\omega) = G_2(\omega) + jB_2(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{jC_3\omega} + \frac{jR_0L_3\omega}{R_0 + jL_3\omega}} \quad (5.16)$$

Si la condition B est vérifiée, le circuit (Fig.5.13) est le plus approprié. Les formules établies pour la condition A restent valables pour la condition B.

Un circuit équivalent à celui de la figure (5.13) existe mais contient seulement quatre éléments (fig.5.14).

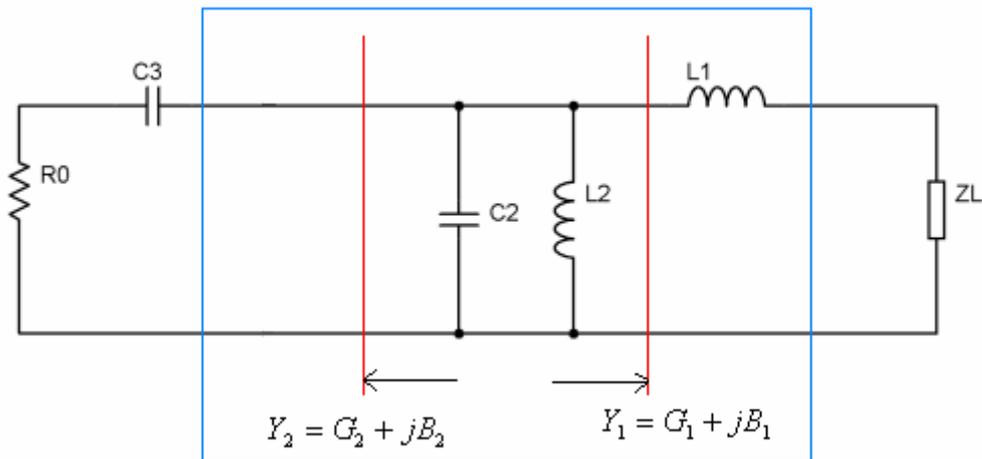


Fig.5.14 : Circuit équivalent

Dans ce cas, l'inductance  $L_1$  doit vérifier les conditions suivantes:

$$G_1(\omega_l) = G_2(\omega_l) \quad \text{et} \quad G_1(\omega_h) = G_2(\omega_h) \quad (5.17)$$

$$L_1 = \frac{1}{H} (-K + \sqrt{K^2 - HJ}) \quad (5.18)$$

Avec :

$$H = \left( \omega_h^4 R_0 - \omega_l^4 R_0 \frac{R_1(\omega_h)}{R_1(\omega_l)} \right) \quad (5.19)$$

$$K = R_0 \left( \omega_h^3 X_1(\omega_h) - \omega_l^3 X_1(\omega_l) \frac{R_1(\omega_h)}{R_1(\omega_l)} \right) \quad (5.20)$$

$$J = \omega_l^2 R_0 R_1(\omega_h) \left( R_0 - R_1(\omega_l) - \frac{X_1(\omega_l)^2}{R_1(\omega_l)} \right) + \omega_h^2 R_0 R_1(\omega_h) \left( R_0 - R_1(\omega_h) - \frac{X_1(\omega_h)^2}{R_1(\omega_h)} \right) \quad (5.21)$$

$$R_1(\omega) + jX_1(\omega) = \frac{1}{Y_1(\omega)} \quad (5.22)$$

$$Y_2(\omega) = G_2(\omega) + jB_2(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{jC_3\omega} + \frac{1}{R_0}} \quad (5.23)$$

Les expressions des éléments shunt résonant (C<sub>2</sub>, L<sub>2</sub>) restent les mêmes que précédemment. La valeur du C<sub>3</sub> est :

$$C_3 = \sqrt{\frac{R_1(\omega_l)}{R_0 \omega_l^2} \frac{1}{R_1(\omega_l)^2 - R_0 R_1(\omega_l) + (X_1(\omega_l) + \omega_l L_1)^2}} \quad (5.24)$$

Pour s'imprégner réellement de cette technique, nous avons repris l'exemple développé par Giannini et qui consiste à adapter la charge  $Z_L(\omega) = 20 + \frac{1}{j10^{-12}\omega}$  à  $R_0 = 50 \Omega$  dans la bande  $B = [3.7 \text{ } 6.3] \text{ GHz}$ .

Nous en déduisons que le circuit est celui de la figure (5.12).

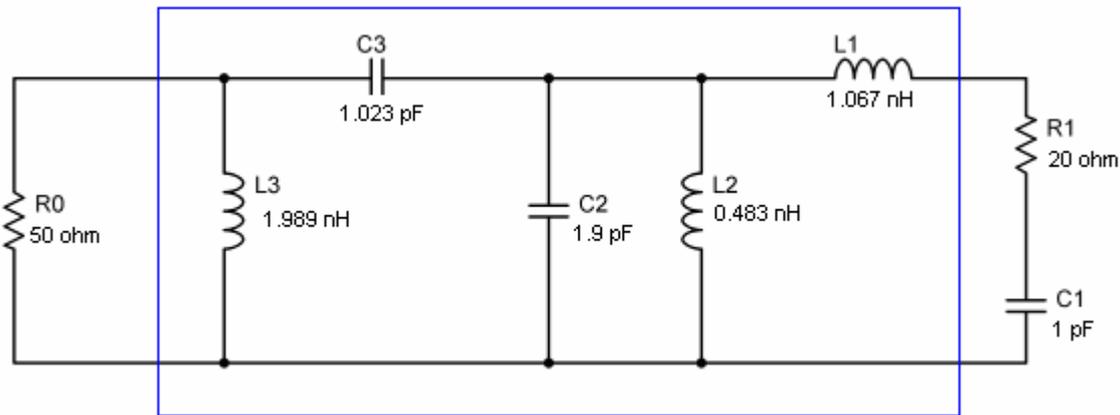


Fig.5.15. cellule d'adaptation

Les figures (5.16) et (5.17) donnent respectivement les représentations scalaire et polaire du coefficient de réflexion à l'entrée en fonction de la fréquence.

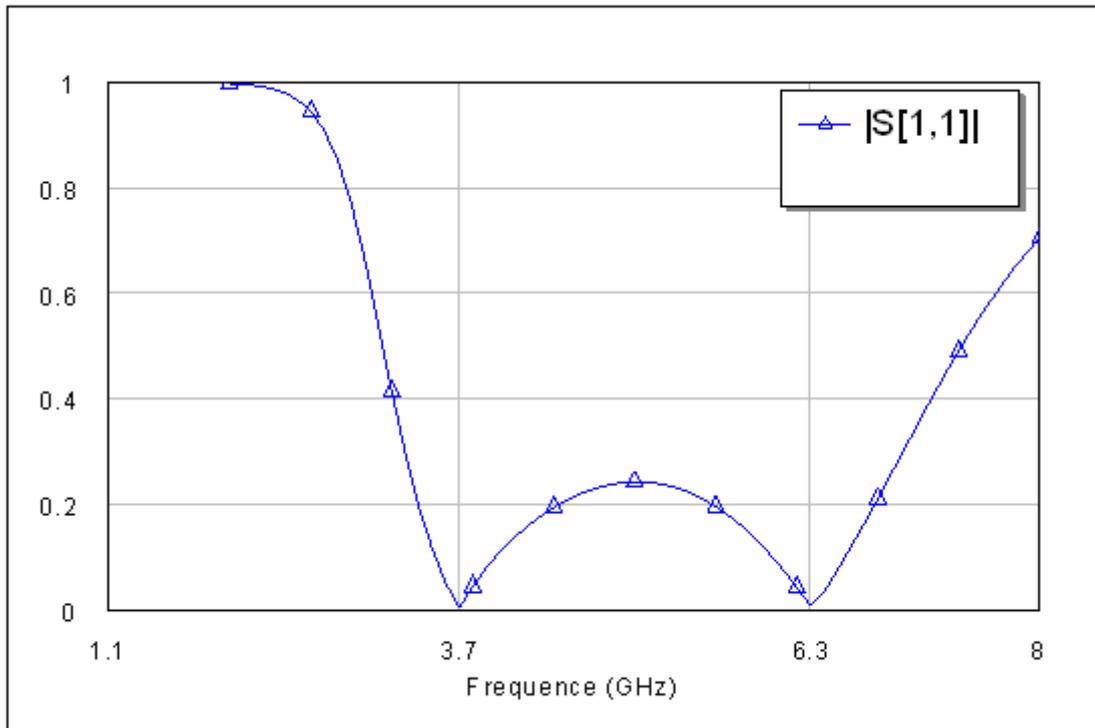


Fig.5.16 : coefficient de réflexion a l'entrée.

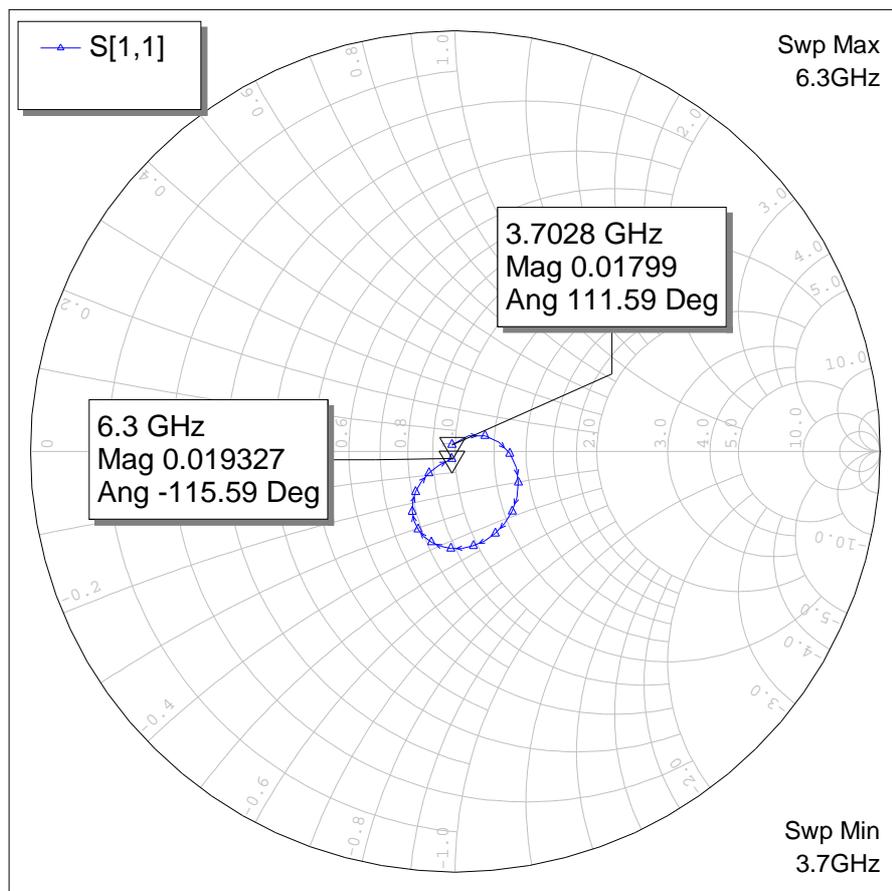


Fig.5.17 : Coefficient de réflexion d'entrée sur l'abaque dans la bande [3.7-6.3] GHz

### 5.3.2 Conception d'un amplificateur de 10 dB dans la bande [6 -12] GHz

Pour concevoir un amplificateur à effet de champ dans la bande [6 -12] GHz, nous avons utilisé le transistor N32484A de la firme Nec dont les paramètres de répartition S sont donnés en Annexe B. Ces paramètres nous indiquent que le gain de stabilité maximal

$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \text{ varie de } 16.91\text{dB à } 14.226 \text{ dB et par conséquent le gain choisi de l'amplificateur}$$

ne doit pas excéder la 14.226.

Dans le type de conception que nous nous sommes imposé, seule la sortie est adaptée. Dans ce cas, nous utilisons le gain disponible dont la valeur est fixée à 10 dB.

L'étude de la stabilité du transistor montre qu'il est potentiellement instable dans la bande désirée (fig.5.18), ceci nous a amenés à procéder à deux conceptions différentes :

- dans la première conception, notre but est de rendre le transistor stable. Pour cela, nous avons ajouté une conductance shunt  $g_{stab}$  à la sortie du transistor [6]. Cette conductance, tout en améliorant la stabilité (en augmentant le facteur K), fait malheureusement diminuer le gain. Cette diminution est d'autant moins significative que la valeur de  $g_{stab}$  est plus faible. Pour trouver sa valeur, nous avons utilisé le logiciel « Microwave Office » en mode optimisation qui nous a donné  $g_{stab} = 0.0133 \text{ siemens}$ .
- étant donné que cette technique est aussi applicable aussi à un transistor conditionnellement stable, il n'est donc pas nécessaire de stabiliser le transistor mais il faut arriver à une conception sans oscillation.

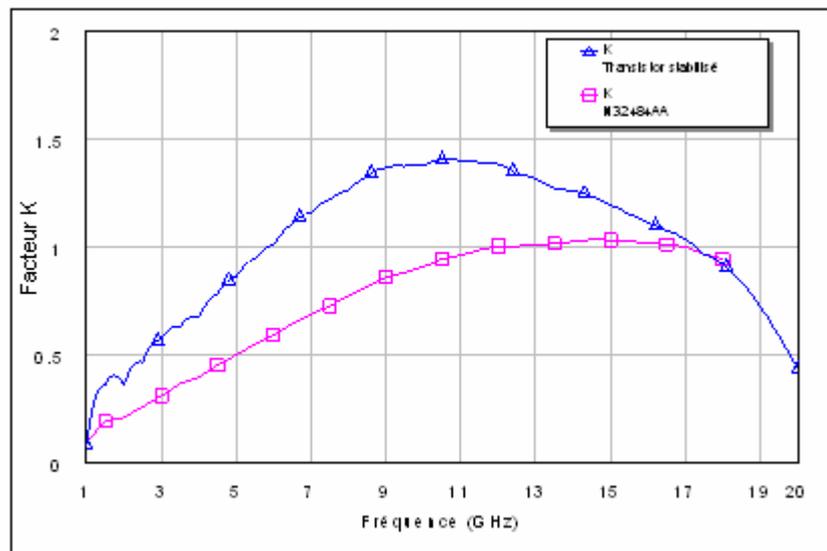


Fig.5.18 : Facteur de stabilité avant et après la stabilisation.

**5.3.2.1 Première conception avec circuits à constantes localisées :**

Etant donnée que la conception est basée sur le gain disponible, il y a lieu de faire d’abord la synthèse du réseau d’adaptation d’entrée pour pouvoir compenser  $S_{21}$  du transistor, ensuite celle du réseau d’adaptation en sortie permettant de transférer le maximum de puissance disponible à la charge (Fig.5.19).

Le choix de la valeur de l’impédance  $Z_S(\omega)$  correspondant à  $\Gamma_S$  et produite par le réseau d’entrée, n’est dicté que par la condition d’appartenance au cercle à gain disponible constant (10 dB) aux deux fréquences limites à savoir 6 GHz et 12 GHz. Les impédances  $Z_S(\omega_l) = (24.79 + j \cdot 15.09) \Omega$  et  $Z_S(\omega_h) = (16.81 + j \cdot 4.34) \Omega$  se déduisent respectivement des coefficients de réflexion  $\Gamma_S(\omega_l) = 0.389 \angle 138^\circ$  et  $\Gamma_S(\omega_h) = 0.4923 \angle 170^\circ$  situés sur les cercles à gain disponible constant 10 dB (fig.5.20).

Cette figure confirme la stabilité inconditionnelle obtenue par l’ajout de  $g_{Stab}$  d’une part et la valeur minimale allouée à celle-ci, traduite par fait que les cercles soient tangents à l’abaque de Smith, d’autre part.

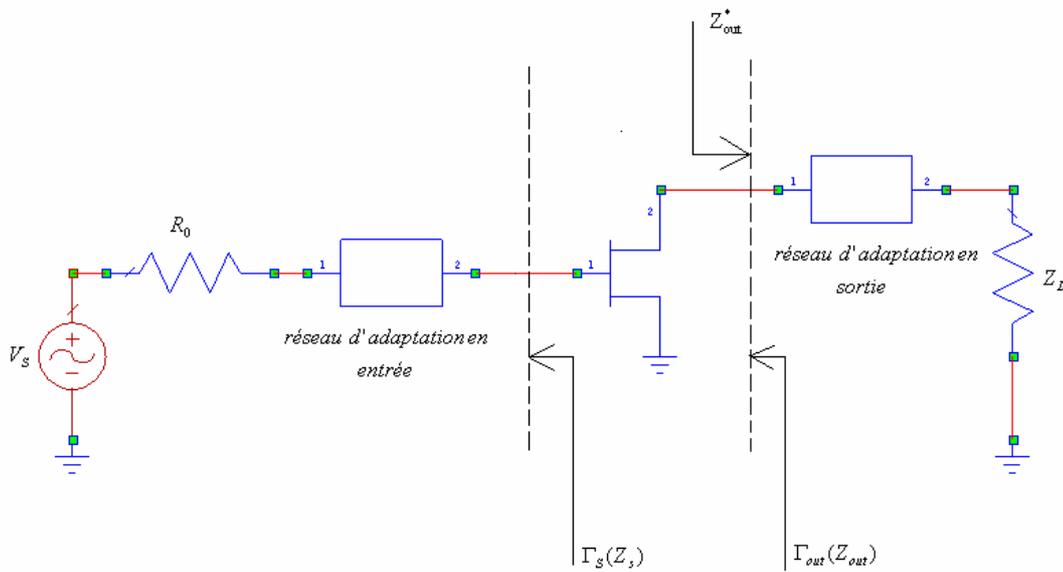


Fig.5.19 : Configuration de  $Z_S$  et  $Z_{out}$

En appliquant la procédure de synthèse de Giannini, décrite précédemment, nous avons obtenu.

Élément	$L_1$ (nH)	$L_2$ (nH)	$L_3$ (nH)	$C_2$ (pF)	$C_3$ (pF)
Valeur	0.2938	0.3815	1.04	0.907	0.7874

La structure à utiliser est celle de la figure (5.12).

Pour synthétiser le réseau de sortie, il faut au préalable calculer le coefficient de réflexion de charge pour les fréquences minimale et maximale, à l'aide de l'expression suivante :

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = \left( \frac{S_{22} - \Delta \cdot \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \right)^* \tag{5.25}$$

Nous en déduisons les valeurs de  $Z_L(\omega_l)$  et  $Z_L(\omega_h)$  en utilisant la relation

$$Z_L = R_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \tag{5.26}$$

$$Z_L(\omega_l) = 38.6 - j \cdot 54.8$$

$$Z_L(\omega_h) = 25.1 - j \cdot 25.6$$

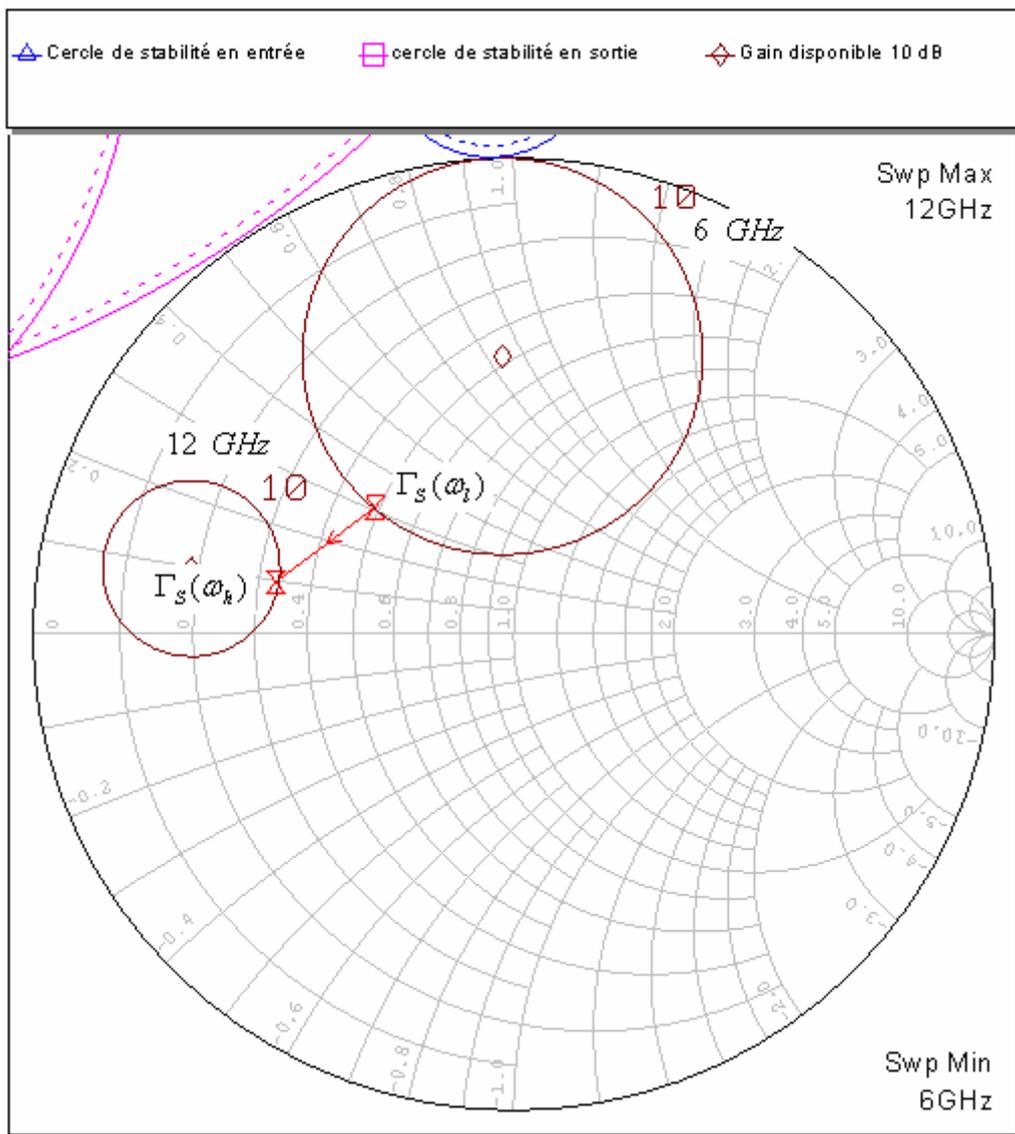


Fig.5.20 : Cercles de gain disponible constant 10 dB pour les fréquences 6 et 12 GHz

Le schéma de l'amplificateur (nommé ALBGL) est donné par la figure (5.21) où les éléments passifs sont des circuits à constantes localisées.

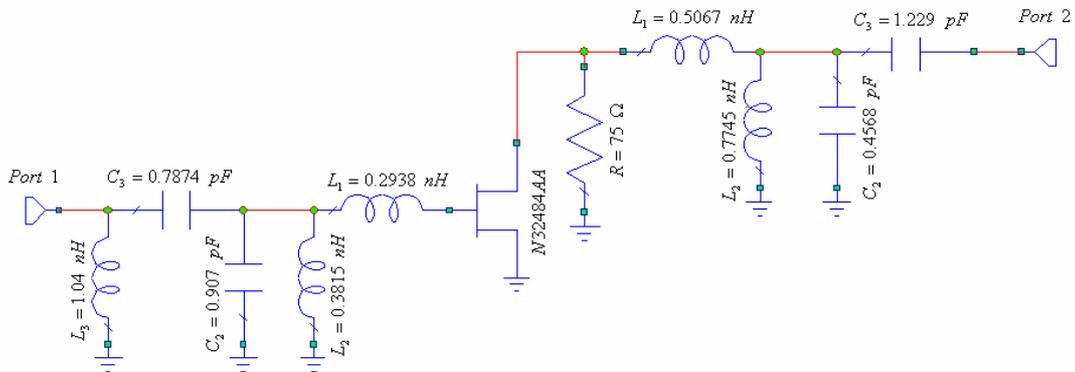


Fig.5.21 : Amplificateur ALBGL

La figure (5.22) montre le gain transductique de l'amplificateur et le module des coefficients de réflexion en entrée  $|S_{11}|$  et en sortie  $|S_{22}|$ . La bande passante s'étend de 4.418 à 13.907 GHz. Nous remarquons que le gain présente une légère ondulation d'ordre 0.655 dB.

.Dans la bande exigée, le coefficient de réflexion en sortie est très faible, ce qui est normal puisque le réseau de sortie a été conçu pour l'adaptation. Ce qui n'est pas le cas en ce qui concerne le réseau d'entrée, c'est ce qui explique le résultat obtenu (fig.5.22).

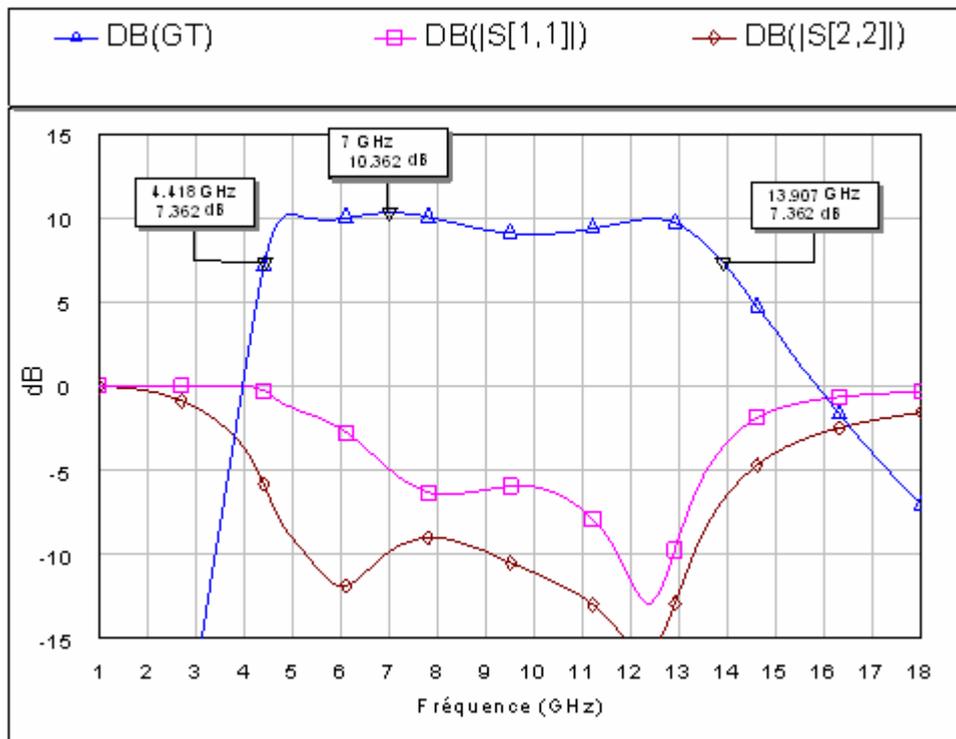


Fig.5.22 : Gain et coefficients de réflexion de l'amplificateur ALBGL.

**5.3.2.2 Deuxième conception avec circuits à constantes localisées :**

Les étapes de conception sont identiques à celles utilisées dans la première conception. Sauf que dans ce cas il faut tracer les cercles de stabilité de source et de charge pour s’assurer que les coefficients de réflexion choisis ou calculés sont dans les zones de stabilité. En utilisant l’abaque de Smith (fig.5.23), nous trouvons les résultats suivants pour l’entrée et la sortie :

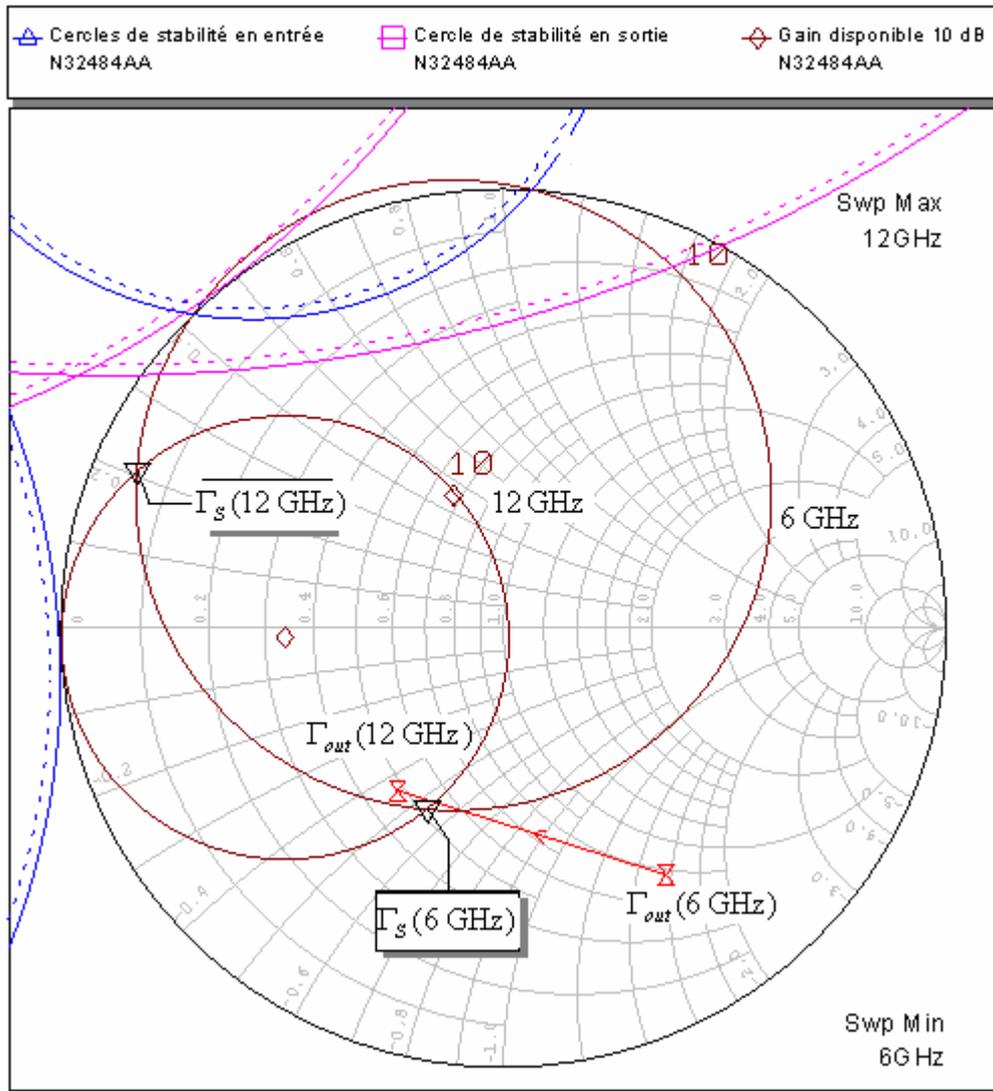


Fig.5.23 : Cercles de gain disponible constant 10 dB pour les fréquences 6 et 12 GHz

• **Entrée :**

$$Z_s(\omega_l) = (25.575 - j \cdot 26.394) \Omega$$

$$Z_s(\omega_h) = (2.655 + j \cdot 10.176) \Omega$$

Elément	$L_1$ (nH)	$L_2$ (nH)	$L_3$ (nH)	$C_2$ (pF)	$C_3$ (pF)
Valeur	0.3265	12.5	0.9208	0.1647	0.6617

• **Sortie :**

$$Z_L(\omega_l) = (38.47 + j \cdot 78.52) \Omega$$

$$Z_L(\omega_h) = (24.1 + j \cdot 22.09) \Omega$$

Élément	$L_1$ (nH)	$L_2$ (nH)	$C_2$ (pF)	$C_3$ (pF)
Valeur	0.653	0.7047	0.4091	0.3009

Le montage de cet amplificateur (nommé ALBGSS), sans circuits de polarisation, est donné par la figure (5.24).

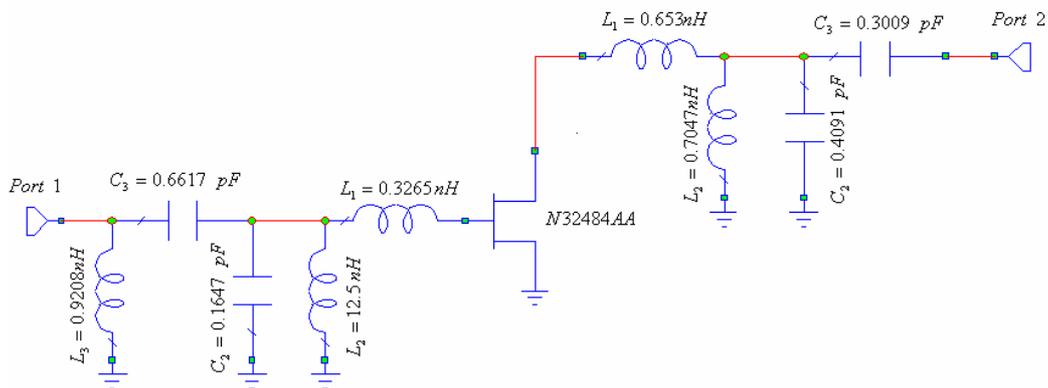


Fig.5.24 : Amplificateur ALBGSS

La figure (5.25) montre le gain transducique de l'amplificateur ALBGSS et le module des coefficients de réflexion en entrée  $|S_{11}|$  et en sortie  $|S_{22}|$ . La bande passante s'étend de 5.58 à 13.71 GHz. Nous remarquons que le gain présente une légère ondulation d'ordre 0.757dB.

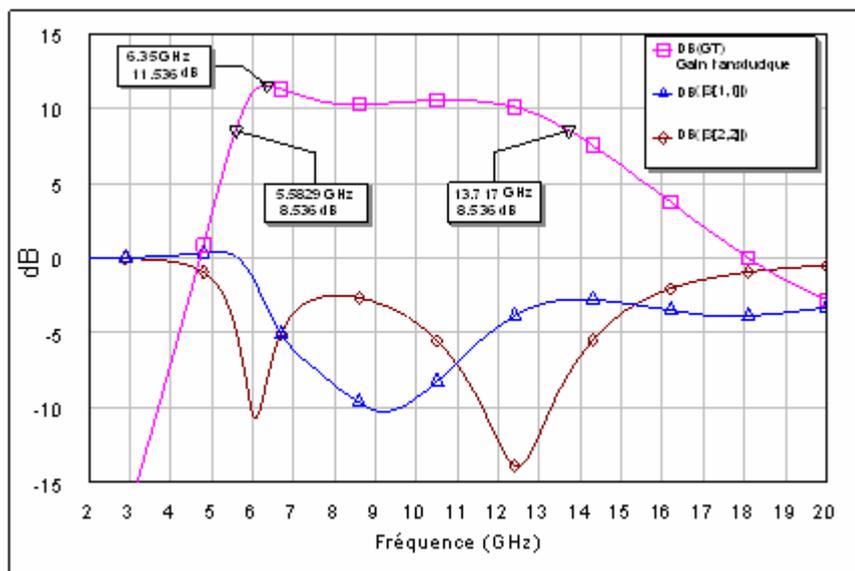


Fig.5.25 : Gain et coefficients de réflexion de l'amplificateur ALBGSS.

Une étude comparative des gains transductiques des amplificateurs ALBGL et ALBGSS montre une différence de 1 GHz environ (fig.5.26) en ce qui concerne les bandes passantes en faveur de l'amplificateur ALBGL. Ceci peut s'expliquer principalement par la faible sensibilité relative à la fréquence de S<sub>21</sub> de ALBGL.

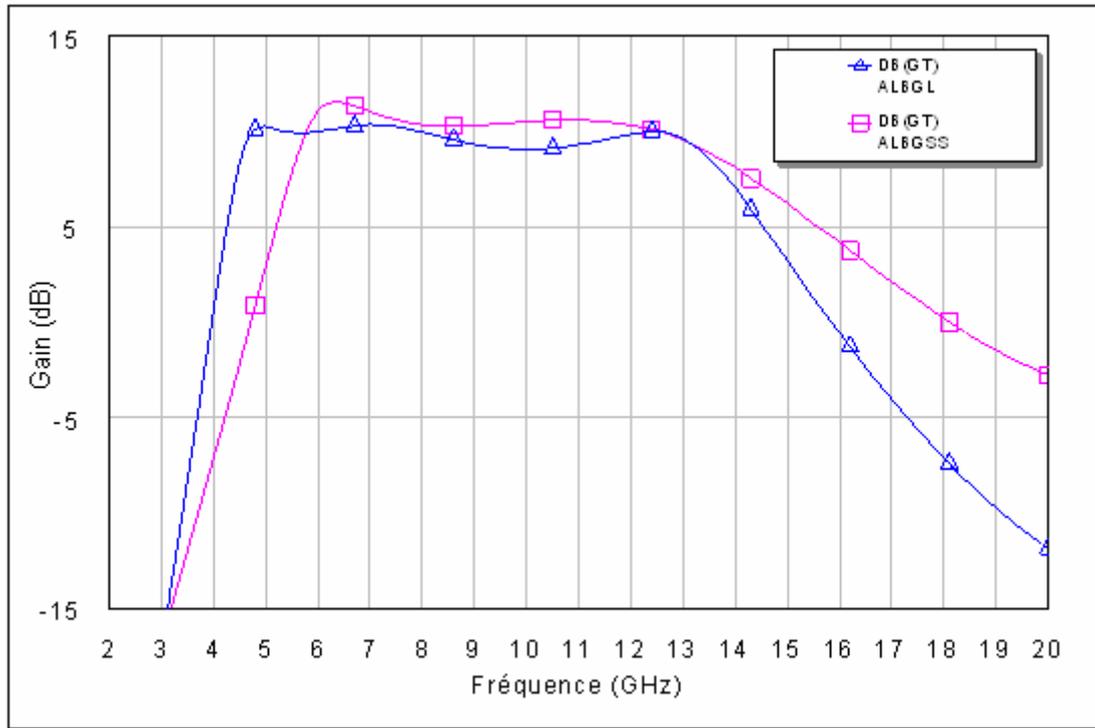


Fig.5.26 : Gain transductique des amplificateurs ALBGL et ALBGSS

### 5.3.2.3 Première conception avec circuits à constantes localisées et semi localisées :

Les circuits à constantes semi localisées, en particulier la self et la capacité shunt, sont réalisés par la ligne micro ruban d'impédance caractéristique  $Z_C$  et de longueur  $l \ll \lambda$ .

Si les circuits à constantes semi localisées se trouvent associés à d'autres circuits, une condition supplémentaire doit être ajoutée à savoir :

- pour une capacité :  $Z_C \ll Z_G$  et  $Z_C \ll Z_L$  ;
- pour une inductance :  $Z_C \gg Z_G$  et  $Z_C \gg Z_L$

Où  $Z_G$  et  $Z_L$  sont respectivement l'impédance du générateur et l'impédance de la charge.

Si la self est un élément shunt, on utilise alors une ligne court-circuitée sans aucune condition sur son impédance caractéristique.

La longueur de la ligne pour une inductance  $L$  est : 
$$l = \frac{c \cdot L}{Z_C \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Si la capacité est un élément shunt, on utilise alors une ligne ouverte sans aucune condition sur son impédance caractéristique.

La longueur de la ligne pour une capacité est : 
$$l = \frac{C \cdot c \cdot Z_C}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Où  $\epsilon_{eff}$  est la permittivité effective, et  $c$  la vitesse de la lumière.

Nous avons utilisé le substrat dont les paramètres électrique et géométrique sont :

$$\epsilon_r = 10.2, H = 250 \mu m, T = 17 \mu m$$

La synthèse de la ligne micro ruban à pour objectif de déterminer la largeur et la longueur de la ligne micro ruban. En utilisant le programme de synthèse TXLINE nous avons trouvé les résultats (tableau 5.4) :

	Bobine : $Z_C = 70\Omega$ $w = 87.35\mu m$ $\epsilon_{eff} = 6.286$ $l_{phy} = 3.3214 mm$					Capacité : $Z_C = 15\Omega$ $w = 1532\mu m$ $\epsilon_{eff} = 8.634$ $l_{phy} = 2.834 mm$	
L(nH), C=(pF)	1.04	0.3818	0.2938	0.5067	0.7745	0.907	0.4568
$l (\mu m)$	1777	544.44	508.56	878.64	1323	1220	697
$\lambda (\mu m)$	9970	9970	9970	9970	9970	8510	8510

Tableau 5.4 : Synthèse des lignes micro ruban

Pour la réalisation de la résistance on utilise un substrat qui à une résistivité  $R_s = 50 \Omega$  et un largeur  $w = 87.35\mu m$ , la valeur de la résistance est donnée par [11] :

$$R = R_s \frac{L}{W} \quad L = 130.8 \mu m$$

Le montage de l'amplificateur (nommé ALBGLD), utilisant des circuits passifs à constantes localisées et semi localisées, est donné par la figure 5.27.

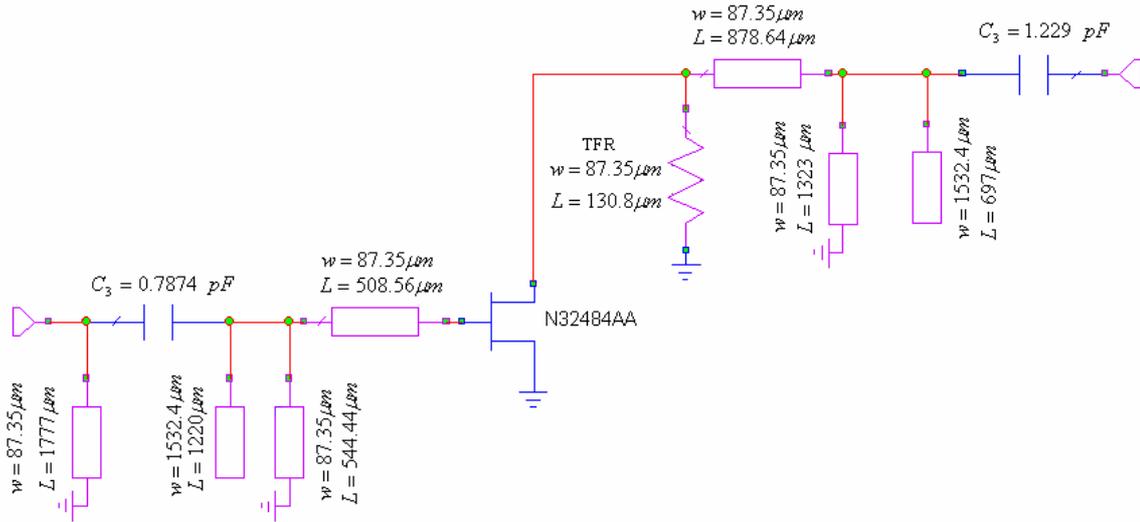


Fig.5.27 Amplificateur ALBGLD.

Les courbes des gains transduques des amplificateurs ALBGL et ALBGLD (fig5.28) montrent une légère différence au niveau de leurs bandes passantes en faveur de la ALBGL. Ceci peut s'expliquer par la sélectivité plus prononcée des circuits à base de ligne par rapport aux circuits à constantes localisées.

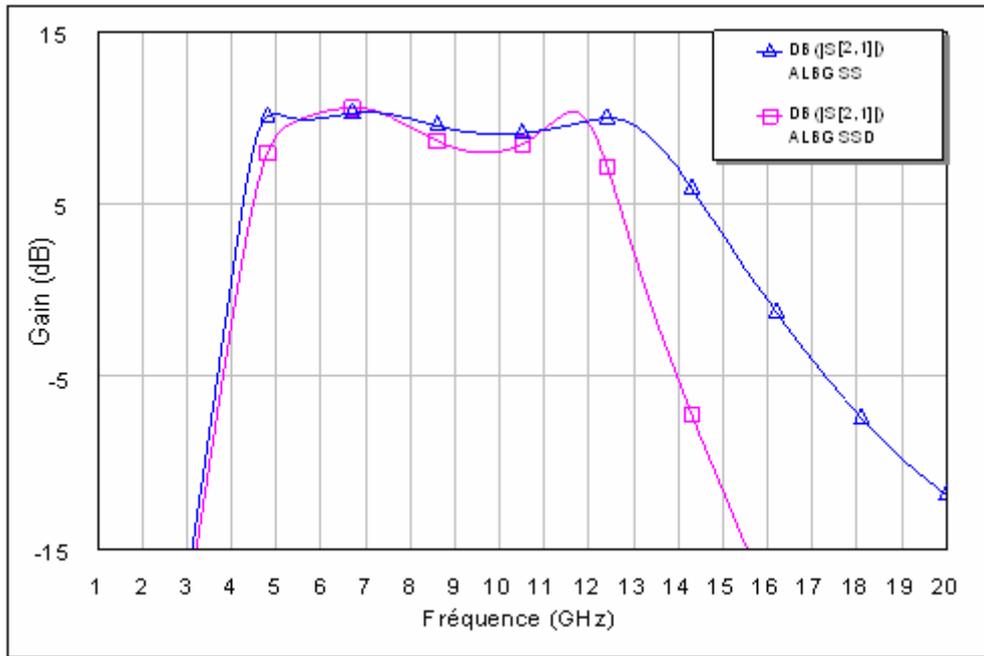


Fig.5.28 : Gain transducique des amplificateurs ALBGL et ALBGLD

### 5.3.2.4 Deuxième conception avec circuits à constantes localisées et semi localisées :

En adoptant la même procédure que précédemment, nous avons trouvé les résultats (tableau 5.5) :

	Bobine : $Z_C = 70\Omega$ $w = 87.35\mu m$ $\epsilon_{eff} = 6.286$ $l_{phy} = 3.3214$ mm			Capacité : $Z_C = 15\Omega$ $w = 1532\mu m$ $\epsilon_{eff} = 8.634$ $l_{phy} = 2.834$ mm	
L (nH), C=(pF)	0.9028	0.3265	0.7074	0.1647	0.4091
$l$ ( $\mu m$ )	1600	558.10	1200	251.56	624.97
$\lambda$ ( $\mu m$ )	9970	9970	9970	8510	8510

Tableau 5.5 : Synthèse des lignes micro ruban

Le montage de l'amplificateur (nommé ALBGSSD), utilisant des circuits passifs à constantes localisées et semi localisées, est donné par la figure 5.29.

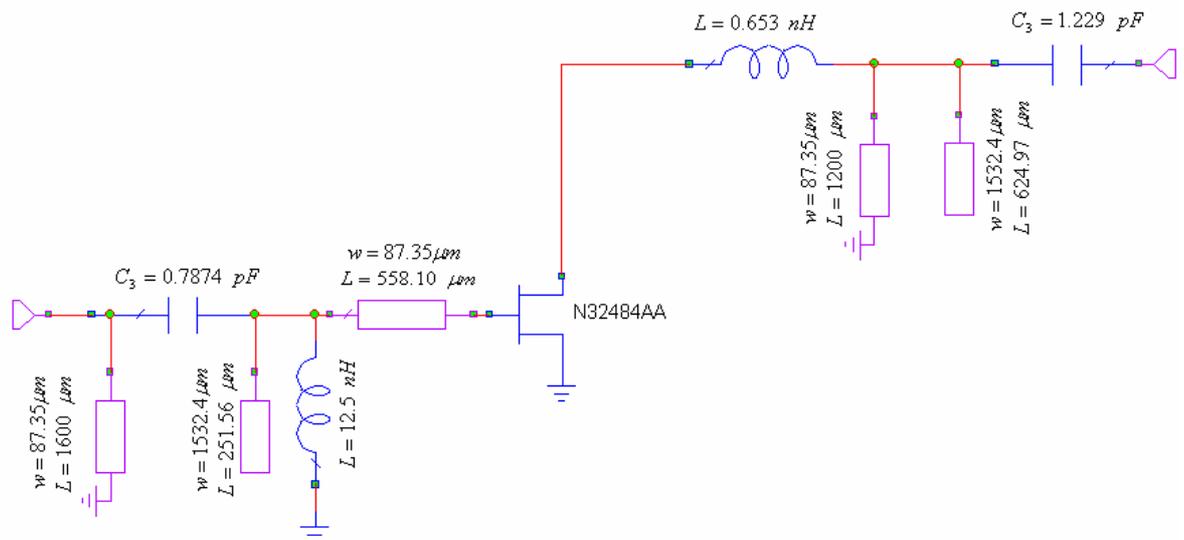


Fig.5.29 Amplificateur ALBGSSD

Les courbes (Fig.5.30) confirment, une fois de plus, la variation très grande des caractéristiques des circuits à base de ligne comparativement à celle des circuits à constantes localisées.

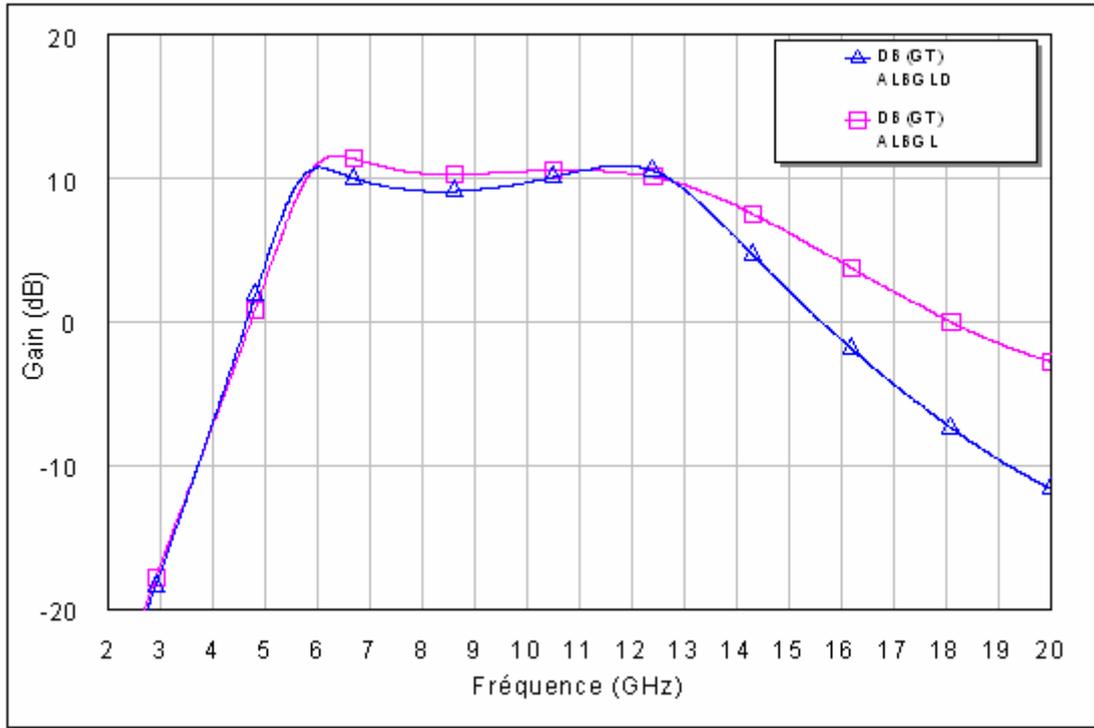


Fig.5.30 : Gain transducique des amplificateurs ALBGSS et ALBGSSD

### 5.3.2.5 Insertion des circuits de polarisation et des capacités de liaison

La topologie des cellules de Giannini offre un avantage en ce qui concerne les circuits de polarisation et capacités de liaison, puisque elle permet une isolation de la source du DC par les capacités série et la polarisation à travers les inductances shunt (Fig.5.31)

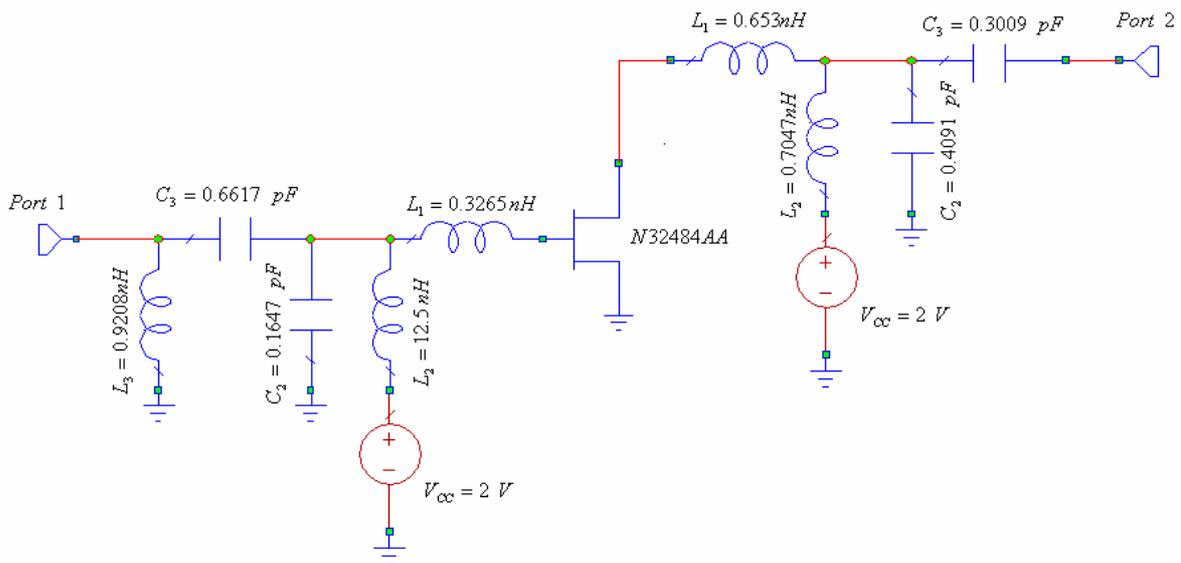


Fig.5.31 Amplificateur ALBGSS avec tension de polarisation.

## Conclusion

Les deux techniques graphique et analytique utilisées dans ce travail sont facile a mettre en œuvre.

Parmi les avantages de la technique graphique nous avons aussi retenu la simplicité de la circuiterie et le fait que le transistor soit considéré comme une boîte noire caractérisée seulement par les paramètres de répartition. Ses inconvénients résident dans le fait que son champ d'application soit restreint uniquement aux transistors unilatéraux à impédances d'entrée voisine de l'impédance de normalisation et accepter certaines pertes au profit de la bande passante.

La technique de Giannini considère aussi le transistor comme une boîte noire, mais elle présente aussi l'avantage d'obtenir des bandes passantes élevées comparativement à celles produites par la technique graphique et s'affranchir des circuits de polarisation conventionnels. Son inconvénient majeur est le non prise en compte de son comportement à l'intérieur de la bande passante.

Lors de l'application de la technique de Giannini nous avons constaté que le choix des coefficients de réflexion se fait d'une manière arbitraire mais appartenant aux cercles à gain constant.

La conception des amplificateurs nous a confirmé le caractère sélectif des circuits à constantes semi localisées.

Nous avons étudié, dans le domaine fréquentiel, les pertes d'insertion causées par les deux circuits de polarisation à savoir celui constitué par deux lignes quart d'onde et le stub radial. Le circuit de polarisation à deux lignes quart d'onde présente une bande passante moins large que celle du stub radial.

En perspective, on devrait développer une approche permettant de trouver les valeurs des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie et de prendre en compte l'étude du comportement à l'intérieur de la bande passante conduisant à une meilleure réponse fréquentielle.

## Bibliographie

- [1] Gentili, “*Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes*”, Masson , 1984
- [2] Davendra K.Misra, “*Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design*”, John Wiley & Sons, N.J. 1998.
- [3] M.Villegas, “*Radiocommunication numérique 2: conception des circuit intègres RF et micro ondes* ”, DUNOD. 2002.
- [4] Tri.T.Ha, “*Solid-state microwave amplifier design*”, Wiley, New York, 1981.
- [5] M.L. Edwards and J.H.Sinksy. “*A New Criteria for Linear 2-Port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter.*” IEEE Trans.Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-40,pp.2803-2811. December 1992.
- [6] G. “Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Anaysing and Design*” , Prentice Hall, 1984.
- [7] ] R. Sorrentino Edwards and L. Roselli. “*A New Simple and accurate Formula for Microstrip Radial Stub.*” IEEE Trans.Microwaveand guides wave letters, vol.2.No. 12 December 1992.
- [8] F.Giannini, “*A Systematic Approach to Amplifier broadband Matching*”, Wiley letters, 1999.
- [9] N. Dye, “radio frequency transistor”, Newnes, 2001
  
- [10] David M.Pozar, “*Microwave Engineering*”, John Wiley & Sons, N.Y. 1998.
  
- [11] Inder Bahl, “ *Lumped elements for RF and microwave circuits*”, Artech House microwave library. 2003.
- [12] Prakash.Bhartia, “ *microstrip lines and slotlines* ”, Artech House microwave library. 2003.

## Annexe A

## Paramètres S du transistor UP806T2I

! FILENAME: UP806T2I.S2P VERSION: 12.0  
 ! NEC PART NUMBER: UPA806T2 DATE: 11/96  
 ! BIAS CONDITIONS: VCE=3V, IC=20mA, CE; HFE=96; Q2  
 # GHZ S MA R 50

	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
0.500	0.210	-86.00	12.122	102.80	0.042	68.20	0.522	-32.70
0.550	0.192	-88.50	11.339	101.00	0.045	68.30	0.510	-32.80
0.600	0.175	-91.10	10.620	99.20	0.048	68.40	0.498	-32.90
0.650	0.159	-94.00	9.963	97.30	0.052	68.30	0.488	-33.10
0.700	0.145	-97.20	9.362	95.40	0.055	68.20	0.477	-33.30
0.750	0.132	-100.70	8.815	93.50	0.058	68.10	0.468	-33.60
0.800	0.120	-104.50	8.316	91.50	0.061	67.90	0.459	-33.90
0.850	0.110	-108.70	7.863	89.60	0.065	67.70	0.451	-34.20
0.900	0.101	-113.20	7.451	87.60	0.068	67.40	0.443	-34.50
0.950	0.092	-118.10	7.076	85.70	0.072	67.10	0.436	-34.90
1.000	0.085	-123.30	6.737	83.80	0.075	66.80	0.429	-35.30
1.050	0.079	-128.90	6.428	82.00	0.078	66.50	0.423	-35.80
1.100	0.074	-134.70	6.147	80.20	0.082	66.20	0.417	-36.20
1.150	0.070	-140.70	5.891	78.50	0.085	65.80	0.412	-36.70
1.200	0.067	-146.70	5.657	76.80	0.089	65.40	0.407	-37.30
1.250	0.065	-152.80	5.444	75.30	0.092	65.00	0.402	-37.80
1.300	0.063	-158.80	5.248	73.80	0.095	64.60	0.398	-38.30
1.350	0.062	-164.60	5.067	72.40	0.099	64.20	0.394	-38.90
1.400	0.061	-170.10	4.901	71.10	0.102	63.80	0.390	-39.50
1.450	0.061	-175.30	4.747	69.90	0.106	63.40	0.387	-40.10
1.500	0.061	179.70	4.604	68.80	0.109	62.90	0.383	-40.70
1.550	0.061	175.10	4.470	67.70	0.113	62.50	0.380	-41.40
1.600	0.061	170.70	4.345	66.70	0.116	62.00	0.377	-42.00
1.650	0.062	166.60	4.228	65.80	0.120	61.50	0.375	-42.70
1.700	0.062	162.80	4.118	64.90	0.123	61.10	0.372	-43.40
1.750	0.063	159.20	4.013	64.00	0.127	60.60	0.369	-44.00
1.800	0.064	155.70	3.914	63.20	0.130	60.10	0.367	-44.70
1.850	0.065	152.50	3.821	62.40	0.134	59.60	0.364	-45.40
1.900	0.066	149.40	3.731	61.50	0.137	59.10	0.362	-46.10
1.950	0.067	146.40	3.647	60.70	0.141	58.60	0.359	-46.80
2.000	0.068	143.60	3.565	59.90	0.145	58.10	0.357	-47.50
2.050	0.069	140.90	3.488	59.00	0.148	57.50	0.355	-48.30
2.100	0.071	138.30	3.414	58.10	0.152	57.00	0.352	-49.00
2.150	0.072	135.70	3.343	57.20	0.155	56.50	0.350	-49.70
2.200	0.074	133.30	3.276	56.20	0.159	55.90	0.348	-50.50
2.250	0.076	130.90	3.211	55.20	0.162	55.40	0.345	-51.30
2.300	0.078	128.60	3.150	54.10	0.166	54.90	0.343	-52.00
2.350	0.080	126.40	3.091	52.90	0.169	54.30	0.340	-52.80
2.400	0.083	124.30	3.035	51.70	0.173	53.70	0.338	-53.60
2.450	0.085	122.20	2.982	50.40	0.176	53.20	0.335	-54.50

2.500	0.088	120.20	2.932	49.10	0.180	52.60	0.333	-55.30
2.550	0.091	118.30	2.885	47.80	0.183	52.00	0.330	-56.20
2.600	0.094	116.40	2.840	46.40	0.187	51.50	0.328	-57.00
2.650	0.098	114.60	2.798	45.00	0.190	50.90	0.325	-57.90
2.700	0.102	112.80	2.758	43.60	0.193	50.30	0.322	-58.80
2.750	0.106	111.10	2.719	42.20	0.197	49.70	0.320	-59.80
2.800	0.110	109.50	2.682	40.90	0.200	49.10	0.317	-60.70
2.850	0.115	107.90	2.646	39.60	0.204	48.50	0.314	-61.70
2.900	0.120	106.30	2.610	38.40	0.207	47.90	0.312	-62.70
2.950	0.125	104.80	2.573	37.30	0.210	47.20	0.309	-63.80
3.000	0.130	103.30	2.535	36.40	0.214	46.60	0.307	-64.80
3.050	0.136	101.90	2.494	35.60	0.217	46.00	0.304	-65.90
3.100	0.142	100.50	2.450	35.10	0.220	45.40	0.302	-67.00
3.150	0.148	99.10	2.402	34.80	0.224	44.70	0.300	-68.20
3.200	0.155	97.70	2.349	34.90	0.227	44.10	0.297	-69.40
3.250	0.162	96.30	2.290	35.40	0.230	43.40	0.296	-70.60
3.300	0.170	95.00	2.226	36.30	0.233	42.70	0.294	-71.80

## Annexe B

### Paramètres S du transistor N32484AA

! FILENAME: N32484AA.S2P      VERSION: 4.0  
 ! NEC PART NUMBER: NE32484A      DATE: 04/91  
 ! BIAS CONDITIONS: VDS=2V, IDS=10mA  
 # GHZ S MA R 50

	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
0.1	0.999	-1.8	4.893	178.2	0.002	88.5	0.647	-0.9
0.2	0.999	-3.8	4.889	176.2	0.003	87.1	0.646	-2.4
1.0	0.992	-18.2	4.812	161.6	0.018	77.3	0.641	-12.6
1.5	0.972	-26.5	4.716	153.3	0.025	72.0	0.639	-18.5
2.0	0.960	-34.6	4.649	145.5	0.033	67.3	0.632	-24.2
2.5	0.939	-42.5	4.567	137.5	0.040	62.9	0.624	-29.7
3.0	0.916	-50.5	4.453	129.8	0.046	58.1	0.614	-35.1
3.5	0.892	-57.9	4.335	122.4	0.053	52.9	0.601	-40.0
4.0	0.870	-65.5	4.229	114.9	0.059	49.2	0.590	-45.3
4.5	0.840	-72.6	4.117	107.6	0.064	45.5	0.581	-49.8
5.0	0.810	-80.0	4.011	100.8	0.069	41.2	0.568	-55.1
5.5	0.781	-87.2	3.892	93.6	0.073	37.6	0.558	-60.0
6.0	0.754	-94.4	3.780	87.0	0.077	33.8	0.550	-64.3
6.5	0.726	-101.1	3.652	80.5	0.079	30.5	0.539	-69.2
7.0	0.702	-107.9	3.541	74.4	0.082	27.3	0.531	-73.5
7.5	0.682	-113.5	3.431	68.8	0.084	25.1	0.522	-77.2
8.0	0.660	-119.6	3.314	62.4	0.087	22.4	0.513	-81.3
8.5	0.640	-125.0	3.230	56.9	0.088	20.3	0.507	-84.6
9.0	0.621	-131.2	3.141	51.1	0.090	17.7	0.498	-88.4
9.5	0.603	-136.4	3.093	45.5	0.093	16.3	0.492	-91.1
10.0	0.584	-142.2	3.033	40.1	0.096	13.9	0.485	-94.9
10.5	0.561	-147.8	2.991	34.3	0.098	12.1	0.478	-98.3
11.0	0.538	-154.6	2.943	28.7	0.102	9.6	0.472	-101.8
11.5	0.522	-160.9	2.879	22.9	0.105	6.4	0.466	-105.6
12.0	0.506	-168.2	2.831	17.3	0.107	4.9	0.458	-110.0
12.5	0.495	-175.4	2.803	11.6	0.110	2.6	0.451	-114.5
13.0	0.484	177.4	2.757	6.1	0.112	-0.0	0.447	-119.0
13.5	0.474	170.9	2.703	0.6	0.116	-2.6	0.441	-123.8
14.0	0.463	165.1	2.672	-4.5	0.118	-4.3	0.437	-127.3
14.5	0.450	158.3	2.622	-10.6	0.122	-7.0	0.432	-131.2
15.0	0.445	152.3	2.611	-16.0	0.124	-9.3	0.427	-135.9
15.5	0.438	145.5	2.560	-22.1	0.129	-12.2	0.422	-140.5
16.0	0.420	137.6	2.577	-27.3	0.133	-15.4	0.418	-145.4
16.5	0.418	129.9	2.535	-33.5	0.137	-18.6	0.412	-150.5
17.0	0.415	121.5	2.528	-39.3	0.140	-22.7	0.407	-156.6
17.5	0.416	111.6	2.527	-45.8	0.146	-26.3	0.403	-162.1
18.0	0.425	102.2	2.517	-51.3	0.149	-30.2	0.397	-168.9