

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
OPTION : TELECOMMUNICATIONS

MEMOIRE DE MAGISTER

PRESENTE PAR : CHALLAL MOULOUD

Ingénieur d'état en électronique (USTHB)

Option : Télécommunications

Thème

**ETUDE ET CONCEPTION
D'UNE ANTENNE ACTIVE**

Soutenu publiquement le 13/12/2001 devant le jury composé de :

| | | |
|--------------------|--------------------------------------|------------|
| Mr : A. ZERGUERRAS | Professeur (ENP) | Président |
| Mr : M. TRABELSI | Chargé de cours (ENP) | Rapporteur |
| Mr : R. AKSAS | Professeur (ENP) | Rapporteur |
| Mr : M. MEHENNI | Maître de conférences (ENP) | Examineur |
| Mr : Z. TERRA | Chargé de cours (ENP) | Examineur |
| Mr : A. AZRAR | Chargé de cours (Univ. de Boumerdès) | Examineur |

Résumé :

Le présent travail a pour but d'étudier et de concevoir une antenne microruban active. Pour cela, nous avons déterminé les caractéristiques radioélectriques de l'antenne passive (sans élément actif) par un modèle d'analyse. Parmi une multitude de modèles, notre choix s'est porté sur un modèle rigoureux appelé "analyse complète" résolu par la méthode des moments dans le domaine spectral. Concernant la partie amplification, nous avons élaboré un logiciel permettant la conception et l'analyse des amplificateurs micro-ondes à bande étroite. L'ajout de l'amplificateur conçu à l'antenne passive constitue une antenne active.

Mots clés : Antenne passive, Impédance d'entrée, Bande passante, Gain, Rayonnement, amplificateur et antenne active.

Abstract :

The purpose of our work is to study and design an active antenna. For that, we determined the characteristics of the passive antenna (without an active element) using a rigorous model 'full-wave' solved by the method of moment in spectral domain. The second part is concerning the amplification. In this part, we have developed software, which allows the design and the analysis of a narrow band microwave amplifiers. The adding of this designed amplifier to the passive antenna constitute the active antenna.

Keys words: passive antenna, input impedance, bandwidth, gain, radiation, amplifier, active antenna.

ملخص :

يهدف هذا العمل في دراسة و إنجاز الهوائية الميكرو شريطية النشطة. لهذا، قمنا بإيجاد الخصائص الراد يوكهربائية للهوائية الصفيحية الميكرو شريطية الحاملة (بدون عنصر نشيط) بطريقة التحليل. من بين كل المناهج المستعملة في هذا الإطار اعتمدنا على طريقة الدراسة المعمقة (تحليل كامل) والتي تكمن باستعمال طريقة العزوم في المجال الطيفي. أما فيما يخص جزء التضخيم قمنا بإعداد برنامج يسمح بإنجاز وتحليل المضخمات الميكرو موجية ذو شريط نافذ ضيق. بتركيب المضخم المنجز للهوائية الصفيحية الميكرو شريطية الحاملة نتحصل على الهوائية النشطة.

كلمات مفتاحية : الهوائية الحاملة - ممانعة الدخول - الشريط النافذ - الريح - الأشعة - المضخم والهوائية النشطة.

Aux membres du jury,

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

Remerciements



Ce travail a été effectué au sein du laboratoire des Télécommunications du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP).

Il me faut d'abord remercier Mr. R. AKSAS, professeur à l'ENP et Mr. M. TRABELSI, chargé de cours à l'ENP, pour l'honneur qu'ils m'ont fait de diriger ce travail, et pour avoir suivi mon travail tout au long de cette thèse.

Je remercie également Mr. A. AZRAR, chargé de cours à l'INELEC, pour ses conseils.

Mon travail a été grandement facilité par l'ambiance d'amitié. J'adresse mes vifs remerciements à mes collègues du labo (Mehdi, Bedri, Abdelhafid, Yahia, Nadia, Ali, Amine) qui, grâce à leur soutien et leur aide inestimable, ce mémoire soit ce qu'il est.

Finalement, que tous ceux et celles qui ont contribué de loin ou de près à l'aboutissement de ce mémoire, trouvent ici mes sincères reconnaissances.

DEDICACES



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

Jé dédie, à mes très chers parents qui se sont sacrifiés moralement et matériellement durant toutes ces années de mes études. A mes frères et sœurs et à toute ma famille.

Ainsi à tous mes amis.

Mouloud

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS UTILISEES



| | |
|---------------------|---|
| APM | Antenne Plaque Microruban |
| λ_0 | Longueur d'onde dans le vide |
| k_0 | Nombre d'onde (constante de propagation) dans le vide |
| ϵ_r | Permittivité relative |
| ϵ_e | Permittivité effective |
| $tg\delta$ | Angle de perte |
| d | Epaisseur du substrat |
| L | Longueur du patch |
| W | Largeur du patch |
| L | Opérateur linéaire |
| \langle , \rangle | Produit intérieur |
| \bar{F} | Transformée de Fourier de F |
| F^* | Conjugué de F |
| \tilde{G}_{pq} | Fonction de Green donnant le champ dans la direction p issu d'un courant dans la direction q. |
| \bar{E}^{inc} | Champ incident |
| \bar{E}^{dif} | Champ diffracté |
| E_{co} | Composante copolaire du champ |
| E_{cross} | Composante contrapolaire du champ |
| J_n | Courant dans la direction n |
| Z_{in} | Impédance d'entrée |
| I_0 | Courant à l'entrée de l'antenne |
| BP | Bande passante |
| f_r | Fréquence de résonance |
| D_0 | Directivité maximale |
| η | Rendement |
| G | Gain |

| | |
|------------|---|
| CAE | Circuit d'adaptation d'entrée. |
| CAS | Circuit d'adaptation de sortie. |
| LNA | Low Noise Amplifier (Amplificateur à faible bruit). |
| CAO | Conception assistée par ordinateur. |
| Γ_s | Coefficient de réflexion d'entrée. |
| Γ_L | Coefficient de réflexion de sortie. |
| TOS | Taux d'onde stationnaire |
| Z_e | Impédance d'entrée de l'amplificateur. |
| Z_e' | Impédance de sortie de l'amplificateur. |
| Z_c | Impédance caractéristique de la ligne. |
| Z_g | Impédance du générateur (qui vaut généralement 50Ω). |
| Z_{ch} | Impédance de la charge (qui vaut généralement 50Ω). |
| Δ | Déterminant de la matrice S (matrice de répartition). |



| | |
|--|----|
| INTRODUCTION | 1 |
| CHAPITRE 1 Etat de l'art | |
| 1-1 Généralités | 3 |
| 1-2 Moyens d'excitation | 4 |
| 1-2-1 Alimentation par ligne microruban | 4 |
| 1-2-2 Alimentation par câble coaxiale | 5 |
| 1-2-3 Alimentation par ouverture à travers le plan de masse..... | 5 |
| 1-2-4 Alimentation par proximité | 6 |
| 1-3 Mécanisme de rayonnement..... | 6 |
| 1-4 Modèles théoriques d'analyse..... | 7 |
| 1-4-1 Modèle de la ligne de transmission | 8 |
| 1-4-2 Modèles de la cavité..... | 8 |
| 1-4-3 Modèles de l'équation intégrale | 9 |
| 1-5 Choix du modèle..... | 9 |
| 1-6 Description des antennes actives | 9 |
| CHAPITRE 2 Modèle de l'équation intégrale appliqué aux APM rectangulaires | |
| 2-1 Formulation de l'équation intégrale | 12 |
| 2-2 Méthode des moments | 15 |
| 2-2.1 Principe de la méthode des moments | 15 |
| 2-2.2 Fonctions de base et de test..... | 17 |
| 2-2.2.1 Fonction sur domaine entier | 17 |
| 2-2.2.2 Fonctions sous-domaine..... | 17 |
| 2-3 Implémentation de la méthode des moments..... | 18 |
| 2-4 Détermination des caractéristiques radioélectriques de l'antenne | 19 |
| 2-4.1 Impédance d'entrée..... | 19 |
| 2-4.2 Bande passante..... | 21 |
| 2-4.3 Diagramme de rayonnement..... | 21 |
| 2-4.4 Directivité..... | 22 |
| 2-4.5 Gain | 22 |
| 2-5 Résultats et discussion | 23 |
| 2-5.1 Impédance d'entrée..... | 23 |
| 2-5.2 Diagramme de rayonnement..... | 25 |
| 2-5.3 Gain | 25 |

CHAPITRE 3 Conception et analyse des amplificateur à transistor micro-ondes à bande étroite

| | |
|---|----|
| 3-1 Introduction..... | 28 |
| 3-2 Configuration de l'amplificateur micro-onde et définitions des expressions de base de conception..... | 29 |
| 3-3 Caractéristiques principales d'un amplificateur..... | 32 |
| 3.3.1 Stabilité..... | 32 |
| 3.3.2 Gain..... | 32 |
| 3.3.3 Facteur de bruit..... | 33 |
| 3.4 Circuits de polarisation..... | 33 |
| 3-5 Quadripôles d'adaptation..... | 34 |
| 3-6 Condensateurs de liaison- lignes couplées..... | 36 |
| 3-7 Type d'amplificateur..... | 37 |
| 3.7.1 Amplificateur à gain élevé..... | 37 |
| 3.7.2 Amplificateur à faible bruit..... | 38 |
| 3.7.3 Compromis entre Gain - TOS - Facteur de bruit..... | 38 |
| 3-8 Synthèse de la ligne microruban..... | 39 |
| 3-9 Analyse de l'amplificateur..... | 39 |
| 3-10 Récapitulation..... | 42 |

CHAPITRE 4 Résultats de conception des amplificateurs à transistor

| | |
|---|----|
| 4-1 Exemple de conception..... | 43 |
| 4.1.1 Amplificateur à gain donné..... | 43 |
| 4.1.2 Amplificateur à faible bruit..... | 52 |

CHAPITRE 5 Application : Conception d'antennes actives

| | |
|---|----|
| 5.1 Introduction..... | 59 |
| 5.2 Configuration de l'antenne active..... | 59 |
| 5.3 Détermination du courant d'excitation de l'antenne..... | 60 |
| 5.4 Caractéristiques radioélectriques de l'antenne..... | 61 |
| 5.4.1 Excitée par un amplificateur à gain donné..... | 61 |
| 5.4.2 Excitée par un amplificateur à faible bruit..... | 65 |
| 5.5 Conclusion..... | 69 |

SOMMAIRE



CONCLUSION GENERALE..... 70

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION



Le développement des moyens de transmission de l'information qui constitue l'une des caractéristiques primordiales ces dernières décennies résulte d'une part, de la croissance continue des besoins et d'autre part, des possibilités nouvelles offertes par les progrès techniques.

Les communications par satellite ou autre, utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs paraboliques qui possèdent une très bonne directivité, un bon rendement et une large bande passante. Cependant, elles sont volumineuses, encombrantes et ne répondent aucunement aux exigences de la technologie moderne. Les antennes plaques microrubans (APM) s'adaptent bien à ce genre d'application.

La nécessité de traiter de grandes quantités d'informations dans les environnements des communications radio, a créé une large variété de nouveaux services qui exigent des systèmes à très grande bande passante (ondes centimétriques et ondes millimétriques). Dans cette bande, les APM présentent quelques avantages tels que la légèreté, la robustesse et surtout l'intégrabilité qui les rendent adaptables aux techniques récemment développées. En particulier, il y a la possibilité d'intégrer une variété d'éléments actifs tels que les diodes, les oscillateurs et les amplificateurs [1,2,3]. Toutefois un travail reste à faire quant à l'amélioration de leur bande passante ainsi que leur gain, qui constituent d'ailleurs l'handicap majeur freinant ainsi leur utilisation

Les antennes microrubans actives [4,5], améliorent les performances des structures rayonnantes passives. En effet, l'intégration d'un amplificateur avec l'APM, peut fournir un élargissement de la bande passante et une amélioration du gain [6,7,8,9]. C'est dans ce but que nous avons été amenés à étudier et à concevoir une antenne active (APM+ amplificateur).

A ce propos, nous avons organisé notre travail comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons un bref aperçu sur les caractéristiques d'ordre général concernant les APM passives ainsi qu'actives. Alors que le deuxième chapitre est axé sur l'analyse de l'APM par une méthode rigoureuse (méthode des moments) qui permet de déterminer les caractéristiques radioélectriques de l'antenne (impédance d'entrée, bande passante, gain et diagramme de rayonnement). Nous avons pu, dans la mesure du possible, comparer nos résultats à des mesures.

L'objectif du troisième chapitre, est la conception et l'analyse des amplificateurs à transistor micro-ondes à bande étroite. Pour cela, nous avons élaboré un logiciel, mettant en œuvre des techniques de conception et d'analyse. Ce logiciel, permet de concevoir et d'analyser aussi bien les amplificateurs à gain élevé que les amplificateurs à faible bruit. La description et l'interprétation des résultats obtenus par le logiciel feront l'objet du quatrième chapitre. Il sera aussi question de confronter ces résultats avec des mesures ou par des logiciels de simulation. Nos résultats ont été comparés à ceux obtenus en utilisant un logiciel de simulation appelé PUFF disponible au niveau de notre laboratoire.

Enfin, on va s'intéresser à la conception d'antennes actives dans le dernier chapitre.

CHAPITRE 1

Etat de l'Art

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser aux généralités sur les antennes plaques microrubans (APM) passives. Ainsi, qu'une brève description sur les antennes microrubans actives.

1.1 Généralités

L'antenne plaque microruban (APM), dans sa plus simple configuration est constituée d'un ruban métallique très fin, appelé élément rayonnant (ou encore "Patch") placé sur une face d'un substrat diélectrique dont l'autre face métallisée forme le plan de masse (Fig 1.1).

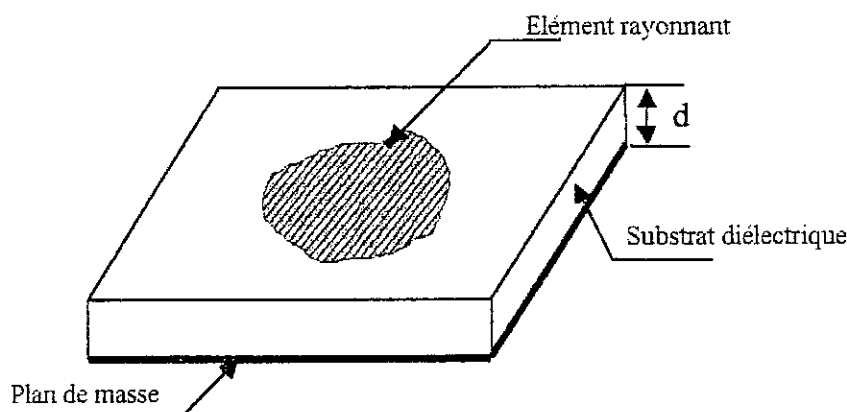


Fig. 1.1 : Antenne plaque microruban de forme quelconque

Du fait de son procédé de fabrication (photolithographie), les APM peuvent prendre des formes très variées. Dans la pratique, seules quelques géométries (les plus couramment utilisées) ont été étudiées en détail [10,11,12]. Cette géométrie peut être un rectangle ou un carré, un disque, une ellipse, un triangle équilatéral, et cela pour faciliter l'analyse et la prédiction des performances.

Par rapport aux antennes conventionnelles (parabole, cornet, fente rayonnante), les APM présentent des avantages appréciables :

- Faible poids;
- Possibilité de bien s'adapter sur une surface donnée;
- Coût de revient raisonnable.

Malgré une bande passante réduite, un gain et une directivité faibles, ces antennes sont utilisées dans des applications diverses, telles que :

- Les stations mobiles : satellites, missiles, avions;
- La télédiffusion;
- Les dispositifs de commande et de contrôle à distance;
- Le biomédical.

1.2 Moyens d'excitation

Le transfert maximum de puissance entre un circuit donné et l'antenne, exige une bonne adaptation entre eux. De même, pour ne pas interférer sur le diagramme de rayonnement de l'antenne, la connexion doit rayonner le moins possible.

Pour avoir une bonne alimentation du Patch, le dispositif d'alimentation doit satisfaire les critères suivants :

- Réduction maximale des discontinuités entre le Patch et l'alimentation, afin de minimiser le rayonnement parasite;
- Réalisation simple;
- Faible encombrement;
- Bonne adaptation d'impédance entre le Patch et le circuit d'alimentation, pour réduire les pertes par réflexion.

Diverses techniques sont utilisées pour exciter les APM :

1.2.1 Alimentation par ligne microruban

L'alimentation par ligne microruban respecte la technologie planaire, mais a tendance à perturber le diagramme de rayonnement de l'antenne. Il permet une adaptation en impédance grâce à son paramètre de largeur W . Diverses études ont été faites sur les effets du positionnement de la ligne. Le Patch et la ligne microruban sont dans le même plan (Fig. 1.2).

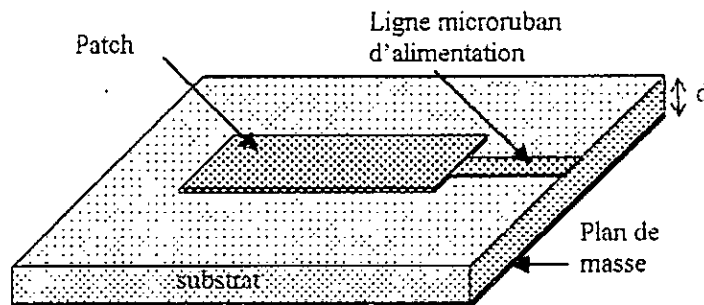


Fig. 1.2 : Alimentation par ligne microruban

1.2.2 Alimentation par câble coaxial

Le câble coaxial a l'avantage d'avoir une impédance fixe, un faible rayonnement parasite (qui ne perturbe que très faiblement le rayonnement de l'antenne) et de permettre une connexion directe des appareils de mesure sur l'antenne. Il permet également de définir un point très précis d'alimentation sur toute la surface de l'antenne (offrant ainsi les possibilités d'adaptation de l'antenne au circuit d'alimentation).

Le principal inconvénient du câble coaxial réside dans la traversée du plan de masse, et du substrat pour venir se connecter à l'antenne (Fig. 1.3).

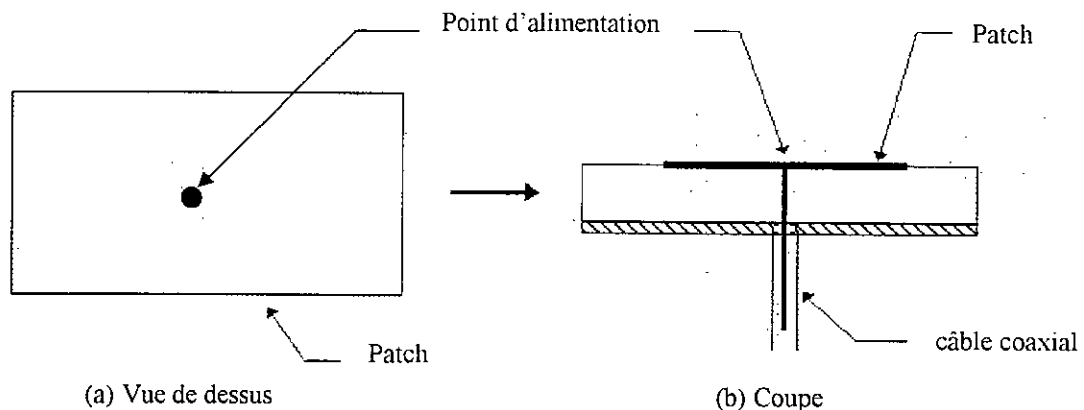


Fig. 1.3 : Alimentation par câble coaxial

1.2.3 Alimentation par ouverture à travers le plan de masse

Le couplage électromagnétique entre l'antenne et la ligne d'accès est effectué grâce à une ouverture dans le plan de masse (Fig. 1.4). Cette technique possède l'inconvénient de devoir utiliser deux substrats différents. Cela complique la phase technologique. De plus, à très hautes fréquences du fait du couplage, les pertes dans le diélectrique augmentent.

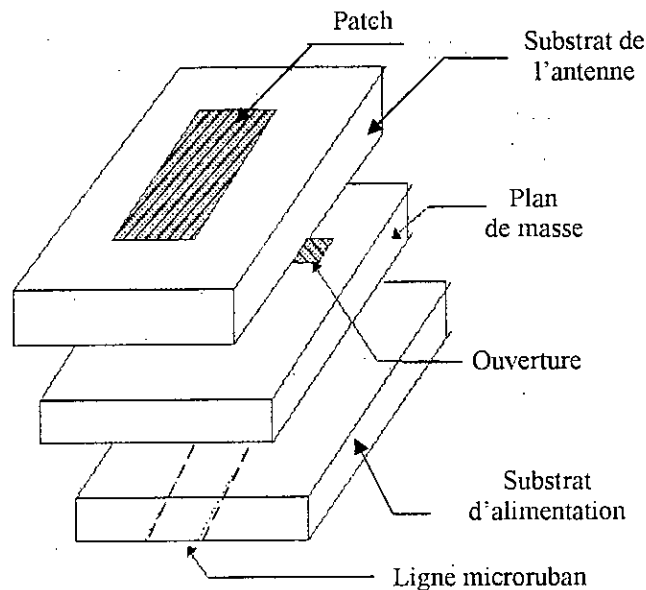


Fig. 1.4 : Alimentation par ouverture

1.2.4 Alimentation par proximité

Elle consiste à utiliser deux substrats (Fig. 1.5). Sur le premier substrat, on dépose une ligne microruban ensuite un second substrat sur lequel l'élément rayonnant est déposé. La difficulté de sa mise en œuvre réside dans sa conception.

L'adaptation et la modification de la bande passante se font en variant les dimensions du patch et celles de la ligne microruban.

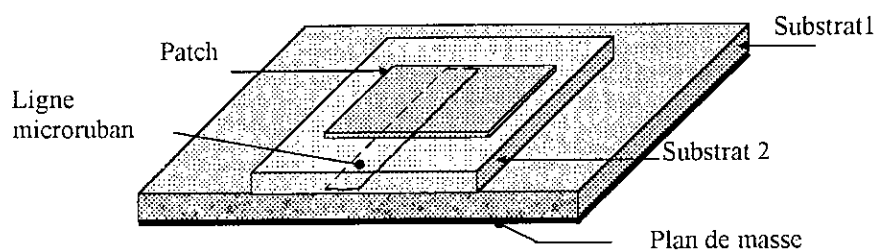


Fig. 1.5 : Alimentation par proximité

1.3 Mécanisme de rayonnement

Pour comprendre le rayonnement d'une antenne microruban nous avons jugé nécessaire de distinguer les différentes régions selon le type de champ électromagnétique. Pour cela, considérons une source d'excitation située au point (a) du patch (Fig. 1.6). Nous pouvons distinguer trois régions de rayonnement [13].

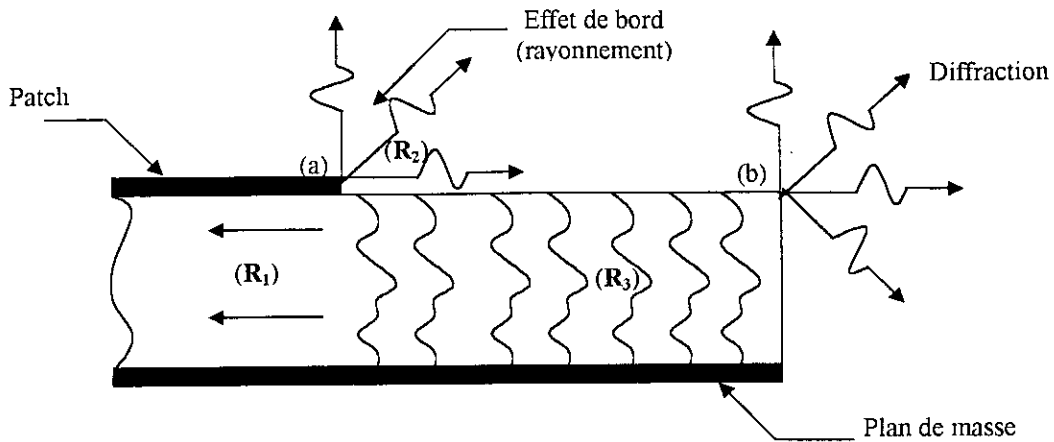


Fig. 1.6 : Trajectoire des rayons dans une antenne microruban

La région (R_1) du substrat, située entre les deux conducteurs est le siège d'une concentration du champ électromagnétique. Cette dernière est d'autant plus accentuée que la fréquence est basse. Il y a alors propagation sans rayonnement. C'est une propriété utilisée dans les lignes de transmission microruban [14].

Dans la région (R_2), le signal se disperse librement dans l'espace et l'énergie rayonnante devient significative, le dispositif se comporte alors comme une antenne.

Dans la région (R_3) du substrat, certains rayons restent piégés en vertu du mécanisme de la réflexion totale, qui permet au diélectrique de se comporter comme un guide. Une onde de surface est alors guidée par le bord du substrat (point b), diffractée et génère ainsi un rayonnement indésirable (parasite).

1.4 Modèles théoriques d'analyse

Plusieurs modèles théoriques sont utilisés pour analyser le rayonnement des APM. Dans ce qui suit, nous exposons brièvement trois d'entre eux à savoir :

- Le modèle de la ligne de transmission;
- Le modèle de la cavité;
- Le modèle de l'équation intégrale.

1.4.1 Modèle de la ligne de transmission

L'antenne est caractérisée par une ligne microruban de longueur L , de largeur W , d'épaisseur du substrat d et d'épaisseur du conducteur t [15]. Chaque côté rayonnant est modélisé par une ouverture rayonnante de longueur W et de largeur proche de d . (Fig. 1.7).

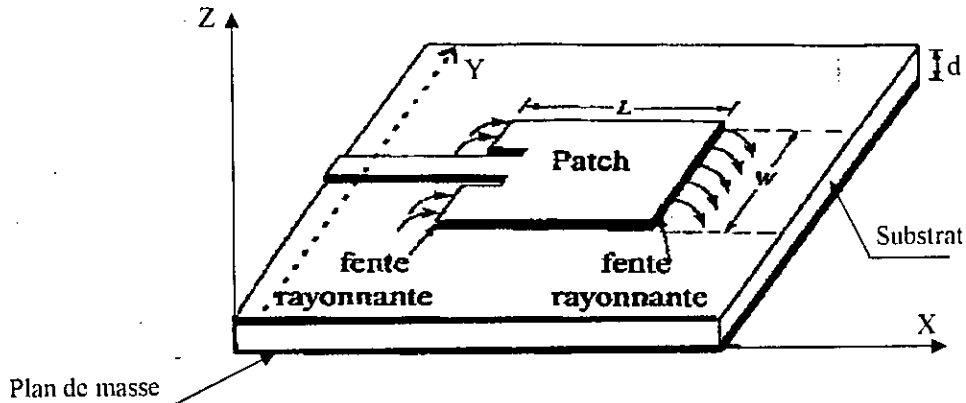


Fig. 1.7 : Modèle de ligne de transmission

Le concept des APM exploite le rayonnement parasite des lignes de transmission. Ce modèle a donc été le premier à être utilisé. Mais, il est souvent considéré comme un modèle simplifié et peu rigoureux. Il faut noter que le modèle de la ligne de transmission ne prend pas en compte les ondes de surface, phénomène important dans le cas de substrats épais.

1.4.2 Modèle de la cavité

Dans ce modèle, facile à mettre en œuvre, l'antenne microruban est considérée comme étant une cavité (Fig. 1.8). Autrement dit, un espace entouré de murs électriques (antenne et le plan de masse) et de murs magnétiques (contour du substrat).

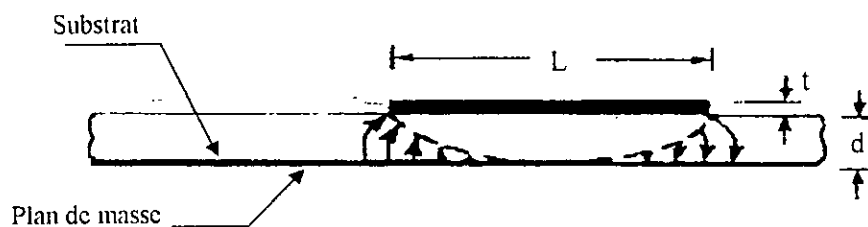


Fig. 1.8 : Modèle de la cavité

1.4.3 *Modèle de l'équation intégrale*

Le sujet de ce paragraphe est d'exposer un traitement rigoureux des APM, libre de toutes hypothèses simplificatrices [10]. Parmi ses principales caractéristiques, le modèle proposé est capable de traiter des antennes plaques de formes arbitraires où aucune supposition sur la distribution du courant de surface n'est faite. Il n'y a donc aucune limitation en fréquence et en épaisseur du substrat.

Le modèle prend en compte l'effet de couplage mutuel entre éléments, et peut prédire les performances de l'antenne conditionnée dans un environnement de réseau. Les ondes de surface, les pertes diélectriques et ohmiques sont incluses dans le modèle.

L'APM est modélisée par une équation intégrale où la principale inconnue est la densité de courant électrique de surface sur le patch. Les fonctions de Green forment le noyau de cette équation.

L'équation résultante peut être résolue par une méthode des moments. Cette dernière est décrite en détaille dans le chapitre qui suit.

1.5 Choix du modèle

Nous avons adopté la méthode de l'équation intégrale. Nous considérons que c'est la méthode la plus précise d'autant plus qu'elle est couramment utilisée au niveau du laboratoire de Télécommunication de l'ENP. Cette technique permet [15] :

- D'étudier des formes quelconques;
- De travailler à des fréquences aussi élevées;
- De prendre en considération l'effet des ondes de surface;
- La possibilité de modéliser l'excitation;
- De tenir compte des phénomènes de couplages (cas des réseaux).

1.6 Description des antennes Actives

Après la description des APM, une antenne plaque microruban active (APMA) est tout simplement une APM associée avec un élément actif dont le but est l'amélioration de ses caractéristiques.

Différentes configurations des antennes actives sont explorées pour des applications en émission et en réception. Beaucoup de travaux ont mené à de nouvelles configurations des APMA, éléments capables d'accomplir certaines performances.

Da Silva [1], a conçu une antenne microruban active dans la quelle le substrat de l'antenne proprement dite est différent de celui utilisé pour l'amplificateur. Cet assemblage séparé est illustré par la figure 1.9.

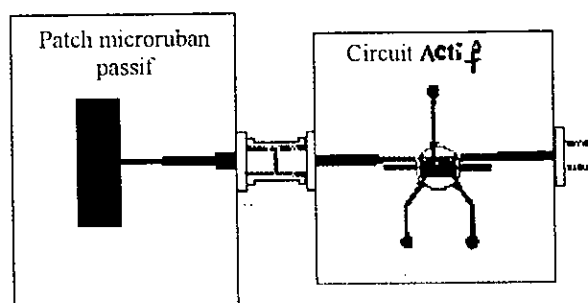


Fig. 1.9 : Antenne passive avec un amplificateur [1]

En émission, l'élément actif peut jouer le rôle d'une source excitatrice, alors qu'en réception, il se comporte plutôt comme une charge recevant un signal électrique induit. L'antenne peut être excitée directement par le drain d'un transistor à effet de champ (TEC) ou par le collecteur d'un transistor bipolaire (Fig. 1.10).

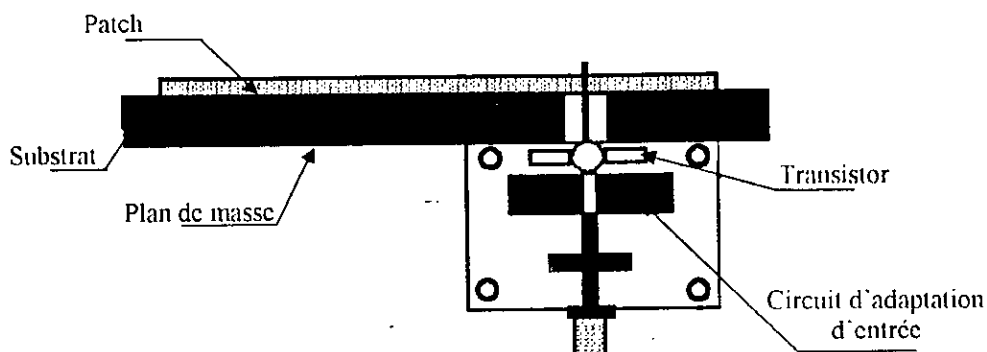


Fig. 1.10 : Géométrie d'une antenne active [2]

Actuellement, les APMA sont utilisées dans des applications très versatiles [3,5,8,9] à savoir :

- Télédiffusion par satellite;
- Application militaire;
- Réseaux informatique;
- Système GPS (système de positionnement par satellite).

Les avantages majeurs apportés par ces antennes par rapport aux APM passives, sont essentiellement un gain élevé et une bande passante appréciable [4,5,6,9]. En contre partie, il est difficile de réaliser une bonne adaptation entre les divers éléments du dispositif rayonnant actif.

CHAPITRE 2

Modèle de l'équation intégrale appliqué aux APM rectangulaires

Nous présentons dans ce chapitre, la détermination des caractéristiques radioélectriques (impédance d'entrée, bande passante, diagramme de rayonnement, directivité et le gain) de l'antenne de forme rectangulaire par la méthode des moments.

2.1 Formulation de l'équation intégrale

Considérons une antenne microruban de forme rectangulaire (Fig. 2.1) de longueur L , de largeur W , imprimée sur un substrat, d'épaisseur d , caractérisé par une permittivité ϵ_r et une angle de perte $tg\delta$. L'alimentation de type sonde coaxiale, est connectée à l'élément rayonnant (patch) au point $P(x_p, y_p)$ à travers le plan de masse et le diélectrique.

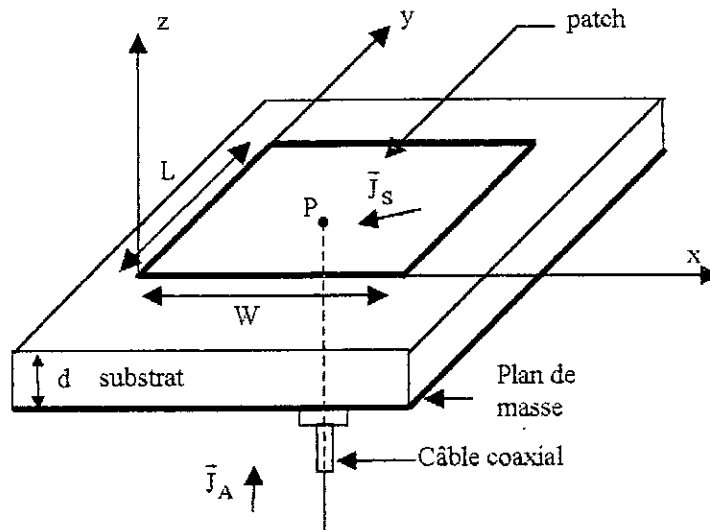


Fig. 2.1 : Alimentation par câble coaxial

\vec{J}_A est le courant d'alimentation réciproque d'un champ électrique incident \vec{E}^{inc} , qui donnerait un courant de surface \vec{J}_s localisé sur le patch qui tend à s'opposer à celui en créant autre champ "diffracté" \vec{E}^{dif} , tel que le champ total tangentiel soit nul pour un conducteur parfait :

$$\vec{E}_t^{total}(x, y, z) = \vec{E}_t^{inc}(x, y, z) + \vec{E}_t^{dif}(x, y, z) = 0 \quad (2.1)$$

Au niveau de la surface du patch ($z = d$), l'équation (2.1) peut s'écrire :

$$\begin{cases} E_x^{total}(x, y, d) = E_x^{inc}(x, y, d) + E_x^{dif}(x, y, d) = 0 \\ E_y^{total}(x, y, d) = E_y^{inc}(x, y, d) + E_y^{dif}(x, y, d) = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

A ce stade du développement, on passe au domaine spectral. En définissant respectivement, la transformée de Fourier et la transformée inverse d'une fonction $F(x,y)$, comme suit :

$$\tilde{F}(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F(x, y) e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (2.3a)$$

$$F(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{F}(k_x, k_y) e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (2.3b)$$

Compte tenu de (2.3a), l'expression (2.2) s'écrit dans le domaine spectral sous la forme :

$$\begin{cases} \tilde{E}_x^{total}(k_x, k_y, d) = \tilde{E}_x^{inc}(k_x, k_y, d) + \tilde{E}_x^{dif}(k_x, k_y, d) = 0 \\ \tilde{E}_y^{total}(k_x, k_y, d) = \tilde{E}_y^{inc}(k_x, k_y, d) + \tilde{E}_y^{dif}(k_x, k_y, d) = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

En introduisant un courant de test $\tilde{J}_t(x, y, d)$ localisé sur le patch, et en utilisant le produit intérieur, défini comme suit :

$$\langle \tilde{f}(k_x, k_y, z), \tilde{g}(k_x, k_y, z) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(k_x, k_y, z) \cdot \tilde{g}^*(k_x, k_y, z) dk_x dk_y \quad (2.5)$$

l'expression (2.4) devient alors :

$$\begin{cases} \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_x^{dif}(k_x, k_y, d) \tilde{J}_{tx}^*(k_x, k_y, d) dk_x dk_y = - \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_x^{inc}(k_x, k_y, d) \tilde{J}_{tx}^*(k_x, k_y, d) dk_x dk_y \\ \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_y^{dif}(k_x, k_y, d) \tilde{J}_{ty}^*(k_x, k_y, d) dk_x dk_y = - \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_y^{inc}(k_x, k_y, d) \tilde{J}_{ty}^*(k_x, k_y, d) dk_x dk_y \end{cases} \quad (2.6)$$

Comme il est plus aisé de travailler avec des courants qu'avec des champs, nous introduisons les fonctions de Green permettant de déterminer une relation entre une valeur source (élément de courant de

surface) et le champ électrique crée par celle-ci [16]. Cette relation [17,18] s'écrit :

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_y \\ \tilde{E}_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{G}_{xx} & \tilde{G}_{xy} & \tilde{G}_{xz} \\ \tilde{G}_{yx} & \tilde{G}_{yy} & \tilde{G}_{yz} \\ \tilde{G}_{zx} & \tilde{G}_{zy} & \tilde{G}_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \\ \tilde{J}_z \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Les expressions des fonctions de Green sont données dans l'annexe A.

Etant donné que le champ \vec{E}^{inc} est issu du courant provenant de la source et que le champ \vec{E}^{dif} ne résulte que des courants surfaciques sur l'élément rayonnant, on peut écrire (2.7) comme suit :

$$\vec{E}^{inc} = \begin{pmatrix} \tilde{E}_x^{inc} \\ \tilde{E}_y^{inc} \\ \tilde{E}_z^{inc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{G}_{xx} & \tilde{G}_{xy} & \tilde{G}_{xz} \\ \tilde{G}_{yx} & \tilde{G}_{yy} & \tilde{G}_{yz} \\ \tilde{G}_{zx} & \tilde{G}_{zy} & \tilde{G}_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \tilde{J}_z \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

et

$$\vec{E}^{dif} = \begin{pmatrix} \tilde{E}_x^{dif} \\ \tilde{E}_y^{dif} \\ \tilde{E}_z^{dif} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{G}_{xx} & \tilde{G}_{xy} & \tilde{G}_{xz} \\ \tilde{G}_{yx} & \tilde{G}_{yy} & \tilde{G}_{yz} \\ \tilde{G}_{zx} & \tilde{G}_{zy} & \tilde{G}_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

En substituant (2.8) et (2.9) dans (2.6), on obtient l'expression de l'équation intégrale à deux inconnues (\tilde{J}_x, \tilde{J}_y) sous la forme :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{xx} \tilde{J}_x \tilde{J}_{tx}^* dk_x dk_y + \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{xy} \tilde{J}_y \tilde{J}_{tx}^* dk_x dk_y &= -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{xz} \tilde{J}_z \tilde{J}_{tx}^* dk_x dk_y \\ \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{yx} \tilde{J}_x \tilde{J}_{ty}^* dk_x dk_y + \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{yy} \tilde{J}_y \tilde{J}_{ty}^* dk_x dk_y &= -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{yz} \tilde{J}_z \tilde{J}_{ty}^* dk_x dk_y \end{aligned} \right. \quad (2.10)$$

Ce système d'équation intégrale peut être résolu par la méthode des moments pour déterminer la distribution réelle du courant sur la surface de l'élément rayonnant.

La forme la plus simple du courant d'alimentation J_z , appliqué au point d'excitation $(x_p, y_p, 0 \leq z \leq d)$, s'écrit comme suit [17,18] :

$$J_z = I_0 \cdot \delta(x - x_p) \cdot \delta(y - y_p) \quad (2.11a)$$

où δ représente l'impulsion de dirac et I_0 est l'intensité de courant de la source.

Compte tenu de l'équation (2.3a), la transformée de fourrier de l'équation (2.11a) s'écrit :

$$\tilde{J}_z = I_0 e^{-j(k_x x_p + k_y y_p)} \quad (2-11b)$$

2.2 Méthode des moments

2.2.1 Principe de la méthode des moments

La méthode des moments, généralement appelée "méthode matricielle de résolution d'équation fonctionnelle", permet de résoudre une équation de la forme :

$$L(f) = g \quad (2.12)$$

où

- L est un opérateur linéaire;
- f est la fonction inconnue ou fonction champ;
- g est la fonction connue ou fonction d'excitation.

Pour appliquer la méthode, il faut définir un produit intérieur $\langle f, g \rangle$ dans le domaine de définition de l'opérateur L , satisfaisant aux conditions suivantes :

$$\begin{aligned} 1) & \langle f, g \rangle = \langle g, f \rangle \\ 2) & \langle \alpha f + \beta g, h \rangle = \alpha \langle f, h \rangle + \beta \langle g, h \rangle \\ 3) & \langle f^*, f \rangle = \begin{cases} 0 & \text{si } f = 0 \\ > 0 & \text{si } f \neq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (2.13)$$

La méthode des moments consiste à choisir convenablement N fonctions connues, dites fonctions de base f_n , et de décomposer f en une série de ces fonctions :

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n \quad (2.14)$$

Le problème consiste alors à déterminer les coefficients α_n . Pour obtenir une solution exacte, il faut que la borne N de la somme soit infinie. Dans les cas pratiques, une solution suffisante est obtenue avec une somme finie.

Compte tenu de l'équation (2.14), l'équation (2.12) devient :

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n L(f_n) = g \quad (2.15)$$

En introduisant un ensemble de fonctions dites de poids, ou de test w_1, w_2, \dots, w_N , et en calculant le produit intérieur de chaque membre de l'équation (2.15), on obtient :

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle w_m, L(f_n) \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad \text{où } m = 1, 2, \dots, N \quad (2.16)$$

L'ensemble d'équations précédentes peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \langle w_1, L(f_1) \rangle & \dots & \langle w_1, L(f_N) \rangle \\ \vdots & & \vdots \\ \langle w_N, L(f_1) \rangle & \dots & \langle w_N, L(f_N) \rangle \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \vdots \\ \langle w_N, g \rangle \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

ou encore :

$$[L_{mn}] [\alpha_n] = [g_m] \quad (2.18)$$

avec

$$L_{mn} = \langle w_m, L(f_n) \rangle \quad \text{et} \quad g_m = \langle w_m, g \rangle$$

Si la matrice $[L_{mn}]$ n'est pas singulière, $[L_{mn}]^{-1}$ existe et nous aurons alors :

$$[\alpha_n] = [L_{mn}]^{-1} [g_m] \quad (2.19)$$

La solution cherchée pour la fonction inconnue f est alors :

$$f = [f_n] [\alpha_n] = [f_n] [L_{mn}]^{-1} [g_m] \quad (2.20)$$

2.2.2 Fonction de base et de test

Le plus délicat de la méthode des moments, est le choix des fonctions de base et de test. En générale, on choisit un ensemble de fonction permettant de représenter avec la meilleure précision la fonction à déterminer tout en minimisant le temps de calcul. Ces fonctions sont subdivisées en deux classes : fonctions sur domaine entier, et fonctions sous-domaine.

2.2.2.1 Fonctions sur domaine entier

La structure n'est pas segmentée et la fonction à déterminer (forme connue) est représentée par un ensemble complet de fonction de base. La structure entière, est usuellement développée selon une série de Fourier en cosinus et en sinus (Fig. 2.2).

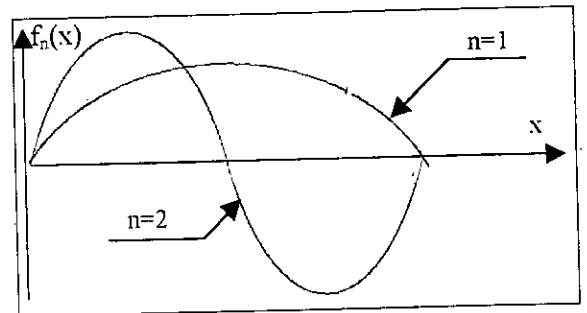


Fig. 2.2 : Fonction de base en sinus sur domaine entier

2.2.2.2 Fonctions sous-domaine

Ces fonctions peuvent être utilisées sans connaissance à priori de la forme de la fonction à déterminer. Afin d'utiliser ces fonctions, la structure est divisée en N segments qui ne se recouvrent pas. Dans cette catégorie de fonctions, plusieurs types de fonction sous-domaine peuvent être utilisés :

fonctions impulsionnelles (Fig. 2.3a), fonctions triangles (Fig. 2.3b), fonctions brins de sinusoïdes 'PWS' (Fig. 2.3c), et les cosinus tronqués (Fig. 2.3d).

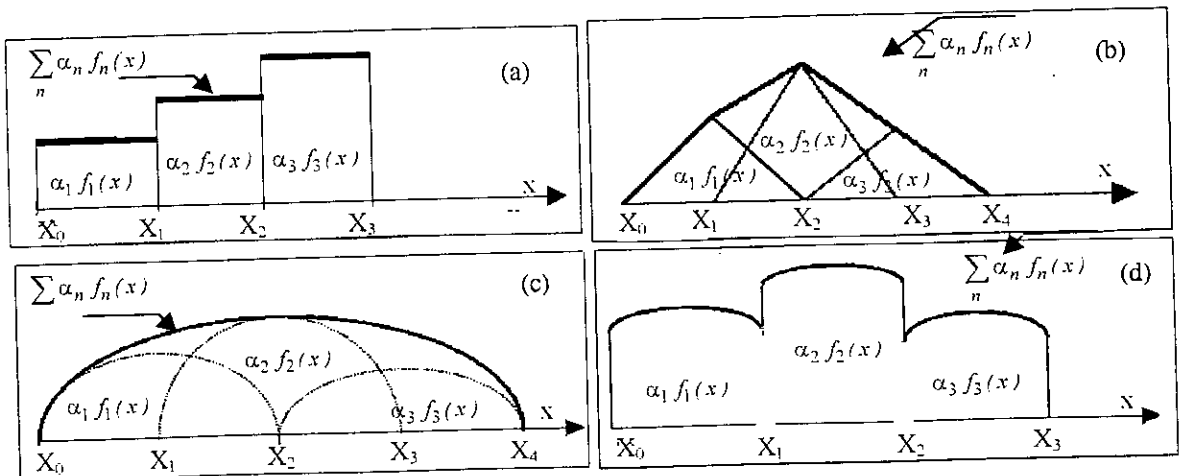


Fig. 2.3 : Différents ensembles de fonction de base sous-domaine

Dans le cas particulier où les fonctions de base et de test sont identiques, la méthode est appelée "méthode de Galerkin", cas particulier très intéressant de la méthode des moments.

2.3 Implémentation de la méthode des moments

L'utilisation de la méthode des moments facilite la solution de l'équation intégrale. Dans un premier temps, les courants de surface \tilde{J}_x et \tilde{J}_y sont développés sous la forme d'une combinaison linéaire de fonction de base \tilde{J}_{xn} et \tilde{J}_{yn} telles que :

$$\tilde{J}_x = \sum_{n=1}^{N_x} \alpha_{xn} \tilde{J}_{xn} \quad \text{et} \quad \tilde{J}_y = \sum_{n=1}^{N_y} \alpha_{yn} \tilde{J}_{yn} \quad (2.21)$$

où

α_{xn} et α_{yn} sont les coefficients à déterminer.

Le choix de ces fonctions de base et celui des fonctions de test est très important car il assure la convergence et la stabilité de la méthode. Dans notre cas, nous utilisons la méthode de Galerkin qui consiste à prendre les fonctions test identiques aux fonctions de bases. On aura donc un système d'équations à $(N_x + N_y)$ inconnus.

Nous présenterons par ailleurs dans l'annexe A, les expressions détaillées des fonctions de base en brins de sinusoides suivant les axes (ox) et (oy) transformées dans le domaine spectral.

L'expression (2.10) peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$[Z][\alpha] = [V] \quad (2.22)$$

Un élément de la matrice Z représente la réaction d'un courant de test avec un courant de base. De même, un élément de la matrice V représente la réaction d'un courant de test avec le courant d'alimentation.

$$\begin{bmatrix} (Z_{mn}^{xx}) & (Z_{mn}^{xy}) \\ (Z_{mn}^{yx}) & (Z_{mn}^{yy}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\alpha_{xn}) \\ (\alpha_{yn}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (V_m^x) \\ (V_m^y) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

avec $m=1, \dots, N_x$ et $n=1, \dots, N_y$ et $N = N_x + N_y$

où

$$Z_{mn}^{pq} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}_{pq} \bar{J}_{qn} \bar{J}_{pm}^* dk_x dk_y \quad (2.24)$$

et

$$V_{in}^p = \frac{-1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}_{pz} \bar{J}_z \bar{J}_{pm}^* dk_x dk_y \quad (2.25)$$

2.4 Détermination des caractéristiques radioélectriques de l'antenne

Une antenne est un élément qui assure la transition entre une propagation guidée et une propagation rayonnée d'une onde électromagnétique. Elle se caractérise par plusieurs paramètres fondamentaux (permettant la description de ses performances) dont les plus importants sont : l'impédance d'entrée, la bande passante, la directivité, le rendement, le gain et le diagramme de rayonnement.

La détermination des courants surfaciques par l'équation (2.21), permettra de connaître les caractéristiques radioélectriques de la structure rayonnante dès que les coefficients α sont connus.

2.4.1 Impédance d'entrée

Si I_0 est l'intensité de courant de la source, l'expression de l'impédance d'entrée est donnée par [19] :

$$Z_{in} = -\frac{1}{|I_0|^2} \iiint_U \bar{E}^{dif}(x, y, z) \bar{J}_A(x, y, z) dV \quad (2.26)$$

Comme le courant \bar{J}_A passe par la sonde et en utilisant le théorème de réciprocité [20], l'équation (2.26) devient :

$$Z_{in} = -\frac{1}{|I_0|^2} \iint_{patch} \bar{E}^{inc}(x, y, z) \bar{J}_s(x, y, z) ds \quad (2.27)$$

Compte tenu de (2-21), l'expression (2.27) peut s'écrire de la forme :

$$Z_{in} = - \frac{\sum_{n=1}^{N_x} \alpha_{xn} \iint_{patch} \tilde{E}^{inc}(x, y, z) \cdot \tilde{J}_{xn}(x, y, z) ds + \sum_{n=1}^{N_y} \alpha_{yn} \iint_{patch} \tilde{E}^{inc}(x, y, z) \cdot \tilde{J}_{yn}(x, y, z) ds}{|I_0|^2} \quad (2.28)$$

En utilisant l'égalité de Parseval, au niveau du patch ($z = d$), nous pouvons reformuler (2.28) comme suit :

$$Z_{in} = - \frac{\sum_{n=1}^{N_x} \alpha_{xn} \iint_{patch} \tilde{E}_x^{inc}(k_x, k_y, d) \tilde{J}_{xn}^*(k_x, k_y, d) dk_x dk_y + \sum_{n=1}^{N_y} \alpha_{yn} \iint_{patch} \tilde{E}_y^{inc}(k_x, k_y, d) \tilde{J}_{yn}^*(k_x, k_y, d) dk_x dk_y}{4\pi^2 |I_0|^2} \quad (2.29)$$

Avec (2.25), l'expression (2.29) devient :

$$Z_{in} = - \left(\frac{1}{I_0^2} \right) \left[\sum_{n=1}^{N_x} \alpha_{xn} V_n^x + \sum_{n=1}^{N_y} \alpha_{yn} V_n^y \right] \quad (2.30)$$

Il est parfois nécessaire d'ajouter à l'expression (2.30), une partie inductive qui caractérise l'influence de la sonde et dont l'expression [21] s'écrit :

$$X_l = \frac{120\pi \tan(k_0 \sqrt{\epsilon_r} d)}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.31)$$

où $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ (λ_0 : longueur d'onde), ϵ_r est la permittivité relative et d représente l'épaisseur du substrat.

La prise en compte de l'effet de cette sonde permet de trouver des résultats en meilleur accord avec les mesures.

2.4.2 Bande passante

La bande passante est définie comme étant la bande de fréquence :

- Correspondant à une atténuation de -3 dB du gain maximum;
- Pour laquelle l'impédance d'entrée est égale à 0.707 de sa valeur maximale;
- Calculée directement à partir de la représentation de l'impédance d'entrée sur l'abaque de Smith coupant le cercle de $TOS = 2$.

La largeur de bande est donnée par :

$$B = 100 \cdot \frac{f_2 - f_1}{f_0} \text{ (en \%)} \quad (2.32)$$

où
$$f_0 = \frac{f_2 + f_1}{2} \quad (2.33)$$

f_1 et f_2 sont respectivement les fréquences de coupure basse et haute.

2.4.3 Diagramme de rayonnement

En vertu du principe d'équivalence de schelkunoff, le champ lointain s'exprime en fonction du champ sur le patch par la relation :

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = E_\theta(r, \theta, \varphi) \hat{a}_\theta + E_\varphi(r, \theta, \varphi) \hat{a}_\varphi \quad (2.34)$$

avec

$$E_\theta = \frac{jk_0 e^{-jkr}}{2\pi r} (\tilde{E}_x(k_x, k_y, d) \cos \varphi + \tilde{E}_y(k_x, k_y, d) \sin \varphi) \quad (2.35a)$$

$$E_\varphi = \frac{jk_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \cos \theta (-\tilde{E}_x(k_x, k_y, d) \sin \varphi + \tilde{E}_y(k_x, k_y, d) \cos \varphi) \quad (2.35b)$$

où
$$\begin{aligned} k_x &= k_0 \sin \theta \cos \varphi \\ k_y &= k_0 \sin \theta \sin \varphi \end{aligned}, \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

et

(r, θ, φ) : coordonnées sphérique du point d'observation.

$\hat{a}_\theta, \hat{a}_\varphi$: vecteurs unitaires dans le plan transverse en coordonnées sphériques.

Selon la définition de Ludwig [22], les composantes copolaires et contrapolaires, notées respectivement par E_{CO} et E_{CROSS} sont données par :

$$\begin{cases} E_{CO} = E_\theta \cos \varphi - E_\varphi \sin \varphi \\ E_{CROSS} = E_\theta \sin \varphi + E_\varphi \cos \varphi \end{cases} \quad (2.36)$$

2.4.4 Directivité

La directivité maximale D_0 d'une antenne est donnée par [23] :

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.37)$$

avec
$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n(\theta, \varphi) \sin\theta \, d\theta \, d\varphi \quad (2.38)$$

où
$$F_n(\theta, \varphi) = \frac{|E_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(\theta, \varphi)|^2}{\left[|E_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right]_{\max}} \quad (2.39)$$

elle peut être calculer aussi par l'intermédiaire de l'expression empirique suivante :

$$D(\text{dB}) = 10 \text{Log}_{10} \left(\frac{26000}{\theta_E \theta_H} \right) \quad (2.40)$$

où θ_E et θ_H (en degrés), représentent les largeurs d'ouverture à -3 dB respectivement dans les plans E et H.

2.4.5 Gain

Aux pertes près, le gain d'une antenne est équivalent à sa directivité et son expression peut [23] donc s'écrire :

$$G = \eta D \quad (2.41)$$

où η est le rendement de l'antenne, défini par le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance fournie.

$$\eta = \frac{P_{\text{ray}}}{P_f} = \eta_r \eta_c \eta_d \quad (2.42)$$

avec η_r : Rendement dû aux pertes par réflexion ($1 - |\Gamma_{in}|^2$).

η_c : Rendement dû aux pertes joule.

η_d : Rendement dû aux pertes diélectrique.

Γ_{in} : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne donné par :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.43)$$

Z_{in} et Z_0 sont respectivement, l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

2.5 Résultats et discussion

Après avoir établi toutes les expressions mathématiques des caractéristiques radioélectriques, nous consacrons cette partie aux résultats théorique obtenus.

2.5.1 Impédance d'entrée

La figure 2.2 montre les variations de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. A la résonance, la partie imaginaire de l'impédance d'entrée s'annule et la partie réelle atteint une valeur maximale. C'est la raison pour laquelle, très souvent on représente les APM par un modèle approché et empirique basé sur les propriétés des cavités résonantes. Autour de la fréquence de résonance, l'impédance d'entrée concorde avec les mesures de Abboud [24]. Pour les valeurs de fréquence inférieure ou supérieure à la fréquence de résonance, la partie réelle de l'impédance ne concorde pas bien avec les mesures, l'excitation par sonde étant placée trop près du bord rayonne, en tant que circuit monté en parallèle, ce qui réduit l'impédance Z_{in} réelle mesurée relativement à celle obtenue par la théorie.

La fréquence de résonance (notée f_r) correspondant à une impédance d'entrée purement réelle est égale à 4.46 GHz dans notre cas. La bande passante (notée BP) peut être calculée à partir de la figure 2.2. Sa valeur est de 2 % de la fréquence de résonance. C'est donc une antenne à bande très étroite.

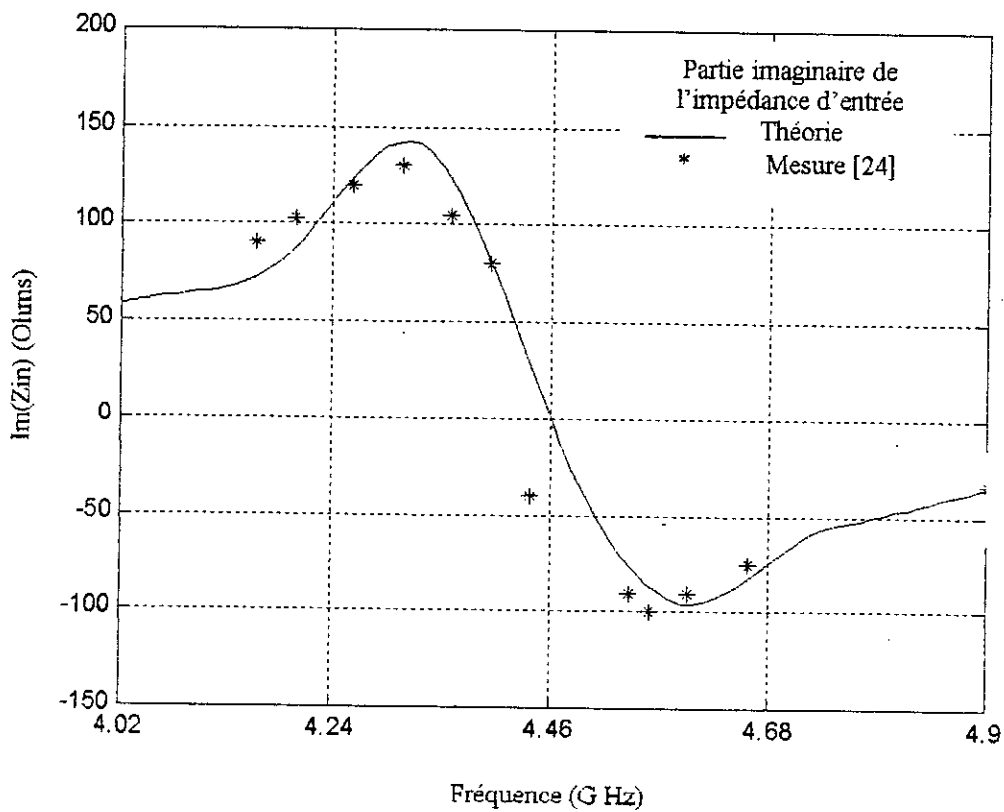
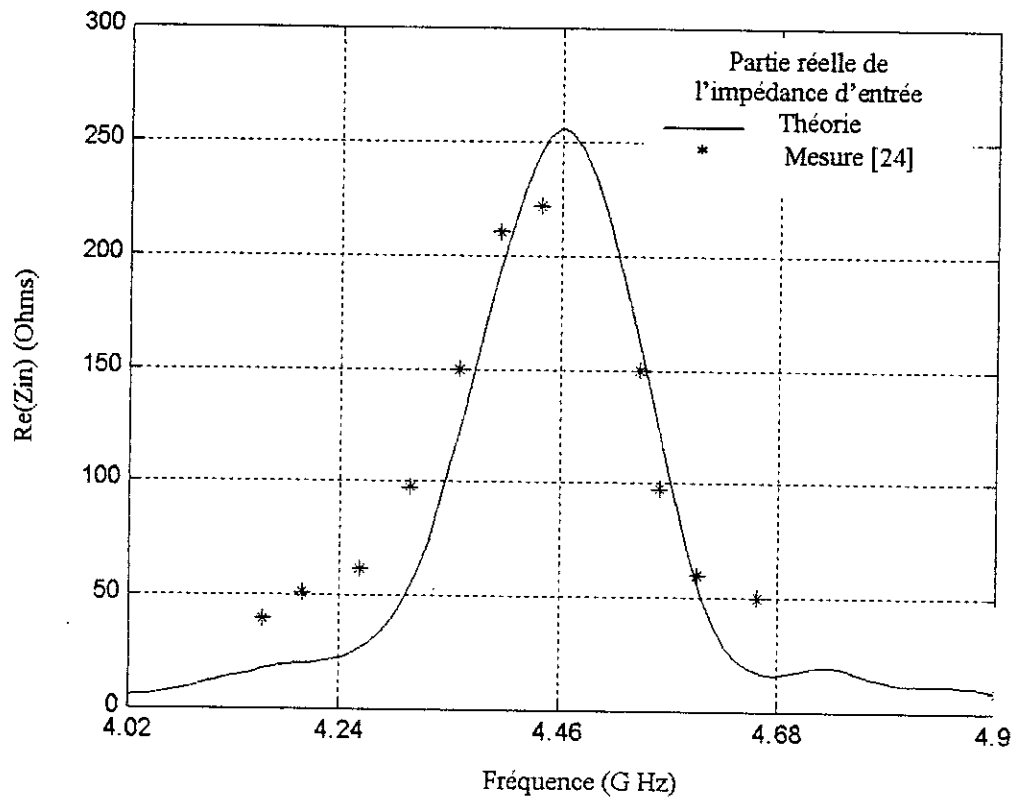


Fig. 2.2 : Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de l'antenne décrite par la Fig. 2.1

$$W = 20.1 \text{ mm}, L = 20.1 \text{ mm}, x_p = 1.3 \text{ mm}, y_p = 10.05 \text{ mm},$$

$$d = 1.59 \text{ mm}, \text{tg}\delta = 2 \times 10^{-3}, \epsilon_r = 2.55, N_x = 2 \text{ et } N_y = 0$$

2.5.2 Diagramme de rayonnement

La figure 2.3 représente les composantes copolaires et contrapolaires des champs rayonnés normalisés dans les plans E et H au voisinage de la fréquence de résonance. On constate bien que les composantes contrapolaires dans les plans E et H sont pratiquement nulles. Cela signifie que l'antenne a une bonne pureté de polarisation, particulièrement dans le plan E où le champ croisé est pratiquement négligeable. Ce qui démontre que la structure rayonnante est polarisée linéairement. Par contre, pour obtenir une polarisation circulaire [25], il faut exciter deux modes identiques croisés avec le même niveau de puissance.

Les angles d'ouvertures à -3 dB sont respectivement dans les plans E et H :

$$\theta_E = 120^\circ \quad \text{et} \quad \theta_H = 81^\circ$$

La directivité de l'APM est alors égale à 4.27 dB.

2.5.3 Gain

Si l'on suppose que l'antenne est sans pertes ohmiques et diélectriques ($\eta_c = \eta_d = 1$), l'équation (eq. 2.41) devient :

$$G = (1 - |\Gamma_{in}|^2) D$$

La figure 2.4 représente l'évolution du gain de l'antenne en fonction de la fréquence. A la fréquence de résonance, le gain de l'antenne est "maximal" mais relativement faible encore et vaut environ 1.7 dB. Ceci est justifié par une faible directivité et éventuellement par les pertes par réflexion.

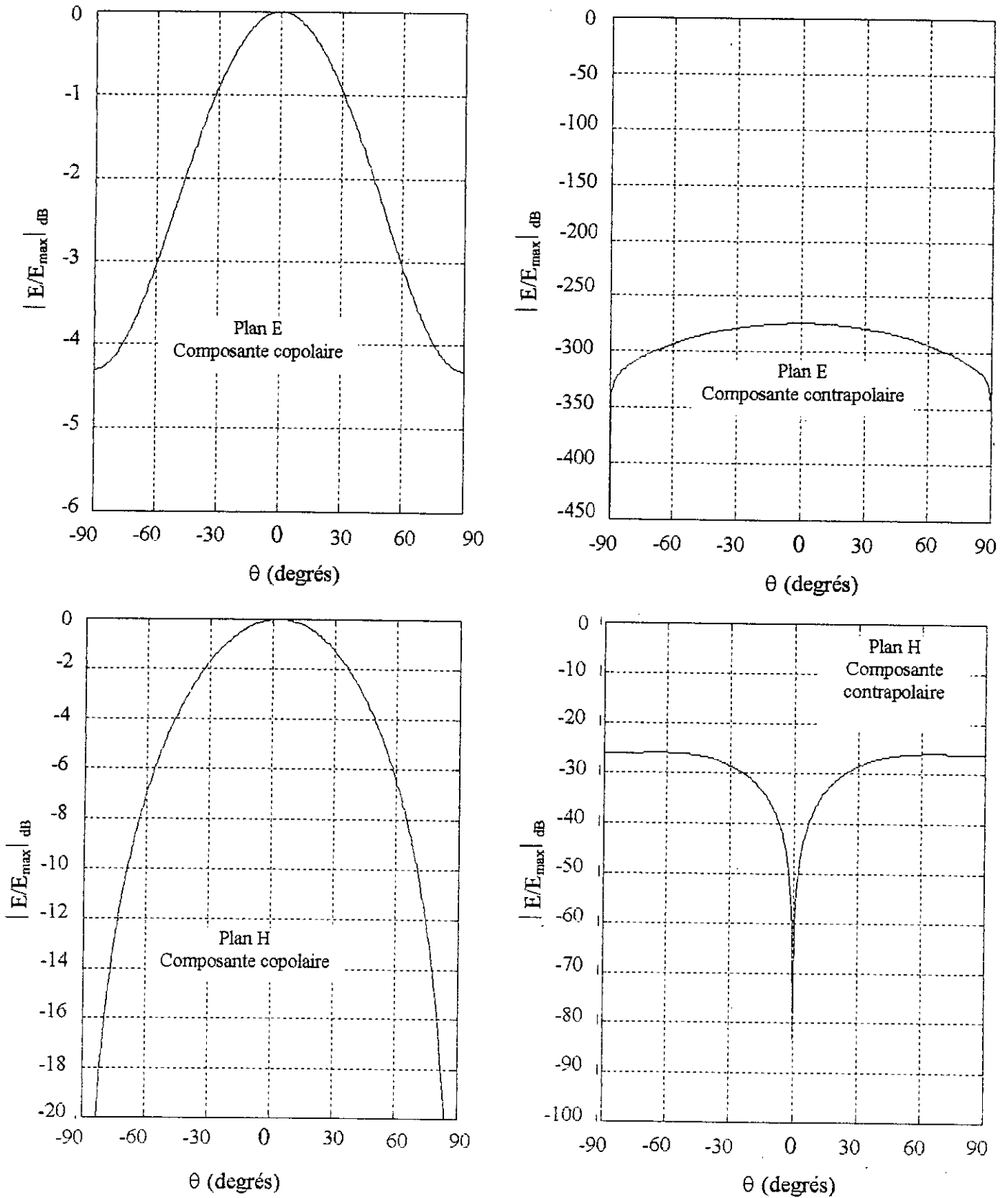


Fig. 2.3 : Composantes copolaire et contrapolaire dans les plans E et H.

$W = 20.1 \text{ mm}$, $L = 20.1 \text{ mm}$, $x_p = 1.3 \text{ mm}$, $y_p = 10.05 \text{ mm}$,

$d = 1.59 \text{ mm}$, $\text{tg}\delta = 2 \times 10^{-3}$, $\epsilon_r = 2.55$, $f = 4.46 \text{ GHz}$, $N_x = N_y = 5$

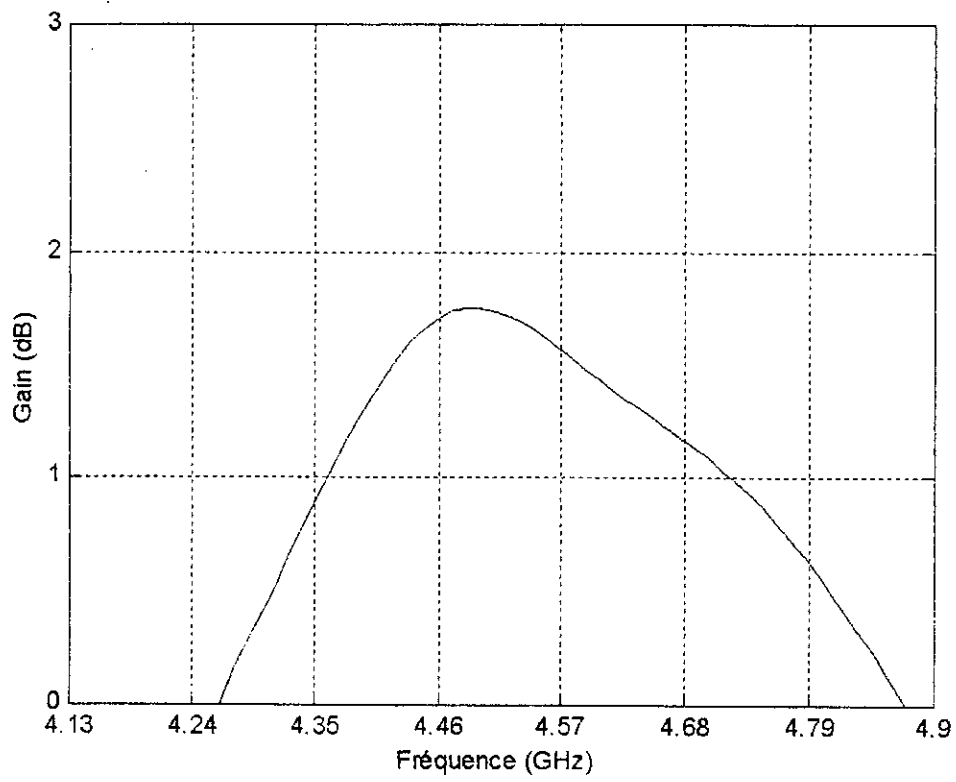


Fig. 2.4 : Evolution du gain de l'antenne en fonction de la fréquence ($Z_0 = 50\Omega$)

CHAPITRE 3

Conception et Analyse des Amplificateurs à Transistors Micro-ondes à Bande Etroite (CAAMBE)

Ce chapitre aura comme objectif, l'élaboration d'un logiciel de conception et d'analyse des amplificateurs micro-ondes à bande étroite. L'organigramme de conception est représenté dans l'annexe E.

3.1 Introduction

Une bonne adaptation, une stabilité parfaite, un gain élevé et un facteur de bruit faible sont des performances recherchées lors de la conception des amplificateurs. Outre les paramètres caractéristiques de l'élément actif, dont dépendent ces performances, on doit aussi y ajouter les impédances d'entrée et de sortie. Dans le cas où on désire concevoir une antenne active émettrice ou réceptrice, ces impédances représentent l'impédance de l'antenne passive. Cette antenne active résulte de l'association d'une antenne passive et d'un amplificateur.

L'utilisation de la méthode d'analyse décrite dans le chapitre 2, nous a permis d'obtenir l'impédance d'entrée 'Zin' de l'antenne. Les performances de l'antenne active, sont déterminées par les paramètres propres de l'élément actif (transistor) et les coefficients de réflexion de source Γ_s et de charge Γ_L . Ces coefficients sont justement les paramètres de conception.

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord et brièvement les expressions de base de conception et les principales caractéristiques d'un amplificateur micro onde. Ces expressions découlent de la théorie des circuits micro-ondes qui s'articule autour de la caractérisation par les paramètres de répartition 'Sij' du transistor.

Nous nous intéresserons ensuite à deux types fondamentaux d'amplificateurs à bande étroite :

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

Enfin, nous donnerons un exemple de conception de ces deux types d'amplificateurs.

3.2 Configuration de l'amplificateur micro-onde et définition des expressions de base de conception

Le schéma de principe d'un amplificateur à transistor micro-onde est représenté par la figure 3.1.

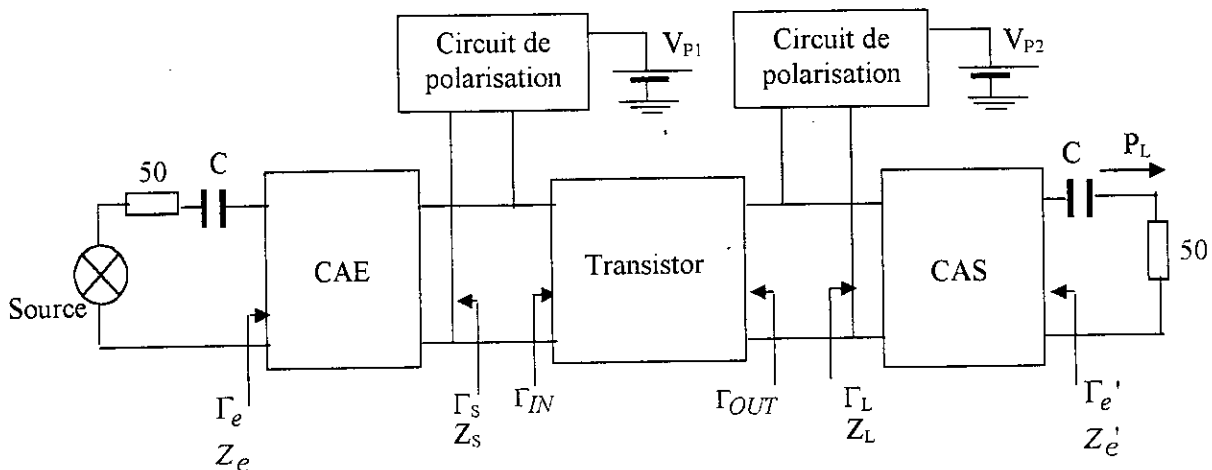


Fig. 3.1: Configuration du circuit amplificateur à transistor.

Cet amplificateur est composé de deux circuits d'adaptation d'entrée (CAE) et de sortie (CAS) qui sont passifs non dissipatifs, de deux circuits de polarisation et d'un transistor qui peut être un bipolaire ou un FET.

Les expressions des coefficients de réflexion à l'entrée Γ_{IN} et à la sortie Γ_{OUT} du transistor, sont donnés respectivement par les relations générales (3.2) et (3.3) indiquées dans le tableau 3.1.

Nous avons répertorié les équations pratiques de conception [26,27,28,29] dans des tableaux (3.1 et 3.2). Le tableau (3.1) illustre les expressions des paramètres de conception d'un quadripôle et le tableau (3.2) quelques expressions de certaines de ses performances à savoir le gain de puissance.

Le rôle des quadripôles (CAE) et (CAS) consiste à transformer respectivement 50Ω en impédance de source Z_s et de charge Z_L aux quelles sont associés les coefficients de réflexion Γ_s et Γ_L .

| Nom | Symbole | Expression | N° |
|---|--------------------------------------|--|-----|
| Paramètres S du circuit biportes. | S_{11}, S_{12} S_{21}, S_{22} | S_{11} : Paramètre de réflexion à l'entrée. S_{12} : Paramètre de transmission réfléchi. S_{21} : Paramètre de transmission incident. S_{22} : Paramètre de réflexion à la sortie. | - |
| Déterminant de la matrice S . | Δ | $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$ | 3.1 |
| Coefficient de réflexion de source | Γ_{IN} | $\Gamma_{IN} = \frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$ | 3.2 |
| Coefficient de réflexion de charge | Γ_{OUT} | $\Gamma_{OUT} = \frac{S_{22} - \Delta \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S}$ | 3.3 |
| Facteur de stabilité | K | $K = \frac{1 + \Delta ^2 - S_{11} ^2 - S_{22} ^2}{2 S_{12} S_{21} }$ | 3.4 |
| Gain de stabilité maximum (MSG) | G_{MS} | $G_{MS} = \left \frac{S_{21}}{S_{12}} \right $ | 3.5 |
| Gain maximum | G_{MA} | $G_{MA} = G_{MS} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$, $K > 1$ et $ \Delta < 1$ | 3.6 |
| Cercle de stabilité source dans le plan Γ_S | R_S : Rayon C_S : Centre | $R_S = \left \frac{S_{12} S_{21}}{ S_{11} ^2 - \Delta ^2} \right $, $C_S = \frac{S_{11}^* - S_{22} \Delta^*}{ S_{11} ^2 - \Delta ^2}$ | 3.7 |
| Cercle de stabilité charge dans le plan Γ_L | R_L : Rayon C_L : Centre | $R_L = \left \frac{S_{12} S_{21}}{ S_{22} ^2 - \Delta ^2} \right $, $C_L = \frac{S_{22}^* - S_{11} \Delta^*}{ S_{22} ^2 - \Delta ^2}$ | 3.8 |
| Cercle à facteur de bruit (F) constant dans le plan Γ_S F_m : Facteur de bruit minimum Z_0 : Impédance caractéristique de la ligne | R_F : Rayon C_F : Centre | $C_F : \frac{\Gamma_{on}}{1+N}$, $R_F = \frac{\sqrt{N^2 + N(1- \Gamma_{on} ^2)}}{1+N}$ $N = \frac{ \Gamma_S - \Gamma_{on} ^2}{1- \Gamma_S ^2} = \frac{Z_0}{4R_n} (F - F_m) 1 + \Gamma_{on} ^2$ R_n : Résistance du bruit équivalent. $\Gamma_{on} (\Gamma_m)$: Γ_S optimum pour un facteur de bruit minimum | 3.9 |

Tableau 3.1 : Expressions de base des paramètres de conception.

| Nom | Symbole | Expression | N° |
|---|----------------|---|------|
| Gain transductique | G_T : Gain | $G_T = \frac{ S_{21} ^2 (1 - \Gamma_S ^2) (1 - \Gamma_L ^2)}{ (1 - \Gamma_S S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - (S_{12} S_{21} \Gamma_L \Gamma_S) ^2}$ | 3.10 |
| | | $= \frac{ S_{21} ^2 (1 - \Gamma_S ^2) (1 - \Gamma_L ^2)}{ 1 - \Gamma_S S_{11} ^2 1 - \Gamma_{OUT} \Gamma_L ^2}$ | 3.11 |
| Cercle de G_T dans le plan Γ_S | R_T : Rayon | $= \frac{ S_{21} ^2 (1 - \Gamma_S ^2) (1 - \Gamma_L ^2)}{ 1 - \Gamma_L S_{22} ^2 1 - \Gamma_{in} \Gamma_S ^2}$ | 3.12 |
| | C_T : Centre | $R_T = \frac{\sqrt{(1 - \Gamma_L ^2)(1 - \Gamma_L ^2 - g_T(1 - \Gamma_L S_{22})^2 - S_{11} - D\Gamma_L ^2)}}{ 1 - \Gamma_L ^2 + g_T S_{11} - D\Gamma_L ^2 }$ | 3.13 |
| | | $C_T = \frac{g_T(1 - \Gamma_L S_{22})(S_{11} - D\Gamma_L)^*}{1 - \Gamma_L ^2 + g_T S_{11} - D\Gamma_L ^2}, g_T = \frac{G_T}{ S_{21} ^2}$ | 3.14 |
| Gain disponible | G_A : Gain | $G_A = \frac{ S_{21} ^2 (1 - \Gamma_S ^2)}{ 1 - \Gamma_S S_{11} ^2 (1 - \Gamma_{OUT} ^2)}, \text{ si } \Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* : \text{ Adaptation à la}$ | 3.15 |
| Cercle de G_A dans le plan Γ_S | R_A : Rayon | sortie. $R_A = \frac{\sqrt{1 + g_A^2 S_{12} S_{21} ^2 - 2g_A S_{12} S_{21} K}}{ 1 + g_A (S_{11} ^2 - \Delta ^2) }$ | 3.16 |
| | C_A : Centre | $C_A = \frac{g_A (S_{11}^* - \Delta^* S_{22})}{1 + g_A (S_{11} ^2 - \Delta ^2)}, g_A = \frac{G_A}{ S_{21} ^2}$ | 3.17 |
| Gain en puissance | G_P : Gain | $G_P = \frac{ S_{21} ^2 (1 - \Gamma_L ^2)}{ 1 - \Gamma_L S_{22} ^2 (1 - \Gamma_{IN} ^2)}, \text{ si } \Gamma_S = \Gamma_{IN}^* : \text{ Adaptation à}$ | 3.18 |
| Cercle de G_P dans le plan | R_P : Rayon | l'entrée. $R_P = \frac{\sqrt{1 + g_0^2 S_{12} S_{21} ^2 - 2g_0 S_{12} S_{21} K}}{ 1 + g_0 (S_{22} ^2 - \Delta ^2) }$ | 3.19 |
| | C_P : Centre | $C_P = \frac{g_0 (S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{1 + g_0 (S_{22} ^2 - \Delta ^2)}, g_0 = \frac{G_O}{ S_{21} ^2}$ | 3.20 |

Tableau 3.2 : Expressions des gains.

3.3 Caractéristiques principales d'un amplificateur

3.3.1 Stabilité

Lors de la conception des amplificateurs, l'étude de la stabilité est très importante. Un quadripôle est dit stable inconditionnellement [27,29,30], s'il satisfait aux conditions nécessaires et suffisantes suivantes :

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

Les expressions du déterminant 'Δ' de la matrice S et du facteur de stabilité 'K' (appelé aussi facteur de Rollet) sont respectivement données par les équations (3.1) et (3.4). La stabilité inconditionnelle signifie que les impédances d'entrée et de sortie du transistor sont à partie réelle positive quelles que soient les valeurs de Z_L et Z_S . Dans le cas contraire, on dira que c'est une stabilité conditionnelle et la connaissance des valeurs de Z_L et Z_S produisant une instabilité s'impose. L'étude [27,31] montre que le lieu de ces valeurs, attribuées soit à Z_L ou à Z_S , est un cercle dont le rayon (R) et le centre (C) sont donnés par les expressions (3.7) et (3.8). Différentes régions de stabilité sont représentées dans l'annexe B.

3.3.2 Gain

Une caractéristique importante d'un amplificateur est le gain de transfert de puissance ou gain transducique G_T défini comme suit [27,32] :

$$G_T(\Gamma_S, \Gamma_L, S) = \frac{\text{Puissance délivrée à la charge}}{\text{Puissance disponible au générateur}} = \frac{P_L}{P_{dis}}$$

Le gain s'écrit sous plusieurs formes, la préférence est portée sur le gain transducique (éq. 3.10 à 3.12), car il est fonction de deux paramètres Γ_L et Γ_S au lieu d'un seul paramètre Γ_L ou Γ_S comme c'est le cas des gains disponibles (éq. 3.15) et en puissance (éq. 3.18). Pour un amplificateur unilatéral, une simplification fondamentale se produit avec $S_{12} = 0$, le gain transducique se réduit à un gain unilatéral G_{TU} donné par :

$$G_{TU} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2 \cdot |1 - S_{11} \Gamma_S|^2} \quad (3.21)$$

3.3.3 Facteur de bruit

Le facteur de bruit F d'un quadripôle donné (Fig. 3.2) est défini par le rapport signal bruit à l'entrée sur le rapport signal bruit à la sortie [28,32] :

$$F = \frac{(S/N)_{IN}}{(S/N)_{OUT}}$$

L'analyse du quadripôle de point de vue bruit, aboutit à la relation suivante [27,33] :

$$F = F_m + 4 \frac{R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_m|^2}{|1 + \Gamma_m|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)} \tag{3.22}$$

F_m, R_n, Z_0 et Γ_m étant définis dans le tableau 3.1.

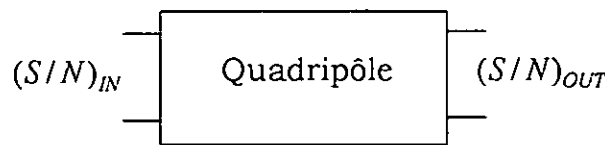


Fig. 3.2: Représentation du S/N sur le quadripôle

3.4 Circuits de polarisation

Le circuit de polarisation est constitué généralement de deux lignes quart d'onde sans pertes d'impédances caractéristiques différentes Z_1 et Z_2 , l'ensemble étant terminé par un circuit ouvert (Fig. 3.3). Cette configuration est valable surtout en technologie microruban où Z_1 avoisine 100Ω et Z_2 10Ω .

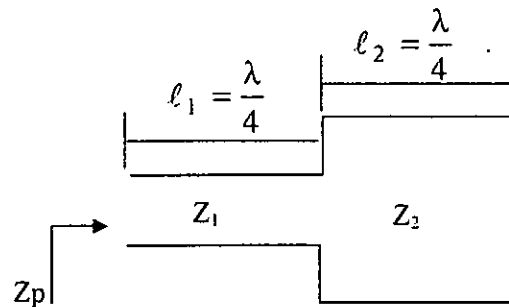


Fig. 3.3 : Circuit de polarisation

Ce circuit ne doit pas perturber le signal hyperfréquence, autrement dit, il doit avoir une impédance d'entrée Z_p de valeur infinie à la fréquence

centrale. Son caractère sélectif doit être pris en compte pour pouvoir évaluer son impact sur les performances de l'amplificateur lorsqu'on s'éloigne de part et d'autre de la fréquence centrale. Cette évaluation se fait grâce à l'étude de l'évolution fréquentielle de Z_p , en utilisant entre autres, la matrice chaîne totale résultant du produit des matrices individuelles de chacune des deux lignes.

Nous rappelons que la matrice chaîne d'une ligne sans perte de longueur ℓ , caractérisée par son impédance caractéristique Z_0 et sa constante de phase β , est donnée comme suit :

$$[a] = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ k_3 & k_1 \end{bmatrix}$$

où

$$k_1 = \cos(\beta\ell) \quad , \quad k_2 = jZ_0 \sin(\beta\ell) \quad \text{et} \quad k_3 = j \frac{\sin(\beta\ell)}{Z_0}$$

L'application de cette matrice à notre circuit de polarisation, nous donne :

$$Z_p = \frac{\cos(\beta\ell_1) \cdot \cos(\beta\ell_2) - \frac{Z_1}{Z_2} \sin(\beta\ell_1) \cdot \sin(\beta\ell_1)}{j \left[\frac{\sin(\beta\ell_1)}{Z_1} \cdot \cos(\beta\ell_2) + \cos(\beta\ell_1) \cdot \frac{\sin(\beta\ell_2)}{Z_2} \right]} \quad (3.23)$$

3.5 Quadripôles d'adaptation

Les performances de l'amplificateur sont évaluées par le gain, le facteur de bruit, et la stabilité dans une bande de fréquence donnée [34]. Les éléments déterminant ces performances sont les paramètres S du quadripôle actif, et les coefficients de réflexion de source et de charge. Si les premiers sont fixes par les conditions de polarisation, les secondes par contre sont des paramètres accessibles dans le sens où leurs valeurs peuvent être calculées ou choisies à volonté selon le type de conception désirée ou les performances voulues. Une fois ces valeurs connues, il ne nous reste plus qu'à dimensionner les quadripôles d'adaptation qui sont réalisés soit à partir d'élément «LC» localisés, semi-localisés ou répartis (distribués), soit d'une combinaison des deux (tableau 3.3) [27]. Les circuits à constantes réparties sont toujours constitués de ligne série et de stub parallèle.

| <i>Eléments d'adaptation</i> | <i>Constantes localisées</i> | <i>Constantes Semi-localisées</i> | <i>Constantes distribuées</i> |
|------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|
| Inductance série | $Z = jLw$ | Ligne microruban en série | Ligne série avec un stub parallèle |
| Inductance parallèle | $Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{jLw}$ | Stub parallèle en court circuit | |
| Capacité série | $Z = \frac{1}{jCw}$ | Non utilisée | |
| Capacité parallèle | $Y = \frac{1}{Z} = jCw$ | Stub parallèle en circuit ouvert | |

Tableau 3.3 : Les éléments d'adaptation.

Différents types de quadripôles d'adaptation [27,35,36] sont représentés dans l'annexe C.

Pour les circuits à constantes localisées [37], les conditions à observées sont :

a) Pour l'inductance L :

- La longueur de la ligne doit être très inférieure aux longueurs d'onde;
- La ligne doit être court-circuitée dans le cas du stub parallèle;
- L'impédance caractéristique de la ligne doit être supérieure aux impédances de source et de charge qui lui sont associées.

b) Pour la capacité C :

- La longueur de la ligne doit être très inférieure aux longueurs d'onde;
- La ligne doit être ouverte dans le cas du stub parallèle;
- L'impédance caractéristique de la ligne doit être inférieure aux impédances de source et de charge qui lui sont associées;
- La capacité C ne peut être branchée qu'en parallèle.

3.6 Condensateurs de liaison- lignes couplées

Le condensateur de liaison est connecté en série. Par conséquent, il ne peut être réalisé à l'aide de ligne. La solution est apportée par les industriels, en fabriquant les condensateurs miniaturisés dont l'une des formes est donnée par la figure 3.4.

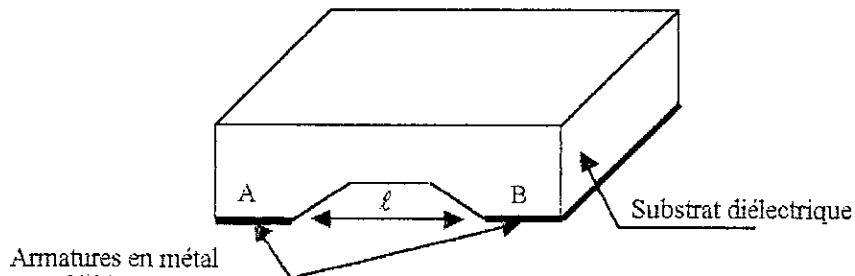


Fig. 3.4: Configuration du condensateur de liaison

L'emplacement de ce condensateur, associé à la ligne microruban, est obtenu par décapage d'une partie cuivrée du microruban de longueur ℓ (Fig. 3.5).

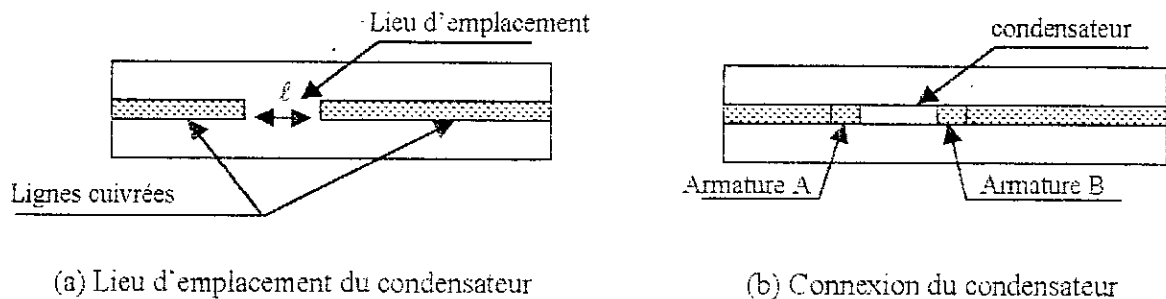


Fig. 3.5: L'emplacement du condensateur de liaison

La valeur de C est choisie telle que :

$$\frac{1}{C 2 \pi f_l} \ll 50 \Omega$$

où f_l est la borne inférieure de la bande passante de l'amplificateur.

Une autre solution consiste à utiliser, à la place du condensateur, deux lignes couplées [38] dont les parties en regard (Fig. 3.6) ont des longueurs égales à $\lambda_0/4$ ($\lambda_0 =$ longueur d'onde à $f = f_l$) et espacées de t .

Les paramètres important pour concevoir une ligne couplée sont :

- Impédance caractéristique qui est généralement 50Ω ;
- Facteur de couplage que nous choisirons de valeur la plus élevée possible.

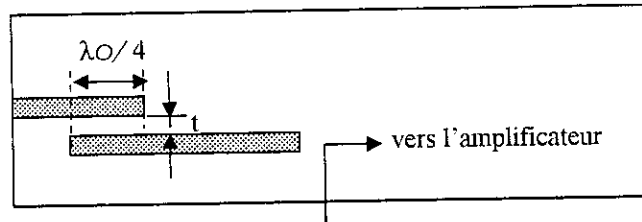


Fig. 3.6: Lignes couplées en technologie microruban (vue de dessus)

3.7 Type d'amplificateur

Nous nous proposons de présenter ici, les amplificateurs à gain élevé et les amplificateurs à faible bruit.

3.7.1 Amplificateur à gain élevé

Dans la conception des amplificateurs à bande étroite et à gain élevé, les circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie doivent être capables de transformer simultanément les coefficients de réflexion de valeurs nulles en générale en valeurs Γ_{Sad} et Γ_{Lad} qui sont donnés respectivement par les équations suivantes (annexe D):

$$\Gamma_{Sad} = C_1^* \cdot (B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{\frac{1}{2}}) / (2|C_1|^2) \tag{3.24}$$

$$\Gamma_{Lad} = C_2^* \cdot (B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{\frac{1}{2}}) / (2|C_2|^2) \tag{3.25}$$

où

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad , \quad B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad \text{et} \quad C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

Pour que ceci soit vrai, la condition $K > 1$ doit être vérifiée.

Dans les conditions de la stabilité inconditionnelle, le gain maximum G_{MA} est donné par l'équation (3.6). Pour K tendant vers l'unité, ce gain tend

vers $\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$. Cette quantité, qui est appelée gain maximum à la stabilité (MSG), donnée par l'expression (3.5).

Si le transistor est potentiellement instable ($K < 1$ ou $|\Delta| > 1$) [2,3], on introduit la notion de gain de puissance défini par le rapport de la puissance transmise à la charge à la puissance à l'entrée du transistor (éq. 3.18).

3.7.2 Amplificateur à faible bruit

Le facteur de bruit minimum $F = F_m$ est obtenu lorsque le coefficient de réflexion de la source Γ_s est égal à Γ_m . Une conception d'amplificateur à faible bruit consiste donc à trouver le réseau permettant de transformer Γ_s en Γ_m .

3.7.3 Compromis entre Gain - TOS - Facteur de bruit

Dans le cas où le cahier de charge imposerait aux gains, aux TOS et aux facteurs de bruit des valeurs constantes sur une bande de fréquence donnée, la conception à pour but d'optimiser la fonction objective du type moindre carré suivant :

$$F_{obj} = W_1 \cdot \sum_{f=f_1}^{f=f_2} \left| |G_T| - G_{Td} \right|^2 + W_2 \cdot \sum_{f=f_1}^{f=f_2} \left| |TOS_{ent}| - TOS_{entd} \right|^2 + W_3 \cdot \sum_{f=f_1}^{f=f_2} \left| |TOS_{sor}| - TOS_{sord} \right|^2 + W_4 \cdot \sum_{f=f_1}^{f=f_2} \left| |F| - F_d \right|^2 \quad (3.26)$$

où

- W_j ($j = 1, 2, 3$ et 4), G_T , TOS_{ent} , TOS_{sor} et F , représentent respectivement, le poids, le gain transducique, le TOS à l'entrée de l'amplificateur, le TOS à la sortie de l'amplificateur et le facteur de bruit;
- l'indice d est l'abréviation du mot désirée.

3.8 Synthèse de la ligne microruban

En technologie microruban, la synthèse consiste à déterminer la largeur du ruban W et la permittivité effective ϵ_{eff} à partir des caractéristiques physiques et électriques du substrat (hauteur h , épaisseur du conducteur t , la permittivité diélectrique ϵ_r et de l'impédance caractéristique Z_0 qui constitue un paramètre de conception) et éventuellement de la fréquence (Fig. 3.7). Pour y arriver, plusieurs méthodes sont utilisées [38].

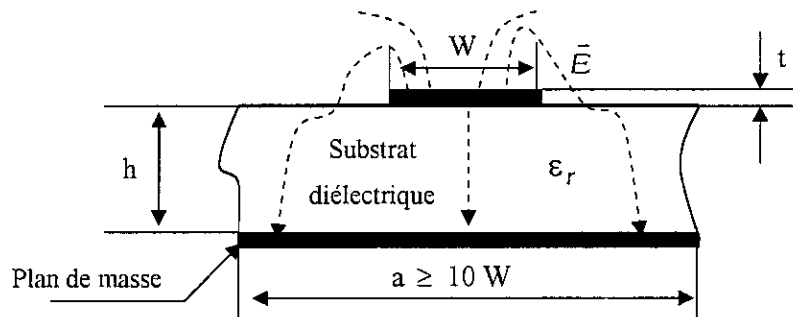


Fig. 3.7 : Coupe transversale d'une ligne microruban

3.9 Analyse de l'amplificateur

L'analyse d'un amplificateur micro-onde consiste à évaluer les variations du gain, du facteur de bruit et du TOS en fonction de la fréquence, et de déterminer sa bande passante. Pour cela, nous utiliserons deux méthodes :

1. En utilisant les expressions citées dans les tableaux 1 et 2 :

1.1 Gain de l'amplificateur

Le gain de l'amplificateur est déduit à partir de l'expression du Gain transductique donnée par l'équation (3.10)

1.2 TOS de l'amplificateur

Quant au TOS, sa formule sera :

- A l'entrée :

$$TOS_{entrée} = \frac{1 + |\Gamma_e|}{1 - |\Gamma_e|} \quad (3.27a)$$

- A la sortie :

$$TOS_{sortie} = \frac{1 + |\Gamma_e'|}{1 - |\Gamma_e'|} \tag{3.27b}$$

où Γ_e et Γ_e' représentent respectivement les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. Ils sont donnés par :

$$\Gamma_e = \frac{S_{11e} - \Delta e \Gamma_{IN}}{1 - S_{22e} \Gamma_{IN}} \tag{3.28a}$$

et

$$\Gamma_e' = \frac{S_{22s} - \Delta s \Gamma_{OUT}}{1 - S_{11s} \Gamma_{OUT}} \tag{3.28b}$$

avec

S_{11e}, S_{22e} : Représentent les paramètres de la matrice de répartition du quadripôle d'entrée (CAE et circuit de polarisation) et Δe son déterminant.

S_{11s}, S_{22s} : Représentent les paramètres de la matrice de répartition du quadripôle de sortie (CAS et circuit de polarisation) et Δs son déterminant.

1.3 Le facteur de bruit est déduit par l'expression (3.22).

2. A partir de la matrice chaîne totale (méthode matricielle) de l'amplificateur micro-onde, résultant du produit des matrices individuelles C_i ($i = 1, \dots, N$ où $N \in \mathbb{Z}$) de chaque quadripôle (Fig. 3.7), qui s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} V_j \\ I_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{j+1} \\ -I_{j+1} \end{pmatrix} \tag{3.29}$$

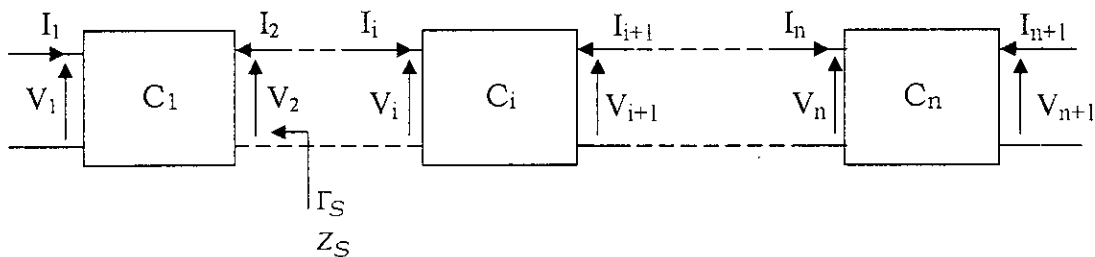


Fig. 3.7: Mise en cascade des quadripôles

En passant ensuite par les formules de transformation [39], on obtient sa matrice de répartition, normalisée par rapport à 50Ω , suivante :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

2.1 Gain de l'amplificateur

Dans ce cas, le gain transducique s'écrira :

$$G = |S_{21}|^2 \quad (3.31)$$

2.2 TOS

Quant au TOS, sa formule sera :

- A l'entrée :

$$TOS_{entrée} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.32a)$$

- A la sortie :

$$TOS_{sortie} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} \quad (3.32b)$$

1.3 Le facteur de bruit est déduit par l'expression (3.22)

Avec

$$Z_s = \frac{50D + B}{50C + A} \quad (3.33)$$

où A, B, C et D représentent les paramètres de la matrice chaîne du quadripôle d'entrée (CAE et circuit de polarisation).

Concernant la bande passante, deux méthodes peuvent être envisagées :

- Méthode graphique : C'est une méthode classique, qui permet à partir du tracé du gain transducique en fonction de la fréquence, d'en déduire, la bande passante définie à -3 dB du gain maximum.
- Méthode numérique : Elle consiste à trouver les deux fréquences f_1 et f_2 , définissant la bande passante et minimisant la fonction suivante :

$$\Delta G = \left| \frac{G_{\max}(f = f_0)}{2} - G_t(f) \right| \quad (3.34)$$

où

f_0 représente la fréquence centrale, G_{\max} est la valeur maximale du gain transducique, et $G_t(f)$ représente le gain transducique à la fréquence f .

3.10 Récapitulation

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

1. Choix du transistor selon le type de conception désiré.
2. Etude de la stabilité.
3. Détermination des valeurs ou des lieux des coefficients de réflexions de source et de charge à partir du cahier de charge.
4. Conception des circuits de polarisation.
5. Conception des circuits d'adaptation.
6. Synthèse selon la technologie voulue.
7. Analyse de l'amplificateur dans le domaine fréquentielle.

Le logiciel que nous avons élaboré (réalisé sous MATLAB®), prend en considération toutes ces étapes. L'organigramme de conception est représenté dans l'annexe E.

CHAPITRE 4

Résultats de Conception des amplificateurs à transistors

Après avoir établi au chapitre 3, toutes les techniques de conception et d'analyse des amplificateurs micro-ondes à bande étroite, nous consacrons ce chapitre aux résultats obtenus. Afin de valider nos résultats, nous les confrontons à ceux obtenus par un logiciel de simulation PUFF (logiciel de conception des circuits micro-ondes assisté par ordinateur) puisque nous ne disposons pas des mesures.

4.1 Exemple de conception

Nous nous proposons de concevoir un amplificateur micro-onde à base d'un transistor, de tracer son gain, son facteur de bruit et éventuellement son coefficient de réflexion à l'entrée et à la sortie en fonction de la fréquence.

On pourra choisir l'un des deux points suivants :

1. Amplificateur à gain élevé.
2. Amplificateur à faible bruit.

4.1.1 Amplificateur à gain élevé

4.1.1.1 Choix du transistor

Nous choisissons le transistor **CFY18** pour **les** raisons suivantes :

- Coût faible et disponible sur le marché;
- Disponibilité des paramètres S dans la bande de fréquence d'intérêt.

Les caractéristiques du transistor sont (annexe F) :

- La fréquence de travail est $f_0 = 4.4$ GHz.
- Les paramètres S :

$$S_{11} = 0.92 \angle -72^\circ ; S_{12} = 0.06 \angle 45^\circ ; S_{21} = 1.87 \angle 115^\circ ; S_{22} = 0.62 \angle -42^\circ$$

- Les paramètres de bruit :

$$F_m = 1.25 \text{ dB} ; R_n = 19.4 \Omega ; \Gamma_{on} = 0.730 \angle 60^\circ$$

4.1.1.2 Vérification de la stabilité du transistor

En utilisant les équations (3.1) et (3.4), on obtient :

- Le déterminant de la matrice S : $|\Delta| = 0.5736$.
- Facteur de stabilité : $K = 0.4377$

Le transistor est alors **potentiellement instable**.

Nous devons ainsi tracer les cercles de stabilité de source et de charge, donnés respectivement par les équations (3.7) et (3.8). Le tracé de ces cercles sur l'abaque de Smith est représenté par la figure 4.1:

Comme le transistor est potentiellement instable, nous introduisons alors le gain en puissance G_p qui est égal par exemple à 10dB (car le G_{MA} est de 14.93 dB). Le cercle de ce gain dont le rayon et le centre donnés respectivement par (3.19) et (3.20), est représenté par la figure 4.1.

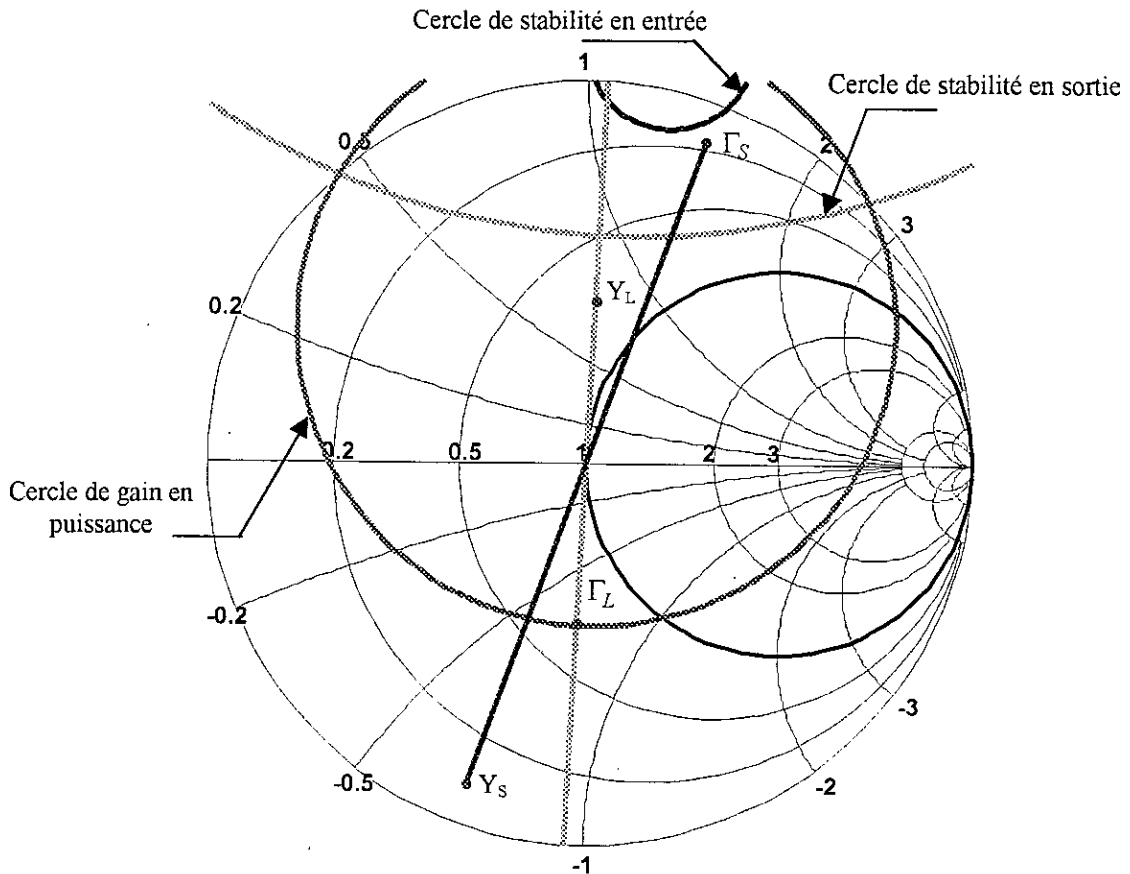


Fig. 4.1: Tracé des cercles de stabilité, de gain en puissance et détermination de Γ_L et Γ_S

On choisit le coefficient de réflexion charge dans la région où le transistor est stable et en même temps situé sur le cercle de gain en puissance constant :

$$\Gamma_L = 0.43 \angle -94.2^\circ$$

ce qui nous donne un coefficient de réflexion source :

$$\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* = \left(\frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right)^* \quad (4.1)$$

Comme Γ_S appartient bien à la région de stabilité, on déduit alors :

$$G_{p\max} = 10 \text{ dB et } F = 1.63 \text{ dB.}$$

4.1.1.3 Conception des circuits de polarisation

Le circuit de polarisation est le même que celui présenté dans le § 3.4.

4.1.1.4 Conception des circuits d'adaptation

Parmi les 14 quadripôles d'adaptation qu'on a présenté dans l'annexe C, seules les structures 1, 4 et 5 permettent l'adaptation à l'entrée de l'amplificateur (car les structures 2 et 3 ne sont pas réalisables) et seules les structures 2 et 5 permettent l'adaptation à la sortie. Si on s'intéresse aux circuits assurant une meilleure bande passante, on peut alors adopter le 1^{er} circuit de la 1^{ère} structure ($Z_g = 50 \Omega$) comme circuit d'adaptation d'entrée (Fig. 4.2a) et le 1^{er} circuit de la 2^{ème} structure ($Z_{ch} = 50 \Omega$) comme circuit d'adaptation de sortie (Fig. 4.2b).

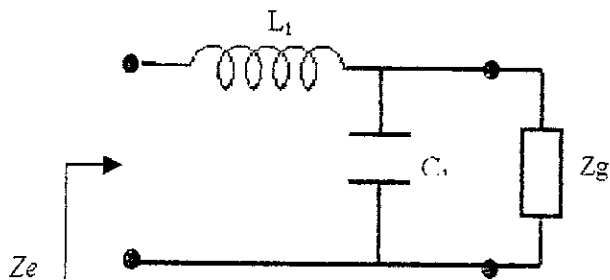


Fig. 4.2a: Circuit d'adaptation d'entrée

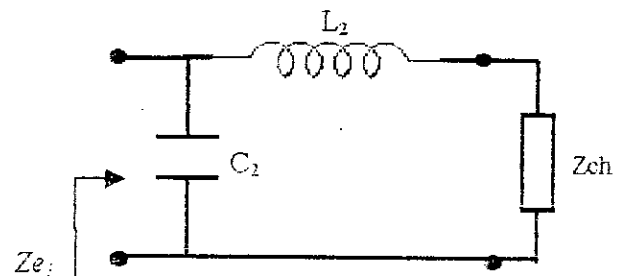


Fig. 4.2b: Circuit d'adaptation de sortie

Les valeurs des inductances (L_1 et L_2) et les capacités (C_1 et C_2), sont données comme suit :

$$L_1 = 3,2 \text{ nH, } L_2 = 1.1 \text{ nH, } C_1 = 1.6 \text{ pF et } C_2 = 0.86 \text{ pF}$$

Ces paramètres sont calculés à l'aide des relations C.2, C.3, C.6 et C.7 (annexe C). Quant à Z_e et Z_{e1} , elles ont été déterminées en vertu des

relations suivantes :

$$Z_e = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \quad \text{et} \quad Z_{e1} = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L}$$

Après avoir choisi le type du transistor, vérifié sa stabilité, conçu les circuits de polarisation et les circuits d'adaptation, on obtient alors, l'amplificateur micro-onde à gain donné (Fig. 4.3).

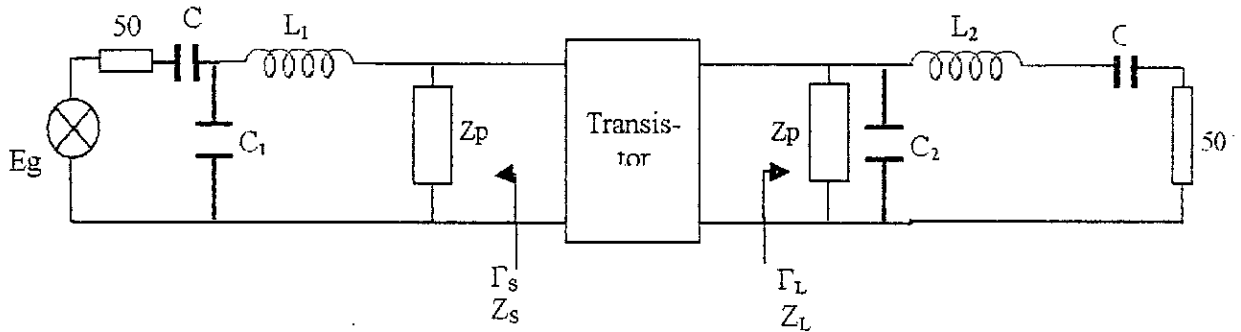


Fig. 4.3 : Amplificateur micro-onde à gain donné

4.1.1.5 Synthèse

Pour dimensionner notre dispositif (Fig. 4.3), nous allons synthétiser ses éléments par le programme développé par Behloui [38].

* Pour les condensateurs C_1 et C_2 : Ces éléments étant des circuits semi-localisés, les longueurs des tronçons de ligne correspondant sont données par :

$$\ell_1 = C_1 Z_{01} v_1 \quad (4.2)$$

et
$$\ell_2 = C_2 Z_{01} v_1 \quad (4.3)$$

où Z_{01} : Impédance caractéristique de la ligne, sa valeur doit être la plus faible possible (10Ω en technologie microruban).

v_1 : Vitesse de propagation, définie par :

$$v_1 = \frac{V}{\sqrt{\epsilon_{eff_1}}} \quad (4.4)$$

où V est la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m/s) et ϵ_{eff_1} la permittivité effective de la ligne.

En choisissant les paramètres suivants :

$$Z_{01} = 10 \Omega, \quad h = 1.27 \text{ mm}, \quad f_0 = 4.4 \text{ GHz}, \quad \epsilon_r = 10.2 \text{ et } t = 10^{-5} \text{ mm}$$

le programme [38] nous donne :

$$W_1 = 10.77 \text{ mm} \quad \text{et} \quad \varepsilon_{eff_1} = 9.23$$

où W_1 représente la largeur du ruban .

Compte tenu de l'équation (4.4), on obtient :

$$v_1 = 9.87 \cdot 10^7 \text{ m/s}$$

On déduit alors à partir des relations (4.2) et (4.3) :

$$\ell_1 = 1.57 \text{ mm} \quad \text{et} \quad \ell_2 = 0.85 \text{ mm}$$

Nous constatons bien que ces longueurs sont inférieures à la longueur d'onde ($\lambda_{01} = \frac{v_1}{f_0} = 22.24 \text{ mm}$).

* Pour les selfs L_1 et L_2 : De la même manière, les longueurs des tronçons de ligne correspondant sont données par :

$$\ell_3 = L_1 v_2 / Z_{02} \tag{4.5}$$

$$\text{et} \quad \ell_4 = L_2 v_2 / Z_{02} \tag{4.6}$$

où Z_{02} : Impédance caractéristique de la ligne, sa valeur doit être la plus élevée possible (100Ω en technologie microruban).

v_2 : Vitesse de propagation, définie par :

$$v_2 = \frac{V}{\sqrt{\varepsilon_{eff_2}}} \tag{4.7}$$

En choisissant les paramètres suivants :

$$Z_{02} = 70 \Omega, \quad h = 1.27 \text{ mm}, \quad f_0 = 4.4 \text{ GHz}, \quad \varepsilon_r = 10.2 \quad \text{et} \quad t = 10^{-5} \text{ mm}$$

le programme [38] nous donne :

$$W_2 = 0.5 \text{ mm} \quad \text{et} \quad \varepsilon_{eff_2} = 6.64$$

Compte tenu de l'équation (4.7), on obtient :

$$v_2 = 11.64 \cdot 10^7 \text{ m/s}$$

On déduit alors à partir des relation (4.5) et (4.6) :

$$\ell_3 = 5.32 \text{ mm} \quad \text{et} \quad \ell_4 = 1.82 \text{ mm}$$

Nous constatons bien que ces longueurs sont inférieures à la longueur d'onde ($\lambda_{02} = 26.45 \text{ mm}$).

Pour éviter le chevauchement et le couplage entre les deux circuits de polarisation, il est préférable de les éloigner. Souvent on les trouve placés à l'entrée du CAE et à la sortie du CAS.

L'amplificateur micro-onde à gain élevé conçu en technologie microruban est alors donné par la figure 4.4.

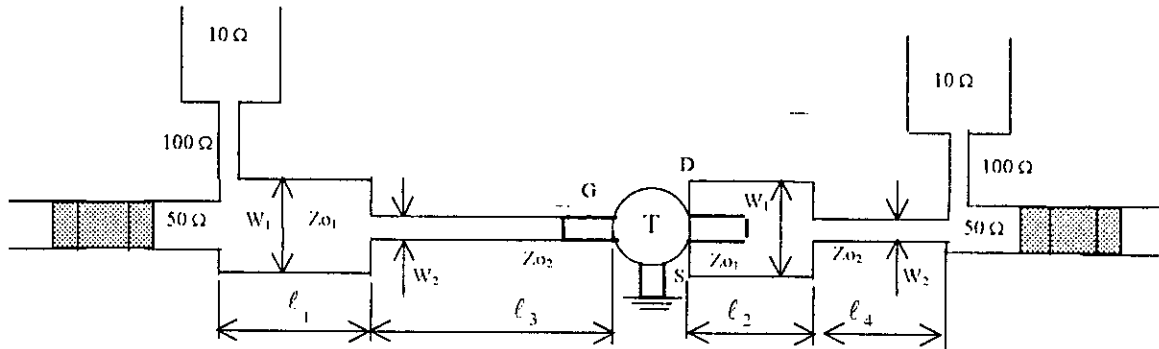


Fig. 4.4 : Amplificateur micro-onde à gain élevé en technologie microruban

Ce type de conception pose un problème pratique au niveau de la connexion Grille-circuit d'entrée. En effet, la largeur du ruban de la grille est plus grande que celle de la ligne réalisant la self. Pour remédier à ce problème, il faut ajouter dans une réalisation (s'il y a lieu) un tronçon de ligne d'impédance caractéristique égale à $50\ \Omega$.

4.1.1.6 Analyse

La courbe du Gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence est représentée par la figure 4.5. On constate que les deux courbes tracées respectivement par l'équation (3.10) et par la matrice chaîne totale coïncident bien. Dans le cas où le circuit de polarisation est situé à l'entrée et à la sortie du transistor, la courbe du gain est légèrement décalée par rapport à celle obtenue par le logiciel PUFF (Fig. 4.5a). Cette différence s'explique par le fait que le logiciel PUFF analyse le circuit réel réalisé en technologie microruban, ce qui n'est pas le cas en ce qui concerne les techniques d'analyse que nous avons utilisées.

Nous constatons que cette différence réside dans le fait que les paramètres caractéristiques (impédance caractéristique, permittivité relative

et l'épaisseur du substrat) de la ligne microruban sont déterminés avec une certaine erreur et sont en plus variables avec la fréquence.

Par contre, dans le cas où le circuit de polarisation serait situé à l'entrée du CAE et à la sortie du CAS, un décalage important entre la courbe obtenue par les deux méthodes avec celle obtenue par PUFF (Fig. 4.5b) est constaté. De ce fait, on voit que la position du circuit de polarisation est très importante, on adopte alors le premier cas.

A la fréquence de travail ($f_0 = 4.4$ GHz), le gain atteint son maximum (environ 10 dB), la bande passante à -3 dB relative par rapport à la fréquence de travail est de l'ordre 13 % par la méthode graphique et 12.88 % par la méthode numérique.

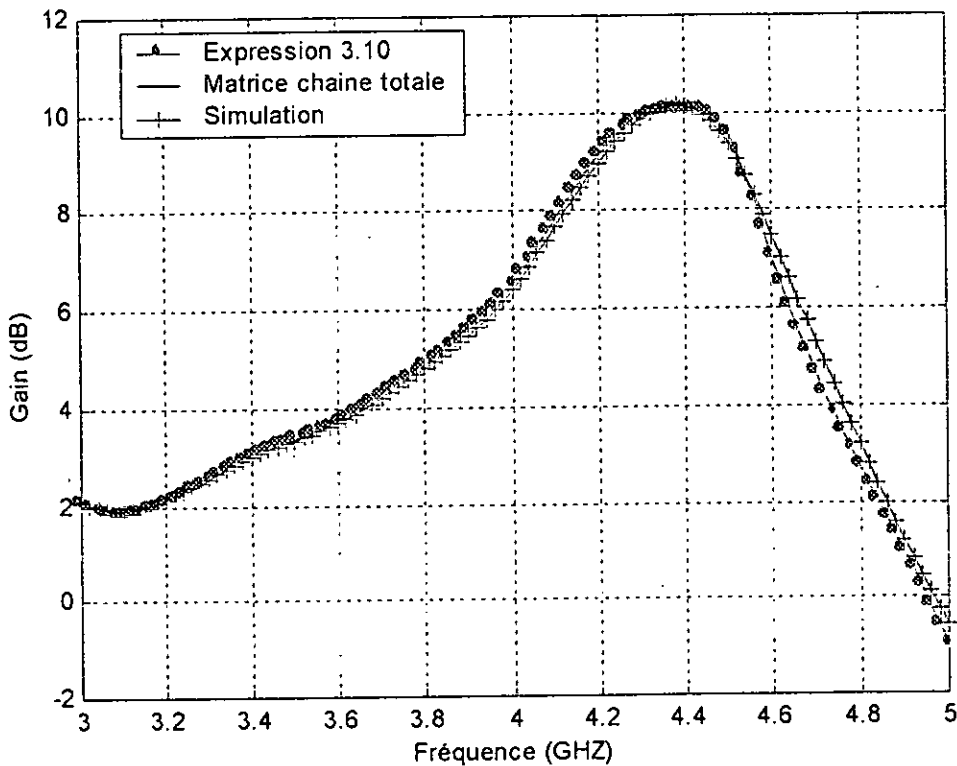


Fig. 4.5a : Evolution du gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence (Circuit de polarisation situé à l'entrée et à la sortie du transistor)

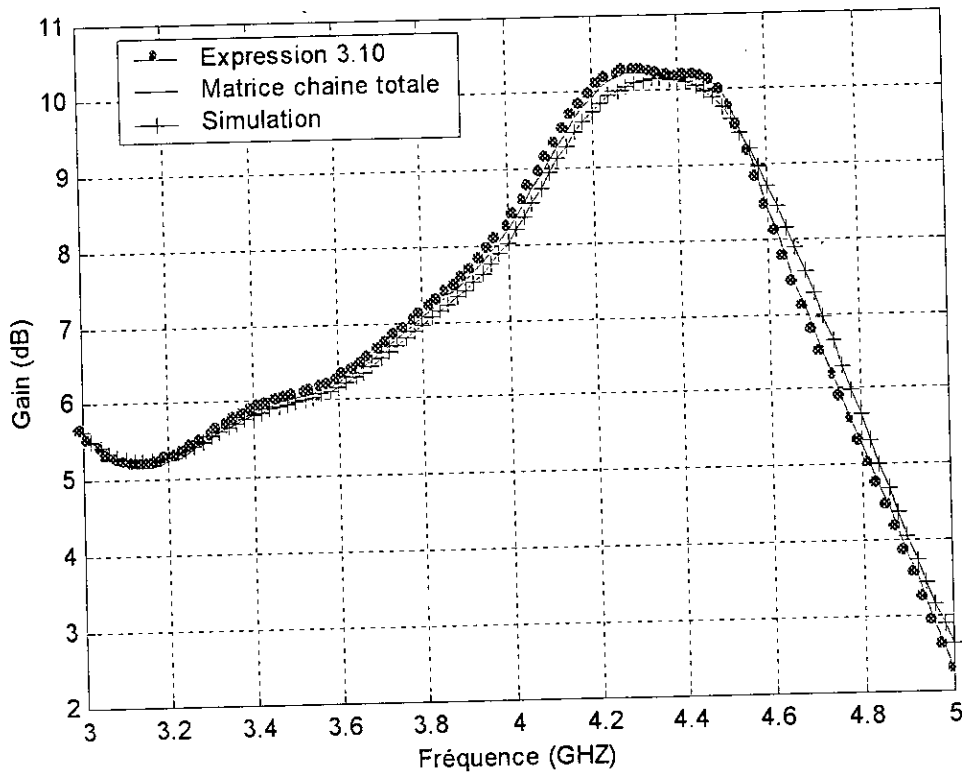


Fig. 4.5b : Evolution du gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence
(Circuit de polarisation situé à l'entrée du CAE et à la sortie du CAS)

La courbe du facteur de bruit de l'amplificateur est représentée par la figure 4.6. On constate bien que les deux méthodes utilisées donnent la même allure. La valeur du facteur de bruit n'est pas minimale à la fréquence de travail, car nous avons choisi un amplificateur à gain élevé pour cette conception.

Les courbes du module de coefficient de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont respectivement représentées par les figures 4.7 et 4.8. on constate bien que les courbes obtenues par les deux méthodes coïncident, alors que par simulation, il y a une légère variation. On constate, qu'à la fréquence de travail, le module du coefficient de réflexion à l'entrée est extrêmement faible (environ -31 dB), ce qui nous permet d'avoir un TOS nul (en dB) et ce pour un transfert maximum de puissance (adaptation).

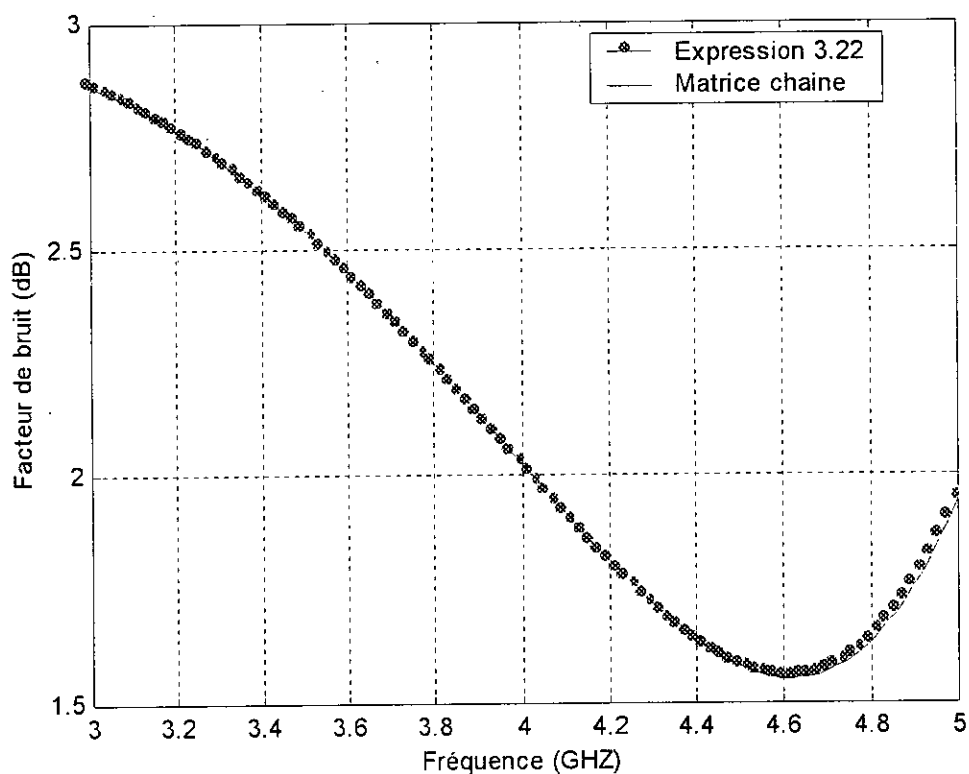


Fig. 4.6 : Evolution du facteur de bruit

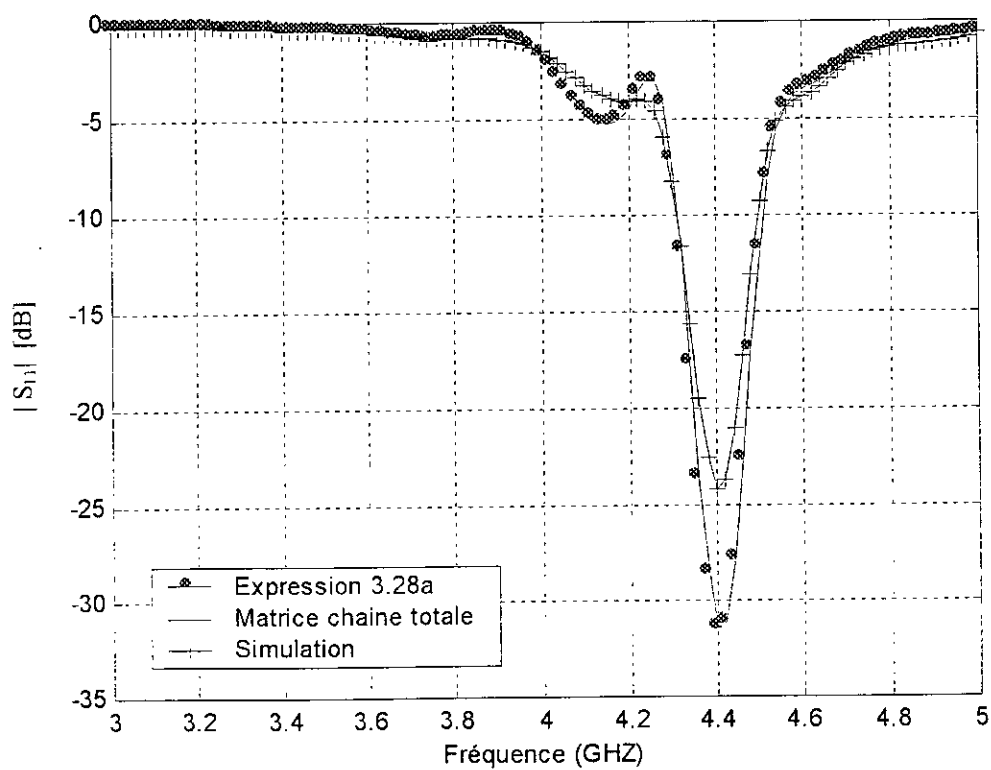


Fig. 4.7 : Variation du module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'amplificateur

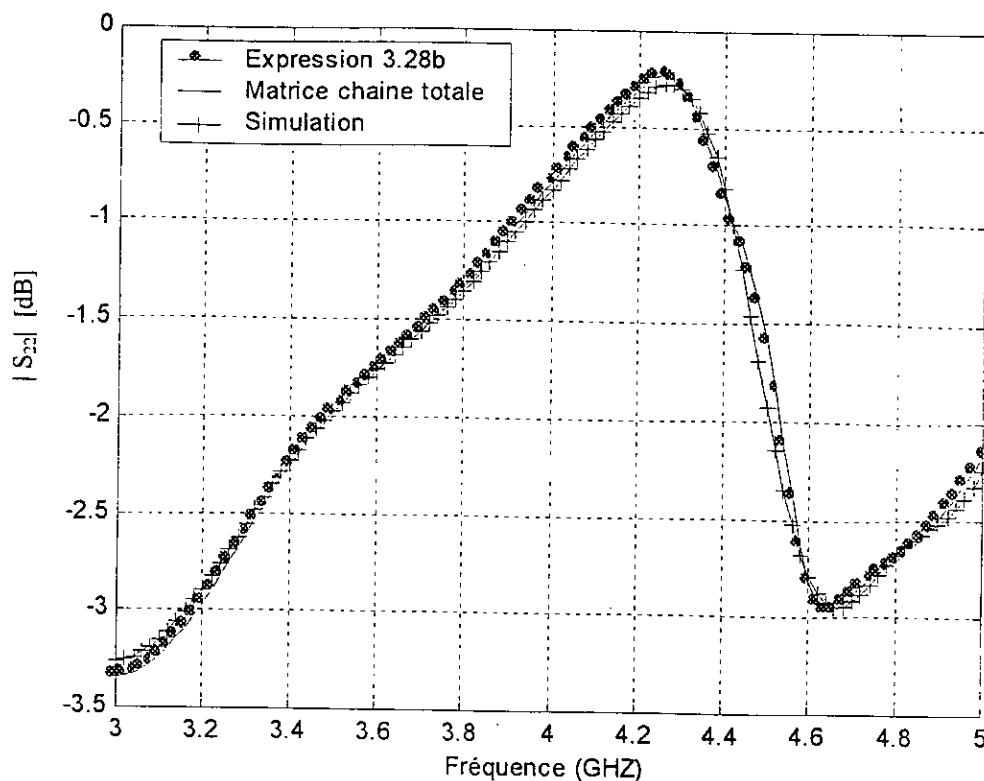


Fig. 4.8 : Variation du module du coefficient de réflexion à la sortie de l'amplificateur

4.1.2 Amplificateur à faible bruit

Supposons que les mêmes paramètres du transistor utilisés dans la conception de l'amplificateur à gain donné soient utilisés dans la conception de l'amplificateur à faible bruit.

Les cercles à bruit constants (éq. 3.9) sont tracés sur l'abaque de Smith (Fig. 4.9) pour trois valeurs différentes du facteur de bruit :

$$F_1 = 1.5 \text{ dB}, F_2 = 2 \text{ dB et } F_3 = 3 \text{ dB}.$$

Pour un amplificateur à faible bruit, le coefficient de réflexion de source est choisi égal au coefficient de réflexion optimum (§ 3.7.2) et il est représenté par un point sur l'abaque de Smith (Fig. 4.9) :

$$\Gamma_S = 0.73 \angle 60^\circ.$$

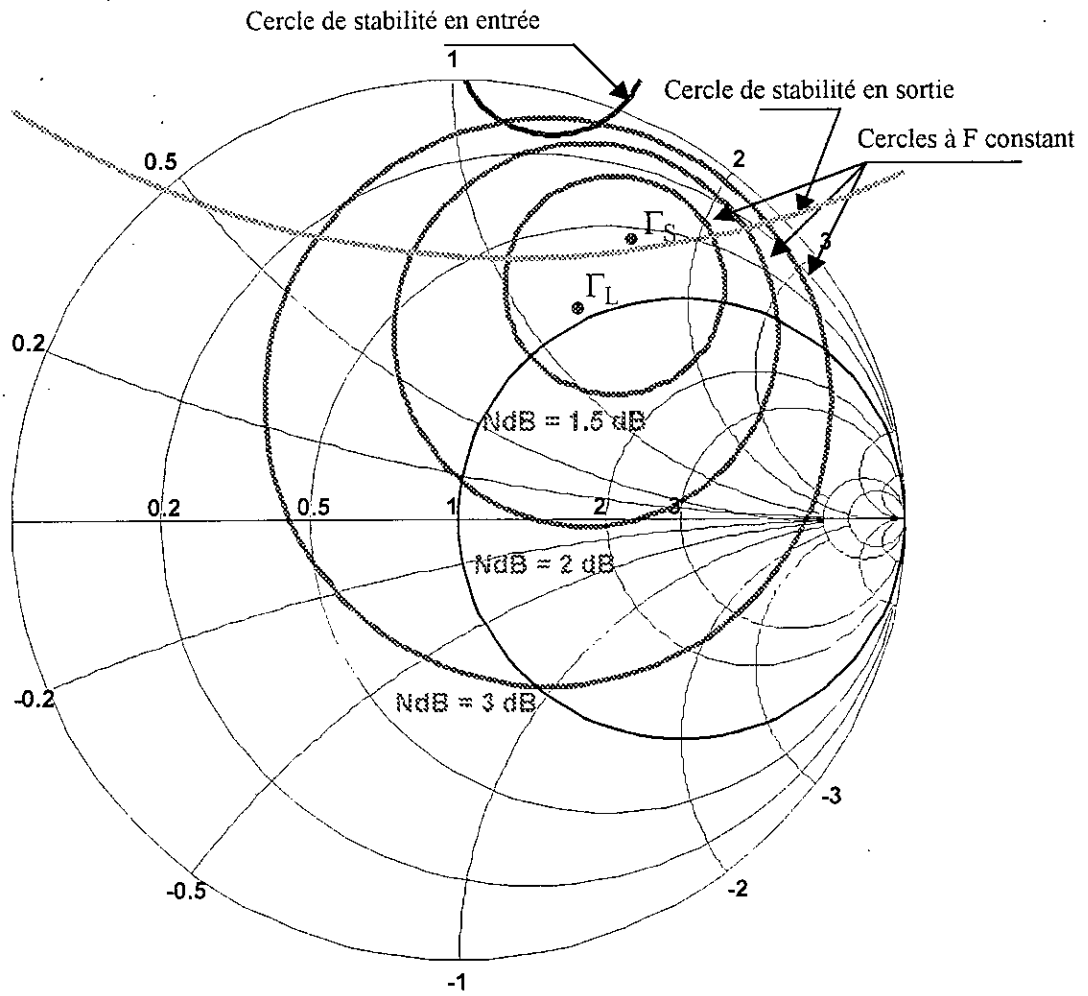


Fig. 4.9 : Cercles à bruit constant et de stabilité

Comme ce coefficient appartient à la région de stabilité, on déduit alors le coefficient de réflexion de charge :

$$\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* = \left(\frac{S_{22} - \Delta \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \right)^* \tag{3.36}$$

$$\Gamma_L = 0.544 \ / \underline{62.59^\circ}$$

Comme Γ_L appartient bien à la région de stabilité, on obtient alors :

$$G = 12.3 \text{ dB} \text{ et } F = 1.25 \text{ dB.}$$

4.1.2.1 Circuits de polarisation

Le circuit de polarisation est le même que celui présenté dans le § 3.4.

4.1.2.2 Conception des circuits d'adaptation

Seules les structures 1, 4 et 5 permettent l'adaptation à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur (car les autres structures ne sont pas réalisables). Si on s'intéresse aux circuits qui permettent d'obtenir une meilleure bande passante, on peut alors adopter le 1^{er} circuit de la 1^{ère} structure comme circuit d'adaptation d'entrée (Fig. 4.10a) et de sortie (Fig. 4.10b).

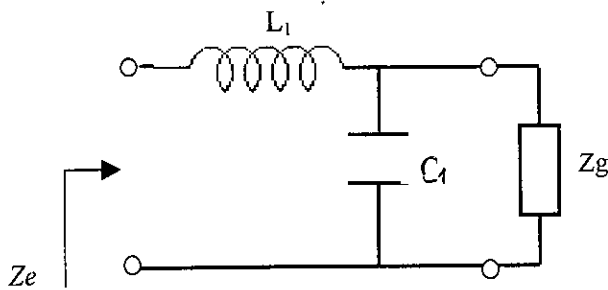


Fig. 4.10a : Circuit d'adaptation d'entrée

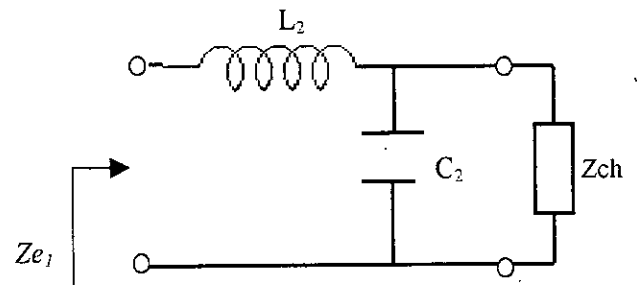


Fig. 4.10b : Circuit d'adaptation de sortie

Les valeurs des inductances (L_1 et L_2) et des capacités (C_1 et C_2), sont données comme suit :

$$L_1 = 3,7 \text{ nH}, \quad L_2 = 5,6 \text{ nH}, \quad C_1 = 0,61 \text{ pF} \text{ et } C_2 = 0,31 \text{ pF}$$

Ces paramètres sont calculés respectivement à l'aide des relations C.2 et C.3 (annexe C).

L'amplificateur micro-onde à faible bruit conçu est représenté par la figure 4.11 .

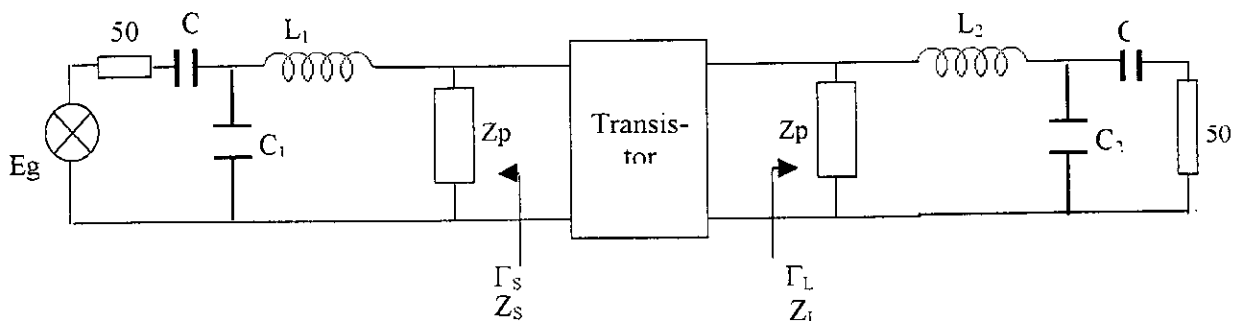


Fig. 4.11 : Amplificateur micro-onde à faible bruit

4.1.2.3 Synthèse

* Pour les condensateurs C_1 et C_2

Compte tenu des relations (4.2) et (4.3), nous aurons :

$$\ell_1 = 0.60 \text{ mm} \quad \text{et} \quad \ell_2 = 0.30 \text{ mm}$$

Nous constatons bien que ces longueurs sont inférieures à la longueur d'onde ($\lambda_{01} = \frac{v_1}{f_0} = 22.24 \text{ mm}$).

* Pour les selfs L_1 et L_2

Compte tenu des relations (4.5) et (4.6), nous aurons :

$$\ell_3 = 6.2 \text{ mm} \quad \text{et} \quad \ell_4 = 9.3 \text{ mm}$$

Nous constatons bien que ces longueurs sont inférieures à la longueur d'onde ($\lambda_{02} = 26.45 \text{ mm}$).

L'amplificateur micro-onde à faible bruit conçu en technologie microruban est alors donné par la figure 4.12.

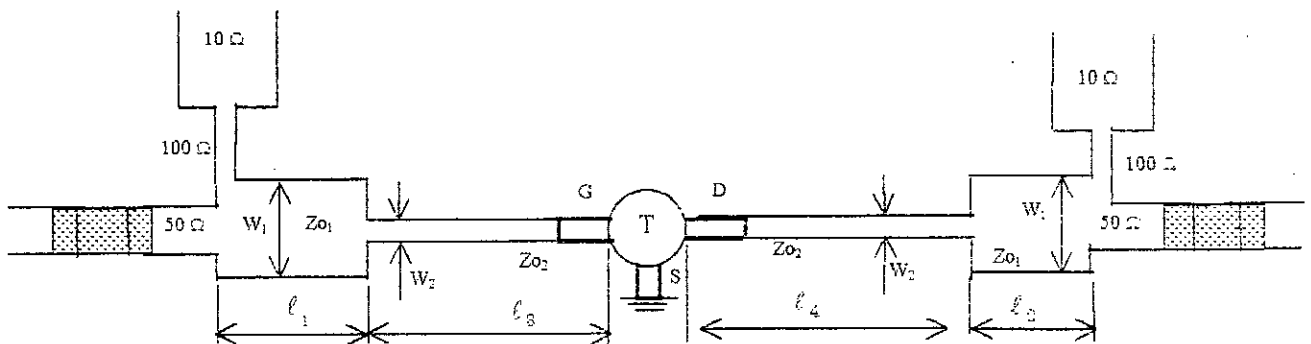


Fig. 4.12 : Amplificateur micro-onde à faible bruit en technologie

De la même manière, il faut ajouter des tronçons de ligne d'impédance caractéristique égale à 50Ω au niveau des connexions grille-circuit d'entrée et drain-circuit de sortie.

4.1.2.4 Analyse

La courbe du Gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence est représentée par la figure 4.13. A la fréquence de travail ($f_0 = 4.4 \text{ GHz}$), le gain (environ 12.3 dB) n'atteint pas son maximum, parce qu'il s'agit d'un

amplificateur à faible bruit. La bande passante à -3 dB relative par rapport à la fréquence de travail est de 17.73 %.

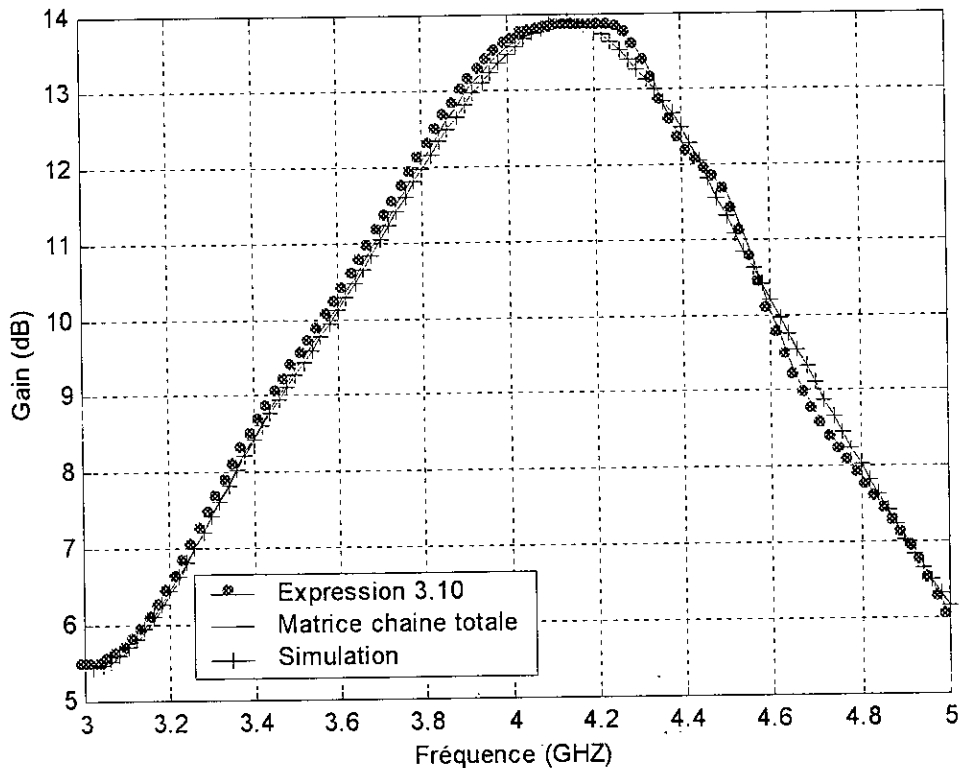


Fig. 4.13 : Evolution du Gain de l'amplificateur

Le minimum du facteur de bruit de l'amplificateur (Fig. 4.14) est obtenu pour $f = 4.4$ GHz qui est la fréquence de travail, ce qui correspond à notre hypothèse de conception. Les deux méthodes donnent le même résultat.

Les courbes des coefficients de réflexion à l'entrée (Fig. 4.15) et à la sortie (Fig. 4.16) de l'amplificateur coïncident bien avec celles obtenues par le logiciel de simulation. On constate qu'à la fréquence de travail, la sortie de l'amplificateur est mieux adaptée (transfert maximum de puissance) qu'à l'entrée car le coefficient de réflexion d'entrée est très faible.

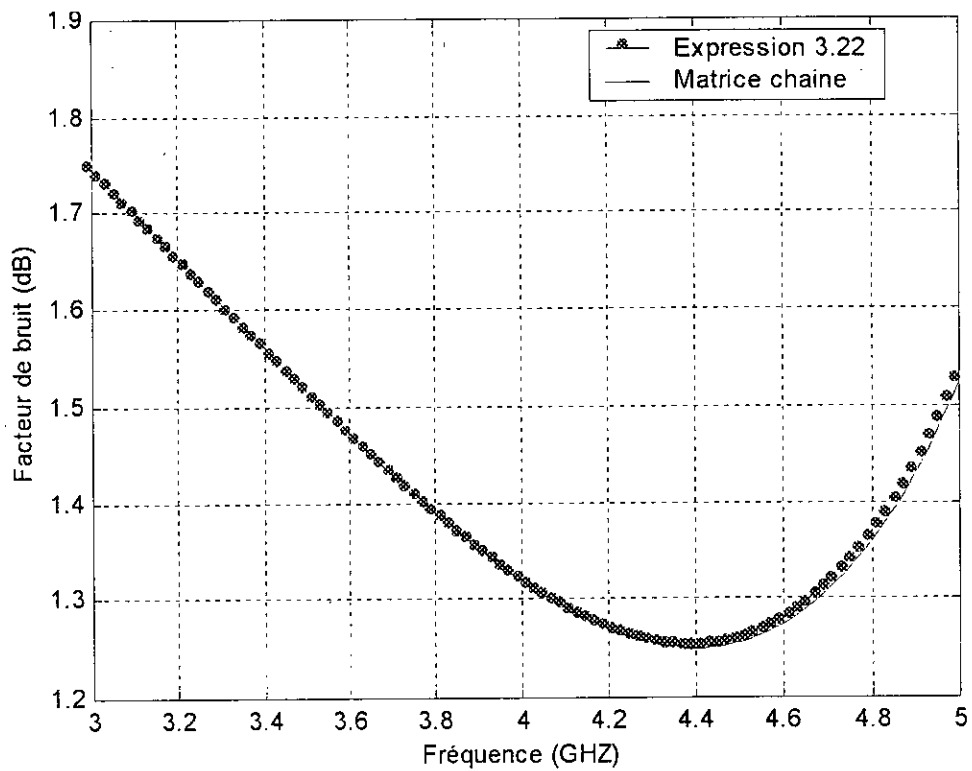


Fig. 4.14 : Evolution du facteur de bruit

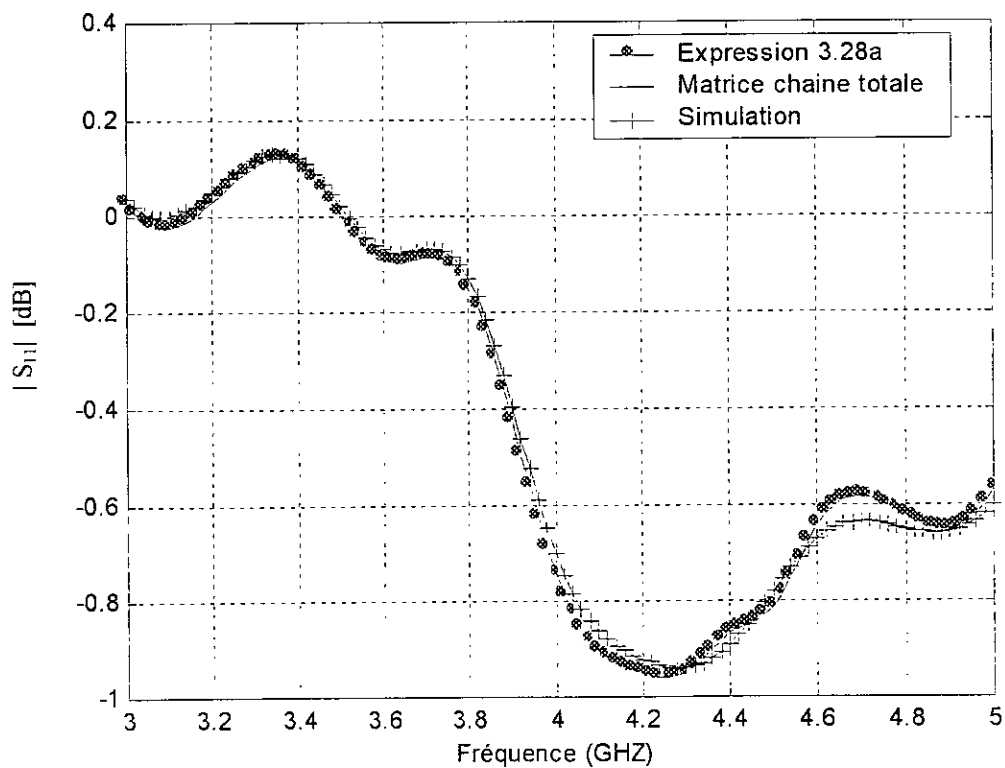


Fig. 4.15 : Variation du module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'amplificateur

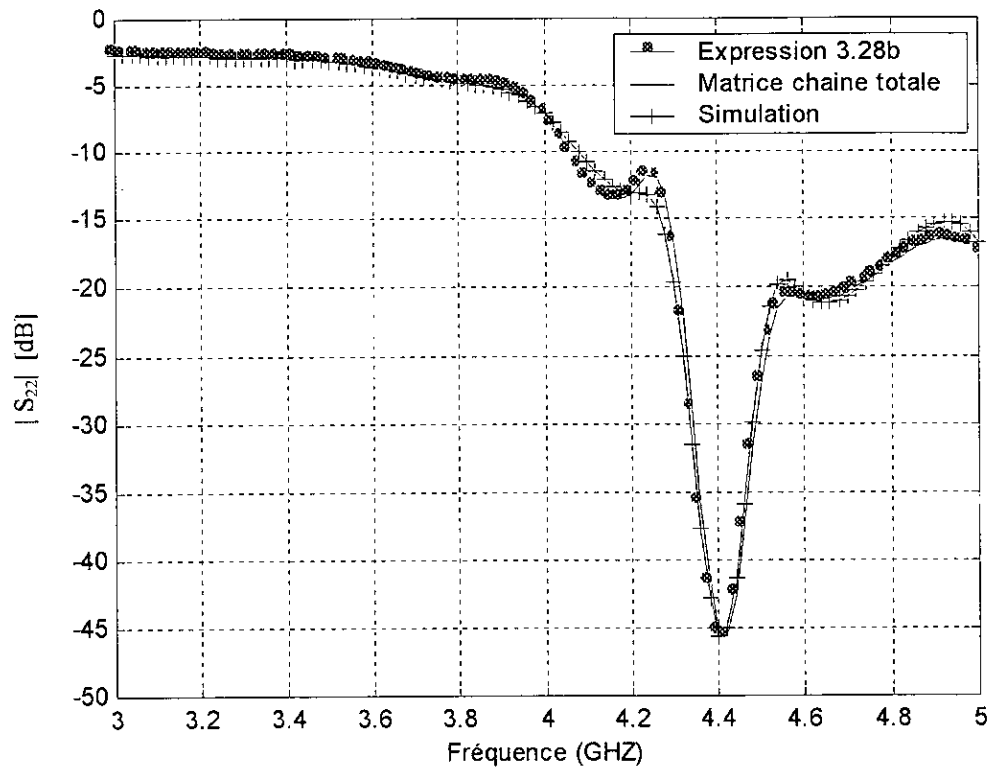


Fig. 4.16 : Variation du module du coefficient de réflexion à la sortie de l'amplificateur

CHAPITRE 5

Application : Conception d'Antennes Actives

Ce dernier chapitre, est consacré à l'application des résultats obtenus aux chapitres 2 et 4 à la conception d'antennes actives.

5.1 Introduction

L'intérêt suscité par les systèmes de contrôle et d'identification tend à se développer ces dernières années. Ces systèmes requièrent l'utilisation des hyperfréquences, qui permettent une intégration maximum ainsi qu'un débit d'information important. Nous nous sommes particulièrement attachés à la conception de l'interface de communication (antenne active), élément essentiel de ces systèmes.

Pour atteindre cet objectif, nous allons dans le présent chapitre, associer à l'antenne microruban passive, étudiée au chapitre 2, un amplificateur micro-onde.

5.2 Configuration de l'antenne active

Nous avons opté, dans notre conception, pour une APM excitée par un amplificateur micro-onde. L'ensemble constitue une antenne active (Fig. 5.1).

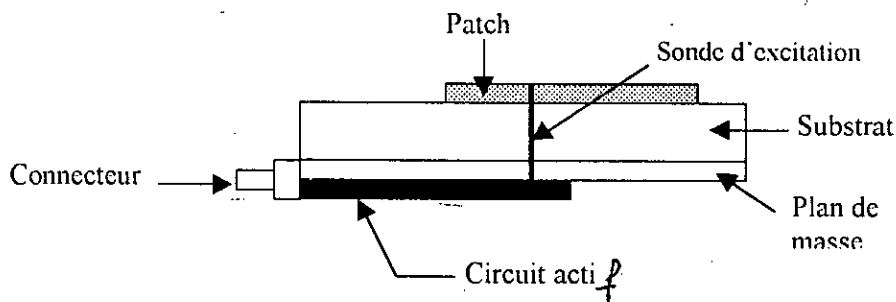


Fig. 5.1 : Configuration de l'antenne active

Ce choix a été fait pour les raisons suivantes :

- La facilité de réalisation s'il y a lieu;
- La possibilité de reprendre le même programme développé dans le chapitre 2 et qui utilise la méthode des moments. Il suffit de remplacer le courant d'excitation généré par la sonde I_0 (§ 2.4.1) par celui de l'amplificateur (cas de l'émission) pour différentes fréquences.

Le système complet est composé d'un seul étage amplificateur et d'un patch d'antenne. La source alimente l'amplificateur par un signal de puissance d'entrée P_e , alors que l'amplificateur alimente le patch par un signal de puissance de sortie P_s à travers le CAS (Fig. 5.2).

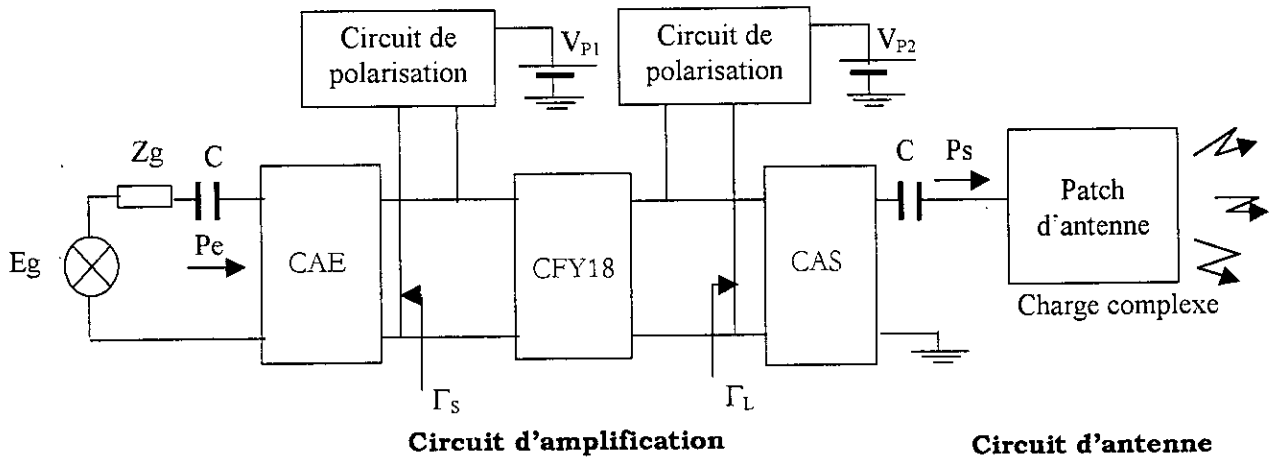


Fig. 5.2 : Représentation par bloc de l'antenne active.

5.3 Détermination du courant d'excitation de l'antenne

A partir de la figure 5.3a, Le courant I_0 est déduit par l'équation suivante :

$$I_0 = \frac{Eg}{Z_A + Zg} \quad (5.1)$$

où Z_A représente l'impédance d'entrée de l'antenne.

En utilisant les paramètres admittance, le courant à la sortie de l'amplificateur (Fig. 5.3b) se déduit par l'expression suivante (Annexe G.1) :

$$I_2 = Eg \cdot \frac{1 - y_{11} Ze}{y_{12} Z_A (Ze + Zg)} \quad (5.2)$$

où

y_{11} et y_{12} : sont les paramètres de la matrice admittance de l'amplificateur et Ze est son impédance d'entrée qui peut être déduite soit à partir de l'expression 3.28a, soit à partir de la matrice chaîne totale de l'amplificateur :

$$Ze = \frac{AZ_A + B}{CZ_A + D} \quad (5.3)$$

où A, B, C et D représentent les paramètres de la matrice chaîne totale.

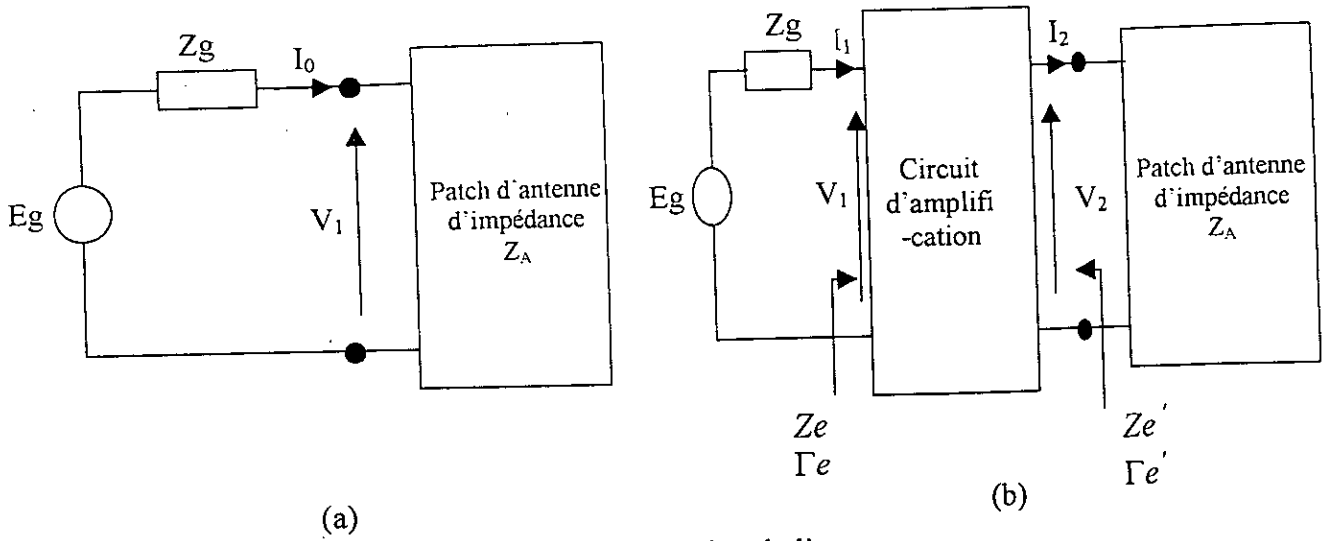


Fig. 5.3 : Excitation de l'antenne

(a) par un courant I_0 (b) par un courant I_2

Le module du courant à la sortie de l'amplificateur peut être déduit aussi à partir de l'expression du gain transducique :

$$|I_2| = \left(\frac{G_T}{4 \operatorname{Re}(Z_A) \cdot \operatorname{Re}(Z_s)} \right)^{\frac{1}{2}} |Eth| \quad (5.4)$$

avec :

E_{th} : Tension prise à la sortie du quadripôle d'entrée.

Z_s : Impédance d'entrée vue entre l'entrée du transistor et la sortie du quadripôle d'entrée vers le générateur.

L'expression du courant \tilde{J}_z donnée par l'éq. (2.11b) devient :

$$\tilde{J}_z = |I_2| e^{-j(k_x x_p + k_y y_p)} \quad (5.5)$$

5.4 Caractéristiques radioélectriques de l'antenne

5.4.1 Excitée par un amplificateur à gain donné

Dans cette partie, nous allons exposer les résultats obtenus après avoir associé un amplificateur micro-onde à l'antenne passive. Comme la fréquence de résonance de l'antenne est de 4.46 GHz et que l'on travaille à bande étroite, nous supposons que les paramètres S du transistor à $f = 4.4$ GHz sont les mêmes que pour la fréquence de résonance de l'antenne.

Parmi les 14 quadripôles d'adaptation qu'en a présenté dans l'annexe C, seules les structures 1 et 5 permettent l'adaptation à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur (car les autres structures ne sont pas réalisables). Parmi ces circuits, nous avons opté, pour le 1^{er} circuit de la 1^{ère} structure comme circuit d'adaptation d'entrée (Fig. 5.4a) et de sortie (Fig. 5.4b).

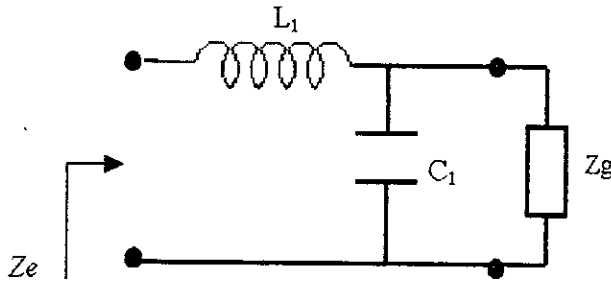


Fig. 5.4a : Circuit d'adaptation d'entrée

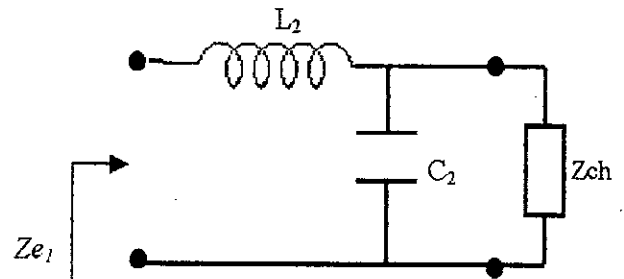


Fig. 5.4b : Circuit d'adaptation de sortie

Les valeurs des inductances (L_1 et L_2) et les capacités (C_1 et C_2), sont données comme suit :

$$L_1 = 3,2 \text{ nH}, L_2 = 1,9 \text{ nH}, C_1 = 1,6 \text{ pF} \text{ et } C_2 = 0,36 \text{ pF}$$

ces paramètres sont calculés à l'aide des relations C.2 et C.3 (annexe C).

1. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne

La figure 5.5 montre les variations du module du coefficient de réflexion d'entrée de l'antenne passive et de l'antenne active. On constate qu'il y a adaptation pour l'entrée de l'antenne active, vu la faible valeur de s_{11} autour de la fréquence de résonance. Pour un S_{11} légèrement meilleur que -10 dB, la bande passante de l'antenne active est de 8.96 %, alors que celle de l'antenne passive est pratiquement nulle. On constate ainsi, une nette amélioration de la bande passante.

2. Gain

La figure 5.6 montre l'évolution du gain en fonction de la fréquence de l'antenne passive et active. L'antenne passive présente, à la fréquence de résonance, un gain maximum égale à 1.7 dB. Quand l'amplificateur est intégré à l'antenne, le gain atteint environ 10 dB. On constate ainsi, une nette amélioration (8.3 dB environ).

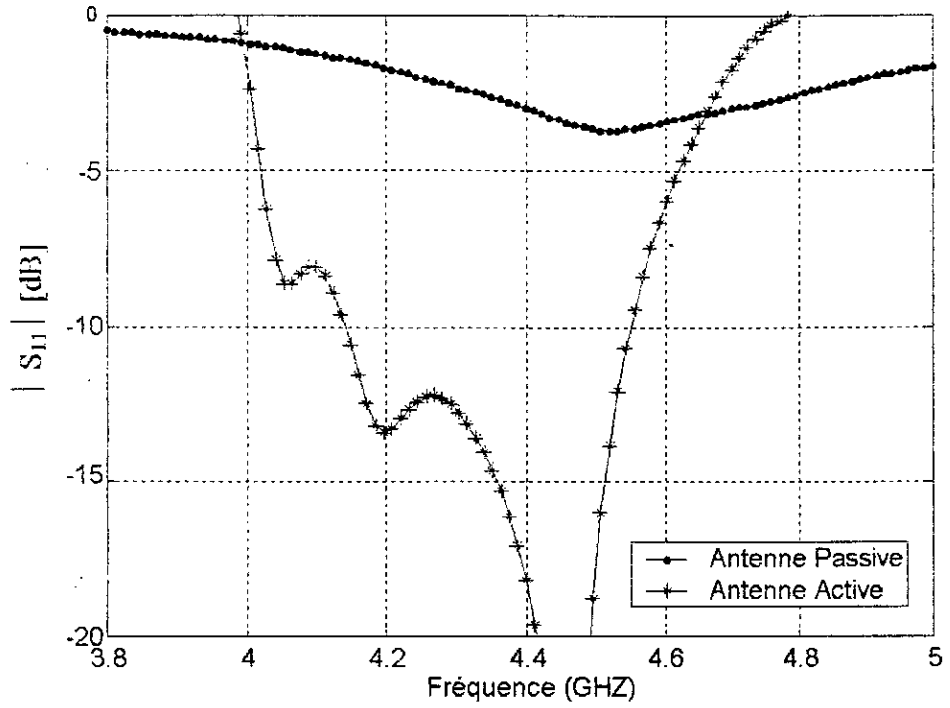


Fig. 5.5 : Module du coefficient de réflexion d'entrée (Return losses)

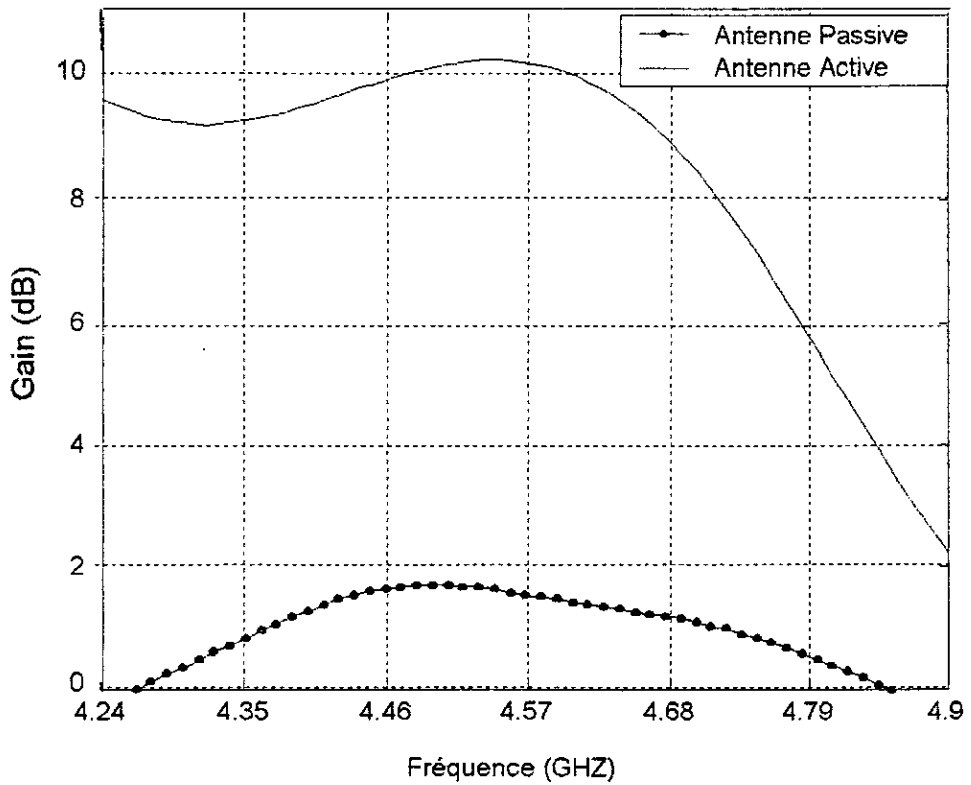


Fig. 5.6 : Evolution du gain de l'antenne.

3. Diagramme de rayonnement

Différentes formes du diagramme de rayonnement dans les plans E et H sont représentées pour les deux types d'antenne étudiées (Fig. 5.7a et Fig. 5.7b). On constate qu'une nette amélioration de la composante copolaire dans le plan E (14 dB environ) au détriment d'une augmentation insignifiante de la composante contrapolaire (Fig. 5.7a). Il en est de même dans le plan H (Fig. 5.7b).

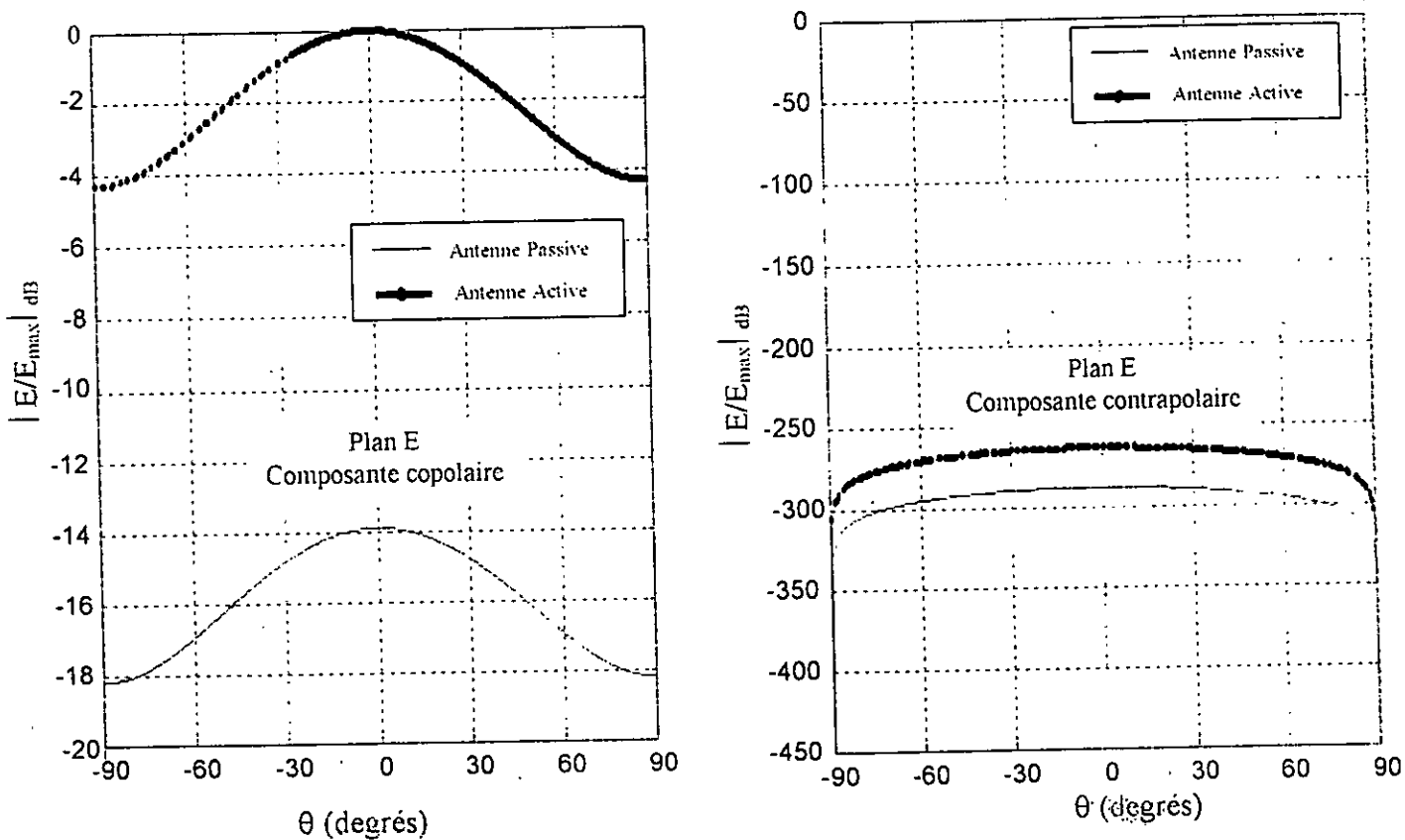


Fig. 5.7a: Composantes copolaire et contrapolaire dans le plan E pour l'antenne passive de la figure 2.3 et la même active.

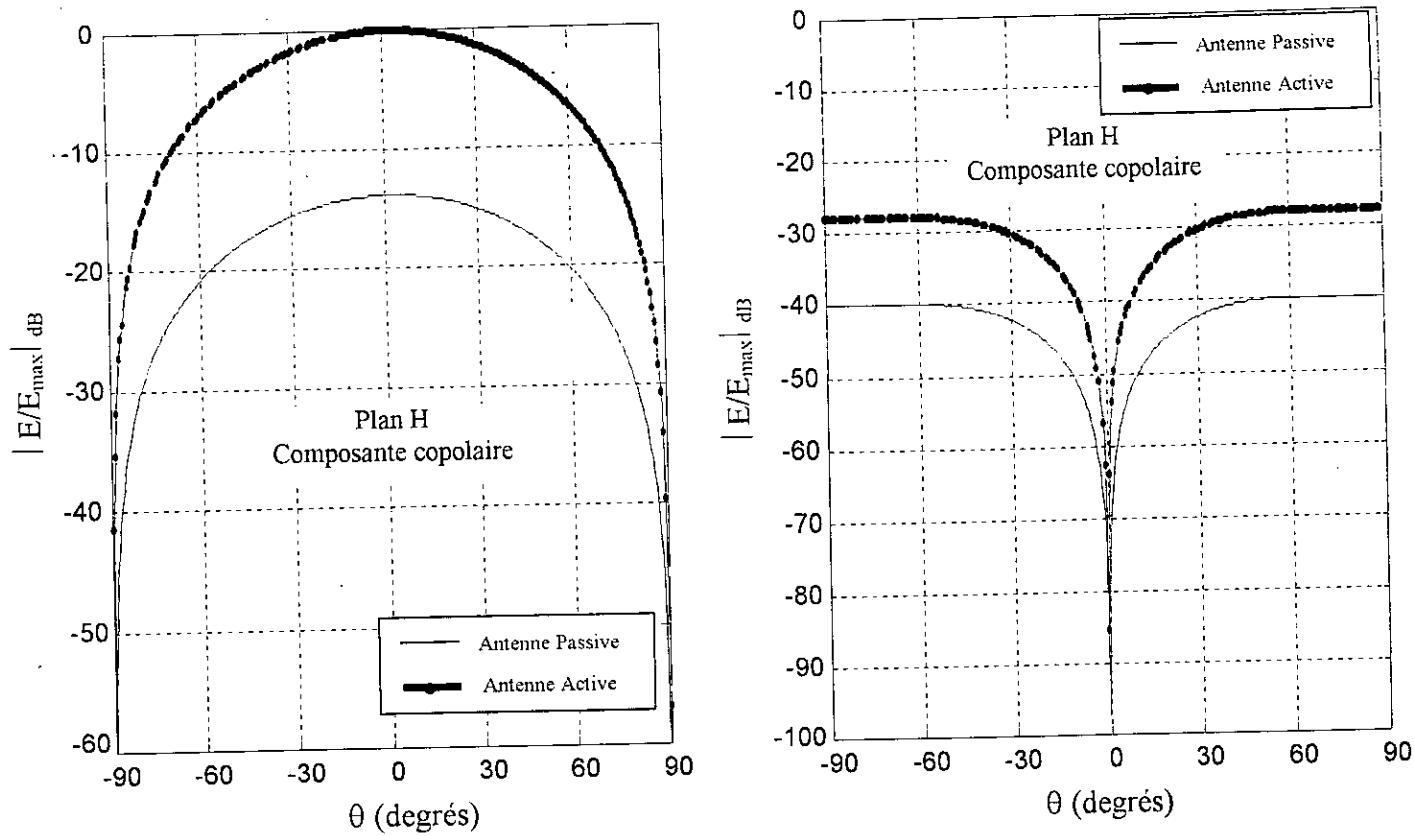


Fig. 5.7b: Composantes copolaire et contrapolaire dans le plan H pour l'antenne passive et active.

5.4.2 Excitation de l'antenne par un amplificateur à faible bruit

De la même manière, seules les structures 1, 4 et 5 permettent l'adaptation à l'entrée et seules les structures 1 et 5 permettent l'adaptation à la sortie de l'amplificateur (car les autres structures ne sont pas réalisables). Parmi ces circuits, nous avons opté, pour le 1^{er} circuit de la 1^{ère} structure comme circuit d'adaptation d'entrée (Fig. 5.8a) et de sortie (Fig. 5.8b).

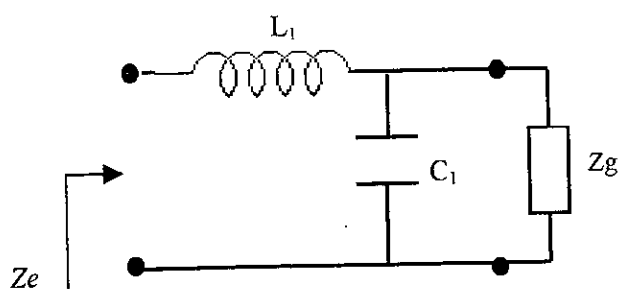


Fig. 5.8a : Circuit d'adaptation d'entrée

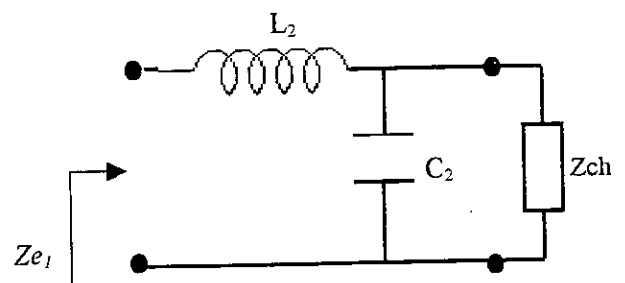


Fig. 5.8b : Circuit d'adaptation de sortie

Les valeurs des inductances (L_1 et L_2) et les capacités (C_1 et C_2), sont données comme suit :

$$L_1 = 3,7 \text{ nH}, L_2 = 5.6 \text{ nH}, C_1 = 0.61 \text{ pF} \text{ et } C_2 = 0.31 \text{ pF}$$

ces paramètres sont calculés à l'aide des relations C.2 et C.3 (annexe C).

1. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne

La figure 5.9 montre les variations du module du coefficient de réflexion d'entrée de l'antenne passive et de l'antenne active. Autour de la fréquence de résonance la valeur de S_{11} de l'antenne active est très faible par rapport à celle de l'antenne passive. De ce fait, l'entrée de l'antenne active est bien adaptée que celle de l'antenne passive. Au-delà de -4 dB, le paramètre S_{11} de l'antenne passive est nul, ce qui permet de déduire que la bande passante de l'antenne est légèrement améliorée.

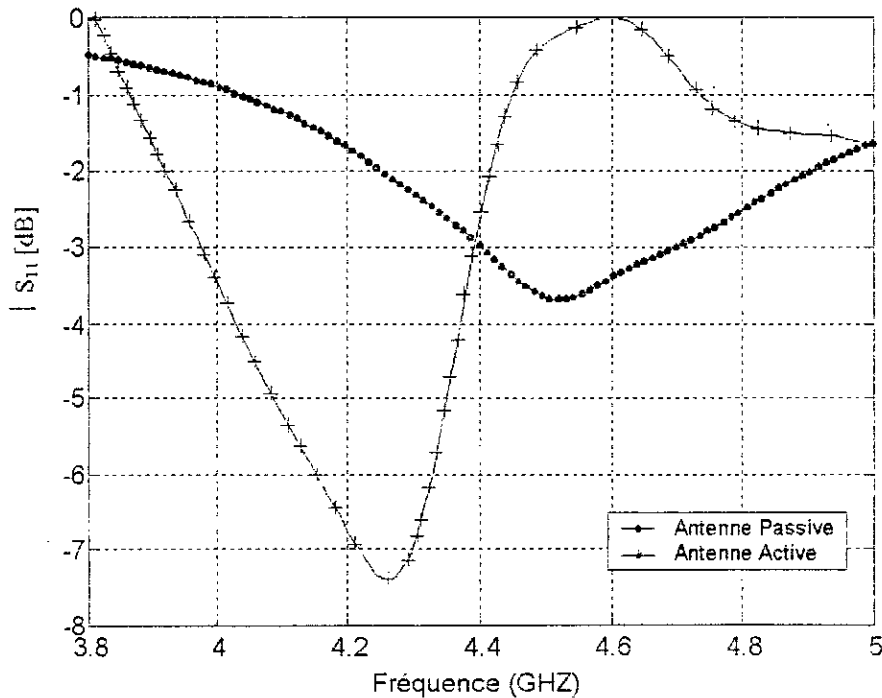


Fig. 5.9 : Module du coefficient de réflexion d'entrée (Return losses)

2. Gain

La figure (5.10) montre l'évolution du gain en fonction de la fréquence de l'antenne passive et active. L'antenne passive présente, à la fréquence de résonance, un gain maximum égale à 1.7 dB. Quand

l'amplificateur est intégré à l'antenne, le gain atteint environ 12.2 dB. On constate ainsi, une nette amélioration (environ 10.5 dB).

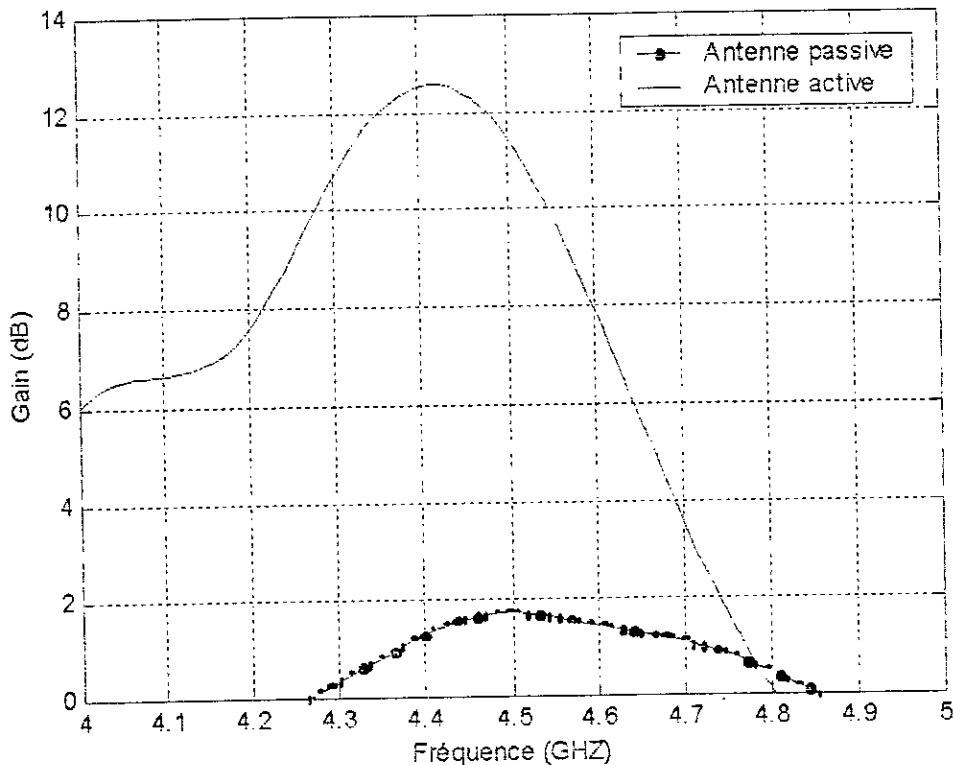


Fig. 5.10 : Evolution du gain de l'antenne passive et active

3. Diagramme de rayonnement

Dans la figure (5.11), différentes formes du diagramme de rayonnement dans les plans E et H sont représentées pour les deux types d'antenne étudiées.

On constate qu'une nette amélioration de la composante copolaire dans le plan E (14.2 dB environ) au détriment d'une augmentation insignifiante de la composante contrapolaire. Il en est de même dans le plan H.

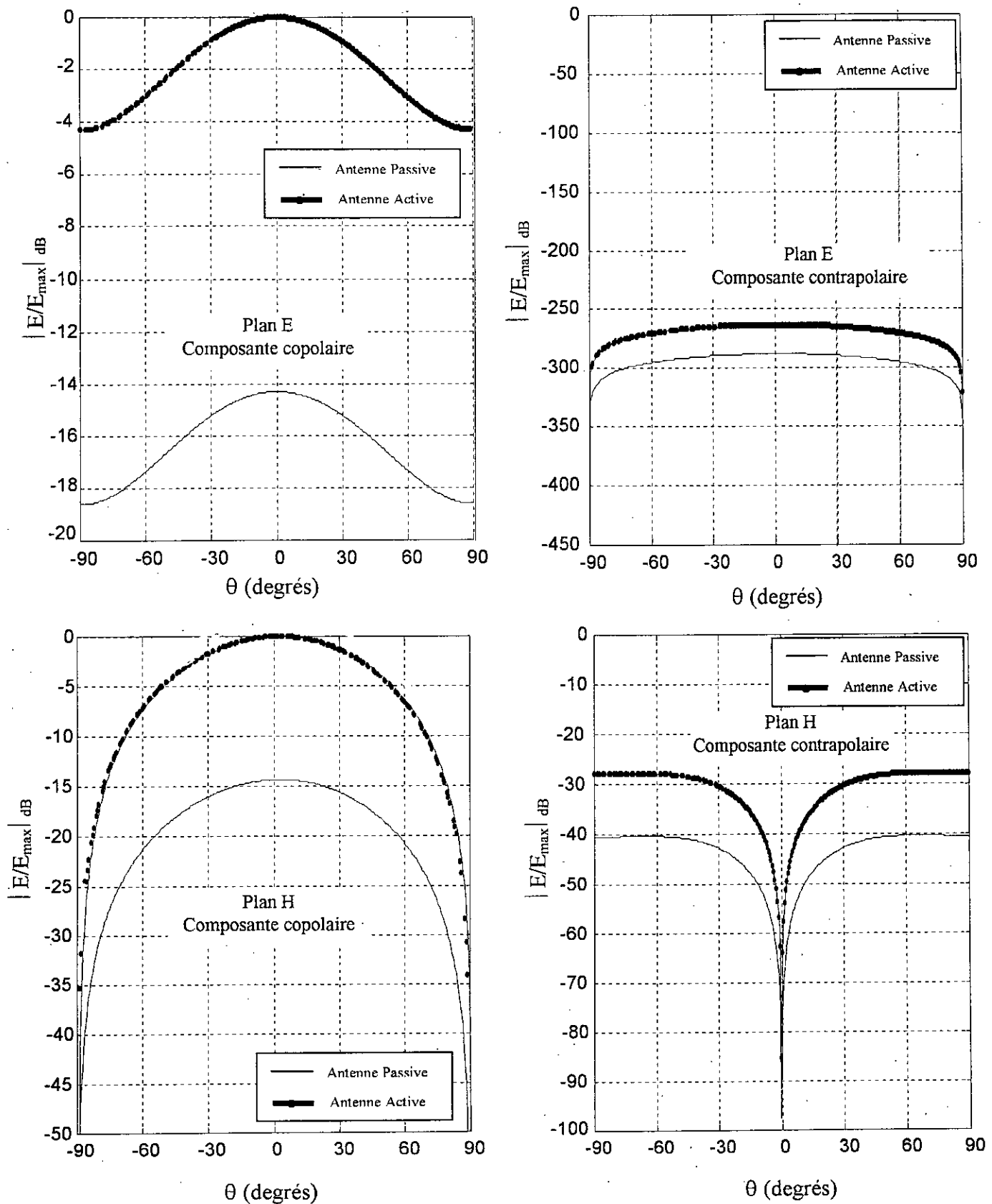


Fig. 5. 12: Composantes copolaire et contrapolaire dans les plans E et H pour l'antenne passive et active.

$$W = 20.1 \text{ mm}, L = 20.1 \text{ mm}, x_p = 1.3 \text{ mm}, y_p = 10.05 \text{ mm},$$

$$d = 1.59 \text{ mm}, \text{tg} \delta = 2 \times 10^{-3}, \epsilon_r = 2.55, f = 4.46 \text{ GHz}, N_x = N_y = 5$$

5.5 Conclusion

Après avoir associé les deux types d'amplificateur à l'APM, nous constatons ainsi, que l'amplificateur à gain élevé (Fig. 5.6) offre le meilleur compromis Gain- Bande passante que l'amplificateur à faible bruit.

CONCLUSION GENERALE

Nous avons présenté dans ce travail, une brève description des APM ainsi qu'un aperçu sur les antennes microrubans actives dans le premier chapitre.

Les démarches suivies lors de l'élaboration de ce document ont été dictées par une logique qui vise d'une part, la détermination des caractéristiques radioélectriques de l'APM, et d'autre part la conception des amplificateurs micro-ondes à bande étroite. Ceci étant, nous pensons avoir abordé les points essentiels concernant la conception d'un logiciel, ayant pour objet de satisfaire les besoins des utilisateurs.

La bande passante, le gain et la puissance de rayonnement de l'APM ont pu être améliorés en lui intégrant un amplificateur qui lui confère une plus grande bande passante.

Cependant, notre document peut servir d'outil de base aux études ultérieures qui pourront être menées dans ce sens. Loin d'être complet, il peut être complété et enrichi pour étendre son application à d'autres configurations (tels les réseaux).

ANNEXES

Annexe A

A.1 Les expressions des fonctions de Green

Comme notre étude s'est basée sur les antennes microruban rectangulaire (chapitre 2), les expressions des fonctions de Green pour une telle structure sont données comme suit [17,18] :

$$\tilde{G}_{xx} = \frac{-jZ_0 \sin(k_1 d)}{k_0 T_e T_m} \left(k_2 \cos(k_1 d) (\epsilon_r k_0^2 - k_x^2) + jk_1 \sin(k_1 d) (k_0^2 - k_x^2) \right) \quad (\text{A.1})$$

$$\tilde{G}_{xy} = \tilde{G}_{yx} = \frac{jk_x k_y Z_0 \sin(k_1 d)}{T_e T_m} (k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 \sin(k_1 d)) \quad (\text{A.2})$$

$$\tilde{G}_{xz} = \frac{Z_0 k_x k_2 \sin(k_1 d)}{k_0 k_1 T_m} \quad (\text{A.3})$$

$$\tilde{G}_{yy} = \frac{-jZ_0 \sin(k_1 d)}{k_0 T_e T_m} \left(k_2 \cos(k_1 d) (\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) + jk_1 \sin(k_1 d) (k_0^2 - k_y^2) \right) \quad (\text{A.4})$$

$$\tilde{G}_{yz} = \frac{Z_0 k_y k_2 \sin(k_1 d)}{k_0 k_1 T_m} \quad (\text{A.5})$$

avec

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} ; \quad Z_0 = 120 \pi ; \quad k_1 = \epsilon_r k_0^2 - \beta^2 \quad ; \quad k_2 = k_0^2 - \beta^2$$

$$\beta^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad ; \quad T_e = k_1 \cos(k_1 d) + jk_2 \sin(k_1 d)$$

$$\text{et} \quad T_m = \epsilon_r k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 \sin(k_1 d)$$

A.2 Les expressions des fonctions de Base

Les fonctions de base ne sont définies que sur la surface du patch (plan XOY), leur composante selon OZ est nulle.

$$\vec{J}(x, y) = \vec{J}_x(x, y) \cdot \vec{e}_x + \vec{J}_y(x, y) \cdot \vec{e}_y$$

Les expressions de ces fonctions de base en brins de sinusoides suivant (OX) (respectivement suivant (OY)) transformées dans le domaine spectral pour des éléments rayonnants en forme de rectangle sont présentées ci dessous :

$$\tilde{J}_{xm}(k_x, k_y) = 2e^{-jk_y \frac{W}{2}} \left[\frac{\sin\left(k_y \frac{W}{2}\right)}{k_y \frac{W}{2}} \right] \left[\frac{k_e e^{-jk_x na}}{k_e^2 - k_x^2} \right] \left[\frac{\cos(k_x a) - \cos(k_e a)}{\sin(k_e a)} \right] e^{-jk_x X_{po}} e^{-jk_y Y_{po}}, n=1, N_x \quad (\text{A.6})$$

$$\tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) = 2e^{-jk_x \frac{L}{2}} \left[\frac{\sin\left(k_x \frac{L}{2}\right)}{k_x \frac{L}{2}} \right] \left[\frac{k_e e^{-jk_y nb}}{k_e^2 - k_y^2} \right] \left[\frac{\cos(k_y a) - \cos(k_e b)}{\sin(k_e b)} \right] e^{-jk_x X_{po}} e^{-jk_y Y_{po}}, n=1, N_y \quad (\text{A.7})$$

où

X_{po} et Y_{po} définissent la position du patch dans le coin inférieur gauche.

$$a = \frac{L}{1 + N_x} \quad ; \quad b = \frac{W}{1 + N_y} \quad ; \quad k_e = k_0 \sqrt{\epsilon_e}$$

$$\text{et } \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12d}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

Annexe B

Régions de stabilité

Plusieurs cas peuvent se présenter (Fig. B.1), et ce selon le facteur de stabilité K , le centre et le rayon du cercle de stabilité [29,31]. En effet, un élément actif est inconditionnellement stable lorsque :

- Le cercle de rayon R_L est complètement à l'extérieur de l'abaque de Smith (Fig. B.1c);
- Le cercle de rayon R_L entoure le centre de l'abaque (Fig. B.1d).

dans les deux cas, K doit être supérieur à 1.

Ainsi, lorsque $K > 1$, une instabilité potentielle (stabilité conditionnelle) peut avoir lieu si seulement si :

- Le cercle de rayon R_L se situe à l'intérieur de l'abaque mais n'entoure pas son centre (Fig. B.1e);
- Le cercle de rayon R_L se situe à l'intérieur de l'abaque et entoure son centre (Fig. B.1f).

Enfin, une stabilité conditionnelle est assurée lorsque $K < 1$, alors le cercle de rayon R_L , constituant soit une région d'instabilité (Fig. B.1a), ou une région de stabilité (Fig. B.1b).

Tout coefficient de réflexion choisi dans les régions colorées (régions de stabilité) ne provoquent aucune oscillation.

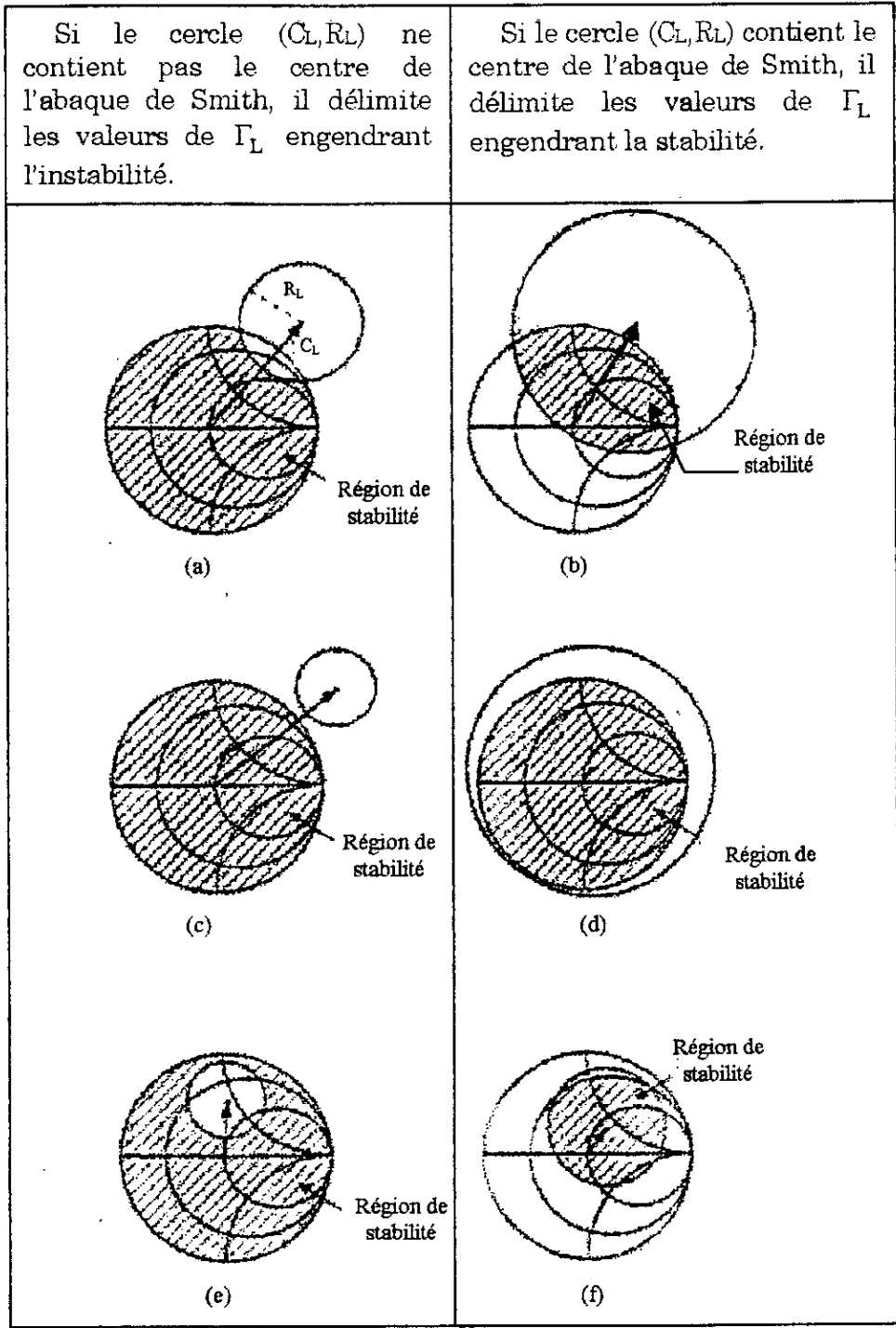


Fig. B.1 : Cercles de stabilité dans le plan du coefficient de réflexion Γ_L [31].

Annexe C

Circuits d'adaptations

Soit $Z = R$, l'impédance source ou charge à adapter et Z_0 l'impédance caractéristique de la ligne qui vaut 50Ω . En utilisant la théorie des lignes de transmission [37], l'impédance en un point quelconque de la ligne (Fig. C.1) est donnée par l'expression suivante :

$$Z(x) = Z_0 \frac{Z + j Z_0 \operatorname{tg} \beta x}{Z_0 + j Z \operatorname{tg} \beta x} \quad (\text{C.1})$$

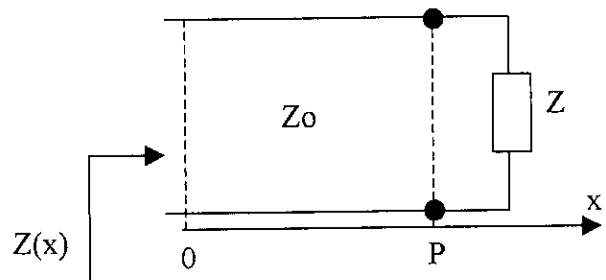


Fig. C.1 : Ligne de transmission terminée par une charge Z

où

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} : \text{Constante de propagation.}$$

Parmi différents types de circuits d'adaptation [27,35,36], nous allons présenter ci après, ceux utilisés dans notre logiciel de conception.

C.1 Structure 1

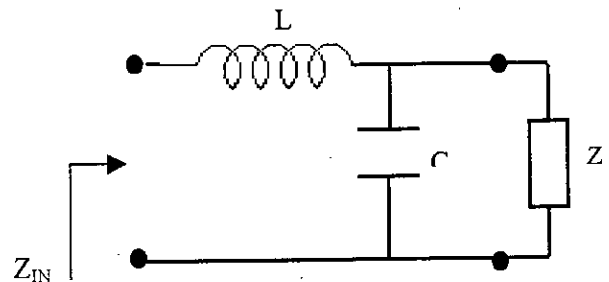
1. Une charge Z en parallèle avec C et en série avec L

L'impédance Z_{IN} vue à l'entrée du circuit est :

$$Z_{IN} = R_{IN} + jX_{IN} = (Z // Z_C) + Z_L$$

ce qui implique :

$$\frac{R}{R + \frac{jCw}{l}} + jLw = R_{IN} + jX_{IN}$$



Après développement, on aura un système d'équations à deux inconnues (C et L) à résoudre :

$$\begin{cases} R - LRC\omega^2 - R_{IN} + RC\omega X_{IN} = 0 \\ L\omega - R_{IN}RC\omega - X_{IN} = 0 \end{cases}$$

On obtient alors :

$$L = \frac{1}{\omega} ((R_{IN}(R - R_{IN}))^{1/2} + X_{IN}) \quad (C.2)$$

$$\text{et } C = \frac{R}{\omega R_{IN}} (R_{IN}(R - R_{IN}))^{1/2} \quad (C.3)$$

2. Une charge Z en parallèle avec un stub ouvert et en série avec L

La longueur du stub par unité de longueur d'onde est fonction de la capacité du condensateur :

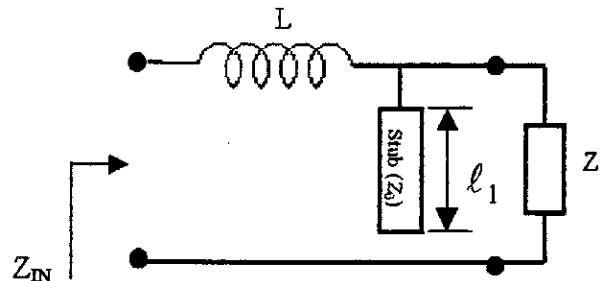
$$\frac{\ell_1}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \text{Arctg}(Z_0 C 2\pi f) \quad (C.4)$$

où

C : Capacité donnée par

(C.3)

L étant donnée par (C.2).



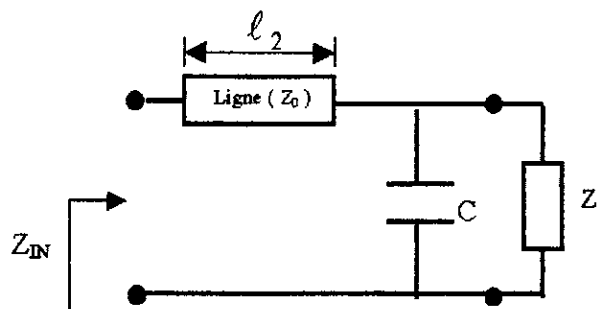
3. Une charge Z en parallèle avec un condensateur et en série avec une ligne

La longueur de la ligne par unité de longueur d'onde est en fonction de la self :

$$\frac{\ell_2}{\lambda} = v * L / Z_0 \quad (C.5)$$

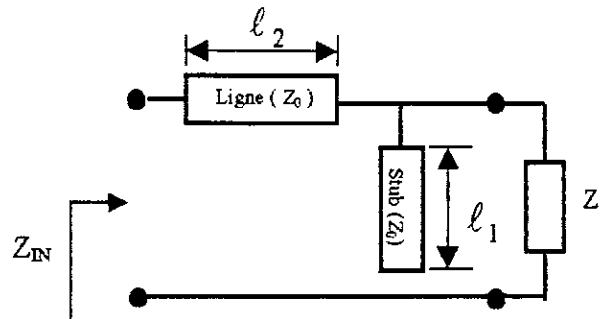
où v : Vitesse de propagation.

L étant donnée par (C.2) et la capacité C est déduite de (C.3).



4. Une charge Z en parallèle avec un stub ouvert et en série avec une ligne

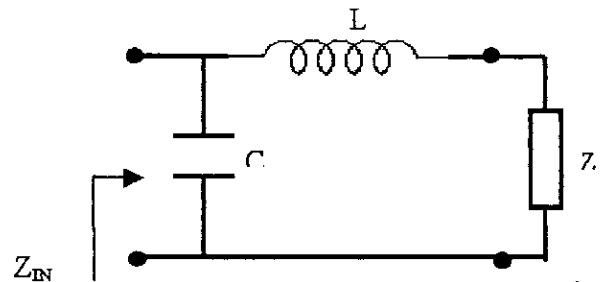
La longueur du stub ouvert et celle de la ligne par unité de longueur d'onde sont déduites respectivement par (C.4) et (C.5).



C.2 Structure 2

1. Une charge Z en série avec L et en parallèle avec C

De la même manière, nous déterminons les expressions de L et C :



$$L = -2 * (R \cdot \text{Rin} + 1/2 * \text{Xin} * R / (R * \text{Rin}^2 + \text{Xin}^2 * R)) * w \quad (\text{C.6})$$

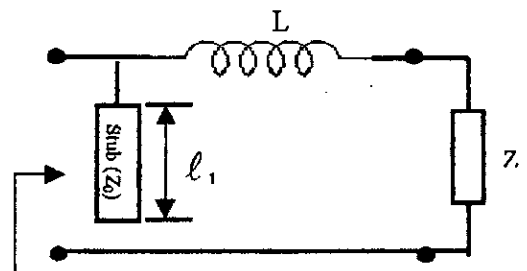
et

$$C = 1/2 / (R * \text{Rin}^2 + \text{Xin}^2 * R) * (-2 * R * \text{Xin} + 2 * (-R^2 * \text{Rin}^2 + R * \text{Rin}^3 + \text{Xin}^2 * R * \text{Rin})) \quad (\text{C.7})$$

2. Une charge Z en série avec L et en parallèle avec un stub ouvert

La longueur du stub par unité de longueur d'onde est fonction de la capacité du condensateur :

$$\frac{l_1}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \cdot \text{Arctg}(Z_0 C 2\pi f) \quad (\text{C.8})$$



L et C sont déduites de (C.6) et (C.7).

Le signe (*) désigne multiplication.

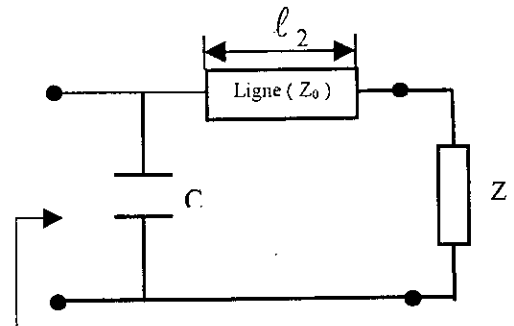
3. Une charge Z en série avec une ligne et en parallèle avec

C.

La longueur de la ligne par unité de longueur d'onde est en fonction de la self :

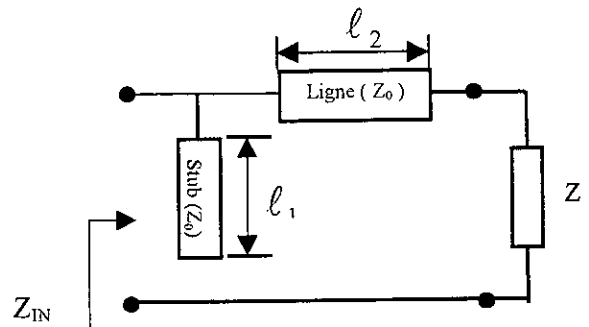
$$\frac{\ell_2}{\lambda} = v * L / Z_0 \quad (C.9)$$

L et C sont déduites de (C.6) et (C.7). Z_{IN}



4. Une charge Z en série avec une ligne et en parallèle avec un stub ouvert

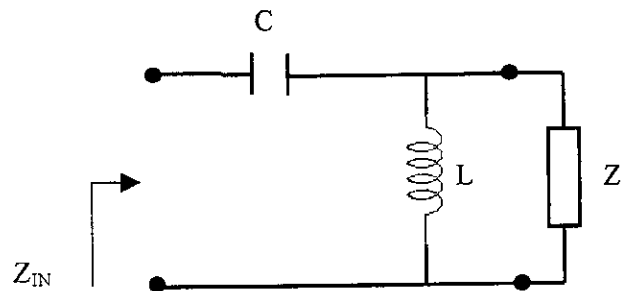
La longueur du stub ouvert et celle de la ligne par unité de longueur d'onde sont déduites respectivement de (C.8) et (C.9).



C.3 Structure 3

1. Une charge Z en parallèle avec L et en série avec C

De la même manière, nous déterminons les expressions de L et C :



$$L = -R * (-1 + 1/(R * R_{in} - R_{in}^2 + X_{in}^2)^{1/2} * X_{in}) * (R * R_{in} - R_{in}^2 + X_{in}^2)^{1/2} / w / (R - R_{in}) \quad (C.10)$$

et

$$C = 1/(R * R_{in} - R_{in}^2 + X_{in}^2)^{1/2} / w \quad (C.11)$$

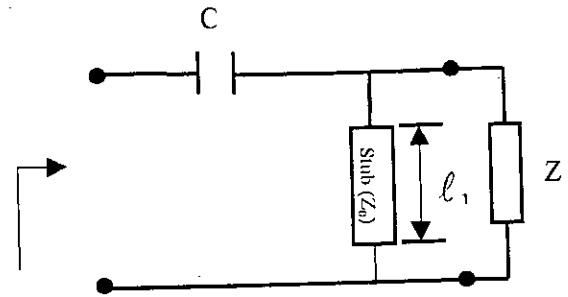
2. Une charge Z en parallèle avec un stub court-circuité et en série avec C

La longueur du stub fermé par unité de longueur d'onde est donnée par :

$$\frac{\ell_1}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \cdot \text{Arctg} (2\pi f L / Z_0) \quad (\text{C.12}) \quad Z_{\text{IN}}$$

où

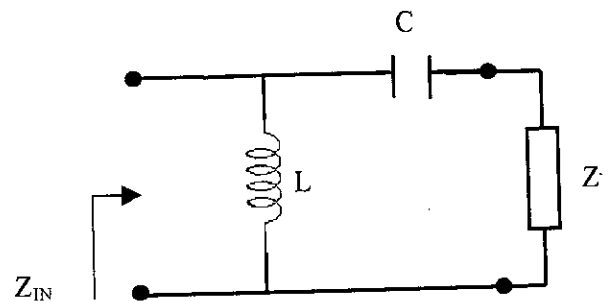
L et C sont déduites respectivement de (C.10) et (C.11)



C.4 Structure 4

1. Une charge Z en série avec C et en parallèle avec L

De la même manière, nous déterminons les expressions de L et C :



$$L = \frac{(R/(R^2 * Rin - Rin^2 * R - Xin^2 * R) * (-R * (Rin * R - Rin^2 - Xin^2) * Rin)^{1/2} * Rin + Xin)/w}{(1 + Xin/(R^2 * Rin - Rin^2 * R - Xin^2 * R) * (-R * (Rin * R - Rin^2 - Xin^2) * Rin)^{1/2})} \quad (\text{C.13})$$

et

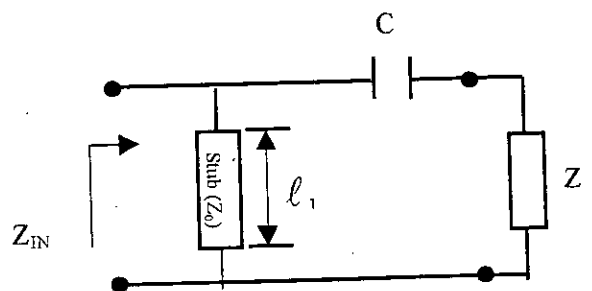
$$C = 1/(R^2 * Rin - Rin^2 * R - Xin^2 * R) * (-R * (Rin * R - Rin^2 - Xin^2) * Rin)^{1/2} / w \quad (\text{C.14})$$

2. Une charge Z en série avec C et en parallèle avec un stub court-circuité

La longueur du stub fermé par unité de longueur d'onde est donnée

par :
$$\frac{\ell_1}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \cdot \text{Arctg} (2\pi f L / Z_0) \quad (\text{C.15})$$

où L et C sont déduites respectivement de (C.13) et (C.14)



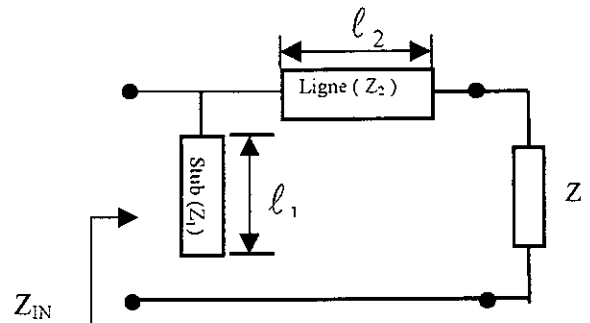
C.5 Structure 5 (éléments distribués)

1. Une charge Z en série avec une ligne quart d'onde et en parallèle avec un stub ouvert de longueur $3\lambda/8$.

Les impédances caractéristiques du stub et du tronçon de la ligne sont respectivement déduites par :

$$Z_1 = -j Z_{IN} \quad (C.16)$$

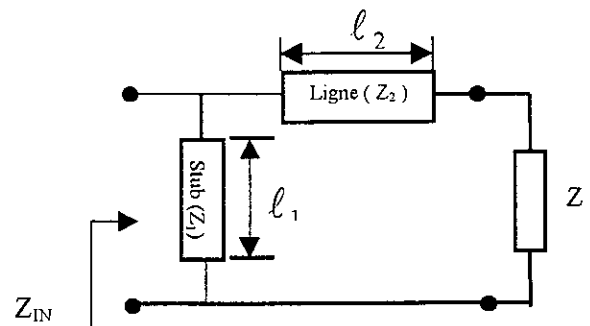
$$Z_2 = [\operatorname{Re}(Z_{IN}) Z]^{1/2} \quad (C.17)$$



2. Une charge Z en série avec une ligne quart d'onde et en parallèle avec un stub fermé de longueur $3\lambda/8$.

L'impédance caractéristique du stub est déduite par :

$$Z_1 = j Z_{IN} \quad (C.18)$$



Annexe D

Adaptation simultanée

D.1 Adaptation à l'entrée d'un quadripôle

Soit un quadripôle Q alimenté par une source E_g et fermé par une charge Z_L (Fig. D.1)

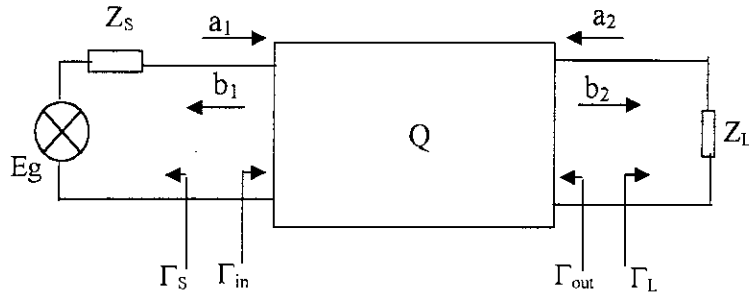


Fig. D.1: Configuration du Quadripole .

Le quadripôle Q est caractérisé par sa matrice de répartition [26].

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (D.1)$$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (D.2)$$

Le coefficient de réflexion charge Γ_L s'exprime :

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} \quad (D.3)$$

Le coefficient de réflexion à l'entrée du Q s'écrit

$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (D.4)$$

L'adaptation à l'entrée se traduit par :

$$\Gamma_{IN} = \Gamma_S^* \quad (D.5)$$

où Γ_S est le coefficient de réflexion source.

Nous en déduisons :

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right]^*$$

D.2 Adaptation à la sortie d'un quadripôle

L'adaptation s'exprime par :

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (D.6)$$

On obtient de la même manière :

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (D.7)$$

D.3 Adaptation simultanée

Les expressions (D.5) et (D.7) permettent d'écrire :

$$\Gamma_S = S_{11}^* + \frac{S_{12}^*S_{21}^*(S_{22} - \Delta\Gamma_S)}{1 - S_{11}\Gamma_S - |S_{22}|^2 + S_{22}\Delta\Gamma_S} \quad (D.8)$$

où

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

En développons l'expression (D.8), nous obtenons :

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

où

$$\begin{cases} C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* & (D.9) \end{cases}$$

$$\begin{cases} B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 & (D.10) \end{cases}$$

Les racines de l'équation seconde ordre sont donc :

$$\begin{cases} \Gamma_S = \Gamma_{S\,ad} = C_1^* \frac{B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2}}{2|C_1|^2} & (D.11) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Gamma_L = \Gamma_{L\,ad} = C_2^* \frac{B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2}}{2|C_2|^2} & (D.12) \end{cases}$$

où

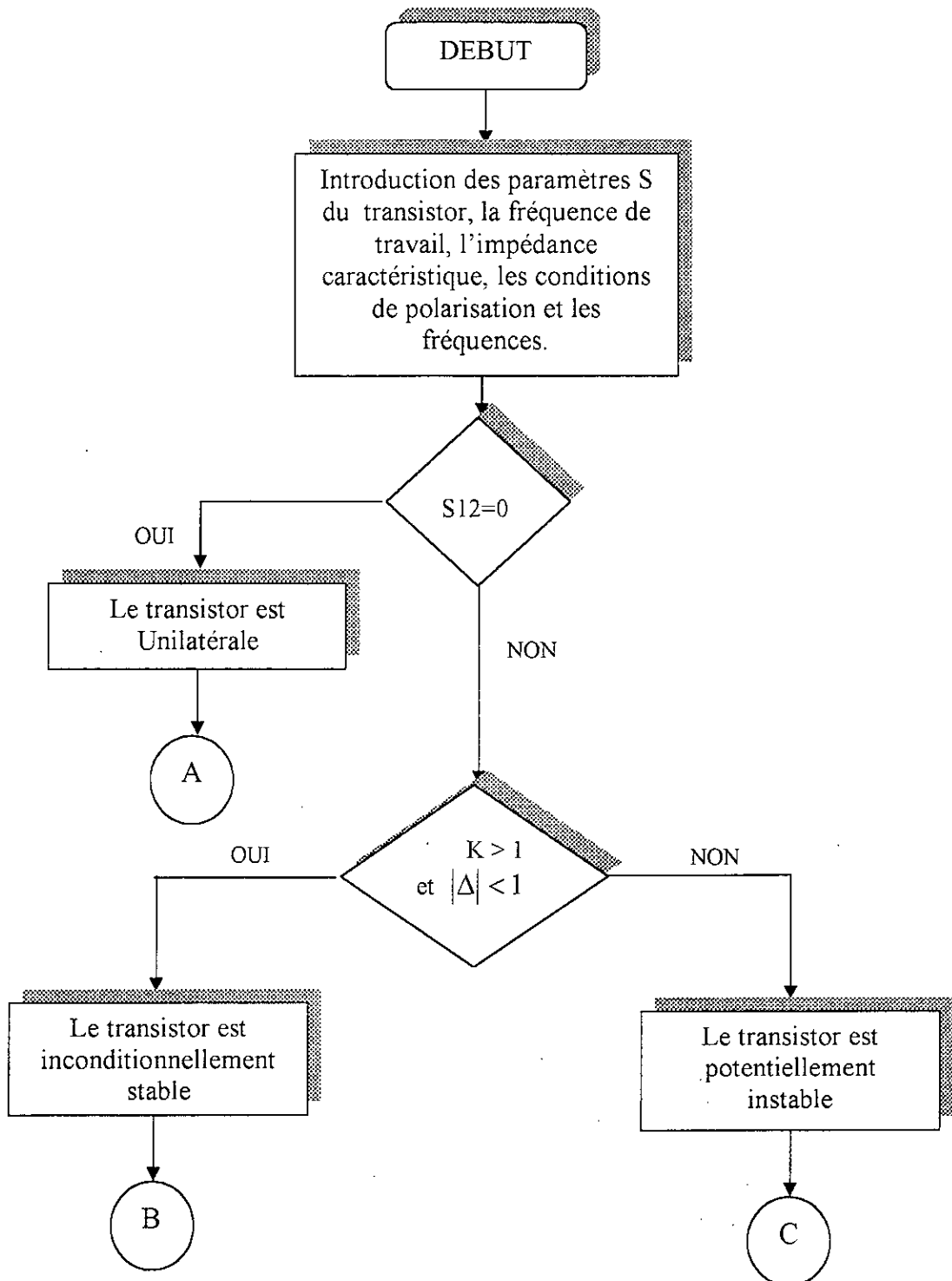
$$\begin{cases} C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* & (D.13) \end{cases}$$

$$\begin{cases} B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 & (D.14) \end{cases}$$

Annexe E

Organigramme de conception

L'organigramme de conception est représenté ci-dessous :



A

Type d'Amplificateur

A Gain élevé

A Faible bruit

Coefficient de réflexion de source égale au conjugué de S_{11}

Introduction de : F_{min} , Γ_m , R_n et nombre de cercle à F constant

Coefficient de réflexion de charge égale au conjugué de S_{22}

Chargement de l'abaque de Smith

Calcul du gain G_{TUmax}

Tracé des cercles à F constant sur l'abaque

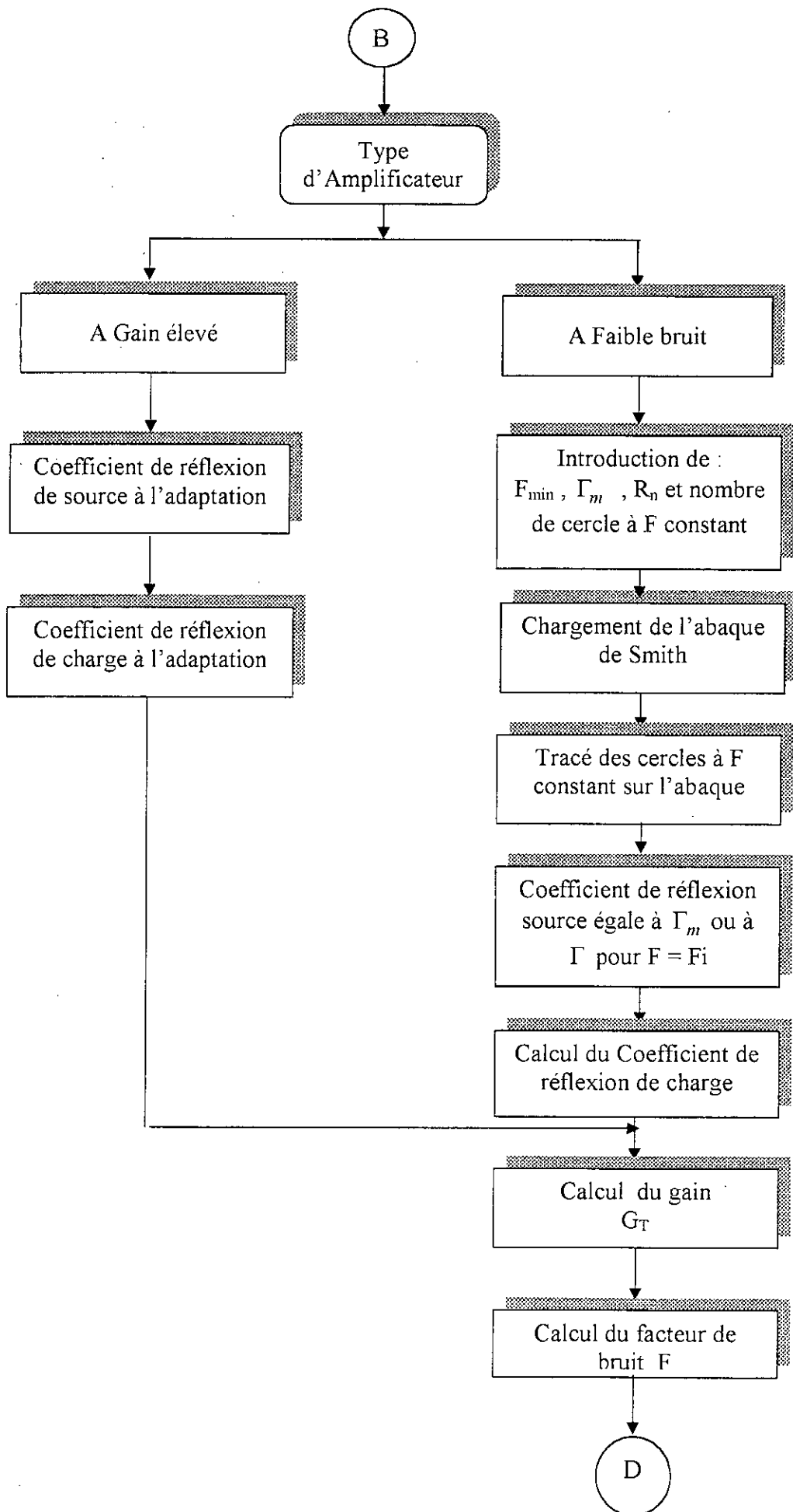
Choix du Coefficient de réflexion de source

Calcul du Coefficient de réflexion de charge

Calcul du gain G_r

Calcul du facteur de bruit F

D



C

Détermination des régions de stabilité

Type d'Amplificateur

A Gain donné

Tracé du cercle de gain de puissance G_p et les cercles de stabilité sur l'abaque de smith

Choix du coefficient de réflexion de charge

Calcul du coefficient de réflexion de source

Appartient-il à la région de stabilité ?

NON

OUI

C_1

A Faible bruit

Introduction de : F_{min} , Γ_m , R_n et nombre de cercle à F constant

Tracé des cercles à F constant et les cercles de stabilité sur l'abaque de smith

Coefficient de réflexion source égale à Γ_m ou à Γ pour $F = F_i$

Appartient-il à la région de stabilité ?

NON

OUI

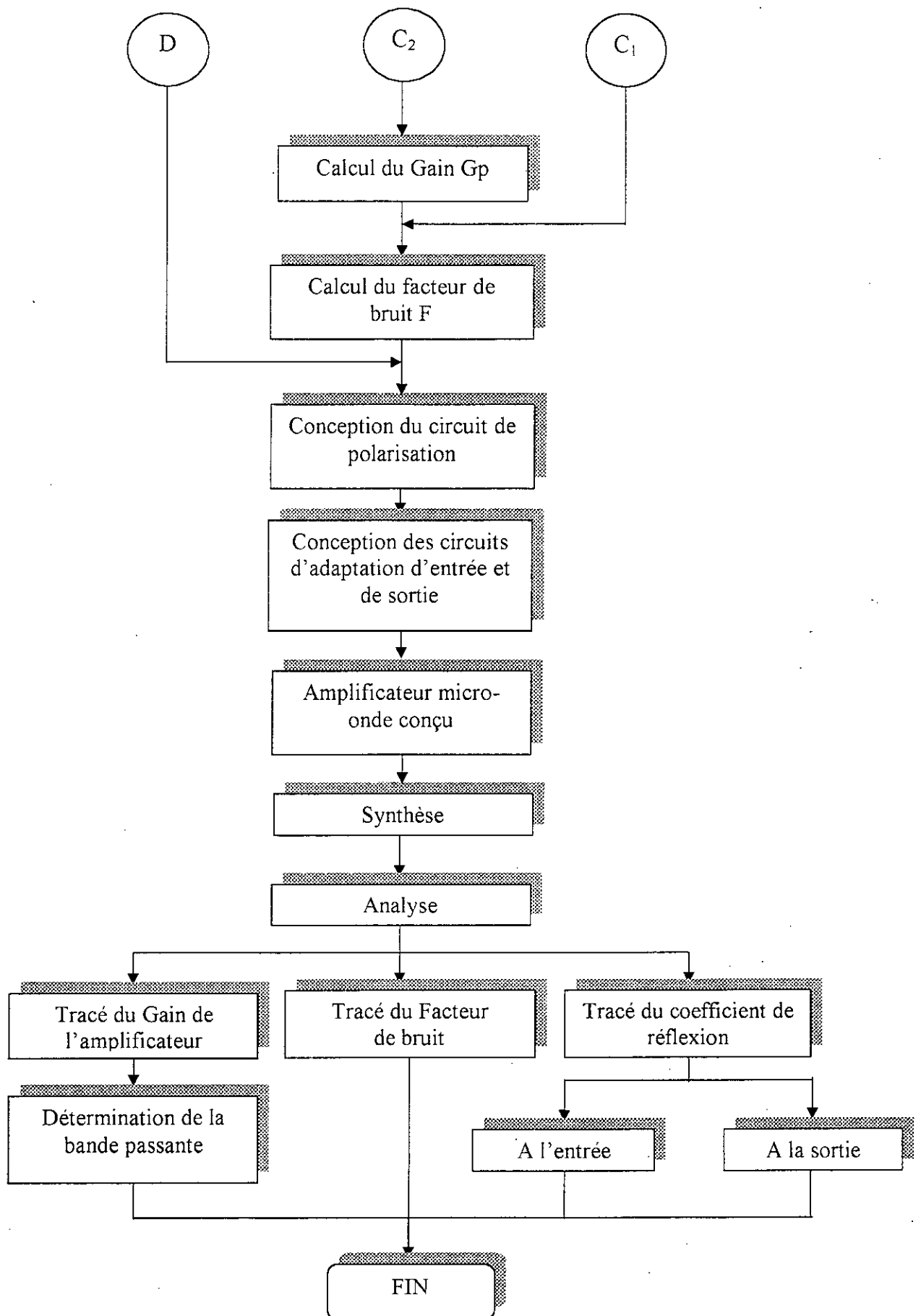
Calcul du Coefficient de réflexion charge

Appartient-il à la région de stabilité ?

OUI

NON

C_2



Annexe F

Paramètres S des transistors CFY 18-12,18-15,18-23 (18-25,18-27) en source commune [40]

$V_{DS} = 3.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $Z_G = 50 \Omega$

| F (GHz) | S ₁₁ | | S ₂₁ | | S ₁₂ | | S ₂₂ | |
|------------|-----------------|-------|-----------------|-----|-----------------|-----|-----------------|------|
| | MAG | ANG | MAG | AN | MAG | ANG | MAG | ANG |
| 0.1 | 1.00 | -1.5 | 1.90 | 179 | - | - | 0.68 | -1.6 |
| 0.2 | 1.00 | -3 | 1.89 | 177 | - | - | 0.67 | -2 |
| 0.4 | 1.00 | -6.5 | 1.90 | 174 | 0.01 | 85 | 0.67 | -4 |
| 0.6 | 1.00 | -10 | 1.91 | 171 | 0.01 | 81 | 0.67 | -6 |
| 0.8 | 1.00 | -13.5 | 1.91 | 168 | 0.01 | 82 | 0.67 | -8 |
| 1.0 | 1.00 | -18.5 | 1.91 | 165 | 0.01 | 81 | 0.66 | -9 |
| 1.2 | 1.00 | -20 | 1.91 | 162 | 0.02 | 78 | 0.66 | -11 |
| 1.4 | 0.99 | -23 | 1.90 | 169 | 0.02 | 73 | 0.66 | -13 |
| 1.6 | 0.99 | -26 | 1.90 | 156 | 0.02 | 72 | 0.66 | -15 |
| 1.8 | 0.99 | -30 | 1.91 | 153 | 0.03 | 70 | 0.66 | -17 |
| 2.0 | 0.98 | -33 | 1.90 | 150 | 0.03 | 69 | 0.66 | -19 |
| 2.2 | 0.98 | -36 | 1.90 | 147 | 0.03 | 66 | 0.65 | -21 |
| 2.4 | 0.97 | -40 | 1.90 | 144 | 0.03 | 65 | 0.65 | -23 |
| 2.6 | 0.97 | -43 | 1.90 | 142 | 0.04 | 83 | 0.65 | -25 |
| 2.8 | 0.96 | -46 | 1.89 | 138 | 0.04 | 61 | 0.65 | -27 |
| 3.0 | 0.96 | -49 | 1.89 | 135 | 0.04 | 59 | 0.84 | -29 |
| 3.2 | 0.96 | -52 | 1.89 | 133 | 0.04 | 57 | 0.64 | -30 |
| 3.4 | 0.95 | -56 | 1.89 | 130 | 0.05 | 56 | 0.64 | -32 |
| 3.6 | 0.94 | -59 | 1.88 | 127 | 0.05 | 52 | 0.64 | -34 |
| 3.8 | 0.94 | -62 | 1.88 | 124 | 0.05 | 51 | 0.63 | -36 |
| 4.0 | 0.93 | -65 | 1.88 | 121 | 0.05 | 50 | 0.63 | -38 |
| 4.2 | 0.93 | -69 | 1.87 | 118 | 0.05 | 47 | 0.63 | -40 |
| 4.4 | 0.92 | -72 | 1.87 | 115 | 0.06 | 45 | 0.62 | -42 |
| 4.6 | 0.92 | -76 | 1.87 | 112 | 0.06 | 41 | 0.62 | -44 |
| 4.8 | 0.91 | -79 | 1.86 | 109 | 0.06 | 42 | 0.61 | -45 |
| 5.0 | 0.90 | -82 | 1.86 | 108 | 0.06 | 41 | 0.61 | -48 |
| 5.2 | 0.90 | -86 | 1.85 | 103 | 0.06 | 39 | 0.60 | -50 |
| 5.4 | 0.89 | -90 | 1.84 | 100 | 0.06 | 37 | 0.60 | -52 |
| 6.6 | 0.88 | -93 | 1.84 | 97 | 0.06 | 35 | 0.60 | -54 |
| 5.8 | 0.87 | -96 | 1.83 | 94 | 0.06 | 33 | 0.59 | -56 |
| 6.0 | 0.87 | -100 | 1.82 | 91 | 0.07 | 32 | 0.59 | -58 |
| 6.2 | 0.86 | -103 | 1.82 | 88 | 0.07 | 30 | 0.58 | -60 |
| 6.4 | 0.86 | -106 | 1.81 | 86 | 0.07 | 28 | 0.57 | -62 |
| 6.6 | 0.85 | -110 | 1.80 | 83 | 0.07 | 26 | 0.57 | -64 |
| 6.8 | 0.85 | -113 | 1.78 | 80 | 0.07 | 26 | 0.57 | -66 |
| 7.0 | 0.84 | -117 | 1.78 | 77 | 0.07 | 24 | 0.56 | -68 |
| 7.2 | 0.83 | -120 | 1.77 | 75 | 0.07 | 23 | 0.56 | -70 |
| 7.4 | 0.83 | -123 | 1.76 | 72 | 0.07 | 20 | 0.55 | -72 |
| 7.6 | 0.82 | -126 | 1.74 | 69 | 0.07 | 20 | 0.55 | -75 |
| 7.8 | 0.82 | -129 | 1.74 | 66 | 0.07 | 18 | 0.54 | -77 |
| 8.0 | 0.81 | -132 | 1.72 | 64 | 0.07 | 18 | 0.54 | -79 |
| 8.2 | 0.81 | -135 | 1.71 | 61 | 0.07 | 16 | 0.54 | -82 |

Annexe G

G. 1 Détermination du courant d'excitation de l'antenne

Nous utilisons la matrice admittance du quadripôle Q, (Fig. G.1) telle que :

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases} \quad (\text{G.1})$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \quad (\text{G.2})$$

et comme

$$V_1 = Z_e I_1 \quad (\text{G.3})$$

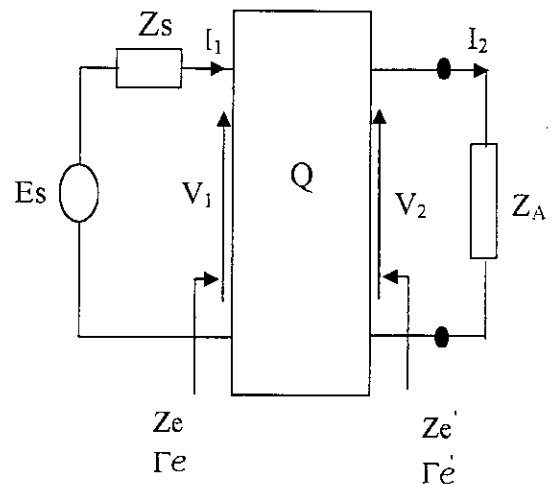


Fig. G.1: Excitation de l'antenne par un courant I_2

Compte tenu de l'équation (G.1), la tension V_2 en fonction de I_1 est :

$$V_2 = \frac{1 - Y_{11} Z_e}{Y_{12}} I_1 \quad (\text{G.4})$$

Le courant I_2 est déduit par :

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_A} = \frac{1 - Y_{11} Z_e}{Y_{12} Z_A} I_1 \quad (\text{G.5})$$

De même, le courant I_1 est déduit par :

$$I_1 = \frac{E_g}{Z_g + Z_e} \quad (\text{G.6})$$

En substituant l'équation (G.6) dans l'équation (G.5), on obtient :

$$I_2 = \frac{1 - Y_{11} Z_e}{Y_{12} Z_A} \cdot \frac{E_g}{Z_g + Z_e}$$

G. 2 Détermination de l'impédance d'entrée

De la même manière que précédemment, nous utilisons la matrice impédance du quadripôle Q (Fig. E.1) telle que :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 = Z_{11}I_1 - Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 - Z_{22}I_2 \end{array} \right. \quad (\text{G. 2.1})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 = Z_{11}I_1 - Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 - Z_{22}I_2 \end{array} \right. \quad (\text{G. 2.2})$$

et comme

$$V_2 = Z_A I_2 \quad (\text{G. 2.3})$$

nous déduisons alors de l'équation (G. 2.2), le courant I_2 en fonction de I_1 :

$$I_2 = \frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_A} I_1 \quad (\text{G. 2.4})$$

En remplaçant l'éq. (G. 2.4) dans l'éq. (G. 2.1), on obtient l'expression de l'impédance d'entrée de l'amplificateur :

$$Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_A}$$

Bibliographie

- [1] **H.J. da Silva, M.J. do Rosario and C. Peixeiro**, "X Band Active Microstrip Patch Antennas ". 2nd Cost 260 Workshop on Smart Antenna Computer Aided Design and Technology, 25 january 2000.
- [2] **V. G. Posadas, J.MR. Marti C. R. Frias and C. M. Pascual**, "High-efficiency active patch antennas. A new concept and development ". 2nd Cost 260 Workshop on Smart Antenna Computer Aided Design and Technology, 25 january 2000.
- [3] **B. N. Biswas, A. Bhattacharya, P.Lahiri, and D. Mondal**, "A Novel scheme for reception using an Active Microstrip Antenna". IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, V. 48, Issue : 10, Oct. 2000, pp : 1765 – 1768.
- [4] **T. Itoh**, "Active Integrated Antenna". Asia Pacific Conference 3A01-4 1997 pp. 309-312.
- [5] **C. Wang, Christina F. jou and S. T. Peng**, "An Active Microstrip Antenna for Satellite communication". Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000, VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51 st, V. 2, pp : 1386 – 1389.
- [6] **H.J. da Silva, M.J. do Rosario and C. Peixeiro**, "From Passive Microstrip Single Patch Antennas to Active Microstrip Patch Arrays". 2nd Cost 260 Workshop on Smart Antenna Computer Aided Design and Technology, 25 January 2001.
- [7] **B. W. Park, J. S. Han and K. S. Jin**, "Design Of An Active Antenna Using The Series Feedback Oscillator". Dept. Of Electrical and Electronics Engineering, Chungbuk National University, KOREA.
- [8] **Michael Shover**, "Design, Fabrication and Testing of an Active microstrip Antenna for GPS". Résumé de thèse de doctorat 1999, Dept. Of Electrical and Computer Engineering and Technology, BRADLEY University.

[9] *S. Y. Lin and H. R. Chaung*, "2.4 GHz LNA/PA/Circularly Polarised Active Microstrip Antennas". *Microwave Journal*, January 1999.

[10] *J.R. James et P.S. Hall*, "Handbook of microstrip antennas", vol. 1, Peter Peregrinus Ltd, 1989.

[11] *Bhartia.P, RAO.KVS and Tomar .RS*, "Millimeter wave microstrip and printed circuit antennas", Artech House, London, 1991.

[12] *I.J. Bahl and P. Bhartia*, "Microstrip Antennas", Artech House, INC. 1980.

[13] *J.R Mosig et F. Gardiol*, "Technique analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microrubans", *Ann. Telecom.* Vol. 40, n° 7-8, pp 411-437, 1985.

[14] *R. Aksas*, "Analyse d'antennes microrubans de forme quelconque basée sur la technique des lignes de transmission. Application aux géométries circulaires". Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Alger 1995.

[15] *Munson. RE*, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased array". *IEEE Trans. on Antennas and Propagt.*, Vol. 22, pp 74-78, 1974.

[16] *Tai .C.I*, "Dyadic Green's functions in electromagnetic theory ". Intext. Pub Scranton P.A USA 1971.

[17] *A. Mokraoui*, "Analyse d'une structure rayonnante microruban de forme rectangulaire à l'aide de la méthode de l'équation intégrale dans le domaine spectral". Thèse d'Ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Alger 1997.

[18] *A. Azrar*, "Full-wave analysis of microstrip antennas employing coplanar parasitic elements based on moment method solution in spectral domain". Thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Alger 1998.

[19] *D.M.Pozar*, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas". *IEEE Trans. on Antennas and Propagt.*, Vol. 30, N°. 06, November 1982.

- [20] **G. Kumar and K. C. Gupta**, "Broad-band microstrip antennas using additional resonators Gap-Coupled to the radiation edges ". IEEE Trans. on Antennas and Propagt., Vol. 32, pp. 1375-1379, N°. 12, December 1984.
- [21] **K. R. Carver and J. W. Mink**, "Microstrip Antenna Technology". IEEE Trans. on Antennas and Propagt., Vol. 29, pp 2-24, Jan. 1981.
- [22] **A. C. Ludwig**, "The definitions of cross-polarization". IEEE Trans. on Antennas and Propagt., Vol. 21, pp 116-119, Jan. 1973.
- [23] **W. L. Stutzman and G. A. Thiele**, "Antenna Theory and Design". John Willey & Sons, 1981.
- [24] **F. Abboud**, "Modélisation des antennes imprimés rectangulaires ou circulaires à l'aide de quelques propriétés électromagnétiques simples". Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences et des Techniques de l'Université de Nice, 1998.
- [25] **P. C. Sharma and K. C. Gupta**, "Analysis and optimised design of single feed circularly polarised microstrip antennas". IEEE Trans. on Antennas and Propagt., Vol. 31, N°. 06, pp. 949-955, 1983.
- [26] **E. Rivier et Sardos**, "La matrice S". Masson Paris 1982.
- [27] **G. D. Vendelin, A. M. Pavo and U. L. Rohde**, "Microwave circuit design using linear and non linear techniques". New York : wiley 1990.
- [28] **Manuel Sierra**, "Matching, Gain and Noise limits on linear amplifier four-poles". Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 2, No. 1, Jan. 1989.
- [29] **R. Soares, J. Graffeuil and J. Obregon**, "Application des transistors à effets de champ en Arséniure de Galium". Eyrolles 1984.
- [30] **J. L. Ramos Quirate**, "A method for designing microwave broadband amplifiers by using chebechev filter theory to design the matching networks". Microwave and Optical Technology Letters, vol. 4, N°. 3, Feb. 1991.
- [31] **I. D. Robertson**, "MMIC Design". IEE. 1995.

- [32] **I. Lee**, "Modeling and Analysis of Multilayer Rectangular Microstrip Path Antennas for mm-wave Application". Thèse de doctorat, AVR. 1997, université catholique de Louvain .
- [33] **Tri.T.Ha**, "Solid-state microwave amplifier design". John wiley. INC 1981
- [34] **C . S. Gledhill and M.F. Abulela**, "Scattering parameter approach to the design of narrow-band amplifiers employing conditionally stable active elements". IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., PP.43-48, Jan. 1974 .
- [35] **Y. Matthai**, "Microwave Filters, Impedance Matching Networks and coupling structures". Artech House 1980.
- [36] **Pieter L. D. abrie**, "The design of impedance matching networks for radio-frequency and micro wave amplifiers". Artech House, INC. 1985.
- [37] **W. C. Johnson**, "Transmission lines and networks ". McGraw -Hill 1950.
- [38] **N. Behlouli**, "Analyse et conception des coupleurs et diviseurs de puissance micro-ondes". Thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Alger 2001.
- [39] **K. C. Gupta, R. Garg and R. Chadha**, "Computer aided design of microwave circuits". Artech House, INC. 1981.
- [40] **MEKTRON**, Microwave Products Division, A European Subsidiary of the ROGERS corporation, USA.