

Titre: Conception d'une antenne active utilisant la technologie UDR
Title: (unidirectional dielectric resonator) en bande Ku

Auteur: Mekki Belaid
Author:

Date: 1998

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Belaid, M. (1998). Conception d'une antenne active utilisant la technologie UDR
(unidirectional dielectric resonator) en bande Ku [Mémoire de maîtrise, École
Citation: Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/6877/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/6877/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Ke Wu, & Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

NOTE TO USERS

This reproduction is the best copy available

UMI

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

**CONCEPTION D'UNE ANTENNE ACTIVE UTILISANT LA
TECHONOLOGIE UDR (UNIDIRECTIONAL DIELECTRIC
RESONATOR) EN BANDE Ku**

**MEKKI BELAID
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE
INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
MARS 1998**

©Mekki Belaïd , 1998.



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-38657-0

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

**CONCEPTION D'UNE ANTENNE ACTIVE UTILISANT LA TECHNOLOGIE
UDR EN BANDE Ku**

présenté par : BELAIID Mekki

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. BOSISIO Renato, M.Sc.A., président

M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. NAJAFI Iraj S, Ph.D., membre

DÉDICACE

À ma mère, à mon père, à ma femme et à mon futur enfant.

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier Monsieur Jules Gauthier pour les différentes fabrications effectuées et les conseils donnés, François Beauregard qui m'a aidé pour la réalisation des cellules amplificatrices et qui a été quelqu'un de très instructif pour cette réalisation, Marco Bouchard qui a fabriqué les cellules amplificatrices ainsi que Monsieur Fadhel Ganouchi qui m'a donné l'opportunité de travailler avec le groupe ampli.

Je voudrais aussi remercier Monsieur Abdallah Bacha qui m'a aidé pour effectuer les différentes simulations et optimisation de l'antenne.

Je remercie Monsieur Jean-Jaques Laurin, mon codirecteur de recherche et particulièrement Monsieur Ke Wu, mon directeur de recherche, qui m'a été d'un grand support tout au long de ma recherche.

Un grand merci à mon adorable épouse qui m'a supporté tout au long de mon travail

RÉSUMÉ

Dans ce mémoire, l'utilisation du radiateur UDR « Unidirectional Dielectric Radiator » est utilisée pour la première fois pour le développement d'un prototype en bande Ku (14-14.5 GHz) qui pourrait être plus tard utilisée aux fréquences millimétriques et en particulier dans la bande de fréquence LMCS (25.35-28.35 GHz) et LMDS (27.5-28.35, 29.1-29.25, 31.0-31.3 GHz).

Le concept de réseau d'antennes UDR actives est aussi utilisé pour la première fois, car il est particulièrement intéressant pour des applications radars , satellite et communications mobiles. Un tel réseau d'antennes implique l'utilisation d'éléments actifs sur chaque élément du réseau (ou sur un sous-groupe du réseau) pour générer une plus grande puissance d'émission ou d'amplification du signal reçu ou encore les deux. Malgré que la puissance disponible de chaque élément semi-conducteur actif soit petite par rapport à un tube à vide, la puissance de sortie, obtenue par la combinaison de toutes les puissances générées par chaque élément du réseau, est combinée dans l'espace pour obtenir un faisceau avec une puissance élevée, et ceci quand tous les éléments rayonnants du réseau sont synchronisés en phase. L'utilisation d'éléments actifs semi-conducteurs au lieu des tubes à vide apportent beaucoup d'avantages. Grâce à ces éléments, il est possible d'implanter des systèmes intégrés utilisant des circuits micro-ondes miniatures réduisant ainsi la dimension, le poids du système et le rendement. De plus, ces éléments actifs utilisent des tensions de polarisation très faibles, ce qui élimine les problèmes des

les problèmes des tensions élevées qui peuvent détruire le système. Ces éléments actifs engendrent de très faibles pertes RF entre la sortie des cellules amplificatrices et les éléments rayonnants dus à la faible distance entre les éléments actifs et les éléments rayonnants.

Plusieurs réalisations ont été effectuées pour prouver le bon fonctionnement de l'antenne et pour finalement aboutir à une configuration finale. La conception de l'antenne a débuté par l'étude et l'expérimentation d'une antenne UDR formée d'un seul résonateur diélectrique ainsi que de l'implantation d'une cellule amplificatrice à ce résonateur pour former un système hybride qui bénéficie des avantages de chaque technologie (circuits planaires actifs et UDR). Les résultats obtenus ont prouvé que le résonateur NRD pouvait très bien satisfaire les exigences d'une antenne directive à faibles pertes dues aux propriétés guidantes du NRD. La comparaison entre les diagrammes de rayonnement des antennes UDR actives et passives a montré que le gain de l'antenne s'est nettement amélioré dû à l'ajout de la cellule amplificatrice. De plus, cet ajout n'a pas apporté de distorsions au diagramme de rayonnement de l'antenne prouvant que l'intégration dans un même système de ces deux technologies est possible.

Une fois le concept prouvé, il a été facile d'utiliser cette antenne pour concevoir un réseau d'antennes hybride utilisant des résonateurs diélectriques (NRD) et des cellules amplificatrices en technologie planaire. Les résultats obtenus ont prouvé qu'on pouvait obtenir une antenne avec un gain très élevé tout en minimisant les pertes RF. Cette

caractéristique peut être très intéressante aux fréquences millimétriques où le problème des pertes RF est important.

ABSTRACT

In this thesis, the NRD resonator (Non Radiative dielectric) is used for the first time to develop an active prototype in Ku-band (14-14.5 GHz). This prototype can be used later at millimeter-wave in particular in the LMCS (25.35-28.35 GHz) and LMDS (27.5-28.35, 29.1-31.0, 31.0-31.3 GHz) bands.

The concept of the active antenna is particularly attractive for many radar and satellite applications where array antennas are used. Such an array involves the use of an active device with each array element (or a small group of elements) for the purpose of microwave power generation, receiving preamplification or both.

The active array is highly suitable for the application of solid state sources to the generation of the transmitted signal. Although the power available from individual microwave semiconductor devices is much less than that from typical vacuum tubes, the power output from individual low power sources associated singly with many array elements combines in space to form a high power coherent beam, when the individual sources are synchronized in phase. The use of solid state sources instead of vacuum tube brings many advantages. It makes possible an implementation of a relatively flat integrated assembly using miniature microwave circuit techniques reducing the size and weight. The solid state amplifiers use a low power supply voltage, which eliminates problems associated with high voltage breakdown. Also there are lower RF losses

between the output of the final amplifier and the radiating element due to the small distance between amplifier and radiator.

Many realizations were made to prove the good performances of the NRD antenna and to design an active NRD array antenna. The design of the antenna begins with the study and experimentation of an UDR antenna made with only one dielectric resonator followed by the integration of an amplifier to make a hybrid system that benefits the advantages of the two technologies (Active planar circuits and UDR). The result proved that the passive UDR antenna can be used to make a very good directive antenna with low RF losses due to the property of the NRD. The comparison between radiation pattern of active and passive NRD antenna shows that the gain of the antenna was significantly improved with the addition of the amplifier without disturbing the radiation pattern of the antenna.

After this step was made, it was easy to design hybrid NRD antenna array using eight NRD resonators and four amplifiers. The results proved that the gain obtained for the array is very high with again low RF losses. This characteristic can be very suitable in millimeter-wave where the problem of RF losses is important.

TABLES DES MATIÈRES

<i>DÉDICACE</i>	iv
<i>REMERCIEMENTS</i>	v
<i>RÉSUMÉ</i>	v
<i>ABSTRACT</i>	ix
<i>TABLES DES MATIÈRES</i>	xi
<i>LISTES DES FIGURES</i>	xvi
<i>LISTES DES TABLEAUX</i>	xxi
<i>LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS</i>	xxii
<i>LISTES DES ANNEXES</i>	xxiii
<i>CHAPITRE 1 : CONCEPTION D'UNE ANTENNE UDR PASSIVE</i>	1
1.1 Introduction	1
1.2 Utilisation du NRD pour la conception d'antennes	2
1.3 Conception de l'antenne UDR à 14.25 GHz	3
1.3.1 Description du résonateur NRD	4
1.3.1.1 Matériaux diélectriques	4
1.3.1.2 Dimensions a , b et c du résonateur	5
1.3.1.3 Excitation du résonateur NRD	7
1.4 RÉALISATION ET MESURES	10
1.4.1 Les dimensions de la fente	11

1.4.2 Longueur de la ligne ouverte micro-ruban.....	11
1.4.3 Mesure du coefficient de réflexion.....	12
1.5 Mesures d'antennes.....	15
1.5.1 Mesure du diagramme de rayonnement.....	15
1.5.1.1 Mesure du diagramme de rayonnement plan E (Azimut) et plan H (Élévation)	17
1.5.1.2 Effet de la position d	19
1.5.1.3 Effet du déplacement latéral (direction x).....	20
1.5.2 Mesures du gain de l'antenne.....	21
1.5.2.1 Description de la procédure de mesure.....	21
1.5.2.2 Mesures du diagramme de rayonnement	22
1.6 CONCLUSION	24

CHAPITRE 2 : CONCEPTION D'UNE CELLULE AMPLIFICATRICE EN BANDE

<i>Ku</i>	26
2.1 INTRODUCTION	26
2.2 Caractéristiques de l'amplificateur.....	27
2.3 Rappel des notions de base pour la conception d'amplificateurs.....	27
2.4 Choix du transistor.....	30
2.5 Procédure de conception	31
2.5.1 Contre réaction résistive.....	32

2.5.2 Décalage des courbes de gain en fréquence des deux transistor	36
2.6 CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR UTILISANT LA TECHNIQUE DE DÉCALAGE DES COURBES EN FRÉQUENCES	37
2.7 FABRICATION ET MESURE	40
2.7.1 Fabrication.....	40
2.7.2 Mesures	42
2.7.2.1 Mesure avec $I_d = 10 \text{ mA}$ et $V_{ds} = 3 \text{ V}$	42
2.7.2.2 Mesure avec $I_d = 20 \text{ mA}$ et $V_{ds} = 3 \text{ V}$	423
2.7.2.3 Mesure avec $I_d = 30 \text{ mA}$ et $V_{ds} = 3 \text{ V}$	44
2.8 CONCLUSION	49
 <i>CHAPITRE 3 : DIVISEUR DE PUISSANCE WILKINSON.....</i>	 50
3.1 INTRODUCTION	50
3.2 Analyse du diviseur par les modes pair et impair.....	51
3.2.1 Le mode pair.....	53
3.2.2 Le mode impair.....	57
3.3 CONCEPTION DU DIVISEUR DE PUISSANCE DE WILKINSON.....	59
3.3.1 Conception	59
3.3.2 Mesures	64
3.4 CONCLUSION	65

<i>CHAPITRE 4 : ANTENNE ACTIVE</i>	66
4.1 INTRODUCTION	66
4.2 Considération générale pour la conception d'antenne actives	67
4.3 Mesures de l'antenne UDR avec l'amplificateur.	69
4.3.1 Mesure du diagramme de rayonnement.....	69
4.3.2 Mesures du gain de l'antenne active.....	70
4.4 CONCLUSION	71
 <i>CHAPITRE 5 SYNTHÈSE DE RÉSEAU D'ANTENNES</i>	72
5.1 INTRODUCTION	72
5.2 Rappel des notions de bases d'un réseau d'antennes.....	73
5.2.1 Le facteur de groupe pour un réseau d'antennes linéaire.....	73
5.2.2 Exemples	76
5.2.2.1 Deux sources ponctuelles isotropes espacées d'une demi-longueur d'onde avec des courants dont l'amplitude et la phase sont égales.....	76
5.2.2.2 Deux sources ponctuelles isotropes espacées d'une demi-longueur d'onde avec des courants dont les amplitudes sont égales et dont les phases sont différent 180°	79
5.3 Synthèse d'un réseau d'antenne avec deux résonateurs NRD passifs	80
5.4 Synthèse d'un réseau d'antennes avec quatre résonateurs NRD passifs	91
5.4.1 Calcul du facteur de groupe	91

5.4.2 Réseau passif.....	93
5.4.3 Réseau actif.....	95
5.5 Synthèse d'un réseau d'antenne avec huit résonateurs NRD passifs	97
5.5.1 Calcul du facteur de groupe	97
5.5.2 Réseau passif.....	99
5.5.3 Réseau actif.....	102
5.6 ANALYSE ET CONCLUSION.....	103
CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS.....	106
RÉFÉRENCES.....	109
ANNEXES	112

LISTES DES FIGURES

Figure 1.1 : Résonateur NRD.....	3
Figure 1.2 : Vue de dessus du résonateur NRD	8
Figure 1.3 : Vue de face du résonateur NRD	8
Figure 1.4 : Excitation du mode LSM dans le résonateur NRD	9
par une ligne micro-ruban.....	9
Figure 1.5 : Mesures du coefficient de réflexion.....	12
Figure 1.6 : Mesure du coefficient de réflexion pour différentes positions d	14
Figure 1.7 : Montage de mesures dans la chambre anéchoïde.....	16
Figure 1.8 : Diagramme de rayonnement plan E	17
Figure 1.9 : Diagramme de rayonnement plan H	18
Figure 1.10 : Influence de la position d (Plan E)	19
Figure 1.11 : Effet du déplacement latéral (Plan E)	20
Figure 1.12 : (a) Mesure avec l'antenne Standard. (b) Mesure avec l'antenne test (UDR)	22
Figure 1.13 : Mesures des diagrammes de rayonnement plan E.....	23
Figure 1.14 : Mesures des diagrammes de rayonnement plan H	23
Figure 2.1 : Définitions des puissances	28
Figure 2.2 : Simulation de la variation du délai de groupe dans la bande de fréquence 14- 14.5 GHz.....	31

Figure 2.3 : Résultats des simulations des coefficients de réflexions à l'entrée et sortie..	33
Figure 2.4 : Résultat de simulation du gain de la cellule amplificatrice	33
Figure 2.5 : Résultat de simulation du Délai de groupe	34
Figure 2.6 : Résultat de simulation de la Phase de S21	35
Figure 2.7 : Topologie du circuit avec contre-réaction résistive.....	36
Figure 2.8 : Résultats de simulations des deux cellules amplificatrices séparées.....	38
Figure 2.9 : Résultats de simulation du gain	39
Figure 2.10 : Résultats de simulation des coefficient de réflexion.....	40
Figure 2.11 : Circuit d'assemblage.....	41
Figure 2.12 : Mesure des paramètres S avec $I_d = 10$ mA. (a) S11. (b) S21. (c) S21. (d) S22	43
Figure 2.13 : Mesure des paramètres S avec $I_d = 20$ mA. (a) S11 et S22. (b) S21.....	44
Figure 2.14 : Mesure des paramètres S avec $I_d = 30$ mA. (a) S11 et S22. (b) S21.....	45
Figure 2.15 : Comparaison entre S11 mesuré et simulé	46
Figure 2.16 : Comparaison entre S21 mesuré et simulé	46
Figure 2.17 : Comparaison entre S22 mesuré et simulé	47
Figure 2.18 : Position de plans de référence définis par la calibration TRL.....	48
Figure 3.1.a : Diviseur de Wilkinson en micro-ruban	51
Figure 3.1.b : Circuit équivalent en ligne de transmission	52
Figure 3.2 : Représentation du diviseur sous la forme symétrique et normalisée.....	52
Figure 3.3.a : Mode pair d'excitation	54

Figure 3.3.b : Mode impair d'excitation	54
Figure 3.4 : Détermination de S_{12}	55
Figure 3.5.a :Analyse du diviseur de Wilkinson pour trouver S_{11}	58
Figure 3.5.b : Simplification du diviseur de Wilkinson pour trouver S_{11}	58
Figure 3.6 : Simulation de S_{11} avec MDS et Momentum.....	61
Figure 3.7 : Simulation de S_{21} et S_{31} avec MDS et Momentum	61
Figure 3.8 : Simulation de S_{22} et S_{33} avec MDS et Momentum	62
Figure 3.9 : Topologie du diviseur de puissance de WILKINSON 3 dB.....	63
Figure 3.10 : Comparaison entre les simulation et les mesures de S_{11}	64
Figure 3.11 : Comparaison entre les simulation et les mesures de S_{21}	65
Figure 4.1 : Configuration de l'antenne active en émission	68
Figure 4.2 : Plan E avec amplificateur.....	69
Figure 5.1 : Réseau d'antenne linéaire.....	74
Figure 5.2 : Circuit équivalent de la configuration de la figure 5.1.	76
Figure 5.3 : Deux sources identiques de même amplitude et phase. (a) Méthode par inspection. (b) Diagramme polaire du facteur de groupe $f(\theta) = \cos[(\pi/2) \cos\theta]$	78
Figure 5.4 : Deux sources identiques de même amplitude et déphase de 180° . (a) Méthode par inspection. (b) Diagramme polaire du facteur de groupe $f(\theta) = \sin[(\pi/2) \cos\theta]$	80
Figure 5.5 : Structure du réseau d'antenne UDR	81
Figure 5.6 : Alimentation du réseau d'antenne en opposition de phase.	82

Figure 5.7 : Mesure du coefficient de réflexion S_{11} pour deux résonateurs alimentés en opposition de phase.....	83
Figure 5.8 : Diagramme de rayonnement plan E avec $e = \lambda/2$ à $f = 14.25$ GHz et avec un déphasage de 180 degrés entre les courants.....	84
Figure 5.9 : Alimentation du réseau d'antenne en phase.....	86
Figure 5.10 : Mesure du coefficient de réflexion S_{11} pour différentes distances entre les deux résonateurs.....	87
Figure 5.11 : Diagramme de rayonnement plan E avec $e = \lambda/2$ et un déphasage de 0 degrés.....	88
Figure 5.12 : Facteur de groupe avec deux éléments de même amplitude et en phase et pour $e = \lambda$	89
Figure 5.13 : Mesure du diagramme de rayonnement plan E avec $e = \lambda$ et un déphasage de 0 degré.....	90
Figure 5.14 : Facteur de groupe pour quatre éléments de même amplitude et en phase distant l'un de l'autre de $3\lambda/4$	92
Figure 5.15 : Mesure du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne formée de quatre résonateurs.....	93
Figure 5.16 : Diagramme de rayonnement plan E pour quatre résonateurs.....	94
Figure 5.17 : Intégration des circuits actifs (MHMIC) et passifs pour quatre résonateurs.....	95
Figure 5.18 : Mesure du diagramme de rayonnement plan E.....	96

Figure 5.19 : Facteur de groupe pour huit éléments de même amplitude et en phase distant l'un de l'autre de $3\lambda/4$	98
Figure 5.20 : Diagramme de rayonnement plan E pour huit résonateurs (Calculé)	99
Figure 5.21 : Mesure du coefficient de réflexion S11 pour huit résonateurs.....	100
Figure 5.22.a : Mesure du diagramme de rayonnement plan E pour huit résonateurs	101
Figure 5.22.b : Comparaison entre la mesure et la valeur calculée du diagramme de rayonnement dans le plan E	101
Figure 5.23 : Intégration des circuits actifs (MHMIC) et passifs pour huit résonateurs .	102
Figure 5.24 : Mesure du diagramme de rayonnement plan E	103
Figure A.1 : Diagramme de rayonnement plan E pour un seul résonateur.....	112
Figure A.2 : Diagramme de rayonnement plan H pour un seul résonateur	112
Figure D.1 : Assemblage de la cellule amplificatrice.....	122
Figure D.2 : Position du transistor.....	123
Figure D.3 : Détails sur le montage des transistors.....	124
Figure D.4 : Liste du matériel nécessaire pour le montage de la Cellule amplificatrice.....	125

LISTES DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Caractéristiques des diélectriques	4
Tableau 1.2 : Caractéristiques du résonateur NRD	6
Tableau 1.3 : Paramètres de conception	15
Tableau 2.1 : Résumé des simulation pour la technique de contre réaction résistive	35
Tableau 5.1 : Résumé des différentes mesures effectuées.....	104

LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS

UDR : Unidirectional Dielectric Radiator

NRD : Non Radiative Dielectric

TRL : Thru Reflect Line

MDS : Microwave Design System, Simulateur de HP

MOMENTUM : Simulateur numérique de HP

HFSS : Simulateur numérique de HP

NEC76000 : Transistor fabriqué par la compagnie NEC (voir annexe C pour plus de détails)

LINCALC : Option de MDS permettant le calcul les caractéristiques d'une grande variété de ligne de transmission

SSDA : Space-Spectral Domain Approach

PTFE : Téflon

TMM : Substrat diélectrique fabriqué par ROGERS

LSM : Longitudinal Section Magnetic

LSE : Longitudinal Section Electric modes

TEM : Transverse ElectroMagnetic modes

TLM : Transmission Line Matrix Method modes

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A : Mesure du diagramme de rayonnement pour un résonateur.....	112
ANNEXE B : Caractéristiques du transistor NEC 76000.....	113
ANNEXE C : Caractéristiques de l'antenne cornet Modèle EMCO 3160-08 [23].....	118
ANNEXE D :Détails d'assemblage de la cellule amplificatrice.....	121

CHAPITRE 1 : CONCEPTION D'UNE ANTENNE UDR PASSIVE

1.1 Introduction

Il existe un nombre d'antennes diélectriques qui peuvent être une alternative pour des applications aux fréquences millimétriques [8]-[10].

Une des structures les plus prometteuses est l'antenne UDR (Unidirectional Dielectric Resonator) [11] à cause de sa simplicité, de sa facilité de fabrication et de ses faibles pertes. Les pertes par rayonnement, ou les pertes dues aux discontinuités des guides d'ondes NRD sont connues pour être quasiment inexistantes. En particulier, les guides d'ondes NRD ont été utilisés avec succès pour des antennes du type « Leaky wave dielectric antenna » [12], [13] et « End fire » [14]. Dans l'article [15], une nouvelle antenne appelée « low loss unidirectional dielectric » est introduite.

1.2 Utilisation du NRD pour la conception d'antennes

Pour comprendre le principe de fonctionnement de l'antenne UDR, on considère un bloc rectangulaire de diélectrique enfermé entre deux plaques métalliques parallèles qui forment ainsi donc un résonateur diélectrique. Comme on le sait, si deux plaques métalliques parallèles sont séparées par une distance inférieure à la demi-longueur d'onde, l'onde électromagnétique qui possède une composante du champ électrique parallèle aux plaques ne peut pas se propager entre les deux plaques pour les fréquences inférieures aux de fréquences de coupures de la structure. La structure devient donc, pour ces fréquences, un résonateur NRD. Ce résonateur est utilisé pour obtenir un élément possédant un facteur de qualité Q très élevé, ce qui est pertinent dans la conception de filtres. Maintenant, si on considère que les plaques métalliques sont infinies et que l'on déplace le résonateur de telle façon qu'il soit proche du bord des plaques (voir figure 1.1), les conditions de non-rayonnement ne sont plus satisfaites et l'énergie électromagnétique commence à être rayonnée dans la direction de l'ouverture, et ceci préférentiellement dans la direction y .

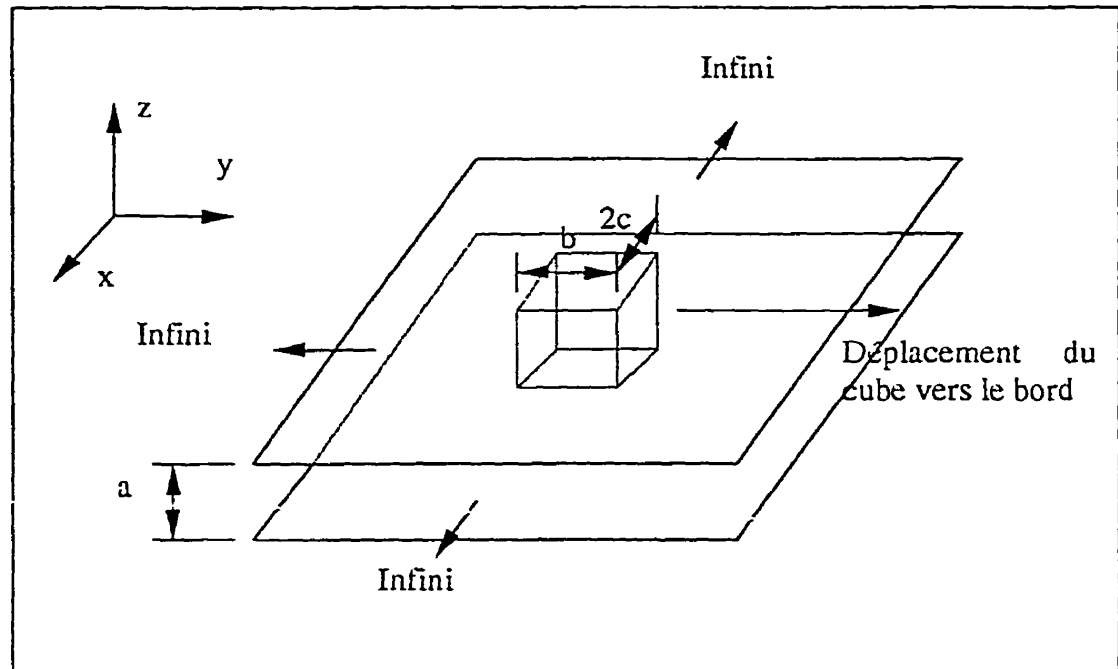


Figure 1.1 : Résonateur NRD

1.3 Conception de l'antenne UDR à 14.25 GHz

Le calcul de la fréquence de résonance du résonateur NRD (figure 1.1) est basé sur le travail décrit dans l'article [16]. L'utilisation de méthode numérique est nécessaire. La méthode utilisée dans cet article est la méthode SSDA. Cette dernière combine une approche dans le domaine spectral, dans une direction, avec la méthode des lignes appliquée dans une autre direction. La méthode utilisée dans cet article peut être utilisée pour déterminer les caractéristiques de grandes variétés de guides d'ondes et de circuits micro-ondes intégrés comme la fréquence de résonance et les paramètres S .

1.3.1 Description du résonateur NRD

1.3.1.1 Matériaux diélectriques

Il existe une multitude de diélectriques pour fabriquer le résonateur NRD. Leurs caractéristiques sont données au Tableau 1.1.

Tableau 1.1 : Caractéristiques des diélectriques

	PTFE	Polystyrène	TMM-3	TMM-4	TMM-6	TMM-10
ϵ'_r	2.08 \pm	2.55 \pm	3.27 \pm	4.5 \pm	6.0 \pm	9.2 \pm
	0.015	0.02	0.016	0.045	0.08	0.23
$\tan\delta$	0.0002	0.0006	0.0016	0.0017	0.0018	0.0017
F_{mesure} (GHz)	2.45	2.45	10.0	10.0	10.0	10.0

Les matériaux TMM sont fabriqués par Rogers. Le PTFE est un matériau malléable, donc facile à tailler. Par contre, la fabrication de cube mince devient difficile à cause justement de son manque de rigidité. Le polystyrène a par contre cette rigidité qui nous permet de fabriquer facilement des cubes minces. Les matériaux TMM de Rogers sont très durs. Ils s'apparentent à la céramique. Une fois fabriqués, les cubes en TMM sont très stables mais aussi très fragiles. Le meilleur compromis semble être le polystyrène puisqu'il est facilement taillable et présente quand même une rigidité suffisante.

L'analyse théorique des guides NRD montre que la largeur de bande d'un guide varie dans la même direction que la constante diélectrique de son ruban diélectrique. Il en est de même pour les résonateurs NRD. À ce point de vue, les matériaux TMM sont certainement supérieurs au Téflon et au polystyrène. Au sujet des pertes diélectriques, les données que nous possédons ne nous permettent pas de faire une démarcation claire entre les matériaux. Afin de faire une analyse détaillée, on aurait besoin de la caractéristique de la $\tan \delta$ en fonction de la fréquence de chacun des matériaux diélectriques. On remarque que l'ordre de grandeur de $\tan \delta$ d'un matériau à l'autre est semblable, compte tenu que celles du Téflon et du polystyrène ont été mesurées à une fréquence plus basse.

Compte tenu de nos moyens de fabrication et les qualités mécaniques du polystyrène, il vaut mieux sacrifier une partie de la largeur de bande et utiliser ce matériau. Quand aux pertes diélectriques, on ne peut pas en déduire de critère de sélection quantitatif.

1.3.1.2 Dimensions a , b et c du résonateur

Ayant choisi un matériau diélectrique, il s'agit maintenant de spécifier la fréquence d'opération du résonateur pour déterminer les dimensions a (séparation des plaques métalliques = hauteur du cube diélectrique), b (largeur du résonateur diélectrique) et c (longueur du résonateur diélectrique). La fréquence d'opération est choisie à 14.25 GHz. Cette fréquence d'opération a été choisie en fonction des cellules amplificatrices qui fonctionnent en bande Ku, et qui seront intégrées à l'antenne. Cette fréquence d'opération permet de valider un prototype qui dans le cas d'un succès permettra dans le

futur de faire la conception aux fréquences millimétriques et en particulier à 28 GHz (LMDS). De plus, à cette fréquence, il est possible de fabriquer sur place les composantes car les dimensions des circuits sont raisonnables. On a aussi la possibilité de mesurer facilement, ayant accès à l'analyseur de réseau HP 8510 qui atteint 50 GHz.

Le tableau 1.2 résume les différentes dimensions du résonateur NRD.

Tableau 1.2 : Caractéristiques du résonateur NRD

Paramètres	ϵ_r	a (mm)	b (mm)	$2x_c$ (mm)	f_r (GHz)
	2.56	9.00	10.00	9.6	14.25

Les dimensions du résonateur sont calculées de façon à obtenir la bonne fréquence de résonance du mode LSM à 14.25 GHz. De plus, pour respecter le bon fonctionnement du résonateur NRD, on doit respecter la condition suivante :

$$f < f_{\max} = \frac{v_{\text{lumière}}}{2a} \quad (1)$$

$v_{\text{lumière}}$: étant la vitesse de la lumière

Pour $a = 9$ mm, on trouve la fréquence maximale f_{\max} égale à 16.6667 GHz.

1.3.1.3 Excitation du résonateur NRD

Les figures suivantes montrent la géométrie qui va nous permettre d'exciter le résonateur NRD. Elle consiste en une ligne micro-ruban déposée sur le dessus du résonateur NRD (voir figure 1.2 et 1.3). Le couplage est réalisé par l'intermédiaire d'une ouverture réalisée sur le plan de masse de la ligne micro-ruban. La fente de couplage est orientée perpendiculaire à la ligne micro-ruban. De plus, elle est placée au centre du résonateur.

Il est connu que le mode fondamental qui se propage sur une ligne micro-ruban est le mode quasi-TEM alors que dans le guide NRD, il existe deux modes non-radiatifs qui sont les modes LSE et LSM. Le mode LSM est celui qui est préféré pour des applications pratiques parce qu'il génère moins de pertes de propagation. Le champ magnétique de ce mode est parallèle à l'interface air-diélectrique du résonateur NRD (voir figure 1.4). De plus, les lignes de champs magnétiques du mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban et celui du mode LSM du résonateur NRD sont dans la même direction au niveau de la fente. Ce qui permet d'avoir un bon couplage entre la ligne micro-ruban et le résonateur NRD.

Le problème de la conception de la transition et du couplage entre deux structures différentes a été étudié dans de nombreux articles [17]-[19]. La forme de la fente peut être circulaire ou rectangulaire dépendant de la structure guidante à étudier. Il existe deux types de difficultés pour effectuer la conception d'une transition. Le premier est le type de géométrie et le deuxième est l'adaptation d'impédance. La géométrie de la fente dans

ce cas, nous oblige à utiliser une fente rectangulaire pour qu'on puisse obtenir un bon couplage magnétique. Pour l'adaptation d'impédance, la longueur l (voir figure 1.4) à une influence sur l'adaptation d'impédance.

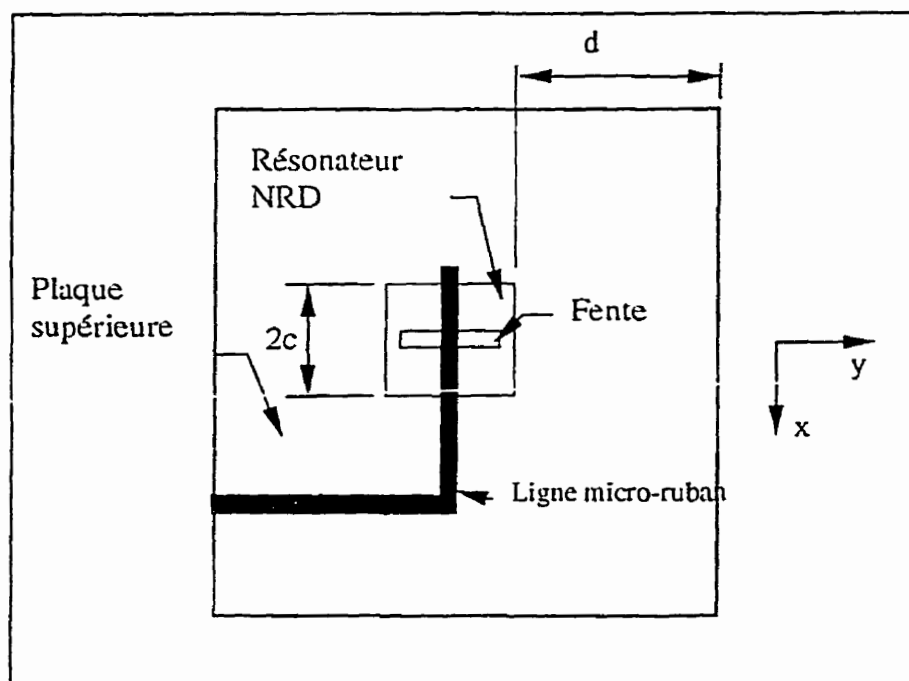


Figure 1.2 : Vue de dessus du résonateur NRD

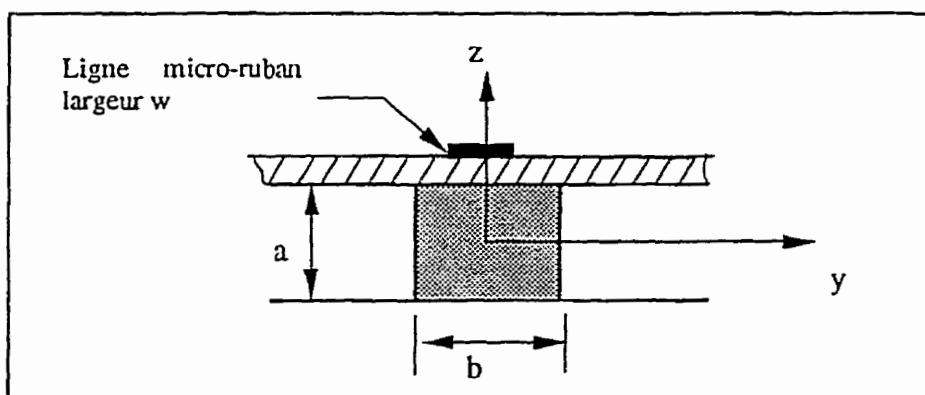


Figure 1.3 : Vue de face du résonateur NRD

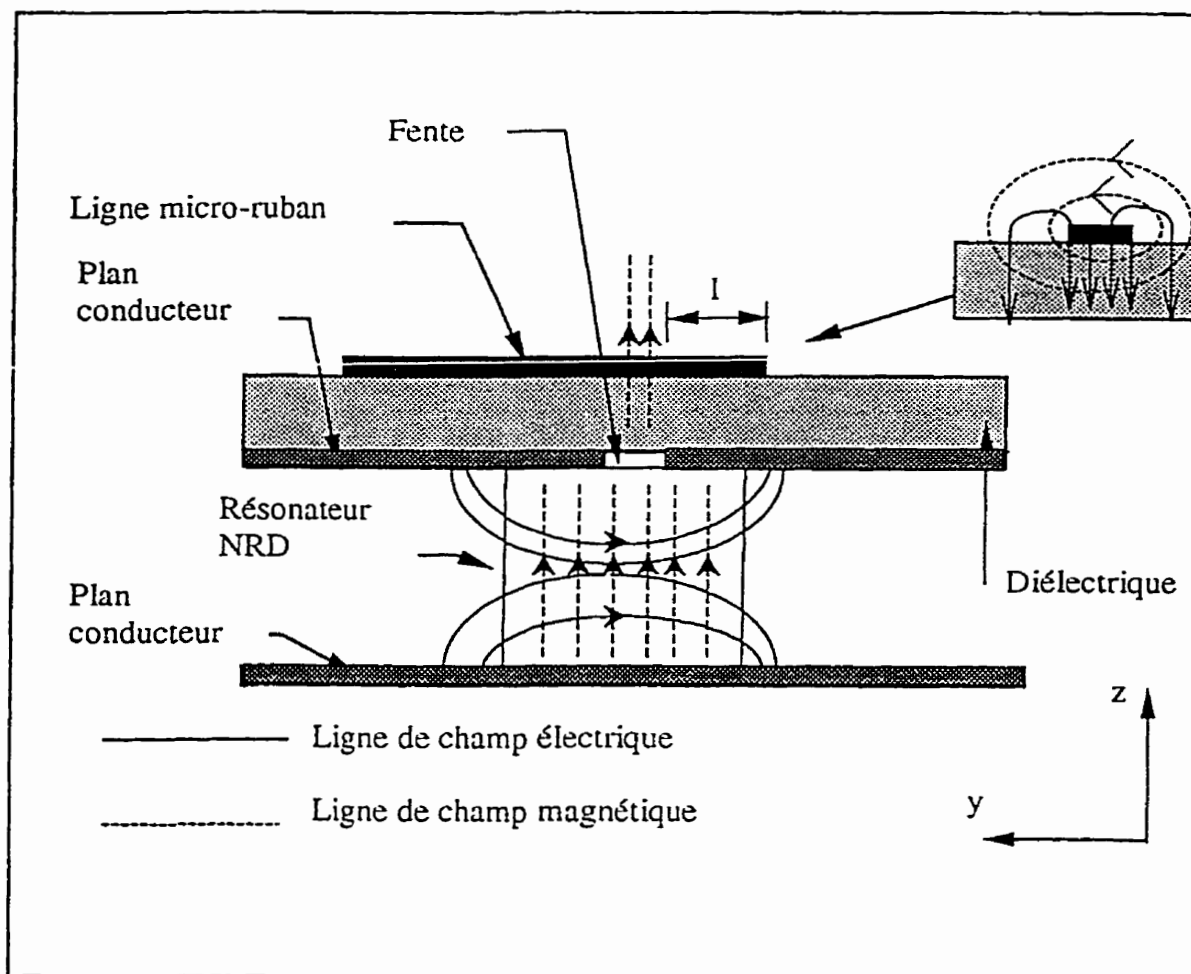


Figure 1.4 : Excitation du mode LSM dans le résonateur NRD
par une ligne micro-ruban

1.4 RÉALISATION ET MESURES

En utilisant les dimensions du résonateur définies plus haut, une étude sur l'influence des différents paramètres de la structure résonnante est faite. Les paramètres importants de la structure sont les suivants :

- les dimensions du résonateur ;
- les dimensions de la fente ;
- la longueur l de la ligne micro-ruban (voir figure 1.4) ;
- la distance d (voir figure 1.2) .

Dans le cas du calcul de la fréquence de résonance, la méthode utilisée a été la méthode SSDA qui est une méthode numérique qui permet de trouver la fréquence de résonance d'un parallélépipède NRD. L'avantage de cette méthode c'est qu'elle permet de trouver très rapidement la fréquence de résonance (environ 5 secondes). Par contre son désavantage, c'est qu'elle ne tient pas compte de la méthode d'excitation utilisée.

Le logiciel utilisé pour optimiser l'ensemble de la structure est un logiciel qui utilise la méthode numérique TLM. Cette dernière a l'avantage de pouvoir simuler l'ensemble de la structure et ainsi de l'optimiser. Son désavantage est que le temps de calcul qui est très

long (environ 6 heures). Le processus d'optimisation devient long et ardu pour obtenir les performances désirées.

1.4.1 Les dimensions de la fente

Plusieurs simulations ont été faites avec différentes dimensions de fente. Pour le choix des dimensions et de la forme de la fente, il n'existe pas une méthode qui nous permette de faire ce choix rapidement. Il faut y aller par simulations de plusieurs cas (procédé essai-erreur) pour l'optimiser.

La fente qui nous donne le meilleur résultat est une fente rectangulaire de dimension 0.5 mm par 5 mm. Cette fente nous donne un coefficient de réflexion S_{11} au alentour de -30 dB. Il serait intéressant, pour améliorer S_{11} , de faire une étude sur la forme de la fente. Ce travail n'a pas été fait, car cette étude est trop longue et ne représente pas le but du projet.

1.4.2 Longueur de la ligne ouverte micro-ruban

De même que pour les dimensions de la fente, il n'existe pas une méthode rigoureuse pour pouvoir déterminer la longueur l . Plusieurs tests ont été effectués pour pouvoir la déterminer.

Dans l'article [20], il est mentionné de la détermination de cette longueur. L'article spécifie qu'il faut une longueur l égale à $\lambda/4$ pour obtenir une bonne adaptation. Les tests sur la structure étudiée ne sont pas en accord avec cette règle. Ce n'est pas un point très

important, mais il faut quand même en tenir compte lors de la conception et essayer de trouver la longueur idéale.

1.4.3 Mesure du coefficient de réflexion

Le résultat suivant nous donne la mesure du coefficient de réflexion S_{11} . Ces mesures ont été effectuées sur l'analyseur de réseau HP8510C avec une procédure de calibration de 1-port coaxial.

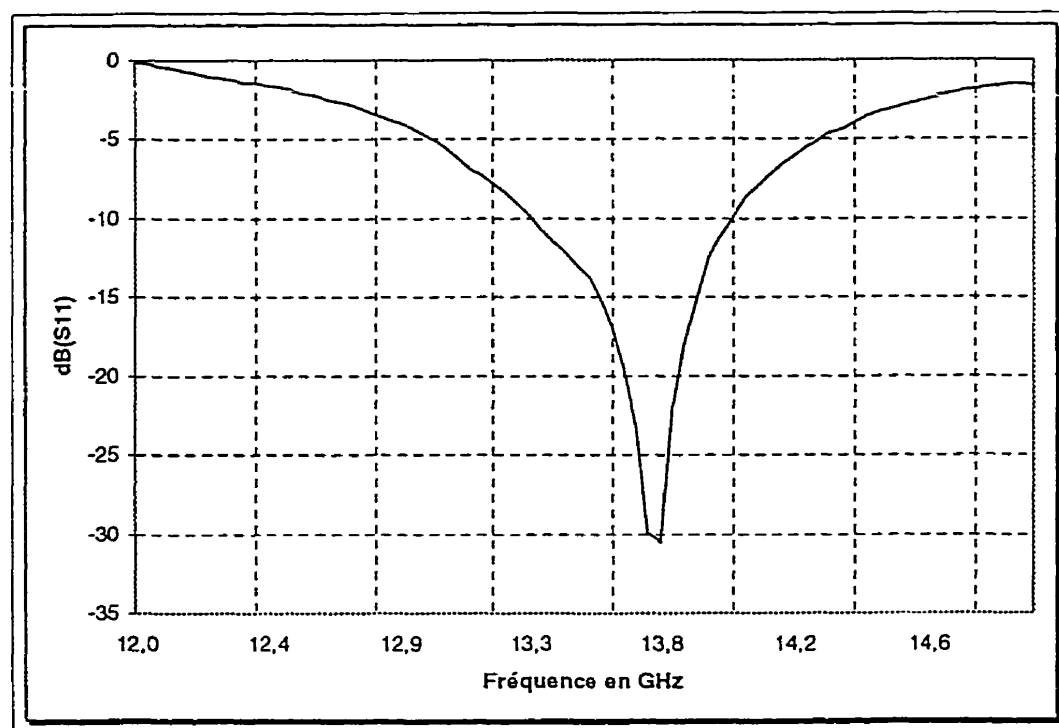


Figure 1.5 : Mesures du coefficient de réflexion

On remarque dans la figure 1.5 que la structure présente un très bon coefficient de réflexion qui est aux alentours de -30 dB. On peut remarquer aussi que la fréquence de

résonance n'est pas centrée à 14.25 GHz mais plutôt aux alentours de 13.81 GHz. Donc, pour résumer, la fréquence de résonance calculée est 14.25 GHz pour une valeur de la permittivité relative ϵ_r égale à 2.54. La mesure par contre donne 13.81 GHz. Maintenant, si on revient au programme SSDA qui nous a permis de trouver la fréquence de résonance et l'on fait varier dans ce programme la valeur de ϵ_r à 2.57, la fréquence de résonance est maintenant égale à 13.86 GHz qui est proche de la valeur mesurée. Pour remédier à ce problème et en gardant la valeur de ϵ_r à 2.57, une nouvelle simulation est lancée avec de nouvelles dimensions de a , b et c et qui sont égales à $a = b = c = 9$ mm. La fréquence de résonance calculée est maintenant égale à 14.29 GHz. Le graphique 1.6 nous donne les résultats des mesures effectuées avec les nouvelles dimensions du résonateur.

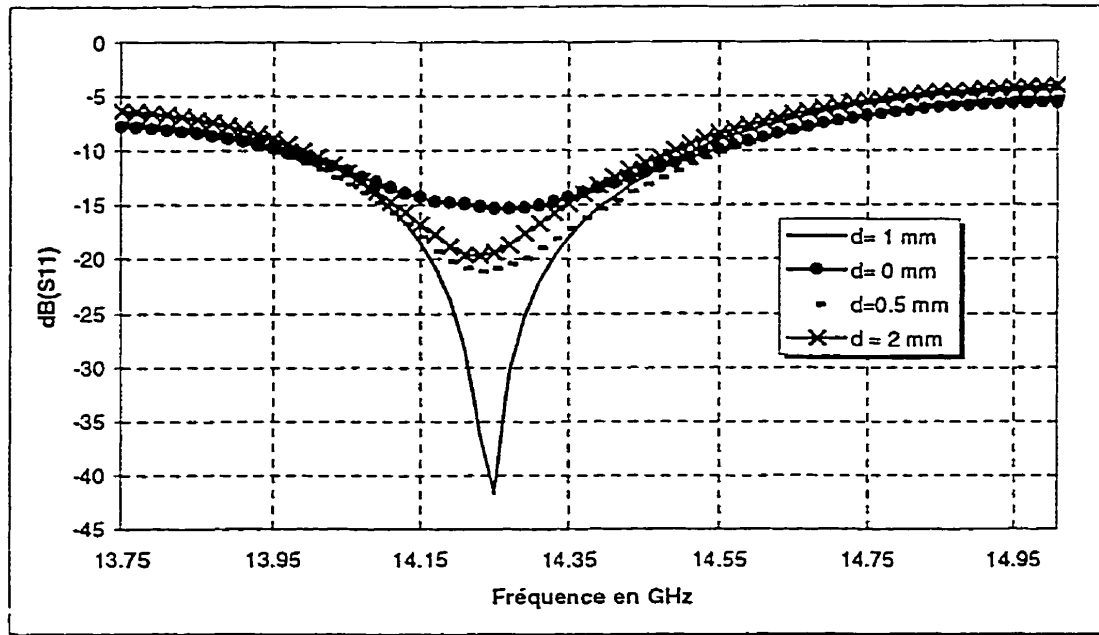


Figure 1.6 : Mesure du coefficient de réflexion pour différentes positions d

La fréquence de résonance mesurée est égale à 14.25 GHz. Le coefficient de réflexion est inférieur à -40 dB. Ce qui est très bon et qui correspond bien à la valeur calculée par le programme. On peut aussi remarquer que la position d idéale se situe aux alentours de 1 mm. Le résonateur NRD présente une largeur de bande très étroite (Facteur de qualité très élevé). On remarque que le mécanisme de couplage est excellent. Pour $d = 1$ mm, 0.5 mm et 2 mm, le coefficient de réflexion est égale à -41 dB, -21 dB et -19 dB respectivement.

Il est très important de garder le résonateur bien centré par rapport à la fente lors du déplacement du résonateur, car d'autres modes d'ordres supérieurs peuvent être excités et ainsi causer un décalage important dans la fréquence de résonance.

Finalement, le tableau suivant résume les dimensions du résonateur ainsi que tous les paramètres de la structure.

Tableau 1.3 : Paramètres de conception

Paramètres	a (mm)	b (mm)	c (mm)	l (mm)	d (mm)	Fréquence	dB(S_{11})
	9	9	9	0.7	1	14.25 GHz	- 41

1.5 Mesures d'antennes

1.5.1 Mesure du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation des propriétés de rayonnement en champ lointain d'une antenne. Il peut être mesuré en déplaçant une antenne de référence autour de l'antenne mesurée à une distance constante. Un relevé de la réponse est fait en fonction de coordonnées angulaires.

Pour réaliser les mesures de l'antenne UDR, un montage de mesure est mis au point comme le montre la figure 1.7. Une antenne cornet standard fonctionnant dans la bande Ku (EMCO Model 3160-07), est branchée au port 2 et sert d'antenne de référence.

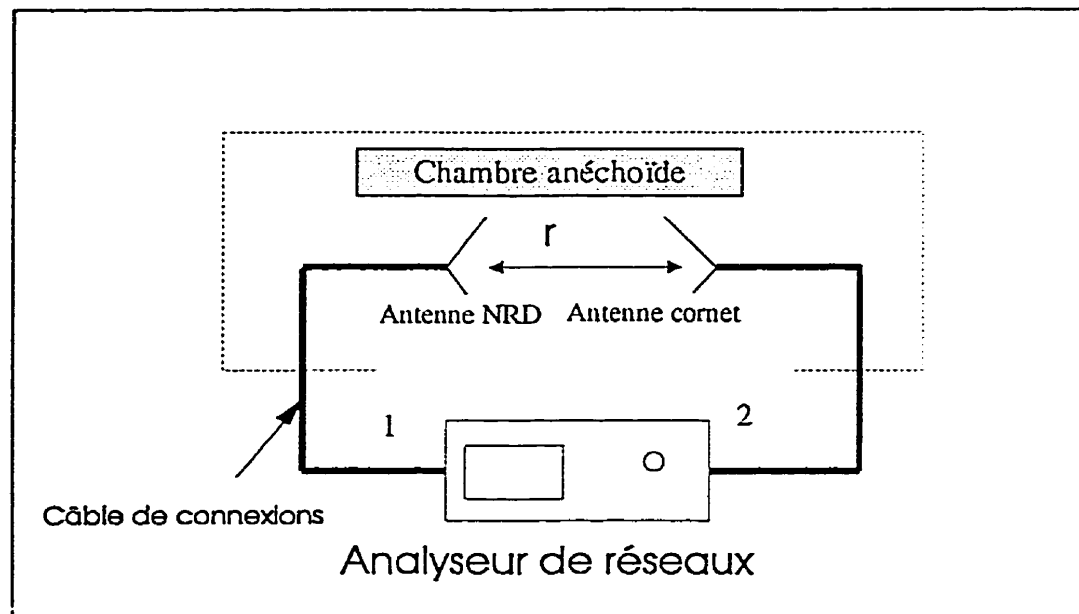


Figure 1.7 : Montage de mesures dans la chambre anéchoïde

Les conditions pour que les mesures soient faites en champ lointain sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 r &> \frac{2D^2}{\lambda} \\
 r &\gg D \\
 r &\gg \lambda
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

avec

r : distance entre les deux antennes.

D : dimension de la plus grandes des deux antennes.

λ : Longueur d'ondes à $f = 14.25$ GHz.

Dans notre cas, $D = 10$ cm et $\lambda = 2.105$ cm. Ce qui nous donne , d'après la formule (1.1) :

$$r > 0.95 \text{ mètres}$$

Les mesures sont ensuite effectuées dans la chambre anéchoïde.

Pour éviter les répétitions au cour de ce rapport, on désigne le plan E (Azimut) comme étant le plan contenant les axes x et y et le plan H (Élévation) les axes y et z .

1.5.1.1 Mesure du diagramme de rayonnement plan E (Azimut) et plan H (Élévation)

Les graphiques 1.8 et 1.9 donnent les mesures de l'antenne UDR dans les plans H et E.

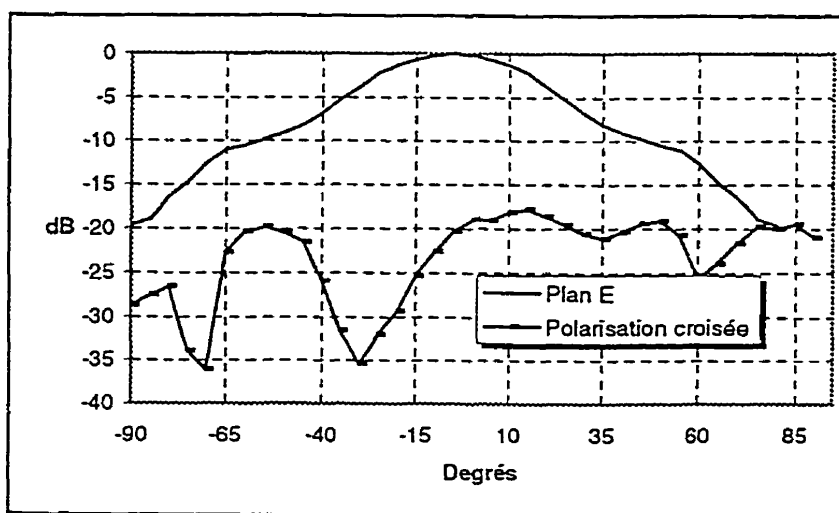


Figure 1.8 : Diagramme de rayonnement plan E

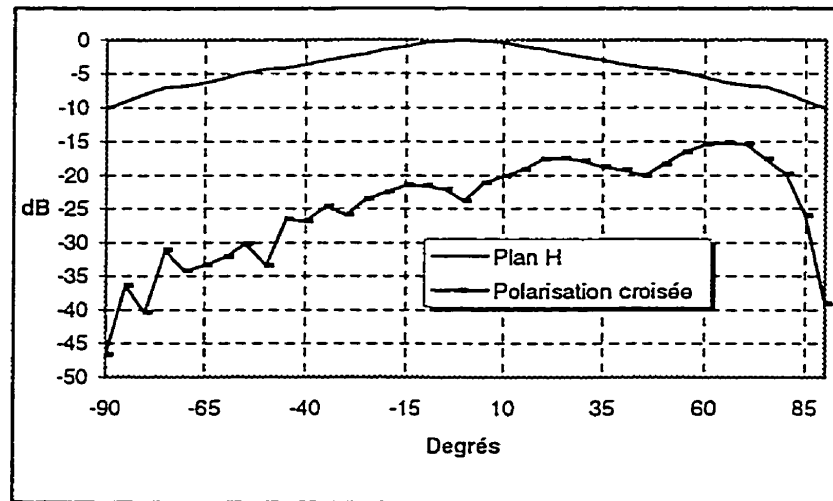


Figure 1.9 : Diagramme de rayonnement plan H

Les deux diagrammes illustrent des propriétés intéressantes de rayonnements avec une polarisation linéaire. Les deux graphiques 1.8 et 1.9 montrent qu'il y a une isolation d'au moins 19 dB entre le plan E (co-polaire) et la polarisation croisée à $\theta = 0$ degrés et pour le plan H, l'isolation est d'au moins 23 dB à $\phi = 0$ degrés. Dans les deux cas, il n'y a pas de lobes secondaires sur tout le secteur d'intérêt. Le mode LSM engendre une polarisation linéaire

Le faisceau dans le plan H (120°) est beaucoup plus large que dans le plan E (60°).

À l'annexe A, on retrouve les mêmes mesures, mais affichées dans un diagramme polaire.

1.5.1.2 Effet de la position d

Le graphique 1.10 illustre l'effet de différentes positions d sur le diagramme de rayonnement dans le plan E à $f = 14.25$ GHz.

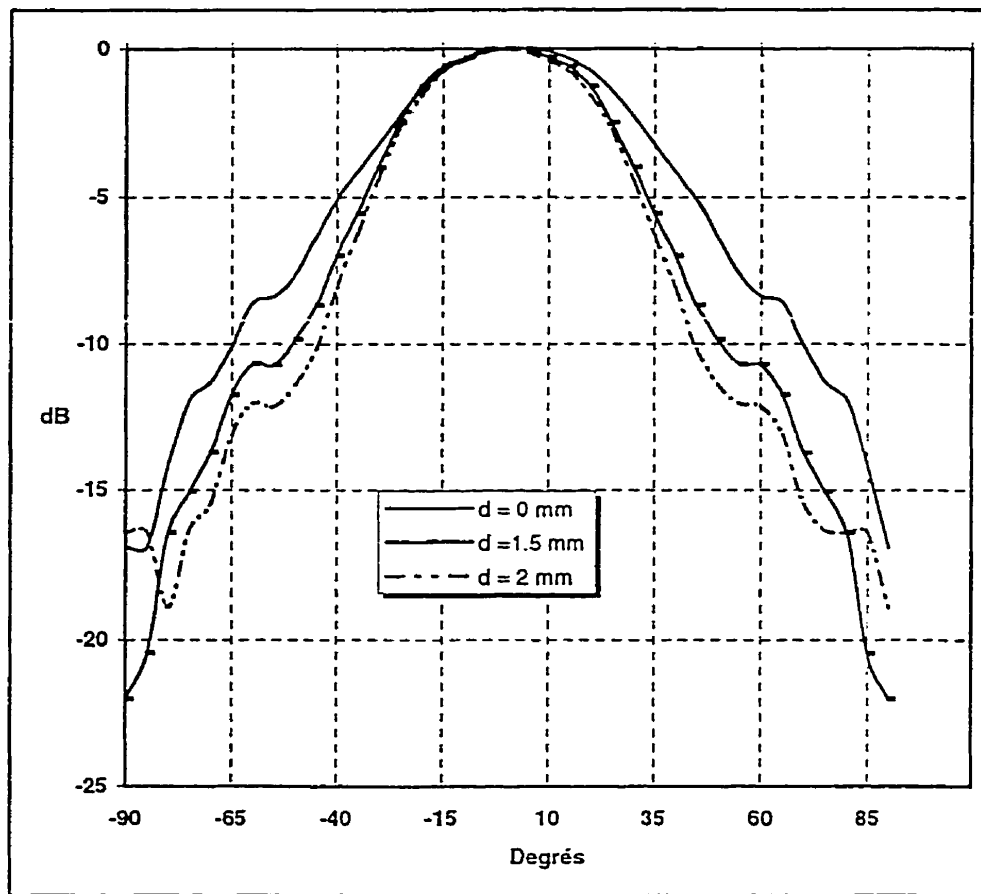


Figure 1.10 : Influence de la position d (Plan E)

Il existe une petite différence entre les courbes. En augmentant d , la largeur du faisceau devient plus étroite. Ceci est dû à une distribution de champ plus uniforme le long de la

direction x . Par contre le diagramme de rayonnement plan H ne change pas dû au non changement de la distribution de champ dans la direction z pour différentes positions de d .

1.5.1.3 Effet du déplacement latéral (direction x)

Le graphique 1.11 illustre l'effet de différentes positions t (t est défini comme le décalage en direction $+x$ du résonateur par rapport à sa position d'origine qui est centrée sur la fente, voir figure 1.2) sur le diagramme de rayonnement à $f = 14.25$ GHz.

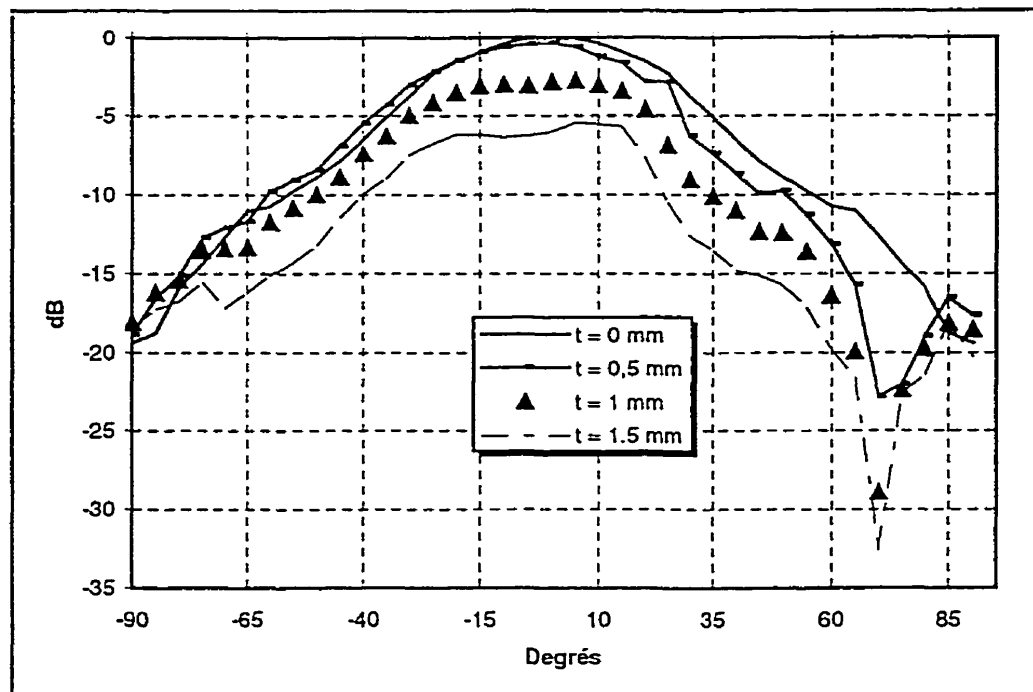


Figure 1.11 : Effet du déplacement latéral (Plan E)

On remarque que le diagramme de rayonnement se détériore assez rapidement à partir de 0.5 mm. Ceci est dû au fait que lors du déplacement latéral, le résonateur n'est plus centré par rapport à la fente ce qui a pour effet d'exciter des modes d'ordres supérieurs. Il est donc important de bien centrer le résonateur par rapport à la fente pour obtenir un mode LSM très pur. Les mêmes constatations peuvent être faites dans le plan H.

1.5.2 Mesures du gain de l'antenne

1.5.2.1 Description de la procédure de mesure

Pour la mesure du gain de l'antenne, on utilise une antenne cornet dont on connaît le comportement en bande Ku (Diagramme de rayonnement, gain , etc).

La mesure du diagramme de rayonnement est une mesure relative. De plus, elle ne demande pas qu'on connaisse le gain de l'antenne sous test. Par contre, la mesure du gain de puissance est une mesure absolue est donc, plus difficile. Une méthode pour mesurer le gain de l'antenne est illustrée à la figure 1.12. Une antenne source est alimentée par une source de puissance constante. En premier, une antenne standard (antenne cornet) avec un gain connu, est utilisée comme récepteur (figure 1.12.a). Elle est orientée de telle façon qu'elle reçoive le maximum de puissance. Ensuite, l'antenne test remplace l'antenne standard (figure 1.12.b)

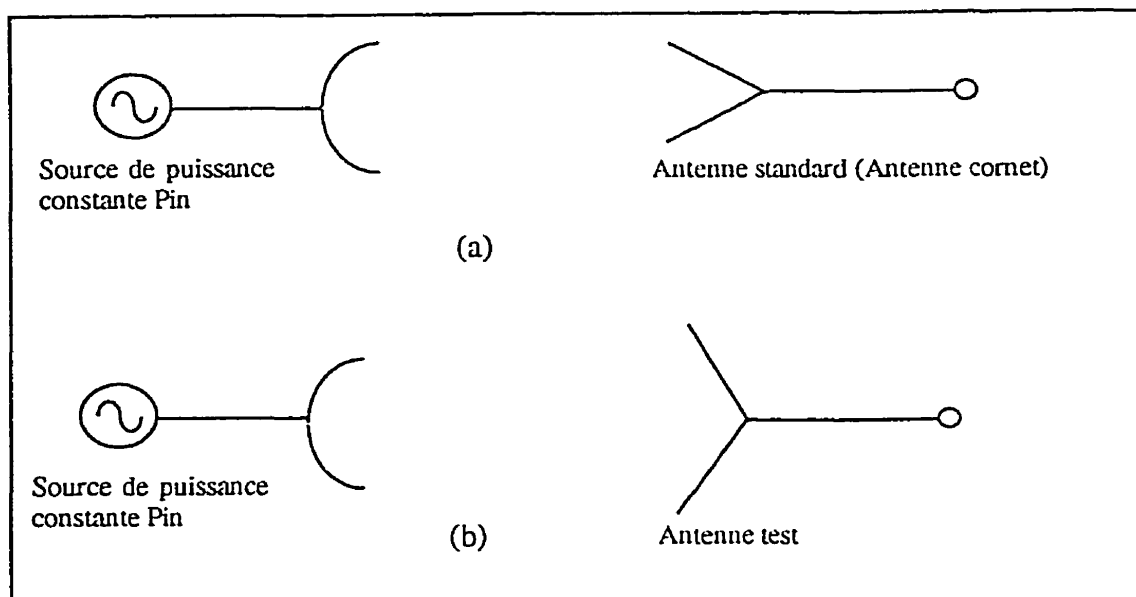


Figure 1.12 : (a) Mesure avec l'antenne Standard. (b) Mesure avec l'antenne test (UDR)

et elle est aussi orientée dans la même direction donnant le maximum de réception. Connaissant le gain de l'antenne standard (Relative à une antenne isotrope sans perte), on peut déduire des différentes mesures, le gain de l'antenne test d'après la formule (1.1) :

$$G_{\text{test}} = G_{\text{standard}} + \text{Mesure}_{\text{test}} - \text{Mesure}_{\text{standard}} \text{ (dB)} \quad (1.1)$$

1.5.2.2 Mesures du diagramme de rayonnement

Les figures 1.13 et 1.14 représentent les mesures effectuées sur l'antenne UDR ainsi qu'une comparaison avec les mesures d'une antenne cornet dont les performances de rayonnement se trouvent à l'annexe B.

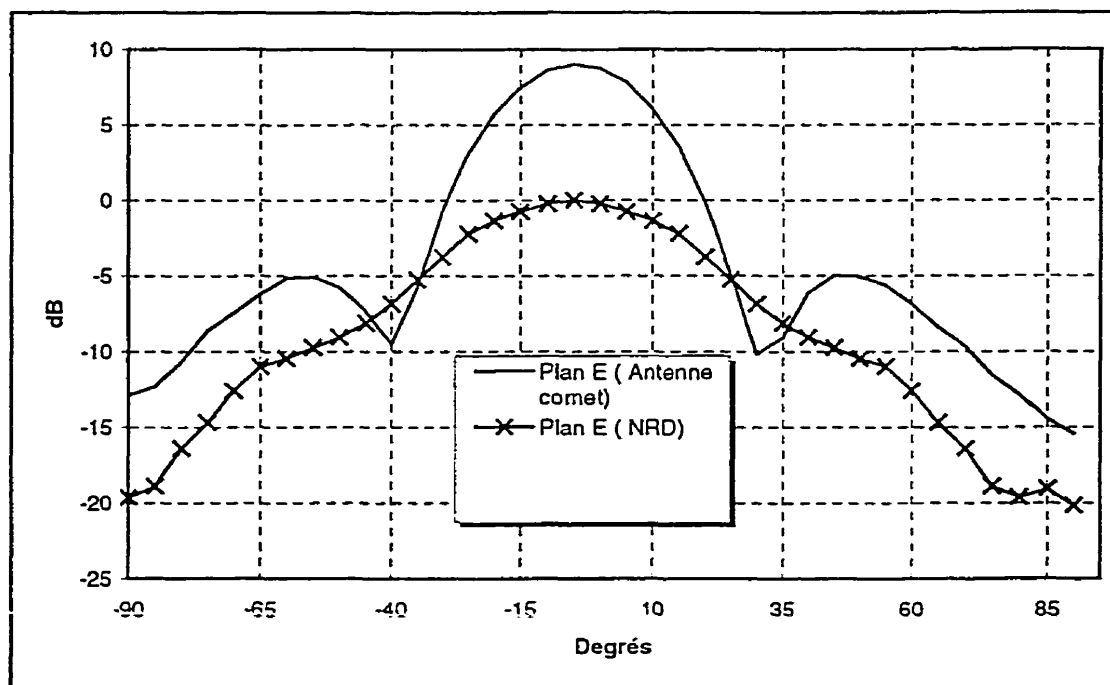


Figure 1.13 : Mesures des diagrammes de rayonnement plan E

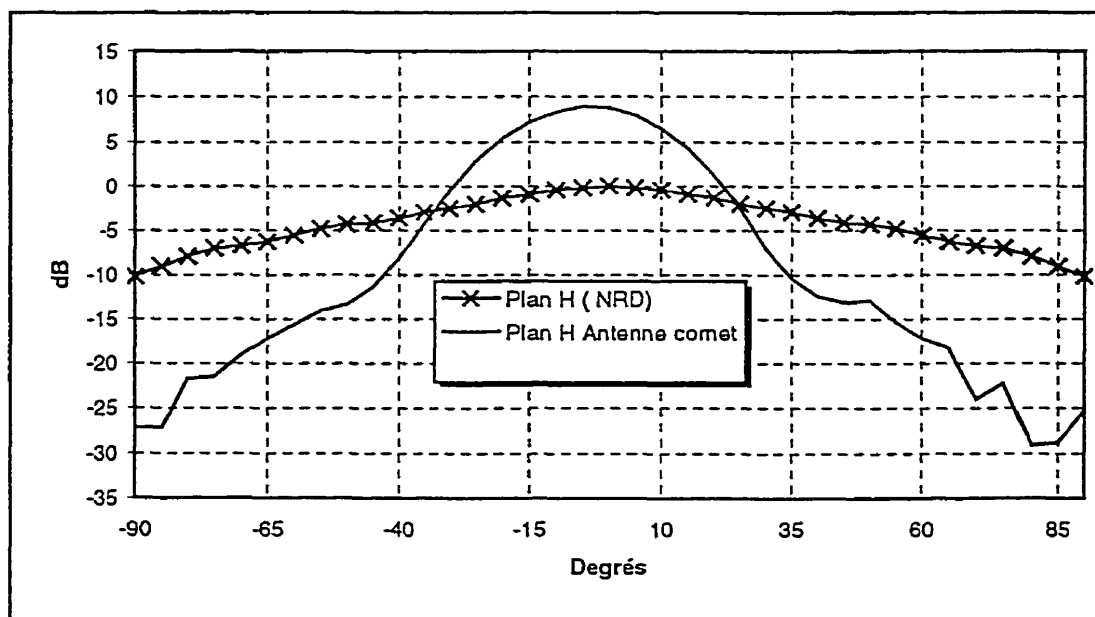


Figure 1.14 : Mesures des diagrammes de rayonnement plan H

On peut remarquer que l'antenne UDR présente un faisceau plus large qu'une antenne cornet. Par contre, l'antenne UDR ne présente pas de lobes secondaires.

L'antenne cornet a un gain de 16.2 dBi à 14.25 GHz. On peut facilement déduire des mesures précédentes le gain de l'antenne UDR. Pour l'antenne UDR, le gain est égal à 7.16 dBi.

1.6 CONCLUSION

Le résonateur diélectrique NRD présente des propriétés intéressantes de rayonnement comme on a pu le voir dans les sections précédentes. La conception de l'antenne ainsi que la détermination des différents paramètres de la structure sont assez faciles. La flexibilité de l'antenne UDR permet de modifier, à la guise de l'utilisateur, certaines performances de l'antenne très facilement. La largeur du faisceau dans le plan E peut être ajustée en faisant varier la distance d . Bien sûr, dans ce cas précédent, on dégrade les performances de transmission ; il s'agit de faire un compromis selon l'usage final que l'on veut faire de l'antenne. Une autre particularité intéressante se situe au niveau du mode d'excitation de l'antenne. La technique utilisée a l'avantage de permettre d'hybrider des circuits planaires intégrés avec notre structure UDR.

Par contre, un des problèmes rencontrés se situe au niveau de l'assemblage de l'ensemble. La sensibilité mécanique de l'ensemble est un des inconvénients de cette antenne qu'il faut manipuler avec soins.

On peut améliorer les performances de l'antenne UDR (Directivité et gain), en premier lieu, par la conception d'une antenne active (Rajout d'une cellule amplificatrice pour améliorer le gain), et en second lieu, en construisant un réseau de résonateurs (pour améliorer la directivité). Dans les chapitre 4 et 5, une étude sur le comportement d'un tel réseau est effectuée ainsi que l'effet de l'intégration de cellules amplificatrices au niveau de chacune ou d'un groupe de résonateurs.

CHAPITRE 2 : CONCEPTION D'UNE CELLULE AMPLIFICATRICE EN BANDE Ku

2.1 INTRODUCTION

Un des objectifs de cette recherche est de développer une antenne UDR active. Cette partie active peut être un oscillateur, un amplificateur, etc. L'approche utilisant des amplificateurs est celle qui nous intéresse.

Dans cette partie, une démarche utilisée pour la conception d'un amplificateur en bande Ku (14 -14.5 GHz) est expliquée. Se Basant sur les paramètres S du transistor et certaines performances requises, une approche est développée pour la conception de la cellule amplificatrice. Bien sur, due à la fréquence élevée quelques erreurs sont anticipées dans l'implantation finale de l'amplificateur, compte tenu des variations des paramètres S du transistor, des différentes capacités parasites, et de plusieurs autres raisons qui seront détaillées plus loin.

2.2 Caractéristiques de l'amplificateur

La cellule amplificatrice est un système avec lequel on pourra obtenir un gain du signal à l'entrée et en évitant le plus possible d'avoir de la distorsion du signal de sortie.

Dans notre cas, les spécifications de la cellules amplificatrices ont été choisies de la façon suivantes :

- gain total 10 dB ;
- bonne adaptation à l'entrée et à la sortie (au moins -12 dB) ;
- variation de gain dans la bande passante très faible, de même pour le délai de groupe ;
- amplificateur faible puissance ;
- amplificateur stable sur toute la bande de fréquence ainsi qu'en basse fréquence.

2.3 Rappel des notions de base pour la conception d'amplificateurs

La figure 2.1 illustre le schéma d'un étage d'amplification. Quand les paramètres S et les coefficients de réflexion de l'élément actif sont normalisés à la même référence ($Z_0 = 50 \Omega$), le gain de puissance transmis est donné par [21] :

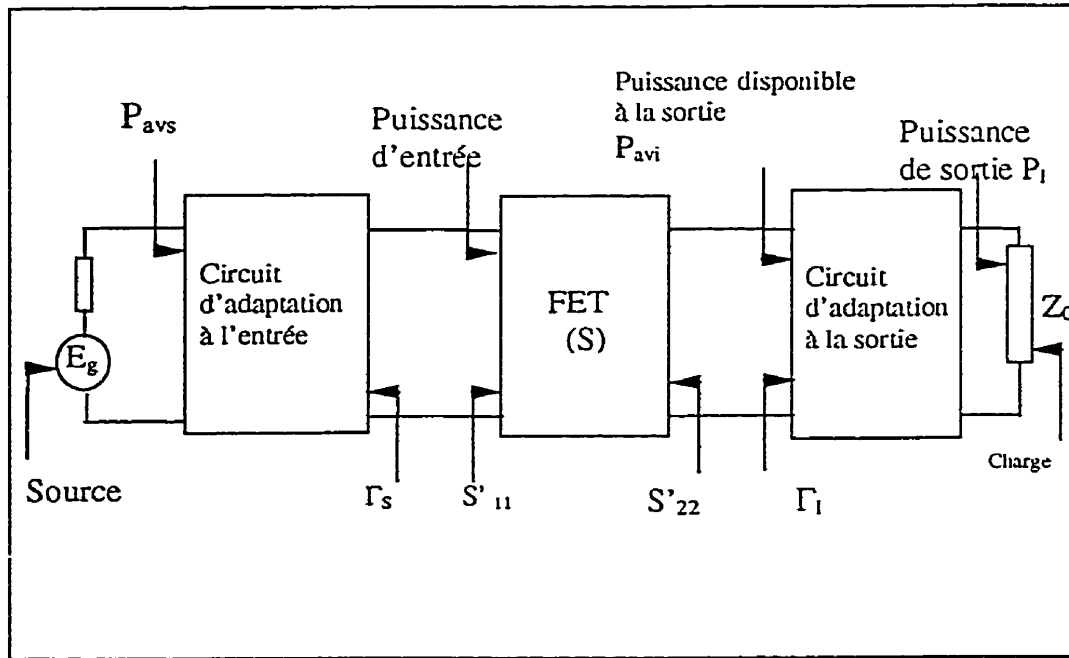


Figure 2.1 : Définitions des puissances

$$G_t = \frac{P_l}{P_{avs}} = G_T(\Gamma_s, \Gamma_l, S) = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_l|^2)}{|(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - S'_{22} \Gamma_l)|^2} \quad (2.1)$$

où :

P_l : puissance fournie à la charge Z_0 .

P_{avs} : puissance disponible de la source E_g .

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s} \quad (2.2)$$

Une approximation qui nous permet de faire des simplification est de supposer que le transistor est unilatéral, $S_{12} = 0$. Donc, (2.1) devient :

$$G_{TU} = \frac{P_1}{P_{avs}} = G_T(\Gamma_s, \Gamma_l, S) = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_l|^2)}{|(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - S_{22} \Gamma_l)|^2} \quad (2.3)$$

G_{TU} est appelé le gain de puissance transmis unilatéral. Il peut être maximisé en posant

$\Gamma_s = S_{11}^*$ et $\Gamma_l = S_{22}^*$:

$$G_{TU_{max}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (2.4)$$

Pour valider cette approximation, il suffit d'évaluer l'expression suivante :

$$\frac{1}{(1+u)^2} < \frac{G_T}{G_{TU_{max}}} < \frac{1}{(1-u)^2} \quad (2.4)$$

où

$$u = \frac{|S_{11} S_{22} S_{12} S_{21}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (2.5)$$

est connue comme étant la figure de mérite unilatérale.

L'approximation est acceptable si $G_T/G_{TU_{max}}$ se situe entre ± 0.5 dB.

Il existe d'autres définitions du gains et qui sont le gain disponible G_{av} et le gain d'opération G_{op} . Le gain de puissance transmis est le plus significatif dans notre cas parce qu'il permet d'introduire tous les effets de l'élément actif, dans notre cas la cellule amplificatrice, et de plus l'impédance de l'antenne est connue.

2.4 Choix du transistor

La conception d'un amplificateur commence par le choix du transistor pour essayer de satisfaire le cahier des charges. Le transistor choisit est le NEC76000 (voir annexe C pour les détails donné par le manufacturier). Le NEC76000 est un transistor qui permet de concevoir des amplificateur à faible bruit avec un gain élevé en bande Ku. Les paramètres du transistor ont été fournis pour la polarisation spécifique suivante :

- $V_{ds} = 3V$.
- $I_d = 10\text{ mA}$.

Ces paramètres de polarisation sont fournis par le manufacturier. Elles permettent de faire fonctionner le transistor dans un mode linéaire. De plus les paramètres S de se transistor sont fournis pour ce point de polarisation et seront utilisés pour la conception de la cellule amplificatrice.

2.5 Procédure de conception

Avec ce transistor le gain que l'on peut obtenir dans la bande Ku se situe entre 6.5 et 7 dB. Pour obtenir un gain de 10 dB, il faut utiliser deux transistors qui seront cascades. On peut donc s'attendre à obtenir un gain total se situant entre 13 et 14 dB. La variation de gain dans la bande passante (14-14.5 GHz) est égale à 1.5 dB et la variation du délai de groupe est de 60 ps comme illustré à la figure 2.2. Pour améliorer ces performances, une petite étude sur différentes topologies a été faite pour améliorer ces performances.

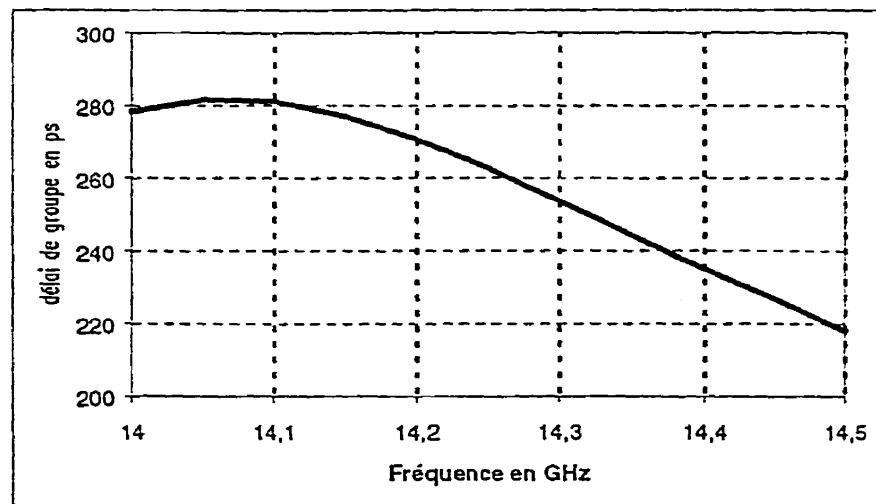


Figure 2.2 : Simulation de la variation du délai de groupe dans la bande de fréquence 14-14.5 GHz

2.5.1 Contre réaction résistive

La première technique utilisée est le rajout d'une boucle de contre réaction résistive au niveau de chaque transistor pour pouvoir obtenir un gain plat et pour réduire le taux d'onde stationnaire à l'entrée et à la sortie. De plus, la boucle permet de contrôler les fluctuations de l'amplificateur associées aux variations des paramètres S du transistor. Quand la bande passante de l'amplificateur approche une décuple en fréquence, l'obtention d'un certain gain sur toute la bande de fréquence devient difficile à obtenir avec une adaptation traditionnelle. Cette technique est intéressante sauf que le gain maximal que l'on peut obtenir décroît très rapidement. Lors de la conception de la cellule amplificatrice en utilisant la contre réaction résistive, le gain de la cellule amplificatrice est tombé à 10 dB. On a par contre obtenu une variation de gain dans la bande passante de l'ordre de 0.1 dB.

Les figures 2.2 et 2.3 résument les résultats de simulations obtenus :

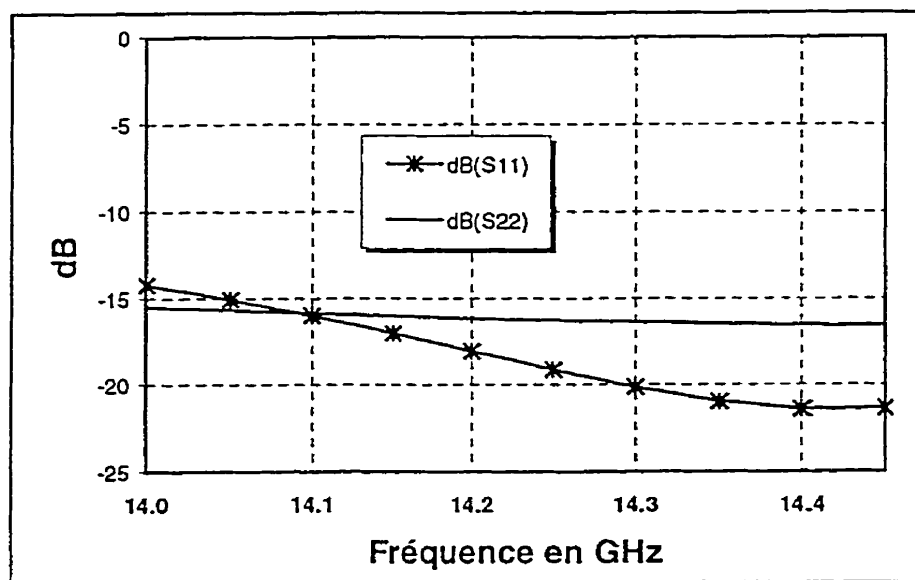


Figure 2.3 : Résultats des simulations des coefficients de réflexions à l'entrée et sortie

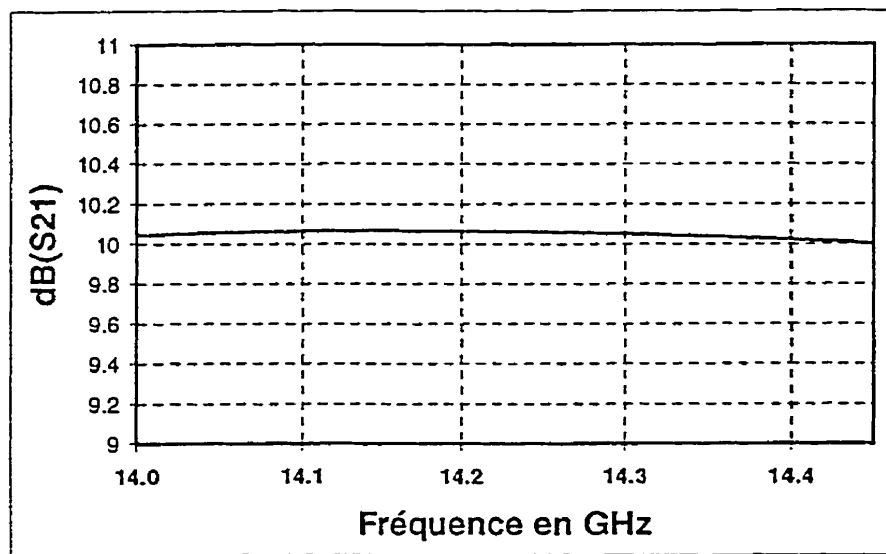


Figure 2.4 : Résultat de simulation du gain de la cellule amplificatrice

On peut remarquer que les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie sont bons (inférieurs à -14 dB). De plus la variation de gain dans la bande est de 0.063 dB.

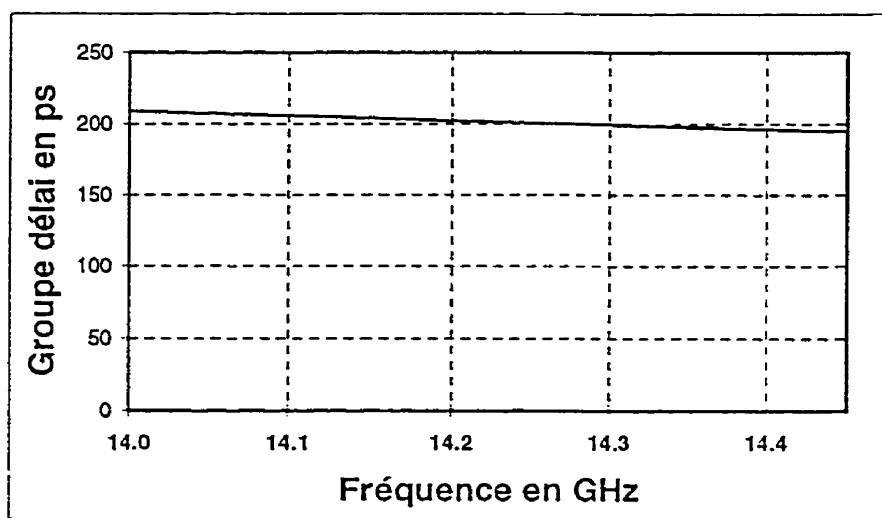


Figure 2.5 : Résultat de simulation du Délai de groupe

On remarque que la courbe du délai de groupe (figure 2.5) est plat. La différence entre la valeur maximale et minimale est égale à 14 ps, ce qui correspond à une variation du délai de groupe sur la bande de fréquence de 5% en comparaison avec 25% qu'on avait avec la configuration de départ. Donc, on peut dire que la variation de phase reste assez linéaire sur la bande de fréquence de travail. La figure 2.6 illustre cette constatation :

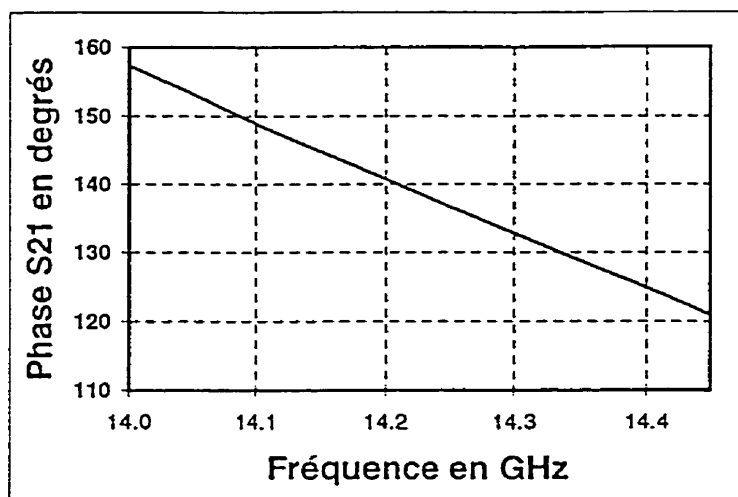


Figure 2.6 : Résultat de simulation de la Phase de S21

Le tableau suivant résume les résultats obtenus avec cette configuration :

Tableau 2.1 : Résumé des simulation pour la technique de contre réaction résistive

S21	S11 ET S22	VARIATION DE GAIN	DÉLAI GROUPE	VARIATION DU DÉLAI DE GROUPE
10 dB	Inférieure à -14 Db	0.063 dB	200 ps	14 ps

On remarque que les résultats finaux ne sont pas mauvais. Ils respectent les objectifs demandés. La figure 2.7 est le topologie du circuit final.

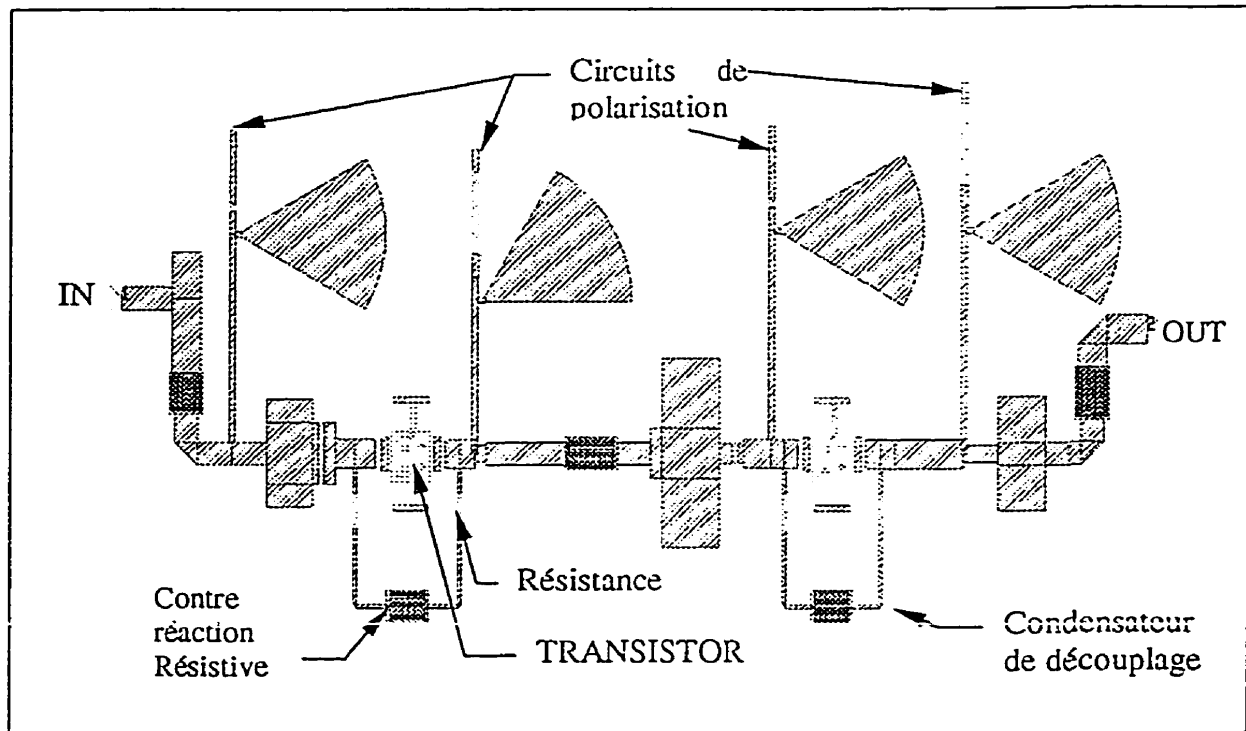


Figure 2.7 : Topologie du circuit avec contre-réaction résistive

2.5.2 Décalage des courbes de gain en fréquence des deux transistor

Cette technique consiste à obtenir des courbes de gain décalées en fréquence pour les deux transistors. Par exemple, si la première cellule est conçue à 14.15 GHz, la seconde serait conçue à 14.35 GHz. Avec ce décalage en fréquence, on peut obtenir un gain plat sur la bande de fréquence. Avec cette technique, le gain obtenu est passé à 12 dB. De plus, la variation de gain dans la bande passante est inférieure à 0.1 dB. Le délai de groupe est aussi devenu constant. Ce qui implique une variation de phase linéaire sur la bande de fréquence. L'adaptation à l'entrée et à la sortie est bonne. Les coefficients de

réflexions obtenus sont inférieurs à -12 dB. L'amplificateur est inconditionnellement stable en basse fréquence et sur toute la bande de fréquence. Pour obtenir un design compact, l'adaptation entre les deux étages est obtenue en faisant une adaptation d'impédances conjuguées. Cette technique donne de bons résultats.

Il existe d'autres topologies qui permettent d'obtenir les mêmes résultats que précédemment, mais cette dernière a été retenue puisqu'elle satisfait toutes les contraintes et de plus, elle est facile à implanter. Pour la technique de contre réaction résistive, le problème se situe au niveau de la fabrication qui est beaucoup plus difficile.

2.6 CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR UTILISANT LA TECHNIQUE DE DÉCALAGE DES COURBES EN FRÉQUENCES

Les raisons de concevoir des circuits d'adaptations pour les amplificateurs sont de permettre à la cellule amplificatrice de fournir le maximum de puissance à la charge ou encore de faire fonctionner la cellule amplificatrice dans certaines conditions. Dans notre cas, nous devons réaliser une adaptation qui doit satisfaire certaines conditions.

Étant donnée que notre cellule amplificatrice est composée de deux étages de transistors, chacun de ces étages est conçu au départ séparément. La première cellule est conçue à une fréquence centrale de 14.15 GHz et la deuxième à 14.35 GHz. Le choix du décalage en fréquence est important. Si le décalage est trop grand, le gain maximal de la cellule

totale serait trop bas. Un rapprochement trop près des courbes de gain des deux cellules ne permettrait pas d'obtenir un gain plat. Il y a donc un compromis à faire entre le gain maximal et une courbe de gain plate sur la bande de fréquence. Dans notre cas, les valeurs des fréquences centrales spécifiées plus haut, nous donnent les résultats désirés.

La figure 2.8 nous donne les résultats de simulations pour chacune des cellules amplificatrice.

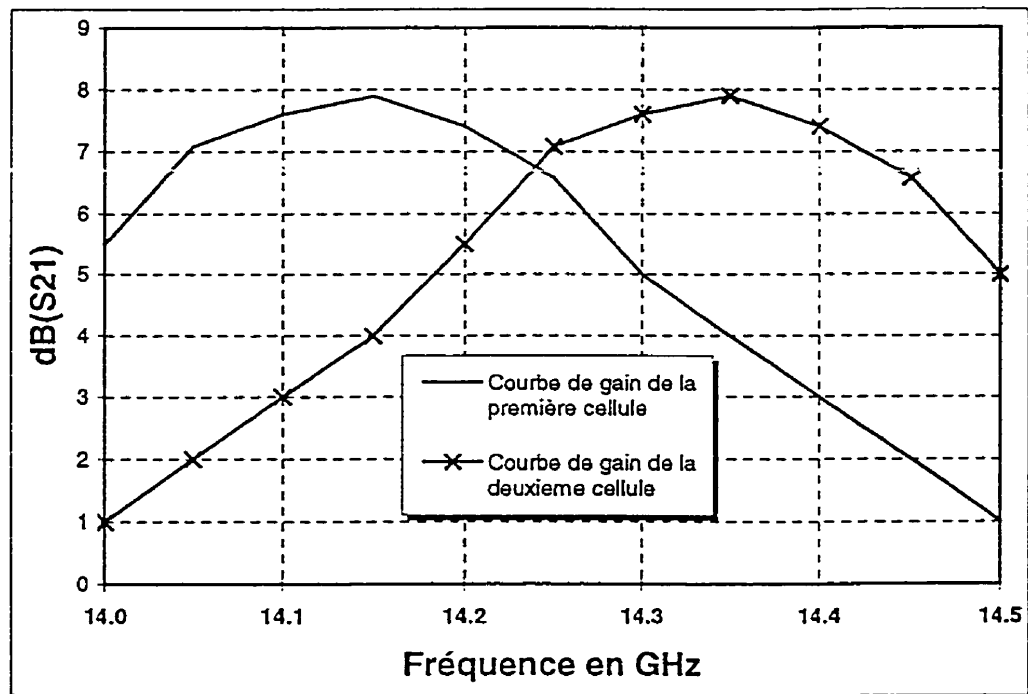


Figure 2.8 : Résultats de simulations des deux cellules amplificatrices séparées

On remarque que les deux courbes sont décalées en fréquence et que chacune d'elles est bien centrée aux fréquences 14.15 GHz et 14.35 GHz.

Une fois cette première étape réalisée, il suffit maintenant de relier les deux cellules amplificatrices en utilisant un circuit d'adaptation entre les deux étages.

En premier, lieu les premiers résultats ne sont pas mauvais, puisque, on a obtenu une amélioration nette dans la différence de gain et du délais de groupe. Par contre le gain total de la cellule amplificatrice était encore faible. Une optimisation est lancée pour essayer d'améliorer le gain tout en essayant de garder le gain ainsi que le délai de groupe le plus plat possible. Finalement, le meilleur compromis obtenu entre un gain élevé et un gain plat est illustré aux figures 2.9 et 2.10 :

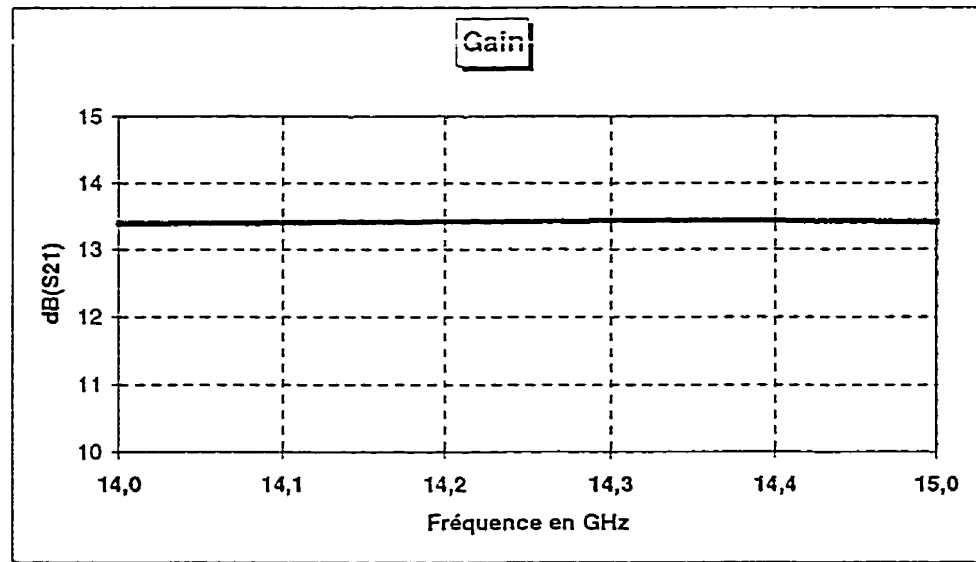


Figure 2.9 : Résultats de simulation du gain

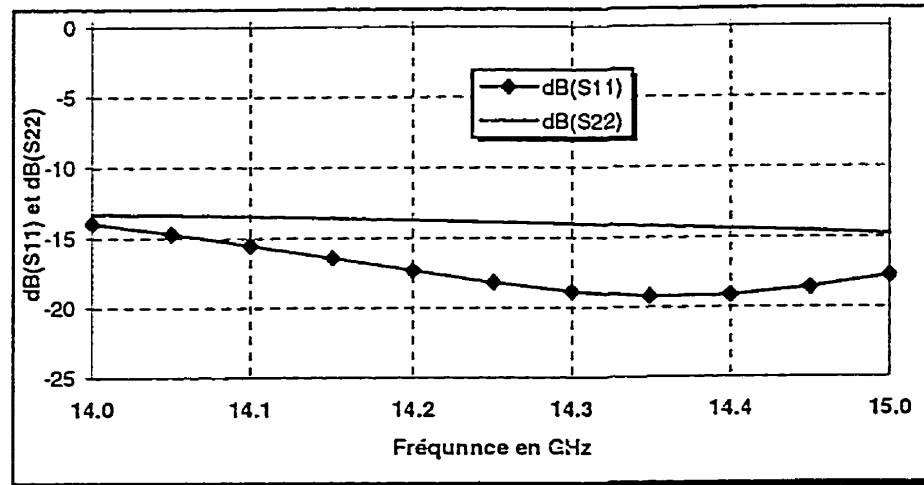


Figure 2.10 : Résultats de simulation des coefficient de réflexion

La variation de gain sur la largeur de bande est égale à 0.039 dB. Pour le délai de groupe, la différence est égale 10.25 ps correspondant à 4.9 % de variation du délai de groupe sur la largeur de bande. Ces résultats prouvent que le concept marche très bien. De plus, le transistor est inconditionnellement stable et est adapté.

Pour stabiliser la cellule amplificatrice, des résistances placées en série sont ajoutées. Cette technique permet de stabiliser les transistors sur une grande bande de fréquence.

2.7 FABRICATION ET MESURE

2.7.1 Fabrication

Pour la fabrication le procédé utilisé est la technologie MHMIC. La figure 2.11 représente la topologie du circuit final. Les détails de montage et fabrication de la cellule amplificatrice se trouvent à l'annexe D.

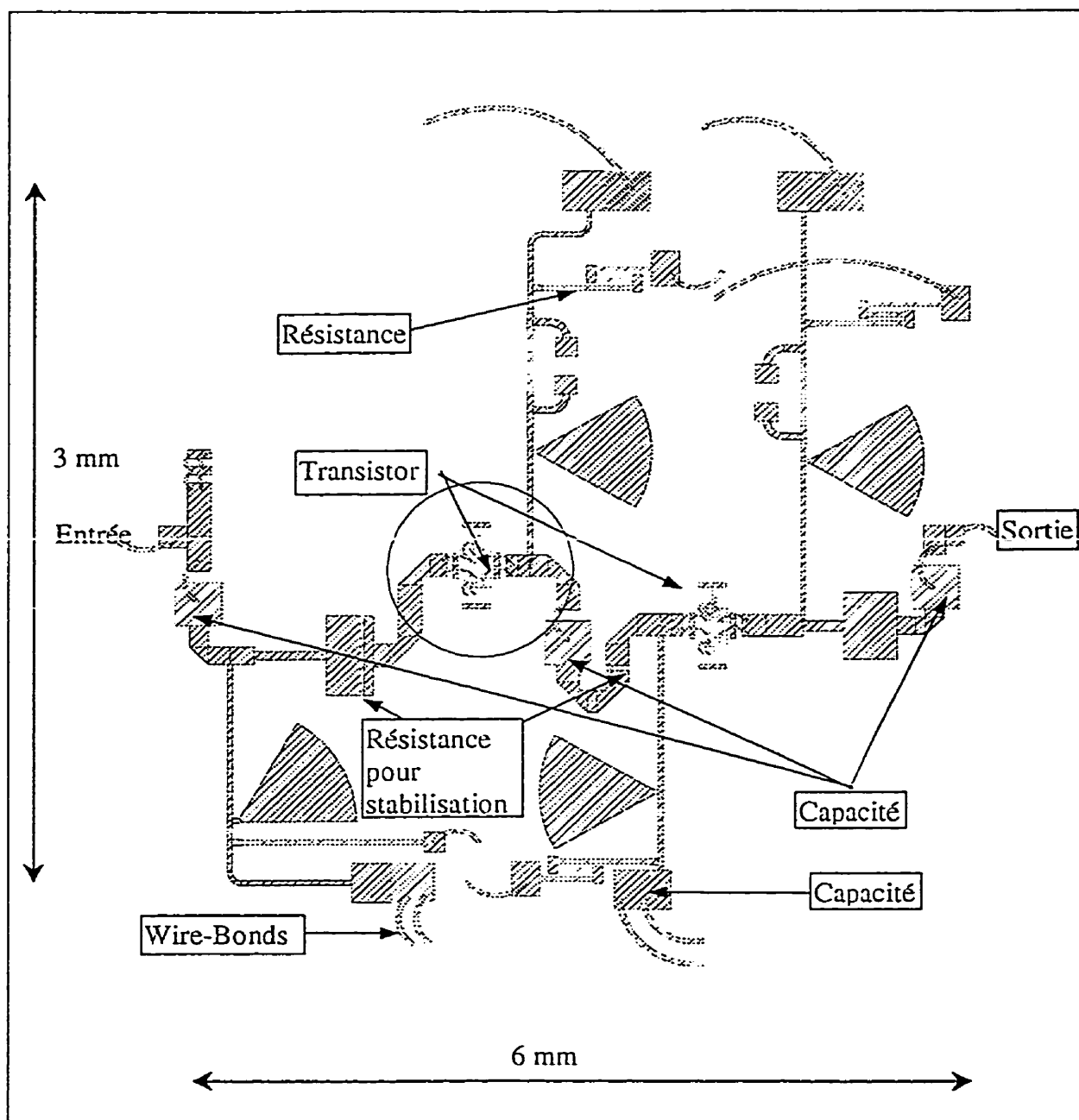


Figure 2.11 : Circuit d'assemblage

2.7.2 Mesures

Les mesures ont été effectuées sur l'analyseur de réseaux HP 8510C et une calibration TRL a été utilisée.

2.7.2.1 Mesure avec $I_d = 10 \text{ mA}$ et $V_{ds} = 3 \text{ V}$

La figure 2.12 résume les mesures effectuées. On remarque que le gain est très plat environ une variation 0.1 dB sur la bande de fréquence sauf que le gain est faible (9dB).

Les adaptations à l'entrée et à la sortie sont bonnes.

Pour essayer d'augmenter le gain, la polarisation est modifiée pour permettre d'injecter un courant I_d plus fort.

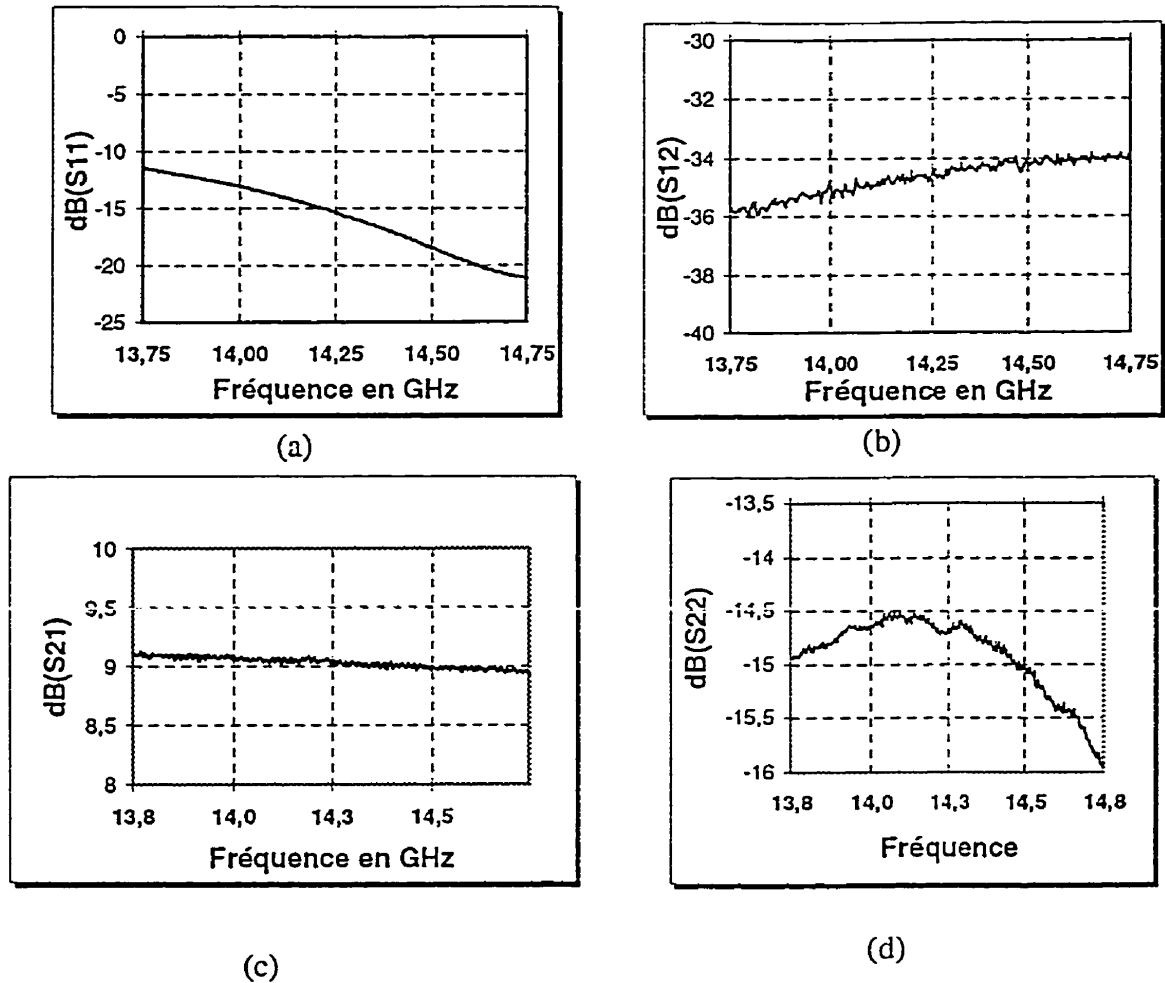


Figure 2.12 : Mesure des paramètres S avec $I_d = 10$ mA. (a) S_{11} . (b) S_{12} . (c) S_{21} . (d) S_{22}

S_{22}

2.7.2.2 Mesure avec $I_d = 20$ mA et $V_{ds} = 3$ V

Le gain a augmenté considérablement. Par contre la variation de gain s'est dégradée et on a maintenant 0.6 dB de variation. L'adaptation est toujours bonne à l'entrée et à la sortie.

La figure 2.13 résume les mesures effectuées.

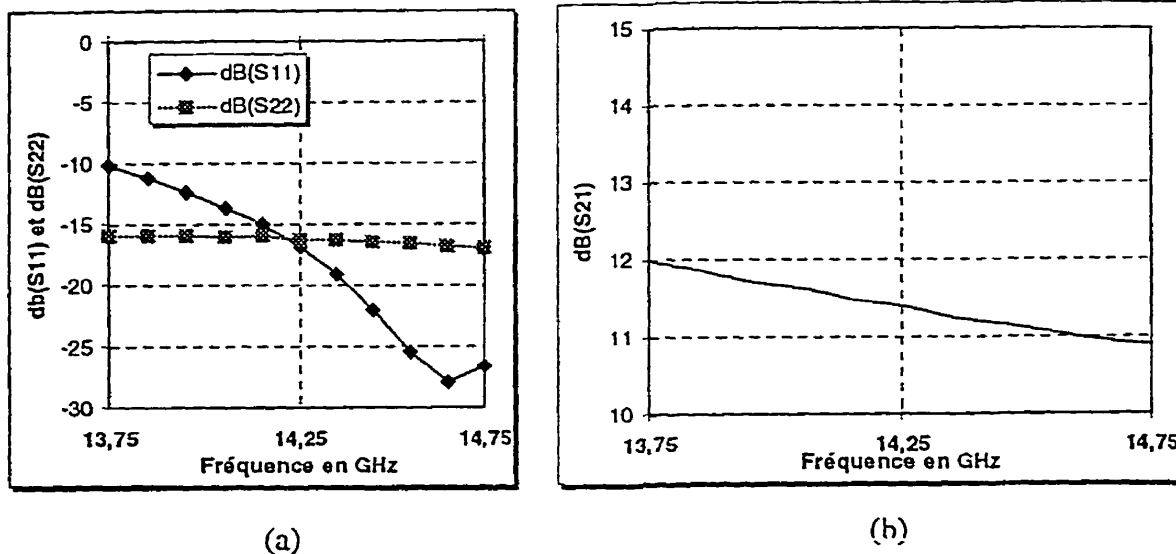


Figure 2.13 : Mesure des paramètres S avec $I_d = 20$ mA. (a) S_{11} et S_{22} . (b) S_{21} .

7.2.2.3 Mesure avec $I_d = 30$ mA et $V_{ds} = 3$ V

Finalement, une dernière mesure est faite pour un courant $I_d = 30$ mA. On remarque que le gain a augmenté et que la variation de gain n'a pas beaucoup changé. Il est dangereux d'aller au delà de $I_d = 30$ mA car on risque de brûler le transistor.

La figure 2.14 résume les mesures effectuées.

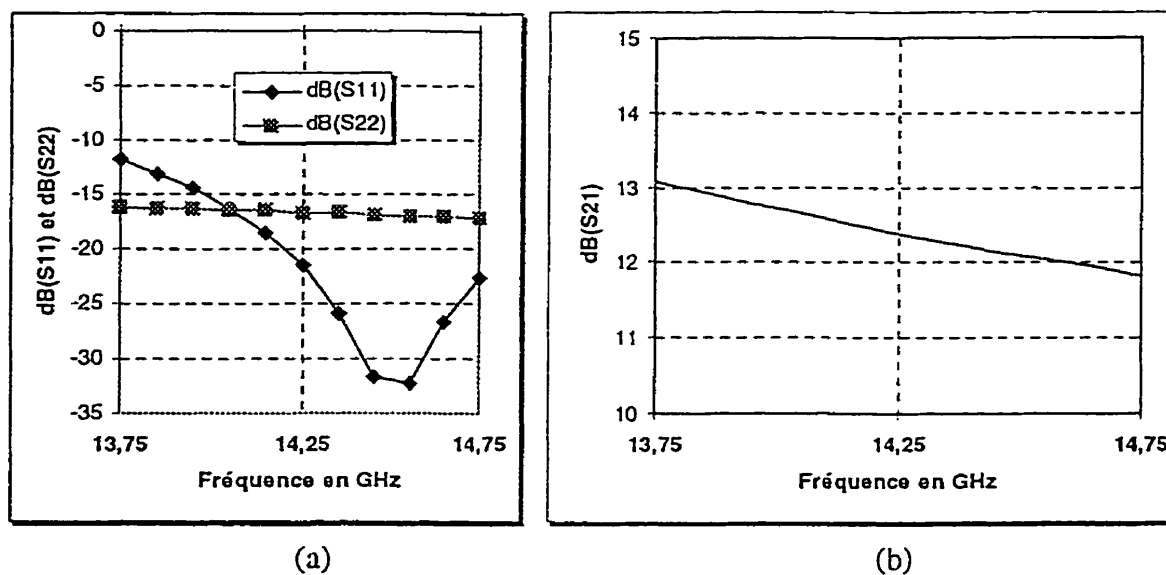


Figure 2.14 : Mesure des paramètres S avec $I_d = 30$ mA. (a) S_{11} et S_{22} . (b) S_{21} .

2.7.3 Comparaison entre les simulations et les mesures

À première vue, on remarque que les mesures ne coïncident pas avec les simulations prévues. De nouvelles simulations sont lancées pour essayer de déterminer le problème.

Après plusieurs essais, il est apparu que la valeur de l'inductance par unité de longueur des « wire-bonds » utilisée par le modèle de MDS n'est pas bonne. En effet, la valeur de l'inductance mesurée des « wire-bonds » est de 0.8 nH/mm, alors que pour le modèle de MDS, elle est égale à 0.5 nH/mm.

Pour compenser cette erreur, il faut donc augmenter la longueur des « wire-bonds » sur le simulateur MDS pour obtenir la valeur réelle de l'inductance des « wire-bonds ».

Les résultats suivants prouvent que en exécutant cette compensation, les simulations et les mesures correspondent mieux (voir figure 2.15 à 2.17).

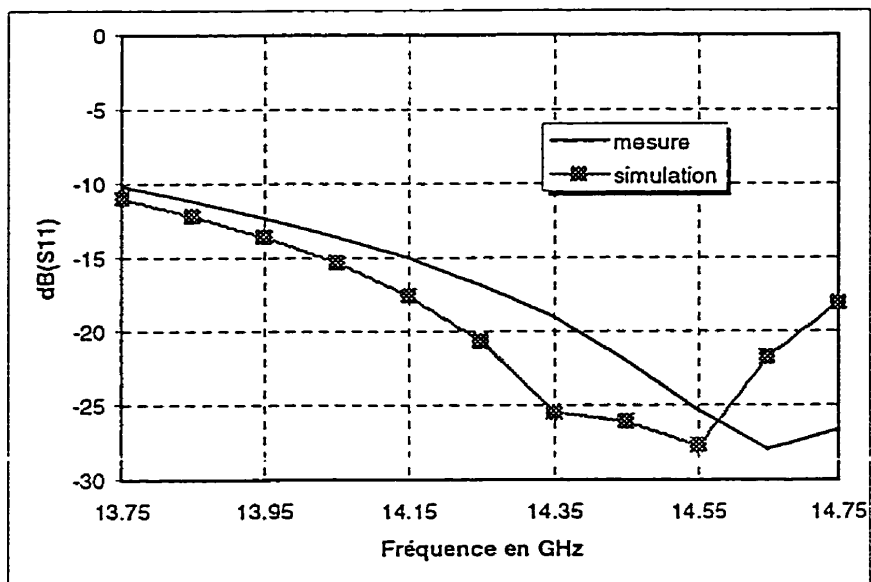


Figure 2.15 : Comparaison entre S11 mesuré et simulé

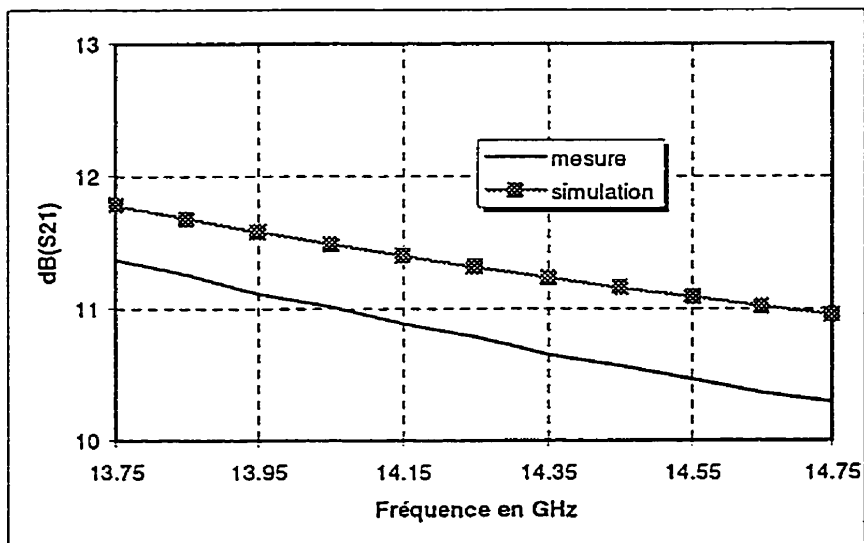


Figure 2.16 : Comparaison entre S21 mesuré et simulé

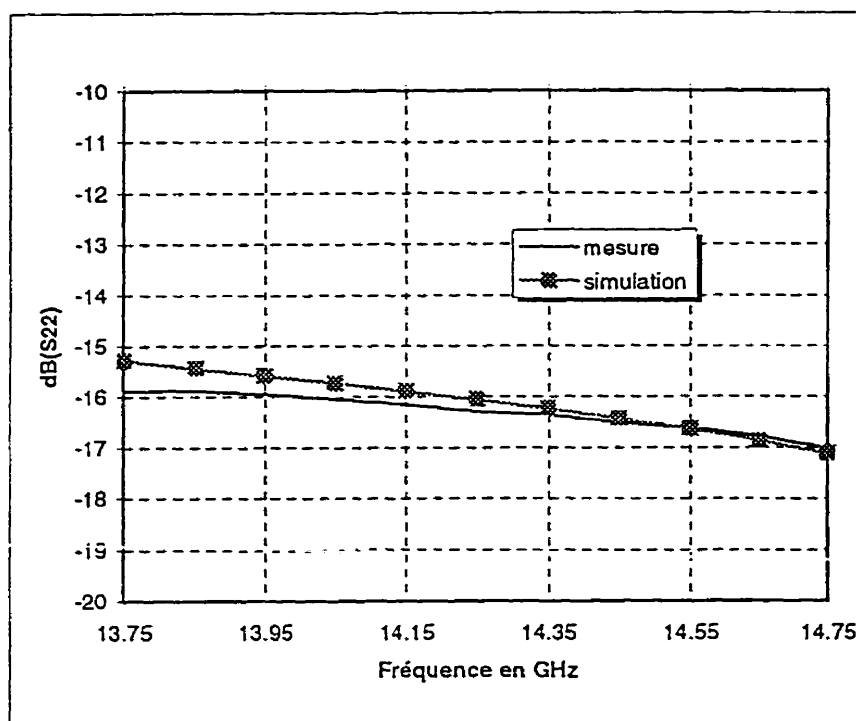


Figure 2.17 : Comparaison entre S22 mesuré et simulé

On remarque que les résultats des simulations et des mesures sont très proches. La raison des petites différences provient du montage réalisé pour effectuer les mesures. Effectivement, pour effectuer les mesures, une monture spéciale a été utilisée. L'influence de cette monture n'est pas incluse dans le étalons TRL. La figure 2.18 montre la position des plans de référence qui sont obtenus par la calibration TRL.

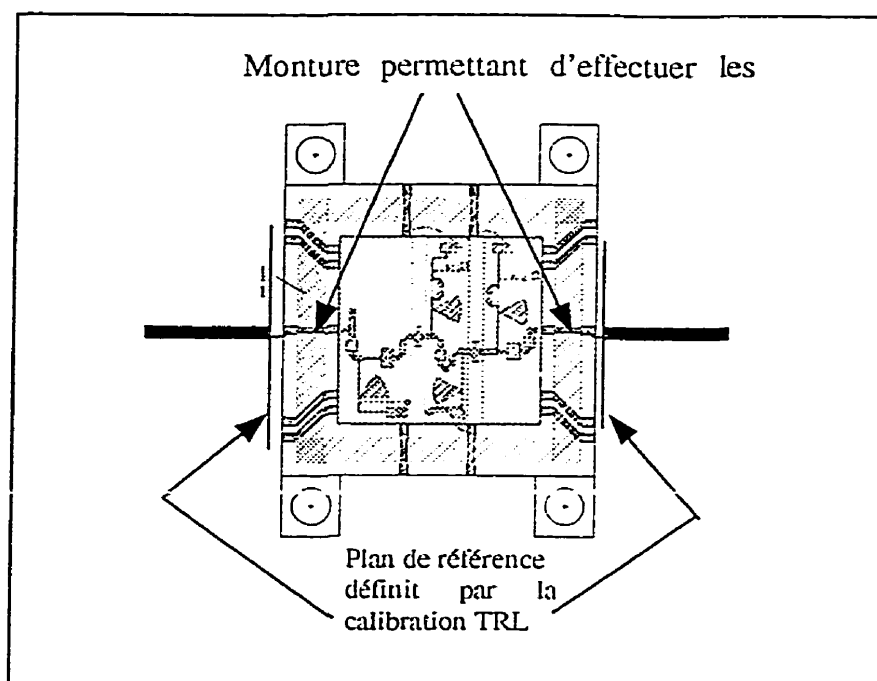


Figure 2.18 : Position de plans de référence définis par la calibration TRL

D'ailleurs, on peut remarquer que due à cette monture, le gain mesuré est plus faible que le gain simulé de 0.5 dB. Donc, on peut conclure que les pertes dans ces transitions sont de l'ordre de 0.5 dB. De plus, lors des simulations, la modélisation de ces transitions n'a pas été faite.

2.8 CONCLUSION

La procédure de conception démontre qu'il y a une bonne concordance entre les simulations et les mesures malgré quelques problèmes qui peuvent être facilement éliminés et maîtrisés. Pour les besoins de la conception de l'antenne UDR active, les résultats de mesures sont satisfaisants. Les coefficients de réflexion à l'entrée et sortie sont au dessous de -13 dB. Le gain qu'on peut obtenir se situe autour de 11 dB avec une variation de gain de ± 0.3 dB sur la bande de fréquence d'intérêt (14-14.5 GHz). La cellule amplificatrice est inconditionnellement stable sur une très large bande de fréquence en raison de l'ajout de résistance en série qui lui assure cette stabilité.

CHAPITRE 3 : DIVISEUR DE PUISSANCE

WILKINSON

3.1 INTRODUCTION

Pour concevoir le réseau d'antennes, il est nécessaire d'utiliser une composante qui puisse diviser la puissance. Il existe plusieurs circuits qui peuvent réaliser cette fonction, comme les diviseurs/combineurs de puissance Wilkinson, les coupleurs, les diviseurs réactifs, etc.

Le diviseur de Wilkinson peut être utilisé pour permettre une répartition quelconque de puissance. Dans notre cas, nous allons considérer un diviseur de 3dB qui permet de répartir un signal en deux. Le diviseur de puissance Wilkinson est généralement fait en ligne micro-ruban ou en ligne à ruban.

Une analyse du circuit est faite en premier lieu en le réduisant en deux circuits simples qui sont alimentés par des sources symétriques et asymétriques aux ports de sorties du circuit. En deuxième lieu, une conception sur un logiciel commercial (MDS et Momentum) est faite et finalement, la fabrication et la mesure du diviseur conçu plus haut est faite.

3.2 Analyse du diviseur par les modes pair et impair

Pour simplifier l'analyse d'un tel circuit, on normalise toutes les impédances par rapport à l'impédance caractéristique Z_0 .

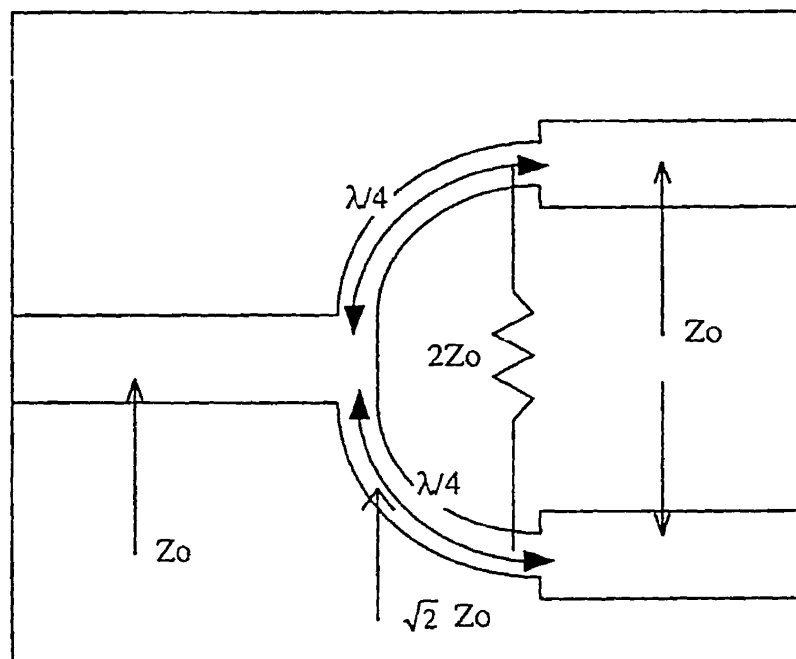


Figure 3.1.a : Diviseur de Wilkinson en micro-ruban

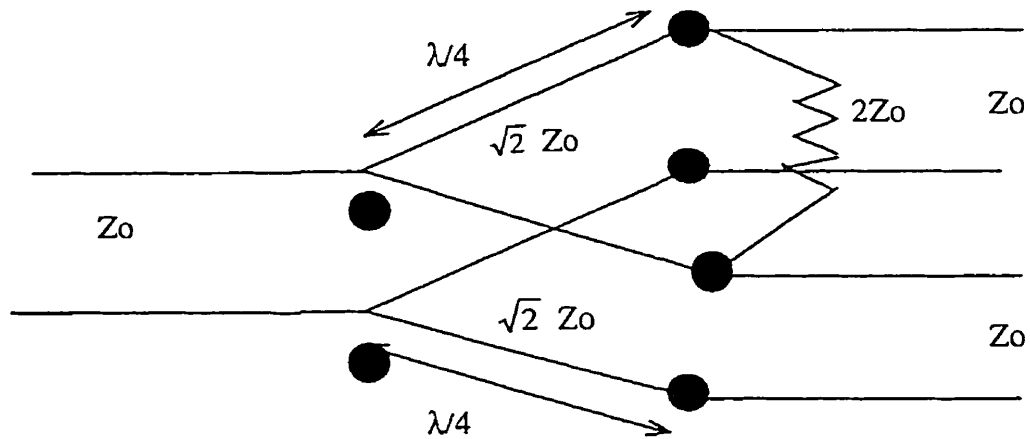


Figure 3.1.b : Circuit équivalent en ligne de transmission

Les figures 3.1.a et 3.1.b donnent la forme du diviseur de puissance Wilkinson en ligne micro-ruban ainsi que le circuit équivalent. La figure 3.2 représente le circuit équivalent avec les impédances normalisées par rapport à Z_0 et les générateurs de voltages aux portes de sortie.

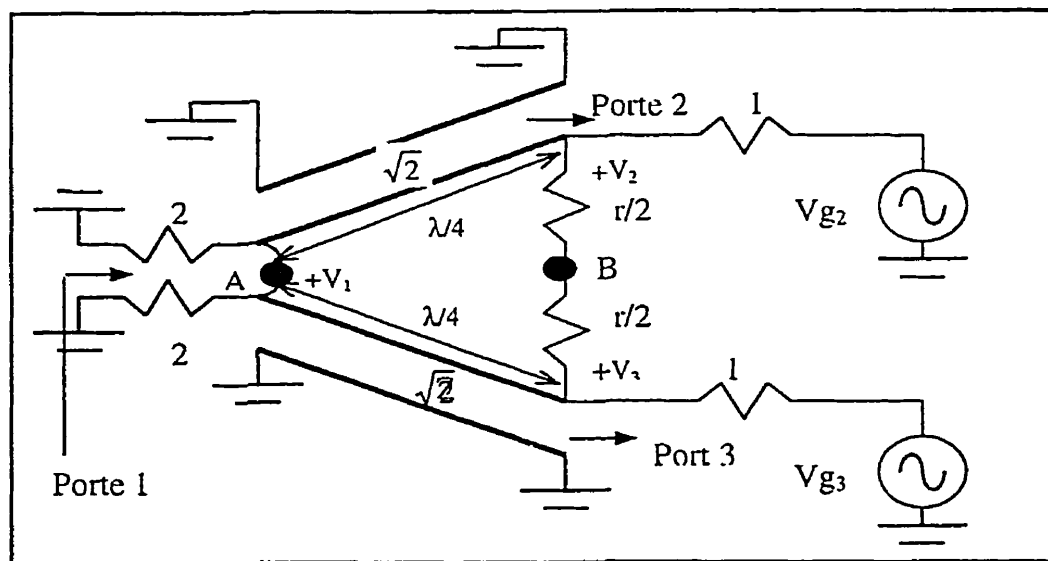


Figure 3.2 : Représentation du diviseur sous la forme symétrique et normalisée

Ce réseau a été dessiné de façon à ce qu'il soit symétrique par rapport à l'axe horizontal passant par les points A et B. Les deux résistances de valeurs normalisées égales à 2 sont combinées en parallèle pour donner une résistance de valeur égale à 1 et qui représente la valeur de l'impédance d'adaptation de la source. Les lignes quart d'onde ont une impédance normalisée égale à Z et la résistance shunt à une valeur normalisée r . Nous allons démontrer que pour $Z = \sqrt{2}$ et $r = 2$, on obtient une division de puissance égale sur chaque branche de sortie.

Pour commencer, nous allons définir deux modes d'excitation pour le circuit de la figure 3.2, le mode pair ou $V_{g2} = V_{g3} = 2V$ et le mode impair ou $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$. Ensuite, en superposant les deux modes, on obtient une excitation $V_{g2} = 4V$ et $V_{g3} = 0V$, à partir desquelles on peut trouver les paramètres S du circuit.

Nous allons traiter les deux modes séparément.

3.2.1 Le mode pair

L'excitation du mode pair, $V_{g2} = V_{g3} = 2V$ implique que les tensions V_2 et V_3 sont égales. Donc, il n'y a pas de courant qui circule à travers la résistance $\frac{r}{2}$, ni de courant circulant dans le court-circuit entre les deux lignes de transmissions au port 1. Donc, on peut découper le circuit de la figure 3.2 en remplaçant les points A et B par des circuits ouverts pour obtenir le circuit à la figure 3.3.a.

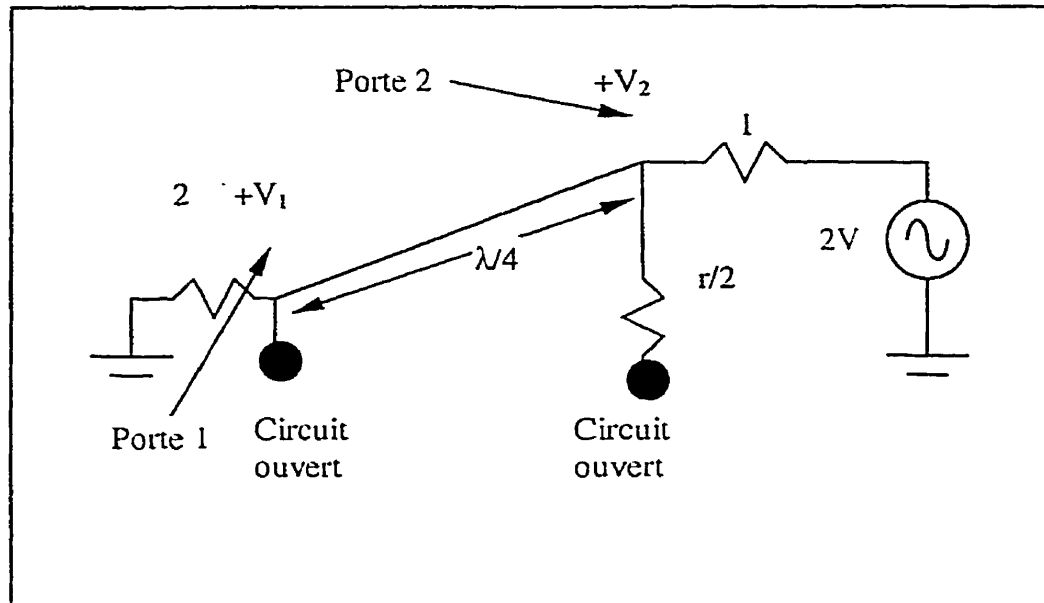


Figure 3.3.a : Mode pair d'excitation

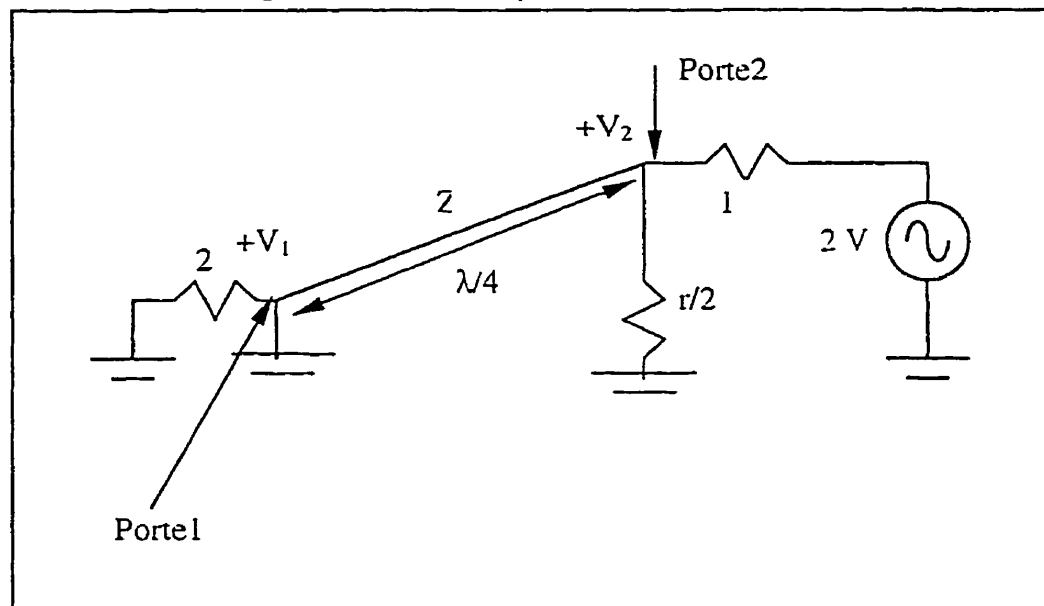


Figure 3.3.b : Mode impair d'excitation

L'impédance vue par la porte 2 est égale à :

$$Z_{in}^{pair} = \frac{Z^2}{2} \quad (3.1)$$

Donc, si on avait $Z = \sqrt{2}$, alors la porte 2 serait bien adaptée ($S_{22} = 0$), et toute la puissance serait livrée à la charge branchée à la porte 1. La résistance $\frac{r}{2}$ n'a pas d'effet puisqu'elle est branchée à un circuit ouvert.

Pour trouver le paramètre S_{12} , on utilise la figure 3.4.

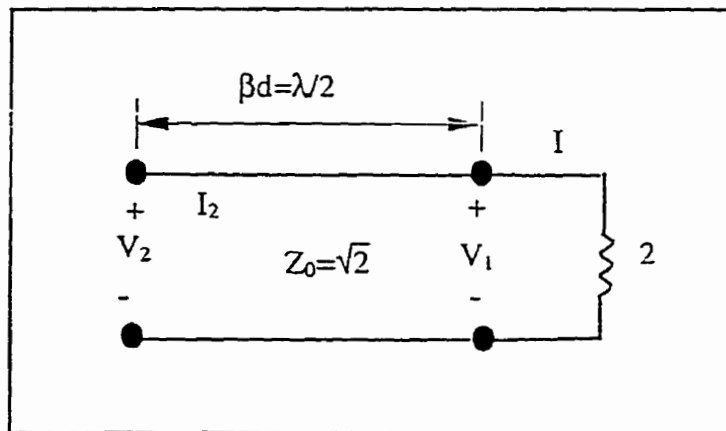


Figure 3.4 : Détermination de S_{12}

On a d'après la figure 3.4 :

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$$= \begin{pmatrix} \cos \frac{\pi}{2} & jZ_0 \sin \frac{\pi}{2} \\ \frac{j}{Z_0} \sin \frac{\pi}{2} & \frac{\cos \pi}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix}$$

On a donc, d'après (3.2) :

$$V_2 = jZ_0 I_1 \quad (3.3)$$

et

$$V_1 = 2 I_1 \quad (3.4)$$

Ce qui nous donne d'après (3.3) et (3.4) :

$$V_2 = \frac{jZ_0 V_1}{2} \quad (3.5)$$

D'où :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{2}{jZ_0} = \frac{\sqrt{2}}{j} = -j\sqrt{2} \quad (3.6)$$

Or
$$S_{12} = \frac{V_1}{V_2} \times \frac{1}{2} \quad (3.7)$$

D'où
$$S_{12} = -j0.707$$

Par symétrie, on a $S_{33} = 0$ et $S_{13} = -j0.707$.

3.2.2 Le mode impair

Pour le mode impair, l'excitation V_{g2} et V_{g3} sont égales à :

$$V_{g2} = -V_{g3} = 2 \text{ V}$$

On en déduit tout de suite que $V_2 = -V_3$. Ce qui implique que la tension est nulle au milieu du circuit. On peut découper le circuit par rapport à l'axe 1 et on obtient le circuit à la figure 3.3.b. Les points A et B sont remplacés par une mise à la terre.

En regardant à travers la porte 2, on voit une résistance $\frac{r}{2}$ en parallèle avec une ligne de transmission de longueur $\frac{\lambda}{4}$ et qui est branchée à la porte 1. Cette dernière apparaît comme un circuit ouvert à la port 2. Donc, pour que la porte 2 soit adapté ($S_{22} = 0$), il faut que r soit égale à 2. Dans ce mode d'excitation, toute la puissance est délivrée à la résistance $\frac{r}{2}$ et non à la porte 1.

En résumé, on a déduit les paramètres S suivants :

- $S_{22} = S_{33} = 0$
- $S_{12} = S_{21} = -j0.707$
- $S_{13} = S_{31} = -j0.707$
- $S_{23} = S_{32} = 0$

On obtient donc une bonne isolation entre les portes 2 et 3.

Finalement, il nous reste à trouver S_{11} . Pour le déterminer, les ports 2 et 3 sont terminées par des impédances adaptées. Le circuit résultant est donné à la figure 3.5.a. Il n'y a pas de courant qui circule le long de la résistance de valeur normalisée 2. Donc, on peut la retirer et obtient le circuit à la figure 3.5.b.

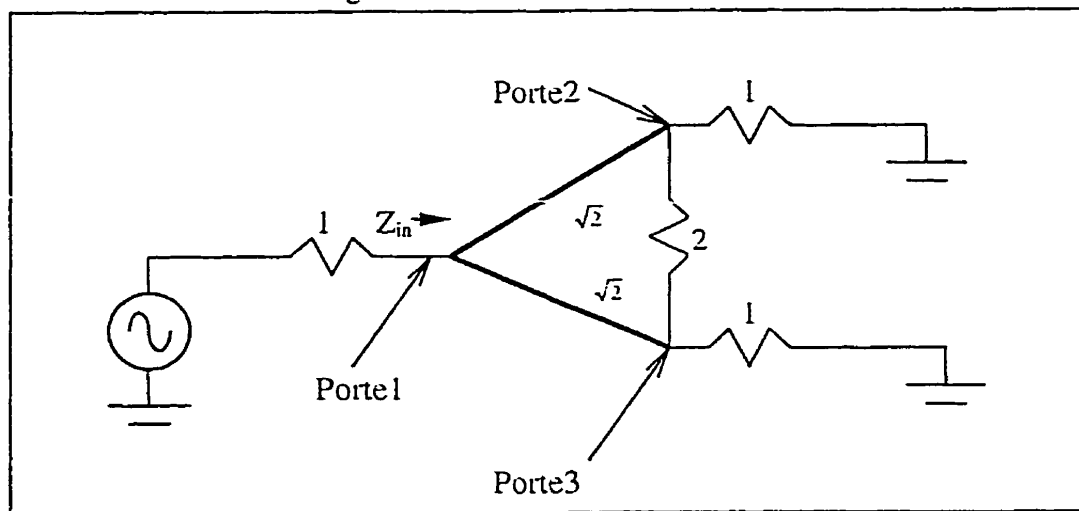


Figure 3.5.a : Analyse du diviseur de Wilkinson pour trouver S_{11}

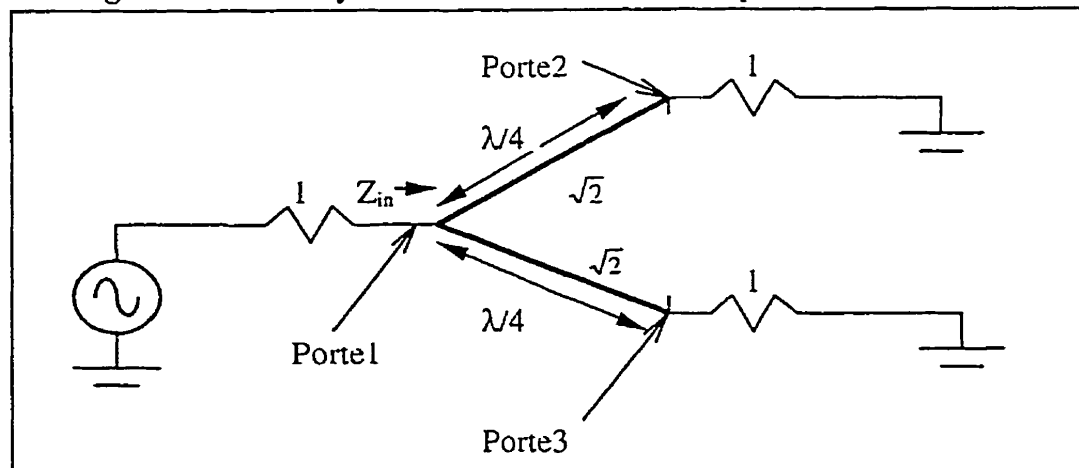


Figure 3.5.b : Simplification du diviseur de Wilkinson pour trouver S_{11}

Il est facile maintenant de déterminer l'impédance d'entrée à la porte 1 :

$$Z_{in} = \frac{1}{2} \times \frac{(\sqrt{2})^2}{1} = 1 \quad (3.8)$$

Donc, $S_{11} = 0$.

Les remarques suivantes peuvent être faites :

- quand la porte 1 est utilisée pour injecter un signal et que les portes de sortie 2 et 3 sont adaptées, il n'y a pas de puissance dissipée dans la résistance ;
- le diviseur est un dispositif qui présente des faibles pertes quand il est bien adapté à ses sorties ;
- seulement les puissances réfléchies des portes 2 et 3 sont dissipées dans la résistance.

3.3 CONCEPTION DU DIVISEUR DE PUISSANCE DE WILKINSON

3.3.1 Conception

Pour la conception du diviseur de puissance, les logiciels utilisés sont HP-MDS et HP-Momentum. Le substrat utilisé est le TMM3 avec $\epsilon_r = 3.27$ et $h = 25$ mil.

Étant donné que le diviseur de puissance est utilisé seulement en division, la résistance n'est pas utile. Il suffit de bien adapter les port 2 et 3 pour obtenir une bonne division de puissance.

La première conception est faite sur MDS en utilisant les différents modèles de lignes de transmission et transitions. Les valeurs des impédances $Z_0 = 50 \Omega$ et $Z = 70.7 \Omega$ ainsi que la longueur $\lambda/4$ ont été calculées à l'aide de LINECALC du logiciel MDS. Les valeurs trouvées sont les suivantes :

pour la ligne 50Ω

$$w_0 = 59.2 \text{ mil}$$

pour la ligne 70.7Ω

$$w = 32.2 \text{ mil}$$

$$\lambda/4 = 130.1 \text{ mil}$$

En exécutant les simulations sur MDS et Momentum avec ces valeurs, les résultats suivants sont obtenus :

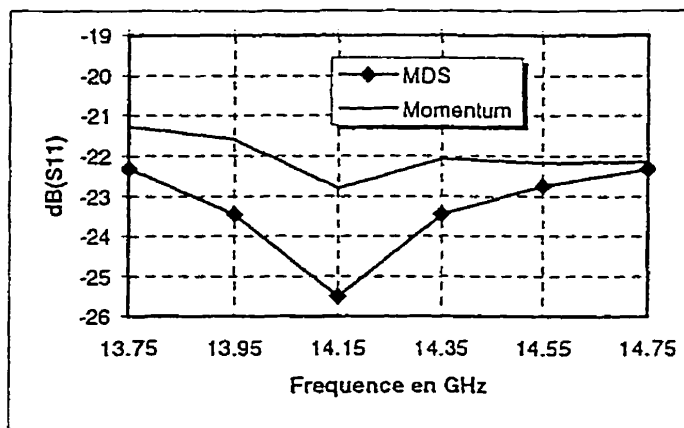


Figure 3.6 : Simulation de S11 avec MDS et Momentum

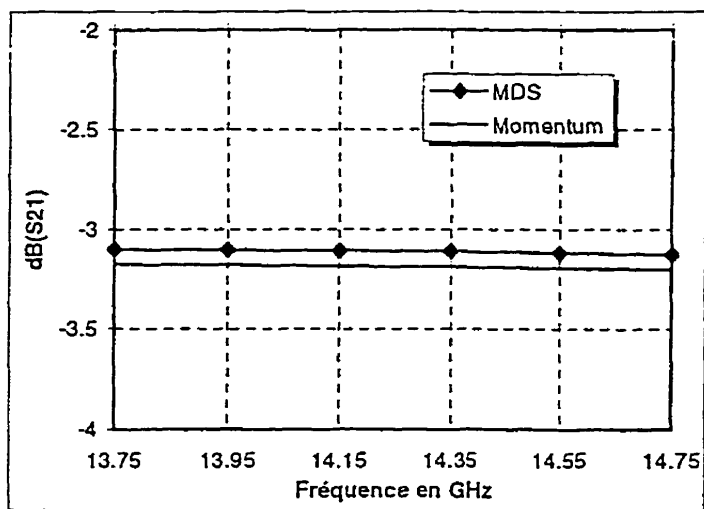


Figure 3.7 : Simulation de S21 et S31 avec MDS et Momentum

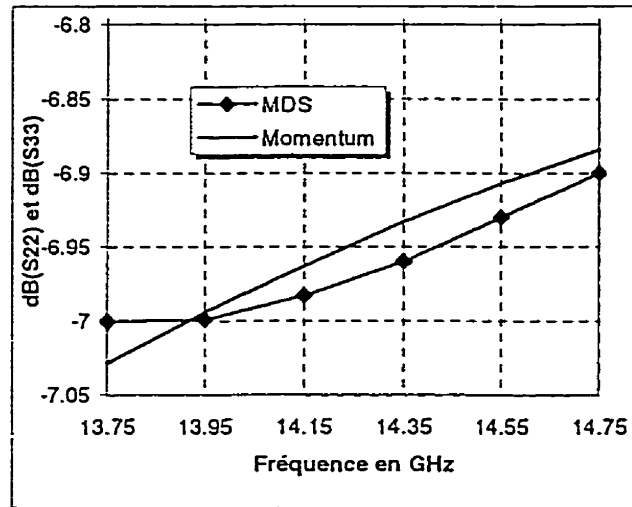


Figure 3.8 : Simulation de S22 et S33 avec MDS et Momentum

Les remarques suivantes peuvent être faites :

- la figure 3.6 montre le coefficient de réflexion à l'entrée S11. On remarque qu'il se situe au-dessous de -21 dB pour les deux simulateurs ; il existe une petite différence qui est due aux méthodes différentes de simulation ;
- la figure 3.7 montre les coefficients de transmission S21 et S31. On remarque qu'ils sont égaux ; les résultats de simulations avec les deux simulateurs sont presque égaux. On remarque aussi que S21 et S31 ne sont pas exactement à -3.01 dB mais plutôt se situent aux alentours de -3.15 dB. Les simulateurs tiennent compte des pertes de transmission sur une ligne micro-ruban ;

- la figure 3.8 montre les coefficients de réflexion S_{22} et S_{33} . On remarque qu'ils se situent aux alentours de -7 dB ; ce qui confirme le fait que si on ne pose pas la résistance de $100\ \Omega$ entre les deux branches de sorties 2 et 3, les coefficients de réflexion sont mauvais de même que l'isolation (S_{23} et S_{32}) entre ces deux branches ; mais étant donné que nous allons utiliser le diviseur de puissance pour la division seulement les valeurs de ces coefficients ne sont pas très importantes ; les paramètres importants étant les coefficients S_{11} , S_{21} et S_{31} .

La figure 3.9 représente la topologie du diviseur de puissance.

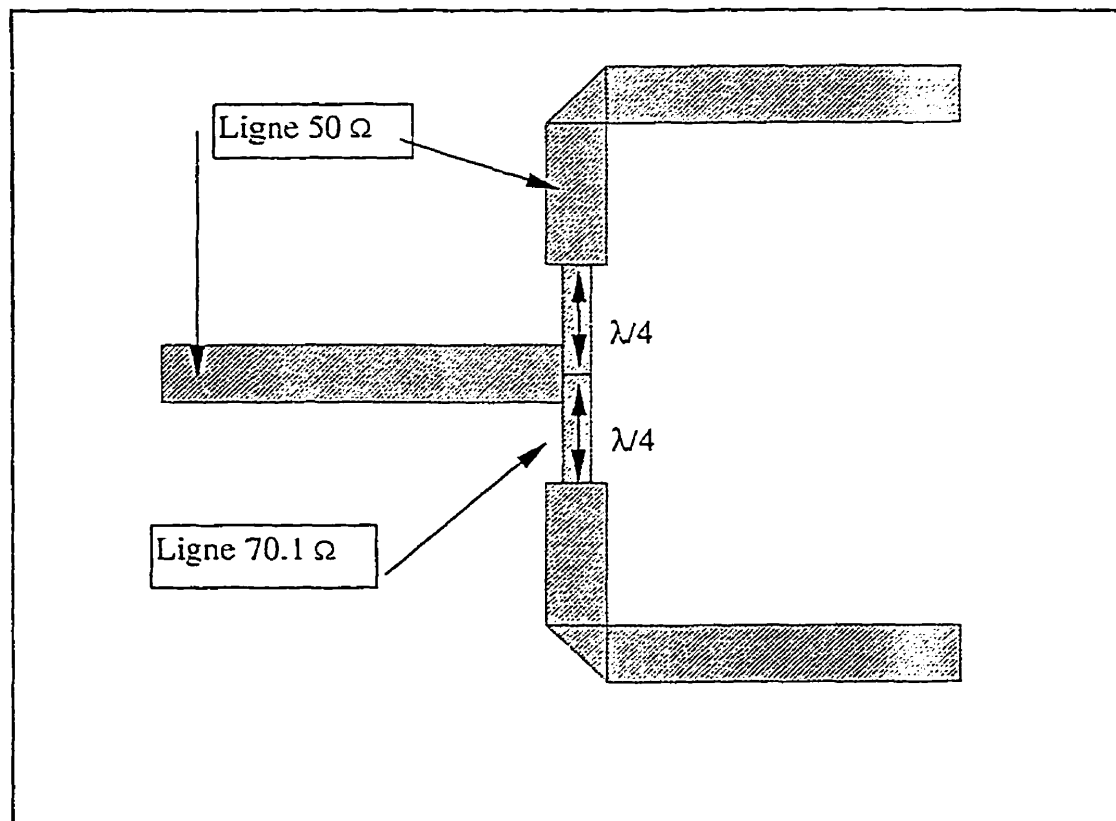


Figure 3.9 : Topologie du diviseur de puissance de WILKINSON 3 dB

3.3.2 Mesures

Les mesures ont été effectuées sur l'analyseur de réseau HP8510C. Une calibration coaxiale avec des étalons 2.4 mm a été utilisée.

Les figures 3.10 et 3.11 résument les résultats de ces mesures.

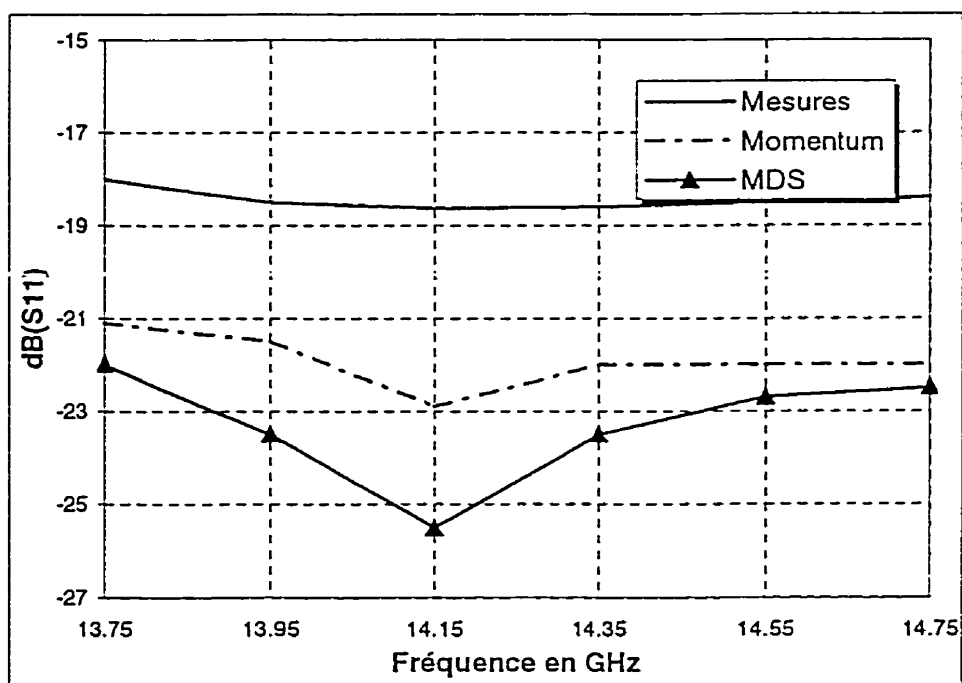


Figure 3.10 : Comparaison entre les simulation et les mesures de S_{11} .

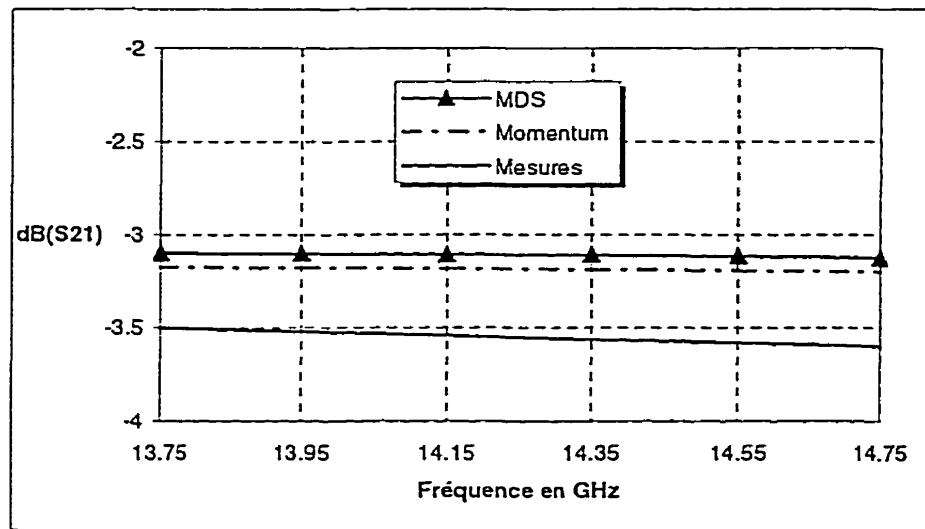


Figure 3.11 : Comparaison entre les simulation et les mesures de S21.

3.4 CONCLUSION

Les mesures et les simulations du coefficient de réflexions S_{11} à la figure 3.9 sont différentes de -5 dB environ. Ceci est dû à la calibration. Les mesures auraient dû être faites avec un étalonnage TRL pour éliminer les effets des connecteurs et les transitions 2.4mm à SMA. Le niveau du coefficient de réflexion S_{11} reste acceptable puisqu'il est inférieur à -18 dB. Pour les mesures coefficients de transmissions S_{21} et S_{31} , ils diffèrent de 0.3 dB par rapport aux simulations pour les mêmes raisons que le coefficient de réflexion S_{11} . Ces différences sont des pertes de transmissions.

Le diviseur de puissance Wilkinson 3dB qui a été conçu présente les caractéristiques nécessaires pour être inséré dans un système plus complexe sans apporter des perturbations.

CHAPITRE 4 : ANTENNE ACTIVE

4.1 INTRODUCTION

Comme mentionné dans le chapitre 1, l'antenne UDR est notre premier choix pour la conception d'antenne fonctionnant aux fréquences millimétriques. Ces antennes sont légères, de faibles dimensions et ne coûtent pas cher à la fabrication. Le concept d'antenne active est particulièrement intéressant. Le développement aux fréquences millimétriques de composants actifs et de circuits intégrés est arrivé au point où il est possible d'implanter des éléments actifs avec différents types d'antennes. Plusieurs modules de ces antennes actives peuvent être combinés pour obtenir un réseau d'antenne. Dans ce chapitre, une étude sur l'implantation d'une cellule amplificatrice à une antenne UDR est faite.

4.2 Considération générale pour la conception d'antenne actives

Dans un cas général, l'antenne UDR active peut être conçue en réception ou en émission dépendamment de l'application. Cependant, la conception a des contraintes différentes. Pour l'antenne active fonctionnant en émission, l'élément passif (l'antenne) est la charge de l'amplificateur. Les contraintes pour la cellule amplificatrice sont généralement les suivantes :

- gain ;
- variation du gain sur la bande de fréquence d'intérêt ;
- largeur de bande et fréquence centrale ;
- composant doit fonctionner en mode linéaire ;
- coefficients de réflexions à l'entrée et à la sortie ;
- polarisation.

En réception, l'élément résonnant devient la source de l'élément actif. Les contraintes sont presque les mêmes que dans le cas de l'émission. La contrainte supplémentaire est la suivante :

- performances du bruit et figure de bruit.

Lorsque l'élément résonnant est fixé (dimensions, diélectrique, etc.), son impédance est connue. Le gain de puissance G_T peut être utilisé pour adapter le système. Cependant, le gain de l'antenne active est constitué de deux parties : le gain obtenu par l'amplificateur (gain de puissance transmise) et le gain passif de l'antenne UDR. On a donc :

$$(G_a)_{dB} = (G_T)_{dB} + (G_r)_{dB} \quad (4.1)$$

Le processus de conception d'une antenne active est représenté à la figure 4.1. Il est constitué de plusieurs étapes critiques qui vont influencer les performances du système et les coûts qui s'y rattachent. Il y a le choix de la configuration de l'antenne UDR, des transistors, la configuration du circuit actif et le choix de la technologie utilisée pour la fabrication de l'antenne UDR et des éléments actifs. Malheureusement, il n'y a pas une solution unique pour chaque étape de la conception. Le processus de conception est assez complexe et demande une bonne connaissance des caractéristiques du NRD, de la conception de circuits actifs et la synthèse de réseau d'antenne.

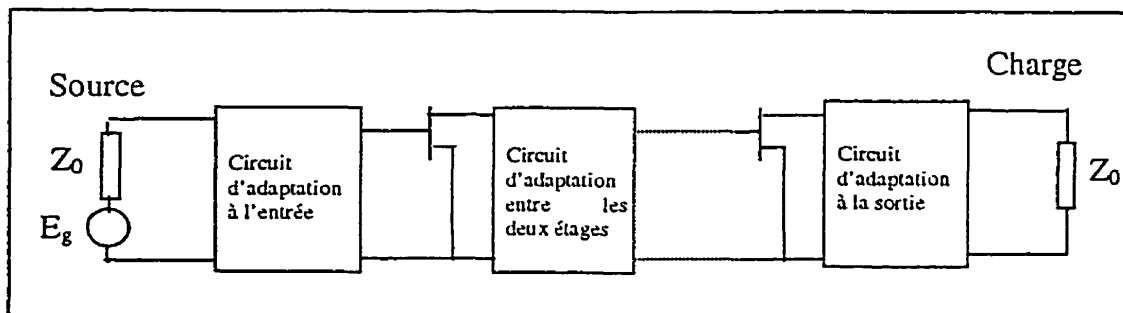


Figure 4.1 : Configuration de l'antenne active en émission

4.3 Mesures de l'antenne UDR avec l'amplificateur.

4.3.1 Mesure du diagramme de rayonnement

Une fois la cellule amplificatrice intégrée à l'antenne, le même montage que pour l'antenne UDR est utilisé pour réaliser les mesures. Le graphique 4.2 illustre l'effet de l'ajout de l'amplificateur à l'antenne UDR.

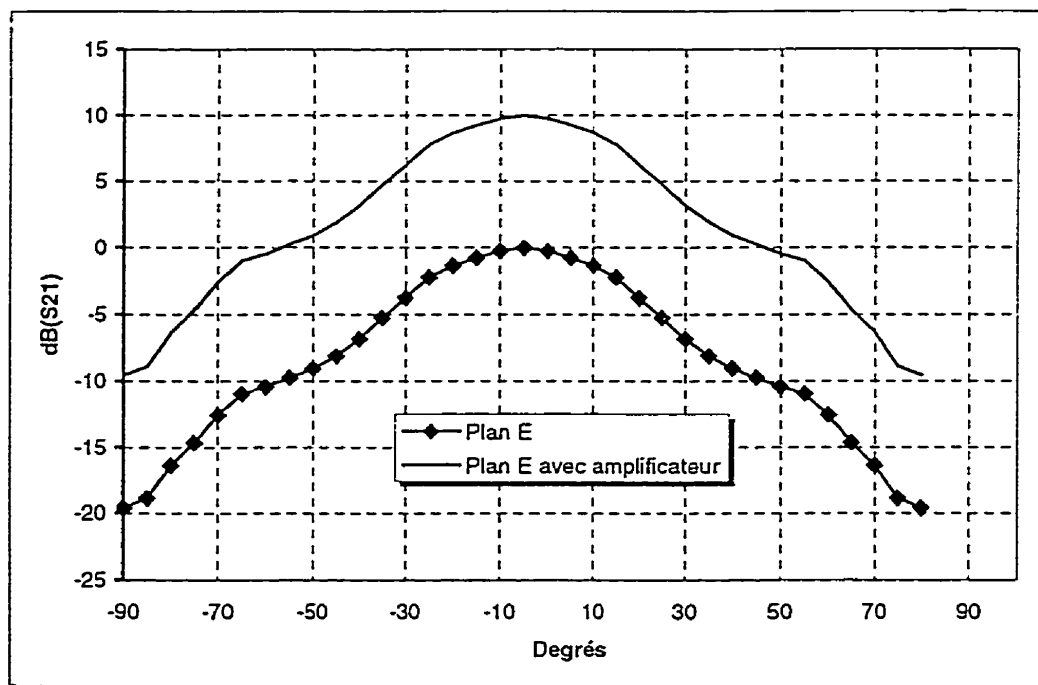


Figure 4.2 : Plan E avec amplificateur

On remarque que la forme de la courbe n'a pas changé du tout. La seule différence se situe au niveau gain. Il y a environ 10 dB de différence, ce qui correspond exactement au gain de l'amplificateur. Donc, l'amplificateur n'apporte aucune distorsion sur la forme du diagramme de rayonnement dans le plan E mais plutôt lui apporte un gain. Les mêmes constatations ont été faites dans le plan H.

4.3.2 Mesures du gain de l'antenne active

Dans le chapitre 1, à la section 1.5.2, le gain de l'antenne UDR passive a été mesuré. Le gain de l'antenne est égal à 7.12 dBi. Le gain de puissance de transmission de la cellule amplificatrice est égal à 10 dB à 14.25 GHz. D'après la figure 4.2, on peut déduire la valeur du gain de l'antenne active est égale à 16.9 dBi. On remarque que le gain de l'antenne active confirme la formule (4.1). La petite différence, 0.22 dB, entre la valeur théorique et expérimentale vient des pertes de transmission entre la cellule amplificatrice et le circuit d'alimentation en ligne micro-ruban du résonateur NRD. La connexion entre la cellule amplificatrice et les lignes micro-ruban est assurée par des «wire-bonds» qui sont très inductifs à des fréquences élevées.

4.4 CONCLUSION

Dans cette section, l'intégration de la cellule amplificatrice n'a pas apporté de perturbations au diagramme de rayonnement de l'antenne UDR dans le plan E. Les performances prévues ont été obtenues puisque le gain de l'antenne a été augmenté de 10 dB par rapport à l'antenne UDR passive.

CHAPITRE 5 : SYNTHÈSE DE RÉSEAU

D'ANTENNES

5.1 INTRODUCTION

Un groupe d'antennes peut être disposé dans l'espace pour produire un réseau dont le diagramme de rayonnement est directionnel. Une telle configuration est appelée réseau d'antennes. Durant la deuxième guerre mondiale, les antennes UHF et les réseaux d'antennes micro-ondes et UHF ont été introduits pour l'usage dans les systèmes de radars. Aujourd'hui, les réseaux d'antennes aux fréquences millimétriques sont utilisés dans les communications par satellite.

Le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes est déterminé par les éléments individuels utilisés, leurs orientations, leurs positions dans l'espace, et l'amplitude et la phase des courants qui les alimentent. En contrôlant, les courants dans le réseau, le diagramme de rayonnement peut être modifié pour différentes applications.

Dans ce chapitre, un rappel sur la théorie des réseaux d'antennes est présenté dans la section 5.2. Ensuite, la synthèse d'un réseau d'antenne utilisant le résonateur NRD passif

et actif est fait pour deux éléments dans la section 5.3, quatre dans la section 5.4 et finalement huit dans la section 5.3.

5.2 Rappel des notions de bases d'un réseau d'antennes.

5.2.1 Le facteur de groupe pour un réseau d'antennes linéaire.

Un exemple typique de réseau d'antenne est illustré à la figure 5.1 [22]. Chaque élément de l'antenne peut être contrôlé en amplitude et en phase grâce aux atténuateurs et aux déphaseurs. En plus du contrôle de l'amplitude et de la phase imposé à chaque élément représenté par l'excitation I_n , il existe une différence de phase entre les ondes qui arrivent aux éléments de l'antenne. Ceci est dû à leurs positions et l'angle d'arrivée des ondes. Le diagramme de rayonnement de chaque élément donne une réponse qui varie selon l'angle d'arrivée de l'onde incidente. Si le diagramme de rayonnement de chaque élément est le même alors le principe de la multiplication des diagrammes de rayonnements nous dit qu'on peut considérer ce même diagramme comme facteur multiplicateur du facteur de réseau de l'antenne. Ce facteur est appelé le facteur de groupe ou de réseau. Il est déterminé seulement par la position des éléments, leurs amplitudes et leurs phases représentées par I_n . Par réciprocité, le diagramme de rayonnement du groupe est le même en émission et en réception.

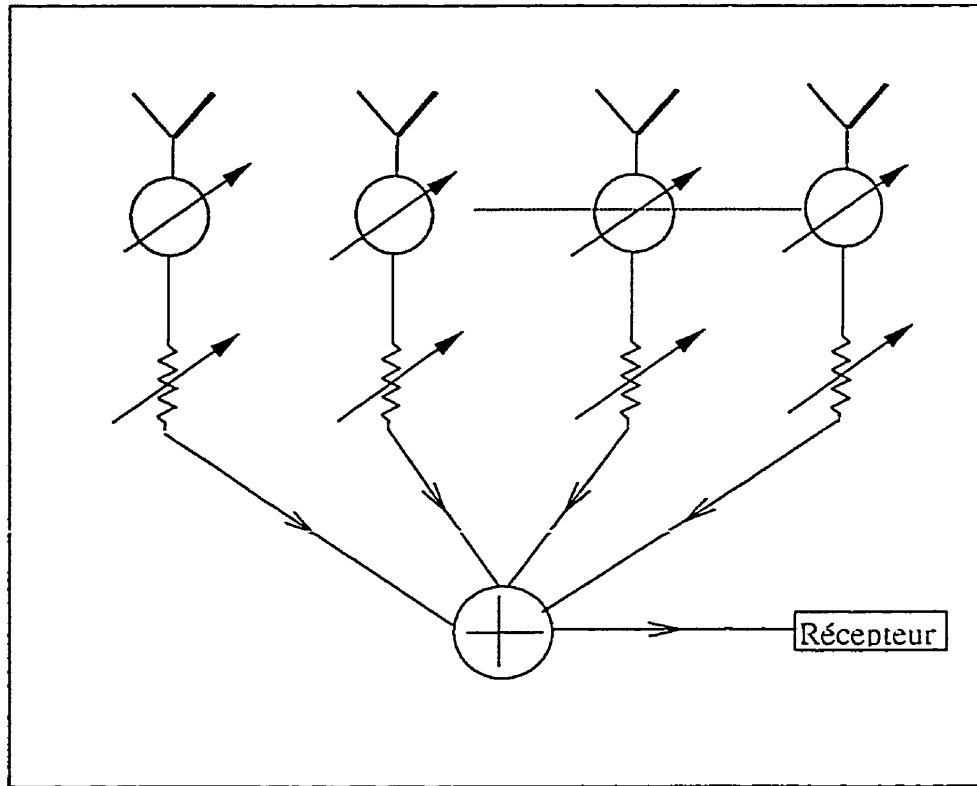


Figure 5.1 : Réseau d'antenne linéaire.

On remplace chaque élément de l'antenne par une antenne ponctuelle isotrope, le diagramme de rayonnement résultant est le facteur de groupe. L'expression du champ rayonné d'une source ponctuelle à l'origine d'un système de coordonnées sphériques est proportionnelle à [5.1] :

$$I_0 \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad (5.1)$$

où le courant I_0 est le courant de la source ponctuelle. Le diagramme de rayonnement de cette source dans le champ lointain est donné par :

$$AF = I_0 \quad (5.2)$$

AF est le facteur de groupe d'une seule source ponctuelle.

Le facteur de groupe de la structure montrée à la figure 5.1 est trouvé à partir de la figure 5.2 où les antennes du réseau sont remplacées par des récepteurs. Le facteur de groupe du réseau est la somme des excitations des antennes ponctuelles $\{e^{j\xi_0}, e^{j\xi_1}, \dots\}$ par le champ incident multipliées par le changement d'amplitude et de phase $\{I_0, I_1, \dots\}$

Le facteur de groupe est donné par :

$$AF = I_0 e^{j\xi_0} + I_1 e^{j\xi_1} + \dots \quad (5.3)$$

où ξ_i dépend de la position de l'élément i .

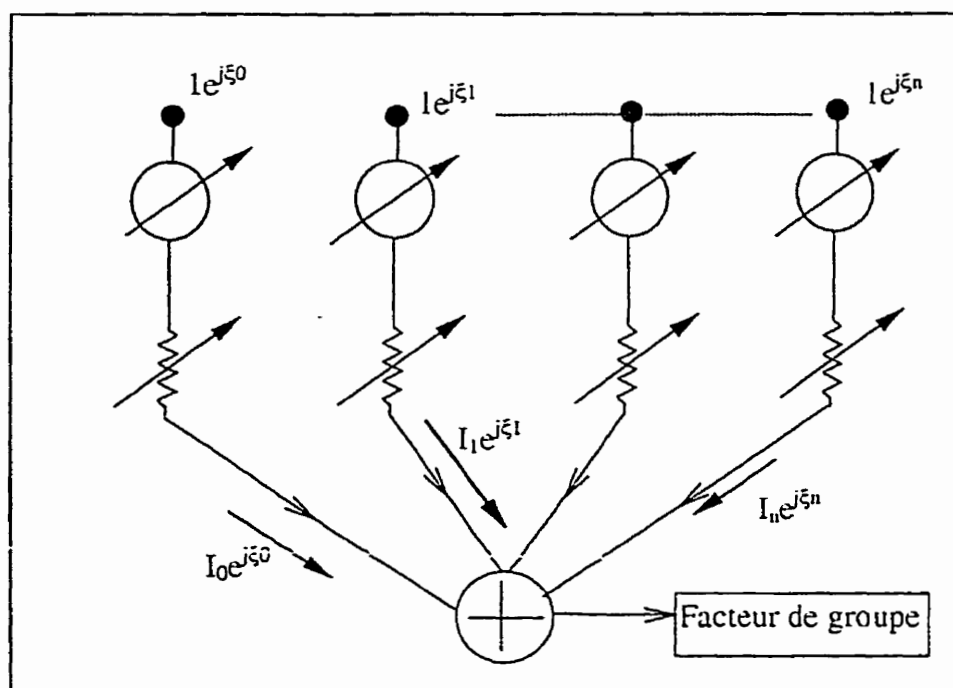


Figure 5.2 : Circuit équivalent de la configuration de la figure 5.1.

5.2.2 Exemples

Les deux exemples suivants illustrent le principe du facteur de groupe. De plus, ce sont les deux cas qui nous intéressent.

5.2.2.1 Deux sources ponctuelles isotropes espacées d'une demi-longueur d'onde avec des courants dont l'amplitude et la phase sont égales

La figure 5.3 illustre la méthode pour déterminer le facteur de groupe. Il est possible de le faire rapidement par inspection comme à la figure 5.3.a ou analytiquement comme à la figure 5.3.b.

On peut donc dans cet exemple calculer le facteur de groupe exactement. Le facteur de groupe est donné par :

$$AF = le^{-j\beta(d/2)\cos(\theta)} + le^{j\beta(d/2)\cos(\theta)} = 2 \cos(\beta \frac{d}{2} \cos \theta). \quad (5.4)$$

La distance entre les deux éléments étant égale à $d = \lambda/2$, alors $\beta d/2 = \pi/2$ et donc (5.4) devient égale à :

$$AF = 2 \cos(\pi/2 \cos \theta) \quad (5.5)$$

On normalise le facteur de groupe par rapport à la valeur maximale, on obtient :

$$f(\theta) = \cos(\pi/2 \cos \theta) \quad (5.6)$$

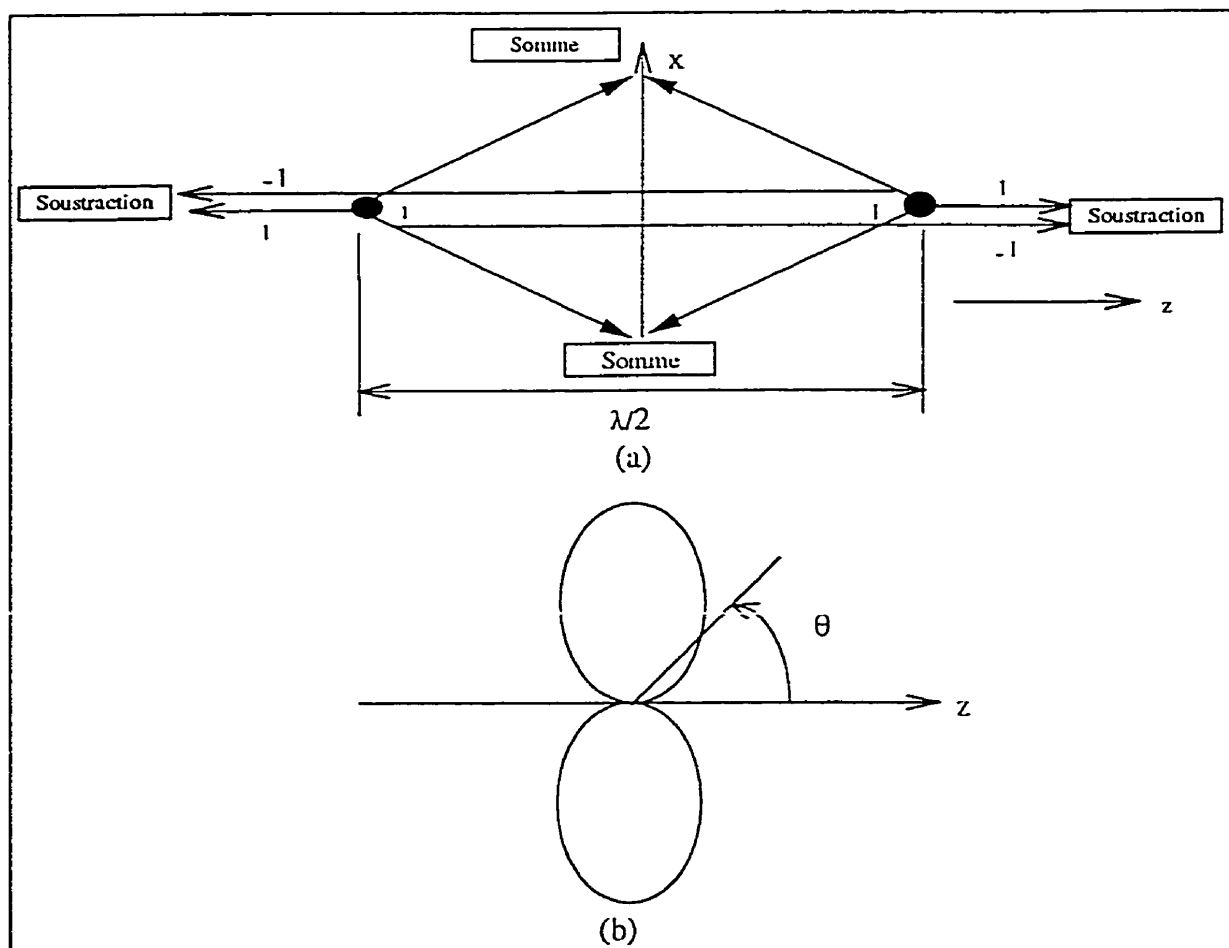


Figure 5.3 : Deux sources identiques de même amplitude et phase. (a) Méthode par inspection. (b) Diagramme polaire du facteur de groupe $f(\theta) = \cos[(\pi/2) \cos\theta]$

5.2.2.2 Deux sources ponctuelles isotropes espacées d'une demi-longueur d'onde avec des courants dont les amplitudes sont égales et dont les phases sont différent 180°

De la même manière que dans l'exemple précédent, il est facile par inspection de déterminer l'allure du diagramme de rayonnement comme l'illustre la figure 5.4.a. Aussi, il est possible de déterminer analytiquement le facteur de groupe. Il est donné par :

$$AF = -1e^{-j\beta(d/2)\cos(\theta)} + 1e^{j\beta(d/2)\cos(\theta)} = 2j\sin(\beta\frac{d}{2}\cos\theta) \quad (5.7)$$

En utilisant $d = \lambda/2$ et en normalisant, on obtient :

$$F(\theta) = \sin(\pi/2 \cos\theta) \quad (5.8)$$

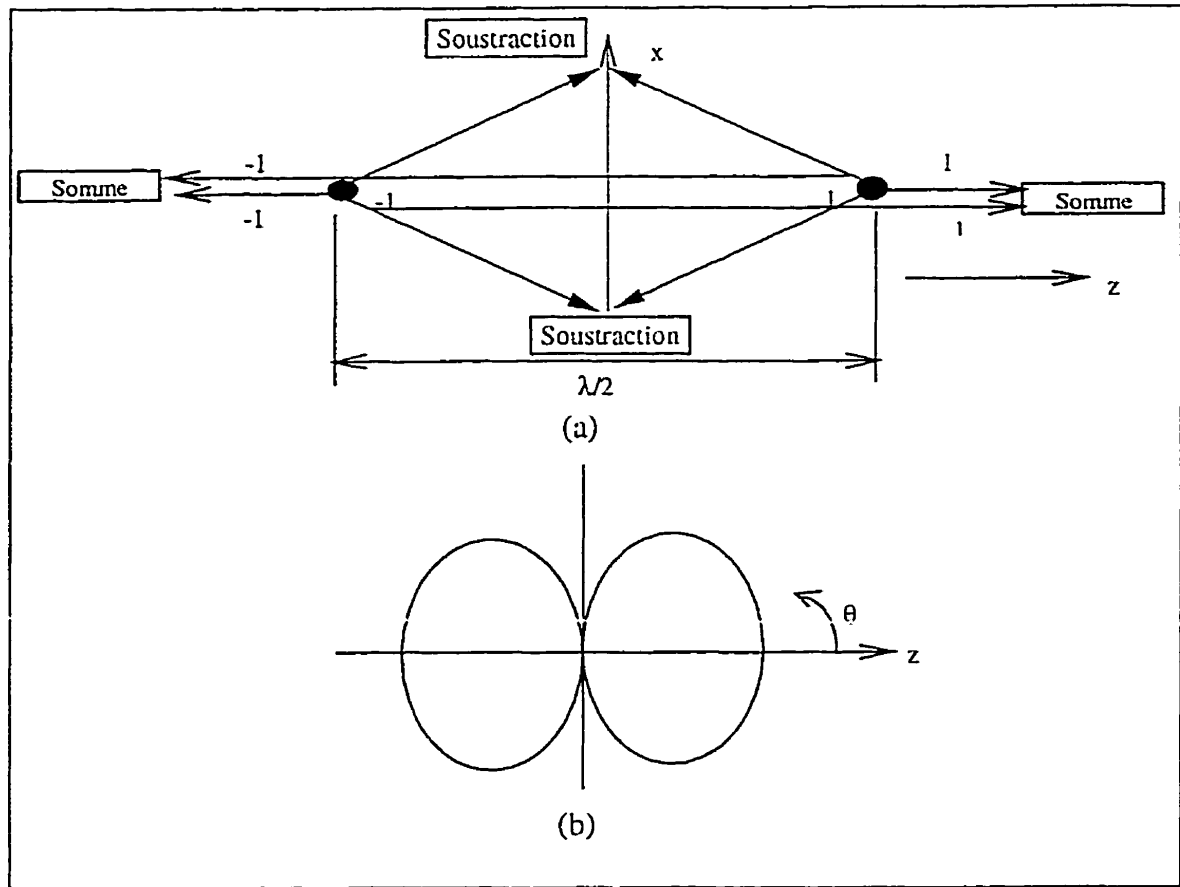


Figure 5.4 : Deux sources identiques de même amplitude et déphase de 180° . (a)

Méthode par inspection. (b) Diagramme polaire du facteur de groupe $f(\theta) = \sin[(\pi/2) \cos\theta]$

5.3 Synthèse d'un réseau d'antenne avec deux résonateurs NRD passifs

Dans les chapitres 1 et 4, deux antennes, l'une passive et l'autre active, avec un élément résonant ont été étudiées. Les mesures de diagrammes de rayonnement ont été faites. Il

donc possible de faire la synthèse d'un réseau avec ces éléments comme montré à la figure 5.5.

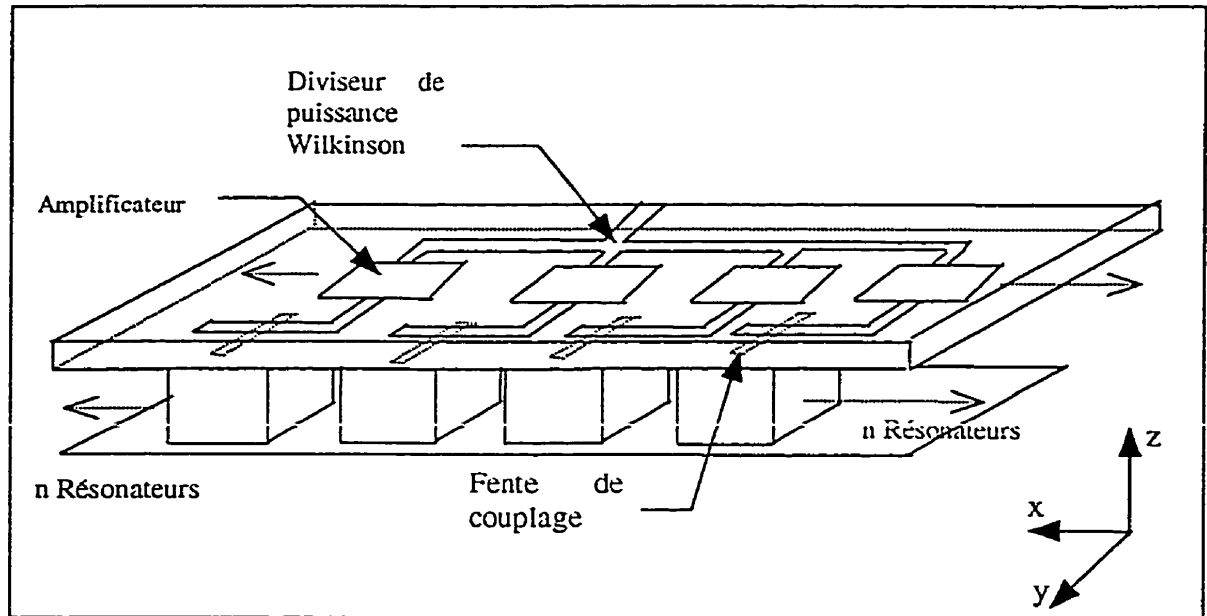


Figure 5.5 : Structure du réseau d'antenne UDR

Deux types de configuration sont étudiées. La première consiste à alimenter les deux résonateurs avec la même amplitude mais avec des phases opposées. La figure 5.6 illustre la topologie du circuit d'alimentation. On peut remarquer dans cette figure que les deux résonateurs sont alimentés par de courants opposés. Ceci implique, puisque nous avons un couplage magnétique, que les deux modes LSM dans les deux cubes diélectriques sont opposés. On peut donc, d'après la section 5.2.2.2 déduire le facteur de groupe Le facteur de groupe de ce réseau est égal d'après (5.8) égale à $f(\theta) = \sin(\pi/2 \cos\theta)$.

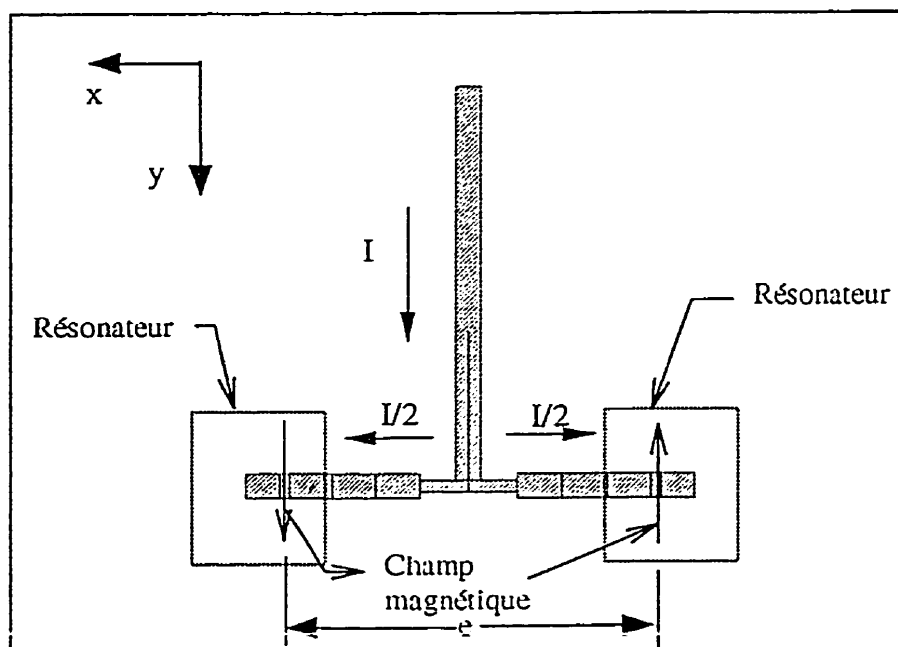


Figure 5.6 : Alimentation du réseau d'antenne en opposition de phase.

La figure 5.7 illustre les mesures du coefficient de réflexion S_{11} du réseau d'antenne. On remarque qu'il y a un décalage en fréquence de 150 MHz par rapport au cas où on n'avait qu'un résonateur NRD. Ceci est dû au couplage mutuel entre les deux résonateurs.

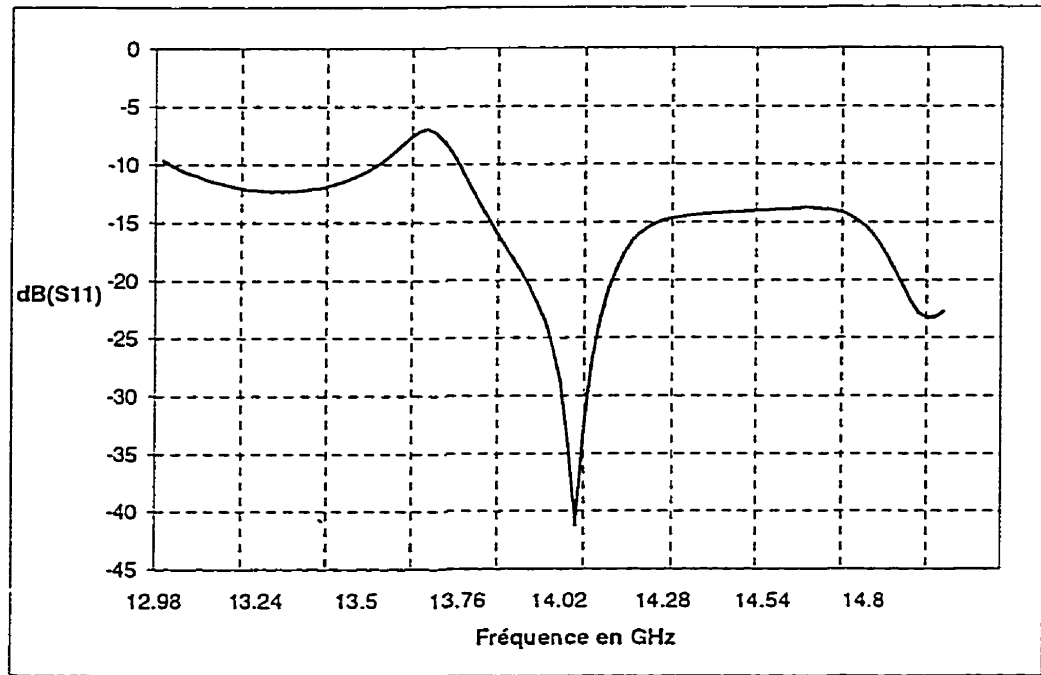


Figure 5.7 : Mesure du coefficient de réflexion S_{11} pour deux résonateurs alimentés en opposition de phase

La figure 5.8 illustre le diagramme de rayonnement d'un tel réseau qui est par définition le produit du diagramme de rayonnement d'un résonateur NRD avec le facteur de groupe. Cette figure illustre les mesures du diagramme de rayonnement du réseau d'antenne ainsi que le produit du facteur d'élément multiplié par le facteur de réseau théorique. On peut remarquer que les deux diagrammes (théorique et pratiques) sont proches. On remarque qu'il y a un nul pour $\theta = 0$ et qu'il y a génération de deux lobes principaux dus au facteur de groupe.

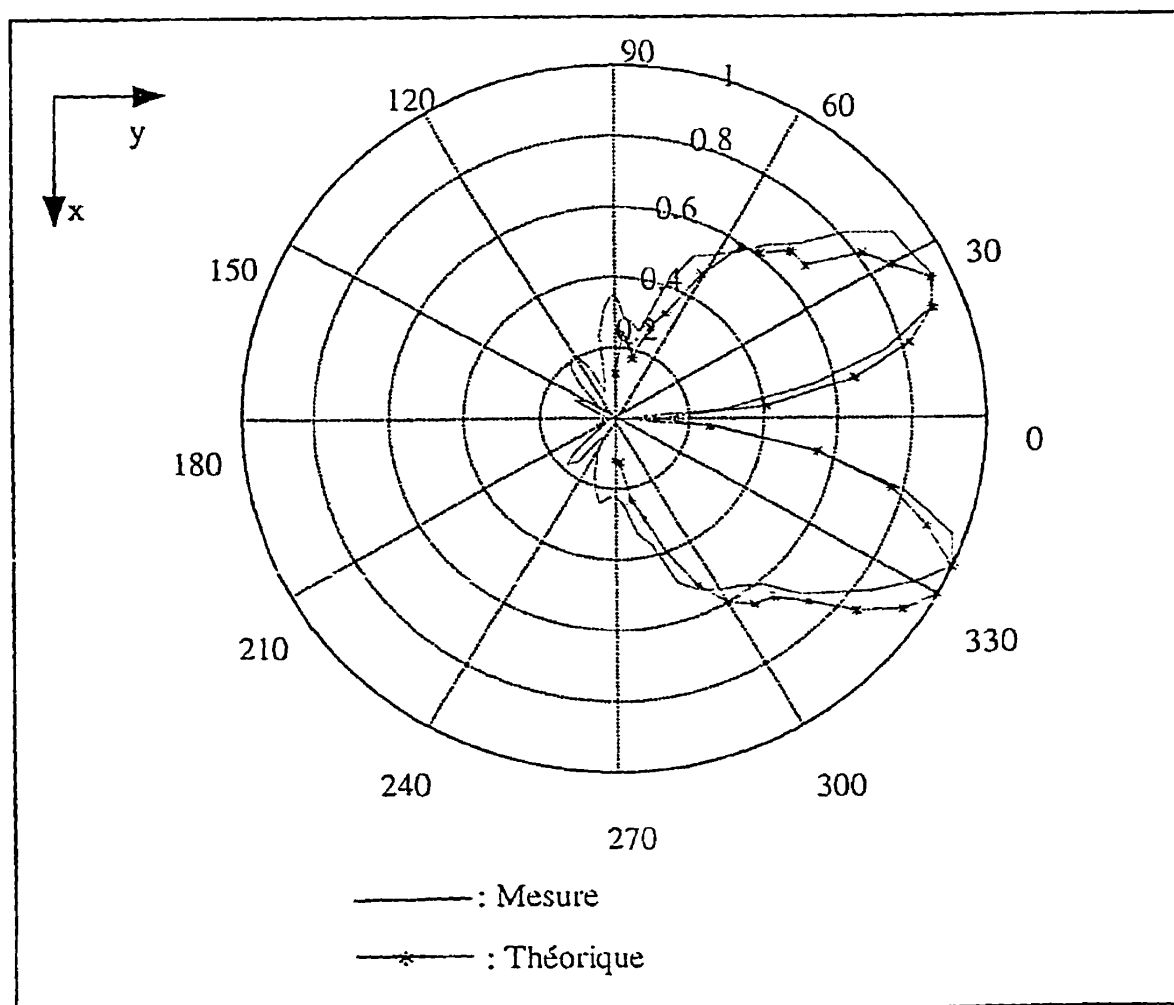


Figure 5.8 : Diagramme de rayonnement plan E avec $e = \lambda/2$ à $f = 14.25$ GHz et avec un déphasage de 180 degrés entre les courants

La deuxième configuration consiste à alimenter les deux résonateurs avec la même amplitude et la même phase. La figure 5.9 illustre la topologie du circuit d'alimentation.

On peut remarquer dans cette figure que les deux résonateurs sont alimentés par des courants en phase. Ceci implique, puisque nous avons un couplage magnétique, que les deux modes LSM dans les deux cubes diélectriques sont en phase. On peut donc, d'après la section 5.2.2.1 déduire le facteur de groupe. Le facteur de groupe de ce réseau est égal d'après (5.6) à $f(\theta) = \cos(\pi/2 \cos\theta)$. La figure 5.10 illustre la mesure du coefficient de réflexion S_{11} pour deux distances e entre les deux résonateurs. On remarque que plus les résonateurs sont proches, plus la fréquence de résonance s'éloigne de 14.25 GHz. Ceci est dû au couplage entre les deux résonateurs qui devient de plus en plus fort.

Une autre remarque peut être faite au niveau expérimental. La distance d (distance entre le résonateur et le bord des plaques figure 1.2), qui été de 1 mm pour un seul résonateur a due être changée pour les différentes valeurs de e afin d'avoir une bonne adaptation à l'entrée du réseau. Pour $e = \lambda/2$, $d = 2$ mm et pour $e = \lambda$, $d = 1.5$ mm.

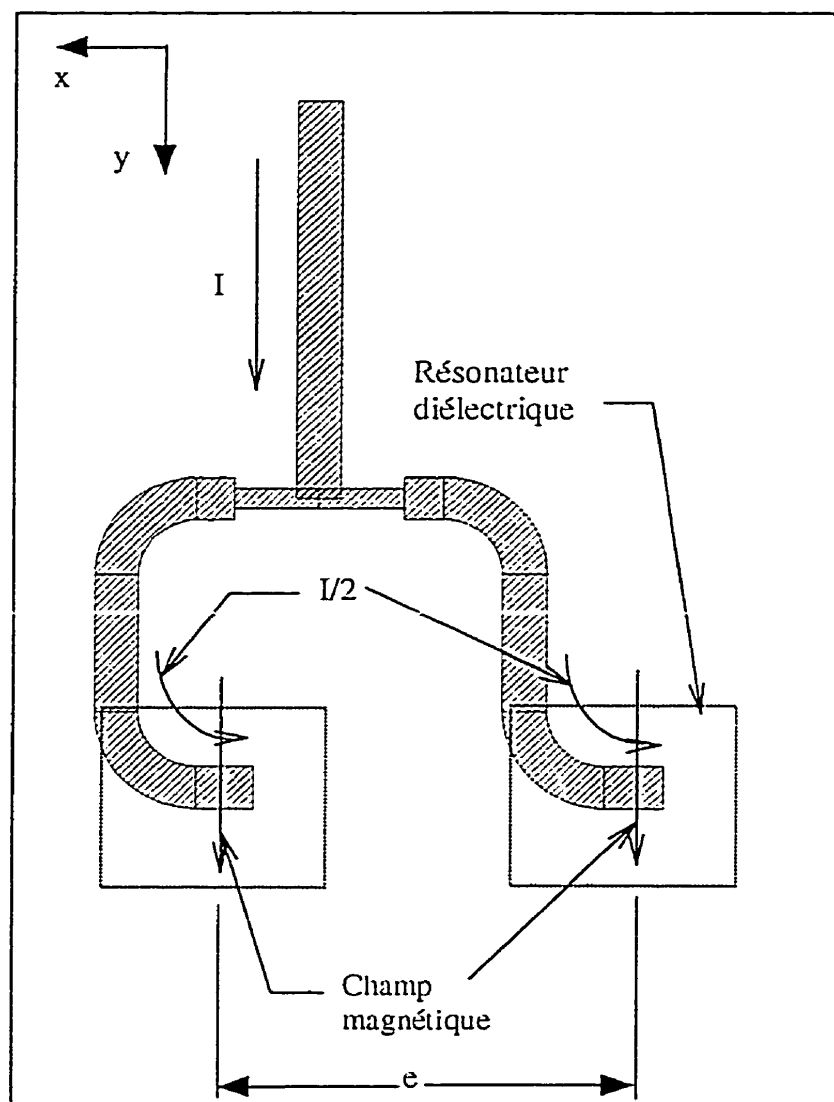


Figure 5.9 : Alimentation du réseau d'antenne en phase

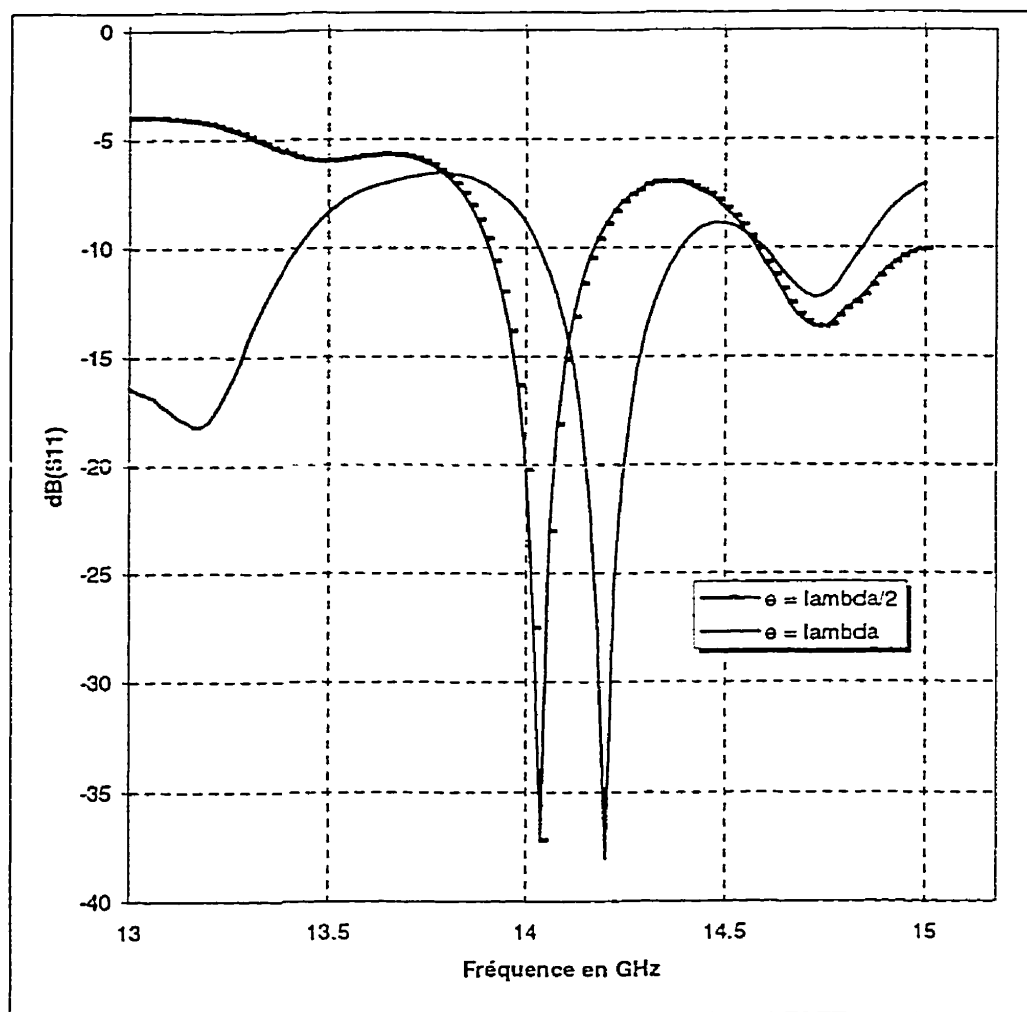


Figure 5.10 : Mesure du coefficient de réflexion S_{11} pour différentes distances entre les deux résonateurs

La figure 5.10 illustre le diagramme de rayonnement mesuré ainsi que le produit du facteur d'élément multiplié par le facteur de réseau théorique de ce réseau. On peut voir que les mesures et les valeurs théoriques sont

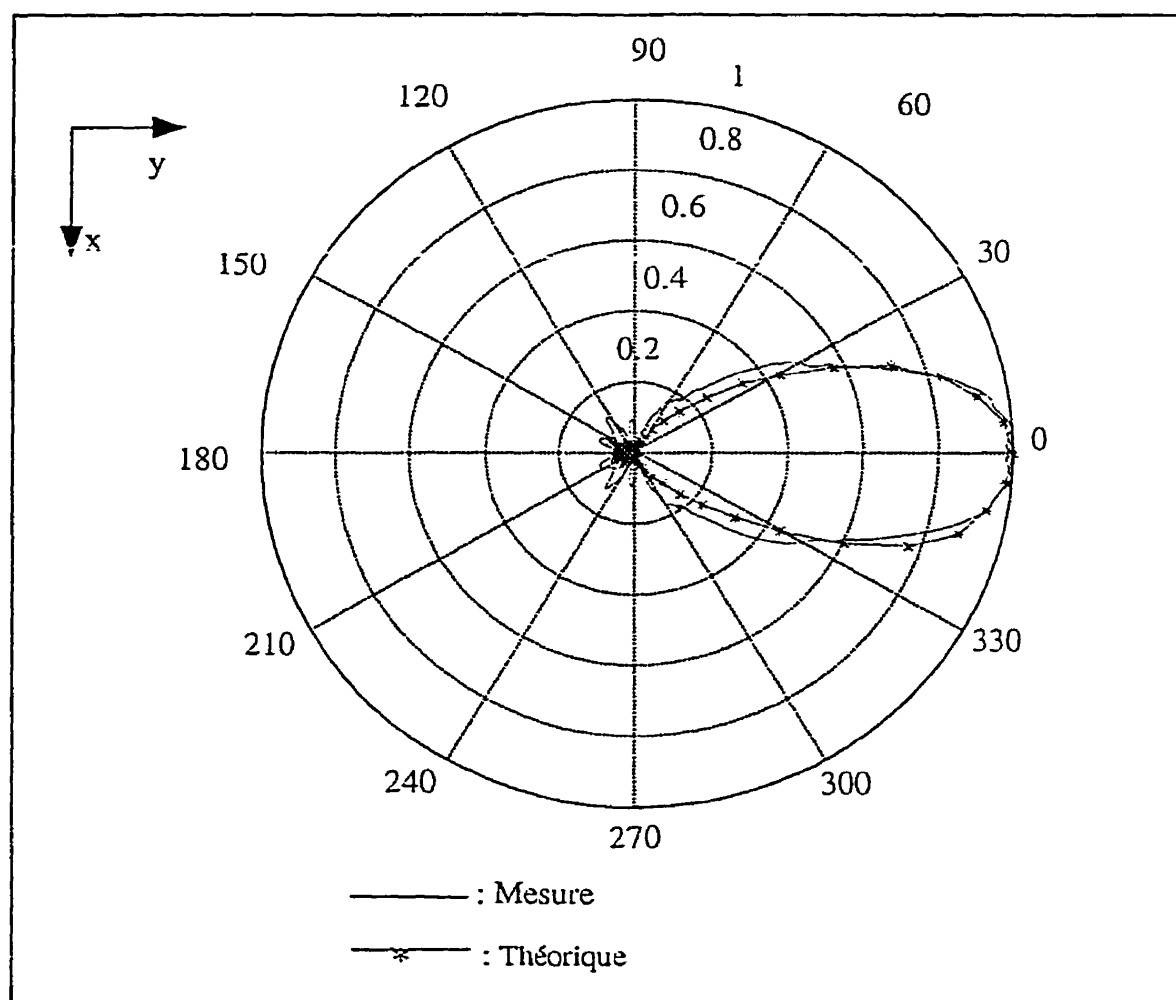


Figure 5.11 : Diagramme de rayonnement plan E avec $e = \lambda/2$ et un déphasage de 0 degrés

proches. Les différences viennent de plusieurs raisons dont les mauvais alignements entre l'antenne UDR et l'antenne cornet lors des mesures et le positionnement des résonateurs entre les deux plaques.

Le diagramme de rayonnement de cette structure présente un lobe principal plus fin que pour un seul résonateur. La largeur du faisceau est maintenant égale à 37 degrés. Les lobes secondaires sont beaucoup plus faibles aussi.

Un autre cas, dont le diagramme de rayonnement a été mesuré, est le cas où la distance entre les deux résonateurs est égale à λ . Ce cas est aussi intéressant puisqu'il permet diminuer considérablement la largeur du faisceau principal sauf qu'il y a génération de lobes discordants dans le facteur de groupe (« grating lobes »). Le facteur de groupe est illustré à la figure 5.12. La figure 5.13 illustre les mesures effectuées qui incluent le facteur d'élément.

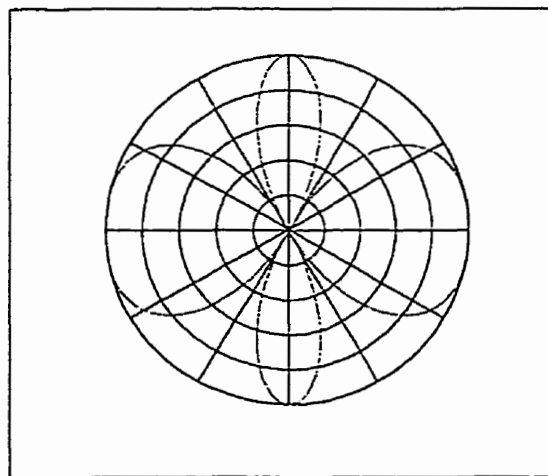


Figure 5.12 : Facteur de groupe avec deux éléments de même amplitude et en phase et
pour $e = \lambda$

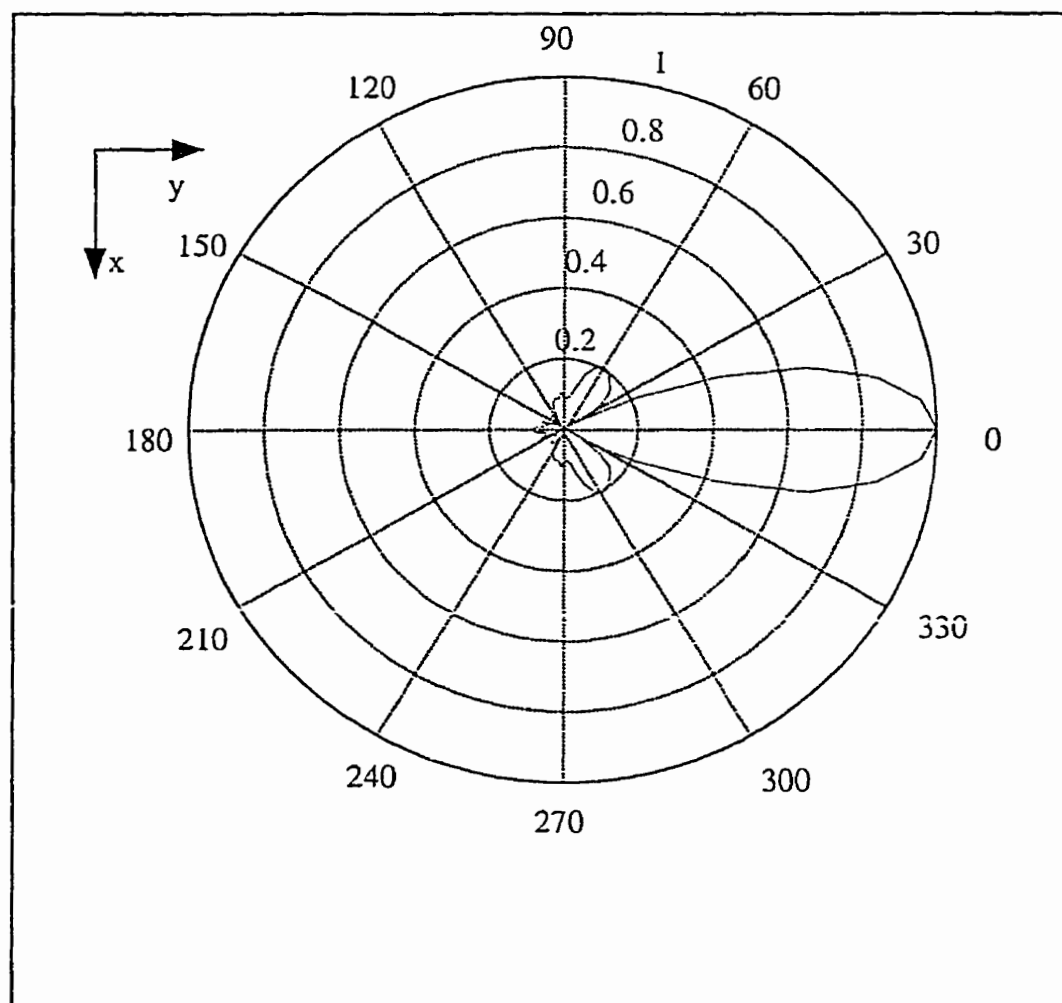


Figure 5.13 : Mesure du diagramme de rayonnement plan E avec $e = \lambda$ et un déphasage de 0 degré

Il y a une remarque importante à faire au niveau du diagramme de rayonnement dans le plan H. Les mesures faites dans le plan H, pour les deux cas des courants en phase, a montré que les diagrammes de rayonnement dans le plan H ne sont pas affectés.

Pour le cas du courant en opposition de phase, le facteur de groupe est égal à zéro. Ce qui implique que le diagramme de rayonnement total est nul. Ceci a été confirmé par les mesures.

5.4 Synthèse d'un réseau d'antennes avec quatre résonateurs NRD passifs

5.4.1 Calcul du facteur de groupe

De la même manière que dans les sections précédentes, le facteur de groupe de ce réseau à quatre éléments, alimentés avec amplitude et phase uniforme, peut être déterminé. Il est donné par :

$$f(\theta) = \frac{\sin(2\beta d \cos \theta)}{4 \sin\left(\frac{\beta d \cos \theta}{2}\right)} \quad (5.9)$$

avec

$d = \lambda/2$: séparation entre les éléments

À cause de l'effet du couplage entre les résonateurs, qui a pour effet de décaler la fréquence de résonance, d sera pris égale à $3\lambda/4$. Ceci permet de garder la fréquence de résonance dans la bande d'intérêt (Bande de fonctionnement de la cellule amplificatrice).

Le facteur de groupe devient donc égale, d'après 5.9 et en prenant $\beta = 2\pi/\lambda$, à :

si $d = 3\lambda/4$

$$f(\theta) = \frac{\sin(3\pi \cos \theta)}{4 \sin(\frac{3\pi}{4} \cos \theta)} \quad (5.9)$$

Ensuite, il suffit de normaliser par rapport à la valeur maximale de f .

La figure 5.14 représente le facteur de groupe du réseau avec quatre éléments.

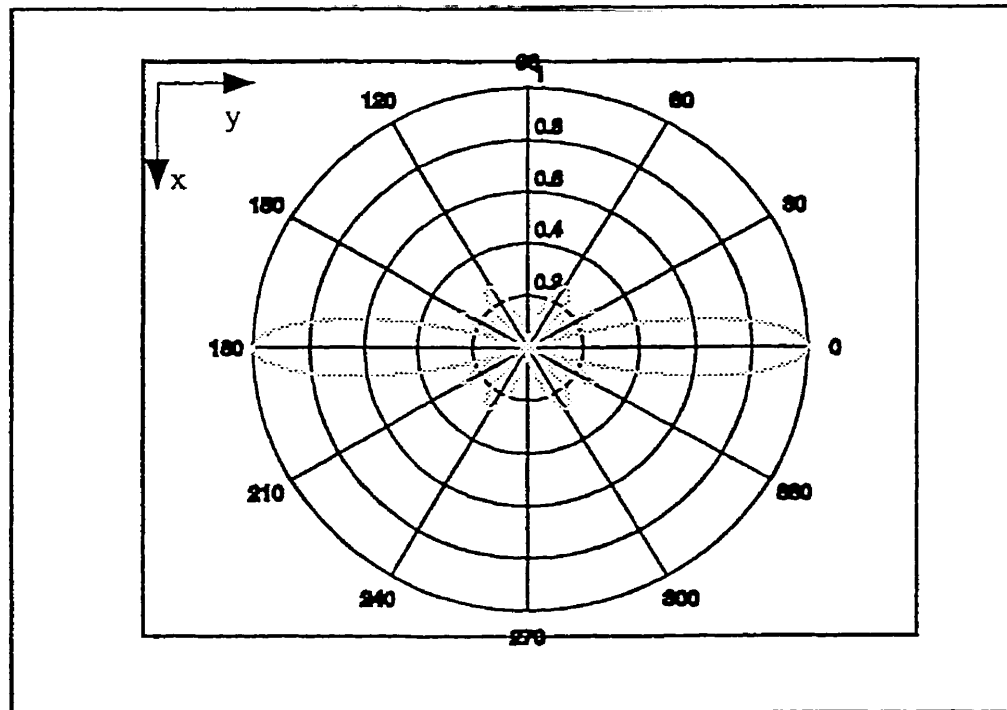


Figure 5.14 : Facteur de groupe pour quatre éléments de même amplitude et en phase
distant l'un de l'autre de $3\lambda/4$

On peut voir que facteur de groupe va générer un lobe principal plus fin mais par contre, il y a apparition de lobes secondaires non désirables.

5.4.2 Réseau passif

La figure 5.15 résume la mesure du coefficient de réflexion S_{11} . On peut voir que la fréquence de résonance est égale à 13.94 GHz. Le décalage est plus important que pour le cas de deux résonateurs parce que les deux éléments situés au centre sont couplés à droite et à gauche.

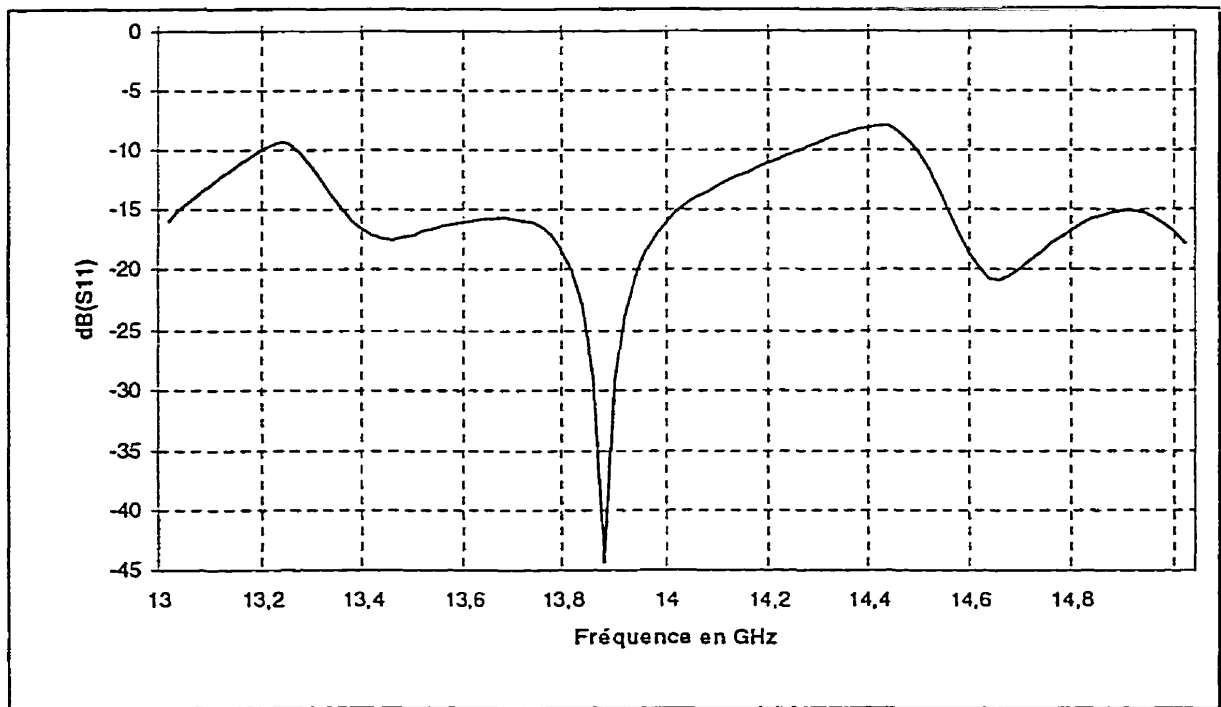


Figure 5.15 : Mesure du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne formée de quatre résonateurs

Finalement, une mesure du diagramme de rayonnement dans le plan E est faite. La figure 5.16 résume cette mesure. On peut voir que la mesure et la valeur théorique correspondent bien. Le lobe principal a une ouverture de 21° , ce qui est plus fin que dans le cas de deux résonateurs, mais par contre, le diagramme de rayonnement présente des lobes secondaires plus importants, ce qui est prédit par la théorie.

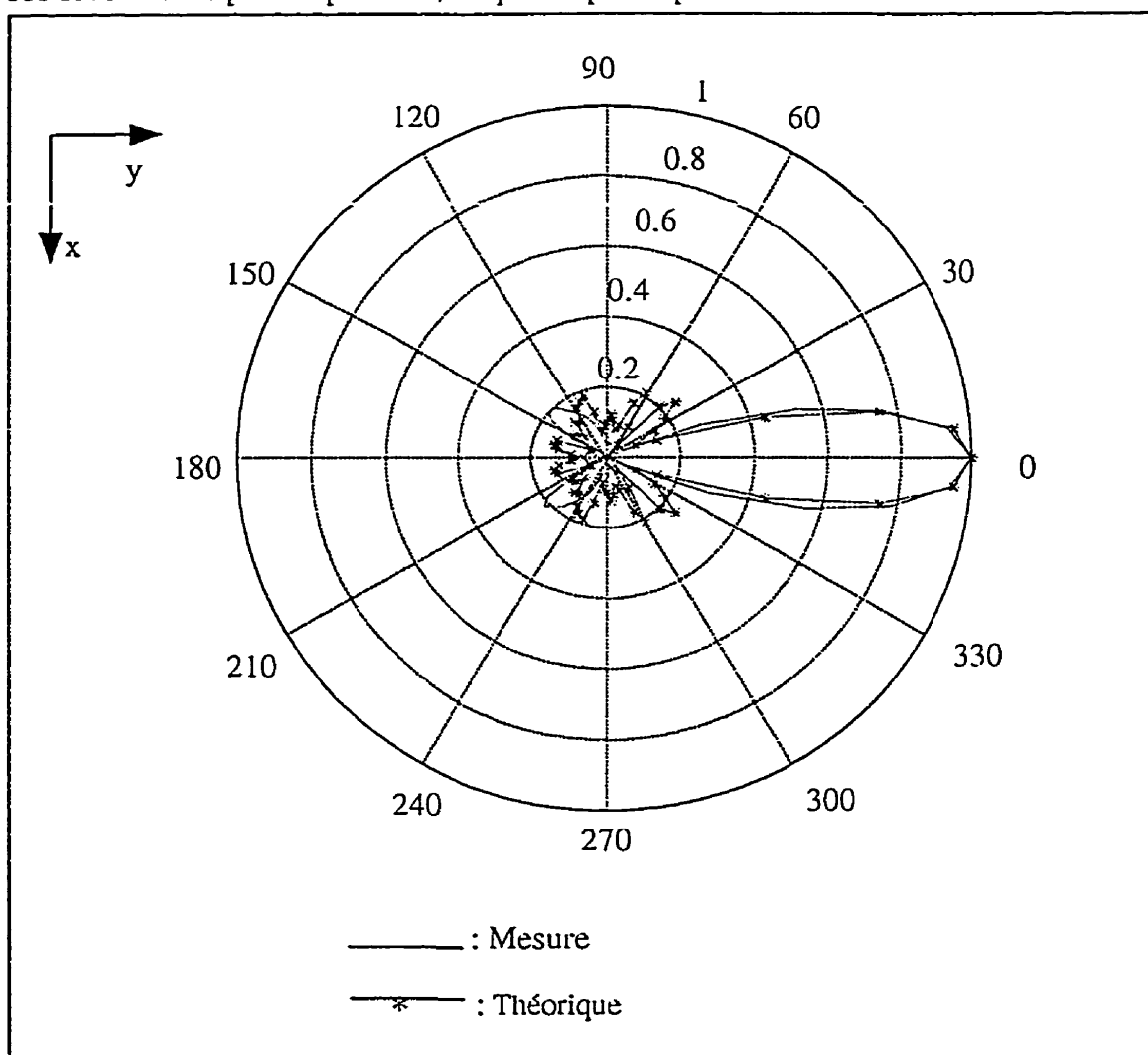


Figure 5.16 : Diagramme de rayonnement plan E pour quatre résonateurs

5.4.3 Réseau actif

Les mesures du diagramme de rayonnement sont refaites pour quatre résonateurs mais en y intégrant deux cellules amplificatrices de 10 dB chacune comme montré à la figure 5.17.

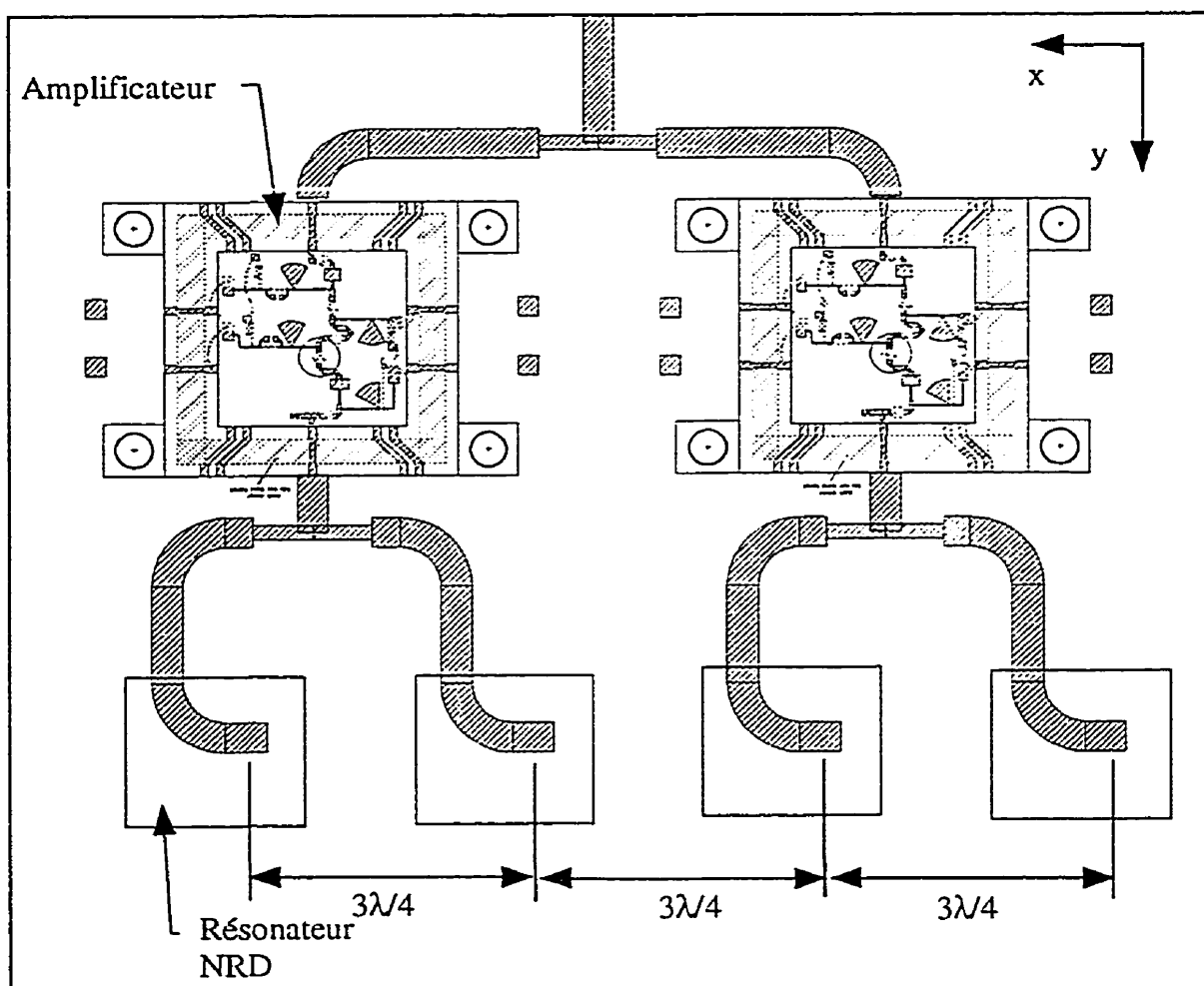


Figure 5.17 : Intégration des circuits actifs (MHMIC) et passifs pour quatre résonateurs

Le gain mesuré de l'antenne est égale à 20 dBi. La figure 5.18 résume les mesures effectuées ainsi que la comparaison avec le réseau passif. On peut voir que le diagramme de rayonnement ne varie pas beaucoup avec l'intégration des cellules amplificatrices. La petite différence vient de la différence d'un amplificateur à l'autre. Le gain théorique de l'antenne active d'après la formule (4.1) aurait dû être égal à 21.45 dBi. La différence est due aux pertes qui sont engendrées dans les transitions entre les circuits planaires et les cellules amplificatrices et qui sont reliés entre eux par des « wire-bonds ».

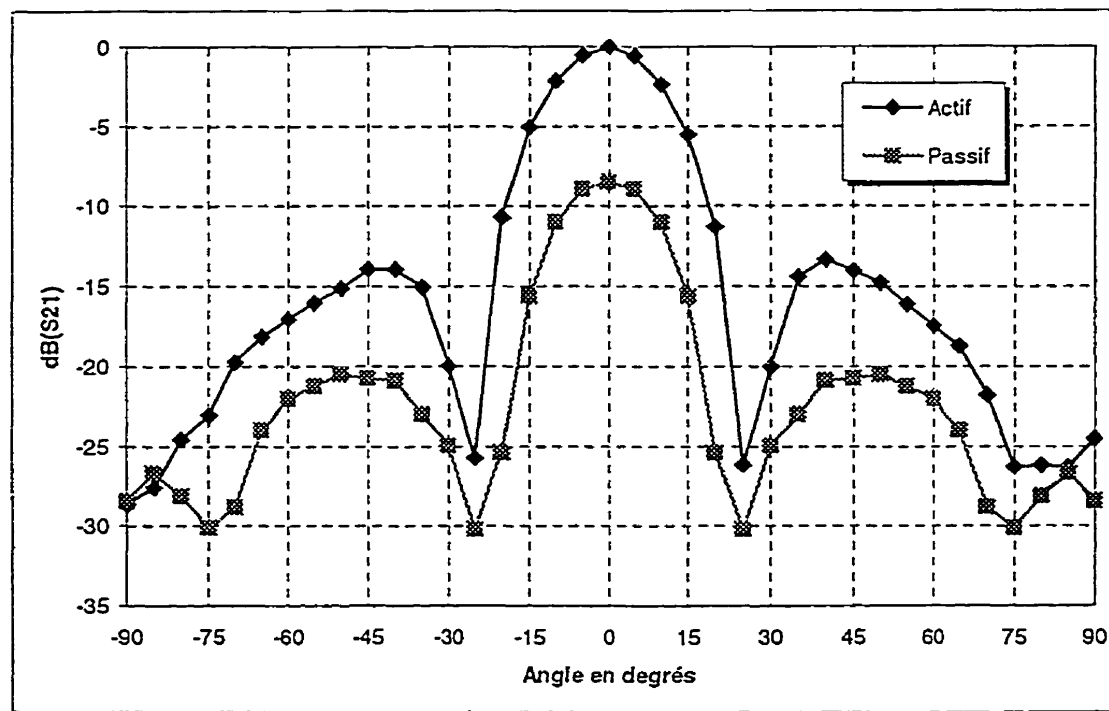


Figure 5.18 : Mesure du diagramme de rayonnement plan E.

5.5 Synthèse d'un réseau d'antenne avec huit résonateurs NRD passifs

5.5.1 Calcul du facteur de groupe

De la même manière que dans les sections précédentes, le facteur de groupe de ce réseau à huit éléments peut être déterminé. Il est donné par :

$$\bar{r}(\theta) = \frac{\sin(4\beta d \cos \theta)}{8 \sin\left(\frac{\beta d \cos \theta}{2}\right)} \quad (5.9)$$

avec

$$d = \lambda/2$$

À cause de l'effet du couplage entre les résonateurs, qui a pour effet de décaler la fréquence de résonance, d sera pris égal à $3\lambda/4$. Ceci permet de garder la fréquence de résonance dans la bande d'intérêt (Bande de fonctionnement de la cellule amplificatrice).

Le facteur de groupe devient donc égale, d'après 5.9 et en prenant $\beta = 2\pi/\lambda$, à :

$$f(\theta) = \frac{\sin(6\pi \cos \theta)}{8 \sin\left(\frac{3\pi}{4} \cos \theta\right)} \quad (5.10)$$

Ensuite, il suffit de normaliser par rapport à la valeur maximale de f .

La figure 5.19 représente le facteur de groupe du réseau avec huit éléments.

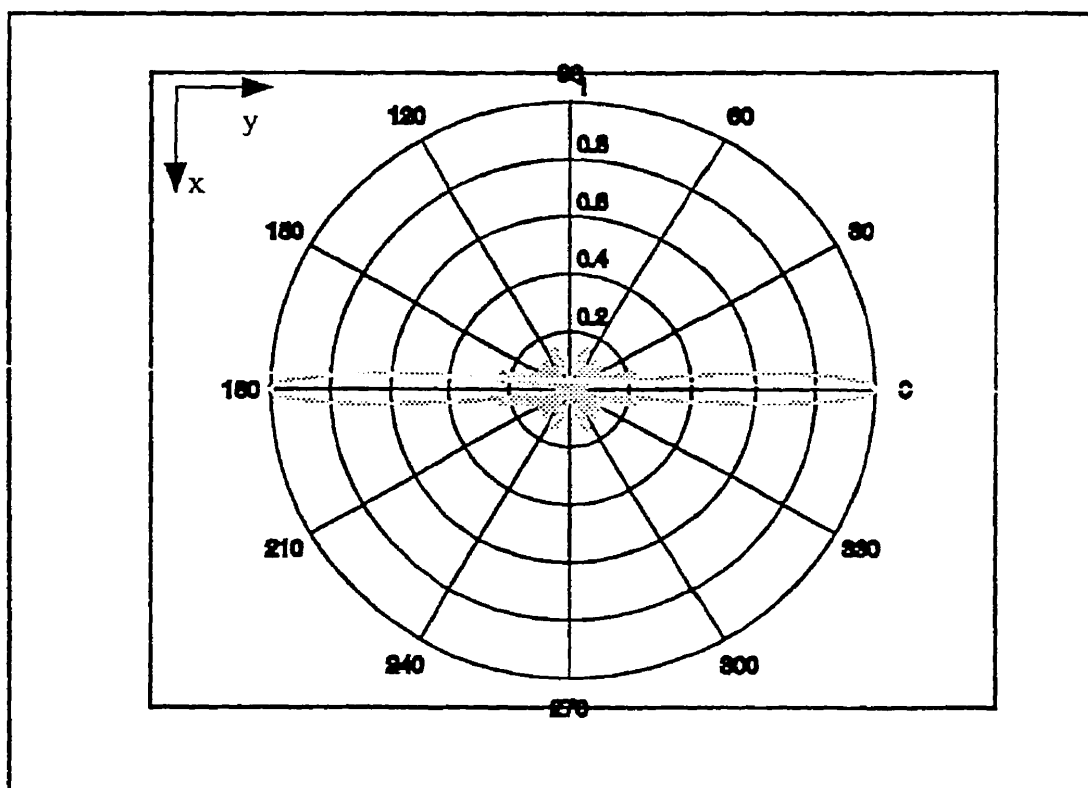


Figure 5.19 : Facteur de groupe pour huit éléments de même amplitude et en phase distant l'un de l'autre de $3\lambda/4$

On peut voir que facteur de groupe va générer un lobe principal plus fin.

La figure 5.20 résume le diagramme de rayonnement plan E calculé.

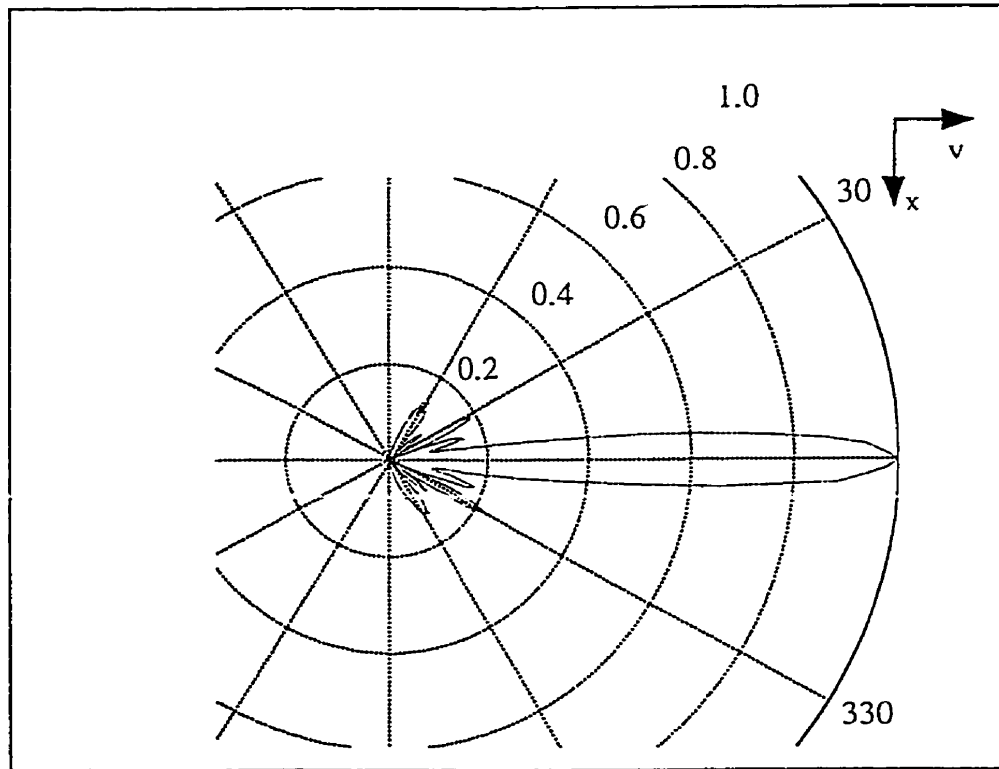


Figure 5.20 : Diagramme de rayonnement plan E pour huit résonateurs (Calculé)

5.5.2 Réseau passif

La figure 5.21 résume la mesure du coefficient de réflexion S_{11} . On peut voir que la fréquence de résonance est égale à 13.8 GHz.

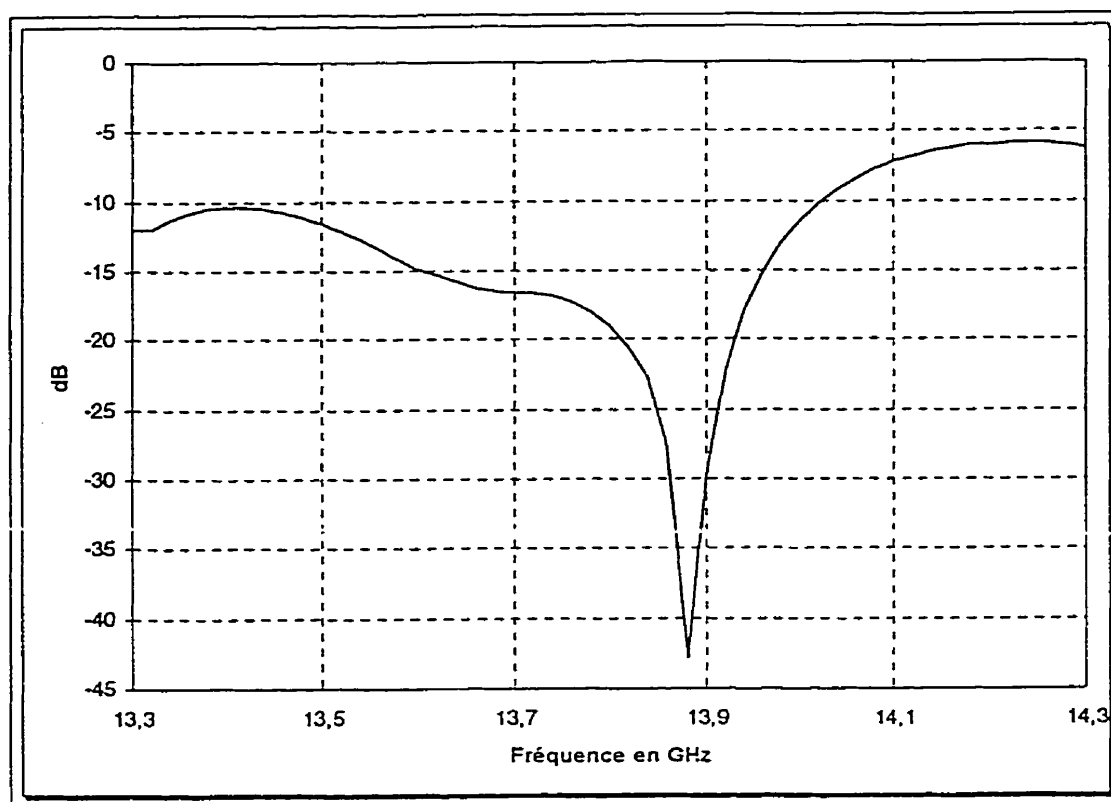


Figure 5.21 : Mesure du coefficient de réflexion S_{11} pour huit résonateurs

Finalement, une mesure du diagramme de rayonnement dans le plan E est faite. La figure 5.22.a résume cette mesure. On peut voir que la mesure et la valeur théorique correspondent bien comme montré à la figure 5.22.b. Le lobe principale a une ouverture de 9.5° , qui est plus fin que le cas de quatre résonateurs. De plus le niveau des lobes secondaires est plus bas que dans le cas de quatre résonateurs (-14.42 dB pour huit et -12.76 dB pour quatre).

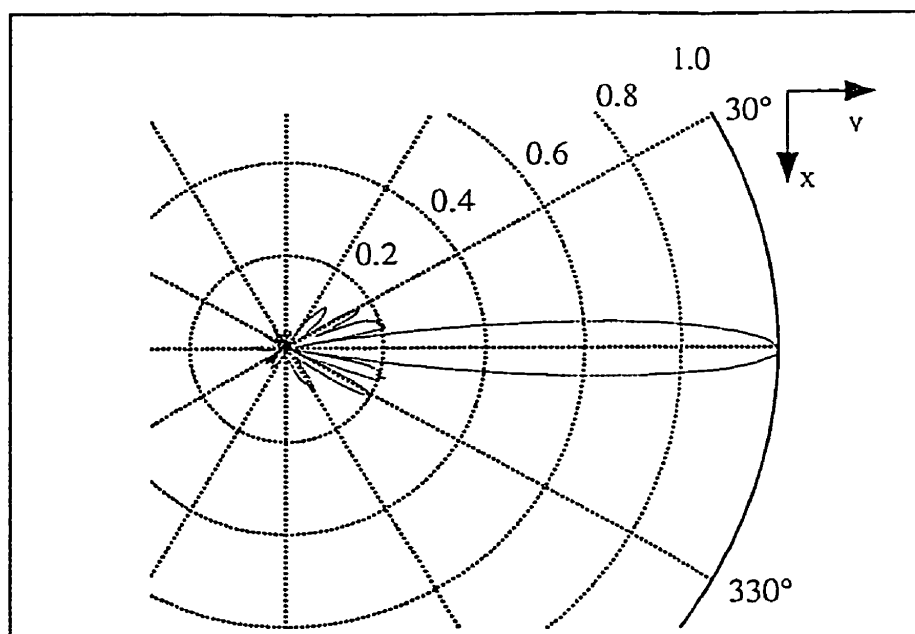


Figure 5.22.a : Mesure du diagramme de rayonnement plan E pour huit résonateurs

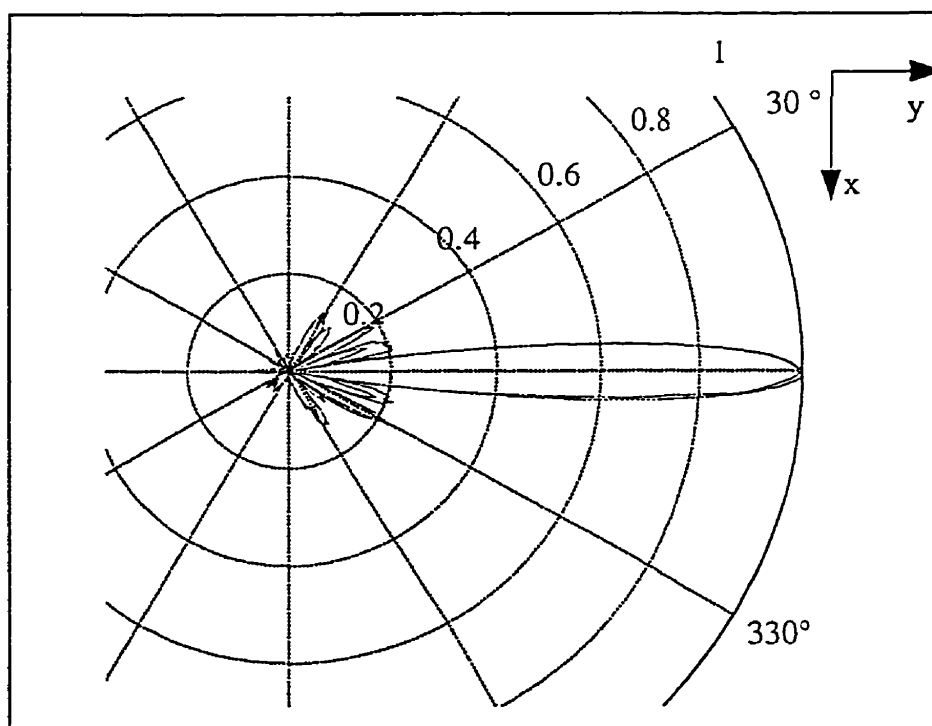


Figure 5.22.b : Comparaison entre la mesure et la valeur calculée du diagramme de rayonnement dans le plan E

5.5.3 Réseau actif

Le diagramme de rayonnement de l'antenne active est mesuré de nouveau avec cette fois-ci, l'intégration de quatre cellules amplificatrices dont le gain de chacune est de 10 dB comme illustré à la figure 5.23.

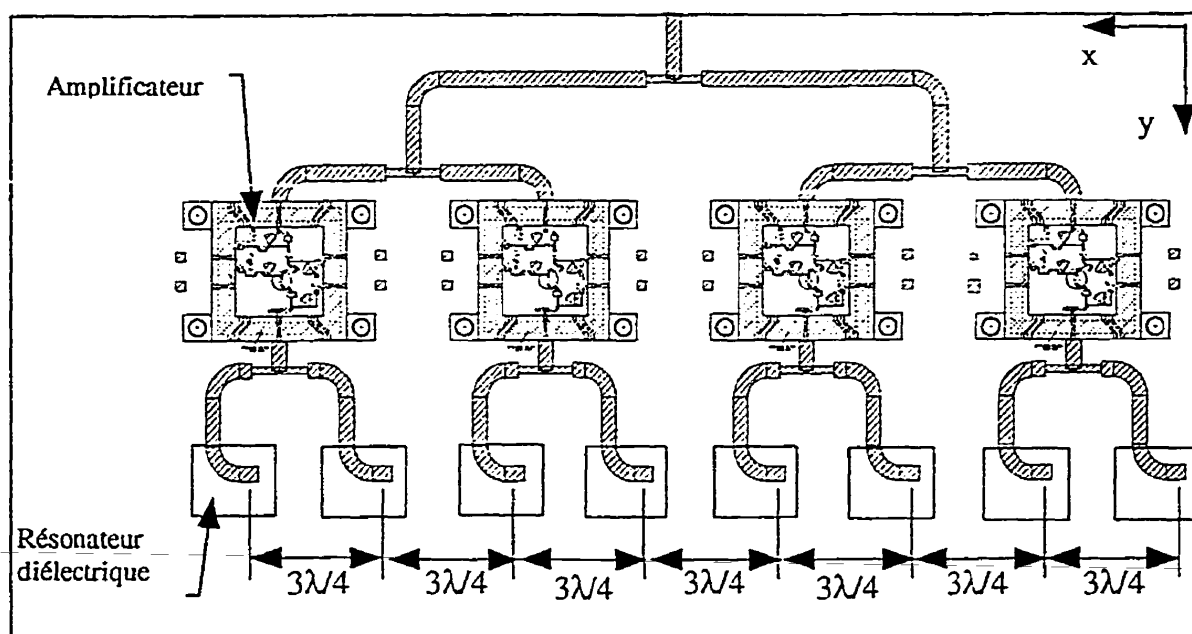


Figure 5.23 : Intégration des circuits actifs (MHMIC) et passifs pour huit résonateurs

Le gain de l'antenne active est égale à 23.1 dBi. Le gain théorique d'après la formule (4.1) est égal à 23.91 dBi. En ce qui concerne la forme du diagramme de rayonnement, la figure 5.24 résume les mesures effectuées ainsi que la comparaison avec l'antenne

passive. On peut voir que les performances de rayonnement ne sont pas beaucoup perturbées par l'intégration des cellules amplificatrices. Les petites différences viennent des différences entre les amplificateurs.

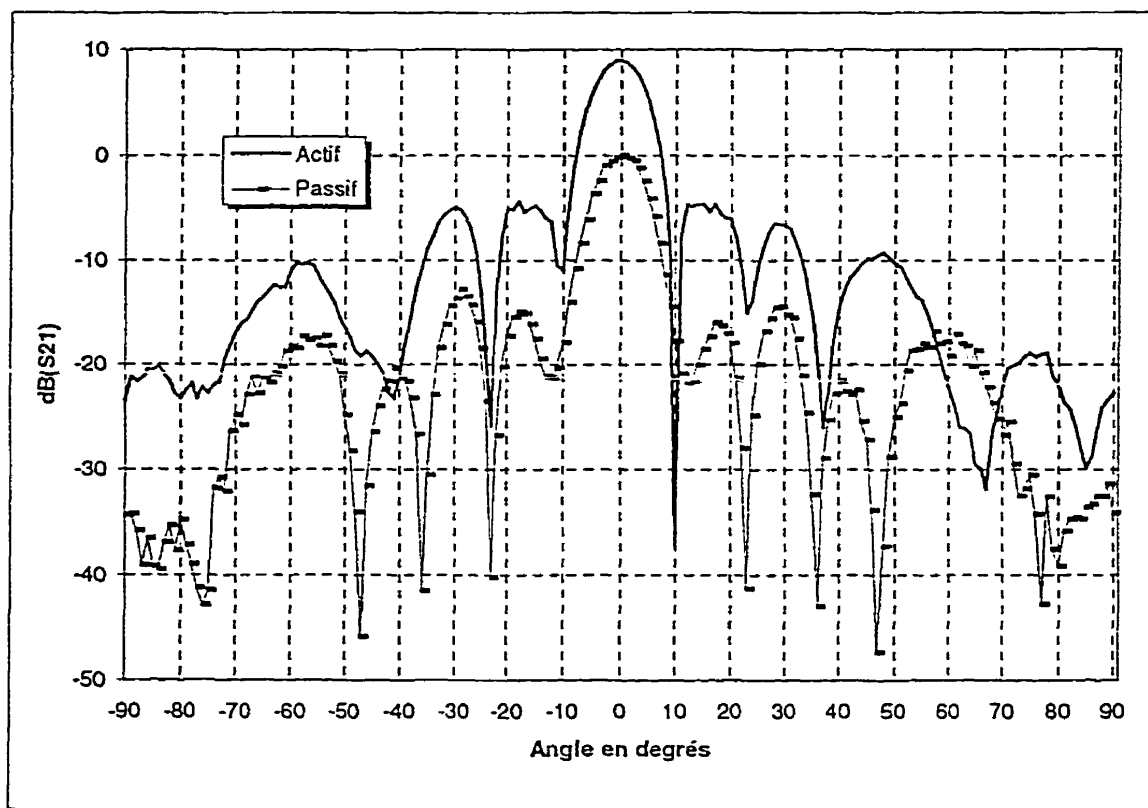


Figure 5.24 : Mesure du diagramme de rayonnement plan E

5.6 ANALYSE ET CONCLUSION

Le tableau 5.1 résume l'ensemble des mesures faites et des différentes topologies d'antennes utilisées.

La première remarque peut être faite sur la fréquence de résonance. On remarque que plus on a de résonateurs plus la fréquence de résonance se décale. Pour remédier à ce problème, il faudrait modifier les dimensions des résonateurs jusqu'à obtenir la bonne fréquence de résonance.

Tableau 5.1 : Résumé des différentes mesures effectuées

	Fréquence de résonance GHz	Gain de l'antenne dBi	Largeur du faisceau	Lobes secondaires
Un résonateur	14.25	7.12	60° Plan E et 120° Plan H	Inexistant
Un résonateur avec amplificateur	14.25	16.9	60° Plan E et 120° Plan H	Inexistant
Deux résonateurs (avec $e = \lambda/2$)	14.1	9.3	50° Plan E et 120° Plan H	Inexistant
Quatre résonateurs (avec $e = 3\lambda/4$)	13.94	11.45	21° Plan E et 120° Plan H	-12.76 dB par rapport maximum au
Quatre résonateurs avec amplificateur	13.94	20.0	21° Plan E et 120° Plan H	-12.76 dB par rapport maximum au
Huit résonateurs (avec $e = 3\lambda/4$)	13.8	13.91	9.5° Plan E et 120° Plan H	-14.42 dB par rapport maximum au
Huit résonateurs avec amplificateur	13.8	23.1	9.5° Plan E et 120° Plan H	-14.42 dB par rapport maximum au

Dans notre cas, ce travail n'est pas nécessaire tant que la fréquence de résonance reste dans la bande de fréquence d'intérêt et qui est celle de la cellule amplificatrice.

Pour les mesures du diagramme de rayonnement, la première remarque que l'on peut faire est que le diagramme de rayonnement dans le plan H n'est pas affectés par l'ajout de résonateurs. Ceci est dû à la dimension du réseau qui est un réseau à une dimension. Cette dimension n'affecte que le plan E. Si l'on désire modifier le plan H, il faudrait construire un réseau en deux dimensions. Dans le plan E par contre, l'influence de l'ajout de résonateurs est très significatif. On peut voir que plus on rajoute de résonateurs plus le lobe principal devient fin. Ce qui a confirmé les résultats théoriques de la synthèse de réseaux d'antennes. La largeur du lobe principale à -3dB est passée de 60° pour un résonateur à 9.5° pour huit résonateurs. Par contre le niveau de lobes secondaires s'est dégradé, mais reste quand même acceptable pour huit résonateurs (-14.42 dB). On pourrait éliminer ces lobes secondaires en prenant la distance entre les résonateurs égales à $\lambda/2$ mais par contre le lobe principal serait moins fin. Il y a donc un compromis à faire entre la largeur du faisceau principale et le niveau des lobes secondaires.

Dans notre cas, à partir de quatre résonateurs, la distance a été prise égale à $3\lambda/4$ pour que la fréquence de résonance du système reste dans la bande d'intérêt.

L'intégration des cellules amplificatrices s'est faite sans trop de problèmes. Pour quatre résonateurs, le gain est passé de 11.45 à 20 dBi et pour huit résonateurs de 13.91 à 23.1 dBi.

CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS.

Au cours de ce mémoire, les différentes étapes de la conception de l'antenne UDR ont été expliquées en détails et mises en oeuvre. Les différentes mesures faites ont prouvé que le concept d'intégration de résonateurs NRD et de circuits planaires marche bien et donne des résultats très satisfaisants.

Le réseau d'antennes final obtenu est un réseau formé de huit résonateurs. Chaque sous-groupe, formé de deux résonateurs, est alimenté par une cellule amplificatrice (circuit planaire MHMIC). On a donc quatre cellules amplificatrice. Le réseau a un gain de 23.1 dBi, une largeur du faisceau principale de 9.5 degrés (plan E) et un niveau de lobes secondaires de -14.5 dB. Il n'y a pas une raison précise sur le choix de cette configuration car cette antenne est un prototype et les performances finales de l'antenne ne sont pas définies. Par contre, il est très facile de satisfaire des contraintes demandées en ajoutant ou en supprimant soit des résonateurs ou des cellules amplificatrices. Il serait inutile d'ajouter des cellules amplificatrice ou des résonateurs NRD si les exigences ne le demandent pas car les coûts seront plus élevés.

Comme on a pu le voir au cours de cette étude l'antenne UDR jouit d'une très grande flexibilité au point de vue conception et ajustement lors des mesures. Une fois les dimensions des résonateurs connues ainsi que des différents paramètres de l'antenne (dimensions de la fente de couplage, distance d entre le résonateur et le bord des plaques,

etc), il est très facile de concevoir un réseau d'antenne UDR, qui bien sûr jouit de tous les avantages du NRD aux fréquences millimétriques, pour obtenir les performances de rayonnement exigées. Cependant, lors de la conception du réseau d'antennes un problème est apparu et qui est le couplage qui existe entre les résonateurs. Celui-ci a un impact direct sur la fréquence de résonance de l'antenne. Comme on a pu le voir, la fréquence de résonance est de plus en plus décaler vers le bas au fur et à mesure que le nombre de résonateurs augmente. La fréquence de départ été de 14.25 GHz alors que pour huit résonateurs, elle est descendue à 13.81 GHz, ce qui correspond à un décalage de 440 MHz (3%). Il existe trois manières de résoudre ce problème. La première serait de faire une étude théorique pour essayer de prédire la fréquence de résonance d'un ensemble de résonateurs en utilisant des méthodes numériques[22]ou autres. Cette méthode est longue et assez difficile à réaliser mais elle pourrait donner avec précision la bonne fréquence de résonance du réseau d'antennes. La deuxième méthode serait de faire une simulation d'un réseau d'antennes ayant une infinité de résonateurs NRD, par exemple sur HFSS. En posant les bonnes conditions aux frontières (murs électriques et magnétiques), on pourrait déterminer un intervalle dans lequel se situeraient les fréquences de résonances et ainsi avoir une approximation sur valeur de la fréquence de résonance du réseau formée de N résonateurs. Cette méthode n'est pas très précise mais elle nous donne une idée sur la valeur de la fréquence de résonance. Finalement, la troisième méthode est une méthode expérimentale. Cette méthode tire profit de la facilité de fabrication des résonateurs NRD. Pour ajuster la fréquence de résonance d'un réseau

d'antenne UDR et puisque le décalage en fréquence se fait vers le bas, il suffit d'usiner à nouveau les résonateurs en diminuant leurs dimensions progressivement jusqu'à obtenir la bonne fréquence de résonance. Cette méthode est très simple et très rapide et ne nécessite aucune autre fabrication de circuits.

En ce qui concerne le diagramme de rayonnement dans le plan H, on a pu voir que, dans presque tous les différents tests effectués que ce soit sur un seul ou sur un réseau d'antennes UDR, il ne variait pas. Pour modifier le diagramme de rayonnement dans le plan H, il faudrait concevoir non pas un réseau dans une dimension, mais plutôt en deux dimensions pour pouvoir influencer la forme du diagramme de rayonnement dans le plan H et le modifier aussi facilement que dans le plan E. Au point de vue montage, la conception est un peu plus problématique car le couplage dans les deux directions est différent. Dans le plan E, les résonateurs sont séparés par l'air alors que dans le plan H les résonateurs sont séparés par les plaques métalliques.

La largeur de bande de l'antenne pourrait aussi faire l'objet d'étude future. L'utilisation de différents diélectriques pour les résonateurs devrait influencer la largeur de bande de l'antenne ainsi que la proximité du résonateur du bord des plaques.

RÉFÉRENCES

- [1] Proc. 3rd int. workshop on Millimeter Waves. (1992). Orvieto, Italy, April 22-24.
- [2] HORTON, J. B. (1991). A review of the panel discussion on advances in millimeter-wave subsystems. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 39, pp. 755-758, May. 1991.
- [3] MEINEL, H. H. (1991). Millimeter-wave technology advances since 1985 and future trends. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 39, pp. 759-767, May. 1991.
- [4] CHANG, K., and SUN, C. (1983). Millimeter-wave power-combining techniques. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-31, pp. 91-107, Feb. 1983.
- [5] MINK, J. W. (1986). Quasi-optical power combining of solid-state millimeter-waves sources. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-34, pp. 273-279, Feb. 1986.
- [6] NAVARRO, J .A. and CHANG K. (1992). Broadband electronically tunable IC active radiating elements and power combiners. Microwave Journal, vol. 35, pp. 87-101, Oct. 1992.
- [7] ELEFThERIADES, G. V. W. Y., KATECHI, L. P. B. And REBIEZ, G. M. (1991). Millimeter-wave integrated-horn antennas : part I-theory. IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 39, pp. 1575-1581, Nov.1991.
- [8] XU, S., MIN, J., PENG, S. T. and SCHWERING, F. K. (1991). A millimeter-wave omnidirectional circular dielectric rod grating antenna. IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. AP-39, pp. 883-891, July. 1991.

- [9] SHIAU, Y. (1976). Dielectric rod antennas for millimeter-wave integrated circuits. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-30, pp. 869-872, Nov. 1976.
- [10] LONG, S. A., MCALLISTER, M. W. and SHEN, L. C. (1983). The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. AP-31, pp. 406-412, May. 1983.
- [11] YONEYAMA, T. and NISHIDA, S. (1981). Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-29, pp. 1188-1192, Nov. 1981.
- [12] HAN, Q., OLINER, A. A. and SANCHEZ, A. (1987). A new leaky waveguide for millimeter waves using nonradiative dielectric waveguide, Part II : Comparaison with experiments. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-35, pp. 748-752, Aug. 1987.
- [13] MALHERBE, J. A. G. (1988). Leaky-wave antenna in nonradiative dielectric waveguide. IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. AP-36, pp. 1231-1235, Sept. 1988.
- [14] TONG, C .E., BLUNDELL, R. and CARTER M. C. (1989). An NRD-fed dielectric rod antenna for the short millimeter wave band. Int. J. Infrared millimeter Waves, vol. 10, pp. 1327-1337, Oct. 1989.
- [15] WU, K., LI, J. and BOSISO, R. G. (1994). A low-loss unidirectional dielectric radiator (UDR) for antenna and space power combining circuits. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 42, no. 2, pp. 339-341, Feb. 1994.
- [16] WU, K. (1994). A combined efficient approach for analysis of nonradiative dielectric (NRD) waveguide components. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 42, no. 4, pp. 672-677, Apr. 1994.
- [17] HAN, L., WU, K. and BOSISIO, R. G. (1996). An integrated transition of microstrip to nonradiative dielectroc waveguide for microwave and millimeter-

- wave circuits. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 44, no. 7, pp. 1091-1096, July. 1996.
- [18] DAWN, D. and SACHIDANADA, M. (1990). Analysis and design of strip line to NRD guide transition. Proc. 3rd Asia-Pacific Microwave Conf, Tokyo, 1990, pp. 15-18.
- [19] AN, H., WU, K. and BOSISO, R. G. (1994). Microstrip line excitation of unidirectional dielectric radiator (UDR) with aperture coupling. Proc. 1994 Asia-Pacific Microwave Conf, Tokyo, Dec. 6-9, 1994, pp. 79-82.
- [20] AN, H., WU, K. and BOSISO, R. G. (1996). Analytical and experimental investigations of aperture coupled unidirectional dielectric radiator arrays (UDRA). IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 44, no. 9, pp. 1201-1207, Sept. 1996.
- [21] GONZALEZ, G. (1984). Microwave transistor amplifiers analysis and design. Englewood Cliffs.
- [22] STUTZMAN, W. L. and THIELE, G. A. (1981). Antenna theory and design. John Wiley & Sons.
- [23] Instruction and Maintenance Manual for Pyramidal Horn Antennas EMCO MODEL 3160. The Electro-Mechanics Company, Part Number :399185, Revision A.

ANNEXE A : Mesure du diagramme de rayonnement pour un résonateur

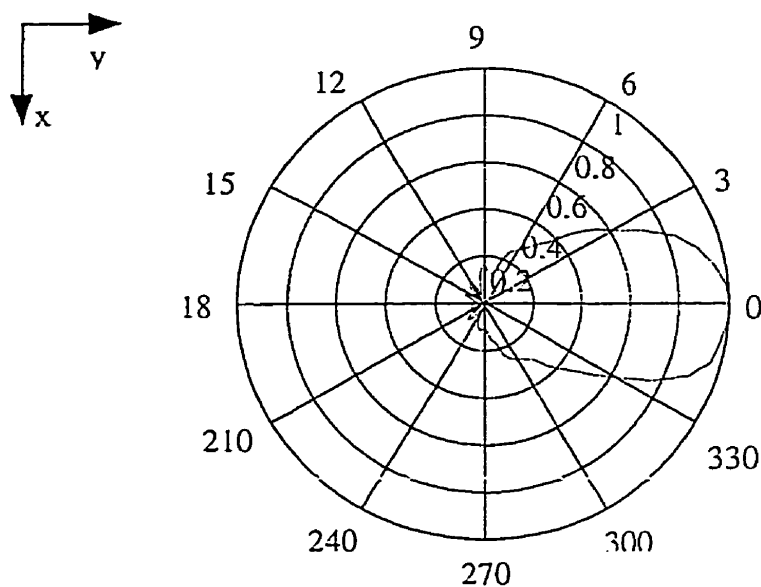


Figure A.1 : Diagramme de rayonnement plan E pour un seul résonateur

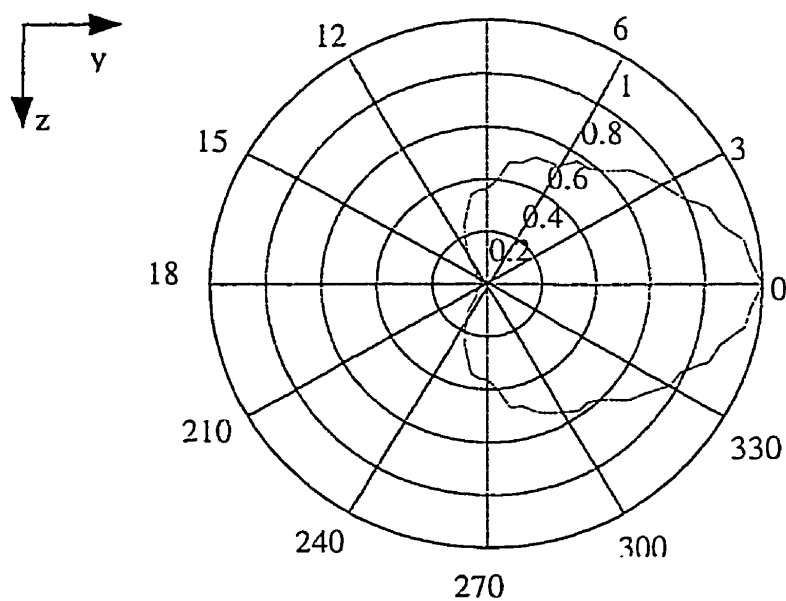


Figure A.2 : Diagramme de rayonnement plan H pour un seul résonateur

ANNEXE B : Caractéristiques du transistor NEC 76000.

NEC

LOW NOISE L TO Ku BAND GaAs MESFET

NE76000

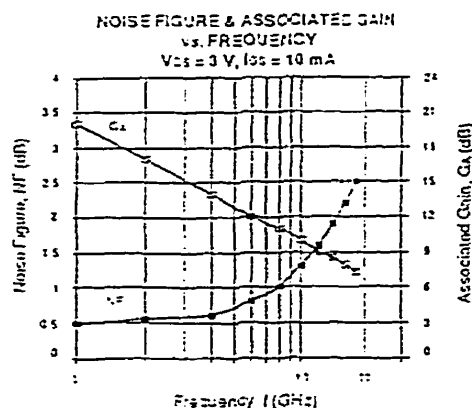
FEATURES

- LOW NOISE FIGURE
NF = 1.6 dB TYP at $f = 12$ GHz
- HIGH ASSOCIATED GAIN
 $G_A = 9$ dB TYP at $f = 12$ GHz
- $L_G = 0.3 \mu\text{m}$, $W_G = 280 \mu\text{m}$
- ION IMPLANTATION

DESCRIPTION

The NE76000 provides a low noise figure and high associated gain through K-Band. The NE760 devices are fabricated by ion implantation for improved RF and DC performance, reliability, and uniformity. These devices feature a recessed 0.3 micron gate and triple epitaxial technology. The surface of the device, except for bonding pads, is passivated with SiO_2 and Si_3N_4 for scratch protection as well as surface stability.

NEC's stringent quality assurance and test procedures ensure the highest reliability and performance.



ELECTRICAL SPECIFICATIONS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE76000 00 (CHIP)			NE76000L 00 (CHIP)		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
NF _{opt}	Optimum Noise Figure at $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 10 \text{ mA}$, $f = 4 \text{ GHz}$ $f = 12 \text{ GHz}$	dB		0.5 1.5	1.5		1.2	
G_A	Associated Gain at $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 10 \text{ mA}$, $f = 4 \text{ GHz}$ $f = 12 \text{ GHz}$	dB		13.0 9.0			8.0	
P_{1dB}	Output Power at 1 dB Compression, $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 30 \text{ mA}$, $f = 12 \text{ GHz}$	dBm		14.5				
I_{DSS}	Saturated Drain Current at $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $V_{GS} = 0$	mA	15	30	50	50		60
V_P	Pinch-off Voltage at $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 0.1 \text{ mA}$	V	-3.0	-0.3	-0.5	-3.0	-0.8	-0.5
g_m	Transconductance, $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 10 \text{ mA}$	mS	30.0	40.0		30.0		
I_{GSS}	Gate to Source Leakage Current, $V_{GS} = -4 \text{ V}$	μA		1.0	10.0	1.0		
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance (Channel to Case)	$^\circ\text{C/W}$			150			150

Notes:

1. RF performance is determined by packaging and testing 10 samples per wafer; wafer rejection criteria for standard devices is 2 rejects for 10 samples.
2. Chip mounted on infinite heat sink.

NE76000

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹ (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V	5
V _{GD}	Gate to Drain Voltage	V	-5
V _{GS}	Gate to Source Voltage	V	-3
I _{DS}	Drain Current	mA	1055
P _{IN}	RF Input (CW)	dBm	+15
T _{CH}	Channel Temperature	°C	175
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to +175
P _{T2}	Total Power Dissipation	mW	240

Notes:

- Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.
- With chip mounted on a copper heat sink.

TYPICAL NOISE PARAMETERS¹(V_{DS} = 3.0, I_{DS} = 10 mA)

FREQ. (GHz)	NF _{OPT} (dB)	G _A (dB)	Γ _{OPT}		R _n /50
			MAG	ANG	
1	0.50	20	.54	12	.69
2	0.55	17	.76	25	.63
4	0.60	14	.70	45	.49
6	0.60	12	.64	65	.41
8	1.00	11	.60	83	.35
10	1.30	10	.56	99	.32
12	1.60	9	.52	114	.27
14	1.90	8.5	.49	125	.23
16	2.20	7.9	.43	135	.20
18	2.50	7.3	.47	145	.18

Note:

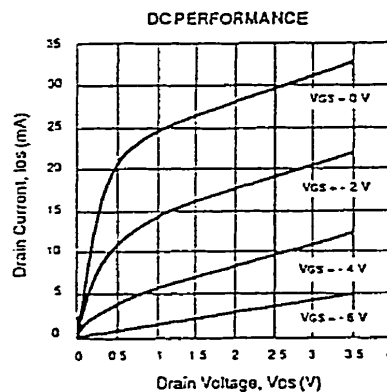
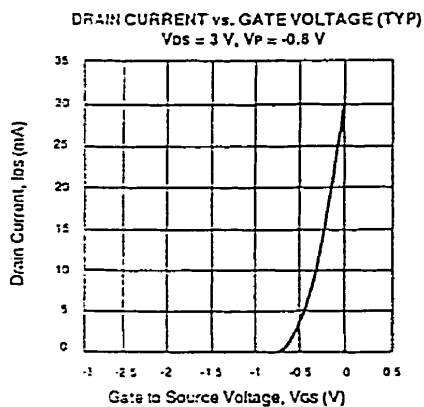
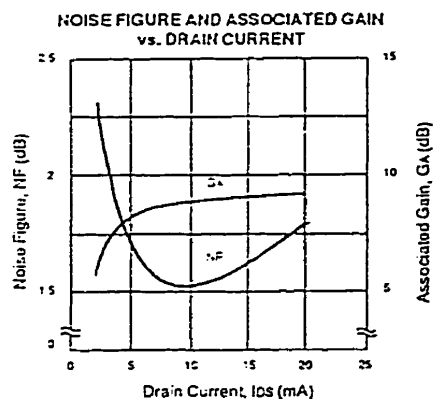
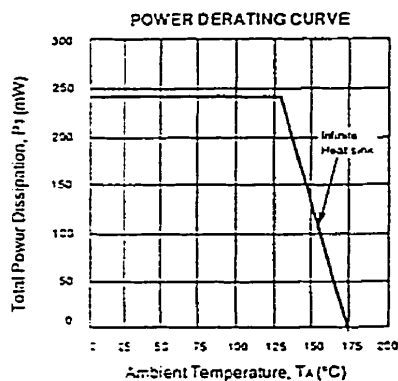
- Noise parameters include bond wires:

Gate: 2 wires total, 1 per bond pad, 0.0139" long each wire.

Drain: 2 wires total, 1 per bond pad, 0.0115" long each wire.

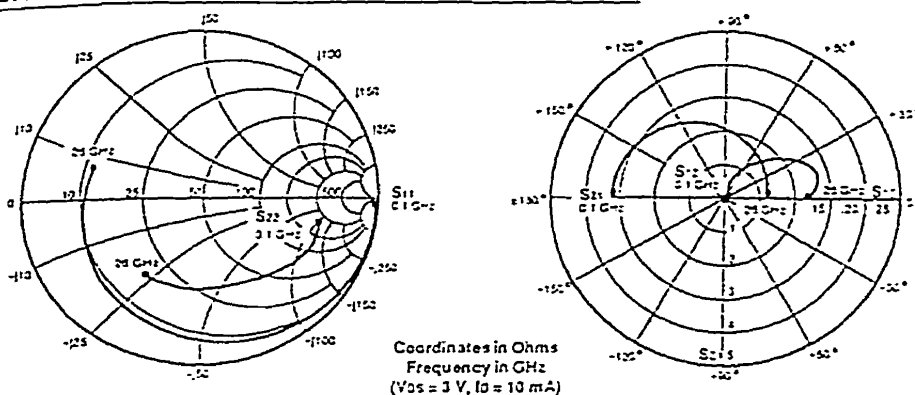
Sources: 4 wires total, 2 per side, 0.0066" long each wire.

Wire: 0.0007" diameter, gold.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (T_A = 25 °C)

NE76000

TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS

NE76000¹

VDS = 3 V, ID = 10 mA

FREQUENCY (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	S ₂₁ (dB)	MAG ² (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG			
0.1	0.999	-2.0	3.291	179.0	0.002	50.0	0.677	-1.0	0.06	10.3	32.1
0.2	0.999	-3.0	3.282	178.0	0.004	60.0	0.677	-2.0	0.02	10.3	29.1
0.5	0.998	-7.0	3.250	175.0	0.010	65.0	0.675	-4.0	0.04	10.3	25.1
1.0	0.995	-13.0	3.255	165.0	0.020	61.0	0.673	-8.0	0.05	10.2	22.1
1.5	0.993	-20.0	3.218	164.0	0.030	73.0	0.671	-12.0	0.04	10.1	20.3
2.0	0.985	-27.0	3.185	158.0	0.039	74.0	0.668	-15.0	0.07	10.0	19.1
3.0	0.959	-35.0	3.079	145.0	0.057	65.0	0.655	-23.0	0.12	9.7	17.3
4.0	0.947	-50.0	2.950	133.0	0.072	59.0	0.643	-32.0	0.17	9.3	16.1
5.0	0.923	-61.0	2.814	125.0	0.085	51.0	0.621	-35.0	0.24	8.9	15.1
6.0	0.890	-70.0	2.669	120.0	0.094	47.0	0.622	-42.0	0.30	8.5	14.5
7.0	0.874	-78.0	2.545	113.0	0.104	41.0	0.590	-47.0	0.34	8.1	13.5
8.0	0.855	-87.0	2.446	104.0	0.110	35.0	0.579	-50.0	0.38	7.7	13.4
9.0	0.825	-95.0	2.328	97.0	0.114	30.0	0.565	-53.0	0.45	7.3	13.1
10.0	0.808	-104.0	2.237	90.0	0.119	23.0	0.555	-53.0	0.45	6.9	12.7
12.0	0.766	-130.0	2.077	75.0	0.132	19.0	0.556	-73.0	0.52	6.3	11.9
14.0	0.741	-135.0	1.926	63.0	0.134	12.0	0.547	-81.0	0.59	5.9	11.5
15.0	0.723	-147.0	1.600	53.0	0.134	5.0	0.553	-58.0	0.54	5.1	11.2
18.0	0.700	-155.0	1.653	43.0	0.130	3.0	0.530	-64.0	0.60	4.3	11.0
20.0	0.677	-152.0	1.528	35.0	0.121	4.0	0.519	-99.0	0.68	3.9	11.0
22.0	0.665	-171.0	1.454	25.0	0.115	4.0	0.520	-107.0	1.03	3.3	9.3
24.0	0.538	173.0	1.390	15.0	0.121	5.0	0.537	-115.0	1.03	2.9	6.3
25.0	0.616	154.0	1.286	7.0	0.123	4.0	0.533	-123.0	1.12	2.1	7.5

Notes:

1. S-parameters include bond wires

Gate: Total 2 wire(s), 1 per bond pad, 0.0139" (354 μm) long each wire

Drain: Total 2 wire(s), 1 per bond pad, 0.0115" (291 μm) long each wire

Source: Total 4 wire(s), 2 per side, 0.0063" (158 μm) long each wire

Wire: 0.0007" (17.8 μm) Diameter, Gold

2. Gain Calculations:

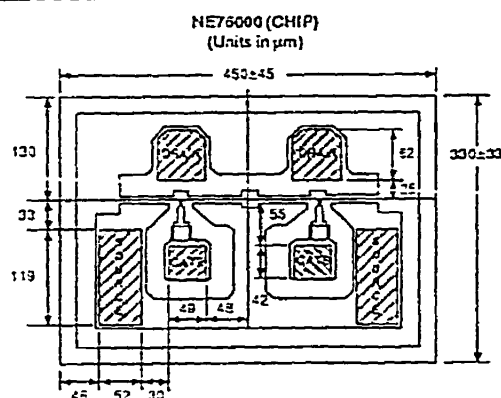
$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right), \text{ Where } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used } MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|}, 1 \leq S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

NE76000

OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)



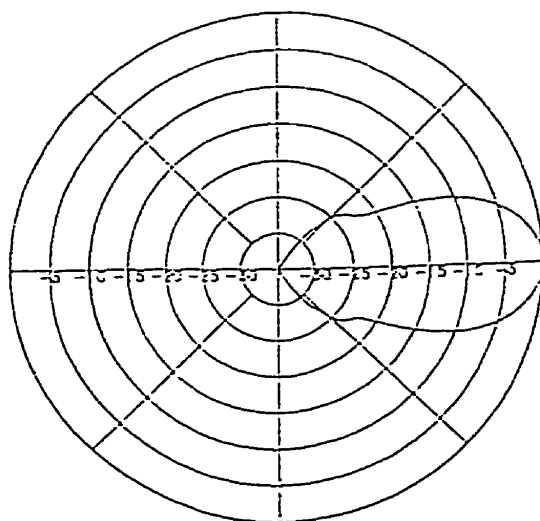
⊞ Bonding Pad Area Chip Thickness: 140 μm ±20 μm

Note: All dimensions are typical unless otherwise stated.

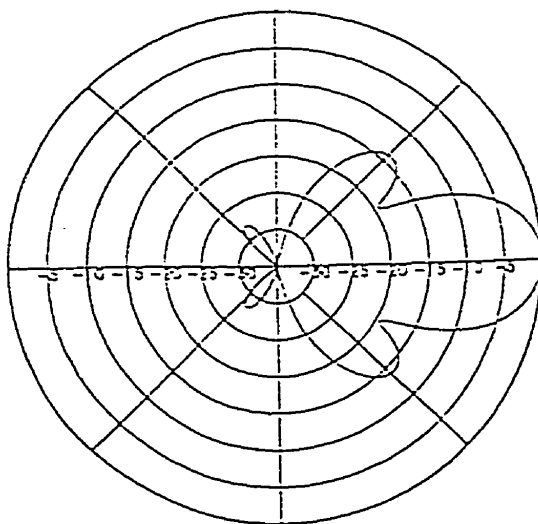
ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	IDSS SELECTION (mA)
NE76000L	50 to 80
NE76000	15 to 50

**ANNEXE C : Caractéristiques de l'antenne cornet Modèle
EMCO 3160-08 [23].**

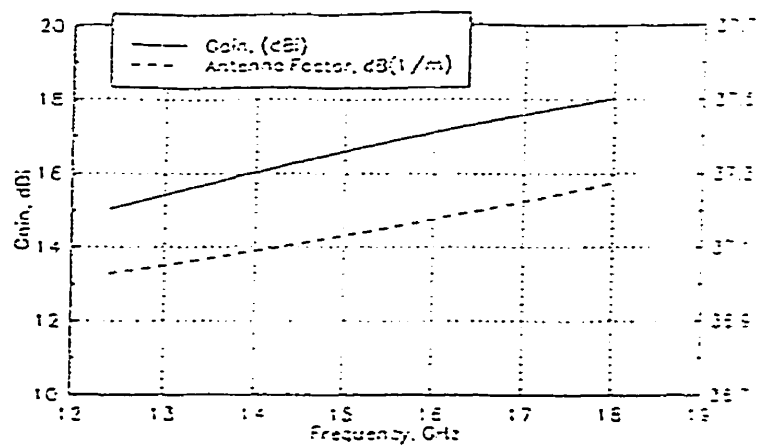


(a)

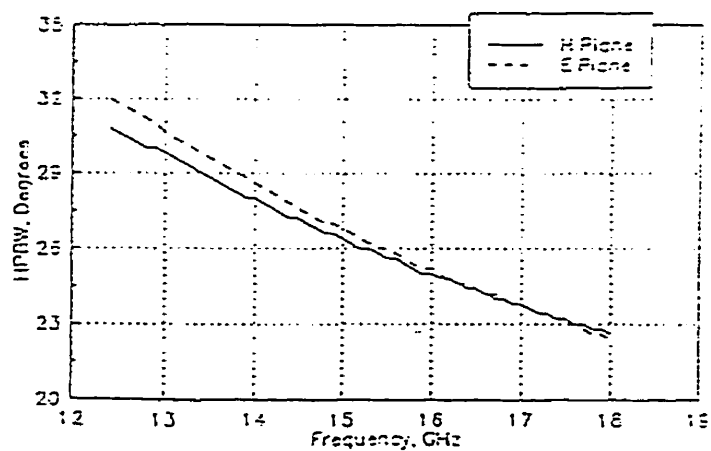


(b)

Figure 5: Typical Antenna Pattern in the: (a) H-Plane, and (b) E-Plane for the EMCO Model 3160 Antenna.



(a)



(b)

Figure B-8: (a) Gain and Antenna Factor, and (b) HPBW of EMCO Model 3160-08

ANNEXE D :Détails d'assemblage de la cellule amplificatrice

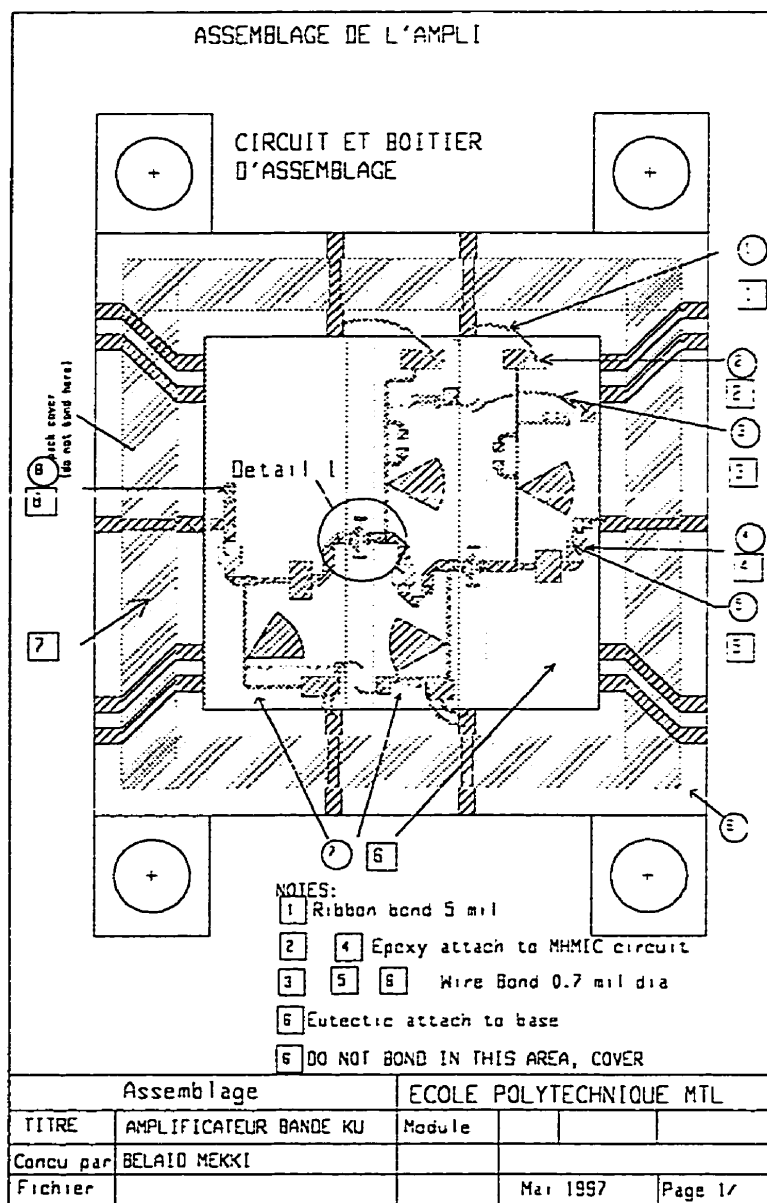
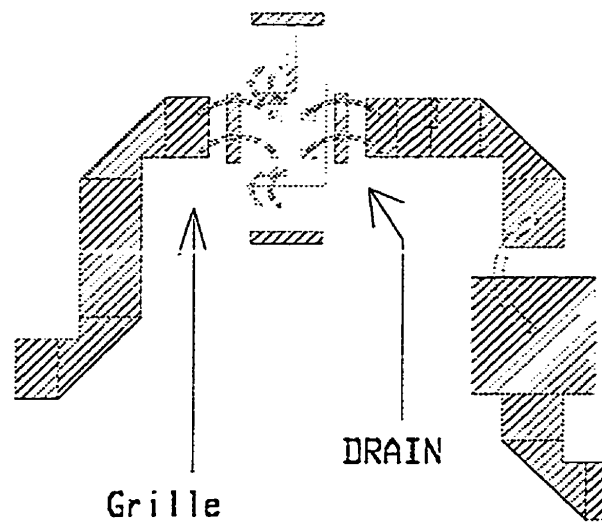


Figure D.1 : Assemblage de la cellule amplificatrice

DETAIL 1 : Position du transistor



NOTE : La position du transistor est la meme pour les deux transistor.

Assemblage		ECOLE POLYTECHNIQUE MTL			
TITRE	AMPLIFICATEUR BANDE KU	Module			
Concu par	BELAID MEKKI				
Fichier			Mai 1997	Page 2/	

Figure D.2 : Position du transistor

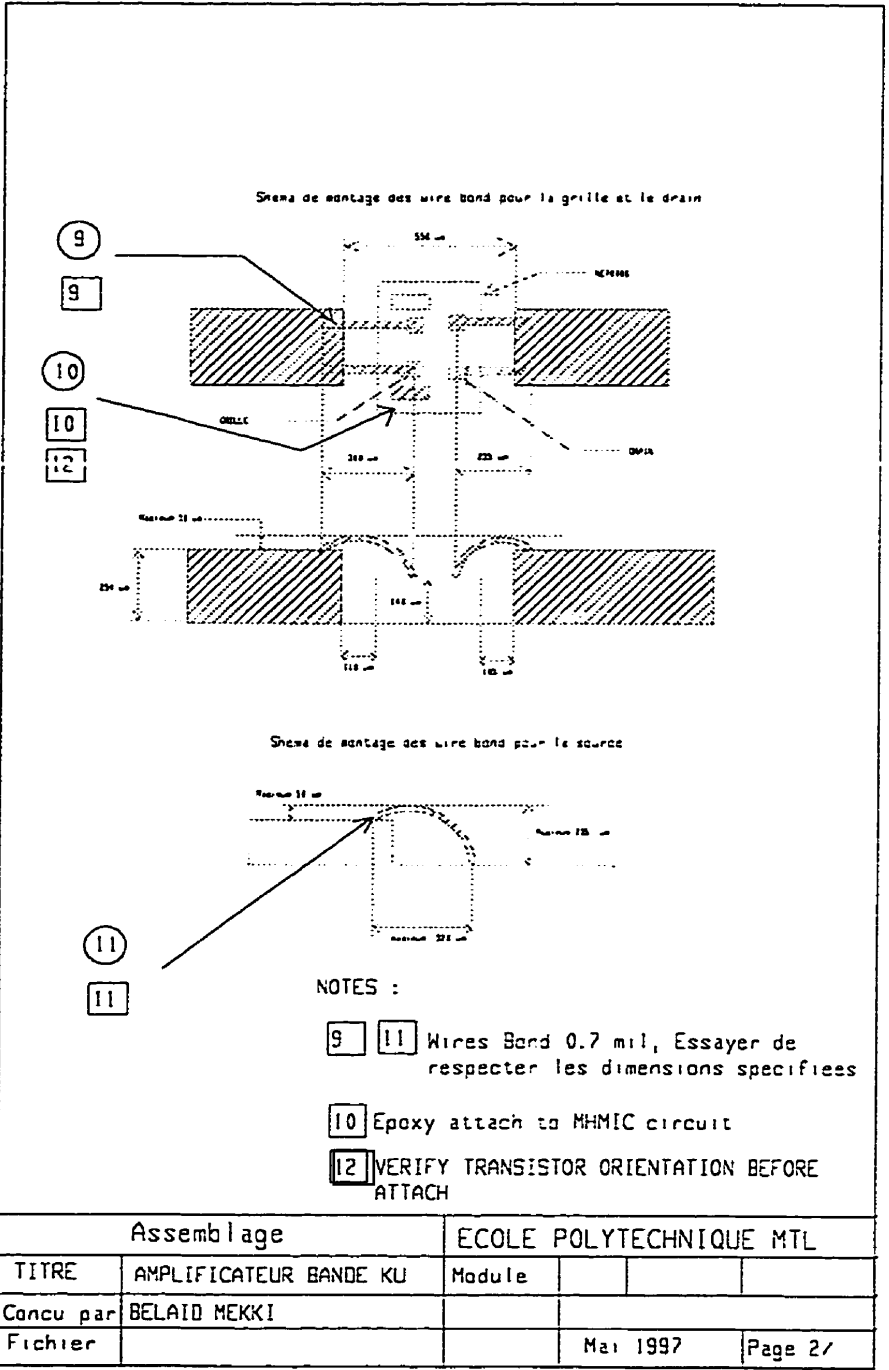


Figure D.3 : Détails sur le montage des transistors.

LISTE DU MATERIEL POUR LA CELLULE					
No de piece	Qte	Description	No de serie	Fournis- seur	Remar- ques
1		Ribbon band, w = 5 mil			
2	4	Condensateur 47 pf 18x18 mil		ATC	
3,5, 9 et 11		Fil de connec- tion en or 0.7 mil dia			
4	3	Condensateur 4.3 pf			
6	1	Baitier		StratEdge	
7		Circuit MMIC			
10	2	Transistor	NEC76000	Acratek	
11	1	Couvercle de Baitier		StratEdge	
Assemblage			ECOLE POLYTECHNIQUE MTL		
TITRE	AMPLIFICATEUR BANDE KU		Module		
Concu par	BELAID MEKKI				
Fichier				Mai 1997	Page 2/

Figure D.4 : Liste du matériel nécessaire pour le montage de la cellule amplificatrice.