

gen 20006682

N° d'ordre: 2109

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Label : Doctorat Européen

spécialité : Electronique

par

Frédéric CARREZ

**CONTRIBUTION A L'ETUDE DE TRANSPONDEURS INTEGRES EN
STRUCTURE MULTICOUCHE
APPLICATION AUX COMMUNICATIONS ET A
L'IDENTIFICATION MICRO-ONDES**

**CONTRIBUTION TO THE STUDY OF INTEGRATED
MULTILAYERED TRANSPONDERS
APPLICATION TO MICROWAVE COMMUNICATIONS AND
IDENTIFICATION**

Soutenance prévue le 4 décembre 1997 devant la commission d'examen



Président	E. CONSTANT	Professeur à l'U.S.T.L
Directeur de thèse	J. VINDEVOGHEL	Professeur à l'U.S.T.L
Rapporteurs	A. PAPIERNIK	Professeur à l'Université de Nice Sophia- Antipolis
	B. SCHIEK	Professeur Rhur-Universität-Bochum
	W. VAN LOOCK	Professeur Gent Universiteit
Examineurs	J. L. CAZAUX	Responsable des Etudes Hyperfréquences Alcatel Espace
	P. A. ROLLAND	Professeur à l'U.S.T.L

Ce travail a été effectué à l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (IEMN), au département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS) dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.

Mes remerciements vont à Monsieur le Professeur E. CONSTANT, Directeur de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (IEMN), qui me fait l'honneur de présider le jury d'examen.

Monsieur le Professeur J. VINDEVOGHEL, responsable de l'équipe "Systèmes Intégrés", a proposé le sujet de ce travail et en a assuré la direction. Tout au long de ces trois années, ses compétences, son soutien actif, son aide et les encouragements qu'il m'a prodigués m'ont permis de mener à bien ce travail jusqu'à son terme. Je tiens à lui exprimer sincèrement toute ma reconnaissance.

Monsieur le Professeur A. PAPIERNIK, Directeur du laboratoire d'Electronique de l'Université de Nice Sophia-Antipolis, me fait l'honneur d'examiner ce travail et d'en assurer la tâche de rapporteur. Je lui en suis très reconnaissant.

Je tiens à adresser ma plus profonde reconnaissance à Monsieur le Professeur B. SCHIEK de la Ruhr Universität-Bochum (Allemagne) pour m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche "Hochfrequenzmeßtechnik Arbeitsgruppe". Ses immenses qualités humaines, sa gentillesse et l'intérêt qu'il a manifesté à mon égard, m'ont beaucoup touché. Je suis également très honoré de sa présence à ce jury en tant que rapporteur.

Je tiens à exprimer également ma reconnaissance à Monsieur le Professeur W. VAN LOOCK de l'Université de Gent (Belgique) pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être rapporteur.

Que Monsieur J.L CAZAUX, Responsable des Etudes Hyperfréquences à Alcatel Espace, trouve ici ma reconnaissance pour avoir accepté de juger ce travail.

Mes sincères remerciements vont également à Monsieur le Professeur P. A. ROLLAND, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier tout particulièrement, Monsieur R. STOLLE, Assistant Professeur à la Ruhr Universität-Bochum avec qui j'ai eu un réel plaisir de travailler, me faisant profiter de ses compétences scientifiques et de son aide efficace. Reinhard est rapidement devenu un excellent ami et les moments passés en sa compagnie tant en France qu'en Allemagne, me resteront inoubliables.

Je remercie chaleureusement Monsieur P. DESCAMPS, Maître de conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL), pour ses encouragements amicaux, ainsi que tous les membres de mon équipe, Mademoiselle M. GRZESKOWIAK, Mesdames F. BOUAZZA, S. SADEK, Messieurs F. DOOM et E. VANABELLE avec qui j'ai eu le plaisir de travailler.

Mes vifs remerciements vont également à tous les membres de l'équipe "Hochfrequenzmeßtechnik Arbeitsgruppe" qui m'ont accueilli avec une grande sympathie: A. GRONFELD, T. MUSCH et F. SICKING.

Une partie de ce travail n'aurait pu aboutir sans l'aide efficace de Messieurs D. VANDERMOERE et C. BOYAVAL. Je les en remercie chaleureusement.

Que Mesdames E. DELOS et S. LEPILLIET de la centrale de caractérisation trouvent ici l'expression de ma reconnaissance pour leur disponibilité et leur aide précieuse.

Je remercie chaleureusement Monsieur J. P. DEHORTER pour avoir assuré la reproduction de ce manuscrit.

Enfin, je remercie tous mes amis en France et en Allemagne, grâce auxquels j'ai passé trois années de thèse formidables. Qu'ils trouvent ici le témoignage de ma grande sympathie.

Sommaire

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I. Généralités sur les systèmes de communication pour l'identification - Etude du système retenu

1. INTRODUCTION.....	5
2. GENERALITES.....	6
2.1 PRINCIPE DE LA TRANSMISSION DE DONNEES	6
2.2 PRINCIPE DE COMMUNICATION.....	8
2.2.1 Introduction	8
2.2.2 Communication bidirectionnelle.....	9
2.2.3 Communication unidirectionnelle.....	10
2.3 LES PROCEDES SIMPLES DE TRANSMISSION DE SIGNAUX BINAIRES	10
2.3.1 la modulation par saut d'amplitude ou ASK (Amplitude Shift Keying).....	10
2.3.2 La modulation par saut de phase ou PSK (Phase Shift Keying).....	11
2.3.3 La modulation par saut de fréquence ou FSK (Frequency Shift Keying)..	12
2.3.4 Performances des procédés de transmission.....	12
2.4 CLASSIFICATION DES TRANSPONDEURS	15
2.5 QUELQUES EXEMPLES DE TRANSPONDEURS MICRO-ONDES.....	16
2.6 CHOIX DU TYPE DE TRANSPONDEUR	20
3. ETUDE DU SYSTEME DE COMMUNICATION.....	22
3.1 SYSTEME RETENU.....	22
3.1.1 Définition du système.....	22
3.1.2 Fréquences utilisées.....	23
3.2 LE SIGNAL EMIS PAR LA BORNE INTERROGATRICE	23
3.3 ETUDE DE LA DEMODULATION DU SIGNAL REÇU PAR L'EMETTEUR/RECEPTEUR	24
3.3.1 Problèmes liés à la détection homodyne	25
3.3.2 Justification de la démodulation IQ.....	26
3.4 TECHNOLOGIE UTILISEE	28
3.4.1 Le transpondeur.....	28
3.4.2 L'émetteur/récepteur	28
4. CONCLUSION	32

Chapitre II. Etudes des antennes

1. INTRODUCTION.....	35
2. ANTENNES RESEAUX CLASSIQUES	37
3. DIFFERENTES TOPOLOGIES POSSIBLES D'INTEGRATION DES ANTENNES	39
3.1 MINIATURISATION DU RESONATEUR	39
3.1.1 Augmentation de la permittivité du substrat.....	39
3.1.2 Diminution de la taille du résonateur	41
3.2 L'ALIMENTATION DES RESONATEURS.....	42
3.2.1 Structure monocouche	42
3.2.2 Structure multicouche	43
3.3 MINIATURISATION DU RESEAU	46
3.3.1 Antenne à résonateurs superposés	47
3.3.2 Antenne à résonateurs couplés	48
3.4 SOLUTION RETENUE ET PRESENTATION DES ANTENNES ETUDIEES	49
3.4.1 Le résonateur et de son alimentation.....	49
3.4.2 Les antennes réseaux.....	51
4. ETUDE THEORIQUE.....	53
4.1 INTRODUCTION.....	53
4.2 ETUDE DU RESONATEUR ET DE SON ALIMENTATION.....	54
4.2.1 Approche simplifiée.....	54
4.2.2 Modélisation du résonateur	58
4.3 ETUDE DES ANTENNES RESEAUX.....	67
4.3.1 Etude des antennes réseaux à résonateurs parasites fermés sur une charge	68
4.3.2 Etude des antennes réseaux à résonateurs parasites ouverts	76
5. REALISATION TECHNOLOGIQUE ET RESULTATS	78
5.1 CARACTERISTIQUES DES SUBSTRATS	78
5.2 LE RESONATEUR ALIMENTE PAR COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE	78
5.3 LES ANTENNES RESEAUX A RESONATEURS PARASITES	80
5.3.1 Les réseaux linéaires.....	80
5.3.2 Les antenne bidimensionnelles	88
6. CONCLUSION	94

Chapitre III. Etude du circuit actif

1. INTRODUCTION.....	99
2. CHOIX DES COMPOSANTS	101
2.1 LE MODULATEUR ET DEMODULATEUR.....	101
2.1.1 Le modulateur	101
2.1.2 Le démodulateur	102
2.1.3 Composant et modèle utilisé.....	102
2.2 LE CONVERTISSEUR RF-DC	107
3. ETUDE DU MODULATEUR A TEC "FROID"	109
3.1 PRINCIPE DU MODULATEUR.....	109
3.2 ETUDE ANALYTIQUE.....	110
3.2.1 Le modulateur de phase à 180 degrés	111
3.2.2 Le modulateur d'amplitude.....	113
3.3 SIMULATION DES MODULATEURS	115
3.3.1 Principe de la simulation utilisé	115
3.3.2 Résultats de simulation.....	116
3.4 CARACTERISATION DES MODULATEURS.....	117
3.4.1 Caractérisation en régime statique	117
3.4.2 Caractérisation en régime dynamique et analyse qualitative des pertes	118
4. LE DETECTEUR A TEC "FROID"	122
4.1 PRINCIPE DU DETECTEUR A TEC "FROID"	122
4.2 ETUDE ANALYTIQUE DU DETECTEUR	123
4.2.1 Calcul du facteur de conversion	125
4.2.2 Optimisation.....	126
4.3 SIMULATION NON-LINEAIRE DU DETECTEUR	127
4.4 RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	129
4.5 OPTIMISATION DU DETECTEUR.....	131
4.5.1 Simulation du détecteur optimisé.....	132
4.5.2 Résultats expérimentaux.....	133
5. LE CIRCUIT DE MODULATION/DEMODULATION.....	135
5.1 PRINCIPE DU MODULATEUR/DEMODULATEUR.....	135
5.2 SIMULATION DES CIRCUITS DE MODULATION/DEMODULATION.....	136

5.2.1 Simulation linéaire du circuit en mode "modulateur".....	137
5.2.2 Simulation non-linéaire des circuits en mode "modulateur"	137
5.2.3 Simulation non-linéaire du circuit en mode "démodulateur"	138
5.3 CARACTERISATION DES CIRCUITS	139
5.3.1 Caractérisation en mode "Modulateur"	140
5.3.2 Caractérisation en mode "Démodulateur"	142
5.4 PERSPECTIVES DES MODULATEURS/DEMULATEURS.....	143
5.5 CONCLUSION	146
6. CIRCUIT DE CONVERSION DE PUISSANCE RF-DC	147
6.1 INTRODUCTION.....	147
6.2 PRINCIPES DU CIRCUIT DE CONVERSION DE PUISSANCE <i>RF-DC</i>	148
6.2.1 Structure du circuit.....	148
6.2.2 Caractéristiques de la diode et mécanisme de conversion de puissance	149
6.3 PERFORMANCES DES DIODES POUR LA CONVERSION DE PUISSANCE	150
6.4 REALISATION D'UN CIRCUIT DE CONVERSION RF-DC OPTIMISE POUR LES FAIBLES NIVEAUX DE PUISSANCE	155
7. CONCLUSION	157

Chapitre IV. Réalisation et caractérisation des transpondeur

1. INTRODUCTION.....	161
2. SYSTEME DE CARACTERISATION DES TRANSPONDEURS.....	162
2.1 PRESENTATION DU DISPOSITIF.....	162
2.2 REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT.....	164
3. REALISATION DU TRANSPONDEUR.....	167
3.1 STRUCTURE DU TRANSPONDEUR.....	167
3.2 CARACTERISATION EN MODE DEMODULATEUR ASK.....	168
3.3 CARACTERISATION EN MODE MODULATEUR DPSK.....	171
4. REALISATION DU TRANSPONDEUR TELE-ALIMENTE	173
4.1 STRUCTURE DU TRANSPONDEUR.....	173

4.2 CARACTERISATION DU CIRCUIT DE CONVERSION DE PUISSANCE.....	174
4.3 CARACTERISATION DE LA LIAISON.....	175
4.4 INTEGRATION DU TRANSPONDEUR.....	177
5. CONCLUSION ET PERSPECTIVE D'EVOLUTION	179
 CONCLUSION GENERALE.....	 183

Annexes

Report on the doctoral thesis

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, l'intérêt suscité par les systèmes de contrôle et d'identification automatiques s'est considérablement développé. En effet, l'informatisation sans cesse croissante dans les différents secteurs économiques rend ces systèmes séduisant par leur précision, la rapidité d'exécution ainsi que par l'économie qu'ils peuvent procurer pour la réalisation d'opérations telles que:

- la gestion automatique de stocks de marchandises,
- le triage automatique,
- le contrôle d'une zone à accès restreint,
- le contrôle accès d'un parking,
- l'interrogation de capteurs réalisant une mesure...

Les solutions les plus couramment utilisées sont des systèmes d'identification optique ou magnétique. Ceux-ci sont fiables et économiques mais comportent toutefois un inconvénient de taille: ils nécessitent soit un contact physique entre le lecteur et l'objet à identifier (carte magnétique) soit d'opérer à une distance très faible (système optique code barre) ce qui restreint leur souplesse d'utilisation.

Face à ces solutions traditionnelles, les systèmes d'identification radio fréquence ont été proposés depuis quelques années. Ils se composent d'une borne interrogatrice et d'un transpondeur placé sur l'objet ou la personne à identifier. L'avantage de cette solution est de permettre non seulement une distance d'interrogation plus importante pouvant atteindre plusieurs mètres mais également un échange de données bidirectionnel entre le transpondeur et le lecteur.

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à une approche hyperfréquence pour réaliser cette communication à courte distance. L'utilisation des hyperfréquences se révèle particulièrement intéressante en termes d'intégration, de débit d'information et de relative insensibilité aux conditions d'environnement... Néanmoins, le coût d'un tel système micro-

ondes est plus important que celui d'un dispositif radio fréquence. Pour rester compétitif, il est donc nécessaire de développer des solutions technologiques innovantes afin de résoudre les problèmes de coûts et de consommation, notamment pour le transpondeur, objet de notre travail.

La description du système de communication à courtes distances est présentée dans le premier chapitre. Une comparaison des différents procédés de transmissions de données permet de fixer le schéma de modulation. Une étude plus détaillée de la borne interrogatrice justifie le choix d'une conversion directe du signal hyperfréquence en bande de base.

La réalisation du transpondeur est fondée sur le concept d'antenne active. Les composants hyperfréquences sont alors reportés directement sur la structure de l'antenne. Ceci apporte outre l'avantage d'une forte intégration du transpondeur. Ce deuxième chapitre est consacré à l'étude de la structure de l'antenne. Après avoir recensé les différentes possibilités d'intégration de la partie rayonnante et de son excitation, nous présentons différentes réalisations. Celles-ci présentent des caractéristiques différentes (gain, angle d'ouverture, bande passante...) suivant l'application dans laquelle le transpondeur va être utilisé. La structure retenue présente également l'avantage d'une possible réalisation monolithique pour des applications en bande millimétrique. Ceci est actuellement à l'étude au sein de notre laboratoire.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du circuit micro-ondes de l'antenne active. Nous nous sommes efforcés de définir une topologie permettant la réalisation de la démodulation et de la modulation à l'aide d'un minimum de composants, associée à une faible consommation. Ceci garantira une durée de vie maximale de la pile du transpondeur. Cette étude a été réalisée en collaboration avec l'Université de Bochum, Allemagne.

Pour certaines applications, nous nous sommes intéressés à la faisabilité de la télé-alimentation du transpondeur par faisceau micro-ondes. Le circuit utilisé pour réaliser la conversion de puissance hyperfréquence en puissance continue est présenté dans la dernière partie de ce chapitre.

Enfin, le dernier chapitre est consacré à la réalisation des antennes actives. Celles-ci sont caractérisées afin de vérifier leur fonctionnement et de déterminer leurs performances réelles. Nous verrons également dans quelle mesure, il est possible d'effectuer la télé-alimentation du transpondeur. Finalement, nous concluons par les perspectives, les possibilités d'optimisation et de développement des systèmes que nous proposons.

CHAPITRE I

**Généralités sur les systèmes de communication
pour l'identification - Etude du système retenu**

Chapitre I. Généralités sur les systèmes de communication pour l'identification - Etude du système retenu

1. INTRODUCTION

Depuis quelques années, les systèmes de contrôle et d'identification automatiques se sont développés pour de nombreuses applications: par exemple, le contrôle d'accès du personnel dans une zone sensible, gérer un stock de marchandises, contrôler l'accès de voitures à un parking...

Les systèmes d'identification traditionnellement utilisés fonctionnent à l'aide de cartes magnétiques que l'on insère dans un lecteur ou de codes barre lus à partir d'un dispositif optique. La principale limitation de tels systèmes est la nécessité d'un contact physique (système magnétique) ou une distance très proche (système optique) entre la borne interrogatrice et la carte contenant le code. Pour obtenir une grande souplesse dans la procédure d'identification, des systèmes de communication radio fréquence ont été développés. Ils permettent ainsi de réaliser des opérations d'identification et de contrôle sur des distances pouvant être de plusieurs mètres entre la borne interrogatrice et le transpondeur. L'amélioration continue de ces systèmes radio fréquence a permis d'étendre le champ d'applications à des systèmes comme le télépéage, la télémonétique...

L'utilisation des hyperfréquences pour de telles applications se révèle particulièrement attractive, en raison de:

- la forte intégration du système liée aux faibles dimensions des circuits et en particulier de l'antenne.
- la relative insensibilité aux conditions d'environnements.
- la bande passante large permettant des débits d'information importants...

Cependant, pour répondre aux exigences économiques, un tel système de communication hyperfréquence doit allier performances et faibles coûts. La difficulté actuelle est donc de proposer des solutions technologiques permettant de répondre à cette attente.

2. GENERALITES

2.1 Principe de la transmission de données

La Figure I-1 présente le schéma général d'un système d'échange de données. Il se compose d'une borne interrogatrice et d'un transpondeur, l'ensemble étant géré par un ordinateur relié à la borne interrogatrice. Le principe d'échange de données peut s'effectuer de deux manières différentes: unidirectionnelle ou bidirectionnelle.

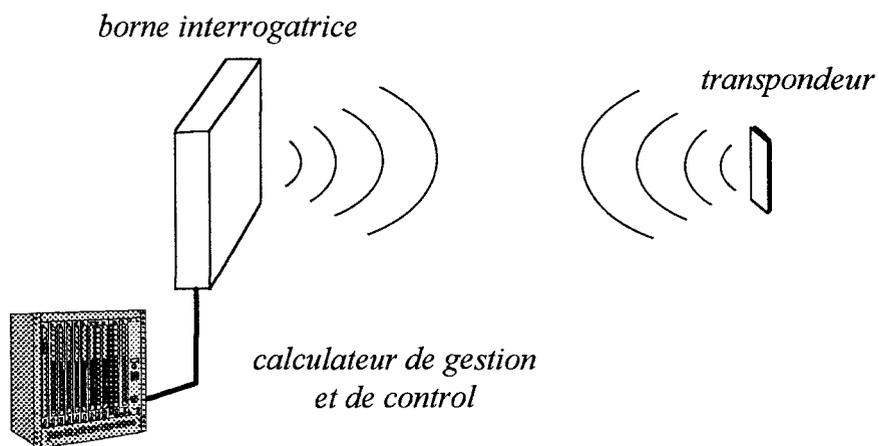


Figure I-1 Principe d'un système d'échanges de données et d'identification.

- Dans le premier cas (Figure I-2), la borne interrogatrice émet un signal. Lorsque celui-ci est détecté par le transpondeur, ce dernier renvoie une information afin de réaliser l'opération d'identification.

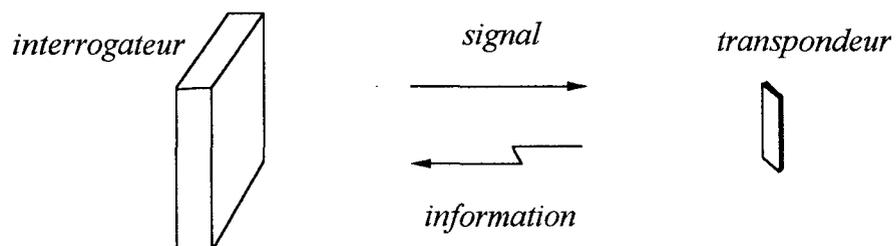


Figure I-2 communication unidirectionnelle.

- Dans le second cas (Figure I-3), la borne interrogatrice envoie un code vers le transpondeur. En fonction du message qu'il reçoit, le transpondeur renvoie une information également codée. Dans ce cas, contrairement à la transmission unidirectionnelle, plusieurs informations peuvent être enregistrées dans le transpondeur et être lues de manières indépendantes.

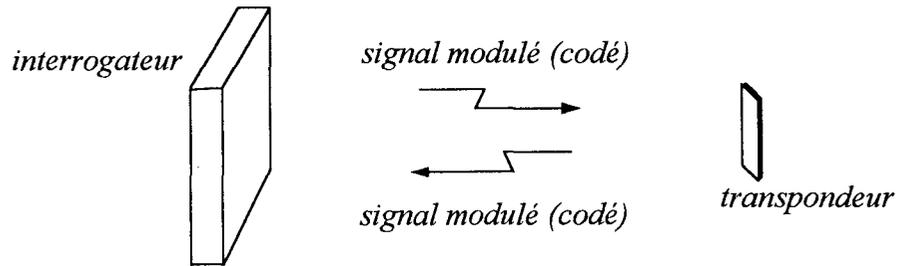


Figure I-3 communication bilatérale.

La transmission bidirectionnelle de données offre donc un champ d'applications plus vaste, cependant les coûts d'un tel système sont naturellement plus élevés. En effet, chaque élément du système comporte davantage de circuits pour la transmission et le traitement des données, ce qui augmente le nombre de composants. Ceci contribue également à accroître la consommation électrique des éléments à chaque extrémité de la liaison. Si dans le cas de la borne interrogatrice, cela ne pose pas de problèmes, celle-ci pouvant être directement alimentée par le réseau électrique, il n'en est pas de même pour le transpondeur dont la durée de vie de la pile alimentant les circuits numériques et hyperfréquences sera considérablement réduite. Il convient alors d'effectuer un choix judicieux du schéma de modulation entre la borne interrogatrice et le transpondeur afin de minimiser le nombre de composants hyperfréquences et leur consommation.

Dans de tels systèmes de communication à courte distance, le nombre de transpondeurs est beaucoup plus important que celui des bornes interrogatrices. Il est donc essentiel afin de réduire les coûts et de proposer une solution compatible aux exigences du marché de reporter toute la complexité du système vers la borne interrogatrice. Le transpondeur doit quant à lui comporter, outre les circuits numériques nécessaires aux traitements des données, le minimum de composants hyperfréquences; la consommation totale doit être suffisamment faible afin de garantir une longue durée de vie au dispositif.

La difficulté réside donc dans la mise en oeuvre de solutions technologique permettant d'aboutir à un compromis entre les performances, le coût et l'intégration.

2.2 Principe de communication

2.2.1 Introduction

La plupart des systèmes de communication hyperfréquence utilisent une chaîne de réception et d'émission hétérodynes comme illustré Figure I-4 [1]. Ce principe de communication est souvent employé dans les réseaux de communication locaux (LAN: Wireless Local Area Networks) et consiste à transposer une information numérique contenue dans le signal IF (basse fréquence) dans le domaine des hyperfréquences. Cependant, le nombre important de composants passifs et actifs tant pour la partie hyperfréquence que pour la partie basse fréquence du système rend cette solution inapplicable pour la réalisation d'un transpondeur destiné aux communications courte distance et à l'identification.

Pour diminuer le nombre de composants et de ce fait réduire la consommation de puissance et élever le degré d'intégration des circuits, la tendance actuelle consiste à supprimer la fréquence intermédiaire ($IF = 0$). Dans ce cas, lors de l'émission, la modulation numérique est directement appliquée sur la porteuse de l'oscillateur local et lors de la réception, la fréquence de l'oscillateur local est identique à celle du signal RF contenant l'information. Ceci permet de nous affranchir d'une chaîne de traitement du signal basse fréquence. Cette solution est actuellement développée pour les systèmes cellulaires digitaux

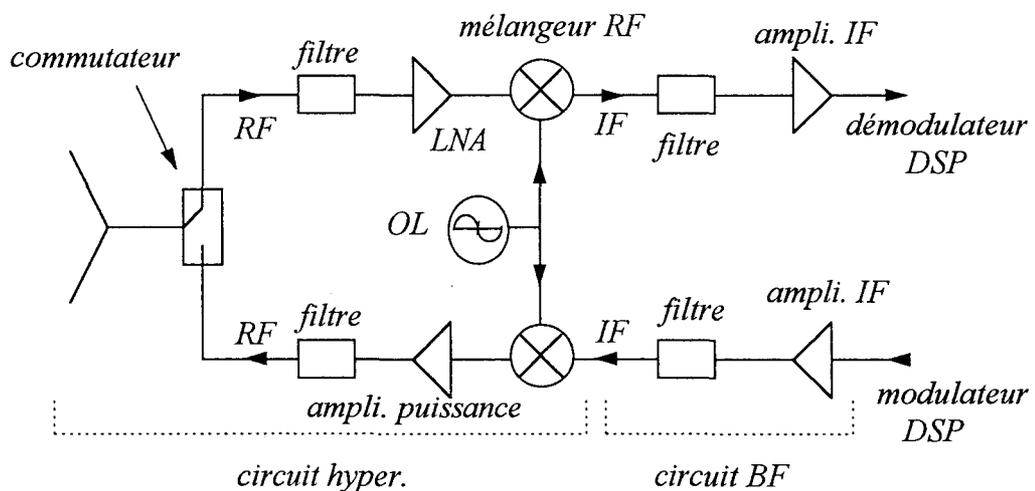


Figure I-4 Schéma simplifié d'un système de communication hyperfréquence.

GSM [2].

Il est donc très intéressant d'appliquer ce principe aux transpondeurs micro-ondes. Cependant, la faible distance entre le transpondeur et la borne interrogatrice (quelques mètres) permet de s'affranchir de l'oscillateur local micro-ondes en modulant directement la porteuse émise par la borne interrogatrice. Ce principe de communication aujourd'hui bien connu est du type modulation d'écho.

2.2.2 Communication bidirectionnelle

Le principe de fonctionnement d'un système de communication utilisant le principe de la modulation d'écho est décrit Figure I-5.

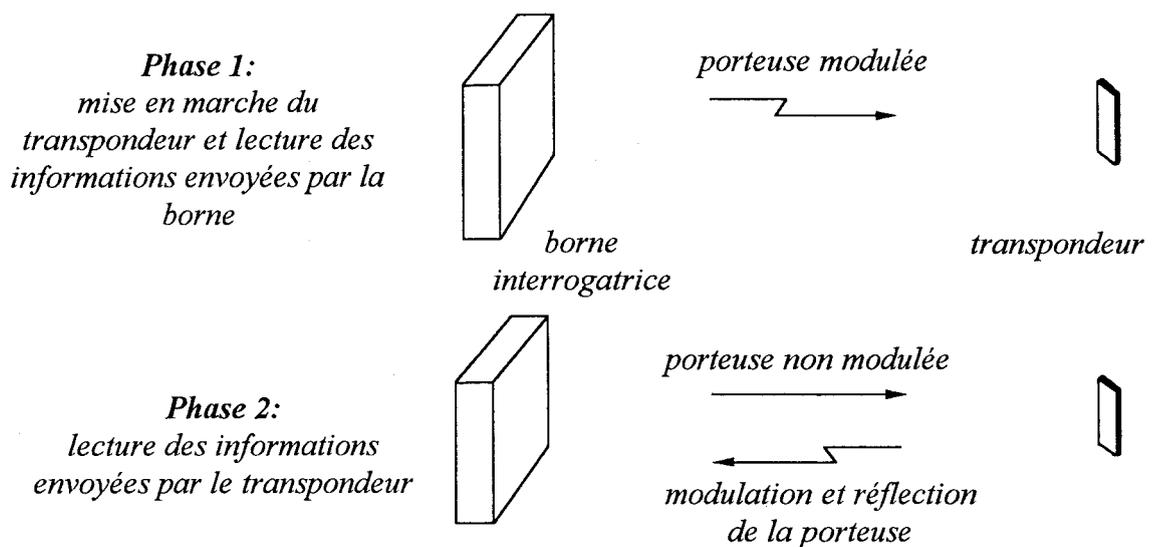


Figure I-5 Système de communication utilisant la modulation d'écho.

• Sens Borne interrogatrice - transpondeur

La borne interrogatrice génère une porteuse hyperfréquence modulée. Le transpondeur la démodule et lit le code reçu. La modulation appliquée sur la porteuse émise par la borne interrogatrice peut être d'amplitude ou angulaire.

Le choix de celle-ci dépend d'une part des performances que l'on désire obtenir et d'autre part de la complexité du circuit de démodulation du transpondeur. En effet, le rapport signal sur bruit à l'entrée du démodulateur diminue en fonction de la distance

séparant le transpondeur de la borne interrogatrice. Ainsi, le choix d'une modulation la plus faiblement sensible au bruit permettra un fonctionnement sur une distance importante entre la borne interrogatrice et le transpondeur tout en garantissant une bonne transmission des données. D'autre part, pour assurer un faible coût et une faible consommation le transpondeur doit comporter un nombre limité de composants.

- **Sens transpondeur- borne interrogatrice**

La borne interrogatrice continue à émettre la porteuse mais sans modulation. Le transpondeur, en fonction du code reçu précédemment, renvoie un code en appliquant sur la porteuse une modulation puis la réémet vers la borne interrogatrice.

De manière identique à la liaison borne interrogatrice - transpondeur, le choix de la modulation pour cette liaison va s'effectuer en fonction des caractéristiques du transpondeur, i. e. faible coût et faible consommation.

2.2.3 Communication unidirectionnelle

Le principe de fonctionnement est similaire à la communication bidirectionnelle (Figure I-4 - Phase 2). Dans ce cas, la borne interrogatrice génère une porteuse qui déclenche le fonctionnement du transpondeur. Ce dernier envoie alors un code en modulant la porteuse et réémet le signal vers la borne interrogatrice. Le choix du modulateur du transpondeur suit les mêmes critères que précédemment.

2.3 Les procédés simples de transmission de signaux binaires

Pour transmettre une information binaire à partir d'une porteuse, trois procédés classiques peuvent être utilisés: la modulation par saut d'amplitude, par saut de phase, par saut de fréquence. Nous rappelons ici simplement le principe [3].

2.3.1 la modulation par saut d'amplitude ou ASK (Amplitude Shift Keying).

L'information binaire est contenue dans l'amplitude de la porteuse. Celle-ci prend donc la forme suivant qu'un 0 ou un 1 est émis:

$$x(t) = A_0 \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) \quad \text{pour un 0 émis, } A_0 \text{ est nul en général,}$$

$$x(t) = A_1 \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) \quad \text{pour un 1 émis.}$$

θ_0 représente la phase à l'origine.

Pour recueillir l'information à la réception du signal, on effectue en général une détection d'enveloppe et on compare le résultat à un seuil. Le système de réception est alors dit non cohérent.

Si au contraire, le récepteur dispose d'un oscillateur local dont le signal est synchrone et cohérent, i. e. de même fréquence et en phase avec la porteuse modulée en amplitude, il est possible de réaliser une multiplication des deux signaux pour retrouver l'information après filtrage (Figure I-6).

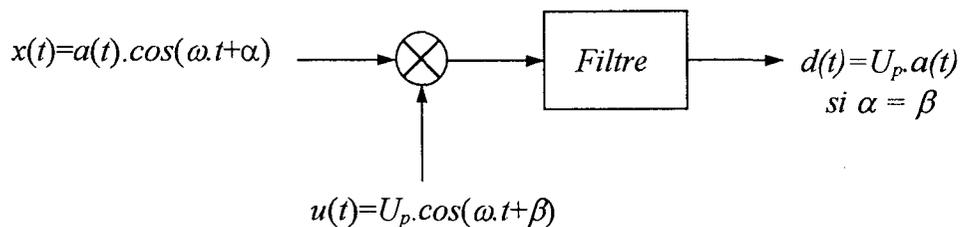


Figure I-6 Principe de la détection cohérente.

2.3.2 La modulation par saut de phase ou PSK (Phase Shift Keying)

L'information binaire est ici contenue dans la phase, i. e. à chaque niveau binaire correspond un saut de phase de 180 degrés. Par exemple, Φ vaut 0 ou 180 degrés suivant qu'un 0 ou un 1 est émis. Le signal modulé prend donc la forme

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega.t + \theta_0 + \Phi) = A \cdot \cos(\omega.t + \theta_0) \quad \text{pour un 0 émis,}$$

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega.t + \theta_0 + \Phi) = -A \cdot \cos(\omega.t + \theta_0) \quad \text{pour un 1 émis.}$$

θ_0 représente la phase à l'origine.

Pour utiliser un tel procédé et obtenir l'information à partir du signal reçu, il est nécessaire de connaître à la réception la phase à l'origine θ_0 . Ceci rend donc indispensable l'utilisation d'un démodulateur synchrone et cohérent.

Remarque

Pour éviter la complexité d'un procédé de démodulation cohérent, il est possible d'utiliser le saut de phase différentiel (DPSK) qui nécessite uniquement la conservation de la

phase de l'impulsion précédente. Ainsi, si la phase du signal correspondant à la n^e impulsion du signal binaire est φ , la phase de la $n+1^e$ impulsion sera φ si l'information est un 0 ou $\varphi + \pi$ si c'est un 1.

2.3.3 La modulation par saut de fréquence ou FSK (Frequency Shift Keying)

Dans ce cas, l'information binaire est contenue dans la fréquence de la porteuse. Par exemples, ω vaut ω_0 ou ω_1 suivant qu'un 0 ou un 1 soit émis. La porteuse modulée en fréquence est alors

$$x(t) = A.\cos(\omega_0.t + \theta_0) \quad \text{pour un 0 émis,}$$

$$x(t) = A.\cos(\omega_1.t + \theta_0) \quad \text{pour un 1 émis.}$$

La démodulation de ce signal peut s'effectuer par discriminateur de fréquence ou par boucle à verrouillage de phase.

Ces trois types de modulation simples permettent de transmettre des données numériques. A partir de ces cas simples, d'autres types de schémas de modulation ont été développés essentiellement pour accroître le débit d'information.

2.3.4 Performances des procédés de transmission

Lors de la réception, le signal à l'entrée du démodulateur s'accompagne toujours d'un bruit lié au canal de transmission et aux circuits électroniques situés en amont du démodulateur tels que les filtres, les amplificateurs, les mélangeurs...

Le calcul de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit γ en sortie du démodulateur permet d'évaluer dans un cas idéal, l'efficacité d'un procédé de transmission à retrouver une information en présence de bruit. Ceci permet également de comparer les différents procédés de transmission et d'effectuer un choix en fonction de leurs performances.

Pour cela, nous considérons le système de réception présenté Figure I-7. Le signal modulé est appliqué à la chaîne de réception constituée ici d'un filtre ajusté à la largeur de bande du signal modulé. En pratique, la chaîne comporte également des amplificateurs et mélangeurs dans le cas d'une réception hétérodyne. Le signal en sortie de la chaîne entre dans le démodulateur qui redonne l'impulsion de base soit par détection cohérente ou non.

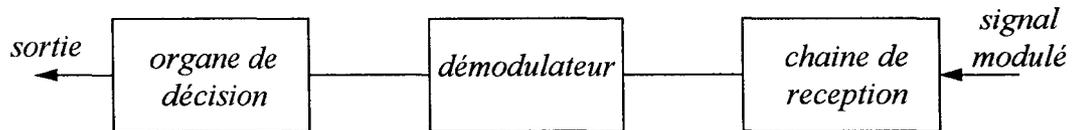


Figure I-7 Système de réception du procédé de transmission.

Enfin, l'organe de décision compare l'amplitude de l'impulsion reçue par rapport à un seuil et effectue la décision binaire.

Nous rappelons, l'expression de la probabilité d'erreur de l'organe de décision pour les différents procédés de transmission. Ces expressions ont été établies selon les hypothèses suivantes:

- les impulsions correspondant aux symboles 0 et 1 sont de types tout ou rien,
- les symboles 0 et 1 ont une répartition aléatoire et sont équiprobables,
- le bruit est de type bruit blanc Gaussien dans la largeur de bande égale à celle du filtre de la chaîne de réception et nulle ailleurs,
- le rapport signal sur bruit γ en sortie du démodulateur est défini comme le rapport de la puissance moyenne du signal sur la puissance de bruit.

• Démodulation ASK

Démodulation cohérente

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \right)$$

Démodulation non cohérente: détection d'enveloppe.

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - Q \left(2\sqrt{\gamma}, \sqrt{2+\gamma} \right) + e^{-\left(1+\frac{\gamma}{2}\right)} \right]$$

avec $Q(a,b) = \int_b^{\infty} x \cdot e^{-\frac{a^2+x^2}{2}} \cdot I_0(a \cdot x) \cdot dx$ où I_0 est la fonction de Bessel

d'ordre zéro.

• **Démodulation FSK**

Démodulation cohérente

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \right)$$

Démodulation non cohérente

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{2}}$$

• **Démodulation PSK**

Démodulation cohérente

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$$

Démodulation DPSK

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\gamma}$$

La Figure I-8 présente l'évolution de la probabilité d'erreur P_e en fonction du rapport signal sur bruit γ des différents procédés de démodulation. Pour des applications d'identification, une probabilité d'erreur inférieure à 10^{-6} est suffisante pour établir la

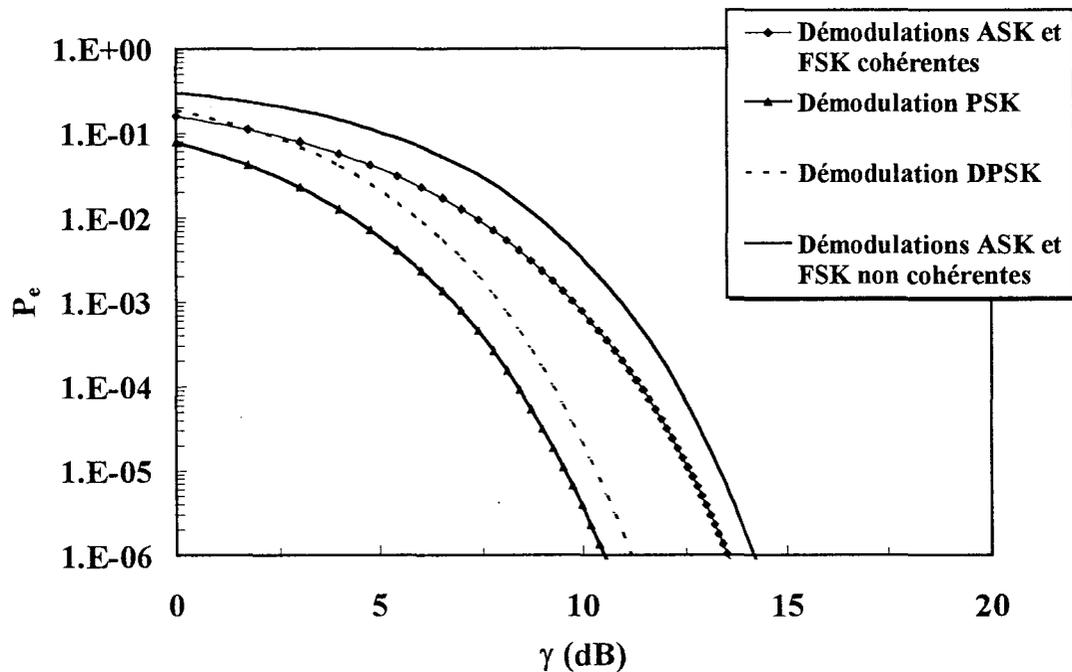


Figure I-8 Probabilité d'erreur des procédés de transmission binaire en fonction du rapport signal sur bruit.

communication. Les procédés de transmission utilisant une démodulation cohérente procurent un avantage en termes de rapport signal sur bruit. Par exemple, un procédé de transmission PSK nécessite un rapport signal sur bruit de 3 dB inférieur à une transmission ASK et FSK utilisant une démodulation non cohérente. Cependant, les récepteurs à détection cohérente sont plus complexes car ils nécessitent un dispositif pour rétablir la phase de référence à partir du signal reçu. Ceci est aussi un critère dont il faut tenir compte car il conditionne le coût et la consommation du système de transmission. Le Tableau I-1 résume les caractéristiques des différents procédés de transmission.

type de transmission	Réalisation de la modulation	Réalisation de la démodulation
ASK	<ul style="list-style-type: none"> • simple 	<ul style="list-style-type: none"> • simple si détection d'enveloppe
FSK	<ul style="list-style-type: none"> • moyenne 	<ul style="list-style-type: none"> • simple par discriminateur de fréquence. • moyenne par PLL
PSK	<ul style="list-style-type: none"> • moyenne 	<ul style="list-style-type: none"> • importante: nécessite une détection cohérente • moyenne si transmission DPSK

Tableau I-1 Comparaison des techniques de modulation et démodulation des différents procédés de transmission.

2.4 Classification des transpondeurs

Plusieurs solutions peuvent être utilisées pour réaliser l'identification ou l'échange de données au niveau du transpondeur. Celui-ci peut être actif ou passif lors de la réception et l'émission du signal. Ces deux états déterminent le niveau de complexité des circuits hyperfréquences, la consommation et les performances (en particulier la distance) du transpondeur. Le Tableau I-2 résume les différentes possibilités.

- Le transpondeur est dit actif en phase de détection lorsque le signal reçu est amplifié.
- Le transpondeur est actif en phase d'émission lorsque le signal modulé est amplifié avant d'être transmis à la borne interrogatrice

type de réception	type d'émission	avantages	inconvénients
passif	passif	<ul style="list-style-type: none"> • complexité réduite • faible consommation 	<ul style="list-style-type: none"> • applications à courte distance (quelques mètres) ou basse fréquence.
actif	passif	<ul style="list-style-type: none"> • complexité faible • forte sensibilité en détection 	<ul style="list-style-type: none"> • nécessite une bonne sensibilité du lecteur pour des distances importantes. • consommation du transpondeur
passif	actif	<ul style="list-style-type: none"> • complexité faible 	<ul style="list-style-type: none"> • distance faible (quelques mètres) • consommation du transpondeur
actif	actif	<ul style="list-style-type: none"> • très bonnes performances • distance importante 	<ul style="list-style-type: none"> • consommation importante du transpondeur • nombre important de composants hyperfréquences

Tableau I-2 Les différents types de détection et d'émission du transpondeur.

La solution la plus intéressante du point de vu des performances est bien entendu une émission et une détection actives. Cependant, le nombre important de composants hyperfréquences ainsi que la consommation élevée du transpondeur augmentent considérablement les coûts et limite la durée de vie des piles du transpondeur. Cette solution ne semble donc pas être la plus intéressante pour les applications envisagées. De manière générale, le choix du type d'émission et de détection est principalement lié aux applications envisagées et à la distance séparant la borne interrogatrice du transpondeur.

2.5 Quelques exemples de transpondeurs micro-ondes.

La plupart des systèmes d'identification commerciaux opèrent dans le domaine des basses fréquences. Ces systèmes sont assez simples et l'échange de données s'effectue unidirectionnellement, i. e. la borne interrogatrice émet uniquement une porteuse. Par exemple, le système d'identification TIRIS proposé par Texas Instruments utilise cette technique de transmission [4]. La borne interrogatrice émet une porteuse à 134.2 kHz, le transpondeur reçoit le signal et entretient l'oscillation à l'aide d'un circuit résonant *LC*. Puis il renvoi un code par modulation FSK en faisant varier la capacité du circuit *LC*.

Peu de transpondeur micro-ondes sont actuellement commercialisés et leur étude reste encore au stade de développement ou du laboratoire.

La Figure I-9 présente un cas très simple de transpondeur utilisé pour des systèmes de détection [5]. La borne interrogatrice émet un signal à la fréquence f et le transpondeur renvoi un signal à la fréquence $2f$ à l'aide d'un élément non-linéaire, en général une diode. L'intérêt de cette solution est que la borne reçoit un signal à la fréquence double et par conséquent est peu sensible aux réflexions parasites. Ce système peu coûteux ne réalise qu'une opération de détection car celui-ci ne peut transmettre qu'un bit d'information (présence ou non). Il est utilisé par exemple pour la détection des victimes dans les avalanches de neige ou comme système antivol.

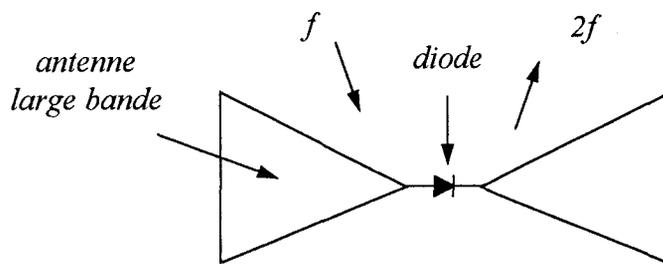


Figure I-9 Transpondeur doubleur de fréquence [5].

Pour effectuer des opérations d'identification et ainsi augmenter le champ d'application, une modulation d'amplitude peut être réalisée après la multiplication du signal comme illustré Figure I-10 [6].

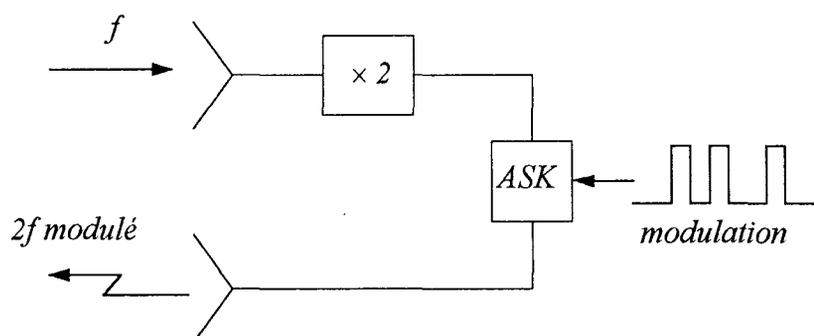


Figure I-10 Transpondeur doubleur de fréquence et modulation ASK [6].

Dans le même esprit, Pobanz et al. [7] ont proposé un transpondeur générant un signal sub-harmonique de la porteuse émise par la borne interrogatrice pour augmenter l'immunité du système contre les interférences. Le schéma synoptique de ce transpondeur est présenté Figure I-11. La porteuse de fréquence $f_p = 6$ GHz reçue par le transpondeur est mélangée à un signal basse fréquence IF de fréquence $f_i = 10$ MHz, modulé en amplitude. Le mélangeur utilisé est constitué de deux diodes montées tête bêche. Les harmoniques utilisés pour la transmission sont $2f_p \pm f_i$.

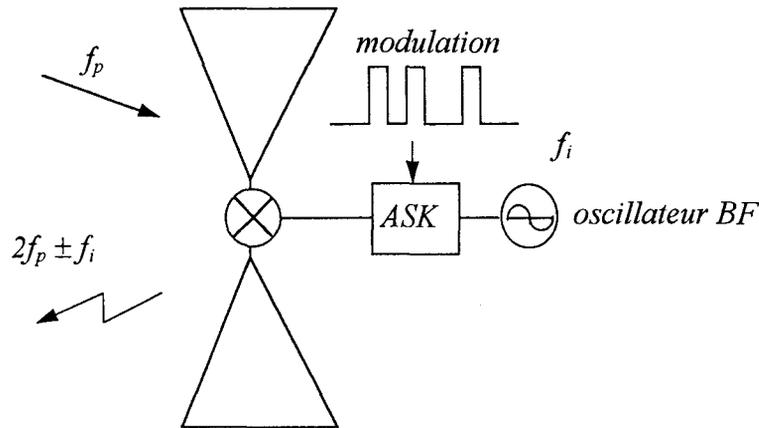


Figure I-11 Transpondeur à mélangeur sub-harmonique [7].

Le principal inconvénient de ces transpondeurs est que la puissance des harmoniques réémis est faible. Ceci implique d'une part, une puissance importante émise par la borne interrogatrice pour réaliser la modulation d'écho et d'autre part, un récepteur à la sensibilité importante. De plus, l'utilisation d'un oscillateur basse fréquence diminue la durée de vie de la pile du transpondeur ainsi que son intégration. Ainsi, le coût du système est élevé et la distance entre la borne interrogatrice et le transpondeur ne peut pas être importante (< 2 m).

Pour permettre une distance d'interrogation plus importante, d'autres préfèrent réémettre directement la porteuse en lui imposant une modulation.

La Figure I-12 présente un exemple utilisant ce principe. Il s'agit du système Hypermodem développé par Thomson [8] fonctionnant à 5.72 GHz et 9.9 GHz. Le transpondeur se compose de deux antennes à fente (slot) pour l'émission et la réception, et le circuit hyperfréquence utilise un transistor à effet de champs GaAs polarisé. La transmission de données dans le sens borne interrogatrice - transpondeur s'effectue par modulation ASK: le TEC est alors utilisé comme détecteur d'enveloppe. Dans le sens transpondeur - borne interrogatrice, le transistor amplifie la porteuse émise par la borne tout

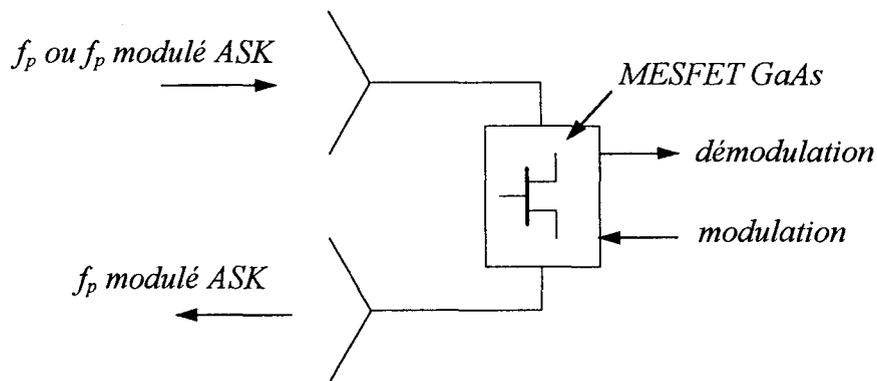


Figure I-12 Principe du transpondeur Hypermodem de Thomson [8].

en lui appliquant une modulation ASK. Ce transpondeur est donc actif en réception et en émission, il permet ainsi des distances d'interrogation importantes mais ceci au détriment de la consommation. En effet, le transpondeur comporte trois piles lithium consommant chacune 5 mA lorsque celui-ci est interrogé. De plus, les réflexions multiples peuvent engendrer des risques d'erreurs lorsque la borne interrogatrice effectue la démodulation ASK du signal émis par le transpondeur.

La Figure I-13 présente le schéma synoptique d'un transpondeur développé par le CNET [9]. Ce système fonctionne à la fréquence de 2.45 GHz et utilise une modulation ASK pour convoier les informations de la borne interrogatrice vers le transpondeur et une modulation de phase à deux états (modulation d'écho) dans le sens transpondeur - borne interrogatrice. Ce schéma de modulation notamment dans le sens transpondeur - borne interrogatrice permet de meilleures performances en terme d'immunité contre les réflexions parasites et de rapport signal sur bruit comparé à la solution précédente utilisant une modulation ASK. Ce transpondeur utilise deux circuits: l'un pour la détection ASK, l'autre

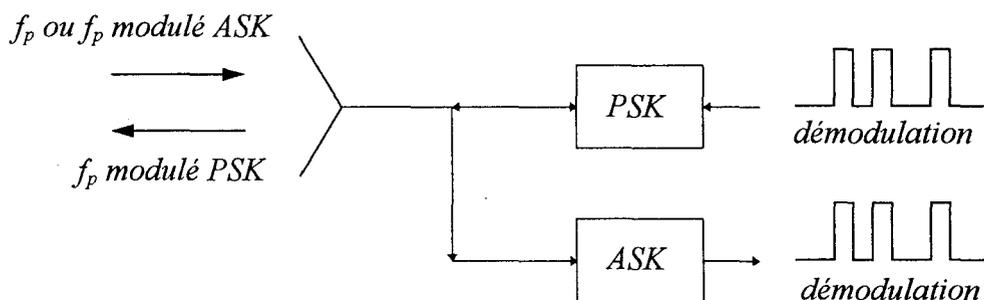


Figure I-13 Schéma synoptique du transpondeur développé par le CNET [9].

pour la modulation PSK et une antenne pour l'émission et la réception. Un commutateur permet de diriger le signal vers le démodulateur et le modulateur pendant l'interrogation du transpondeur. L'utilisation d'un commutateur peut éventuellement être évitée par l'emploi de deux antennes, l'une pour la réception et la seconde pour l'émission. Cependant, le couplage parasite entre les deux antennes peut engendrer des perturbations dans la liaison, il faut donc que celles-ci soient suffisamment éloignées l'une de l'autre ce qui a pour effet de diminuer l'intégration du transpondeur. Malheureusement, nous ne disposons pas d'information sur la technologie employée pour réaliser l'ensemble des fonctions hyperfréquences de ce transpondeur. Cependant, cette solution nous semble la plus intéressante pour obtenir un compromis entre les performances et la complexité des circuits. En effet, le démodulateur ASK du transpondeur peut être réalisé simplement par détection d'enveloppe à l'aide d'une diode et le modulateur de phase à l'aide d'un élément de commutation tel une diode PIN ou un transistor à effet de champ.

2.6 Choix du type de transpondeur

Nous voyons que les configurations des transpondeurs sont multiples et dépendent des applications. Pour notre part, le système que nous voulons développer est destiné aux applications d'identification et nous considérons que les transpondeurs sont interrogés un à la fois:

- entrée d'une personne dans une zone sensible
- localisation d'un objet dans une chaîne de production ou de triage
- parking automatique...

et aux échanges de données sur des courtes distances:

- télécartes
- interrogation de capteurs pour des applications spécifiques (mesure de température, de pression...)

Ces applications réclament un faible coût du système de communication associé à de bonnes performances. Le schéma de modulation proposé par le CNET nous semble le plus approprié pour un échange de données bidirectionnel. Une transmission unidirectionnelle peut être réalisée quant à elle simplement par une modulation DPSK de la porteuse émise par la borne interrogatrice. La distance séparant la borne interrogatrice du transpondeur

reste faible, typiquement inférieure à 5 m, il n'est donc pas nécessaire d'avoir une émission et une réception actives au niveau du transpondeur. Cependant, cette solution peut être envisagée pour des applications de télépéage où la distance entre la borne interrogatrice et la voiture est plus importante. Nous allons donc nous attacher à l'étude de tels transpondeurs notamment en ce qui concerne leur partie hyperfréquence, optimiser leur structure et apporter des solutions originales permettant d'obtenir le meilleur compromis coût - performances possible.

3. ETUDE DU SYSTEME DE COMMUNICATION

3.1 Système retenu

3.1.1 Définition du système

La structure du système retenu est présentée Figure I-14. La borne interrogatrice est constituée d'une source locale, d'un modulateur ASK et d'une antenne pour sa partie émission. Le module de réception quant à lui se compose d'une antenne, d'un amplificateur faible bruit d'un coupleur 10 dB et d'un démodulateur IQ .

Le transpondeur réalise successivement la démodulation ASK et la modulation DPSK de la porteuse émise par la borne interrogatrice. Sa structure n'est pas détaillée ici, celle-ci faisant l'objet des chapitres suivants.

L'intérêt de la modulation d'écho est de disposer à la réception, d'un signal parfaitement synchrone avec le signal modulé par le transpondeur. Nous pouvons ainsi faire l'économie d'un circuit spécifique. La démodulation IQ permet, comme nous le verrons dans le paragraphe 3.3, d'éviter l'atténuation du signal créée par une détection homodyne en fonction de la distance entre le transpondeur et l'émetteur/récepteur.

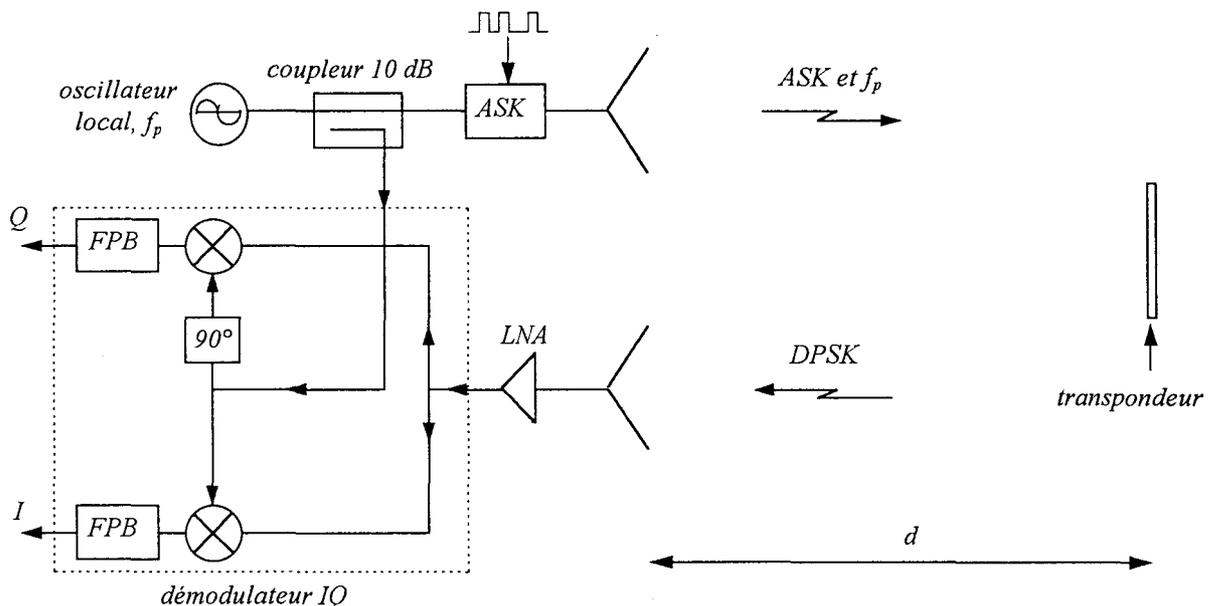


Figure I-14 Structure de l'émetteur/récepteur.

3.1.2 Fréquences utilisées

La plupart des systèmes d'identification micro-ondes et des démonstrateurs utilisent les fréquences 2.45 GHz, 5.8 GHz et 9.9 GHz et une puissance d'émission de l'ordre de 1 W. Etant donné le caractère exploratoire de notre travail, i. e. optimiser la structure du transpondeur et apporter des solutions originales pour ses circuits hyperfréquences, nous avons retenu la fréquence de 9.9 GHz. Celle-ci permet de concevoir un système relativement économique et bien intégré notamment pour les antennes. Nous nous limiterons également à une puissance émise de 1 W. La fréquence d'utilisation du système pourra être modifiée en fonction des applications et des réglementations de la CETP (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications) mais les techniques utilisées pour les différentes fonctions hyperfréquences du transpondeur resteront les mêmes.

Dans le cadre des applications envisagées nous avons fixé la fréquence d'horloge à $f_h = 100$ kHz pour la transmission des données numériques. Cette fréquence nous semble un bon compromis entre la rapidité de transmission des données et la consommation des circuits numériques notamment pour le transpondeur. Celle-ci peut également être modifiée pour des applications nécessitant des débits d'information plus rapides.

3.2 Le signal émis par la borne interrogatrice

Le signal de période T émis par la borne interrogatrice est présenté Figure I-15. La borne envoie les informations au transpondeur par modulation ASK de la porteuse jusque l'instant θ_1 . Entre les instants θ_1 et θ_2 , la borne émet la porteuse non modulée et le transpondeur effectue la modulation d'écho.

Pour effectuer les échanges de données entre l'émetteur/récepteur et le transpondeur, nous avons considéré des mots de 32 bits. Le nombre de bits est suffisant pour transporter

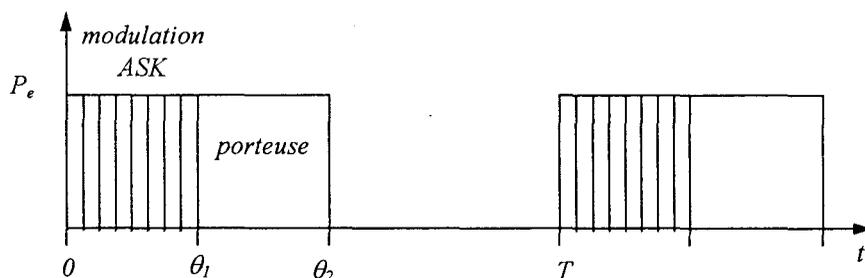


Figure I-15 Signal émis par la borne interrogatrice.

une information à l'aide d'un code correcteur d'erreurs. Il faut toutefois prévoir quelques bits pour le démarrage et la synchronisation des circuits numériques. La durée totale du signal émis par la borne interrogatrice est donc de 0.64 ms, i. e. 0.32 ms pour l'échange des données dans chaque direction. Pour éviter d'émettre une puissance moyenne importante, ce signal est répété toutes les 10 millisecondes.

3.3 Etude de la démodulation du signal reçu par l'émetteur/récepteur

La Figure I-16 présente le transpondeur en phase d'interrogation.

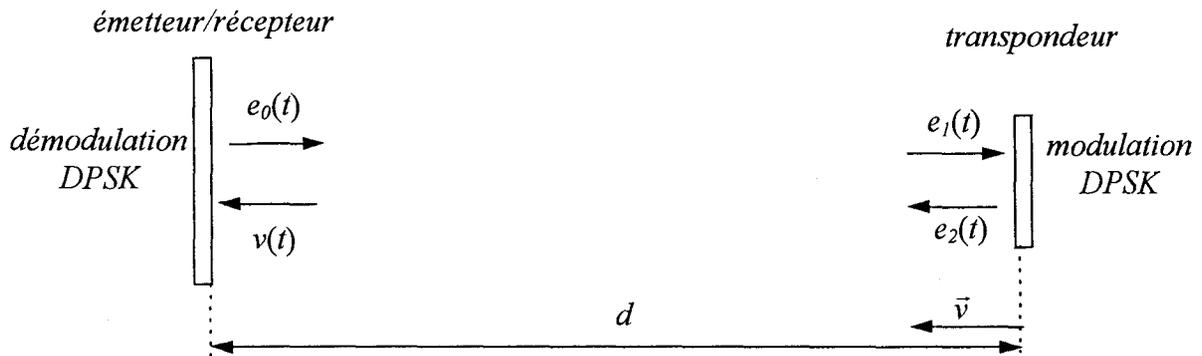


Figure I-16 Transpondeur en phase d'interrogation.

Le signal émis par l'émetteur/récepteur est donné par

$$e_o(t) = E_o \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \alpha_e),$$

où α_e est la phase à l'origine que nous supposons nulle dans la suite des calculs. Ce signal à l'entrée du modulateur DPSK du transpondeur devient

$$e_1(t) = E_1 \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \theta).$$

La phase θ est liée à la distance d séparant le transpondeur de l'émetteur/récepteur et est donnée par

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda_o} \cdot d,$$

où λ_o est la longueur d'onde dans l'espace libre. Le signal réémis par le transpondeur est

$$e_2(t) = E_2 \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \Phi(t) + \theta),$$

$\Phi(t)$ étant la phase imposée par le modulateur DPSK. Le signal à l'entrée du démodulateur de l'émetteur/récepteur est alors

$$v(t) = V \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \Phi(t) + 2 \cdot \theta).$$

3.3.1 Problèmes liés à la détection homodyne

Pour obtenir l'information contenue dans la phase du signal modulé DPSK, une première solution consiste à réaliser une détection homodyne. Le signal reçu est alors directement multiplié avec le signal de l'oscillateur local. Nous supposons également que la phase à l'origine α_u de ce signal est nulle. Un filtre passe bas (FPB) est placé derrière le mélangeur pour filtrer les harmoniques. Ce circuit est illustré Figure I-17.

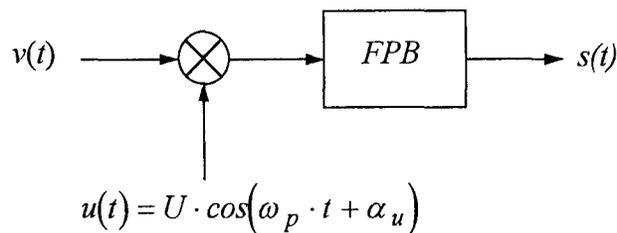


Figure I-17 Détection homodyne du signal modulé DPSK.

Le signal en sortie du détecteur homodyne est de la forme

$$s(t) = K \cos(\Phi(t) + 2 \cdot \theta).$$

Le signal de sortie devient alors suivant qu'un 0 ($\Phi = 0^\circ$) ou un 1 ($\Phi = 180^\circ$) est émis

$$\begin{aligned} s(t) &= K \cos(2 \cdot \theta) && \text{si } \Phi(t) = 0^\circ, \\ s(t) &= -K \cos(2 \cdot \theta) && \text{si } \Phi(t) = 180^\circ. \end{aligned}$$

De ces deux dernières équations, nous pouvons remarquer que le signal en sortie du démodulateur est nul pour les distances

$$d = \frac{\lambda_0}{4} \cdot \left(\frac{1}{2} + n \right) \quad \text{avec } n=1, 2, 3, \dots$$

A titre d'exemple, nous obtenons une détection nulle tous les 7.57 mm pour une fréquence de 9.9 GHz. Nous voyons alors que pour ce système de communication hyperfréquence, la détection homodyne n'est pas envisageable car le déplacement du transpondeur engendre une perte du signal détecté qui s'accompagne également d'un changement de la polarité. Des erreurs dans la transmission de données vont alors se produire. Elle peut toutefois être utilisée pour des fréquences beaucoup plus basses car l'échange de données a le temps de s'effectuer entre deux minima de détection.

3.3.2 Justification de la démodulation IQ

L'emploi d'un démodulateur IQ (Figure I-14) se révèle dans le domaine des hyperfréquences particulièrement intéressant puisqu'il évite la perte de signal. En prenant les mêmes hypothèses que précédemment concernant la phase de la porteuse générée par l'oscillateur local de l'émetteur/récepteur, nous obtenons les signaux:

$$s(t) = I(t) = K \cos(\Phi(t) + 2\theta) = K \cdot \cos(\Psi(t)) \quad \text{en sortie de la voie } I, \quad (1)$$

$$s(t) = Q(t) = K \sin(\Phi(t) + 2\theta) = K \cdot \sin(\Psi(t)) \quad \text{en sortie de la voie } Q. \quad (2)$$

Nous voyons alors que nous obtenons toujours l'information sur la phase, soit par la voie I , soit par la voie Q , lorsque le transpondeur se déplace.

La limite de cette démodulation va être imposée comme nous allons le voir maintenant, par la vitesse de déplacement relative entre le transpondeur et la borne.

Les bits d'information sont obtenus lors de la démodulation DPSK en comparant les phases entre deux instants d'horloge successifs $T_{h,1}$ et $T_{h,2}$. Les équations (1) et (2) montrent qu'il n'est possible de retrouver l'information sur les états de phase de $\Phi(t)$ que par l'intermédiaire de $\Psi(t)$. Nous avons alors

$$\Psi_1 = \Phi_1 + 2\theta_1 \quad \text{à l'instant } T_{h,1},$$

$$\Psi_2 = \Phi_2 + 2\theta_2 \quad \text{à l'instant } T_{h,2}.$$

La comparaison entre deux états d'horloge nous donne

$$\Delta\Psi = \Delta\Phi + 2\Delta\theta$$

Si le transpondeur ne se déplace pas, le terme $2\Delta\theta$ est nul et nous obtenons sans ambiguïté l'information sur les sauts de phase imposés par $\Delta\Phi$. Par contre, un déplacement du transpondeur entraîne une évolution du terme $2\Delta\theta$. Il faut donc considérer l'erreur que va engendrer la vitesse de déplacement du transpondeur. Si nous tolérons lors de la démodulation une erreur maximale ε sur la phase, nous avons alors:

$$2\Delta\theta = 2 \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot (d_2 - d_1) \right) \leq \varepsilon$$

où d_1 et d_2 représentent la distance du transpondeur à l'émetteur/récepteur entre les deux temps d'horloge $T_{h,1}$ et $T_{h,2}$.

La vitesse maximale pour réaliser la transmission de données est alors

$$v \leq \frac{\lambda_0 \cdot \varepsilon}{4\pi \cdot T_h},$$

avec $v = \frac{d_2 - d_1}{T_h}$ et $T_h = T_{h,2} - T_{h,1}$, période de l'horloge.

Dans notre cas, les fréquences d'horloge et de la porteuse sont respectivement $T_h = 10 \mu\text{s}$ et $f_p = 9.9 \text{ GHz}$. Si nous considérons que l'organe de décision placé derrière le démodulateur a un seuil de décision binaire tel qu'une erreur de phase $\varepsilon = 10^\circ$ est tolérée, nous obtenons une vitesse limite

$$v = 42 \text{ m.s}^{-1} \text{ soit } 151 \text{ km.h}^{-1}.$$

Ceci nous montre que la transmission de données entre le transpondeur et l'émetteur/récepteur peut s'effectuer sans difficulté. En effet, dans le cadre des applications que nous envisageons, le transpondeur ne se déplace pas à une telle allure. Cependant, nous pouvons constater que ce système est fiable pour les applications de télépéage. Il faudra néanmoins concevoir un transpondeur actif pour atteindre des distances de communication plus importantes d'environ 10 m. Notons enfin que cette erreur sur la phase lors de la démodulation peut être diminuée en augmentant la fréquence d'horloge.

Nous avons jusqu'à présent étudié le cas d'un déplacement du transpondeur dans une direction perpendiculaire à l'émetteur/récepteur. Maintenant, si nous considérons un déplacement du transpondeur dans une direction parallèle, les vitesses peuvent alors devenir beaucoup plus importantes (Figure I-18). En effet, la variation de distance Δd entre deux temps d'horloge $T_{h,1}$ et $T_{h,2}$ pendant la transmission des données est très faible. L'erreur $2\Delta\theta$

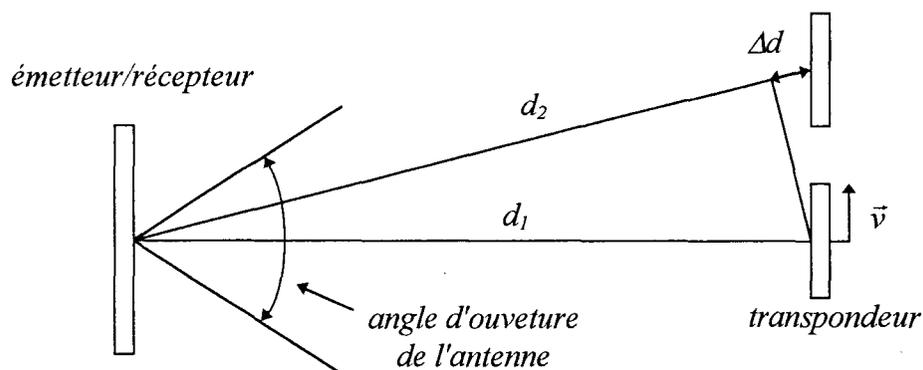


Figure I-18 Déplacement parallèle du transpondeur.

est alors négligeable lors de la démodulation et nous pouvons admettre

$$\Delta\Psi \approx \Delta\Phi.$$

La transmission bidirectionnelle des données nécessite une durée de 0.640 ms. Ceci nous autorise alors des vitesses de déplacement du transpondeur supérieures à 200 km.h⁻¹, lorsque l'émetteur/récepteur dispose d'une antenne dont l'angle d'ouverture est suffisant. Un exemple d'utilisation de ce système de communication à courte distance consiste à identifier et localiser un train à grande vitesse sur un trajet. La faible distance de communication, la borne interrogatrice pouvant se trouver directement sur la voie, ne nécessite pas une réception et une émission active du transpondeur. Le système est ainsi relativement économique.

3.4 Technologie utilisée

3.4.1 Le transpondeur

Pour transmettre les données, le transpondeur doit réaliser successivement la démodulation ASK et la modulation DPSK. La difficulté consiste à effectuer ces deux opérations et le traitement du signal associé tout en garantissant un compromis entre le coût, la consommation et les performances. Il est donc nécessaire d'optimiser sa structure et ses circuits micro-ondes afin d'atteindre cet objectif. Ces études font l'objet des prochains chapitres.

3.4.2 L'émetteur/récepteur

L'intérêt du système présenté est que nous effectuons une conversion directe de l'information contenue dans la phase de la porteuse en signal en bande de base. Nous aboutissons ainsi à une structure de l'émetteur/récepteur relativement simple et nous nous affranchissons d'une chaîne de traitement d'un signal intermédiaire basse fréquence encombrante et coûteuse tant pour sa réalisation qu'en consommation d'énergie. Bien que la réalisation de l'émetteur/récepteur ne fasse pas l'objet de notre travail, nous énonçons quelques considérations auxquelles nous devons tenir compte lors de sa conception.

- **L'oscillateur local**

Le bruit de phase généré par l'oscillateur local doit être le plus faible possible. Celui-ci peut en effet nuire à la transmission de données lors de la modulation ASK et la

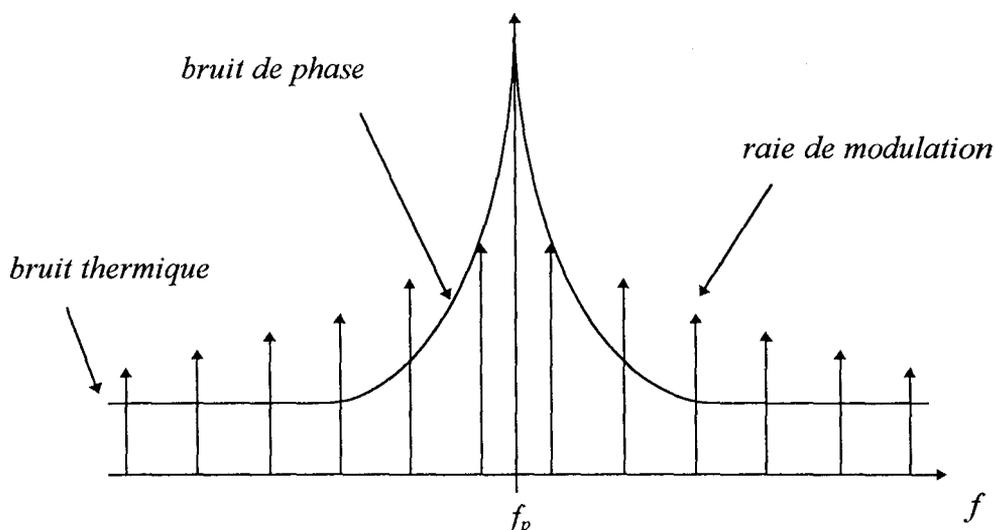


Figure I-19 Spectre d'une porteuse modulée ASK par un signal rectangulaire.

démodulation IQ de l'émetteur/récepteur et de la modulation DPSK du transpondeur. La Figure I-19 schématise une conséquence d'un bruit de phase trop important lors de la modulation ASK. Nous considérons ici le cas d'une modulation de la porteuse par un signal rectangulaire. Si le bruit de phase de l'oscillateur est trop important et la fréquence du signal modulant pas assez élevée, les premiers harmoniques du spectre du signal modulé se trouvent en dessous du niveau de bruit. Il se produit alors une erreur pendant la démodulation du signal. La réalisation d'une source hyperfréquence permettant d'éviter ce phénomène est actuellement parfaitement maîtrisée. En effet, un oscillateur bande X possédant un bruit de phase inférieur à -100 dBc/Hz à 10 kHz est maintenant une chose tout à fait courante et les composants actifs utilisés tels que les transistors bipolaires silicium à homojonction ou hétérojonction S_i/S_iG_e sont relativement bon marché.

• Le démodulateur IQ

Le démodulateur IQ est l'élément le plus délicat et dont le coût est le plus élevé de l'émetteur/récepteur et plus particulièrement, les mélangeurs qui le composent. Ces mélangeurs effectuent la conversion directe du signal hyperfréquence en signal en bande de base et nécessitent pour cela, une très bonne isolation entre chaque port et notamment entre celui de l'oscillateur local et du signal RF . Pour illustrer les conséquences que peut entraîner une mauvaise isolation, nous allons nous appuyer sur un cas simple présenté Figure I-20. Une mauvaise isolation produit deux effets [1]: tout d'abord, des interférences dues aux

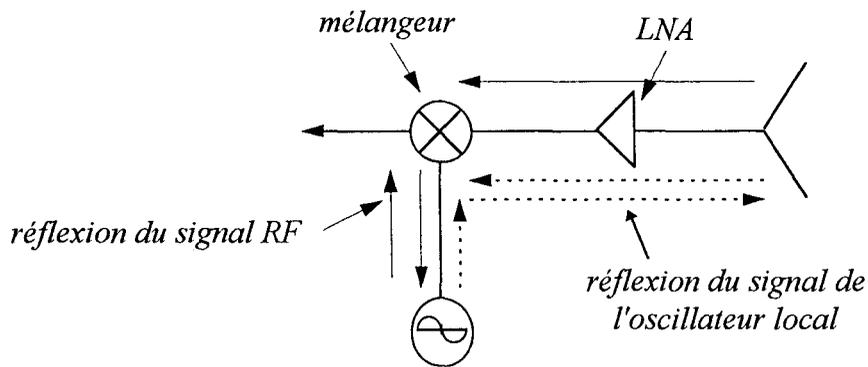


Figure I-20 Récepteur à conversion directe.

réflexions du signal RF sur l'oscillateur local; ensuite, l'apparition d'une composante continue. En effet, lorsque le signal de l'oscillateur local se réfléchit contre l'antenne ou l'amplificateur faible bruit, celui-ci se mélange de nouveau avec lui même entraînant ainsi l'apparition d'une composante continue. Cette composante continue engendre des effets néfastes lors du traitement du signal en bande de base. Celle-ci peut être supprimée à l'aide d'une capacité de valeur importante ou à l'aide d'une auto-calibration du circuit de traitement du signal pour tenir compte de la composante continue. Toutefois, la réalisation d'une bonne isolation (≥ 30 dB) lors de la conception du circuit permet de réduire considérablement ces effets. Compte tenu de la structure de l'émetteur/récepteur présentée Figure I-14, un couplage minimum entre les antennes d'émission et de réception doit être également respecté pour éviter des phénomènes similaires.

La linéarité des mélangeurs est également un critère important dans la chaîne de conversion directe [10]. En effet, une non-linéarité du mélangeur génère des harmoniques du signal RF et de l'oscillateur local. Ces harmoniques vont se multiplier entre eux ainsi qu'avec le signal de l'oscillateur local. Ceci a pour conséquence de produire des signaux parasites qui vont directement interférer avec le signal en bande de base contenant les informations. Il est donc primordial que les mélangeurs aient une grande linéarité pour assurer une bonne sensibilité du récepteur.

La technologie disponible pour la réalisation d'un démodulateur IQ fonctionnant en bande X est la technologie GaAs MESFET. Le démodulateur utilise des mélangeurs doublement équilibrés pour effectuer la multiplication du signal RF et de l'oscillateur local. Ces mélangeurs sont réalisés à l'aide de cellules de Gilbert. Ceci assure une très bonne isolation entre les deux signaux et un haut degré d'intégration ne faisant appel qu'à des

composants actifs et des résistances. Quelques circuits utilisant d'autres technologies telles que la technologie III-V HBT ont été réalisés mais leur étude restent encore au stade du laboratoire.

• **L'amplificateur faible bruit (LNA)**

L'amplificateur placé entre l'antenne et le démodulateur a un impact significatif sur la sensibilité de la chaîne de réception. Parmi les différents critères de performance, nous pouvons citer

- la bande passante
- le gain et son évolution dans la bande passante
- le facteur de bruit
- la stabilité
- le point de compression à 1 dB...

Il faut également ajouter à ces critères dans le cas d'une conversion directe une très bonne linéarité sous peine de produire des interférences dans le signal en bande de base lors de la démodulation.

La conception de l'amplificateur nécessite un compromis entre les performances en gain et en bruit pour pouvoir effectuer la démodulation de la porteuse et garantir une bonne sensibilité de la chaîne de réception. Nous pouvons ainsi obtenir des distances d'interrogation importantes entre le transpondeur et l'émetteur/récepteur. Il faut également veiller à ce que l'amplificateur soit inconditionnellement stable sur toute sa bande d'utilisation. En effet, celui-ci est placé juste derrière l'antenne dont le coefficient de réflexion évolue en fonction de la distance de l'obstacle présenté devant elle au cours de l'identification. La conception d'un tel amplificateur peut s'effectuer sans grande difficulté à l'aide de transistors HEMTs aujourd'hui relativement bon marché. Ceci permet d'assurer un faible coût de la réalisation.

4. CONCLUSION

Nous venons de présenter le système de communication pour effectuer des opérations d'identification et des échanges de données à courte distance. Le choix du schéma de modulation a été motivé pour des raisons de simplicité et de coût, tout en garantissant de bonnes performances. Une étude plus détaillée de l'émetteur/récepteur montre également qu'une conversion directe de l'information contenue dans le signal hyperfréquence en signal en bande de base est tout à fait concevable moyennant quelques précautions lors de sa réalisation. De plus cette solution évite l'utilisation d'une chaîne de traitement d'un signal intermédiaire basse fréquence contrairement à une chaîne de réception hétérodyne.

Le transpondeur doit quant à lui présenter un compromis entre les performances, le coût et la consommation d'énergie. Le concept d'antenne active permet de répondre à ces exigences. En effet, l'intégration des fonctions hyperfréquences directement sur l'antenne permet de diminuer les pertes et d'intégrer d'avantage le transpondeur. Nous allons aborder maintenant, l'étude des antennes afin de déterminer la structure la mieux appropriée pour nos applications.

Bibliographie Chapitre I

- [1] L. E. Larson (Editor), "RF and Microwave circuit design for wireless communications", *Mobile communication series*, Artech House, Boston, 1996.
- [2] C. Berland, J. Dulongpont, P. Genest, E. Laurent, "Radios in mobile communication equipment", in Proc. *1995 IEEE International Topical Meeting, Nomadic microwave technologies and techniques for mobile communications and detection*, France, pp. 31-33, 1995.
- [3] F. C. Coullon, "Théorie et traitement des signaux", *Presses polytechniques romandes*, 1984.
- [4] U. Kaiser, W. Steinhagen, "A low-power transponder IC for high-performance identification systems", *IEEE J. Solid-State Circuits*, 30, pp. 306-311, 1995.
- [5] M. Bouthinon, J. Gavan, F. Zadworny, "Passive microwave transponder, frequency doubler for detecting avalanche victims", in Proc. *10th European Microwave Conf.*, pp. 579-583, 1980.
- [6] T. Razban, "Localisation et identification par faisceau micro-onde - conception et réalisation de cartes répondeuses en technologie micro-ruban", Thèse de l'Université, INP Grenoble, 1984.
- [7] C. W. Pobanz, T. Itoh, "Microwave noncontact identification transponder using subharmonic interrogation", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, 43, pp. 1673-1679, 1995.
- [8] M. Camiade, V. Serru, D. Geffroy, J. P. Lefevre, "Les hyperfréquences pour les applications badge sans contact", in Proc. *7èmes Journées Nationales Microondes*, pp. 417-418, 1991.
- [9] S. Meyer, J. Guena, J. C. Leost, "Système radio de transmission numérique bidirectionnelle à une extrémité passive", in Proc. *7èmes Journées Nationales Microondes*, pp. 415-416, 1991.

- [10] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications", *IEEE J. Solid-State circuits*, 30, pp. 1399-1410, 1995.

CHAPITRE II

Etude des antennes

Chapitre II. Etude des antennes

1. INTRODUCTION

L'utilisation des micro-ondes dans les domaines industriel et grand public nécessite une technologie faible coût, reproductible, permettant de réaliser des systèmes peu encombrants et facilement embarquables.

Les premières antennes développées dans la gamme de fréquence des micro-ondes ont été des antennes en structure guide d'ondes (antennes paraboliques, cornets...) de poids et d'encombrement importants ce qui réduisait de façon considérable leur champ d'application. Ce n'est que dans le milieu des années soixante-dix, que les antennes microrubans [1] ont été proposées comme alternative, bien que leur concept aît été proposé par Deschamps dès 1953 [2]. En effet, ces structures planaires possèdent des avantages significatifs - faibles dimensions, faible coût, faible poids, possibilité de construire des antennes réseaux, réalisation de polarisations différentes -, contribuant ainsi au développement de nouvelles applications. Cependant, les antennes microrubans possèdent quelques limitations dont la principale est la faible bande passante.

Depuis, l'intensification des recherches dans le domaine des structures rayonnantes a non seulement permis d'élaborer de nouveaux types d'antennes, tels que les antennes à résonateurs diélectriques, mais aussi de mettre au point de nouveaux procédés permettant d'augmenter les performances des antennes microrubans.

La conception d'une antenne dépend des applications envisagées. Dans le cadre de notre étude d'un système de communication, le transpondeur doit être le plus intégré possible et doit pouvoir communiquer dans un angle le plus ouvert possible: la principale difficulté est donc de définir une structure d'antenne permettant de répondre à ces caractéristiques. Une solution intéressante pour obtenir une intégration maximale consiste à implanter directement l'antenne microruban et les circuits micro-ondes sur le même substrat pour former ce que l'on appelle communément aujourd'hui une "antenne active". Cependant, les spécificités antagonistes de l'antenne microruban et des circuits micro-ondes nous obligent à définir une structure adéquate permettant d'offrir les meilleures performances du système global (circuits et antenne).

Nous allons donc commencer ce chapitre par un rappel des différentes possibilités d'intégration des antennes et présenter les structures que nous avons retenues pour notre système. Ces antennes seront étudiées dans un premier temps à l'aide d'analyses théoriques simples et rapides afin de valider notre choix, et dans un deuxième temps à l'aide d'analyses plus complexes et plus lourdes à mettre en oeuvre mais apportant une très bonne précision. Dans une dernière partie, l'ensemble des résultats expérimentaux sera présenté, montrant également la polyvalence de ces antennes suivant l'application envisagée.

2. ANTENNES RESEAUX CLASSIQUES

Pour augmenter les performances des antennes microrubans, notamment la directivité et le gain, il est souvent intéressant d'associer des résonateurs pour former une antenne réseau comme le montre la Figure II-1. En effet, l'utilisation d'un réflecteur ou d'une lentille reste une solution encombrante, onéreuse et souvent inexploitable dans certaines applications.

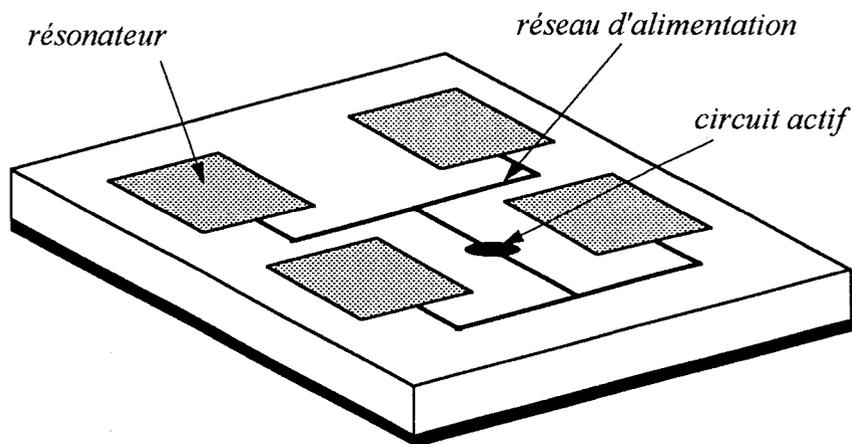


Figure II-1 Antenne réseau classique comportant un circuit actif.

Cependant, les antennes réseaux classiques possèdent quelques limitations:

- (i) Les couplages parasites entre les résonateurs et le réseau d'alimentation provoquent une diminution de l'efficacité de rayonnement et du gain de l'antenne.
- (ii) Les pertes des lignes de transmission contribuent également à une diminution de l'efficacité de l'antenne.
- (iii) Le rayonnement au niveau des transitions et des coudes du réseau d'alimentation tend aussi à diminuer l'efficacité de rayonnement et à augmenter le niveau des polarisations croisées.
- (iv) La bande passante de l'antenne, tout comme celle d'un résonateur isolé, est faible.
- (v) Le couplage mutuel entre les résonateurs, que l'on cherche à éviter dans les antennes réseaux classiques, est atténué en maintenant une distance entre les

résonateurs suffisamment grande et donc, entraîne une surface de l'antenne importante.

L'ensemble de ces considérations montre qu'une telle structure d'antenne est incompatible avec notre application. Il convient donc de déterminer une topologie qui offre une meilleure intégration tout en procurant un bon compromis entre les performances (gain, efficacité, bande passante...).

3. DIFFERENTES TOPOLOGIES POSSIBLES D'INTEGRATION DES ANTENNES

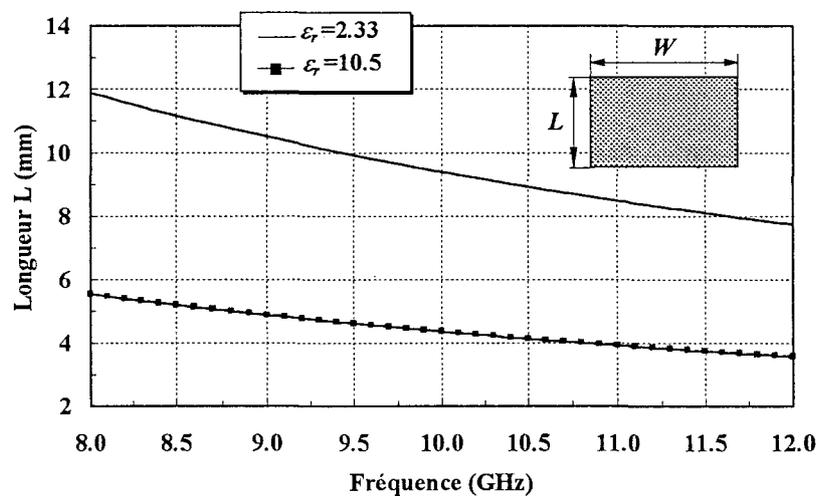
Pour augmenter l'intégration d'une antenne, nous pouvons agir sur plusieurs éléments. Une première solution consiste à diminuer les dimensions du résonateur. Il est également possible d'agir sur l'alimentation du résonateur. Et enfin, nous pouvons définir une structure de l'antenne réseau qui nous permet de réduire sa dimension.

3.1 Miniaturisation du résonateur

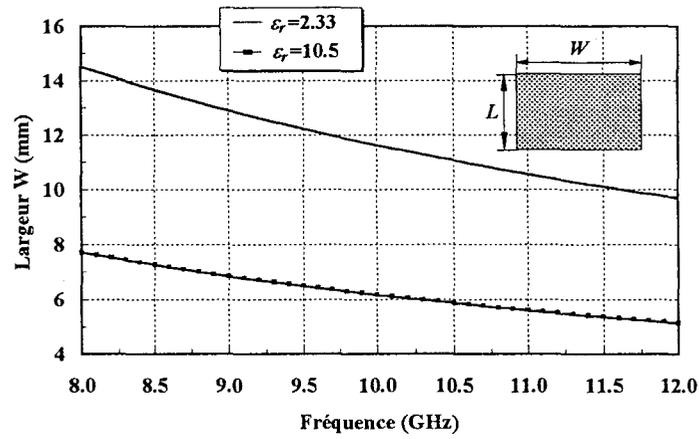
3.1.1 Augmentation de la permittivité du substrat

L'augmentation importante de la permittivité du substrat permet de diminuer la taille du résonateur et par conséquent la dimension d'une antenne réseau [3]. A titre d'exemples, les Figure II-2 et Figure II-3 présentent l'évolution des dimensions d'un résonateur microruban rectangulaire fonctionnant dans son mode dominant TM_{01} et d'un résonateur circulaire fonctionnant dans le mode TM_{11} réalisés sur des substrats diélectriques sans perte de permittivité relative $\epsilon_r = 2.33$ et $\epsilon_r = 10.8$. Nous pouvons ainsi obtenir une diminution de la surface du résonateur d'un facteur 4.

Cependant, les contreparties de cette importante réduction de dimension sont une faible bande passante comme l'illustre la Figure II-4, une diminution de l'efficacité de rayonnement et un gain inférieur d'environ 2 dB par rapport à un résonateur réalisé sur un matériau de faible permittivité.



2.a. Evolution de la longueur d'un résonateur rectangulaire.



2.b. Evolution de la largeur d'un résonateur rectangulaire.

Figure II-2 Evolution des dimensions d'un résonateur rectangulaire en fonction de la fréquence et de la permittivité relative du substrat diélectrique.

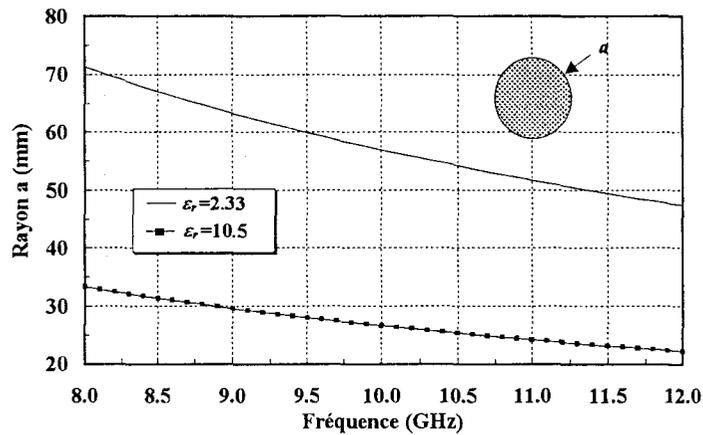


Figure II-3 Evolution de la dimension d'un résonateur circulaire en fonction de la fréquence et de la permittivité relative du substrat diélectrique.

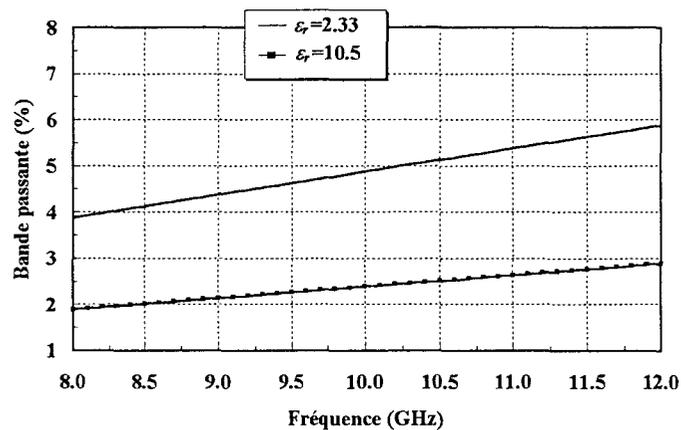
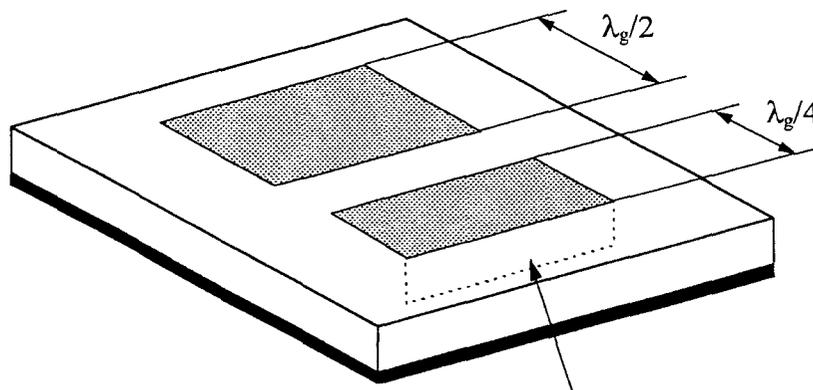


Figure II-4 Evolution de la bande passante d'un résonateur rectangulaire en fonction de la fréquence et de la permittivité relative du substrat diélectrique. ($TOS < 2$).

3.1.2 Diminution de la taille du résonateur

Une autre technique permettant de réduire les dimensions d'un résonateur consiste à introduire des court-circuits dans sa structure [4]. Si nous prenons le cas d'un résonateur rectangulaire classique, sa fréquence de résonance est fixée par la distance séparant les bords rayonnants (Figure II-5). Cette distance est approximativement la moitié de la longueur d'onde guidée. Pour obtenir un résonateur de même fréquence de résonance mais de dimension plus petite, il est possible de court-circuiter un des bords rayonnants. Dans ce cas, le bord rayonnant non court-circuité et le bord rayonnant court-circuité sont séparés d'une distance d'environ un quart de la longueur d'onde guidée.

Nous obtenons ainsi un facteur de réduction de 2 par rapport à un résonateur classique. Les performances en bande passante sont équivalentes. Par contre, l'effet de court-circuit provoque un haut niveau de la polarisation croisée. Ces hauts niveaux de polarisation croisée peuvent être éventuellement atténués en excitant le résonateur dans un mode supérieur.



court-circuit avec le plan de masse

Figure II-5 Résonateurs avec et sans court-circuit d'un bord résonant.

Park et Mittra [5] ont réalisé, en utilisant cette même technique, des résonateurs de faibles dimensions et ont obtenu un rapport de réduction inférieur à deux. Cependant, le gain de l'antenne est inférieur de 3 dB, comparé à celui présenté par un résonateur conventionnel. Ceci implique, qu'il faut des antennes réseaux avec un grand nombre de résonateurs pour obtenir des performances convenables.

3.2 L'alimentation des résonateurs

L'alimentation du résonateur et plus généralement le circuit d'alimentation d'une antenne réseau influe sur les performances globales de l'antenne. Les pertes dans les lignes de transmission du circuit, les couplages parasites entre les lignes microrubans et les résonateurs tendent à diminuer le gain, l'efficacité de rayonnement ainsi qu'à perturber le diagramme de rayonnement de l'antenne. Il est donc indispensable d'optimiser ce circuit d'alimentation afin d'atténuer au maximum les pertes. Il est à noter également que la structure d'alimentation peut permettre de diminuer les dimensions d'une antenne active.

3.2.1 Structure monocouche

- ***Alimentation par ligne microruban***

L'alimentation par une ligne microruban, directement connectée à un des cotés du résonateur est certainement la plus utilisée (Figure II-6) car elle ne présente aucune difficulté de réalisation technologique.

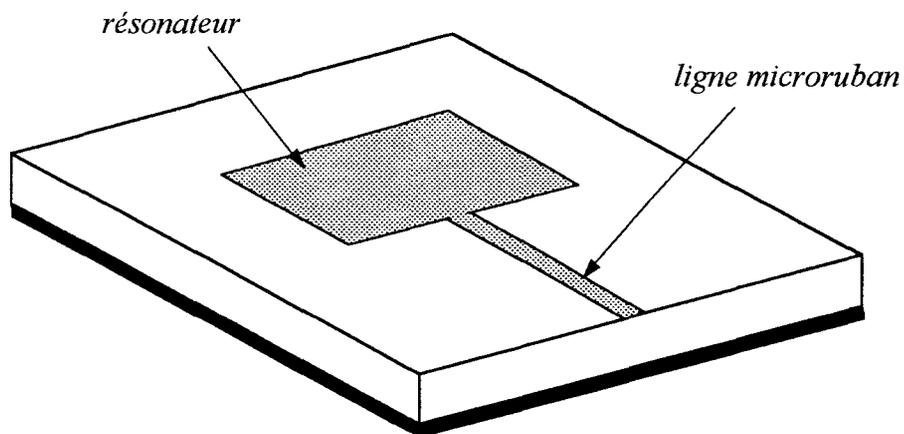


Figure II-6 Alimentation par ligne microruban.

Cependant cette structure comporte plusieurs inconvénients.

- (i) Les spécificités contradictoires d'un résonateur et d'une ligne de transmission, tous deux réalisés en technologie microruban, ne permettent pas de les optimiser simultanément.

- (ii) La réalisation de la ligne de transmission et du résonateur sur le même substrat produit des couplages parasites qui diminuent les performances de l'antenne.
- (iii) Il est nécessaire d'ajouter un transformateur d'impédance pour obtenir l'adaptation entre la ligne d'alimentation et le résonateur.

• **Alimentation par couplage capacitif**

L'alimentation du résonateur peut être également réalisée sans contact direct avec la ligne d'alimentation (Figure II-7). Dans ce cas, l'excitation s'effectue par couplage électromagnétique le long du bord du résonateur. Cette structure présente l'avantage d'éviter un contact et donc un point de discontinuité entre la ligne d'alimentation et le résonateur.

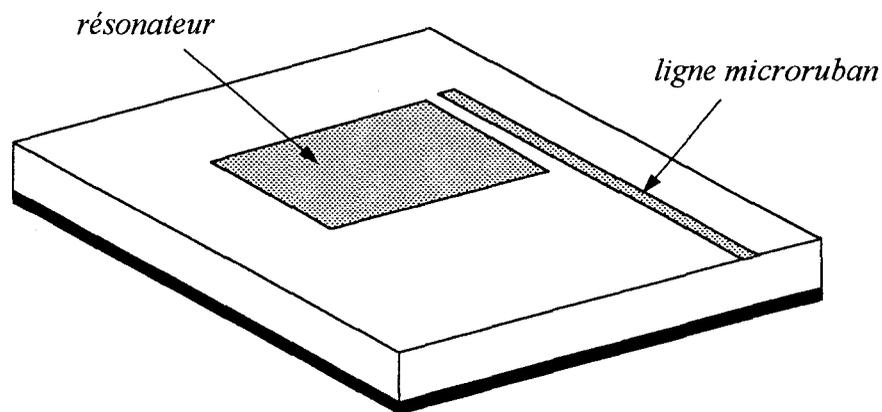


Figure II-7 Alimentation par couplage capacitif.

Cependant, les inconvénients liés au fait que le résonateur et la ligne d'alimentation sont réalisés sur le même substrat ne sont pas évités.

3.2.2 Structure multicouche

Afin d'augmenter les performances des antennes, il est possible d'utiliser une structure multicouche afin de séparer les fonctions de rayonnement et d'alimentation. Ceci permet à la fois d'optimiser le rayonnement du résonateur et de diminuer les pertes des lignes de transmission du réseau d'alimentation.

• Alimentation par *via-hole*

L'alimentation d'un résonateur par *via-hole* a été la première développée pour une structure bicouche. Cette configuration est présentée Figure II-8. D'un côté, le résonateur est réalisé sur un substrat de faible permittivité, typiquement $\epsilon_r < 4$, pour obtenir une efficacité de rayonnement maximale. La hauteur de ce substrat peut être également importante pour augmenter la bande passante de l'antenne.

De l'autre côté, la ligne d'alimentation est fabriquée sur un substrat de faible épaisseur et de forte permittivité, en général $\epsilon_r > 10$, pour minimiser les pertes de rayonnement. Le circuit d'alimentation et le résonateur sont séparés par un plan de masse commun qui évite tout couplage parasite entre eux. Le transfert de puissance s'effectue à l'aide d'un court-circuit ou "*via-hole*" connectant la ligne d'alimentation au résonateur.

Cette structure est donc très avantageuse pour améliorer les performances de l'antenne. Néanmoins, cette connexion par *via-hole* devient difficile à réaliser lorsque la fréquence de travail de l'antenne augmente. Il est nécessaire de positionner très précisément le *via-hole* au point d'alimentation du résonateur et d'avoir un bon alignement des deux substrats. De plus, pour des fréquences élevées, les forts effets inductifs présentés par cette connexion rendent l'adaptation très difficile à réaliser.

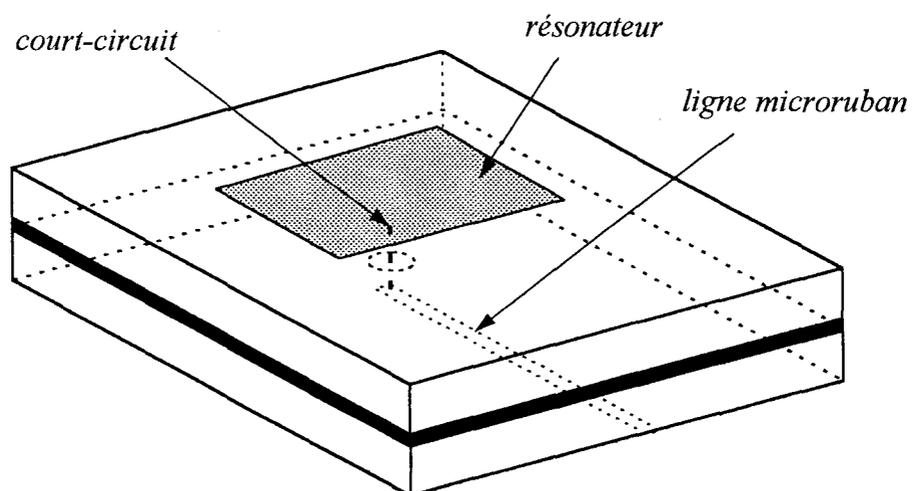


Figure II-8 Alimentation par *via hole*.

• Alimentation par couplage de proximité ou ligne enterrée

Une solution intéressante pour éviter les problèmes liés à une connexion physique entre la ligne d'alimentation et le résonateur consiste à effectuer une alimentation par couplage électromagnétique. En effet, l'alimentation par couplage ne nécessite pas une précision aussi importante dans l'alignement des substrats. La Figure II-9 présente une vue éclatée d'une première solution. Dans cette configuration, le résonateur et la ligne d'alimentation sont aussi réalisés sur des substrats différents permettant une optimisation de leur comportement micro-onde.

Cependant, la ligne d'alimentation est ici recouverte par une couche de diélectrique qui ne permet pas aisément de reporter directement des composants semi-conducteurs sur celle-ci afin de réaliser des fonctions micro-ondes telles qu'un oscillateur, amplificateur, mélangeur... Par conséquent, cette structure n'est pas très adaptée à la réalisation d'une antenne active.

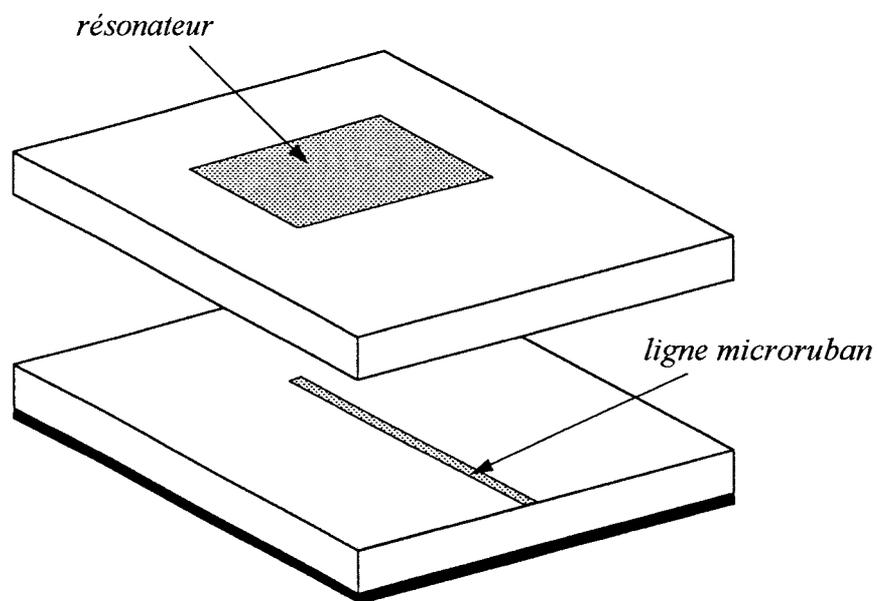


Figure II-9 Alimentation par couplage de proximité.

- **Alimentation par couplage électromagnétique**

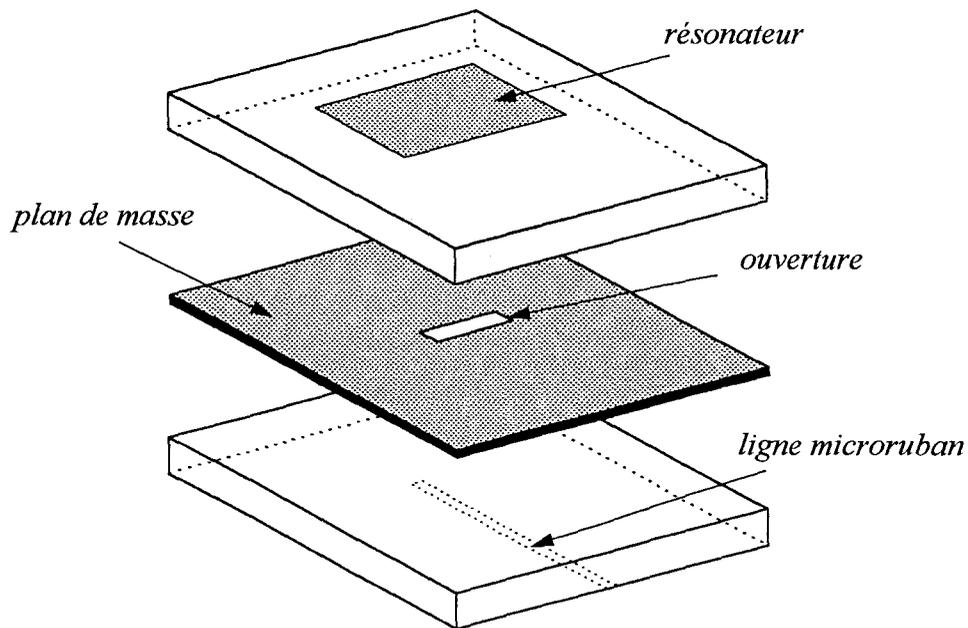


Figure II-10 Alimentation par couplage à travers une ouverture.

Une alternative permettant de tirer profit des avantages liés aux deux structures d'alimentation présentées Figure II-8 et Figure II-9, consiste à effectuer une alimentation par couplage électromagnétique à travers une ouverture dans le plan de masse commun aux deux substrats [6]. La Figure II-10 présente un schéma éclaté de cette structure d'alimentation. Celle-ci est équivalente à l'alimentation par via-hole, mais dans ce cas, le transfert de puissance n'est plus réalisé par un contact physique mais par couplage entre la ligne et le résonateur à travers la fente. Cette structure bénéficie donc des mêmes avantages que l'alimentation par via-hole mais est beaucoup plus facile à fabriquer. Elle procure également une plus grande liberté pour adapter le résonateur à la ligne d'alimentation en faisant varier les dimensions de l'ouverture et la longueur de la ligne d'alimentation, cette dernière jouant alors le rôle de stub ouvert. Cette méthode d'alimentation performante permet d'adapter des résonateurs microrubans fonctionnant à des fréquences très élevées.

3.3 Miniaturisation du réseau

Comme nous l'avons vu précédemment, les inconvénients majeurs des antennes réseaux conventionnelles sont: la faible bande passante, la diminution de l'efficacité de

rayonnement due aux couplages parasites et l'encombrement spatial. Une méthode permettant à la fois d'améliorer les performances de l'antenne et d'obtenir une meilleure intégration consiste à coupler les résonateurs électromagnétiquement. Ces résonateurs couplés peuvent être situés soit l'un au-dessus de l'autre (résonateurs superposés) soit sur un même niveau (résonateurs parasites). Cette configuration présente aussi l'avantage de simplifier le circuit d'alimentation de l'antenne étant donné que les résonateurs sont excités électromagnétiquement.

3.3.1 Antenne à résonateurs superposés

La diminution de l'encombrement de l'antenne accompagnée d'une amélioration de ses performances, principalement sa bande passante, peut s'effectuer en plaçant les résonateurs les uns au dessus des autres [7], [8] comme le montre la Figure II-11. Un premier résonateur est alimenté directement par l'une des structures présentées dans le paragraphe 3.2 et un deuxième est placé au-dessus de celui-ci, séparé par une couche de diélectrique. L'alimentation de ce dernier résonateur s'effectue par couplage électromagnétique. L'augmentation de la bande passante de l'antenne est due à un décalage de la fréquence de résonance des deux résonateurs étant donné leur environnement proche légèrement différent. Cette augmentation de la bande passante peut être accrue en superposant des résonateurs de dimensions différentes mais ceci au détriment du gain de l'antenne. Il est aussi possible d'étendre cette configuration à plus de deux résonateurs [9].

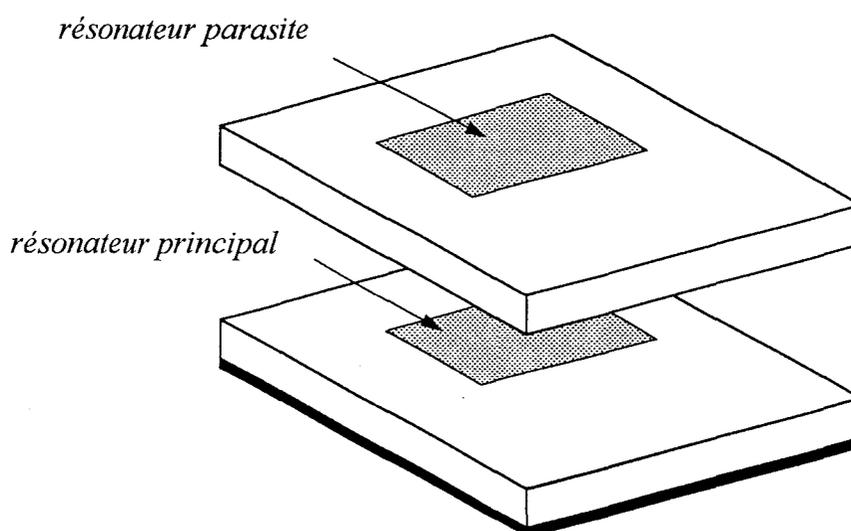


Figure II-11 Antenne à résonateurs superposés.

L'avantage de cette structure est le faible encombrement de l'antenne associé à de bonnes performances (gain, bande passante...). Cependant la configuration multicouche de l'antenne rend son analyse complexe et demande des méthodes de simulation lourdes à mettre en oeuvre. La réalisation de cette antenne est également délicate. En effet, la réalisation d'une structure multicouche demande une bonne précision de l'alignement des masques et des substrats lors du processus technologique. Il est à noter également que le nombre d'opérations technologiques est plus important comparé à la fabrication d'une structure monocouche, augmentant ainsi les sources d'erreurs.

Les performances typiques obtenues pour une antenne à 4.25 GHz [10] sont une bande passante de 20% pour un TOS ≤ 2 et un gain de 7.9 dB.

3.3.2 Antenne à résonateurs couplés

Une autre approche pour diminuer la taille de l'antenne tout en augmentant la bande passante consiste à placer sur un même niveau, des résonateurs "parasites" autour du résonateur principal [11] (Figure II-12). Ces résonateurs parasites, de dimensions légèrement différentes, sont excités par couplage électromagnétique et le résonateur principal est alimenté directement (cf. 3.2). La fréquence de résonance différente de chaque résonateur et les couplages mutuels provoquent une augmentation importante de la bande passante; par contre, le gain augmente peu.

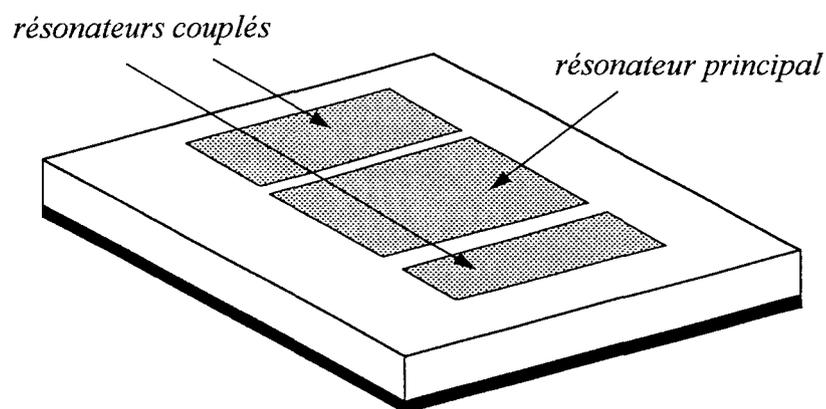


Figure II-12 Antenne à résonateurs couplés.

L'intérêt majeur de cette structure monocouche réside dans sa simplicité de conception et de réalisation, l'intégration de l'antenne réseau (néanmoins inférieur à une antenne à résonateurs superposés) et l'augmentation de la bande passante. Cependant, le

lobe principal du réseau dévie de la direction normale à l'antenne; ceci est dû aux résonateurs parasites dont les fréquences de résonance sont différentes.

Parmi les différentes études disponibles dans la littérature, les travaux de Kumar et Gupta [12] ont montré qu'il est possible d'obtenir une bande passante d'environ 26% (TOS $\leq 2:1$) pour une antenne fonctionnant à une fréquence centrale de 3 GHz.

3.4 Solution retenue et présentation des antennes étudiées

3.4.1 Le résonateur et de son alimentation

Le choix du résonateur va dépendre de l'application envisagée. Dans notre cas, l'antenne doit être de dimension la plus faible possible tout en fournissant un bon compromis entre la largeur de la bande passante, l'angle d'ouverture et le gain. Le Tableau II-1 récapitule les principales caractéristiques des résonateurs microrubans les plus utilisés [13]. Ces caractéristiques ont été évaluées à une fréquence de 2 GHz et en utilisant un substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 2.32$ et d'épaisseur $h = 1.59$ mm. Comme nous le voyons dans ce tableau, ces résonateurs ont des performances sensiblement équivalentes tant pour la répartition de l'énergie rayonnée que pour la bande passante. Par contre, nous pouvons noter un encombrement spatial moins important pour un résonateur anneau. Cependant, ce résonateur ne semble pas très adéquat pour la réalisation d'une antenne réseau.

Dans le cadre de notre étude, nous avons choisi un résonateur de type rectangulaire. Celui-ci possède le meilleur compromis entre les performances et son encombrement. De plus, ce résonateur, certainement le plus utilisé dans le domaine des antennes microrubans à ce jour, peut être modélisé par différentes techniques bien maîtrisées, plus ou moins aisées à mettre en oeuvre.

L'excitation du résonateur va également jouer un rôle prépondérant dans la réalisation des antennes actives. En effet, pour un bon fonctionnement, nous devons éviter tout phénomène de couplage parasite entre les résonateurs et les lignes d'alimentation ou le circuit micro-onde. Il faut aussi que l'excitation reste simple à réaliser.

Nous avons par conséquent, opté pour une structure bicouche et une alimentation par couplage électromagnétique à travers une ouverture dans le plan de masse (cf 3.2.2); Cette structure présente également l'avantage d'accroître la bande passante du résonateur [14].

Résonateur	Rectangulaire	Disque	Anneau
Mode de rayonnement	TM_{10}	TM_{11}	TM_{11}
Position du lobe principal	<i>Normal</i>	<i>Normal</i>	<i>Normal</i>
Largeur du lobe à -3 dB			
Plan E	102°	100°	103°
Plan H	85°	80°	81°
Rendement	90%	94%	86%
Gain	6.5 dB	6.8 dB	6.1 dB
Bande passante $TOS \leq 2$	0.7%	1.1%	0.7%
Surface	16.1 cm^2	24.3 cm^2	10.6 cm^2

Tableau II-1 Caractéristiques des principaux résonateurs microrubans.

3.4.2 Les antennes réseaux

Pour obtenir un bon compromis entre les performances, il convient d'associer des résonateurs pour former un réseau. Comme nous l'avons vu au début de ce chapitre, ces antennes réseaux ont quelques limitations qu'il convient de lever pour notre application.

Afin, d'augmenter les performances de l'antenne ainsi que son intégration, nous avons choisi de réaliser une antenne à résonateurs couplés sur un même substrat. En effet, une structure à résonateurs superposés augmente l'intégration de l'antenne mais aussi le nombre de substrats à empiler entraînant une réalisation plus délicate. Pour éviter tout phénomène de balayage du lobe principal lorsque la fréquence varie, les résonateurs sont de mêmes dimensions. Cette configuration d'antenne permettra à la fois comme nous le verrons par la suite, d'obtenir un compromis entre l'angle d'ouverture et le gain, d'élargir la bande passante et une intégration compatible avec les applications envisagées [15]. Les Figure II-13, Figure

II-14 et Figure II-15 présentent des exemples d'antennes que nous allons étudier. Il s'agit d'antennes réseaux linéaires ou bidimensionnelles polarisées linéairement.

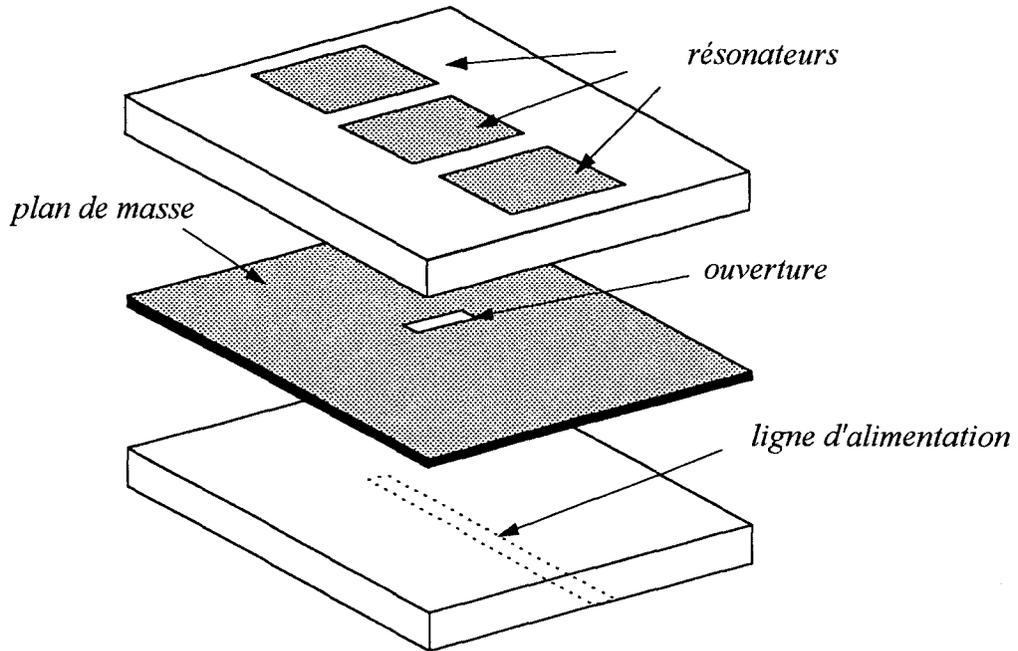


Figure II-13 Vue éclatée de l'antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan E.

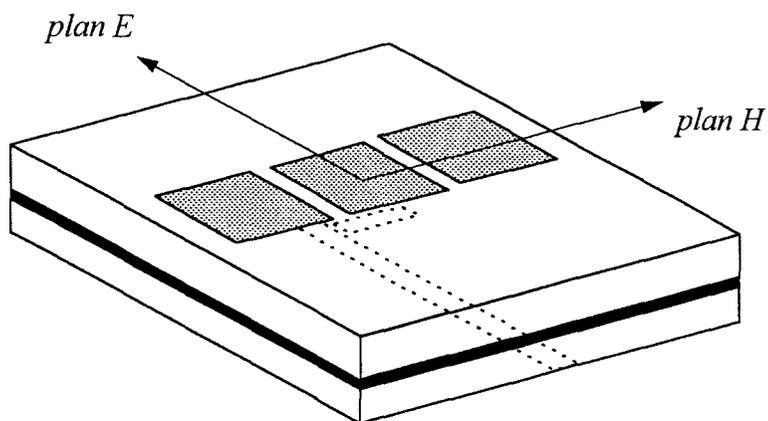


Figure II-14 Antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan H.

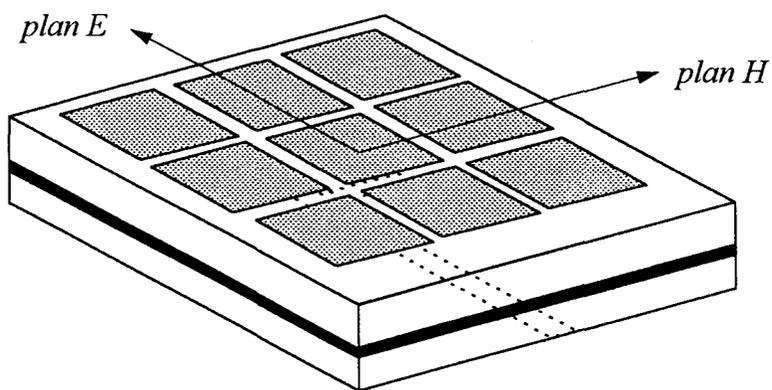


Figure II-15 Antenne réseaux bidimensionnelle.

4. ETUDE THEORIQUE

4.1 Introduction

Bien que la structure d'un résonateur microruban paraît simple, son caractère inhomogène (substrat diélectrique, métallisation, air...) rend son analyse très compliquée. Actuellement, nous pouvons classer les modèles d'antennes en deux catégories. Les modèles simples, et les modèles rigoureux ou exacts.

Les modèles simples ont été les premiers développés. Nous pouvons citer par exemple le modèle de la cavité et le modèle des lignes de transmission. Ces modèles permettent d'obtenir une bonne évaluation du rayonnement et de l'impédance d'entrée des résonateurs et ceci dans des temps de calcul très faibles. Ces modèles ont été au cours des années sans cesse améliorés, tenant compte de plus en plus d'effets tels que les ondes de surfaces. De ce fait, leur utilisation est devenue aussi complexe que des modèles exactes mais avec une précision moindre, perdant ainsi de leur intérêt.

Depuis maintenant quelques années des modèles rigoureux ont été développés. Ces modèles représentent parfaitement le comportement des résonateurs de forme quelconque. Les modèles les plus utilisés à ce jour, reposent sur la méthode des fonctions intégrales, associé à la méthode des moments pour la résolution mathématique des équations, ou sur la représentation des équations de Maxwell dans le domaine temporel par la méthode des différences finies. Ces modèles constituent une avancée considérable dans l'étude des antennes mais demandent des moyens de calculs très importants.

Dans le cadre de notre étude, nous avons abordé deux approches. Une première, simplifiée, permettant d'une part une analyse rapide d'un résonateur isolé alimenté par couplage magnétique, et d'autre part l'étude du comportement des antennes réseaux afin de valider la structure retenue. Puis une seconde, rigoureuse permettant une analyse fine et l'étude d'antennes plus complexes basées sur la structure présentée dans le paragraphe précédent. Cette seconde analyse est faite à l'aide du logiciel commercial Ensemble [16] utilisant la méthode des fonctions intégrales.

4.2 Etude du résonateur et de son alimentation

4.2.1 Approche simplifiée

4.2.1.1 Le résonateur

La Figure II-16 présente le résonateur rectangulaire et ses dimensions physiques. Les modes de rayonnement utilisés avec ce type de résonateur sont principalement les modes TM_{10} et TM_{01} [17]. Le résonateur rectangulaire fonctionnant en mode TM_{01} possède un coefficient de surtension légèrement moins élevé que le mode TM_{10} . Par conséquent, son efficacité de rayonnement est un peu plus faible mais il possède une bande passante plus élevée. Dans notre étude, le mode privilégié sera le mode TM_{01} .

La longueur L_a du résonateur fixe la fréquence de résonance. La largeur W_a influe sur l'efficacité de rayonnement: plus W_a est importante, plus l'efficacité augmente. Cependant, une largeur trop importante favorise l'apparition de modes supérieurs perturbant le rayonnement du résonateur. Dans un premier temps, les dimensions du résonateur peuvent

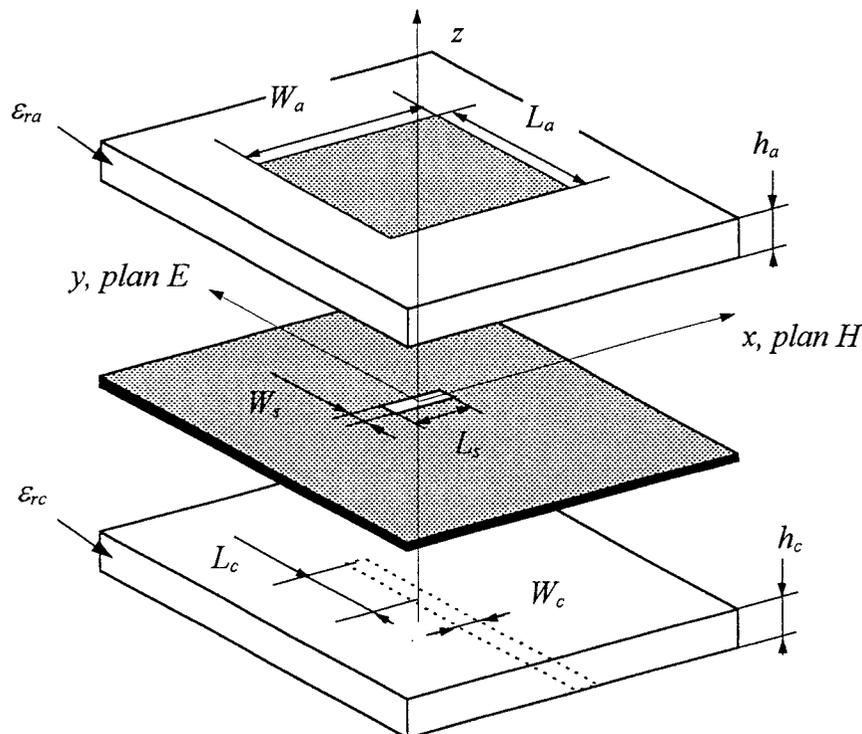


Figure II-16 Le résonateur alimenté par couplage magnétique.

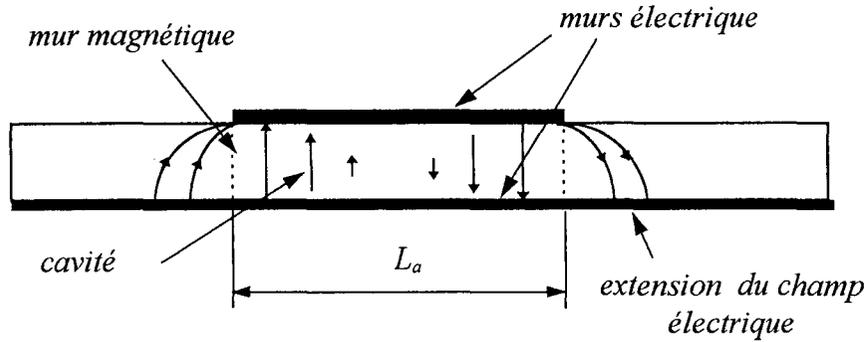


Figure II-17 Extension du champ électrique dans la cavité.

être données par les relations (1) et (2) [18]. Ces relations tiennent compte de l'extension du champ interne au niveau des bords rayonnants comme le montre la Figure II-17.

$$W_a = \frac{c}{2 \cdot f_r} \cdot \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (1)$$

$$L_a = \frac{c}{2 \cdot f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2 \cdot \Delta l, \quad (2)$$

avec

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h_a}{W_a} \right)^{-\frac{1}{2}},$$

$$\Delta l = h_a \cdot 0.412 \cdot \frac{(\epsilon_e + 0.3) \left(\frac{W_a}{h_a} + 0.264 \right)}{(\epsilon_e - 0.258) \left(\frac{W_a}{h_a} + 0.8 \right)},$$

c étant la vitesse de la lumière.

4.2.1.2 L'alimentation par couplage électromagnétique

Nous allons aborder dans cette partie l'étude du couplage entre le résonateur et la ligne d'alimentation à travers le plan de masse commun. Afin de comprendre le mécanisme de couplage entre la ligne d'alimentation et le résonateur et de pouvoir définir aussi l'emplacement optimal du trou de couplage par rapport à la ligne d'alimentation, nous avons utilisé la méthode proposée par Pozar [6] dans le cas d'une ouverture de circulaire et nous l'avons adaptée à notre cas d'une ouverture rectangulaire.

Un moyen simple d'analyser le résonateur consiste à le considérer comme une cavité résonante délimitée par quatre murs magnétiques et deux murs électriques parfaits (Figure II-17). Dans ces conditions, l'utilisation de la méthode de la cavité permet dans une première approche, de déterminer les champs électrique et magnétique à l'intérieur de la cavité pour le mode TM_{01} :

$$E_z^a(y) = \frac{k_0^2}{j\omega\epsilon_0} \cos\left(\frac{\pi \cdot y}{L_a}\right), \quad (3)$$

$$H_x^a(y) = \frac{\pi}{L_a} \sin\left(\frac{\pi \cdot y}{L_a}\right), \quad (4)$$

k_0 étant le nombre d'onde dans l'espace libre.

Les sources de courant magnétique et électrique équivalentes situées au centre de l'ouverture rectangulaire de coordonnées (x_o, y_o) peuvent alors s'exprimer par:

$$P_z(y_o) = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{\pi \cdot L_s W_s^2}{16} \cdot E_z^a(y_o), \quad (5)$$

$$M_x(y_o) = -\frac{\pi \cdot L_s W_s^2}{16} \cdot H_x^a(y_o). \quad (6)$$

Considérant maintenant une ligne d'alimentation, de longueur infinie, située sous l'ouverture, les champs se propageant sous celle-ci peuvent être décrits approximativement à l'aide des expressions (7) et (8):

$$E_z^c(y) = e^{-j\omega\beta_c \cdot y}, \quad (7)$$

$$H_x^l(y) = \frac{h_c}{W_c^e Z_c} e^{-j\omega\beta_c \cdot y}. \quad (8)$$

où β_c est la constante de phase, Z_c l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation et W_c^e sa largeur effective dont les expressions sont données en annexe A.

Les coefficients de couplage électrique et magnétique entre la cavité et la ligne microruban peuvent être définis par les expressions (9) et (10):

$$C_P = \frac{-I}{P_i} \cdot j\omega \cdot P_z(y_o) \cdot E_z^c(y_o), \quad (9)$$

$$C_M = \frac{j\omega\mu_0}{P_i} \cdot M_x(y_o) \cdot H_x^c(y_o). \quad (10)$$

P_i représente la puissance normalisée de l'onde incidente se propageant le long de la ligne d'alimentation. A l'aide d'un coefficient commun A , ces expressions peuvent être réécrites de la façon suivante:

$$C_p = A \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot y_o}{L_a}\right), \quad (11)$$

$$C_M = \frac{j\omega\mu_o}{\varepsilon_r k_o^2} \cdot \frac{\pi}{L_a} \cdot \frac{h_c}{W_c^e Z_c} \cdot A \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot y_o}{L_a}\right) \quad (12)$$

avec

$$A = -\frac{I}{P_i} \cdot \varepsilon_r \pi \cdot \frac{L_s W_s^2}{16} \cdot k_o^2 \cdot e^{-j\omega\beta_c \cdot y}.$$

Afin d'évaluer les coefficients C_p et C_m , nous avons utilisé des caractéristiques d'antenne disponibles dans la littérature [19]. Dans les conditions où $f = 12$ GHz, $L_a = 7.5$ mm, $W_a = 10.5$ mm, $h_c = 0.508$ mm, $Z_c = 50 \Omega$, $\varepsilon_r = 2.2$ nous obtenons:

$$C_p = A \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot y_o}{L_a}\right),$$

$$C_M \approx 3.5 A \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot y_o}{L_a}\right).$$

Cette approche très simple nous permet d'obtenir plusieurs informations

- (i) En première approximation, le couplage entre les deux cavités est essentiellement magnétique.
- (ii) Celui-ci est maximum lorsque l'ouverture est localisée sous le centre de la cavité; le couplage électrique s'annule alors.
- (iii) Le couplage tant magnétique qu'électrique augmente lorsque l'ouverture augmente également. Cependant, les dimensions de l'ouverture devront rester suffisamment faibles pour ne pas perturber le champ interne dans la cavité. De plus il faut également veiller à ce que l'ouverture ne résonne pas à la fréquence de résonance de la cavité sous peine de générer également des modes parasites dans la cavité.

Cette approche va nous permettre de déterminer dans un premier temps, à la fois les dimensions de résonateur et l'emplacement de l'ouverture de couplage. Ces résultats nous serviront de point de départ pour définir les dimensions géométriques de cette structure, à l'aide d'un modèle apportant une meilleure précision.

4.2.2 Modélisation du résonateur

La modélisation très précise du comportement fréquentiel d'un résonateur rectangulaire nécessite l'emploi de méthodes de calculs lourdes.

La structure du résonateur étant simple, nous avons préféré utiliser une méthode de calcul moins coûteuse en temps de calcul tout en gardant une précision acceptable: nous avons utilisé le formalisme des lignes de transmission

Ce formalisme a été appliqué initialement à un résonateur rectangulaire par Munson [20]. Ce modèle a été ensuite amélioré par Derneryd [21] et Poes et Van de Capelle [22]. Battacharyya a également étendu ce formalisme à la modélisation de résonateurs de forme quelconque [23].

Pour effectuer notre analyse, nous nous sommes appuyés sur les travaux de Himdi et al. [24] ainsi que de Poes et Van de Capelle.

4.2.2.1 L'impédance d'entrée

La Figure II-18 présente le résonateur rectangulaire et son schéma équivalent. Sur cette figure, l'alimentation du résonateur ainsi que son modèle ne sont pas représentés. Dans cette analyse, le résonateur rectangulaire est représenté par une ligne de transmission de longueur L_a d'admittance caractéristique Y_a , et de constante de propagation γ_a , et de deux circuits ouverts de largeur W_a .

Le rayonnement du résonateur peut être interprété de la façon suivante [22]: lorsque le champ électrique s'établit dans la cavité au mode fondamental, il apparaît sur une faible zone rectangulaire située à chaque extrémité de la ligne, un champ électrique tangentiel distribué uniformément. Le rayonnement du résonateur peut ainsi être traduit par le rayonnement de deux fentes situées aux extrémités de la ligne et excitées par ce champ électrique tangentiel.

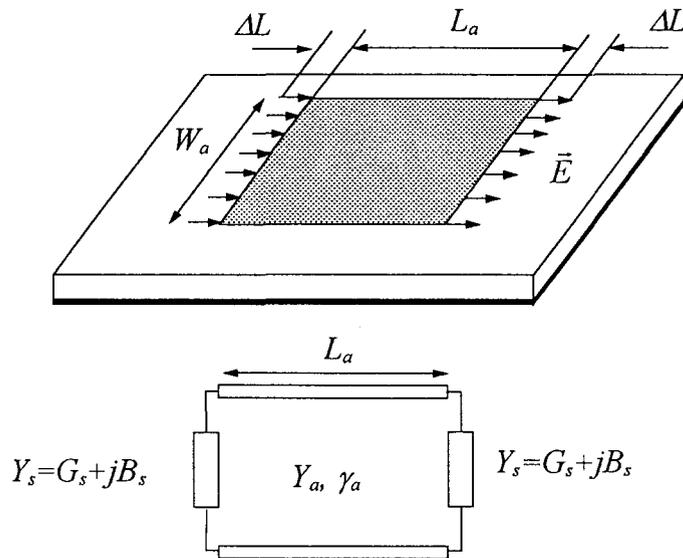


Figure II-18 Le résonateur rectangulaire et son schéma électrique équivalent.

Ces ouvertures rayonnantes sont modélisées dans le schéma équivalent, par une admittance Y_s située à chaque extrémité de la ligne. La partie réelle de cette admittance G_s , traduit les effets de rayonnement et la partie imaginaire B_s modélise l'énergie stockée au niveau de chaque circuit ouvert.

• **Expression de la susceptance B_s**

Dans cette modélisation, l'expression de la susceptance est donnée à partir de la formule de la ligne de transmission [22]:

$$B_s = Y_a \cdot \tan(\beta_a \Delta l) \quad (13)$$

β_a et Δl sont respectivement la constante de phase et l'extension du champ aux niveaux des bords rayonnants.

Selon les travaux de Kirsching et al. [25], Δl s'exprime empiriquement comme:

$$\Delta l = h_a \cdot \frac{A_1 A_3 A_5}{A_4} \quad (14)$$

où

$$A_1 = 0.434907 \cdot \frac{\varepsilon_a^{e^{0.81}} + 0.26}{\varepsilon_a^{e^{0.81}} - 0.189} \cdot \frac{\left(\frac{W_a}{h_a}\right)^{0.8544} + 0.236}{\left(\frac{W_a}{h_a}\right)^{0.8544} + 0.87},$$

$$A_2 = 1 + \frac{\left(\frac{W_a}{h_a}\right)^{0.371}}{2.358 \cdot \varepsilon_{ra} + 1},$$

$$A_3 = 1 + \frac{0.5274 \arctan\left(0.084 \left(\frac{W_a}{h_a}\right)^{\frac{1.9413}{A_2}}\right)}{\varepsilon_a^{e^{0.9236}}},$$

$$A_4 = 1 + 0.0377 \arctan\left(0.067 \left(\frac{W_a}{h_a}\right)^{1.456}\right) \cdot \left(6 - 5e^{0.036(1-\varepsilon_{ra})}\right),$$

$$A_5 = 1 - 0.218 \cdot e^{-7.5 \frac{W_a}{h_a}}.$$

Les expressions de l'admittance caractéristique Y_a et de la permittivité effective ε_a^e sont données en annexe A.

• Expression de la conductance G_s

L'expression de la conductance G_s est obtenue à partir du calcul de la puissance rayonnée par l'ouverture rayonnante équivalente de longueur W_a et de largeur Δl .

Ce calcul fait apparaître dans l'expression de la puissance rayonnée, déterminée à partir de l'intégration du vecteur de Poynting sur la surface de l'ouverture, des intégrales doubles dont la résolution reste complexe. Pour aboutir à une forme analytique, Pue et Van De Capelle [22] ont effectué un développement en série de Mac Laurin et n'ont gardé que les deux premiers termes arrivant finalement à l'expression:

$$G_s \approx \frac{I}{\pi \eta_o} \left\{ \left(w_a \cdot Si(w_a) + \frac{\sin(w_a)}{w_a} + \cos(w_a) - 2 \right) \cdot \left(1 - \frac{\delta l^2}{24} \right) + \frac{\delta l^2}{12} \left(\frac{1}{3} + \frac{\cos(w_a)}{w_a^2} - \frac{\sin(w_a)}{w_a^3} \right) \right\} \quad (15)$$

avec $w_a = k_o \cdot W_a^e$ représentant la longueur normalisée et $\delta l = k_o \cdot \Delta l$, la largeur normalisée de l'ouverture. W_a^e est la largeur effective du résonateur.

Les auteurs ont trouvé que l'erreur due à cette troncature reste inférieure à 0.1 % et par conséquent, n'affecte pas la précision du modèle.

Dans l'expression (15), la fonction Si est définie par:

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin u}{u} du.$$

Dans ce modèle, le mécanisme de génération d'ondes de surface n'est pas pris en compte. En effet, lorsque le résonateur microruban rayonne, une partie des ondes émises aux niveaux des bords rayonnant reste piégée dans le diélectrique. Après réflexion sur les différentes discontinuités du substrat diélectrique, ces ondes de surface viennent perturber la répartition du champ électromagnétique dans la cavité et par conséquent, le champ rayonné ainsi que l'impédance présentée par le résonateur. La génération de ces ondes de surface dépend de plusieurs paramètres: la permittivité diélectrique, la hauteur du substrat et la fréquence de fonctionnement. Le mécanisme de génération d'ondes de surfaces peut être pris en compte en ajoutant une conductance en parallèle sur la conductance G_s .

Plusieurs auteurs ont proposé des conditions à partir desquelles les ondes de surface peuvent être négligées. Nous retiendrons celle proposée par Pue et Van De Capelle:

$$k_0 \sqrt{\varepsilon_{ra}} \cdot h_a \leq 0.3 \quad (16)$$

Il faudra donc conserver un compromis entre ces paramètres lors du choix du substrat à utiliser pour les réalisations technologiques. En effet, pour garantir une bonne efficacité de rayonnement et une bande passante de l'antenne la plus large possible, la permittivité diélectrique doit être faible et la hauteur de substrat importante. Mais au risque de générer des ondes de surfaces au regard de l'expression (16).

• Calcul de l'impédance présentée par le résonateur

La Figure II-19 présente le schéma équivalent complet du résonateur alimenté par couplage magnétique. Quand on emploie le formalisme des lignes de transmission, la première étape consiste à calculer l'admittance Y_{res} présentée par le résonateur dans le plan de l'ouverture. Ceci se fait simplement à l'aide de la théorie des lignes de transmission. La Figure II-20 présente le schéma équivalent utilisé pour ce calcul. Comme nous l'avons vu précédemment, le couplage entre la ligne d'alimentation et le résonateur est maximum lorsque l'ouverture de couplage est située au milieu du résonateur. Nous avons ainsi

$$Y_{res} = 2Y_a \cdot \left\{ \frac{Z_a \cdot \cos(\beta_a \cdot L') + jZ_s \cdot \sin(\beta_a \cdot L')}{Z_s \cdot \cos(\beta_a \cdot L') + jZ_a \cdot \sin(\beta_a \cdot L')} \right\}, \quad (17)$$

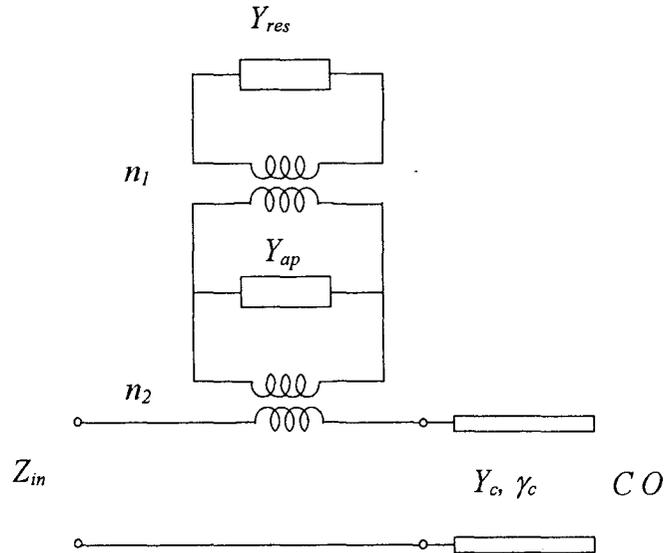


Figure II-19 Schéma équivalent du résonateur alimenté par couplage électromagnétique à travers une ouverture.

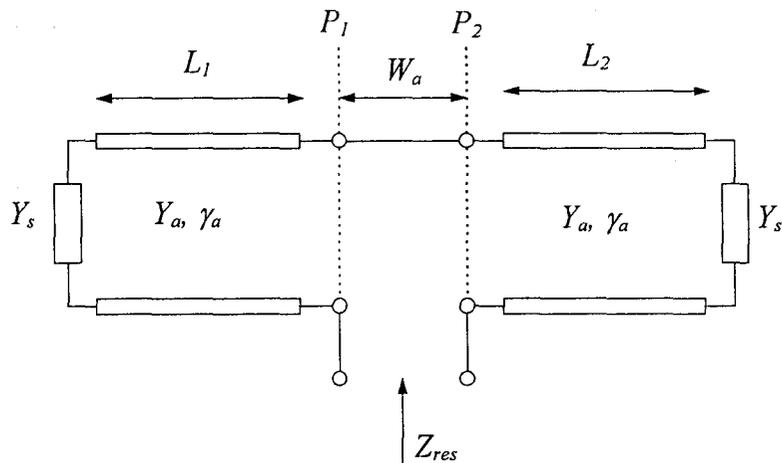


Figure II-20 Schéma équivalent électrique du résonateur dans le plan de l'ouverture.

avec

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= L_a - \frac{W_s}{2} \\ L_2 &= L_a - \frac{W_s}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow L_1 = L_2 = L',$$

$$Y_a = \frac{I}{Z_a} \text{ et } Z_s = \frac{I}{Y_s}.$$

Le transformateur n_1 correspond à la transition résonateur/ouverture et son expression peut être donné par [24]:

$$n_1 = \frac{L_s}{W_a} \quad (18)$$

L'admittance Y_{ap} modélise l'énergie stockée au niveau de l'ouverture et son expression peut être obtenue à partir de deux lignes fentes court-circuitées à leurs extrémités:

$$Y_{ap} = -\frac{2j}{Z_s^c} \cdot \cot\left(k_s \cdot \frac{L_s}{2}\right) \quad (19)$$

où Z_s^c et k_s sont l'impédance caractéristique et le nombre d'onde de la ligne fente.

Le transformateur n_2 correspond quant à lui, à la transition ouverture/ligne d'alimentation et est donné par [27]:

$$n_2 = \frac{\Delta V}{V_s} \quad (20)$$

où ΔV est la discontinuité de la tension modale de la ligne d'alimentation due à l'ouverture dans le plan de masse et V_s est la tension dans l'ouverture. L'expression de ΔV est donnée par:

$$\Delta V = \int_{ouverture} \vec{E}_s \wedge \vec{h}^l ds \quad (21)$$

où $\vec{E}_s = \frac{V_s}{W_s} \cdot \frac{\sin\left(k_s\left(\frac{L_s}{2} - |y|\right)\right)}{\sin\left(k_s \frac{L_s}{2}\right)} \vec{x}$ est le champ électrique dans l'ouverture

et $\vec{h}^l = \sqrt{\frac{I}{h_c \cdot W_c^e}} \cdot e^{-j\beta_c x} \cdot \vec{y}$ est le champ magnétique normalisé rayonné par une ligne

micro ruban dont le mode de propagation est le mode TEM.

Après intégration de (21) sur la surface de l'ouverture, nous obtenons

$$\Delta V = \frac{4V_s}{W_s \beta_c k_s \sqrt{h_c W_c^e} \sin\left(k_s \frac{L_s}{2}\right)} \cdot \sin\left(\beta_c \frac{W_s}{2}\right) \cdot \left(1 - \cos\left(k_s \frac{L_s}{2}\right)\right), \quad (22)$$

et par conséquent l'expression de n_2

$$n_2 = \frac{\Delta V}{V_s} = \frac{4 \sin\left(\beta_c \frac{W_s}{2}\right) \cdot \left(1 - \cos\left(k_s \frac{L_s}{2}\right)\right)}{W_s \beta_c k_s \sqrt{h_c W_c} \sin\left(k_s \frac{L_s}{2}\right)} \quad (23)$$

Finalement, en tenant compte de la longueur du stub L_c , permettant d'effectuer l'adaptation de l'antenne, nous exprimons l'impédance d'entrée Z_{in} :

$$Z_{in} = \frac{n_2^2}{\left(n_1^2 \cdot Y_{res} + Y_{ap}\right)} - jZ_c \cot(\beta_c \cdot L_c) \quad (24)$$

• Applications

A l'aide de ce modèle, nous pouvons regarder l'influence de l'ouverture de couplage sur l'impédance d'entrée et la fréquence de résonance de l'antenne.

Considérons une antenne fonctionnant en bande X dont les caractéristiques sont les suivantes:

$W_a = 11.3 \text{ mm}$	$W_c = 0.584 \text{ mm}$	$\epsilon_{ra} = 2.33$
$L_a = 9.0 \text{ mm}$	$h_c = 0.635 \text{ mm}$	$\epsilon_{rc} = 10.8$
$h_a = 0.762 \text{ mm}$	$L_c = 4.2 \text{ mm}$	

Les Figure II-21 et Figure II-22 présentent les évolutions des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la longueur L_s de l'ouverture

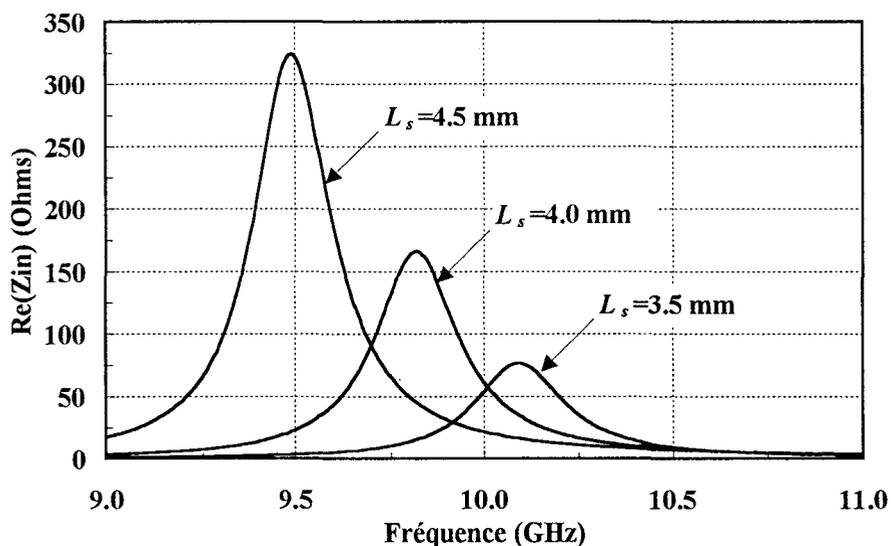


Figure II-21 Evolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la longueur de l'ouverture ($W_s = 0.5 \text{ mm}$).

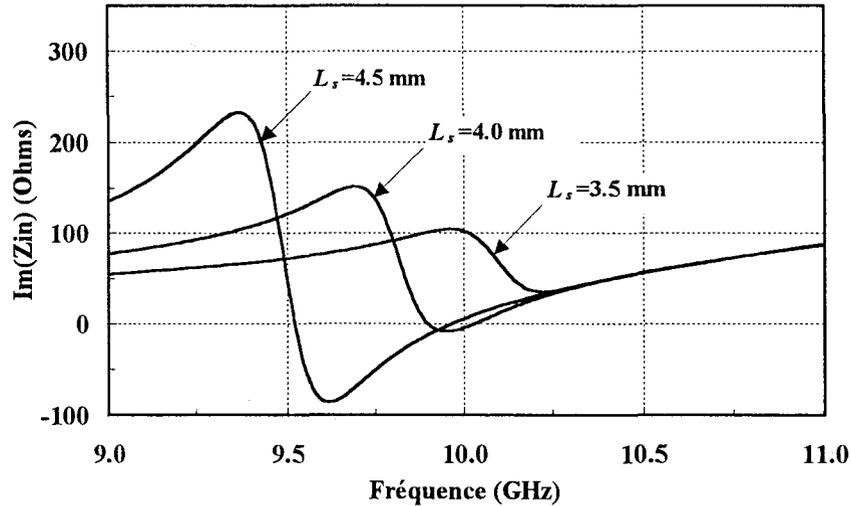


Figure II-22 Evolution de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la longueur de l'ouverture ($W_s = 0.5$ mm).

de couplage. Nous pouvons constater une diminution sensible de la fréquence de résonance de l'antenne lorsque que la longueur de l'ouverture rectangulaire augmente. Il conviendra donc d'optimiser de façon systématique, les dimensions du résonateur et de l'ouverture afin d'obtenir la résonance et l'adaptation de l'antenne à la fréquence désirée. L'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la largeur W_s de l'ouverture de couplage n'est pas représentée ici, mais nous n'avons constaté qu'une faible déviation de l'adaptation.

4.2.2.2 Diagramme de rayonnement du résonateur rectangulaire

La modélisation d'un résonateur microruban par la méthode des lignes de transmission ne donne pas directement l'information sur le champ rayonné. Cependant, à partir du formalisme de l'ouverture rayonnante, l'expression du champ rayonné peut être déterminée. La démarche proposé par Hammer et al. [26] consiste à déterminer dans un premier temps, le champ électrique tangentiel à l'intérieur de l'ouverture. En appliquant une transformée de Fourier spatiale, nous obtenons ensuite les champs rayonnés par cette ouverture et par extension, ceux du résonateur.

Les expressions des champs rayonnés dans le système de coordonnées présenté sur la Figure II-23, pour un résonateur fonctionnant dans le mode dominant TM_{01} sont données par:

- Dans le plan H

$$\phi = 0 \text{ et } -\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2},$$

$$E_{\phi} = E_o \cos \theta \cdot \frac{\sin\left(\frac{k_o W_a}{2} \cdot \sin \theta\right)}{\frac{k_o W_a}{2} \cdot \sin \theta} \quad (25)$$

- Dans le plan E

$$\phi = \frac{\pi}{2} \text{ et } -\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2},$$

$$E_{\theta} = E_o \cos\left(\frac{k_o (L_a + \Delta l)}{2} \cdot \sin \theta\right) \cdot \frac{\sin\left(\frac{k_o \Delta l}{2} \cdot \sin \theta\right)}{\frac{k_o \Delta l}{2} \cdot \sin \theta} \quad (26)$$

La Figure II-24 présente les diagrammes de rayonnement du résonateur, calculé à partir des expressions ci-dessus.

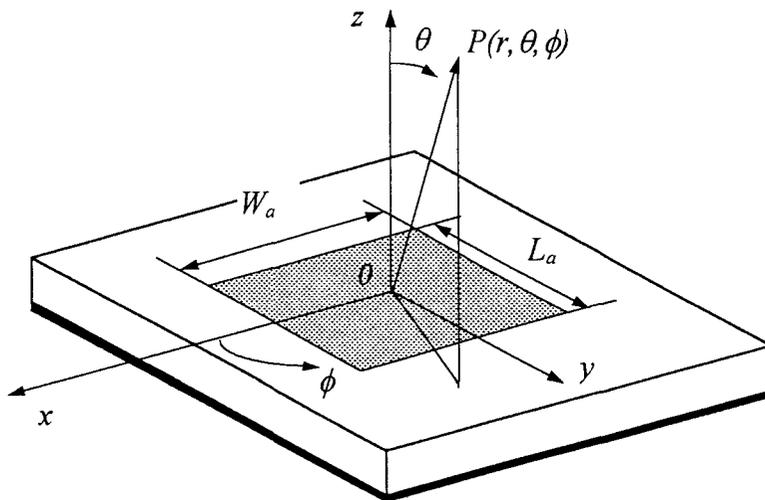


Figure II-23 Système de coordonnées du résonateur.

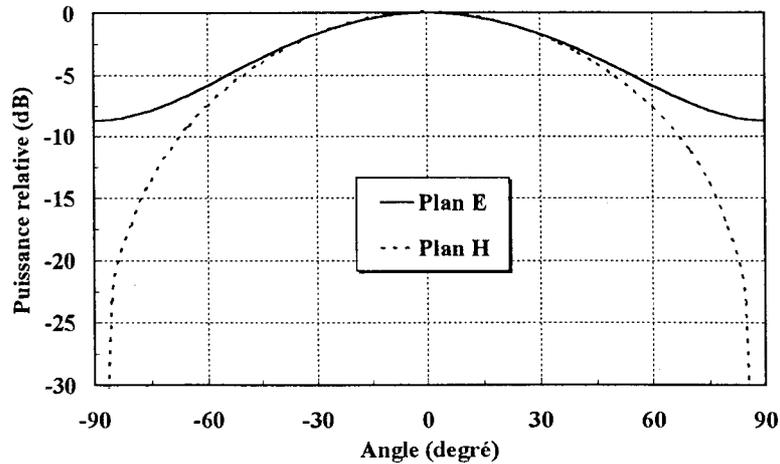


Figure II-24 Diagramme de rayonnements théoriques du résonateur rectangulaire.

4.3 Etude des antennes réseaux

Dans cette partie nous étudions deux types d'antennes réseaux. Ces antennes se composent d'un résonateur central alimenté par couplage électromagnétique à travers une ouverture rectangulaire créée dans le plan de masse commun à la ligne d'alimentation et au résonateur. Le réseau est lui, constitué de ce résonateur central et de résonateurs parasites couplés dans les différents plans de l'antenne comme défini dans le paragraphe 3.4.2.

Dans un premier temps nous allons considérer les résonateurs parasites fermés sur des charges 50 Ohms. Ceci nous permettra d'évaluer rapidement le comportement de l'antenne à l'aide d'analyses simples à mettre en oeuvre et de vérifier si les configurations d'antenne retenues sont susceptibles de nous apporter les caractéristiques souhaitées.

Dans une seconde partie, les résonateurs parasites ne seront fermés sur aucune charge. Plus intéressante d'un point de vue technologique, cette configuration ne nécessite pas de report de composants, toujours délicats à effectuer. Cette étude nécessitera l'emploi de méthodes de modélisation rigoureuses dites "exactes" afin de tenir compte des différents couplages électromagnétiques entre les éléments (ligne d'alimentation-résonateur, résonateur-résonateur) et ainsi obtenir une bonne prévision du comportement de l'antenne.

4.3.1 Etude des antennes réseaux à résonateurs parasites fermés sur une charge

Les antennes que nous nous proposons d'étudier dans cette partie, sont identiques aux antennes présentées dans le paragraphe 3.4.2, mais les résonateurs parasites sont ici fermés sur des charges 50Ω . Ces charges 50Ω sont connectées aux points 50Ω de chacun des résonateurs et sont reliées au plan de masse (Figure II-25).

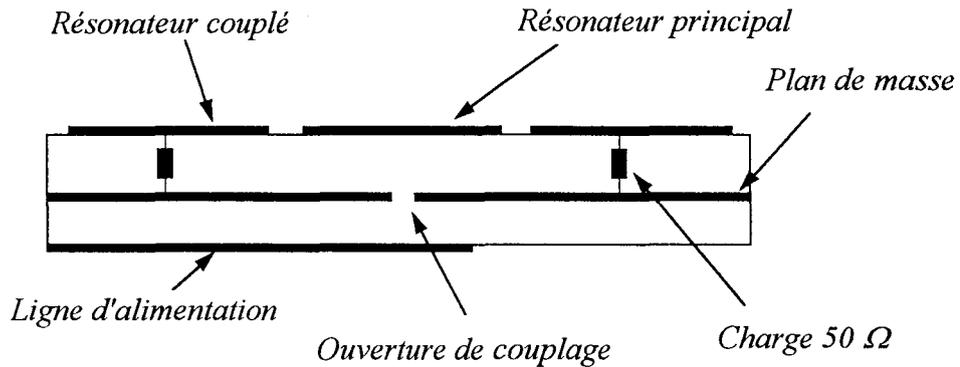


Figure II-25 Vue en coupe de l'antenne à résonateurs parasites fermés sur une charge 50Ω .

4.3.1.1 Etude du couplage entre résonateurs

Comme nous l'avons déjà mentionné, le couplage entre deux résonateurs peut s'effectuer principalement par ondes d'espace ou par ondes de surface. Ces dernières peuvent être négligées lorsque la condition (16) est respectée en choisissant un substrat approprié. L'impédance de couplage mutuel peut alors être calculée à partir du théorème de réaction introduit par Rumsey [28]. L'expression de l'impédance mutuelle entre deux éléments rayonnants s'écrit de manière générale:

$$Z_{ij} = -\frac{1}{I_i I_j} \int_{V_j} (\vec{E}_i \cdot \vec{J}_j - \vec{H}_i \cdot \vec{M}_j) dv \quad (27)$$

I_i et I_j sont les courants d'excitations des résonateurs I et J , \vec{E}_i et \vec{H}_i sont les champs électriques et magnétiques rayonnés par les sources électriques \vec{J}_i et magnétiques \vec{M}_i du résonateur I ; \vec{J}_j et \vec{M}_j sont les sources de courants électriques et magnétiques du résonateur J ; V_j est le volume contenant le résonateur J .

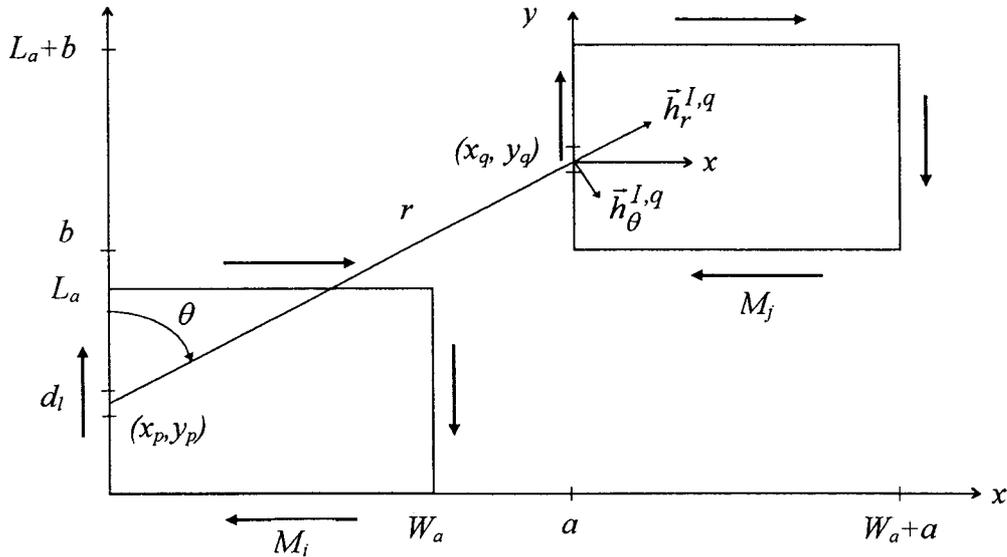


Figure II-26 Configuration des résonateurs pour le calcul de l'impédance de couplage mutuel.

L'évaluation de l'impédance mutuelle peut être grandement simplifiée en utilisant le principe d'équivalence de manière appropriée [18]. En effet, physiquement le rayonnement de l'antenne est dû au courant surfacique se déplaçant sur le résonateur. Toutefois, nous pouvons considérer que le rayonnement est produit uniquement par des sources de courants magnétiques localisées au niveau des arêtes du résonateur (Figure II-26). Ces sources, de rayonnement équivalent aux sources de courants surfaciques, sont définies en appliquant le principe de Huygens:

$$\vec{M}_j = 2\vec{E}_z \wedge \vec{n} \quad (28)$$

\vec{n} est le vecteur normal à la surface enveloppant le résonateur et le champ électrique interne \vec{E}_z est calculé par la méthode de la cavité.

Ne considérant ainsi que les sources de courants magnétiques le long des arêtes du résonateur, l'expression de l'impédance mutuelle se réduit à une intégrale curviligne le long du contour C_i du résonateur:

$$Z_{ij} = \frac{I}{I_i I_j} \int_{C_j} (H^i \cdot M^j) dl \quad (29)$$

Pour le calcul de l'impédance, nous avons segmenté le contour de chaque antenne en petits dipôles magnétiques de longueur dl . Le champ rayonné par le $p^{\text{ème}}$ dipôle $M_{i,p}$ de l'antenne I au $q^{\text{ème}}$ dipôle de l'antenne J , est donné par les expressions dans le plan (xoy) :

$$h_{\theta}^{i,q} = j \frac{k_o M_{i,p} dl \sin \theta}{4\pi\eta_o r} \left\{ 1 + \frac{1}{jk_o r} - \frac{1}{(k_o r)^2} \right\} e^{-jk_o r} \quad (30)$$

$$h_r^{i,q} = \frac{M_{i,p} dl \cos \theta}{2\pi\eta_o r^2} \left\{ 1 + \frac{1}{jk_o r} \right\} e^{-jk_o r} \quad (31)$$

avec $\eta_o = 120\pi$ et $k_o = 2\pi/\lambda_o$.

Le principe du calcul est donc dans un premier temps de déterminer le champ total rayonné par les dipôles de l'antenne I à chaque segment de l'antenne J . Ensuite, transformant l'intégrale (29) en une somme discrète, nous évaluons l'interaction du champ magnétique total sur les dipôles de l'antenne J .

Une fois l'impédance de couplage mutuel obtenue, nous pouvons calculer le coefficient de couplage défini par:

$$C_p = 20 \log \left| \frac{2Z_{21}R_o}{(Z_{11} + R_o)(Z_{22} + R_n) - Z_{21}^2} \right| \quad (32)$$

Z_{11} et Z_{22} représentent les impédances d'entrée des deux résonateurs, R_o représente l'impédance de normalisation.

Afin de vérifier la validité de notre méthode, nous avons mesuré le coefficient de couplage entre deux résonateurs alimentés par des sondes coaxiales et les avons comparé à nos résultats de simulations. Les caractéristiques des résonateurs et du substrat sont les suivantes:

$$\begin{array}{lll} W_a = 11.3 \text{ mm} & \varepsilon_{ra} = 2.33 & F = 10 \text{ GHz} \\ L_a = 9.0 \text{ mm} & h_a = 0.762 \text{ mm} & \end{array}$$

La position du connecteur coaxial est située au point 50Ω du résonateur.

La Figure II-27 présente le dispositif de mesure. Malheureusement, ne disposant que d'un analyseur de réseaux scalaire transportable pour effectuer des mesures en chambre anechoïde nous n'avons pas pu comparer les évolutions de l'impédance de couplage en fonction de la distance interbord mais uniquement du coefficient de couplage.

La Figure II-28 présente le coefficient de couplage en fonction de la distance interbord normalisée. Les mesures et les simulations ont été effectuées pour des résonateurs

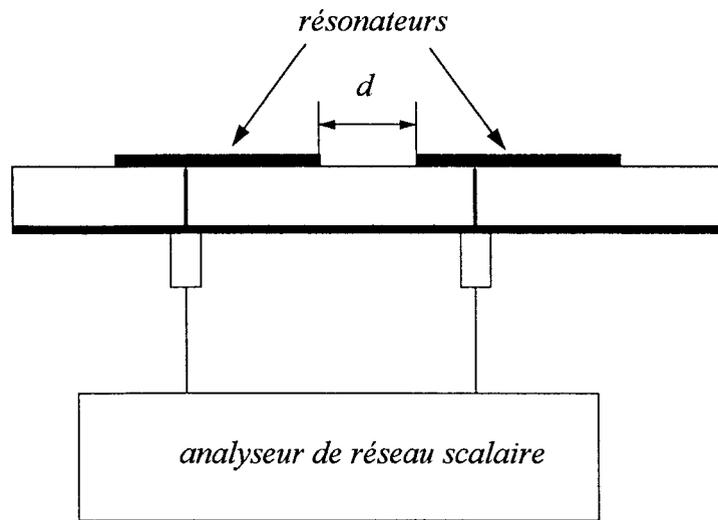


Figure II-27 dispositif de mesure du coefficient de couplage.

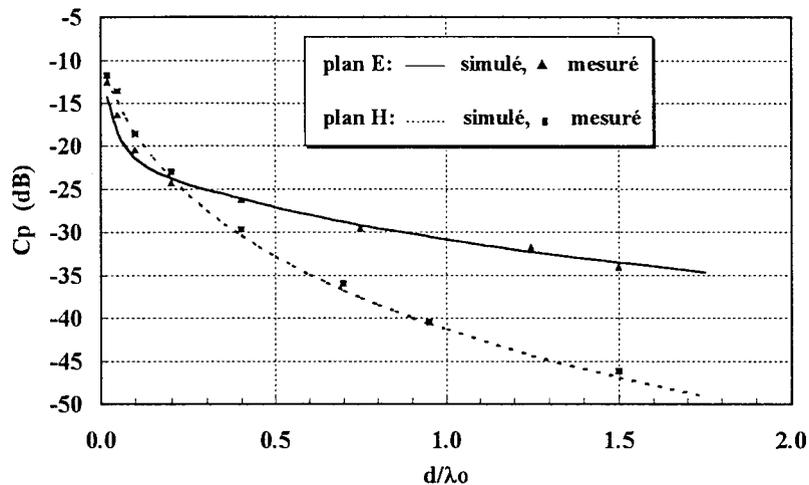


Figure II-28 Evolution du coefficient de couplage en fonction de la distance interbord normalisée.

couplés dans le plan E et le plan H . Nous constatons une bonne concordance entre les résultats de mesures et de simulations.

Cependant, pour des distances interbords très faibles lorsque les résonateurs sont couplés dans le plan E , nous avons noté un désaccord entre nos mesures et nos simulations: dans ce cas, le couplage s'effectue essentiellement par les bords rayonnants des résonateurs; or, lorsque la distance séparant les deux résonateurs devient plus petite que l'extension du champ, nous avons une perturbation du mécanisme de rayonnement qui n'est pas pris en compte dans notre analyse. L'extension du champ au niveau des bords rayonnant calculée à

partir de la relation (14) vaut: $\Delta l = 0.49$ mm. Ainsi pour des distances interbords normalisées inférieures à 0.03, nos résultats de simulation commencent à être en désaccord avec les mesures. La Figure II-29 présente les évolutions théoriques de l'impédance de couplage dans le plan E.

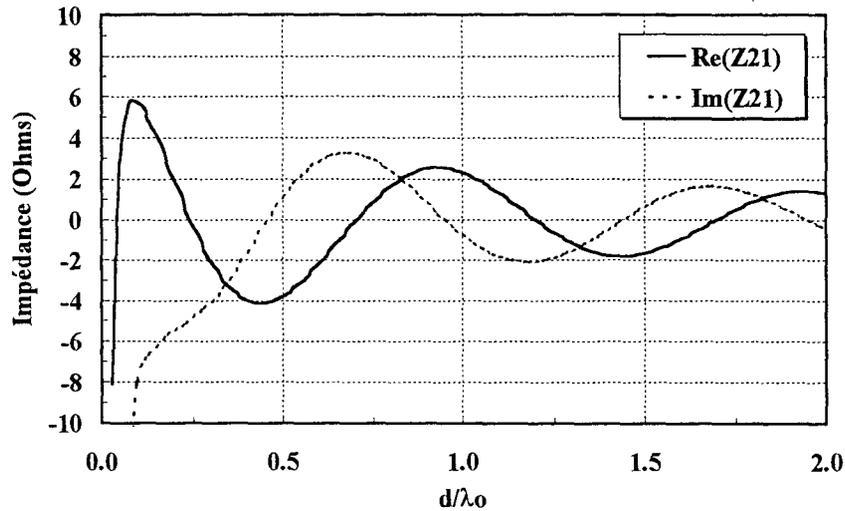


Figure II-29 Evolution théorique de l'impédance de couplage dans le plan E.

4.3.1.2 Modélisation du réseau

Une approche simple et rapide de la modélisation d'une antenne réseau consiste à la considérer comme étant un réseau multiport. Cette analyse permet à l'aide de l'algèbre matricielle et de la théorie des circuits d'obtenir simplement et rapidement les caractéristiques de l'antenne. Le circuit équivalent d'une antenne réseau est présenté de manière générale sur la Figure II-30. Dans ce schéma équivalent, le réseau multiport représente l'antenne dont chaque port correspondant à l'entrée d'un résonateur est connecté à un générateur de tension U_i et d'impédance interne Z_{Gi} . Dans le cas de résonateurs parasites alimentés par couplage magnétique, la tension du générateur vaut $U_i = 0$ V et l'impédance Z_{Gi} représente la charge passive de 50Ω . Les courants et tensions à l'entrée de chaque port sont définis par:

$$V = [Z_a] \cdot I \quad (33)$$

$[Z_a]$ est une matrice carrée dont les termes Z_{ii} représentent les impédances d'entrée des résonateurs et les termes Z_{ij} représentent les impédances de couplage mutuel entre les

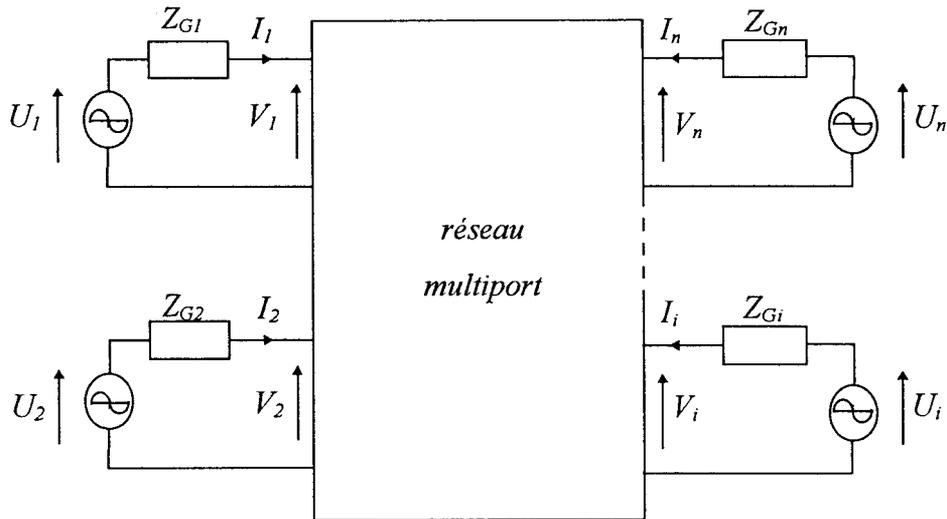


Figure II-30 Schéma équivalent d'une antenne réseau.

résonateurs. Les sources d'alimentation sont représentées par le vecteur colonne U formé des éléments U_i et par la matrice diagonale $[Z_G]$ définie avec les éléments Z_{G_i} . Nous avons donc la relation suivante:

$$U = [Z_G].I + V = [[Z_G] + [Z_a]]^{-1} \cdot I \quad (34)$$

Après avoir effectué une inversion de matrice, les expressions:

$$I = [[Z_G] + [Z_a]]^{-1} \cdot U \quad (35)$$

$$V = [Z_a] \cdot [[Z_G] + [Z_a]]^{-1} \cdot U \quad (36)$$

donnent les vecteurs courant I et tension U représentant les courants et tensions à l'entrée de chaque port. Nous pouvons ainsi obtenir l'impédance d'entrée de chaque résonateur:

$$Z_{in/i} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{[Z_a] \cdot [[Z_G] + [Z_a]]^{-1} \cdot U_{/i}}{[[Z_G] + [Z_a]]^{-1} \cdot U_{/i}} \quad (37)$$

Ces simples manipulations matricielles vont nous permettre de déterminer l'impédance d'entrée du réseau d'antennes.

Cette méthode, nous permet également de déterminer le diagramme de rayonnement de l'antenne. En effet, les phases et les amplitudes des courants excitant le résonateur central ou les résonateurs parasites sont contenues dans le vecteur I , évalué en tenant compte des différents couplages à l'aide de la relation (35). Après calcul de ce vecteur, les

éléments I_i sont introduits dans l'expression donnant le champ rayonné global définie par Figure II-31:

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \cdot \sum_m \sum_n I_{mn} \cdot e^{j.k_o.m.dx.\sin\theta.\cos\phi} \cdot e^{j.k_o.n.dy.\sin\theta.\sin\phi} \quad (38)$$

Dans cette analyse, nous supposons que la distribution du courant est identique pour chaque résonateur du réseau et par conséquent, que chaque résonateur possède la même fonction caractéristique de rayonnement f . Ceci est tout à fait valide lorsque le couplage entre les résonateurs n'est pas trop important. Cependant, dans notre cas, les résonateurs sont fortement couplés: ceci implique que la distribution du courant sur chaque résonateur va être modifiée bien que le mode dominant reste le mode TM_{01} . Il faudra donc s'attendre à des divergences entre les mesures et les résultats de simulations.

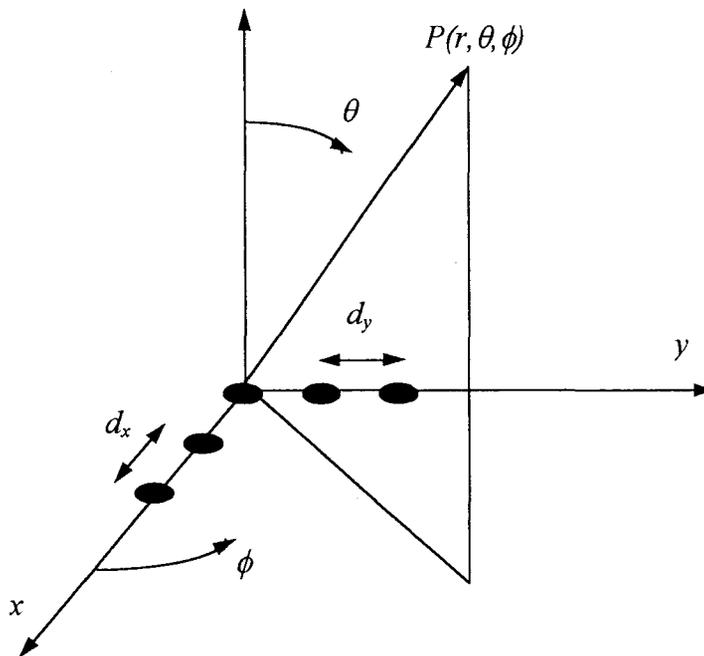


Figure II-31 repère du réseau.

4.3.1.3 Applications

L'analyse que nous venons de présenter a été utilisée pour étudier le comportement d'antennes linéaires et bidimensionnelles. Nous présentons ici les résultats de simulation de l'antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan H.

Les caractéristiques de l'antennes sont:

$$W_a = 11.3 \text{ mm} \quad W_c = 0.584 \text{ mm} \quad \epsilon_{ra} = 2.33$$

$$L_a = 9.0 \text{ mm}$$

$$h_c = 0.635 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_{rc} = 10.8$$

$$h_a = 0.762 \text{ mm}$$

La longueur du stub L_c est déterminée de façon à obtenir l'adaptation.

La Figure II-32 présente l'évolution du TOS pour trois valeurs d'espacement S_x entre les résonateurs. Dans ce cas, les résonateurs sont couplés via les bords non-résonants. Ces résultats sont comparés à l'évolution du TOS d'un résonateur seul, alimenté par couplage à travers une ouverture dans le plan de masse et référencé ACPA (Aperture-Coupled Patch Antenna). Nous pouvons noter une augmentation de la bande passante, atteignant 12% pour un espacement $S_x = 0.1 \text{ mm}$. Il apparaît aussi que le couplage entre les résonateurs dans le plan H tend à diminuer la fréquence de résonance de l'antenne.

Nous pouvons voir à travers cet exemple, qu'il est donc possible à l'aide de cette configuration d'obtenir des antennes de faibles dimensions tout en augmentant les performances. Cependant, pour des raisons technologiques déjà mentionnées précédemment, nous utiliserons pour la réalisation des antennes actives, des antennes dont les résonateurs parasites ne sont pas fermés sur une charge.

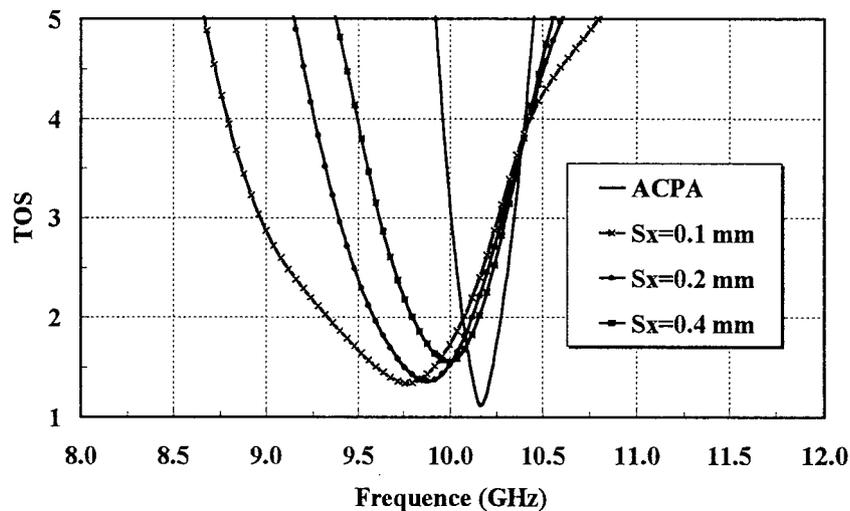


Figure II-32 Evolution du TOS pour une antenne réseau à résonateurs couplés dans le plan H .

4.3.2 Etude des antennes réseaux à résonateurs parasites ouverts

Contrairement à un résonateur classique alimenté par une source dont l'impédance interne vaut 50Ω , les résonateurs ne sont ici fermés sur aucune charge et sont alimentés par couplage électromagnétique via le résonateur central.

Ce couplage peut être modélisé à l'aide de la méthode de la ligne de transmission en introduisant un quadripôle entre les deux résonateurs comme illustré Figure II-33 [29]. Cette modélisation est alors équivalente à celle utilisée pour la modélisation d'une capacité à gap réalisée en technologie hybride. La détermination des expressions des capacités en fonction de la distance interbord des résonateurs s'effectue de manière empirique. Ceci implique de nombreux essais afin de déterminer les coefficients de ces expressions, qui dépendent des caractéristiques des résonateurs, du substrat utilisé et du plan dans lequel s'effectue le couplage. Cette méthode peut apporter une bonne précision sur l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne, lorsque l'on reste dans un cas simple (réseaux linéaires essentiellement). Par contre, celle-ci devient fastidieuse à mettre en oeuvre lorsqu'il s'agit de modéliser des réseaux bidimensionnels.

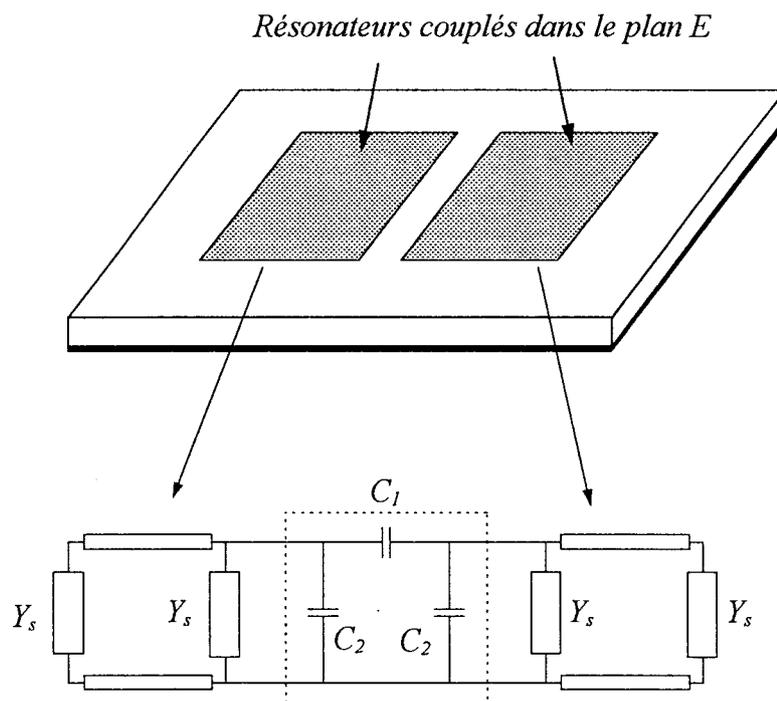


Figure II-33 Modélisation du couplage entre résonateur par la méthode de la ligne de transmission.

Pour l'analyse précise des antennes réseaux présentées au début de ce chapitre, nous avons utilisé le logiciel commercial Ensemble [16]. Ce logiciel dont la méthode repose sur la résolution des fonctions intégrales par la méthode des moments, permet l'étude d'antennes complexes et offre une grande souplesse dans leurs configurations. Ceci nous permettra en outre, d'étudier la possibilité d'étendre notre structure retenue à des antennes utilisées pour d'autres applications que celles présentées dans ce mémoire. Néanmoins, les possibilités et la précision qu'offrent cette méthode d'étude des antennes se fait au détriment de temps de calculs considérables.

5. REALISATION TECHNOLOGIQUE ET RESULTATS

5.1 Caractéristiques des substrats

Les performances d'une antenne active dépendent tout particulièrement de la nature et la qualité du substrat. Compte tenu des considérations présentées dans le paragraphe 3, nous avons donc choisi une structure bicouche afin de garantir de bonnes performances.

Les éléments rayonnants seront réalisés sur un substrat de faible permittivité relative afin de favoriser le rayonnement. Le matériau utilisé est un substrat PTFE (TLY de Taconic) dont les caractéristiques sont les suivantes:

permittivité relative	: $\epsilon_{ra} = 2.33$
hauteur de substrat	: $h_a = 0.762$ mm
épaisseur de métallisation	: $t_a = 17.5$ μm
pertes diélectriques	: $\text{tg}\delta = 0.0013$ en bande X

Le circuit micro-ondes et les lignes de transmission seront quant à eux, gravés sur un substrat de forte permittivité relative pour minimiser les pertes. le substrat utilisé est le "Duroid 6010" dont les caractéristiques sont:

permittivité relative	: $\epsilon_{rc} = 10.8$
hauteur de substrat	: $h_c = 0.635$ mm
épaisseur de métallisation	: $t_c = 17.5$ μm
pertes diélectriques	: $\text{tg}\delta = 2.3 \cdot 10^{-3}$ en bande X

5.2 Le résonateur alimenté par couplage électromagnétique

Avant la réalisation des antennes réseaux, nous avons tout d'abord étudié et caractérisé un résonateur rectangulaire, élément de base de ces réseaux. En effet, bien que le couplage et la forte interaction entre les résonateurs vont modifier la fréquence de résonance et élargir la bande passante de ces réseaux, nous pouvons raisonnablement penser que la fréquence centrale sera assez proche de la fréquence de résonance d'un résonateur isolé étant donné que les réseaux sont constitués de résonateurs de même dimension.

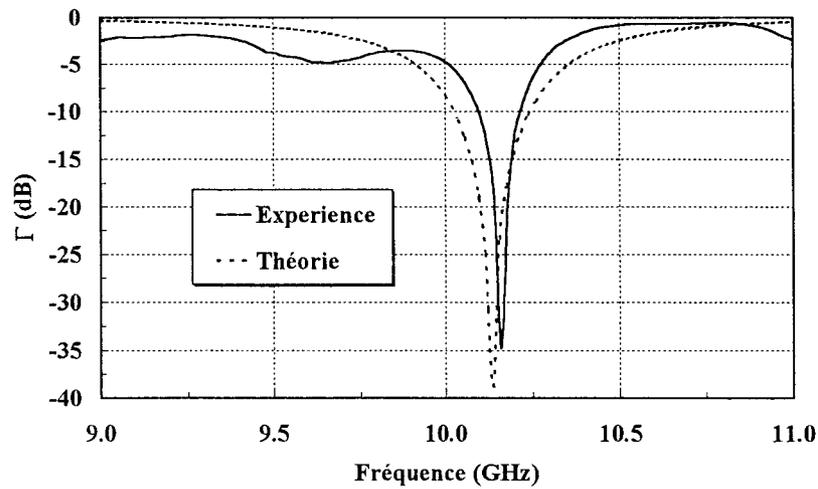


Figure II-34 Evolution du coefficient de réflexion d'un résonateur alimenté par couplage électromagnétique a travers une ouverture.

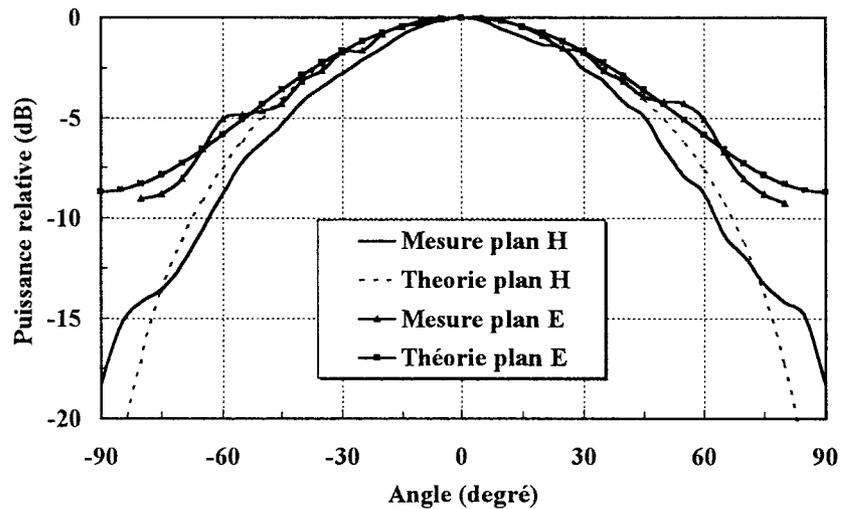


Figure II-35 Diagrammes de rayonnement expérimentaux et théoriques.

La Figure II-34 présente l'évolution du module du coefficient de réflexion d'un résonateur alimenté par couplage électromagnétique à travers une ouverture dans le plan de masse. Les dimensions de l'antenne ont été déterminées pour obtenir une fréquence de résonance proche de 10 GHz:

$$\begin{array}{lll}
 L_a = 8.5 \text{ mm} & W_s = 0.5 \text{ mm} & L_c = 4.2 \text{ mm} \\
 W_a = 11.3 \text{ mm} & L_s = 4.0 \text{ mm} &
 \end{array}$$

Ces résultats de mesures sont également comparés aux évolutions théoriques obtenues avec la modélisation par la méthode de la ligne de transmission. Nous pouvons noter un

écarts entre les résultats. Ces dispersions sont probablement dues à des films d'air qui s'insèrent entre les substrats lors de la réalisation technologique, modifiant ainsi la fréquence de résonance de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement typiques d'un résonateur rectangulaire dans les plans E et H sont présentés Figure II-35.

5.3 Les antennes réseaux à résonateurs parasites

Les antennes réseaux présentées dans cette partie sont formées de résonateurs rectangulaires de dimensions $L_a = 8.5$ mm et $W_a = 11.3$ mm. Les dimensions de l'ouverture rectangulaire dans le plan de masse commun aux deux substrats sont $L_s = 4.0$ mm et $W_s = 0.5$ mm. L'étude de la bande passante des antennes se fera par analyse de l'évolution du Taux d'Ondes Stationnaires (TOS). En effet, la bande passante exploitable d'une antenne est communément définie pour un $TOS \leq 2$.

5.3.1 Les réseaux linéaires

5.3.1.1 L'antenne linéaire plan H

Nous rappelons Figure II-36 la topologies de antennes linéaire à résonateurs couplés dans les plans H .

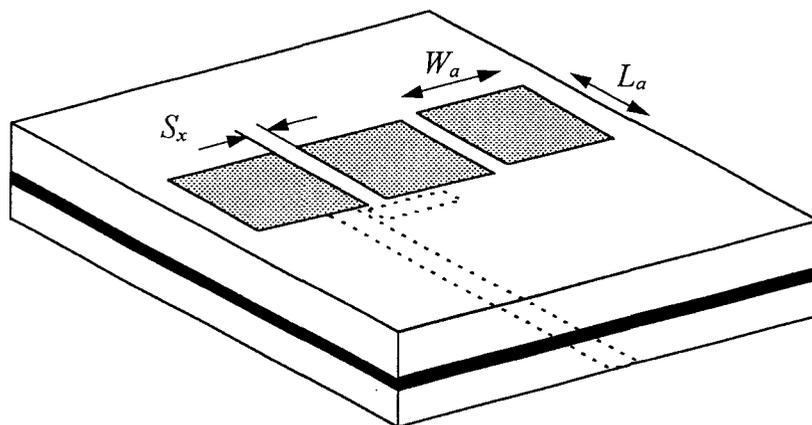


Figure II-36 Antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan H .

• **Influence du couplage sur le coefficient de réflexion de l'antenne**

La Figure II-37 présente les évolutions du TOS pour deux valeurs d'espacement entre les résonateurs. Nous pouvons remarquer un élargissement important de la bande passante, comparé à celle d'une antenne ne comportant qu'un seul résonateur (ACPA). Cette bande passante peut atteindre 1.2 GHz pour un $TOS \leq 2$ lorsque la distance interbord vaut $S_x = 0.1$ mm. Cette augmentation de la bande passante est due à l'influence des résonateurs latéraux qui interagissent avec le résonateur central et par conséquent modifient l'impédance d'entrée présentée par l'antenne. Notons également que la fréquence de résonance légèrement différente des résonateurs latéraux accroît l'élargissement de la bande passante. En effet, bien que les trois résonateurs aient les mêmes dimensions, la fréquence de résonance du résonateur central est légèrement inférieure. Ceci est dû au couplage électromagnétique entre le résonateur et la ligne d'alimentation à travers l'ouverture de couplage qui tend à diminuer la fréquence de résonance de quelques pour-cent.

En revanche, si les trois résonateurs ont une fréquence de résonance identique, la bande passante augmente très peu. L'effet des résonateurs latéraux se traduira par une augmentation de la directivité et l'apparition de lobes secondaires de niveau important compte tenu de la distance faible entre les résonateurs.

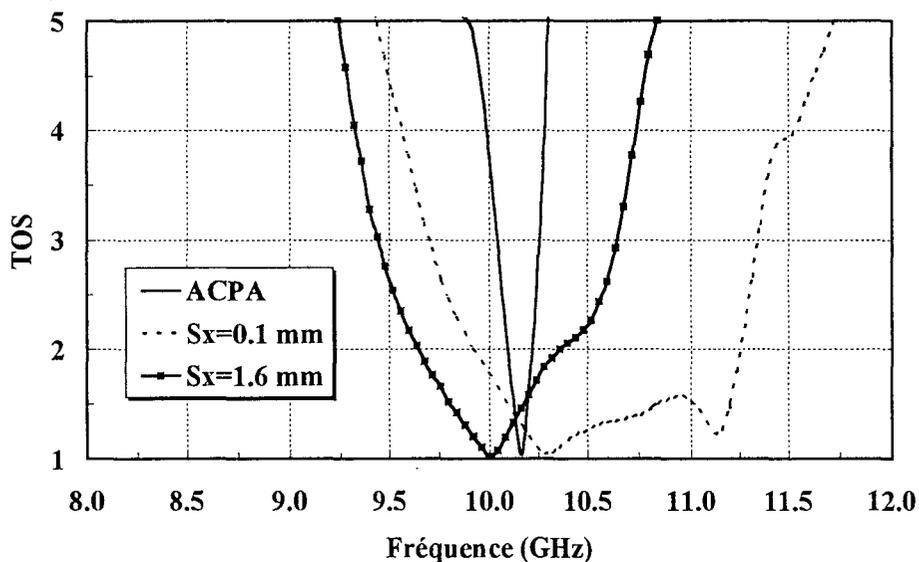


Figure II-37 Evolution du TOS de l'antenne linéaire plan H .

• Influence du couplage sur le diagramme de rayonnement

Les évolutions du diagramme de rayonnement dans le plan H sont représentées Figure II-38. Une sensible augmentation de la directivité peut être observée lorsque le couplage augmente. Le diagramme de rayonnement dans le plan E n'est pas représenté ici. Mais les mesures nous ont montré que celui-ci est équivalent à celui d'un résonateur rectangulaire isolé. Les polarisation croisée n'ont également pas été représentées pour ne pas surcharger la figure. Les résultats de mesure nous ont donné un niveau des composantes croisées inférieur à -25 dB dans tout les cas. Nous pouvons donc en conclure que la forte interaction entre les résonateurs dans le plan H n'entraîne pas l'apparition de mode supérieur ou de dégénérescence du mode TM_{01} .

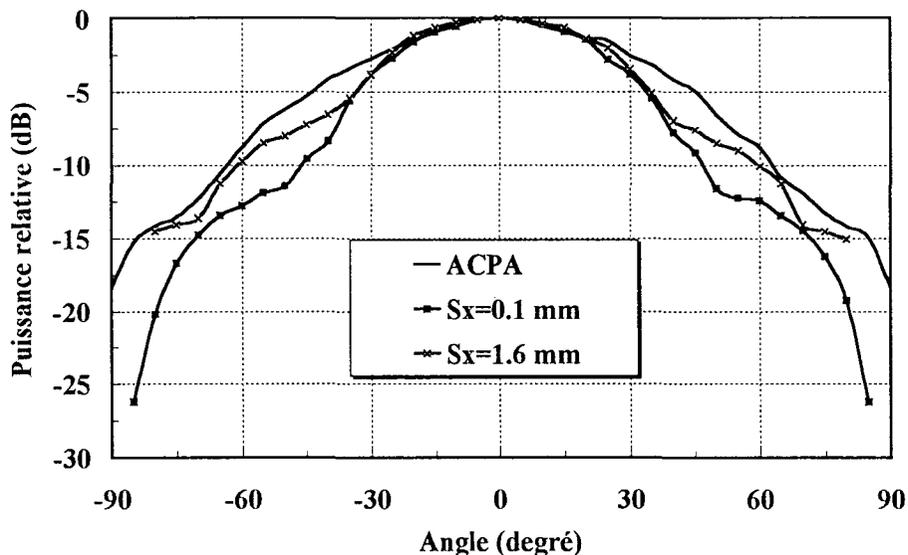


Figure II-38 Diagramme de rayonnement dans le plan H .

Il est également intéressant de regarder le comportement de l'antenne pour différentes fréquences comprises dans la bande passante de l'antenne. En effet, l'intérêt de telles antennes se situe dans l'exploitation de la large bande passante qu'elles offrent. Cependant, l'utilisation de résonateurs fortement couplés entraîne souvent un balayage du lobe principal lorsque la fréquence d'utilisation de l'antenne varie, rendant ainsi son utilisation très délicate et peu intéressante [11], [30].

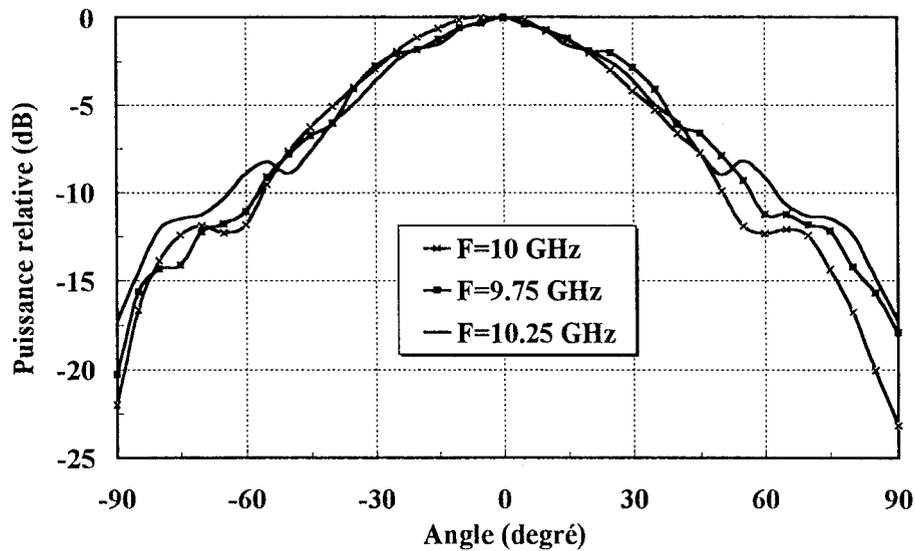


Figure II-39 Evolution du diagramme de rayonnement pour différentes fréquences.
Distance interbord: $S_x = 1.6$ mm.

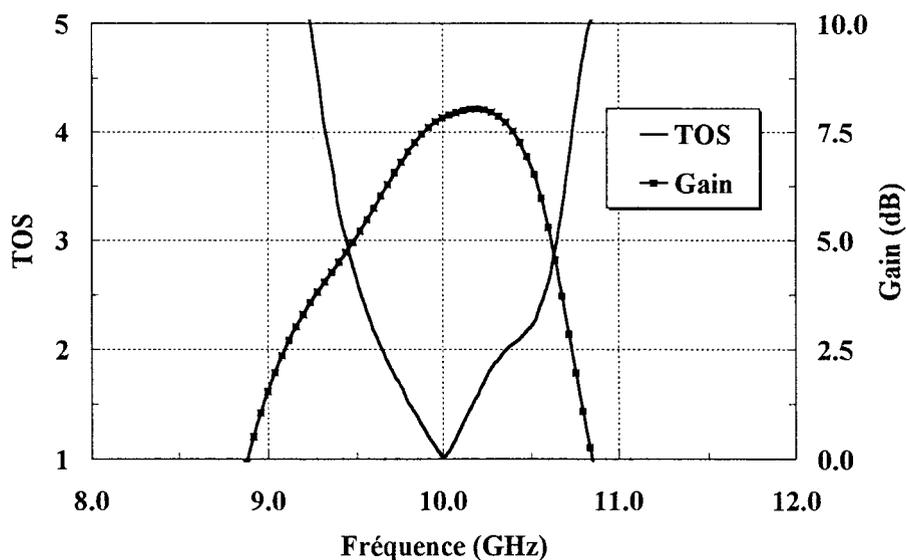


Figure II-40 Evolutions du gain et du TOS en fonction de la fréquence.
Distance interbord: $S_x = 1.6$ mm.

La structure que nous avons défini, présente l'avantage tant par sa symétrie que par son alimentation de résoudre ce problème. Comme le montre la Figure II-39, l'antenne pour une distance interbord $S_x = 1.6$ mm conserve un rayonnement constant pour des fréquences réparties sur 500 MHz. Nous avons ainsi, une antenne linéaire dont la structure engendre une bande passante importante et de bonnes caractéristiques de rayonnement. Cette observation est confirmée sur la Figure II-40 représentant les évolutions du gain et de la

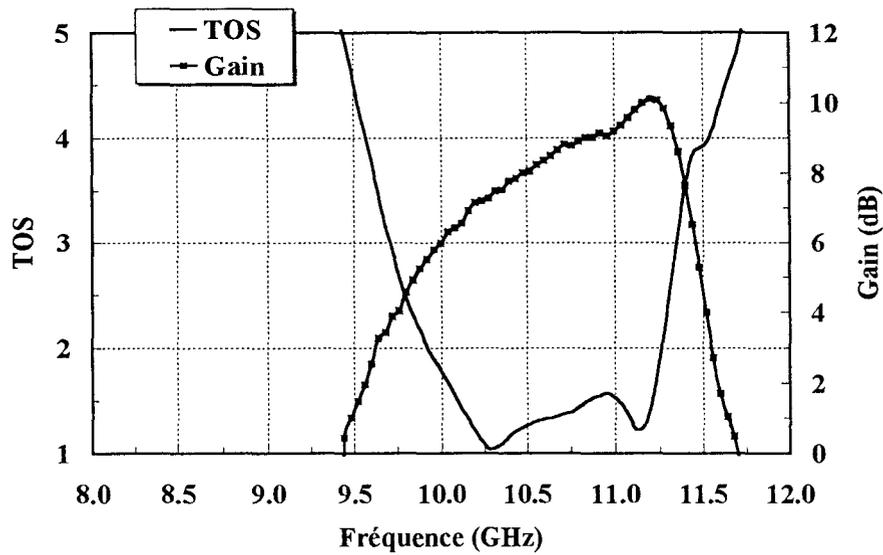


Figure II-41 Evolutions du gain et du TOS en fonction de la fréquence.
Distance interbord: $S_x = 0.1$ mm.

bande passante. Nous présentons également Figure II-41 ces mêmes caractéristiques pour une distance interbords $S_x = 0.1$ mm.

5.3.1.2 L'antenne linéaire plan E

La structure de l'antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan E est rappelée Figure II-42 [31].

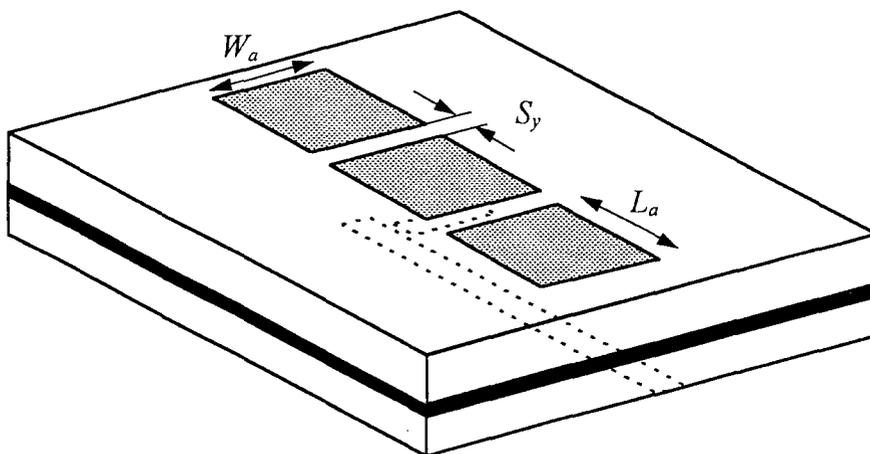


Figure II-42 Antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan E .

• **Influence du couplage sur le coefficient de réflexion de l'antenne**

L'étude de l'antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan E a été effectuée pour deux distances particulières séparant les bords rayonnants des résonateurs.

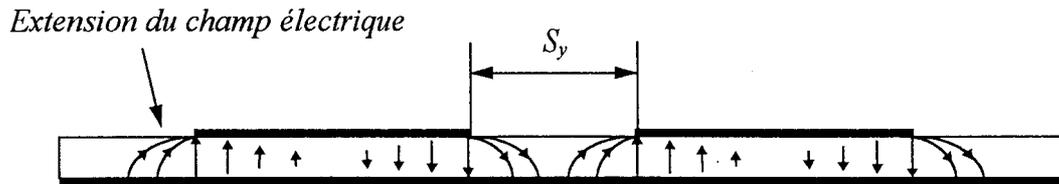


Figure II-43 Vue en coupe dans le plan E de l'antenne linéaire. $S_y > 2. \Delta l$.

Dans un premier cas nous avons pris une distance interbords $S_y = 1.0$ mm supérieure à l'extension des champs aux niveaux de ces bords rayonnants (cf. Figure II-18). Nous sommes alors dans la situation présentée par la Figure II-43. Dans ce cas, nous obtenons un élargissement de la bande passante comme illustré Figure II-44. La bande passante est de l'ordre de 1.4 GHz pour un $TOS \leq 2$.

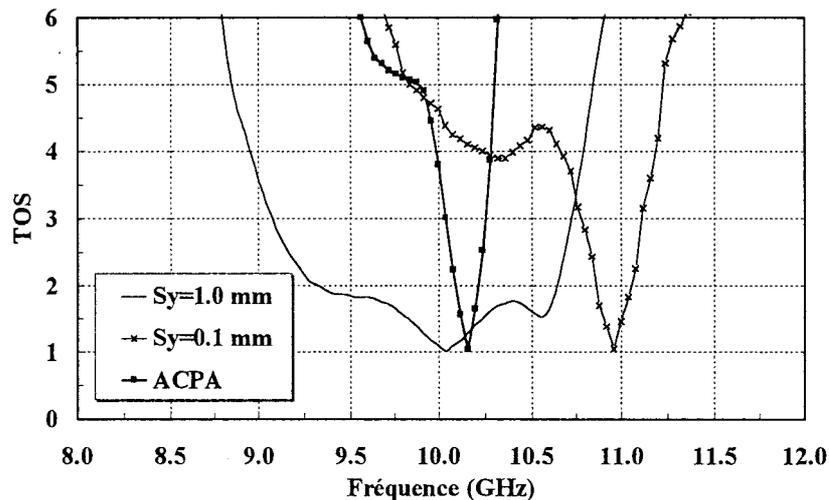


Figure II-44 Evolution du TOS de l'antenne linéaire plan E .

Dans un deuxième cas, la distance interbord $S_y = 0.1$ mm est inférieure à l'extension des champs (Figure II-45). Nous pouvons alors observer sur la Figure II-44 un décalage de la fréquence de résonance d'environ 1.0 GHz par rapport à une antenne à un seul résonateur, sans élargissement de la bande passante. Ce phénomène peut être expliqué de la

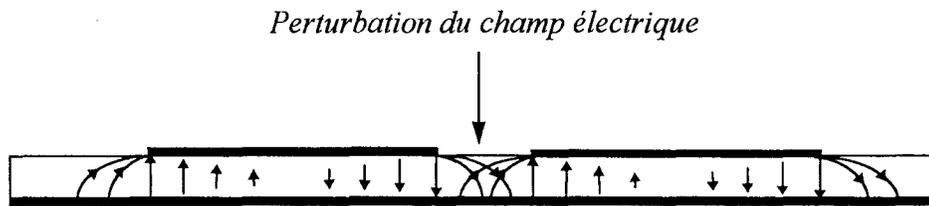


Figure II-45 Vue en coupe dans le plan E de l'antenne linéaire. $S_y < 2. \Delta l$.

façon suivante: la distance très faible entre les résonateurs entraîne une modification de la distribution du champ électrique localisé aux bords résonants. Il semble alors que la longueur effective du résonateur diminue. Ainsi, le mode TM_{01} qui s'installe dans la cavité résonne à une fréquence plus élevée et donne se décalage en fréquence par rapport à un résonateur isolé. Ce phénomène est apparu également pour l'antenne disque - anneau dont la distance entre les bords résonants de l'anneau et du disque était plus faible que l'extension du champs [32]. La faible augmentation de la bande passante indique que les fréquences de résonance des résonateurs sont très proches l'une de l'autre.

Ce phénomène n'est pas apparu dans nos mesures lorsque les résonateurs sont fortement couplés dans le plan H . Ceci peut s'expliquer par le fait que l'extension du champ au niveau des bords non-résonants est très faible.

• **Influence du couplage sur le diagramme de rayonnement**

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E sont présentés Figure II-47. Lorsque la distance interbord reste supérieure à l'extension des champs, nous constatons comme dans le cas de l'antenne linéaire plan H , une augmentation de la directivité. Pour une distance interbord très faible, la forte interaction entre les résonateurs de fréquences de résonance voisines entraîne une forte directivité et l'apparition de lobes secondaires situés à -9 dB. Le diagramme de rayonnement dans le plan H n'est pas représenté non plus. Les mesures ont cependant montré que le champs rayonné est équivalent à celui d'un résonateurs isolé. La polarisation croisée n'est également pas représentée mais a été trouvée inférieure à -25 dB.

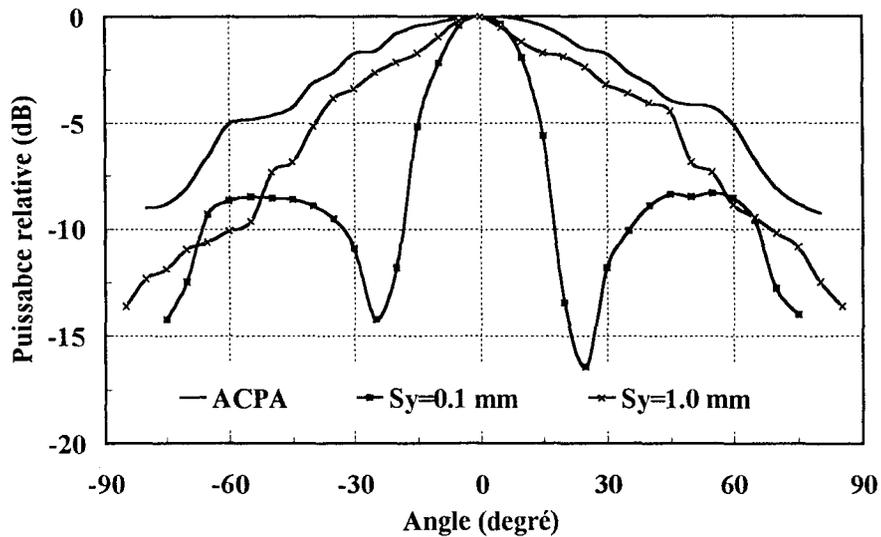


Figure II-47 Diagramme de rayonnement de l'antenne linéaire plan E .

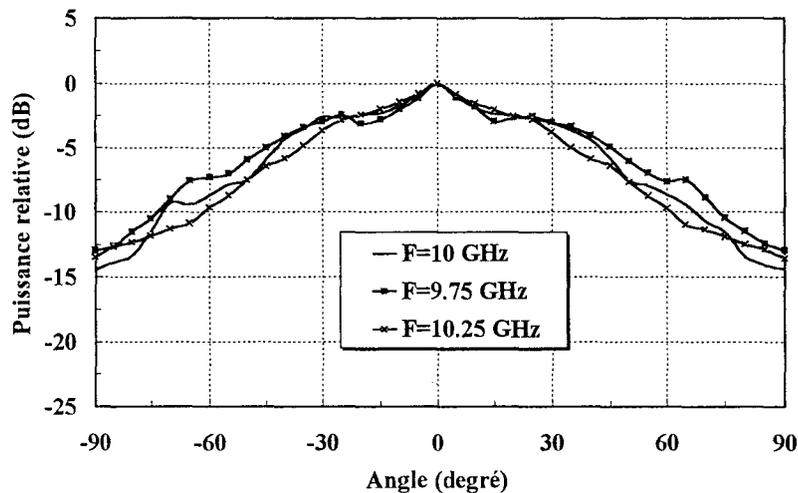


Figure II-46 Evolution du diagramme de rayonnement pour différentes fréquences.
Distance interbord: $S_y = 1.0$ mm.

Les évolutions du diagramme de rayonnement de l'antenne linéaire dont les résonateurs sont séparés d'une distance $S_y = 1.0$ mm pour plusieurs fréquences comprises dans la bande passante sont illustrées Figure II-46. Nous pouvons également constater que les diagrammes de rayonnement restent presque constants pour des fréquences réparties sur 500 MHz. La Figure II-48 représente les performances de l'antenne dans la bande passante. Bien sûr, pour une distance interbord $S_y = 0.1$ mm, le diagramme de rayonnement va évoluer très vite en fonction de la fréquence. Le gain maximum mesuré dans ce cas est de 11.1 dB à 10.8 GHz

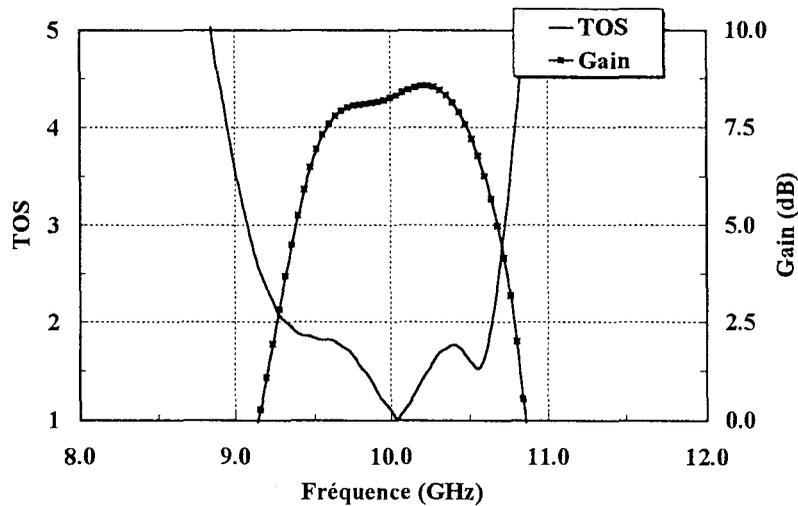


Figure II-48 Evolution du TOS et du gain en fonction de la fréquence.

Les caractéristiques de ce réseau linéaire, i. e. faible bande passante et forte directivité, ne sont pas intéressante pour nos applications. Cependant, celles-ci pourront être exploitées pour la réalisation d'antennes compactes et grand gain.

5.3.2 Les antenne bidimensionnelles

La Figure II-49 présente la structure d'une première antenne réseau bidimensionnelle à 5 résonateurs.

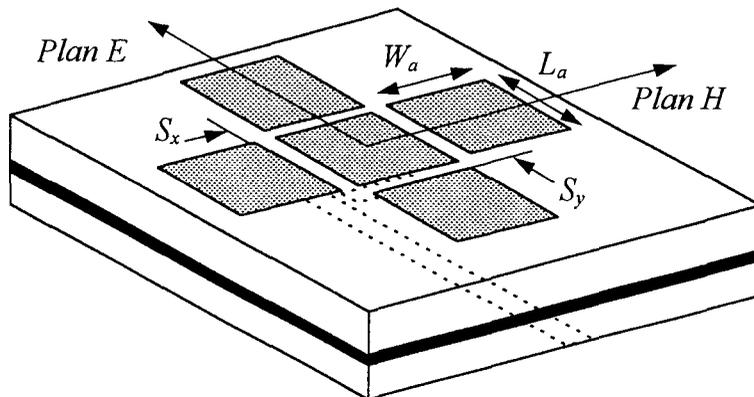


Figure II-49 Antenne bidimensionnelle à 5 résonateurs.

Dans cette étude, la distance entre les résonateurs couplés dans le plan E est gardée suffisamment importante pour éviter toutes perturbations de l'extension du champ électrique aux niveaux des bords résonants. La distance interbord a donc été fixée à $S_y = 1.0 \text{ mm}$ ($S_y > 2.\Delta L$) et nous avons fait varier la distance S_x entre les résonateurs couplés dans le plan H

pour optimiser les performances de l'antenne tant en ce qui concerne la directivité et la bande passante.

- **Influence du couplage sur le coefficient de réflexion de l'antenne**

Les évolutions du TOS pour différentes distances interbords S_x sont représentées Figure II-50.

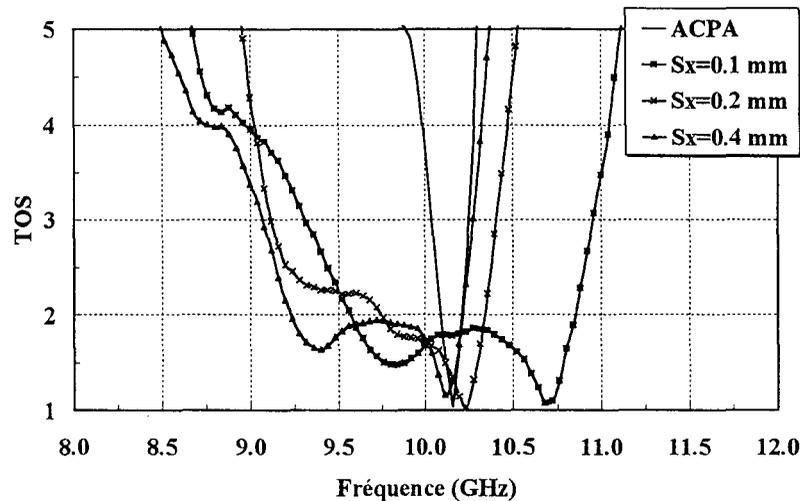


Figure II-50 Evolution du TOS de l'antenne bidimensionnelle.

L'élargissement de la bande passante est un peu plus important que dans le cas des antennes linéaires. Il apparaît en effet que les différentes fréquences de résonance des résonateurs couplés dans les plans E et H dues aux interactions mutuelles, contribuent à augmenter d'avantages la bande passante. Nous avons ainsi obtenu une largeur de bande passante maximale d'environ 1.5 GHz ($TOS \leq 2$) pour une distance interbord dans le plan H $S_x = 0.1$ mm.

- **Influence du couplage sur le diagramme de rayonnement**

Les diagrammes de rayonnement dans le plan H pour plusieurs distances S_x sont représentés Figure II-51. La directivité, due à la contribution des résonateurs couplés dans le plan E , est plus importante que pour les antennes linéaires. Notons également la présence de lobes secondaires situés à un niveau environ de -15 dB.

Nous avons représenté Figure II-52 les évolutions du diagramme de rayonnement dans le plan E . Nous avons obtenu une directivité légèrement plus importante comparée à

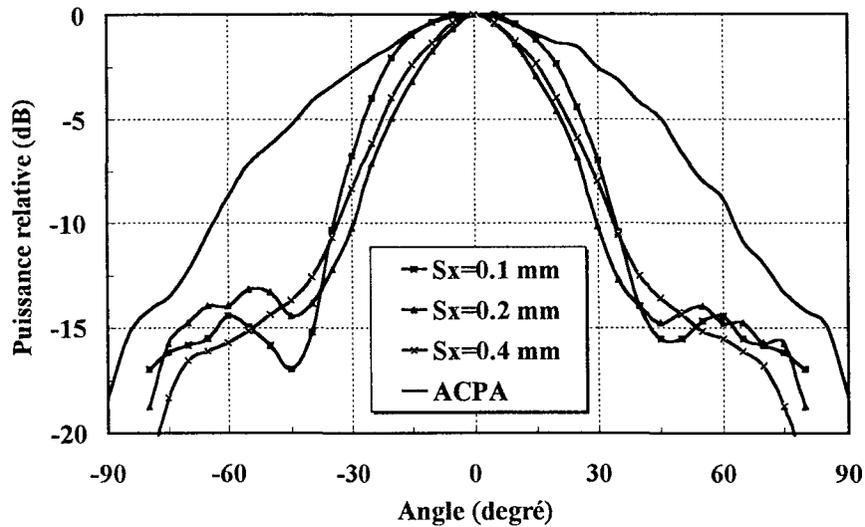


Figure II-51 Evolution des diagrammes de rayonnement dans le plan H .

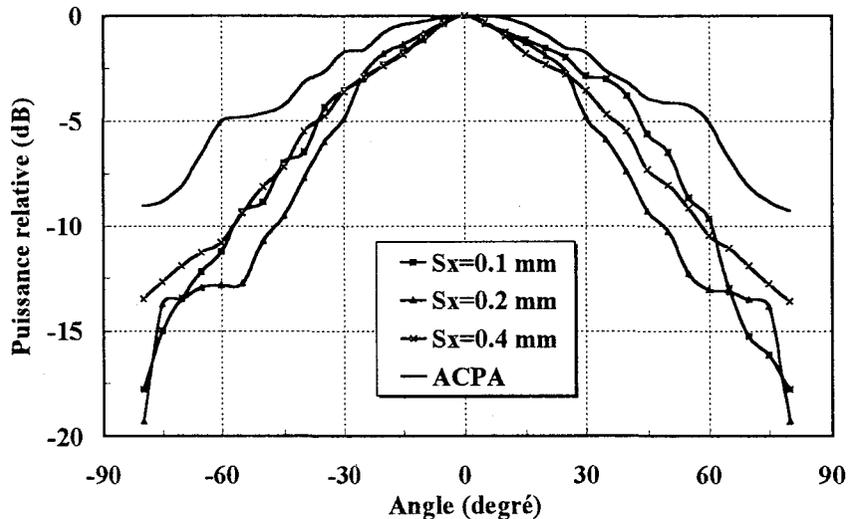


Figure II-52 Evolution des diagrammes de rayonnement dans le plan E .

l'antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan E . Notons également, que les variations de couplage dans le plan H ont peu d'influence sur le diagramme de rayonnement dans le plan E . Il faut considérer cependant que les variations du couplages dans le plan H restent faibles et sont de l'ordre de quelques dB.

Nous représentons Figure II-53 les variations du diagramme de rayonnement dans le plan H pour différentes fréquences comprises dans la bande passante. L'antenne réseau mesurée a ici des distances interbords $S_y = 1.0$ mm et $S_x = 0.4$ mm. Lorsque la fréquence augmente, nous pouvons remarquer une augmentation de la directivité et l'apparition de

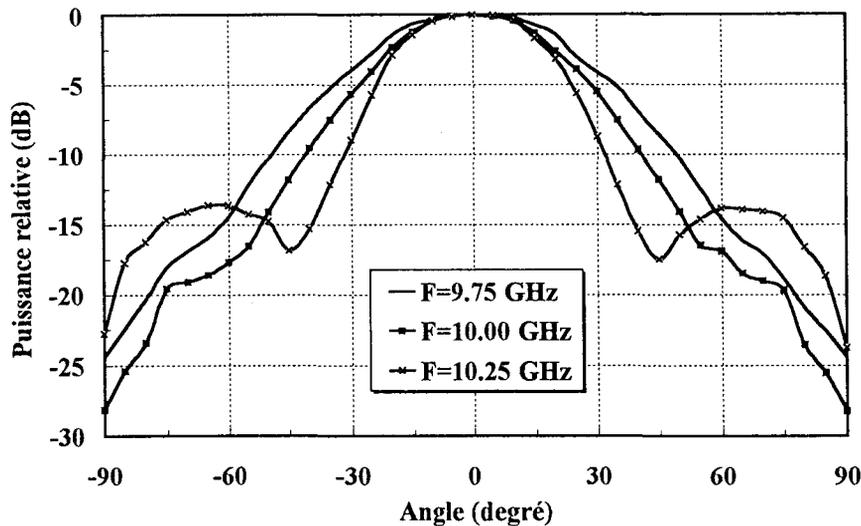


Figure II-53 Evolution du diagramme de rayonnement dans le plan H pour différentes fréquences. $S_y = 1.0$ mm, $S_x = 0.4$ mm.

lobes secondaires qui atteignent un niveau maximal de l'ordre de -13 dB à la fréquence 10.25 GHz. Puis lorsque la fréquence continue à augmenter la directivité diminue. Il apparaît donc aux travers de ces mesures que les résonateurs couplés dans le plan H ont une fréquence de résonance supérieure au résonateur central. Le gain maximum obtenu avec ces types de réseaux est de l'ordre de 11.5 dB pour les différentes distances interbords S_x .

Nous venons de présenter les principaux résultats de mesures d'une première antenne réseau bidimensionnelle à 5 éléments. Pour des distances interbords $S_x = 0.1$ mm et $S_x = 0.4$ mm associés une distance $S_y = 1.0$ mm dans le plan E , nous avons obtenu une bande passante supérieure à 1.0 GHz, un gain maximal de 11.5 dB et un angle d'ouverture de l'ordre de 40° à -3 dB dans le plan H et de 60° dans le plan E . Cependant, une distance interbords $S_x = 0.4$ mm semble préférable car le niveau des lobes secondaires est un peu plus faible.

Pour certaines applications dans le domaine des communications et de l'identification, une antenne de faible directivité est plus intéressante. En effet, lorsque nous ne connaissons pas l'emplacement exact de la personne ou de l'objet à interroger ou que ceux-ci sont mobiles par rapport à la borne interrogatrice, une antenne comportant un angle d'ouverture plus important est mieux appropriée. Ceci permet d'augmenter l'espace dans lequel la communication s'effectue.

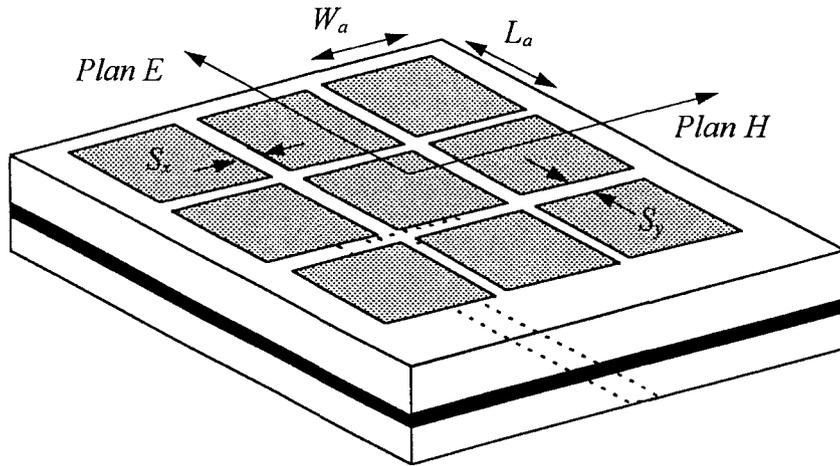


Figure II-54 Antenne bidimensionnelle à 9 éléments.

Nous avons donc adapté l'antenne décrite ci-dessus pour accroître son angle d'ouverture. Ceci a été réalisé par l'utilisation d'un réseau de 3×3 résonateurs comme illustré Figure II-54. L'antenne a été réalisée pour obtenir les meilleures performances autour de la fréquence centrale de 9.9 GHz. Les caractéristiques de ce réseau sont les suivantes:

$$L_a = 9.0 \text{ mm} \quad W_a = 11.3 \text{ mm} \quad L_s = 4.0 \text{ mm} \quad W_s = 0.5 \text{ mm}$$

Les substrats sont identiques aux antennes précédentes.

La Figure II-55 présente les diagrammes de rayonnements dans les plans E et H . Nous pouvons constater une augmentation de l'angle d'ouverture de l'antenne. Les valeurs

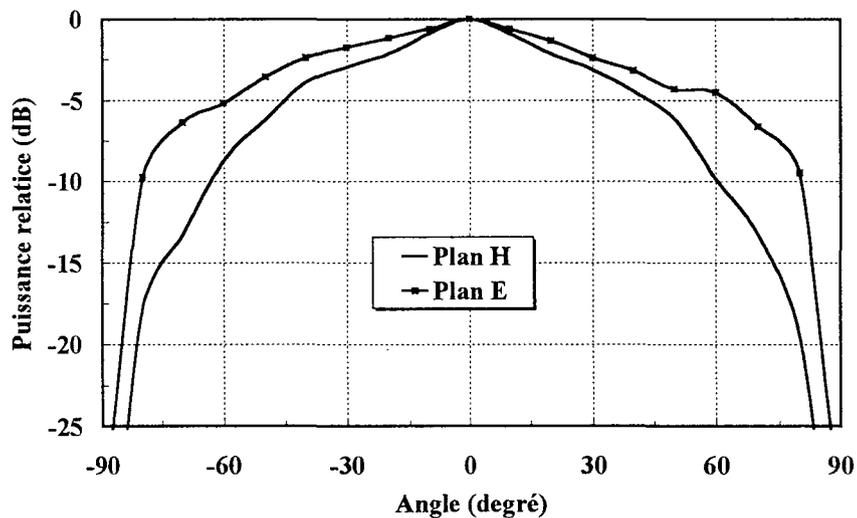


Figure II-55 Diagrammes de rayonnement de l'antenne à 3×3 résonateurs.

mesurées sont à -3 dB de 90° et de 70° dans les plans E et H , respectivement. Ce réseau assure également un élargissement de la bande passante de l'ordre de 1 GHz autour de 9.9 GHz. Le gain maximum mesuré est de 10 dB à 9.86 GHz.

6. CONCLUSION

Nous avons présenté tout au long de ce deuxième chapitre, les principales antennes que nous allons utiliser pour la réalisation du transpondeur. Le choix de cette structure a été motivé en fonction des critères que nous nous sommes fixés: compacité, large bande passante pour permettre un débit d'information important et de faciliter également l'adaptation entre l'antenne et le circuit actif. La directivité peut quant à elle être ajustée dans une certaine mesure en fonction de l'application envisagée. Nous avons par ailleurs, avant l'étude approfondie de ces antennes, validé notre choix à l'aide de calculs rapides à mettre en oeuvre.

Nous nous sommes également tenus à définir une structure d'antenne permettant un champ d'applications le plus large possible. A titre d'exemple, les larges bandes passantes obtenues avec ces antennes les rendent tout à fait exploitable dans la réalisation d'un radar FMCW qui requiert en général une large bande passante.

Le chapitre III est maintenant consacré au circuit micro-onde qui sera situé juste derrière l'antenne.

Bibliographie Chapitre II

- [1] R. E. Munson, "Conformed microstrip antennas phased arrays", *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 22, pp. 74-78, 1974.
- [2] G. A. Deschamps, "Microstrip microwave antennas", *Third USAF Symp. on Antennas*, 1953.
- [3] Y. H. Wang, Y. P. Zhang, G. X. Zheng, T. K. C. Lo, "Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material", *Electronics Lett.*, vol. 31, pp. 1710-1712, 1995.
- [4] E. Penard, J. P. Daniel, "Open and hybrid microstrip antennas", *IEE. Proc. H*, vol. 131, pp. 38-44, 1984.
- [5] I. Park, R. Mittra, "Aperture-coupled small antenna", *Electronics Lett.*, vol. 32, pp. 1741-1742, 1996.
- [6] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip line", *Electronics Lett.*, vol. 21, pp. 49-50, 1985.
- [7] H. K. Smith and P. E. Mayes, "Stacking resonators to increase the bandwidth of low profile antennas", *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, pp. 1473-1476, 1987.
- [8] F. Croq, A. Papiernik, "Stacked slot-coupled antenna", *IEEE Microwave and Guided wave letters*, Vol. 1, pp. 288-290, 1991.
- [9] U. K. Revankar and A. Kumar, "Broadband stacked three-layer circular microstrip antenna arrays", *Electronics lett.*, vol. 28, pp. 1995-1997, 1992.
- [10] C. H. Chen, A. Tulintseff, R. M. Sorbello, "Broadband two-layer microstrip antennas", *IEEE Int. Symp. Antennas Propagat.*, Boston, U.S.A, pp. 251-254, 1984.

- [11] G. Kumar and K. C. Gupta, "Broadband microstrip antennas using additional resonators gap-coupled to radiating edges", *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 1375-1379, 1984.
- [12] G. Kumar and K. C. Gupta, "Non-radiating edges and four-edges gap-coupled multiple resonator, broadband microstrip antennas", *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, pp. 173-178, 1985.
- [13] J. R. James and P. S. Hall (Editors), "Handbook of microstrip antennas", *IEE Electromagnetic Waves*, Series 29, Vol. 1, pp. 181, 1989.
- [14] F. Croq, A. Papiernik, "Large bandwidth aperture-coupled microstrip antenna", *Electronics Lett.*, vol. 26, pp. 1293-1294, 1990.
- [15] F. Carrez, J. Vindevoghel, "Study and design of compact wideband microstrip antennas", in *Proc. IEE. 10th International Conference on Antennas and Propagation*, Edinburgh, UK, pp. 423-427, 1997.
- [16] Ensemble Version 4.0, Boulder Microwave Technologies, Inc.
- [17] J. R. James and P. S. Hall (Editors), "Handbook of microstrip antennas", *IEE Electromagnetic Waves*, Series 29, Vol. 1, pp. 119, 1989.
- [18] I. J. Bahl, P. Barthia, "Microstrip antennas", Artech House, 1980
- [19] G. Gronau, I. Wolff, "Aperture-coupling of a rectangular microstrip resonator", *Electronics Lett.*, vol. 22, pp. 554-556, 1986.
- [20] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased array", *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 22, pp. 74-78, 1974.
- [21] A. Derneryd, "A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element", *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 26, pp. 533-538, 1978.
- [22] H. Pues, A. Van De Capelle, "Accurate transmission line model for the rectangular microstrip antenna", *IEE proc. H*, vol. 131, pp. 334-340, 1984.

- [23] A. K. Bhattacharyya, R. Garg, "Generalised transmission line model for microstrip patches", *IEE proc. H*, vol. 132, pp. 93-98, 1985
- [24] M. Himdi, J. P. Daniel, C. Terret, "Transmission line analysis of aperture-coupled microstrip antenna", *Electronics Lett.*, vol. 25, pp. 1229-1230, 1989.
- [25] M. Kirschning, R. Jansen, N. Koster, "Accurate model for open end effect of microstrip lines", *Electronics Lett.*, vol. 17, pp. 123-125, 1981.
- [26] P. Hammer, D. Van Bouchaute, D. Verschraeven, A. Van De Capelle, "A Model for calculating the radiation field of microstrip antennas", *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 27, pp. 267-270, 1979.
- [27] I. S. Rao, K. K. Joshi, B. N. Das, "Analysis of a small aperture coupling between rectangular waveguide and microstripline", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, 29, pp. 150-155, 1981.
- [28] V. H. Rumsey, "Reaction concept in electromagnetic theory", *Phys. Rev.*, vol. 94, pp. 1483-1491, 1954.
- [29] Y. K. Cho, J. P. Hong, H. Son, "New radiating edges coupling model for the gap between two rectangular microstrip patch antennas", *Electronics Lett.*, vol. 26, pp. 1295-1297, 1990.
- [30] Q. Song, X. Zhang, "A Study on wideband gap-coupled microstrip antenna arrays", *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, pp. 313-317, 1995.
- [31] F. Carrez, J. Vindevoghel, "Experimental study of an integrated linear array microstrip antenna for monolithic fabrication", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, November, 1997.
- [32] D. Cailleu, "Contribution à l'élaboration et la réalisation de têtes d'émission-réception en structure quasi-optique, en gamme millimétrique", Thèse d'Université de Lille 1, 1995.

CHAPITRE III

Etude du circuit actif

Chapitre III. Etude du circuit actif

1. INTRODUCTION

Nous allons aborder dans ce chapitre l'étude des différentes fonctions électroniques du circuit actif localisé derrière l'une des antennes que nous venons d'étudier. Le choix de celle-ci est effectué en fonction de l'application envisagée. Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, nous envisageons plusieurs configurations du transpondeur en fonction de la liaison que nous voulons effectuer entre la borne interrogatrice et le transpondeur.

Une première application consiste à lire uniquement les informations stockées dans le transpondeur pour réaliser une opération d'identification. Dans ces conditions, le schéma de modulation retenu est le suivant:

- Sens borne interrogatrice - transpondeur: Néant
- Sens transpondeur - borne interrogatrice: Modulation DPSK

Une deuxième application consiste à stocker des informations dans le transpondeur ou à interroger le transpondeur en fonction d'un code émis par la borne interrogatrice. Le schéma de modulation choisi est le suivant:

- Sens borne interrogatrice - transpondeur: Modulation ASK
- Sens transpondeur - borne interrogatrice: Modulation DPSK



Le circuit du transpondeur doit donc réaliser les opérations de modulation DPSK dans le premier cas et de démodulation ASK et de modulation DPSK dans le deuxième cas.

Nous allons dans un premier temps étudier le modulateur DPSK. Puis, nous étendrons notre étude à la réalisation de modulateur ASK. En effet, nous verrons que la méthode utilisée pour réaliser la modulation DPSK peut très bien être utilisée pour la modulation ASK. Cette dernière n'est pas utilisée dans les antennes actives que nous allons réaliser mais peut très bien servir pour d'autres types d'applications. Pour réduire les coûts du

transpondeur, la modulation est fondée sur le principe de la modulation d'écho. Ceci nous permet en outre de nous affranchir d'un oscillateur local sur le transpondeur.

Dans un second temps nous verrons une méthode originale permettant la réalisation de la démodulation ASK.

Dans la plupart des systèmes de communications courtes distances destinés à l'identification, les opérations de modulation et de démodulation sont réalisées par deux sous-circuits. Pour réduire les coûts et la puissance consommée par le transpondeur, nous avons intégré ces deux fonctions dans un seul composant. Ce circuit original sera étudié dans une troisième partie.

L'étude de ce circuit, notamment pour la partie théorique du démodulateur, a été menée en collaboration avec R. Stolle de l'équipe "Hochfrequenzmeßtechnik" dirigée par le professeur Schiek de la Ruhr-Universität Bochum. Ce circuit original fait l'objet d'un brevet déposé en Allemagne[1].

Nous avons envisagé également deux types de transpondeur. L'un comportant une pile pour alimenter les circuits et un second, ne comportant aucune batterie. Dans ce dernier cas, la puissance continue nécessaire pour alimenter les circuits du transpondeur sera directement extraite de l'onde hyperfréquence incidente émise par la borne émettrice. L'étude du circuit de conversion de puissance hyperfréquence - continue fera l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

2. CHOIX DES COMPOSANTS

2.1 Le modulateur et démodulateur

2.1.1 Le modulateur

Les antennes actives étudiées opèrent dans la bande X. Dans cette gamme de fréquences, nous disposons d'un grand choix de composants. Un choix judicieux va nous permettre de réaliser les fonctions de démodulation et de modulation à l'aide du même composant.

Le principe de la modulation DPSK ou ASK est fondé sur la commutation d'un composant actif. Chaque état d'impédance représente un bit d'information. Nous verrons par la suite comment les impédances présentées par le composant dans ces deux états de commutation peuvent être transformées pour obtenir la modulation désirée (phase ou amplitude).

Les composants les plus couramment utilisés pour de telles applications sont la diode PIN et le transistor à effet de champ.

Les deux états d'impédance présentés par la diode PIN sont obtenus par modulation de sa résistance RF. Une diode PIN est constituée d'un barreau de semi-conducteur comportant une couche intrinsèque (I) d'un matériau fortement résistif, entourée d'une région fortement dopée positivement (dopée P) et d'un matériau dopé négativement (dopé N). Lorsque l'on présente une tension nulle aux bornes de la diode, la région intrinsèque se trouve déplétée de charge et par conséquent la diode présente une résistance importante. Lorsque la tension aux bornes de la diode est positive, les charges positives de la région P et les charges négatives de la région N sont injectées dans la région intrinsèque I ce qui a pour effet d'augmenter très fortement la conductivité et donc la résistance de la diode devient très faible.

Les états "on" et "off" du TEC sont obtenus par modulation de la résistance du canal. Lorsque la tension de grille est nulle, la zone d'espace de charge localisée sous le contact Schottky de la grille est très faible et la résistance du canal est par conséquent très faible. Par contre, lorsque nous appliquons une tension de grille négative, la zone d'espace de charge augmente et s'étend jusqu'au substrat semi-isolant. Nous avons alors pincement du

canal. Le canal est donc complètement obstrué et sa résistance devient très importante empêchant le transport de porteurs de la source vers le drain. Dans les deux états, la tension drain - source est nulle.

Nous pouvons voir, dans le principe de commutation, un avantage certain pour le TEC d'un point de vue de la consommation. En effet, la diode dans son état faible impédance est polarisée en direct. Elle va donc consommer de la puissance continue à laquelle il faudra ajouter la puissance liée au régime transitoire.

Dans le cas du TEC, le contact Schottky est soit polarisé à tension nulle, soit en inverse. Nous avons ainsi une consommation quasiment nulle qui se limite au courant de fuite de la grille. La consommation du composant est donc uniquement liée au régime transitoire. Nous utiliserons donc le TEC "froid" pour réaliser le modulateur et réduire ainsi la consommation du système global.

2.1.2 Le démodulateur

La démodulation d'amplitude s'effectue très simplement par détection d'enveloppe à l'aide d'une diode, qui peut être polarisée afin d'augmenter ses performances en détection ceci au détriment de la consommation du circuit.

Notre objectif étant de réaliser une antenne active faible coût et faible consommation, nous avons envisagé la possibilité de réaliser à la fois la démodulation et la modulation à l'aide d'un composant unique. Nous avons choisi le TEC "froid" pour réaliser la détection ASK. Ce détecteur n'utilise pas comme on peut le penser a priori le contact Schottky mais comme nous le verrons la non-linéarité de la résistance du canal.

2.1.3 Composant et modèle utilisé

Pour réduire les coûts de réalisation des antennes actives, nous avons utilisé une technologie hybride: le composant est reporté directement sur le substrat où les lignes micro-rubans ont été réalisées. La connexion entre les accès du composant et les lignes de transmission peut s'effectuer de deux manières différentes:

- Si le composant est en "puce", nous devons le coller sur le substrat puis souder des fils d'or sur la ligne de transmission et le plot d'accès du composant pour réaliser la connexion. Ceci nécessite l'utilisation d'une micro-soudeuse.

- Si le composant est en "boîtier", ses accès sont alors directement soudés ou collés à l'aide de colle conductrice sur la ligne de transmission.

Le faible coût du transpondeur étant un des critères primordiaux, nous avons donc opté pour un composant en boîtier. Le transistor que nous avons utilisé dans nos diverses réalisations technologiques est un transistor à effet de champ NE72089A (NEC). Il possède une technologie à recess de grille dont la longueur vaut $1\ \mu\text{m}$ et la tension de pincement est typiquement de l'ordre de $-2\ \text{V}$. Nous présentons Figure III-1 les caractéristiques du boîtier du transistor.

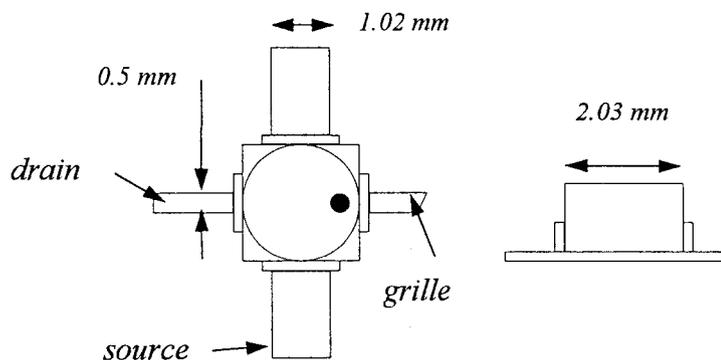


Figure III-1 Caractéristique du boîtier du transistor NE72089.

• Le modèle du TEC "froid"

Comme nous l'avons vu précédemment, les modulateurs et démodulateurs vont utiliser des transistors à effet de champ froids. Si nous disposons actuellement d'une grande variété de modèles non-linéaires pour traduire le comportement du transistor à effet de champ chaud, i. e. à tension drain-source V_{ds} non nulle, il n'en est pas de même pour le TEC froid. De plus, les spécificités du TEC froid ne nous permettent pas d'appliquer les modèles du TEC chaud. Il est donc nécessaire de développer un modèle capable de mieux décrire le comportement non-linéaire du TEC froid.

Pour effectuer cette modélisation, nous avons adapté un modèle proposé par E. Gosse [2]. Ce modèle a été utilisé pour réaliser l'analyse et les simulations de mélangeurs à TEC froid en technologie MMIC. Nous l'avons donc adapté et optimisé pour décrire le comportement de nos transistors montés en boîtier.

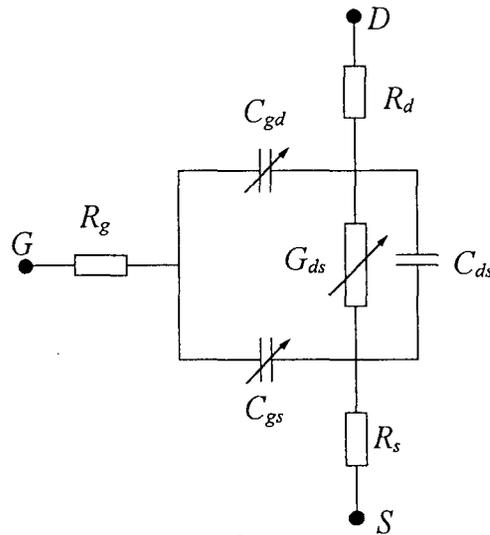


Figure III-2 Schéma équivalent non-linéaire du TEC froid.

La Figure III-2 présente le modèle non-linéaire du transistor. Il s'agit d'un modèle phénoménologique constitué de deux capacités non-linéaires C_{gs} et C_{gd} , et de la conductance du canal G_d également non-linéaire. Les expressions de ces éléments sont rappelées en annexe C. R_d , R_s et R_g sont les résistances d'accès de drain, de source et de grille et la capacité C_{ds} figure le couplage passif entre le drain et la source. Ces éléments sont indépendants de la polarisation.

A ce circuit non-linéaire, nous avons ajouté un circuit passif pour tenir compte des effets parasites introduits par le boîtier. Ce circuit est présenté Figure III-3. Les éléments de

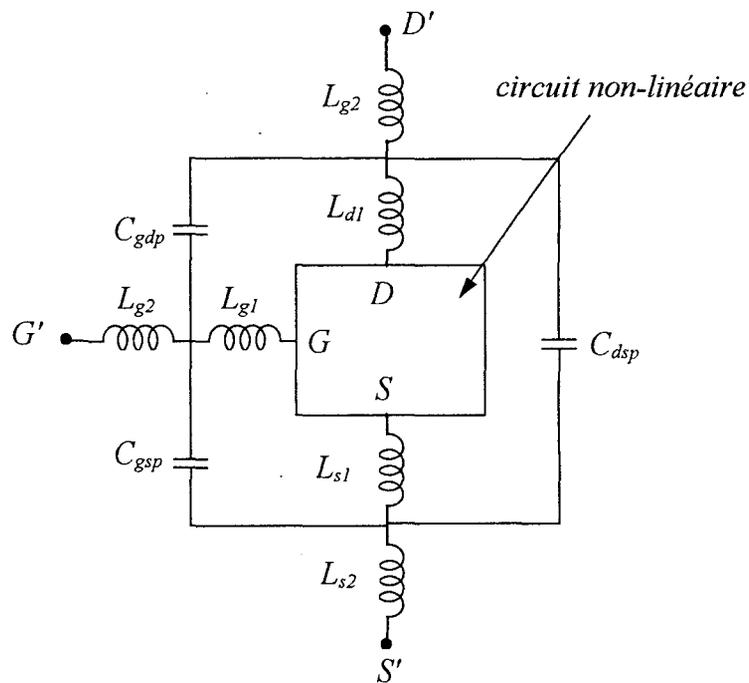


Figure III-3 Schéma équivalent du boîtier.

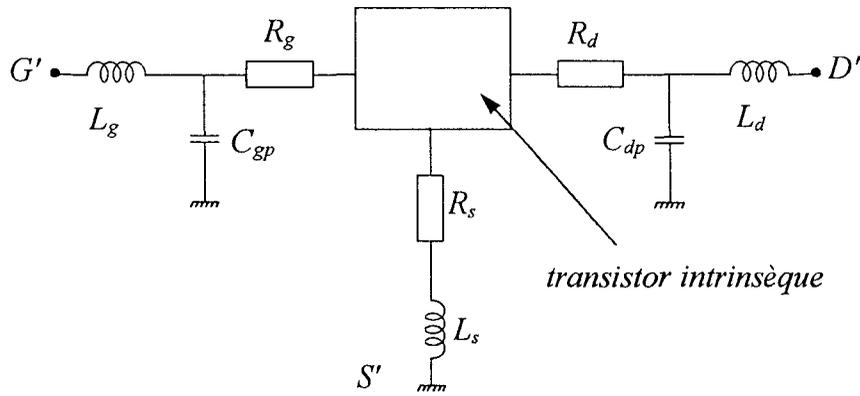


Figure III-4 Schéma équivalent des éléments extrinsèques du TEC considéré dans [3] et [4].

ce circuit sont déterminés en première approximation à partir d'une méthode développée au laboratoire par G. Dambrine [3], [4]. Cette méthode permet de déterminer les éléments extrinsèques présentés Figure III-4 d'un transistor en puce et leur calcul se déroule en deux étapes dont nous rappelons ici brièvement le principe.

Dans un premier temps nous mesurons pour une tension $V_{ds} = 0$ V et une tension $V_{gs} > 0$ V la matrice [S] que nous convertissons ensuite en matrice impédance [Z]. Les résistances d'accès R_s , R_d et R_g , et les inductances L_g , L_d et L_d sont déduites des parties réelles et imaginaires des coefficients Z_{ij} .

Dans un second temps, nous mesurons, toujours pour une tension V_{ds} nulle et une tension $V_{gs} < V_p$ (tension de pincement), la matrice [S] et après conversion en matrice admittance [Y], nous déduisons les capacités parasites.

Pour tenir compte des effets parasites spécifiques liés au boîtier, nous avons scindé les inductances parasites L_g , L_d et L_s en deux. Les unes (L_{g1} , L_{d1} et L_{s1}) décrivent les effets inductifs dus aux lignes micro-rubans à l'intérieur du boîtier et à leur connexion au plot du transistor. Les autres (L_{g2} , L_{d2} et L_{s2}) traduisent les effets inductifs introduits par la longueur des lignes d'accès du boîtier.

Une fois le modèle implanté dans le logiciel de C.A.O. MDS, nous avons effectué une optimisation pour obtenir le meilleur accord entre les paramètres S_{ij} simulés et expérimentaux. Les Figure III-5 et Figure III-6 présentent ces résultats. Le transistor caractérisé a ici une tension de pincement de -1.9 V.

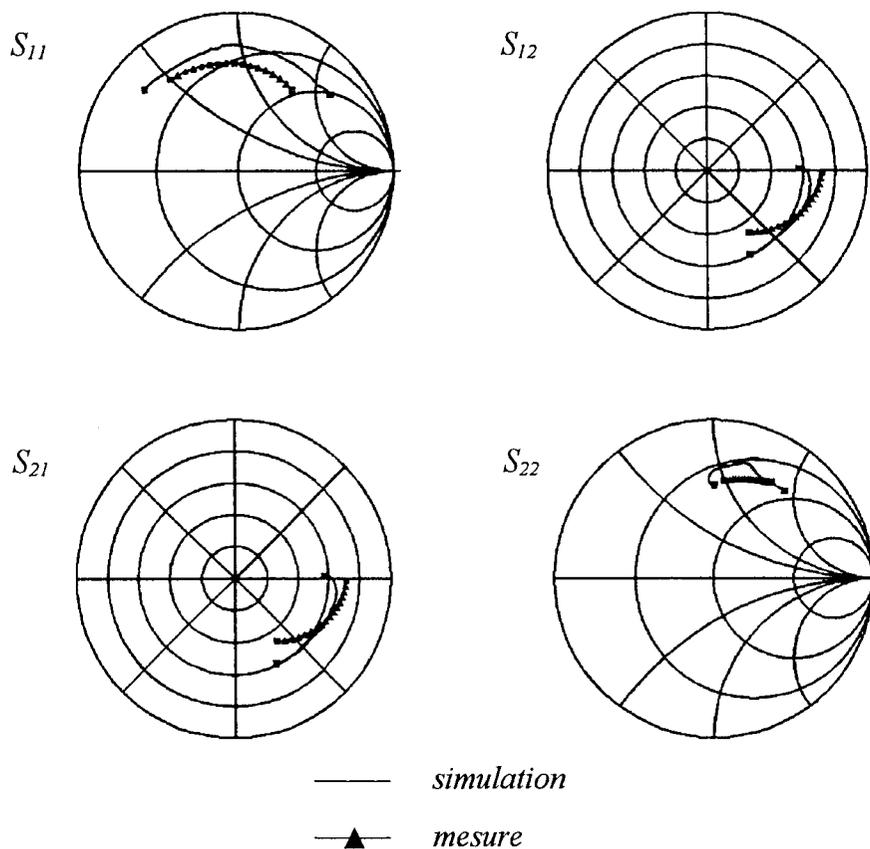


Figure III-5 Evolution des paramètre S_{ij} simulés et mesurés entre 8 GHz et 12 GHz
 $V_{ds} = 0 \text{ V}, V_{gs} = 0 \text{ V}$

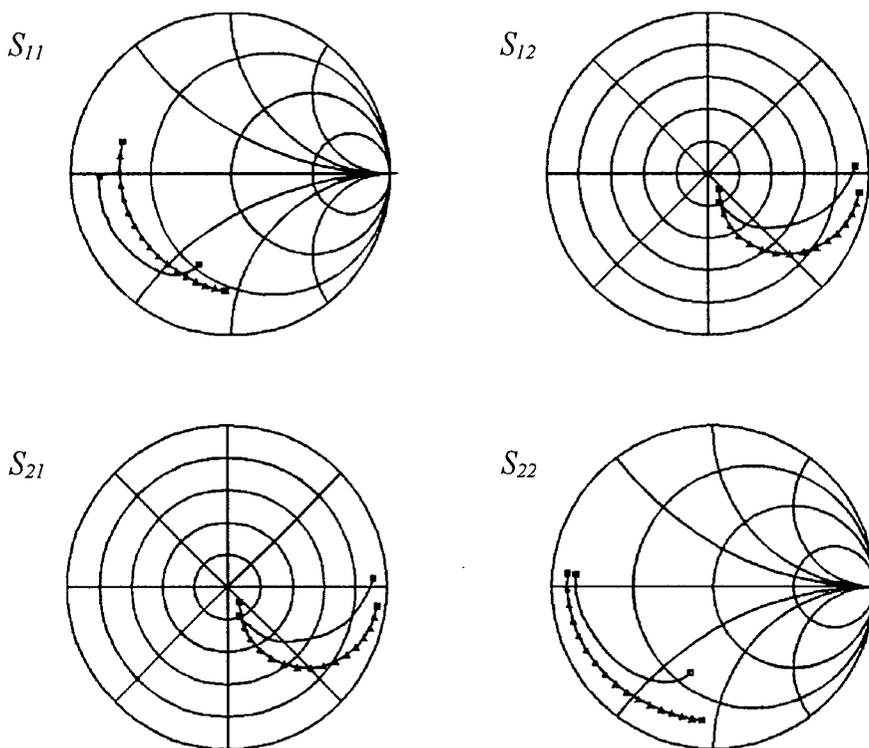


Figure III-6 Evolution des paramètre S_{ij} simulés et mesurés entre 8 GHz et 12 GHz
 $V_{ds} = 0 \text{ V}, V_{gs} = V_p$

2.2 Le convertisseur RF-DC

Le circuit de conversion de puissance hyperfréquence-puissance continue se compose d'éléments passifs (filtre, charge ...) et d'un composant non-linéaire permettant la rectification du signal incident. Ce circuit doit présenter le moins de pertes possibles et être optimisé pour obtenir un compromis entre la puissance et la tension continues disponibles sur la résistance, nécessaire pour alimenter les circuits numériques. Le composant utilisé pour réaliser nos circuits est une diode Schottky GaAs. Son choix a été effectué en fonction de plusieurs critères dont les principaux sont le coût et les faibles pertes que le composant présente.

• Modèle de la diode Schottky

Le modèle non-linéaire de la diode Schottky utilisé pour l'étude et l'optimisation des circuits est présenté Figure III-7. Dans ce modèle, L_p , C_p et R_s représentent respectivement l'inductance et la capacité parasites du boîtier et la résistance série de la diode. R_j et C_j sont la résistance et la capacité du contact Schottky. Ces deux grandeurs dépendent de la tension V appliquée aux bornes de la jonction de la diode. Nous rappelons ici, les expressions de C_j et R_j :

$$C_j(V) = \frac{C_{jo}}{\left(1 - \frac{V}{V_{bi}}\right)^\gamma}, \quad (1)$$

où C_{jo} est la capacité de la jonction pour $V = 0$ V, V_{bi} est la tension de la barrière de potentiel du contact métal-semiconducteur et γ est un coefficient dépendant du profil de dopage ($\gamma = 0.5$ pour un profil abrupt).

$$R_j(V) = \frac{\eta k T}{q(I_s + I(V))}, \quad (2)$$

où $I(V)$ est l'expression classique du courant traversant une diode:

$$I(V) = I_s \left(e^{\frac{qV}{\eta k T}} - 1 \right). \quad (3)$$

η représente le coefficient de qualité du contact Schottky.

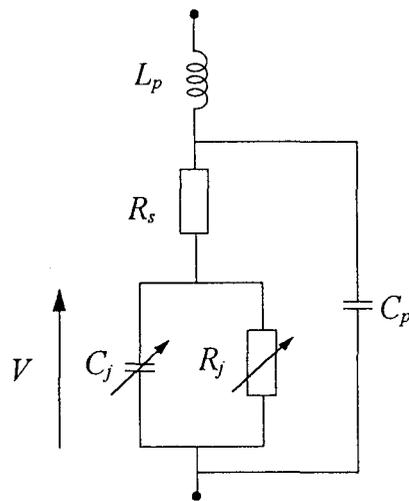


Figure III-7 Schéma non-linéaire de la diode Schottky.

Les éléments de ce schéma non-linéaire sont déterminés à partir des données constructeur et nous permettront d'effectuer les différentes simulations non-linéaires nécessaires à l'optimisation du circuit.

3. ETUDE DU MODULATEUR A TEC "FROID"

3.1 Principe du modulateur

Le schéma synoptique du modulateur est présenté Figure III-8. Cette structure a été choisie en raison de sa simplicité de réalisation en technologie hybride. A la fin de ce chapitre, nous montrerons qu'il est possible de l'optimiser pour en améliorer les performances.

Le principe de fonctionnement du modulateur est basé sur la commutation de l'impédance de sortie du TEC entre deux états. Un transformateur d'impédance Q est ajouté de façon à transformer la réflexion dans le plan P_i' en la modulation souhaitée (DPSK ou ASK). Le Filtre Passe Bas (FPB) sert à isoler le signal modulant basse fréquence de la partie hyperfréquence du circuit et comprend en outre une résistance importante ($10\text{ k}\Omega$) pour accroître l'isolation. Le signal modulant est un signal rectangulaire dont les niveaux bas et hauts ou la transition d'un niveau à l'autre correspondent à des bits d'information. Les états "off" et "on" correspondent à des tension $V_{gs} = 0\text{ V}$ et $V_{gs} \leq V_p$ (tension de pincement). Dans les deux cas la tension drain-source vaut $V_{ds} = 0\text{ V}$.

Pour effectuer l'étude du modulateur, nous avons tout d'abord utilisé une approche analytique proposée par Atwater [5]. Celle-ci a été élaborée à partir de la théorie des réseaux et plus particulièrement de l'expression du coefficient de réflexion à une extrémité du réseau lorsque la seconde est fermée sur une charge quelconque.

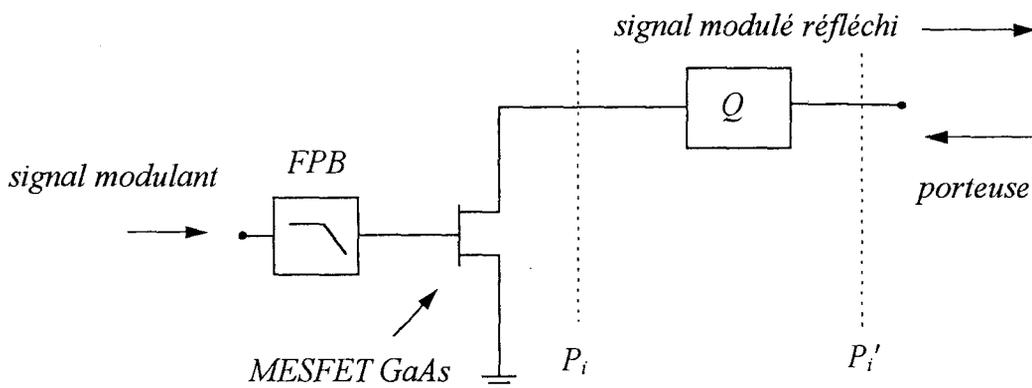


Figure III-8 Schéma du modulateur à TEC "froid".

Cette méthode va nous permettre ainsi de définir le transformateur d'impédance Q de façon à obtenir la modulation désirée. Ensuite, nous effectuons une simulation en paramètre S à l'aide du logiciel MDS pour l'optimisation du circuit.

3.2 Etude analytique

Les deux états d'impédance présentés par le transistor dans son état "on" et "off" sont respectivement Z_1 et Z_2 dans le plan P_i (Figure III-9). Les coefficients de réflexion correspondant Γ_1 et Γ_2 sont modifiés en coefficients de réflexion Γ_1' et Γ_2' à l'entrée du modulateur (plan P_i') par le transformateur d'impédance afin d'obtenir la modulation d'écho désirée. Les coefficients de réflexion Γ_1' et Γ_2' doivent remplir les conditions suivantes:

$$\left. \begin{array}{l} |\Gamma_1'| = |\Gamma_2'| = |\Gamma'| \\ \arg(\Gamma_1') - \arg(\Gamma_2') = 180^\circ \end{array} \right\} \text{ pour une modulation DPSK} \quad (4)$$

et

$$\left. \begin{array}{l} |\Gamma_1'| \rightarrow 0 \\ |\Gamma_2'| \rightarrow 1 \\ \arg(\Gamma_1') - \arg(\Gamma_2') = 0 \end{array} \right\} \text{ pour un modulateur ASK.} \quad (5)$$

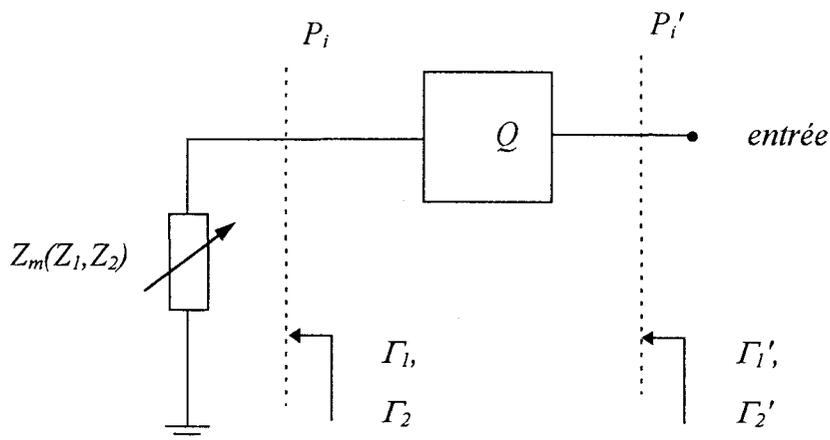


Figure III-9 Schéma simplifié du modulateur.

3.2.1 Le modulateur de phase à 180 degrés

L'amplitude des coefficients de réflexion Γ_1' et Γ_2' à l'entrée du modulateur d'écho doivent être constants selon (4). L'amplitude de ces coefficients de réflexion est donnée par [5]:

$$|\Gamma_1'| = |\Gamma_2'| = |\Gamma'| = \left| \frac{m}{2} - \sqrt{1 + \frac{m^2}{4}} \right|, \quad (6)$$

où $m^2 = 16 / Q_z^2$ et $Q_z^2 = \frac{|Z_1 - Z_2|^2}{R_1 R_2}$.

R_1 et R_2 sont respectivement les parties réelles de Z_1 and Z_2 .

Pour déterminer le réseau transformateur d'impédance, nous devons ensuite calculer l'impédance Z_m . Cette impédance équivalente représente une impédance "moyenne" entre Z_1 et Z_2 . Le réseau transformateur d'impédance Q est calculé pour réaliser l'adaptation de Z_m sur l'impédance de référence $Z_o = 50 \Omega$. Lorsque le transistor commutera entre les deux états impédance Z_1 et Z_2 le réseau remplira alors la condition (1). L'expression de Z_m est donnée par [5]:

$$Z_m = -\alpha \pm \sqrt{\beta + \alpha^2}. \quad (7)$$

Les expressions de α et β sont définies de la manière suivante:

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \frac{P - P^* + NN^* - MM^*}{M + N^*},$$

$$\beta = \frac{M^*P - NP^*}{M + N^*},$$

où

$$M = -\frac{(\Gamma_1'Z_1 - \Gamma_2'Z_2)}{\Gamma_1' - \Gamma_2'},$$

$$N = -\frac{(\Gamma_1'Z_2 - \Gamma_2'Z_1)}{\Gamma_1' - \Gamma_2'},$$

$$P = Z_1 Z_2.$$

Le symbole * représente le complexe conjugué.

L'expression (7) indique deux solutions possibles pour Z_m . Dans notre cas, nous conservons la solution dont la partie réelle est positive, seule réalisable à l'aide d'un circuit passif réalisé en ligne micro-ruban.

• **Application**

Les impédances présentées par le TEC dans son état "off" et "on", mesurées à l'analyseur de réseau vectoriel sont à 9.8 GHz:

$$Z_1 = (20.75+i.69.65) \Omega \quad V_{gs} = 0 \text{ V}, V_{ds} = 0 \text{ V}$$

$$Z_2 = (7.78-i.22.68) \Omega \quad V_{gs} = -1.9 \text{ V (tension de pincement)}, V_{ds} = 0 \text{ V}$$

Le module des coefficients de réflexion dans le plan P_i calculé est:

$$|\Gamma_1'| = |\Gamma_2'| = |\Gamma'| = 0.763$$

Le modulateur de phase va donc présenter une atténuation de -2.3 dB.

La valeur de l'impédance Z_m , calculée à partir de (4) vaut:

$$Z_m = (43.04+i.2.506) \Omega$$

Le réseau Q permettant l'adaptation de Z_m sur 50Ω peut être réalisé à l'aide d'un transformateur d'impédance et d'un stub ouvert (Figure III-10).

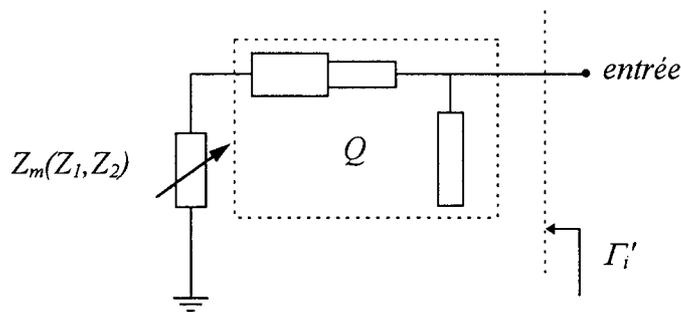


Figure III-10 Schéma du quadripôle d'adaptation.

Nous présentons Figure III-11 les résultats obtenus à l'aide de cette approche. Les performances prévues sont un déphasage entre les états "on" et "off" de 176 degrés. Les pertes introduites par le modulateur sont respectivement de -2.14 dB pour l'état "off" (Γ_1) et de -2.89 dB pour l'état "on" (Γ_2).

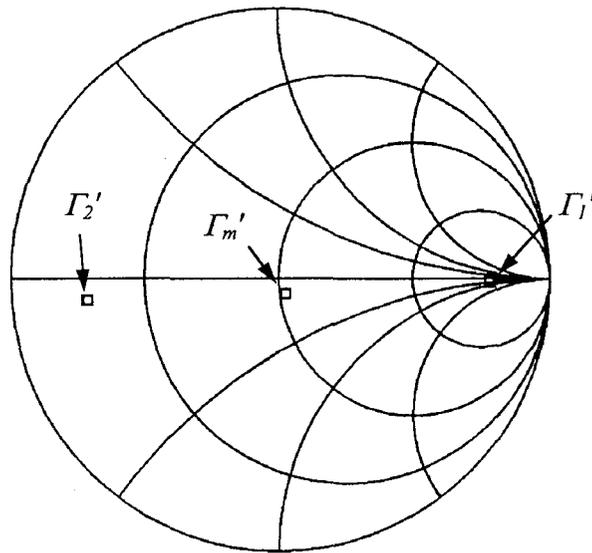


Figure III-11 Coefficients de réflexion théoriques du modulateur de phase à 180 °.

3.2.2 Le modulateur d'amplitude

Le modulateur d'amplitude (ASK) est basé sur la réflexion ou l'absorption de l'onde incidente à l'entrée du modulateur.

Considérant Γ_1' le coefficient de réflexion correspondant au niveau bas du modulateur, i. e. l'absorption de l'onde, nous pouvons calculer le coefficient de réflexion correspondant au niveau haut du modulateur à l'aide des expressions suivantes [5]:

$$|\Gamma_2'| = \left| G \pm \sqrt{F + G^2} \right|, \quad (8)$$

où

$$G = \frac{|\Gamma_1'|}{1 + p_1^2},$$

$$F = \frac{p_1^2 - |\Gamma_1'|^2}{1 + p_1^2},$$

$$p_1^2 = \frac{Q_z^2}{4} \cdot (1 - |\Gamma_1'|^2).$$

Dans ces relations, la différence de phase entre les deux états Γ_1' et Γ_2' est supposée nulle. La détermination du réseau transformateur d'impédance Q se fait de la même manière que pour le modulateur de phase à l'aide de l'expression (7).

• **Application**

Nous rappelons les valeurs des impédances présentées par le TEC dans son état "off" et "on":

$$Z_1 = (20.75+i.69.65) \Omega \quad V_{gs} = 0 \text{ V}, V_{ds} = 0 \text{ V}$$

$$Z_2 = (7.78-i.22.68) \Omega \quad V_{gs} = -1.9 \text{ V}, V_{ds} = 0 \text{ V}$$

Pour la réalisation d'un modulateur d'amplitude "tout" ou "rien" (OOK: On Off Keying), nous fixons tout d'abord le module du coefficient de réflexion correspondant à l'absorption de l'onde: $\Gamma_1' = 0.05$. Nous pouvons alors calculer le module du coefficient Γ_2' correspondant à la réflexion de l'onde incidente:

$$\Gamma_2' = 0.96$$

L'impédance équivalente vaut alors:

$$Z_m = (18.93+i.70.45) \Omega$$

Le quadripôle Q peut être également réalisé à l'aide d'un transformateur d'impédance et d'un stub ouvert (Figure III-10).

La Figure III-12 présente les résultats obtenus à l'aide de cette analyse. Nous obtenons une isolation de l'ordre de -27 dB et des pertes par réflexion de -0.5 dB vérifiant ainsi la condition (2) d'un modulateur d'amplitude "tout" ou "rien".

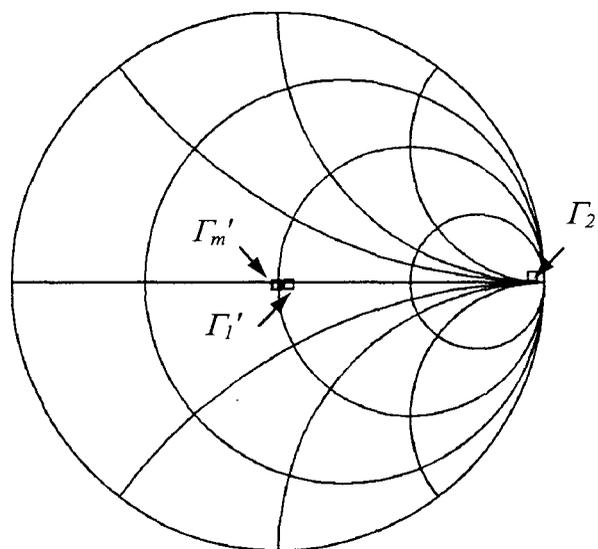


Figure III-12 Coefficients de réflexion théoriques du modulateur d'amplitude.

Conclusion

Cette démarche analytique nous permet donc de déterminer le réseau transformateur d'impédance Q pour obtenir la modulation désirée: soit DPSK, soit ASK. Elle apporte également une bonne prévision des performances du modulateur à un point de fréquence. Nous allons maintenant à l'aide de simulations petit signal, optimiser le quadripôle Q et prévoir les performances sur une bande de fréquence.

3.3 Simulation des modulateurs

3.3.1 Principe de la simulation utilisé

Classiquement, lorsque l'on effectue une optimisation d'un circuit à l'aide de simulations petit signal, on effectue d'abord une modélisation du composant actif au point de polarisation choisi. Ceci nécessite une caractérisation complète du composant en régime petit signal, puis un ajustement des éléments du circuit électrique équivalent pour obtenir une bonne concordance entre les paramètres S_{ij} simulés et mesurés. La précision des résultats du circuit va donc dépendre de la cohérence et de la précision du modèle électrique équivalent utilisé.

Pour l'optimisation des modulateurs, nous avons adopté une autre approche qui permet de diminuer le temps de mise au point des modulateurs tout en apportant une bonne précision. Lors des optimisations des circuits, nous avons utilisé directement les paramètres S_{ij} de mesures. Le transistor est ici représenté par une "boîte noire" qui appelle directement les valeurs S_{ij} stockées dans un fichier en fonction de la fréquence d'analyse. Une procédure automatique est réalisée pour optimiser le réseau transformateur d'impédance Q à la fréquence d'intérêt. Les critères de convergence de la procédure sont les relations (1) et (2) pour les modulateurs de phase et d'amplitude. Ensuite, nous effectuons une simulation petit signal pour déterminer le coefficient de réflexion à l'entrée du modulateur sur une bande de fréquences. Ces simulations tiennent compte des pertes introduites par les lignes de transmission ainsi que celles introduites par la connectique (via hole, contact du transistor et du circuit...).

Nous rappelons les caractéristiques du substrat faibles pertes et de permittivité relative élevée (Duroïd 6010) utilisé pour effectuer les simulations et les réalisations technologiques.

permittivité relative	: $\epsilon_{rc} = 10.8$
hauteur de substrat	: $h_c = 0.635$ mm
épaisseur de métallisation	: $t_c = 17.5$ μ m
pertes diélectriques	: $\text{tg}\delta = 2.3 \cdot 10^{-3}$ en bande X

3.3.2 Résultats de simulation

La Figure III-13 présente les évolutions des coefficients de réflexion des modulateurs de phase et d'amplitude. Ces derniers ont été étudiés pour fonctionner à une fréquence de 9.8 GHz. L'analyse de ces circuits a été réalisée dans une bande de fréquences 9-11 GHz. Les marqueurs indiquent le coefficient de réflexion à la fréquence $F_0 = 9.8$ GHz.

Les principaux résultats de simulation sont:

- pour le modulateur de phase:
un déphasage de 180.2 degrés et des pertes par réflexion de -2.3 dB et -2.6 dB dans les états "on" et "off".
- pour le modulateurs d'amplitude:
des pertes de réflexion et d'isolation de -0.4 dB et -25 dB, respectivement et un déphasage entre les deux états de -9.1 degrés.

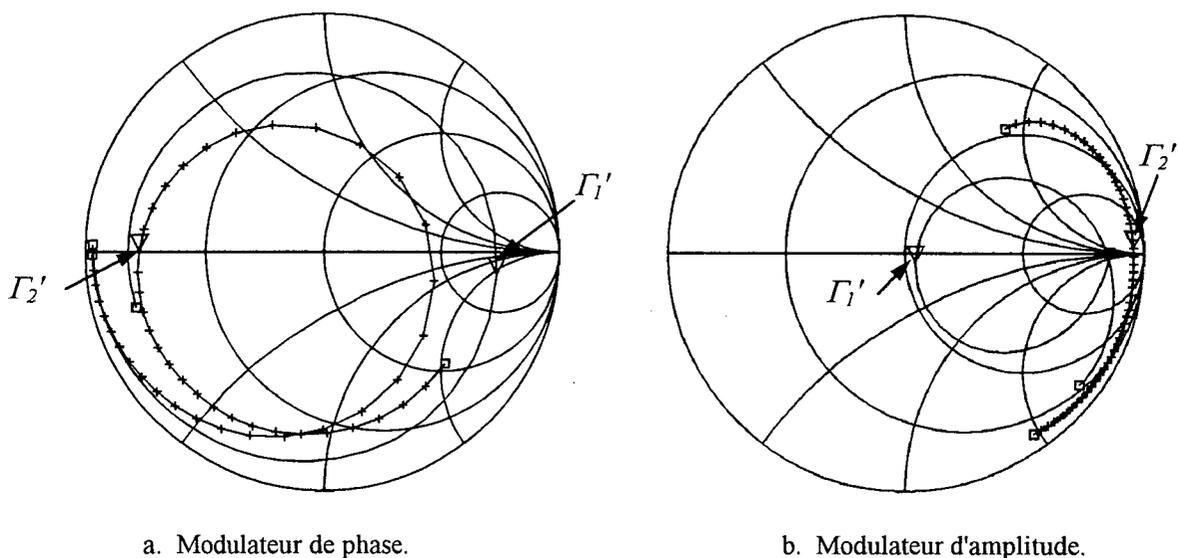


Figure III-13 Evolution des coefficients de réflexion des modulateurs.

3.4 Caractérisation des modulateurs

3.4.1 Caractérisation en régime statique

La Figure III-14 présentent les évolutions du module et de la phase des coefficients de réflexion du modulateur de phase à 180 degrés dans les états "off" et "on". Celles du modulateur d'amplitude sont présentées Figure III-15.

Les performances du modulateur de phase à $F = 9.8$ GHz sont un déphasage de 225 degrés et des pertes de -2.9 dB et de -4.1 dB dans les états "off" et "on", respectivement. Les meilleurs résultats ont été mesurés à la fréquence de $F = 9.68$ GHz où nous avons mesuré un déphasage de 168 degrés et des pertes de -3.68 dB et -3.75 dB.

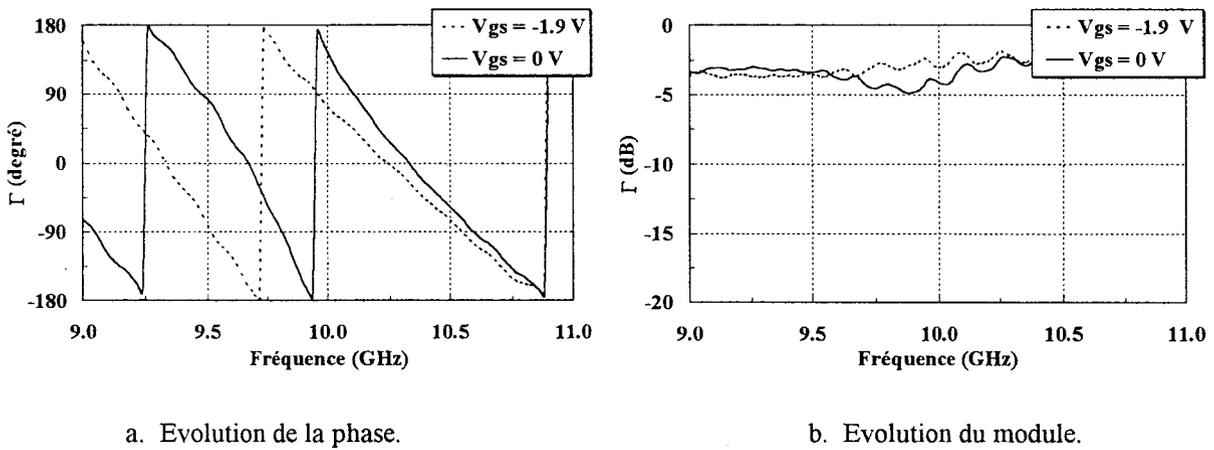


Figure III-14 Performances du modulateur de phase DPSK.

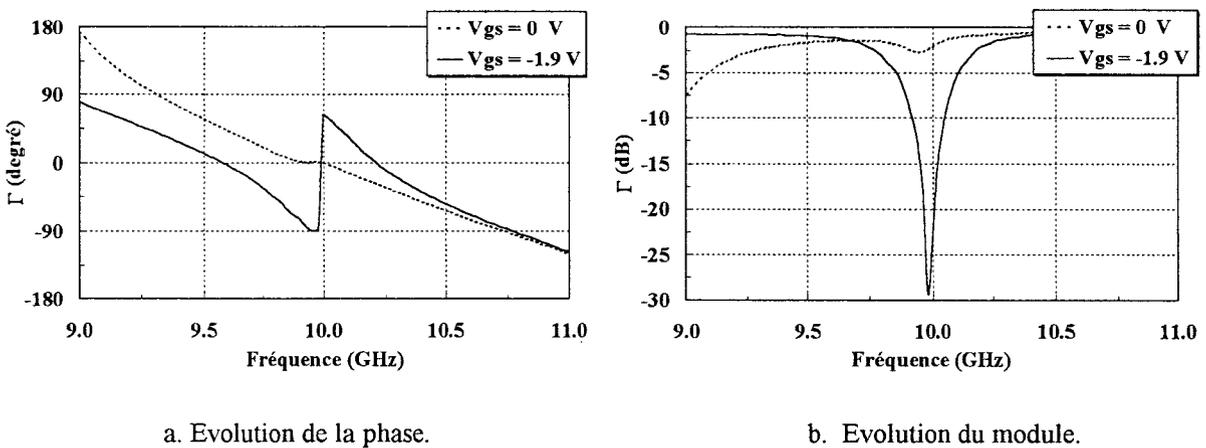


Figure III-15 Performances du modulateur d'amplitude "tout" ou "rien".

Les résultats expérimentaux du modulateur ASK sont plus proches des résultats de simulations. Nous avons mesuré à une fréquence de 9.96 GHz une isolation de -29 dB et des pertes de réflexion de -2.51 dB.

Les dispersions entre les résultats expérimentaux et simulés, notamment pour le modulateur de phase, sont principalement dues au report du composant sur le circuit. En effet, l'implantation du composant sur le substrat ainsi que la connexion entre les lignes de transmission et les accès du transistor sont faites de manière manuelle. Les composants ne sont donc pas placés dans des conditions identiques lors de la mesure de leurs caractéristiques et la réalisation des circuits. Ainsi les paramètres S_{ij} présentés par le transistor peuvent évoluer de quelques pour-cent d'un circuit à l'autre entraînant des dispersions systématiques sur le résultat final du circuit.

3.4.2 Caractérisation en régime dynamique et analyse qualitative des pertes

Afin de vérifier le bon fonctionnement des modulateurs en régime dynamique, i. e. la modulation de la porteuse par un signal modulant de référence, nous avons mesuré les spectres des signaux afin de les comparer aux spectres théoriques. La Figure III-16 présente le dispositif de mesure utilisé pour relever les spectres.

Le spectre du signal modulé en phase est reporté Figure III-17. La fréquence et la puissance de la porteuse émise par l'oscillateur sont respectivement $F_0 = 9.69$ GHz et $P_0 = -10$ dBm. Le signal modulant est un signal carré de fréquence $F_m = 100$ kHz et évoluant entre 0 V et V_p . Nous pouvons constater deux caractéristiques qui diffèrent du spectre théorique (voir annexe B). D'une part la porteuse $F_0 = 9.69$ GHz n'est pas complètement supprimée. D'autre part, des harmoniques pairs subsistent dans le spectre contrairement à la théorie.

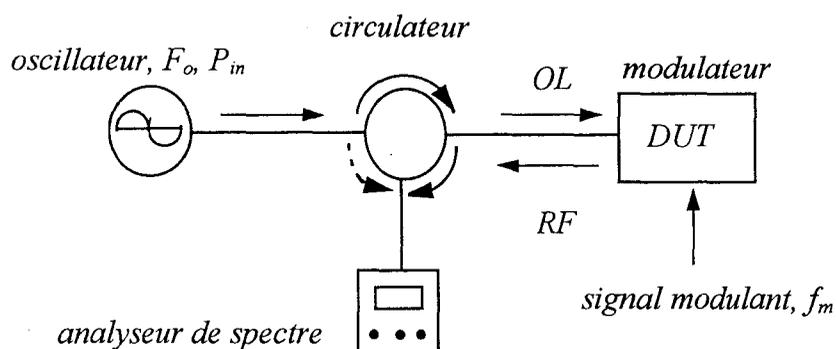


Figure III-16 Dispositif de mesure du spectre émis par les modulateurs.

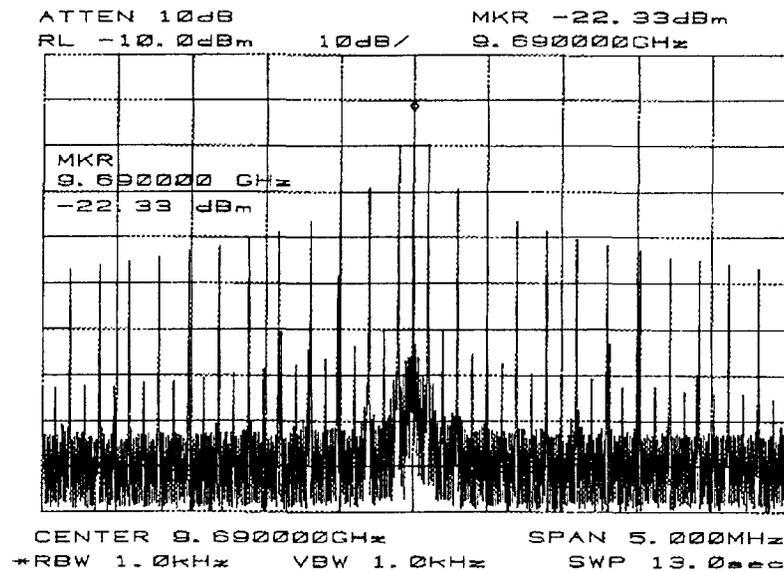


Figure III-17 Spectre du signal modulé en phase,

$$F_0 = 9.69 \text{ GHz}, P_0 = -10 \text{ dBm}, F_m = 100 \text{ kHz}.$$

La présence de la porteuse a deux origines. La principale est liée aux réflexions et couplages parasites du dispositif de mesure. La seconde est liée au modulateur qui n'applique pas un déphasage d'exactly 180 degrés et des modules des coefficients de réflexion identiques entre les deux états. Cette dernière contribution est cependant faible compte tenu des résultats de mesure en régime statique. Il est à noter que la présence de cette porteuse dans le spectre ne provoque pas de problème lors de la démodulation du signal car elle ne contient aucune information. Après démodulation du signal, les états de phase sont bien retrouvés.

La présence des harmoniques pairs est quant à elle principalement liée à la qualité du signal modulant qui n'est pas parfaitement carré. Ce signal contient donc des harmoniques pairs de faible puissance que nous retrouvons également dans le spectre du signal modulé en phase. Les imperfections du modulateurs contribuent aussi dans une moindre mesure à augmenter le niveau de puissance de ces harmoniques. Notons cependant, que le niveau de puissance des harmoniques pairs est de 20 dB inférieur à celui des harmoniques impairs et ne provoquent qu'une légère distorsion dans le signal démodulé comme nous le verrons dans le prochain chapitre IV.

La vitesse rapide de commutation du transistor [6] permet l'utilisation de fréquences de modulation plus élevées. Les relevés nous ont montré qu'une fréquence $f_m = 5 \text{ MHz}$ peut être appliquée sans que le spectre du signal modulé ne comporte trop de distorsion. D'autre

part, le transistor utilisé n'est pas optimisé pour la commutation. Il serait possible d'augmenter les performances du modulateur en utilisant un TEC adapté à cette fonction.

- **Analyse qualitative des pertes introduites par le transistor**

Les pertes introduites par le modulateur ont deux origines.

En premier lieu, il y a les pertes par réflexion liées à la conception même du modulateur. Ces pertes sont parfaitement estimables à l'aide des expressions analytiques utilisées pour le calcul du réseau transformateur d'impédance.

A ces pertes, il faut également ajouter celles liées au caractère non-linéaire du TEC et ne peuvent être estimées qu'à l'aide d'une simulation non-linéaire. En effet, il existe dans le TEC froid deux non-linéarités susceptibles d'introduire des pertes: la non-linéarité de la résistance du canal et celle des capacités C_{gd} et C_{gs} comme le montre la Figure III-18. Une partie de la puissance incidente va donc être répartie sur ces harmoniques et entraîner une distorsion du signal réfléchi.

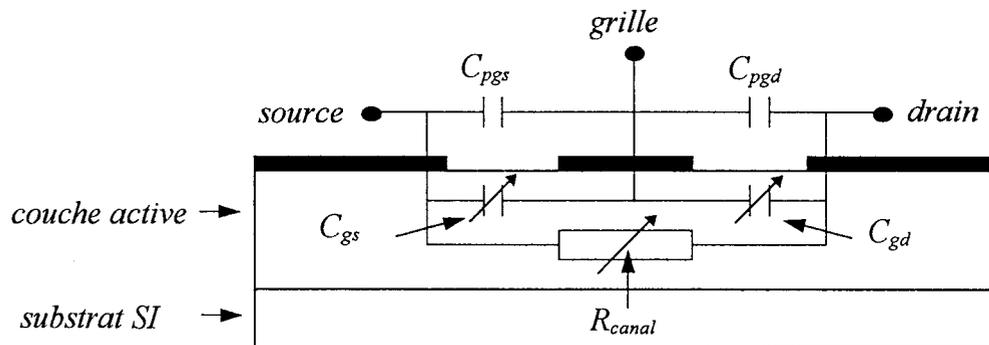


Figure III-18 Modèle simplifié du TEC "froid".

La Figure III-19 présente les évolutions expérimentales du fondamental et du premier harmonique du signal réfléchi par le modulateur de phase pour une tension de grille V_{gs} supérieure puis inférieure à la tension de pincement. Dans le premier cas, la non-linéarité prépondérante est celle de la résistance du canal. La différence de puissance entre le fondamental et le premier harmonique est supérieure ou égale à 40 dB pour une puissance incidente inférieure à 0 dBm. Dans le second cas, i. e. $V_{gs} < V_p$, la distorsion devient importante lorsque la puissance incidente est supérieure à -10 dBm. Dans ces conditions, la non-linéarité prépondérante est celle des capacités. Il est donc important de fixer une

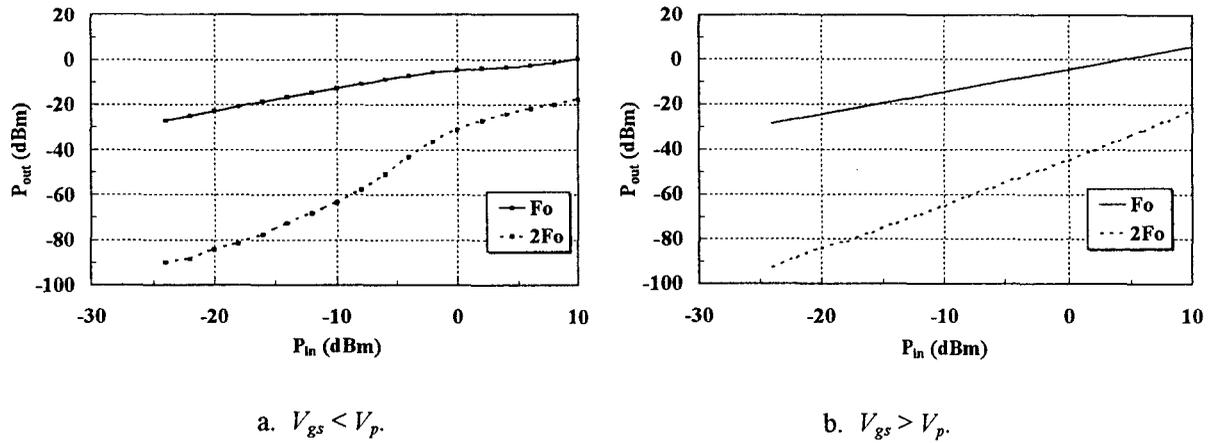


Figure III-19 Evolution expérimentale du fondamental et du premier harmonique du signal réfléchi par le modulateur.

tension de grille supérieure ou égale à celle de la tension de pincement afin d'engendrer un minimum de distorsion lors de la modulation.

4. LE DETECTEUR A TEC "FROID"

Le composant utilisé en général pour détecter un signal hyperfréquence est la diode Schottky. Lorsque le signal hyperfréquence est appliqué à ses bornes, la non-linéarité $I(V)$ du contact métal-semiconducteur génère des harmoniques dont la composante continue est proportionnelle à la puissance du signal hyperfréquence. Pour augmenter ses performances, la diode peut être polarisée là où la non-linéarité est maximale.

Il est également possible d'utiliser un transistor à effet de champ. Celui-ci est alors monté en diode et utilise la non-linéarité du contact Schottky de la grille. Nous nous retrouvons alors dans les mêmes conditions de détection que pour la diode Schottky.

Pour réaliser le démodulateur ASK, nous avons utilisé une autre méthode de détection qui exploite la non-linéarité de la résistance du canal du transistor à effet de champ. Des études expérimentales au sein de l'équipe "Hochfrequenzmeßtechnik" de l'université de Bochum ont montré que le comportement en bruit, la stabilité thermique et la dynamique de ce détecteur le rendent supérieur à un détecteur à diode non polarisée [7].

4.1 Principe du détecteur à TEC "froid"

Le principe de fonctionnement de ce détecteur est illustré Figure III-20. Le signal hyperfréquence est appliqué sur le drain du transistor. La grille est quant à elle polarisée en inverse. La rectification du signal hyperfréquence s'effectue alors en utilisant la non-linéarité de la résistance du canal en fonction de la tension de drain V_{ds} et non pas celle du contact Schottky. La tension de grille pourra être comme nous allons le voir par la suite, optimisée

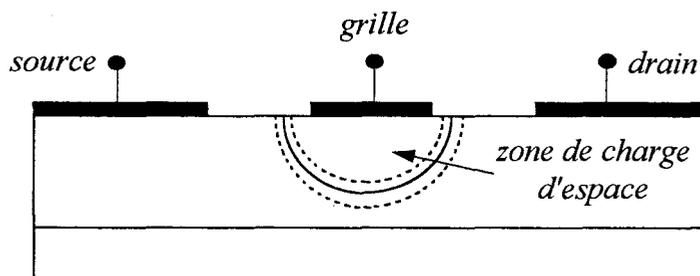


Figure III-20 Vue en coupe du transistor à effet de champ

pour obtenir une rectification maximale. Le signal continu produit par la non-linéarité du canal est proportionnel à la puissance du signal incident.

La Figure III-21 présente le circuit du détecteur. Il se compose du transistor à effet de champ en configuration source commune, d'un filtre passe bas (FPB) pour la polarisation de la grille. Le signal hyperfréquence est appliqué sur le drain du transistor. Un second filtre passe bas et une capacité de découplage permettent de séparer la composante hyperfréquence de la tension continue détectée aux bornes de la résistance de charge R_l .

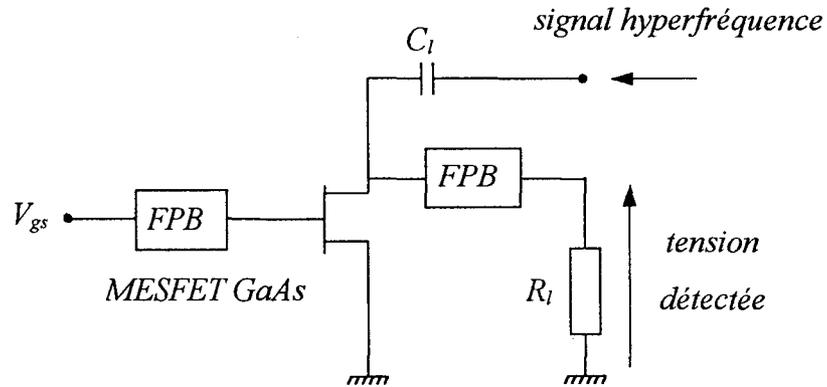


Figure III-21 Circuit du détecteur à TEC froid.

4.2 Etude analytique du détecteur

Pour décrire le comportement du transistor $I_d(V_{gs}, V_{ds})$, nous allons utiliser le modèle de Shockley [9] qui s'écrit dans le cas d'un MESFET à canal n de la façon suivante

$$I_d = G_0^* \left[V_{ds} - \frac{2}{3\sqrt{V_p}} (U_{di} - V_{gs} + V_{ds})^{\frac{3}{2}} + \frac{2}{3\sqrt{V_p}} (U_{di} - V_{gs})^{\frac{3}{2}} \right] \quad (9)$$

où

$$G_0^* = G_0 \left(1 + \frac{v_n}{v_{sat}} \right)^{-1},$$

$$G_0 = \frac{Z \cdot \mu_n \cdot q \cdot N_d \cdot \alpha}{L^*},$$

$$L^* = L \left(1 + \frac{v_n}{v_{sat}} \right)$$

avec

U_{di}	la barrière de potentielle du contact Schottky
V_p	la tension de pincement
Z	la largeur de la grille
μ_n	la mobilité des porteurs majoritaires dans le canal
N_d	la densité de donneurs
a	la hauteur du canal
v_n	la vitesse des porteurs dans le canal
v_{sat}	la vitesse de saturation des porteurs ($\approx 0.8 \cdot 10^7 \text{ cm.s}^{-1}$ pour le GaAs)
L	la longueur de grille.

La vitesse de saturation des porteurs est atteinte lorsque le champ électrique dans le canal devient très important ($E_c \approx 3.5 \text{ kV.cm}^{-1}$ pour le GaAs). Dans notre cas, le niveau du signal hyperfréquence appliqué sur le drain du transistor est faible. Par conséquent, la tension redressée V_0 le sera également ainsi que le champ électrique dans le canal. Nous pouvons alors raisonnablement supposer que la vitesse des porteurs dans le canal sera très inférieure à la vitesse de saturation et conduire aux simplifications suivantes:

$$G_o^* = G_o \text{ et } L^* = L.$$

Pour simplifier les calculs qui vont suivre, nous effectuons les normalisations suivantes

$$v_d = \frac{U_{di} - V_{gs} + V_{ds}}{V_p}$$

$$v_g = \frac{U_{di} - V_{gs}}{V_p}$$

Le courant de drain s'écrit alors

$$I_d = G_o V_p \cdot \left(v_d - \frac{2}{3} v_d^{3/2} - \frac{2}{3} v_g^{3/2} \right) \quad (10)$$

G_o représente ici, la conductance du canal lorsque celui-ci est totalement ouvert.

4.2.1 Calcul du facteur de conversion

Nous allons ici, mettre en évidence le comportement quadratique de ce détecteur. Pour cela, nous allons utiliser les différentes grandeurs électriques présentées Figure III-22.

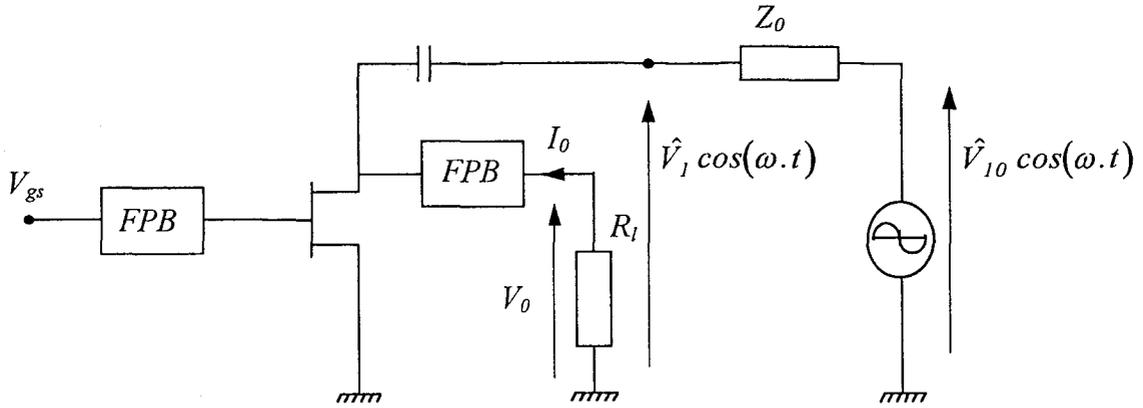


Figure III-22 Schéma du détecteur.

La tension $\hat{V}_1 \cos(\omega.t)$ est appliquée sur le drain du transistor et la tension redressée V_0 est détectée sur la résistance R_l . La conductance du canal est contrôlée par la tension V_{gs} . Effectuant les normalisations suivantes:

$$\hat{v}_1 = \frac{\hat{V}_1}{V_p} \text{ et } v_o = \frac{V_o}{V_p},$$

la tension de drain peut s'écrire

$$v_d = v_g + \hat{v}_1 \cos(\omega.t) + v_o.$$

L'expression (10) devient

$$I_d(t) = G_0 V_p \left[\hat{v}_1 \cos(\omega.t) + v_o - \underbrace{\frac{2}{3} (v_g + \hat{v}_1 \cos(\omega.t) + v_o)^{3/2}}_{f(x)} + \frac{2}{3} v_g^{3/2} \right] \quad (11)$$

Pour déterminer une approximation du premier ordre de la valeur moyenne $I_o = \overline{I_d(t)}$, nous allons utiliser le développement en série de Taylor de la fonction $f(x) = \frac{2}{3} x^{3/2}$ au point $x_0 = v_g$:

$$f(x) = \frac{2}{3}x_o^{3/2} + x_o^{1/2} \cdot (x - x_o) + \frac{1}{4}x_o^{-1/2} \cdot (x - x_o)^2 - \dots \quad (12)$$

Comme $x_o = v_g$, $x - x_o$ s'écrit:

$$x - x_o = \hat{v}_1 \cos(\omega \cdot t) + v_o$$

et la valeur moyenne de $f(x)$ pour des faibles valeurs de \hat{V}_1 peut être donnée par

$$\overline{f(x)} \approx \frac{2}{3}v_g^{3/2} + v_g^{1/2}v_o + \frac{1}{4}v_g^{-1/2} \cdot \left(\frac{1}{2}\hat{v}_1^2 + v_o^2 \right). \quad (13)$$

En supposant v_o^2 négligeable devant \hat{v}_1^2 , (11) et (13) donnent

$$I_o = G_o V_p \cdot \left(v_o \cdot (I - \sqrt{v_g}) - \frac{1}{8} \frac{\hat{v}_1^2}{\sqrt{v_g}} \right).$$

I_o est également lié à la charge par la relation

$$I_o = -V_o G_l.$$

Ce qui nous donne finalement une expression quadratique liant V_o et \hat{V}_1

$$V_o = \frac{I}{8V_p \sqrt{v_g} \cdot \left(I + \frac{G_l}{G_o} - \sqrt{v_g} \right)} \cdot \hat{V}_1^2. \quad (14)$$

Pour des faibles valeurs de \hat{V}_1 , la relation (14) montre donc qu'il est possible de réaliser un détecteur quadratique en utilisant la non-linéarité de la résistance du canal. Nous pouvons voir également qu'en agissant sur la résistance de charge I/G_l , et la tension V_{gs} , les performances du détecteur peuvent être optimisées.

4.2.2 Optimisation

En choisissant une charge dont la conductance G_l est beaucoup plus petite que G_o , la tension détectée augmente et devient alors

$$V_o = \frac{I}{8V_p \cdot (\sqrt{v_g} - v_g)} \cdot \hat{V}_1^2$$

La Figure III-23 présente l'évolution de la tension détectée V_o en fonction de la tension de polarisation de la grille V_{gs} pour une amplitude \hat{V}_1 donnée. La tension V_o devient infinie lorsque V_{gs} atteint la tension de cut-off, i. e. $V_{gs} = V_c - V_p$. Dans ces conditions, l'approche théorique présentée ci-dessus n'est plus valable. En effet, le modèle de Shockley

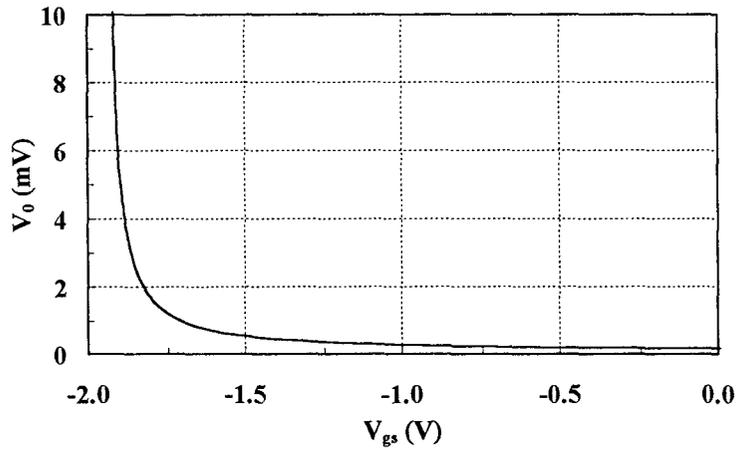


Figure III-23 Evolution théorique de la tension V_0 en fonction de V_{gs} .

suppose une résistance de canal infinie ce qui n'est pas le cas dans la réalité. Néanmoins, pour une tension de grille légèrement inférieure à la tension de cut-off, nous pouvons obtenir un ordre de grandeur des performances du détecteur. De plus, nous avons également une information sur la valeur de la tension de grille à appliquer pour obtenir une détection maximale. Ceci nous permettra de gagner du temps dans l'optimisation du détecteur lors des simulations non-linéaires.

4.3 Simulation non-linéaire du détecteur

Maintenant que nous avons démontré la faisabilité d'un détecteur de puissance à l'aide d'un MESFET en utilisant la non-linéarité de la résistance du canal, nous allons effectuer une étude précise à l'aide d'une simulation non-linéaire. Pour cela, nous utilisons le modèle non-linéaire du transistor présenté dans le paragraphe 2.1.3. Sa tension de pincement est $V_p = -2$ V. Le circuit simulé est présenté Figure III-24. Nous avons ajouté un quadripôle Q

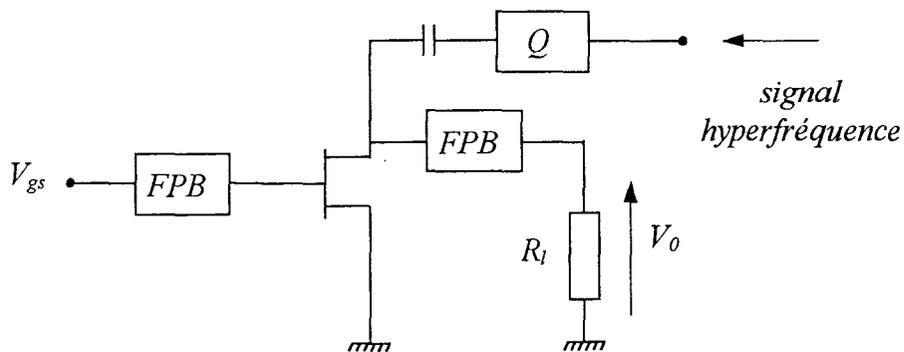


Figure III-24 Circuit non-linéaire simulé.

pour réaliser l'adaptation du transistor à la source hyperfréquence. Les éléments de ce circuit (filtres, quadripôle d'adaptation...) sont réalisés à l'aide de lignes micro-rubans.

Nous avons tout d'abord étudié l'influence de la polarisation de la grille sur les performances du détecteur. La Figure III-25 représente l'évolution de la tension détectée en fonction de la tension de polarisation de la grille pour deux niveaux de puissance du signal d'entrée. Suivant le niveau de puissance, le maximum de tension détectée est obtenu pour des valeurs de V_{gs} différentes. Pour une puissance $P_{in} = -10$ dBm, le maximum est atteint pour une tension $V_{gs} = -1.85$ V, juste inférieure à V_p . Dans le second cas $V_{gs} = -1.75$ V.

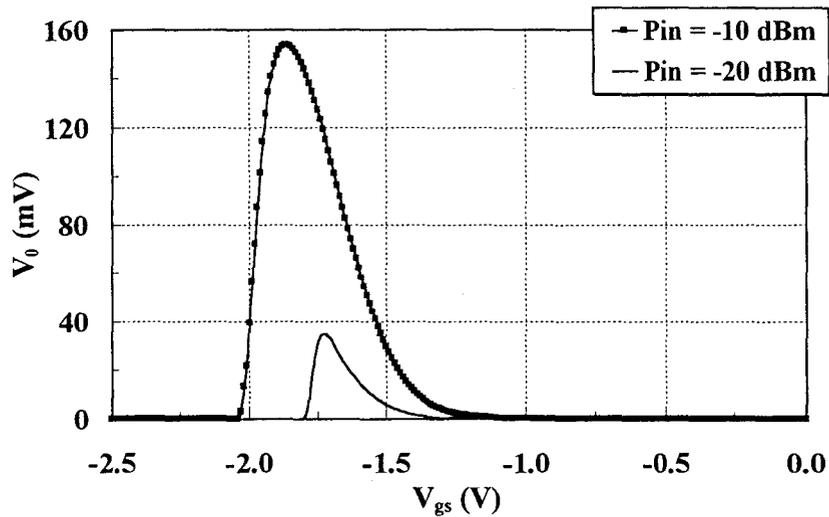


Figure III-25 Evolution théorique de la tension détectée en fonction de la polarisation de la grille. $R_f = 10$ k Ω .

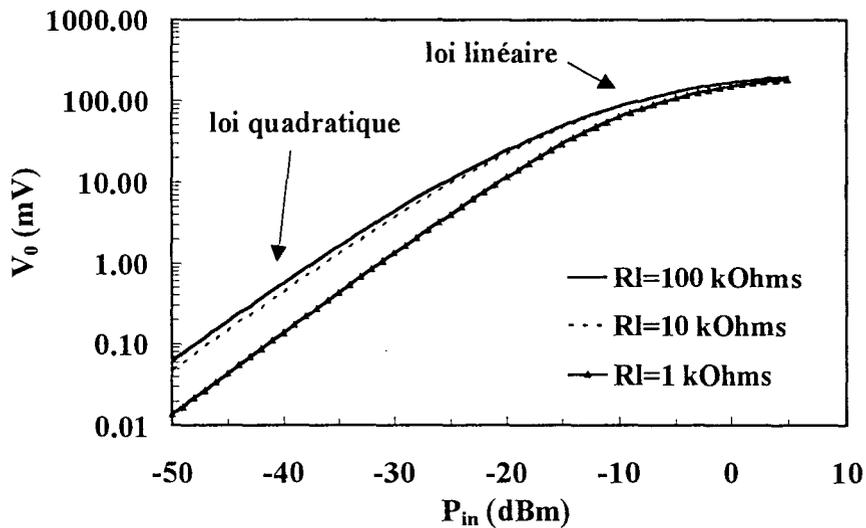


Figure III-26 Evolution théorique de la tension détectée en fonction de la puissance d'entrée pour une tension de grille $V_{gs} = -1.75$ V.

La Figure III-26 présente l'évolution de la tension détectée en fonction de la puissance d'entrée pour différentes valeurs de résistance de charge R_l . Pour des faibles niveaux de puissance, nous obtenons une meilleure détection du signal hyperfréquence lorsque le détecteur est chargé par une résistance R_l de 10 k Ω ou 100 k Ω . Cependant, l'allure de la courbe dévie de la loi quadratique dès -20 dBm alors que pour une résistance de charge $R_l = 1$ k Ω , la loi quadratique est conservée jusqu'à une puissance de l'ordre de -10 dBm.

Le décalage de la tension V_{gs} observé Figure III-25 est probablement lié au fait que pour une puissance d'entrée $P_{in} = -10$ dBm et une résistance de charge $R_l = 10$ k Ω , le détecteur ne fonctionne plus en détection quadratique. Les tensions V_{gs} optimales de détection dans les deux cas ne répondent alors plus aux mêmes lois: linéaire pour $P_{in} = -10$ dBm et quadratique pour $P_{in} = -20$ dBm.

4.4 Résultats expérimentaux

L'évolution de la tension détectée en fonction de la tension de polarisation de la grille est représentée Figure III-27. La puissance du signal d'entrée est $P_{in} = -20$ dBm. Conformément aux résultats de simulation, nous pouvons remarquer que la tension de polarisation V_{gs} optimale, lorsque le détecteur fonctionne en détection quadratique, est juste inférieure à la tension de pincement. Dans ces conditions, la non-linéarité de la résistance du canal est maximum et par conséquent, procure la meilleure détection.

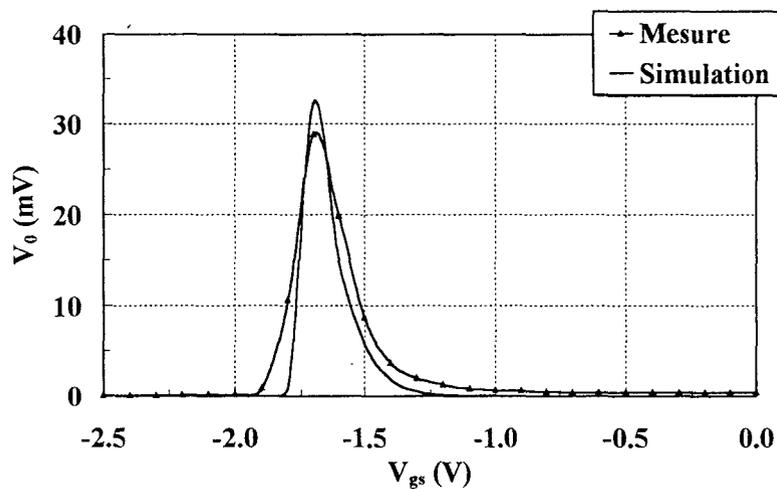


Figure III-27 Comparaison théorie/expérience de l'évolution de la tension détectée V_0 en fonction de la tension de polarisation V_{gs} . $P_{in} = -20$ dBm, $R_l = 10$ k Ω .

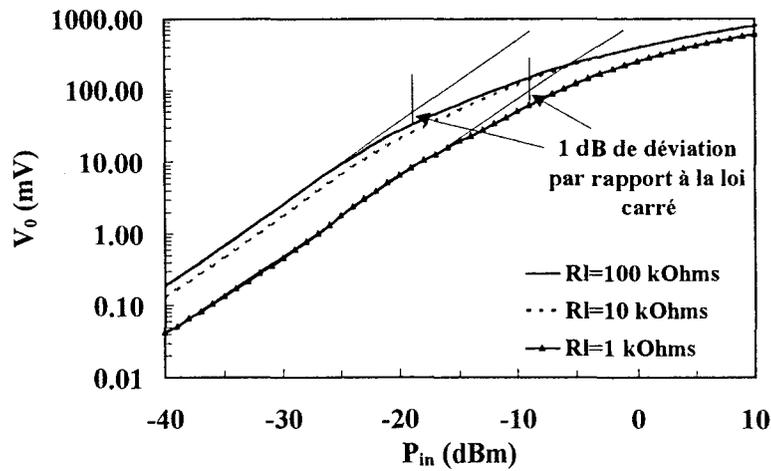


Figure III-28 Evolution expérimentale de la tension détectée en fonction de la puissance d'entrée, pour une tension de grille $V_{gs} = -1.75$ V.

La Figure III-28 présente l'évolution de la tension détectée en fonction de la puissance du signal d'entrée. Nous obtenons des résultats similaires aux simulations et la dynamique la plus élevée du détecteur est réalisée pour une résistance de charge $R_l = 1$ k Ω .

Nous pouvons cependant constater un écart entre les résultats de simulation et de mesure lorsque la puissance incidente est supérieure à 5 dBm. A ces niveaux de puissance, la tension redressée entre la source et le drain devient élevée et auto-polarise le transistor. Dans ces conditions, le composant ne peut plus être considéré froid et le modèle non-linéaire, valide pour une tension drain-source nulle ou inférieure à 0.5 V [2] ne correspond plus au mode de fonctionnement du transistor. Cependant, pour des niveaux de puissance faibles, les résultats de simulation non-linéaire sont tout à fait en accord avec l'expérimentation.

La sensibilité du détecteur a été mesurée pour des puissances inférieures à -30 dBm pour rester en détection quadratique. Nous reportons les performances ci-dessous:

R_l (k Ω)	γ (mV/ μ W)
1	0.7
10	1.8
100	2.9

A titre de comparaison, la sensibilité d'un détecteur à diode optimisé à 10 GHz est de $2 \text{ mV}/\mu\text{W}$ [10]. Le détecteur utilise une diode HP 5082-2208 "medium barrier" polarisée et une résistance de charge de $100 \text{ k}\Omega$.

4.5 Optimisation du détecteur

Nous avons vu dans le paragraphe 4.1 que le signal hyperfréquence appliqué sur le drain est rectifié par la non-linéarité de la résistance du canal du transistor. Pour augmenter les performances du détecteur, il est possible d'accroître cette non-linéarité à l'aide d'un circuit de contre-réaction placé entre la grille et le drain. En effet, une partie du signal hyperfréquence va ainsi moduler la hauteur de la zone de charge d'espace située sous le contact Schottky et donc augmenter le comportement non-linéaire de la résistance du canal.

Ce circuit est illustré Figure III-29. Les capacités C_2 et C_1 servent à isoler les composantes continue et sinusoïdale. Le diviseur de puissance est optimisé pour répartir le niveau de puissance des signaux appliqués sur la grille et traversant le canal pour obtenir une détection maximale. Le déphaseur du circuit de contre réaction permet de régler la phase du signal appliqué sur la grille contribuant également à augmenter la tension redressée V_0 . Il est possible de montrer théoriquement que le déphasage optimal entre les tensions de grille et de drain est de 180 degrés [8]. Cependant, le déphaseur doit être optimisé car il faut en effet tenir compte des éléments parasites du transistor.

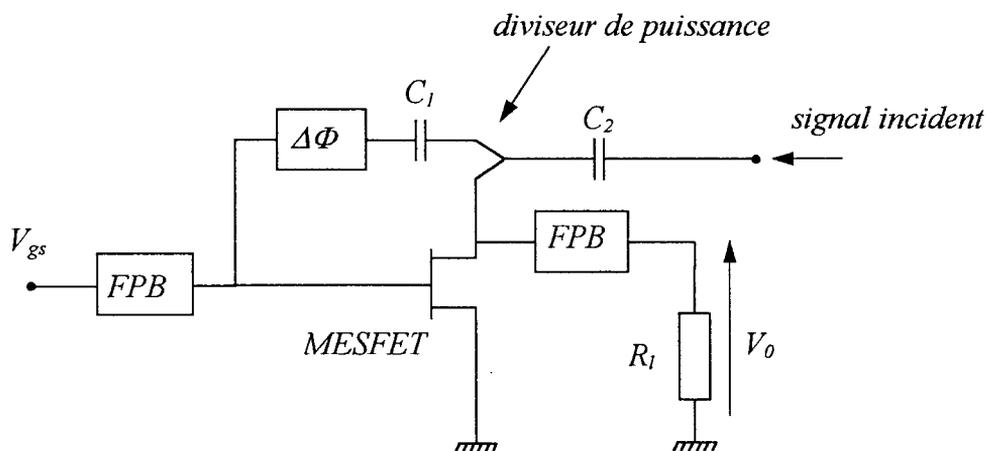


Figure III-29 Détecteur avec contre réaction drain-grille.

4.5.1 Simulation du détecteur optimisé

Les Figure III-30 et Figure III-31 présentent les résultats de simulations non-linéaires du détecteur optimisé. Comme précédemment, la tension de grille pour une détection optimale se situe à une tension juste supérieure à la tension de pincement du transistor. Nous pouvons noter une amélioration de la tension détectée par rapport au détecteur sans contre-réaction. De plus, la dynamique de la loi de détection quadratique est plus importante: la puissance maximale incidente P_{in} est de l'ordre de -15 dBm pour le détecteur et de -8 dBm pour le détecteur optimisé à 1 dB de la déviation de la loi quadratique. Le

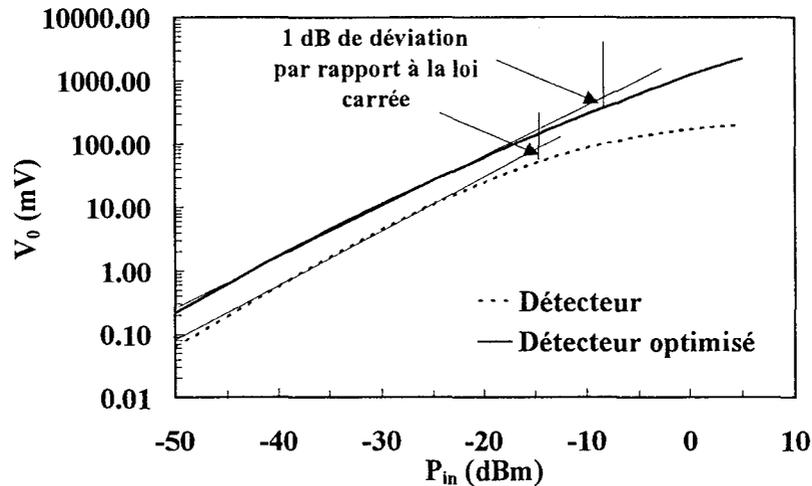


Figure III-30 Comparaison du détecteur et du détecteur optimisé. $R_l = 100 \text{ k}\Omega$.

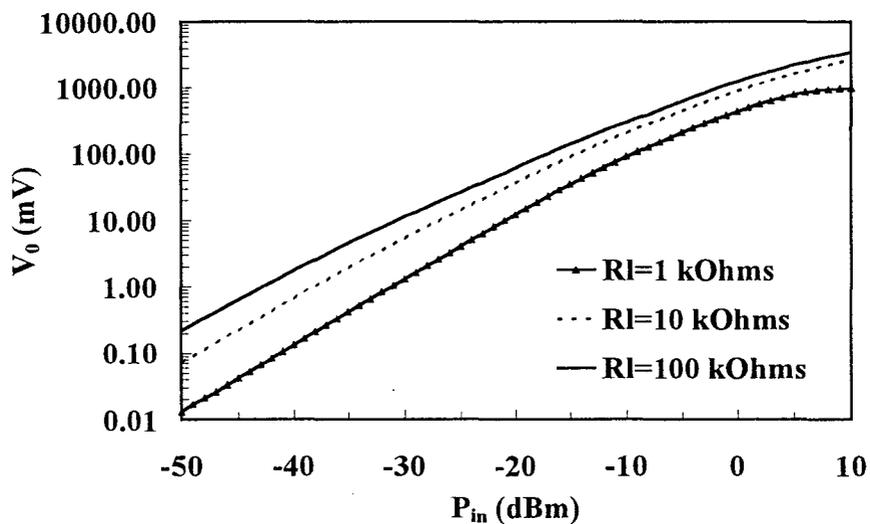


Figure III-31 Evolution théorique de la tension détectée en fonction de la puissance d'entrée. La tension de grille est optimisée pour chaque résistance R_l .

circuit de contre-réaction apporte donc bien une plus grande non-linéarité de la résistance du canal permettant la rectification du signal incident. Les évolutions de la tension détectée présentées Figure III-31 ont été simulées avec une tension de grille V_{gs} optimale pour chaque valeur de R_l . Ceci explique que dans la zone de détection quadratique ces évolutions ne sont pas parfaitement parallèles.

4.5.2 Résultats expérimentaux

Le détecteur réalisé sur substrat Duroïd 6010 est présenté Figure III-32. La Figure III-33 présente l'évolution expérimentale de la tension détectée en fonction de la puissance pour plusieurs valeurs de résistances. Nous obtenons également un bon accord avec les

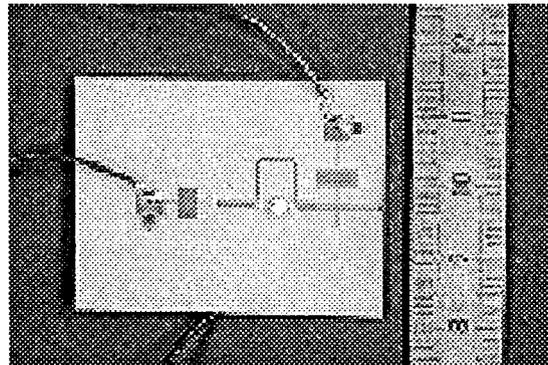


Figure III-32 Photographie du détecteur TEC froid à contre-réaction.

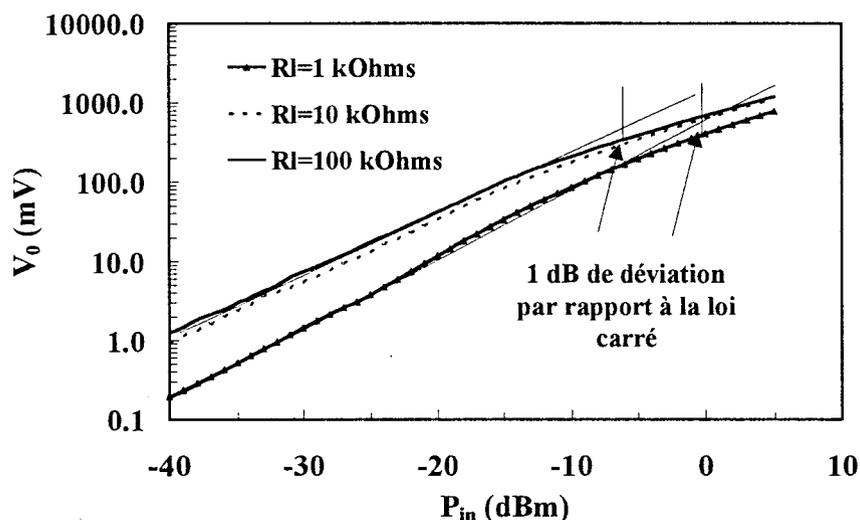


Figure III-33 Evolution expérimentale de la tension détectée en fonction de la puissance d'entrée. La tension de grille est optimisée pour chaque résistance R_l .

résultats de simulation. Le comportement du détecteur optimisé est semblable au précédent, nous obtenons une dynamique de la loi quadratique plus importante pour une résistance de charge $R_l = 1 \text{ k}\Omega$.

Nous reportons ci-dessous, la sensibilité du détecteur pour les trois résistances:

$R_l \text{ (k}\Omega\text{)}$	$\gamma \text{ (mV}/\mu\text{W)}$
1	1.4
10	4.0
100	8.3

Cette topologie permet donc d'augmenter les performances du transistor en détection. Cependant, ce circuit s'est révélé plus sensible aux imperfections de la réalisation technologique.

5. LE CIRCUIT DE MODULATION/DEMODULATION

5.1 Principe du Modulateur/Démodulateur

Les modulateurs et démodulateurs étudiés dans les deux paragraphes ont une même structure et utilisent un transistor à effet de champ "froid". Afin de réduire les coûts du transpondeur, il est donc intéressant de regrouper ces deux fonctions en un seul circuit ne comportant qu'un transistor [11]. Ce circuit de Modulation/Démodulation est décrit Figure III-34 et opère de la manière suivante:

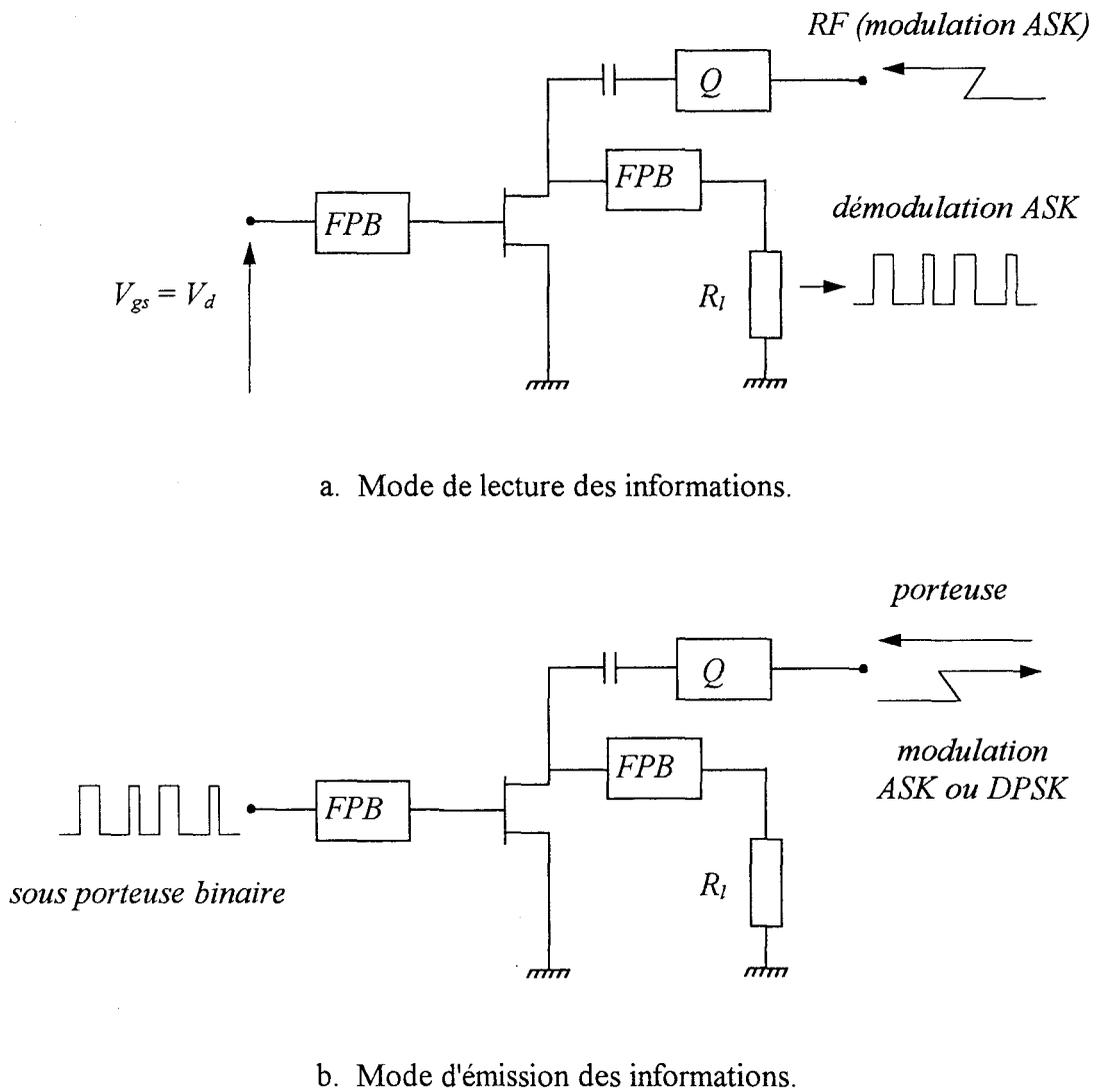


Figure III-34 Fonctionnement du Modulateur DPSK ou ASK/Démodulateur ASK.

a. Lecture des informations

La tension appliquée sur la grille du transistor est $V_{gs} = V_d$. La tension V_d est réglée pour obtenir une détection optimale du signal modulé en amplitude (ASK). Le signal démodulé est détecté sur la résistance de charge R_l .

b. Emission des informations

Une porteuse est appliquée à l'entrée du circuit. Le signal modulant est appliqué sur la grille du transistor. Les états "haut" et "bas" du signal sont respectivement obtenus pour une tension de grille $V_{gs} = V_d$ et $V_{gs} = 0$ V. Ce signal module le coefficient de réflexion et le quadripôle Q est optimisé pour effectuer la modulation de la porteuse par réflexion souhaitée (ASK ou DPSK).

Ce circuit permet donc de réaliser alternativement les opérations de démodulation et de modulation et présente l'avantage d'utiliser un seul transistor à effet de champ "froid". Ceci offre donc l'avantage de réduire les coûts et la puissance consommée d'un transpondeur fonctionnant en mode "half duplex".

5.2 Simulation des circuits de modulation/démodulation

Pour étudier ces circuits, nous avons modifié les critères d'optimisation du réseau transformateur d'impédance Q permettant ainsi la réalisation des opérations de modulation et de démodulation.

Pour le modulateur ASK/démodulateur ASK, le quadripôle Q a été optimisé pour obtenir un faible module du coefficient de réflexion lorsque la tension de grille $V_d = -1.75$ V et un module du coefficient de réflexion maximum lorsque $V_{gs} = 0$ V. Ceci permet de réaliser la modulation ASK tout en assurant de bonnes performances en démodulation ASK (cf. paragraphe 4.).

L'optimisation du modulateur DPSK/démodulateur ASK, est plus délicate. En effet, les modules des coefficients de réflexion du circuit doivent être élevés pour obtenir le moins de pertes possible en mode "modulateur". Mais il faut également que la puissance du signal traversant le canal du transistor soit suffisante pour pouvoir assurer la détection et la démodulation du signal modulé en amplitude. Nous avons donc optimisé le réseau

transformateur d'impédance Q pour obtenir ce compromis. L'amplitude des coefficients de réflexion vaut -5 dB pour des tensions de grille $V_{gs} = 0$ V et $V_d = -1.75$ V.

5.2.1 Simulation linéaire du circuit en mode "modulateur"

Les méthodes utilisées sont les mêmes que celles exposées dans les paragraphes 3. Les évolutions des coefficients de réflexion en fonction de la fréquence ne sont pas représentées ici. Les principaux résultats de simulation linéaire à la fréquence de 9.8 GHz sont les suivants:

- Modulateurs PSK/Démodulateurs ASK

$$\Delta\Phi = 178^\circ, \quad \Gamma_1' = -4.8 \text{ dB}, \quad \Gamma_2' = -5.1 \text{ dB}.$$

- Modulateurs ASK/Démodulateurs ASK

$$\Gamma_1' = -1.5 \text{ dB}, \quad \Gamma_2' = -25 \text{ dB}.$$

5.2.2 Simulation non-linéaire des circuits en mode "modulateur"

Pour visualiser les spectres émis par les modulateurs, nous avons simulé le circuit présenté Figure III-35. Le signal modulant est toujours un signal rectangulaire évoluant entre 0 V et V_d .

La Figure III-36.a présente le spectre émis par le Modulateur PSK/ Démodulateur ASK et la Figure III-36.b celui du Modulateur ASK/Démodulateur ASK. Dans les deux cas, la puissance et la fréquence du signal incident sont $P_{in} = -10$ dBm et $F_0 = 9.8$ GHz. La fréquence du signal modulant est $f_m = 100$ kHz. Les spectres obtenus sont en accord avec les spectres théoriques (Voir Annexe B).

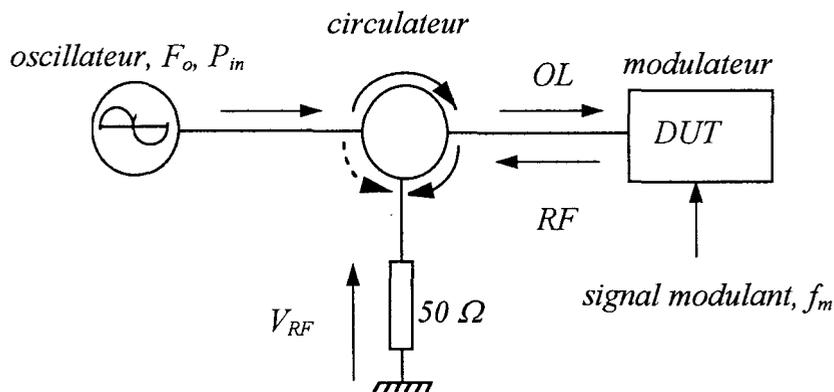
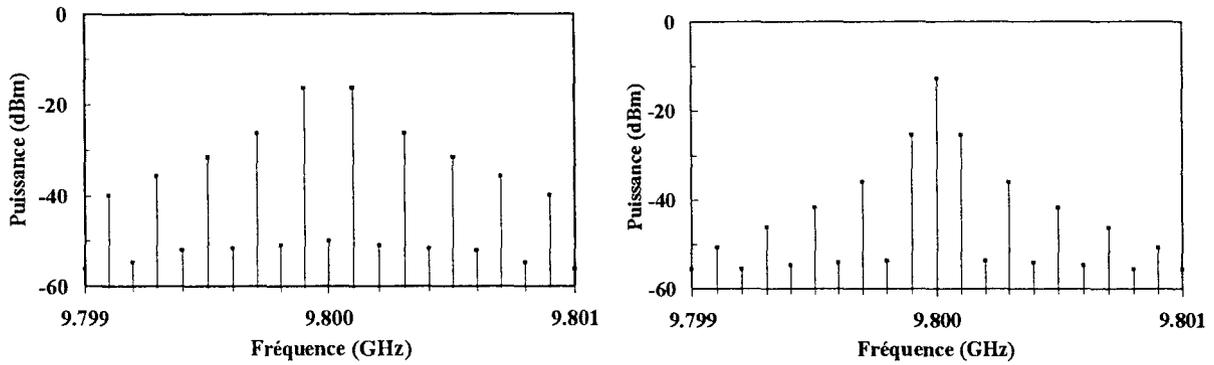


Figure III-35 Dispositif pour la simulation non-linéaire des modulateurs.



a. Modulateur PSK/Démodulateur ASK.

b. Modulateur ASK/Démodulateur ASK.

Figure III-36 Spectres émis par les Modulateurs/Démodulateurs.

La présence des raies impaires a plusieurs origines. Une première d'origine numérique liée à l'algorithme utilisé par le simulateur pour réaliser la transformée de Fourier et une seconde liée aux imperfections du modulateur. Cependant, le niveau de puissance de ces harmoniques pairs est très faible comparé à celui des harmoniques impairs.

5.2.3 Simulation non-linéaire du circuit en mode "démodulateur"

Nous avons tout d'abord simulé l'évolution de la tension détectée V_o en fonction de la puissance incidente P_m pour les deux circuits. Le comportement du Modulateur ASK/Démodulateur ASK est semblable à celui du Détecteur MESFET. Ceci est dû, comme nous l'avons mentionné précédemment au choix des coefficients de réflexion en fonction de la tension de polarisation de la grille lors de l'optimisation du circuit en mode "modulateur ASK". La tension détectée par le Modulateur PSK/Démodulateur ASK est bien évidemment moins importante, du fait de l'existence d'un coefficient de réflexion plus élevé à l'entrée du circuit ($\Gamma_i' = -5$ dB). Les évolutions de la tension détectée en fonction de la puissance incidente sont représentées Figure III-37.

La Figure III-38 présente l'allure du signal démodulé (voie Ch2) lorsque le Modulateur PSK/Démodulateur ASK opère en mode démodulation. Le signal incident est une porteuse de puissance $P_m = -10$ dBm et de fréquence $F_o = 9.8$ GHz, modulée en amplitude par un signal rectangulaire de fréquence $f_m = 100$ kHz (voie Ch1).

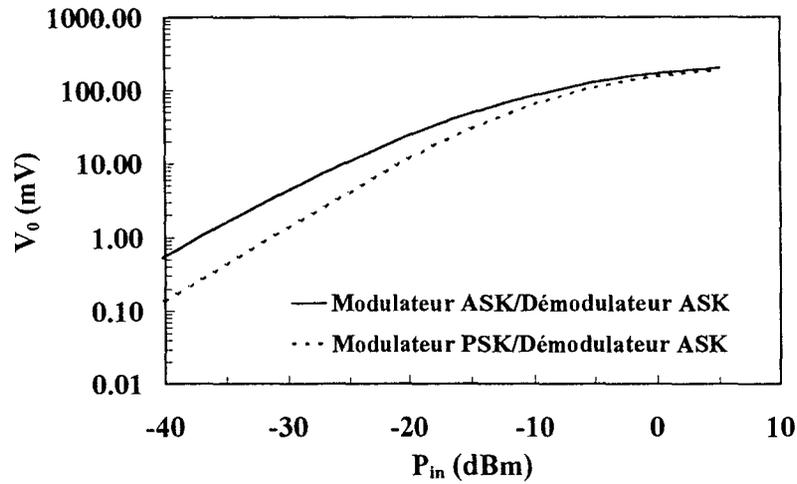


Figure III-37 Evolution théorique de la tension détectée en fonction de la puissance incidente des Modulateurs/Démodulateurs. $R_l = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{gs} = V_d = -1.75 \text{ V}$.

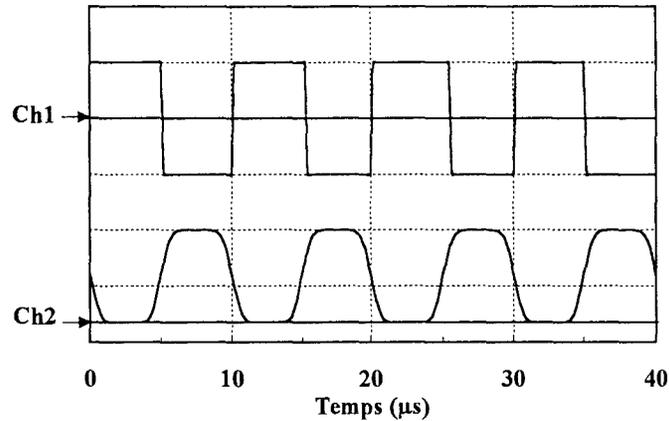


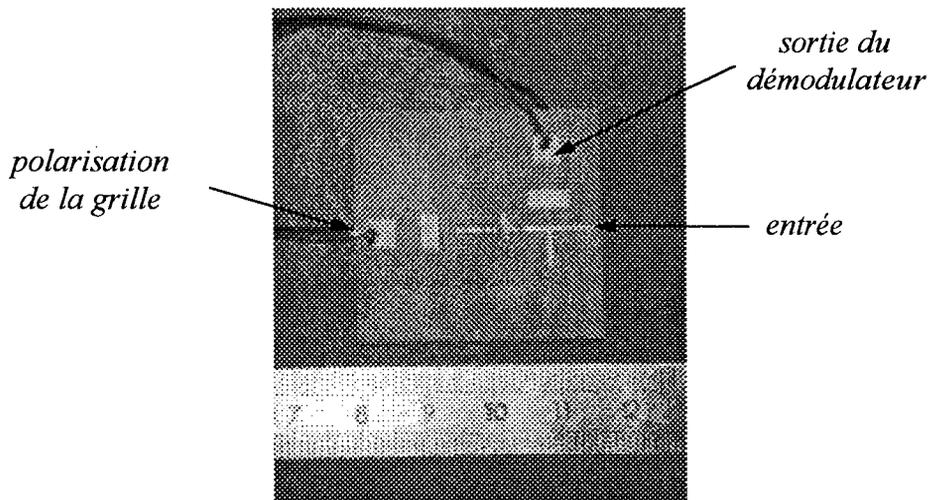
Figure III-38 Signal démodulé en sortie du Modulateur PSK/Démodulateur ASK.

5.3 Caractérisation des circuits

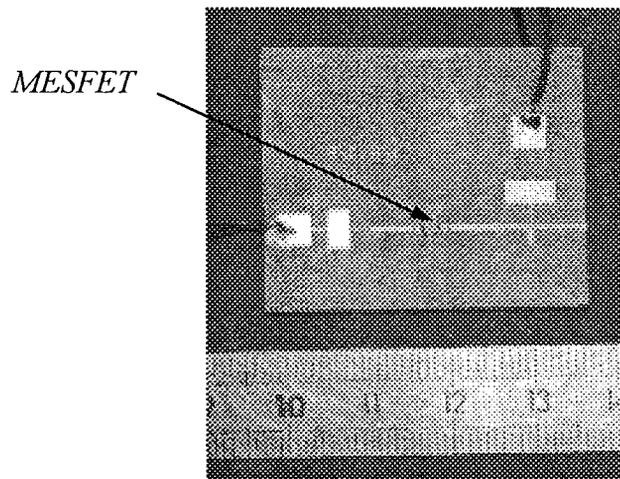
Les photographies des modulateurs/démodulateurs réalisés en technologie hybride sont présentées Figure III-39. La surface occupée sur le substrat par les circuits est de $3.5 \times 2 \text{ cm}^2$. Les tensions de pincement des transistors ont été mesurée après les avoir montés sur les circuits et sont respectivement:

$V_p = -2.2 \text{ V}$ pour le Modulateur ASK/Démodulateur ASK

$V_p = -2.4 \text{ V}$ pour le Modulateur PSK/Démodulateur ASK



a. Modulateur PSK/Démodulateur ASK.



b. Modulateur ASK/Démodulateur ASK.

Figure III-39 Photographies des Modulateurs/Démodulateurs.

5.3.1 Caractérisation en mode "Modulateur"

Les évolutions des coefficients de réflexion des deux circuits caractérisés en régime statique dans une gamme de fréquences comprises entre 9 GHz et 11 GHz sont représentées Figure III-40. Les principaux résultats à la fréquence $F_0 = 9.8$ GHz sont les suivants:

- Modulateurs PSK/Démodulateurs ASK

$$\Delta\Phi = 174^\circ, \quad \Gamma_1' = -3.2 \text{ dB}, \quad \Gamma_2' = -4.9 \text{ dB}.$$

- Modulateurs ASK/Démodulateurs ASK

$$\Gamma_1' = -2.5 \text{ dB}, \quad \Gamma_2' = -23.5 \text{ dB}.$$

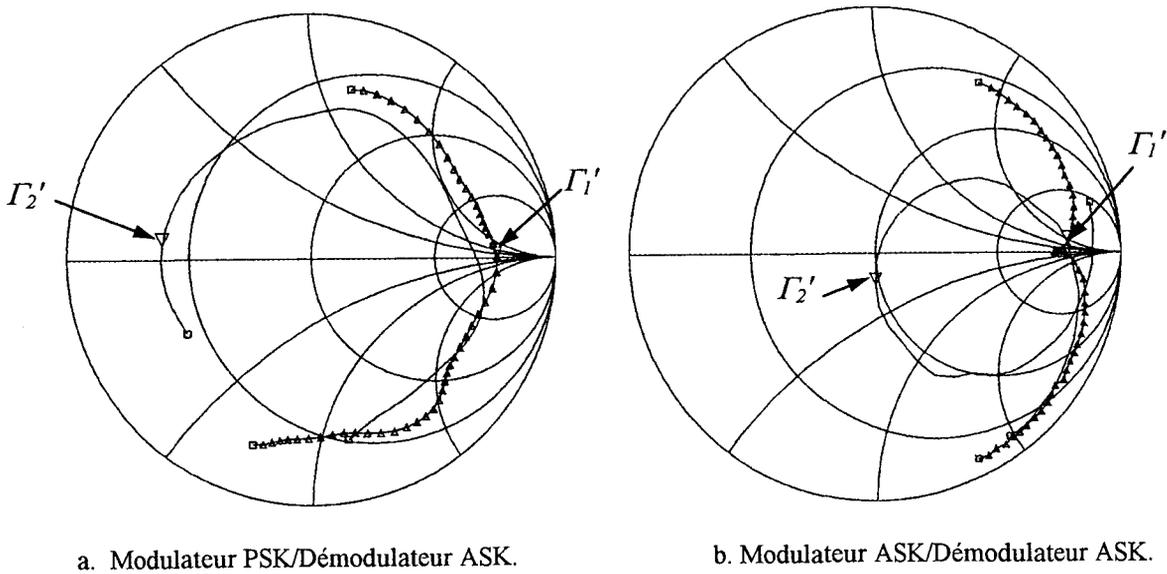


Figure III-40 Evolution des coefficients de réflexion des Modulateur/Démodulateurs.

Ces résultats sont proches de ceux obtenus en simulations. Nous pouvons noter cependant un écart de 1.7 dB entre les coefficients de réflexion des états "off" et "on" du Modulateur PSK/Démodulateur ASK. Cet écart est lié principalement aux imperfections de la réalisation technologique et va entraîner une distorsion en régime dynamique.

Les spectres des signaux modulés en phase et en amplitude émis par les deux circuits sont représentés Figure III-41. La fréquence et la puissance de la porteuse sont $F_0 = 9.8$ GHz et $P_{in} = -10$ dBm. Le signal modulant est toujours un signal rectangulaire de fréquence $f_m = 100$ kHz. Les spectres relevés sont conformes à la théorie. Nous pouvons encore

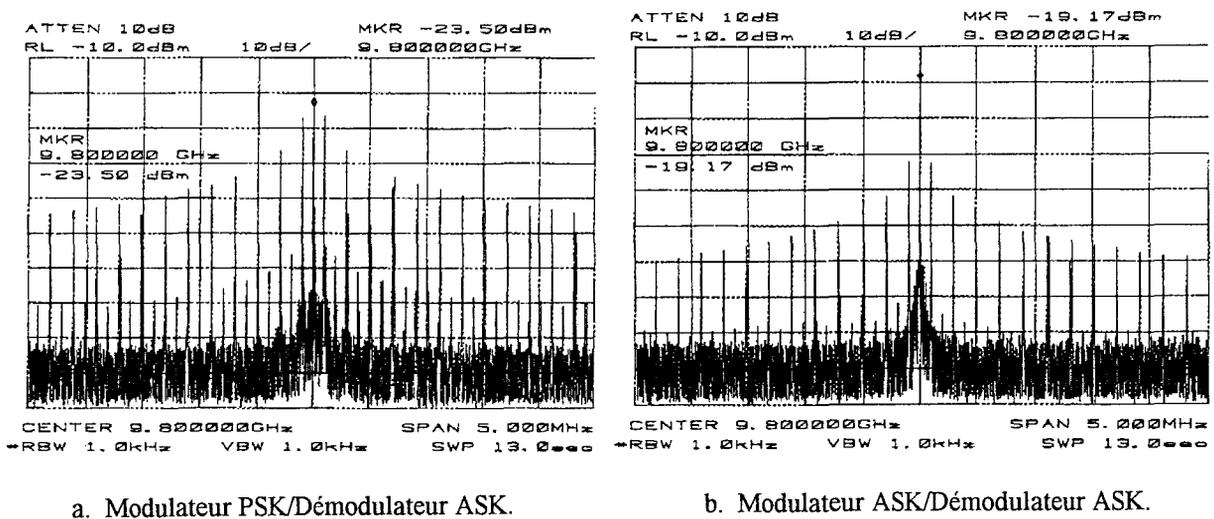


Figure III-41 Spectres émis par les circuits en mode "Modulateur".
 $F_0 = 9.8$ GHz, $P_{in} = -10$ dBm, $f_m = 100$ kHz.

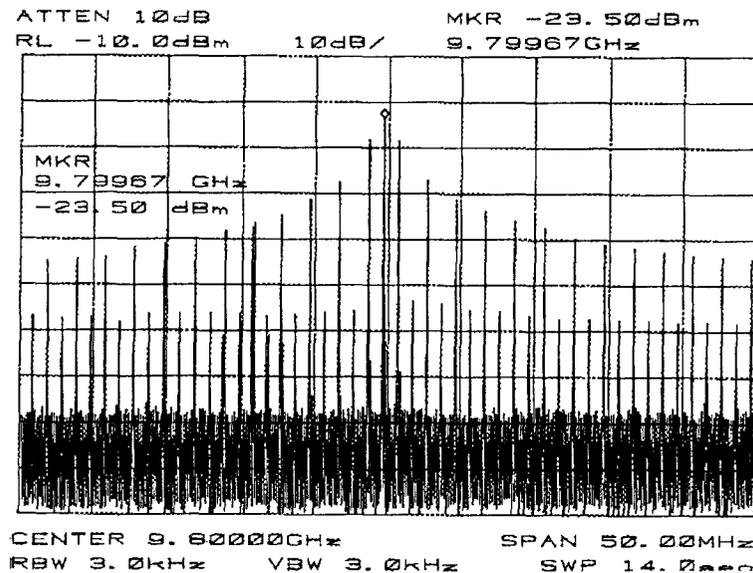


Figure III-42 Spectres émis par le Modulateur PSK/Démodulateur ASK.
 $F_0 = 9.8 \text{ GHz}$, $P_{in} = -10 \text{ dBm}$, $f_m = 1 \text{ MHz}$.

constater la présence du fondamental dans le spectre du Modulateur PSK/Démodulateur ASK dus aux réflexions et aux couplages parasites.

Nous présentons également Figure III-42, le spectre émis par le Modulateur PSK/Démodulateur ASK pour une fréquence du signal modulant $f_m = 1 \text{ MHz}$. Le niveau de puissance des harmoniques pairs a augmenté par rapport à celui des harmoniques impairs. Il apparaît donc qu'à cette fréquence de modulation, le circuit commence à générer de la distorsion.

5.3.2 Caractérisation en mode "Démodulateur"

L'évolution de la tension détectée V_o en fonction de la puissance incidente P_{in} est présentée Figure III-43. Les mesures ont été effectuées pour une tension de grille $V_{gs} = V_d = -1.75 \text{ V}$ et une résistance de charge $R_l = 10 \text{ k}\Omega$. Les résultats expérimentaux sont en accord avec ceux issus de la simulation. Toutefois, les meilleures performances en détection du Modulateur PSK/Démodulateur ASK ont été obtenues pour une tension de grille $V_{gs} = -2 \text{ V}$, légèrement inférieure à V_d . Ceci est lié au fait que la tension de pincement du transistor est plus faible ($V_p = -2.4 \text{ V}$). La tension de grille nécessaire pour obtenir la plus forte non-linéarité de la résistance du canal et par conséquent la meilleure détection évolue donc également.

La Figure III-44 représente les signaux de démodulation lorsque les circuits fonctionnent en mode de détection d'enveloppe. Le signal appliqué à l'entrée des circuits a

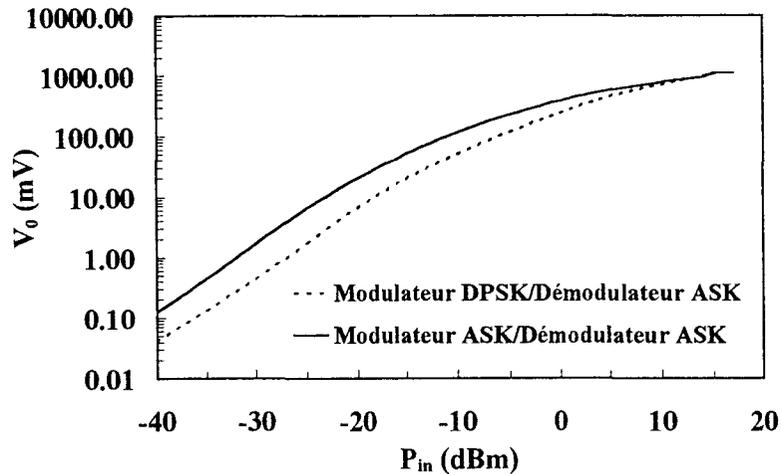
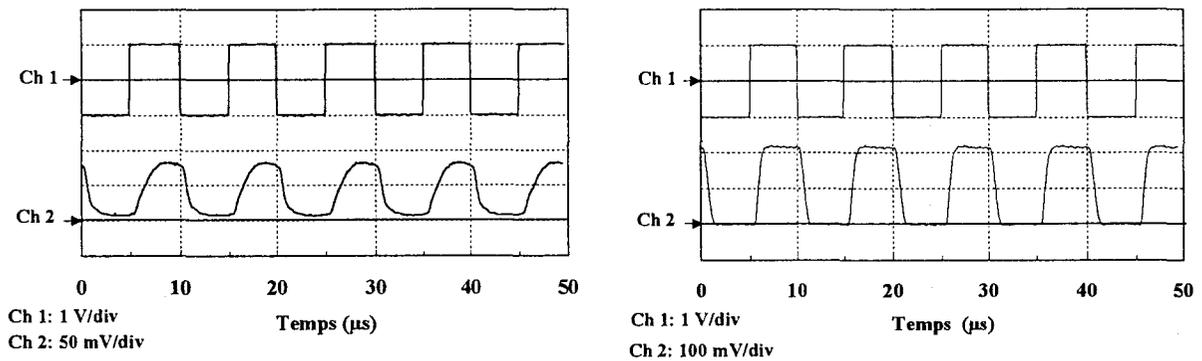


Figure III-43 Evolution expérimentale de la tension détectée en fonction de la puissance incidente des Modulateurs/Démodulateurs. $R_l = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{gs} = V_d = -1.75 \text{ V}$.



a. Modulateur PSK/Démodulateur ASK.

b. Modulateur ASK/Démodulateur ASK.

Figure III-44 Signal en sortie des circuits en mode "démodulation ASK".

les mêmes caractéristiques que lors des simulations non-linéaires. Les distorsions observées dans les signaux démodulés sont liées aux effets parasites introduits par la connectique utilisée lors de la mesure du signal basse fréquence. En pratique, les circuits permettent de démoduler des signaux RF de fréquence de modulation de quelques mégahertz (de l'ordre de 4 MHz) avant que la distorsion introduite par les circuits rendent les signaux démodulés inexploitable.

5.4 Perspectives des Modulateurs/Démodulateurs

A partir de ce circuit de base, nous avons envisagé d'autres configurations dont nous présentons ici quelques exemples permettant l'amélioration des performances [1].

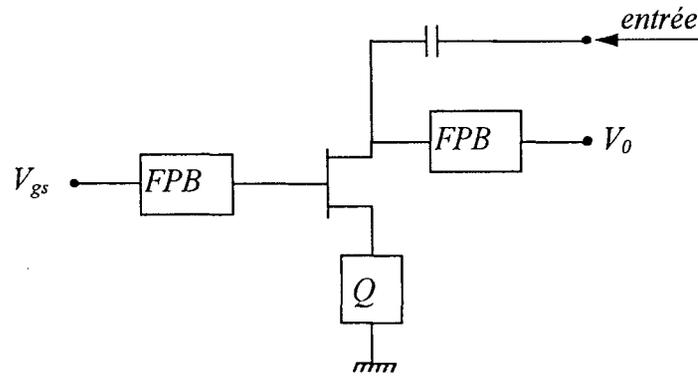


Figure III-45 Modulateur PSK/Démodulateur ASK avec le quadripôle Q situé sur la source du transistor.

Dans les Modulateurs/Démodulateurs présentés précédemment, la réflexion du signal se produit au niveau du réseau transformateur d'impédance Q placé sur le drain du transistor. Il est donc important de définir les coefficients de réflexion de manière à effectuer la modulation sans trop de pertes tout en veillant à ce que suffisamment de signal entre dans le canal du transistor pour réaliser la démodulation. Une possibilité pour pallier cette difficulté consiste à placer le quadripôle Q sur la source du TEC comme illustré Figure III-45. Schématiquement, le quadripôle Q est alors une ligne $\lambda_g/4$ terminée par un court-circuit et lorsque le transistor commute entre $V_{gs} = 0$ V (état passant) et $V_{gs} = V_d$ (limite du pincement), nous obtenons des déphasages de 0 degré et de 180 degrés respectivement. Cette configuration permet lors de la démodulation ($V_{gs} = V_d$) qu'une plus grande quantité de puissance traverse le canal et de ce fait la tension détectée est accrue lors de la détection d'enveloppe. Cette configuration n'est malheureusement pas très simple à réaliser en technologie hybride étant donné que les transistors en boîtier possèdent deux accès de sources. Il est par conséquent difficile de déterminer et placer le quadripôle Q avec une bonne précision lors de la réalisation technologique. Il est à noter également que la distorsion apportée par le transistor en mode modulation sera un peu plus importante.

Pour augmenter le nombre d'état des modulateurs et par conséquent la quantité d'information transmise par unité de temps, il est possible d'augmenter le nombre de transistors. Ceux-ci peuvent être en configuration série ou parallèle afin de réaliser plusieurs états de phase ou d'amplitude. La Figure III-46 présente un exemple de réalisation. Il s'agit d'un modulateur BPAM/Démodulateur ASK. Le transistor T_1 et le quadripôle Q_1 effectuent

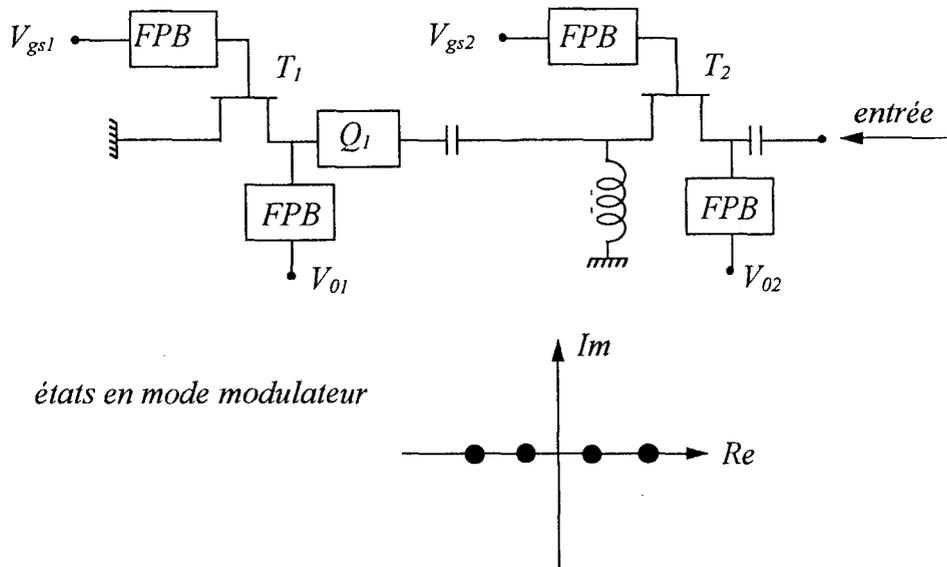


Figure III-46 Modulateur BPAM/Démodulateur ASK.

la modulation de phase à 180 degrés tandis que le transistor T_2 module l'amplitude du signal. Il est donc possible d'obtenir quatre états. Les deux transistors participent à la détection du signal modulé en amplitude lorsque le circuit fonctionne en mode "démodulateur ASK".

La Figure III-47 présente un Modulateur QPSK/Démodulateur ASK. Les transistors sont en configuration série et permettent de réaliser très simplement quatre états de phase. Les quadripôles Q_1 , Q_2 et Q_3 sont schématiquement des lignes $\lambda_g/8$ et le quadripôle Q_4 réalise l'adaptation du modulateur. Les Filtres Passe Bas FPB_i permettent de polariser la grille du transistor lors de la modulation et la démodulation. Les filtres FPB_j servent quant à eux, à recueillir le signal basse fréquence en mode "démodulateur ASK".

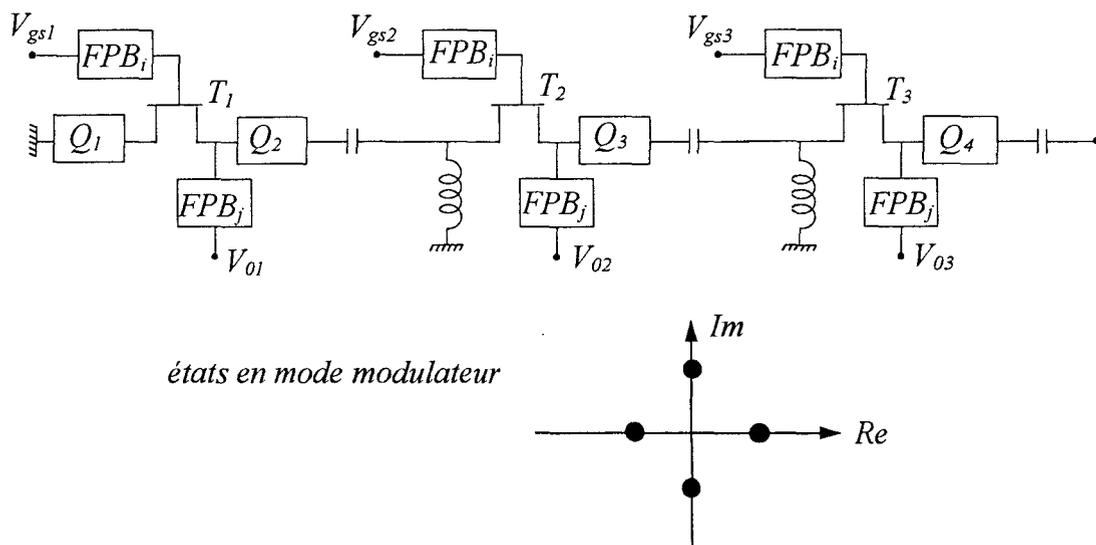


Figure III-47 Modulateur QPSK/Démodulateur ASK.

5.5 Conclusion

Nous avons étudié dans cette partie un nouveau type de circuit permettant de réaliser alternativement la démodulation ASK et la modulation ASK ou PSK en utilisant un unique transistor à effet de champ. La vitesse rapide de commutation du composant associée à une méthode originale de détection d'enveloppe utilisant la non-linéarité de la résistance du canal permet d'obtenir de bonnes performances. Dans ces deux modes opératoires le transistor est "froid", i. e. le courant de drain est nul ou très faible lors de la démodulation et la grille est polarisée à tension nulle ou en inverse. Les intérêts majeurs de ces circuits sont donc d'être à très faible consommation et faible coût. De plus, à partir de ce principe il est possible d'étendre ces configurations pour effectuer d'autres types de modulation. La faible consommation de puissance des modulateurs présentés et des circuits numériques permettent d'envisager la réalisation de transpondeurs à très faible consommation. Ceci permet de prolonger la durée de vie de la pile fournissant l'énergie nécessaire au fonctionnement du transpondeur. Cependant, nous avons envisagé pour certaines applications la possibilité de convertir une partie du signal hyperfréquence incident en puissance continue pour alimenter les circuits numériques. En effet, la faible consommation des circuits rend cette possibilité envisageable pour certaines applications. La suite de ce chapitre fait l'objet de cette étude.

6. CIRCUIT DE CONVERSION DE PUISSANCE RF-DC

6.1 Introduction

Pour nous affranchir de l'utilisation d'une pile dans le transpondeur, il est possible de convertir une partie de la puissance hyperfréquence du signal interrogateur en puissance continue afin d'alimenter les circuits numériques. Si dans la gamme des basses fréquences le redressement d'un signal sinusoïdal ne pose pas de difficultés majeures [12], il n'en est pas de même dans le domaine des hyperfréquences.

Le transport de l'énergie par ondes hyperfréquences fait l'objet de vastes études actuellement aux Etats Unis et a été initié par W. C. Brown dès le début des années soixante [13], [14], [15]. Le principe d'un tel système est présenté Figure III-48. La puissance continue est convertie en puissance hyperfréquence. Celle-ci est transmise dans l'espace libre puis recueillie par le récepteur et finalement convertie en puissance continue. Celle-ci est ensuite utilisée pour alimenter par exemple le moteur d'un mobile [13]. Le rendement d'un tel système, i. e. le rapport de la puissance continue recueillie au niveau du récepteur et de la puissance continue de l'émetteur, est de l'ordre de 55 % [14]. Le circuit de conversion de puissance *RF-DC* situé au niveau du récepteur est l'un des éléments clefs de ce système. Celui-ci est caractérisé par son efficacité de conversion de puissance *RF-DC* η . Le meilleur résultat publié à ce jour dans la littérature est une efficacité de conversion η de 90 %, la fréquence et la puissance du signal hyperfréquence étant respectivement de 2.45 GHz et de 1 W [16].

Les études actuellement en cours de tels systèmes de transport d'énergie sont destinées aux applications spatiales. Les niveaux de puissance mis en jeu sont par conséquent très élevés ce qui n'est pas le cas dans notre étude. En effet, pour les

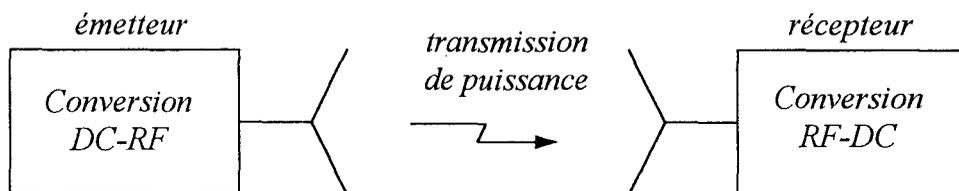


Figure III-48 Principe d'un système de transport d'énergie.

applications d'identification, nous sommes contraints de respecter les normes de sécurité d'émission des ondes hyperfréquences (1 mW/cm^2 US-ANSI). Pour des applications d'interrogation de capteurs, par exemple la mesure de température à distance dans des fours, le niveau de puissance peut cependant être plus élevé lorsqu'il n'y a pas de présence humaine. Nous allons donc dans cette partie, aborder l'étude d'un tel circuit de conversion de puissance *RF-DC* et l'optimiser pour obtenir une puissance et une tension continues suffisantes pour alimenter des circuits numériques faible consommation. Nous nous sommes fixés comme objectif une tension et une puissance continues supérieures respectivement à 1 V et $500 \mu\text{W}$.

6.2 Principes du circuit de conversion de puissance *RF-DC*

6.2.1 Structure du circuit

Le schéma synoptique d'un système de conversion de puissance d'une onde électromagnétique émise par un émetteur en puissance continue est présenté Figure III-49. Le filtre passe bas inséré entre l'antenne et le circuit redresseur est conçu de manière à laisser passer le signal incident et empêche les harmoniques créés par la diode d'être rayonnés par l'antenne. Le filtre situé entre la diode et la charge R_l permet de recueillir la composante continue. Le circuit de rectification consiste en une diode dont les non-linéarités génèrent une composante continue lorsque le signal hyperfréquence est appliqué. Les caractéristiques de la diode et son adaptation sont déterminées pour obtenir une efficacité de conversion maximale.

Cette efficacité de conversion dépend de la puissance incidente. En effet, plus la puissance du signal hyperfréquence est importante, plus la tension continue générée par les non-linéarités de la diode sera grande.

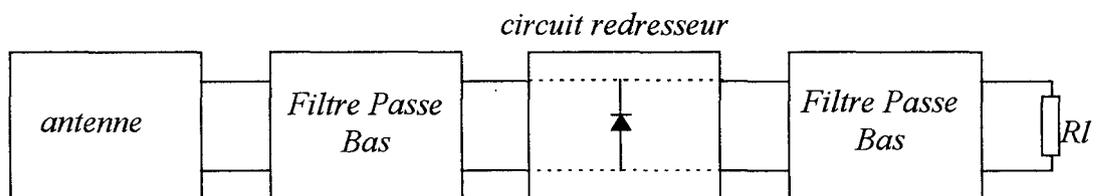


Figure III-49 Système de conversion de puissance *RF-DC*.

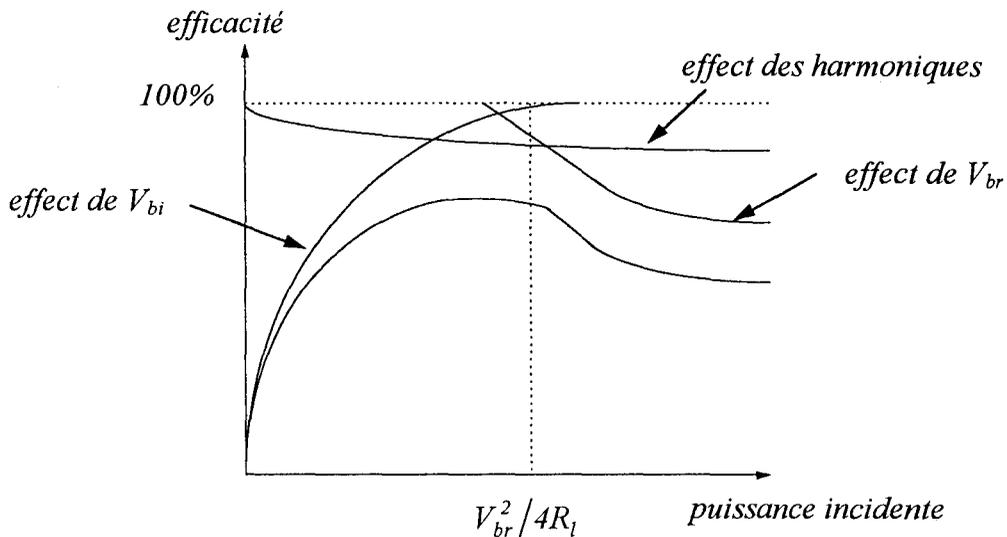


Figure III-50 Schématisation de l'évolution de l'efficacité de conversion *RF-DC*.

La Figure III-50 présente cette évolution. V_{bi} et V_{br} sont respectivement la barrière de potentielle et la tension de claquage de la diode. Pour une puissance incidente faible, la diode fonctionne en régime faiblement non-linéaire. Son comportement est alors celui d'une diode fonctionnant en détection de puissance et l'efficacité de conversion est faible. Celle-ci évolue lorsque la puissance incidente augmente pour atteindre son maximum. Celui-ci est fixé par les effets des harmoniques d'ordres supérieurs qui dispersent une partie de la puissance du signal incident. Le régime fortement non-linéaire du composant est alors comparable à celui d'une diode fonctionnant en multiplicateur de fréquence. Quand la tension sinusoïdale dépasse la tension de claquage V_{br} de la diode, l'efficacité de conversion diminue considérablement. La puissance incidente limite à partir de laquelle cet effet apparaît, est donnée par $P_{in} = V_{br}^2 / 4R_l$.

6.2.2 Caractéristiques de la diode et mécanisme de conversion de puissance

Les caractéristiques de la diode jouent un rôle important dans les performances du convertisseur de puissance et doivent apporter un minimum de pertes pour assurer une efficacité de conversion élevée. La non-linéarité prépondérante dans le mécanisme de conversion de puissance est celle de la résistance non-linéaire $R_j(V)$ (cf. paragraphe 2). La capacité non-linéaire $C_j(V)$ tend quant à elle, à limiter les performances du circuit [16]. En effet, sa non-linéarité contribue peu à la génération d'une composante continue et une valeur

importante de capacité à polarisation nulle (C_{j0}) entraîne une perte du signal hyperfréquence qui ne sera pas redressé par la résistance non-linéaire $R_s(V)$. Cependant, les propriétés technologiques de la diode, font en sorte qu'une diminution importante de la capacité C_{j0} entraîne une augmentation de la résistance R_s qui va introduire également des pertes. Il est donc important de trouver un compromis entre les caractéristiques de la diode pour obtenir une efficacité de conversion de puissance maximale.

L'analyse du circuit et du mécanisme de conversion de puissance restent complexes à effectuer analytiquement. T. Yoo et al. ont proposé une expression approchée de η [17]. Cependant, cette expression fait intervenir une part de calcul numérique et l'écart important entre les résultats théoriques et expérimentaux, ne la rend utile que d'une manière qualitative. Pour notre part, nous avons privilégié une analyse non-linéaire afin d'obtenir la meilleure précision possible.

6.3 Performances des diodes pour la conversion de puissance

Nous avons utilisé deux diodes Schottky répondant aux mieux aux spécificités énoncées précédemment. Leurs caractéristiques sont reportées dans le Tableau III-1.

	V_{br} (V)	R_s (Ω)	C_{j0} (pF)	I_s (pA)	C_p (pF)	L_p (nH)
<i>HP 5082-2208</i>	5 (mini)	14.5	0.18	0.095	0.065	0.51
<i>M/A-COM MA40415</i>	5 (mini)	3/6	0.055/0.075	0.032	0.04	0.12

Tableau III-1 Paramètres des diodes utilisées (données constructeur).

Ces diodes ont été testées afin d'évaluer leurs performances pour la conversion de puissance. Le banc de mesure utilisé pour cette étude est présenté Figure III-51. Il se compose d'une source hyperfréquence, de deux coupleurs 10 dB pour la mesure des puissances incidente et réfléchie. Le Té de polarisation permet de recueillir la composante continue V_{cc} sur la charge R_l .

Pour cette étude nous effectuons en premier lieu une simulation non-linéaire pour optimiser le filtre placé devant la diode et déterminer les conditions optimales de conversion de puissance *RF-DC*. Une fois le circuit réalisé, nous le plaçons sur le banc de mesure afin de vérifier les performances de la diode.

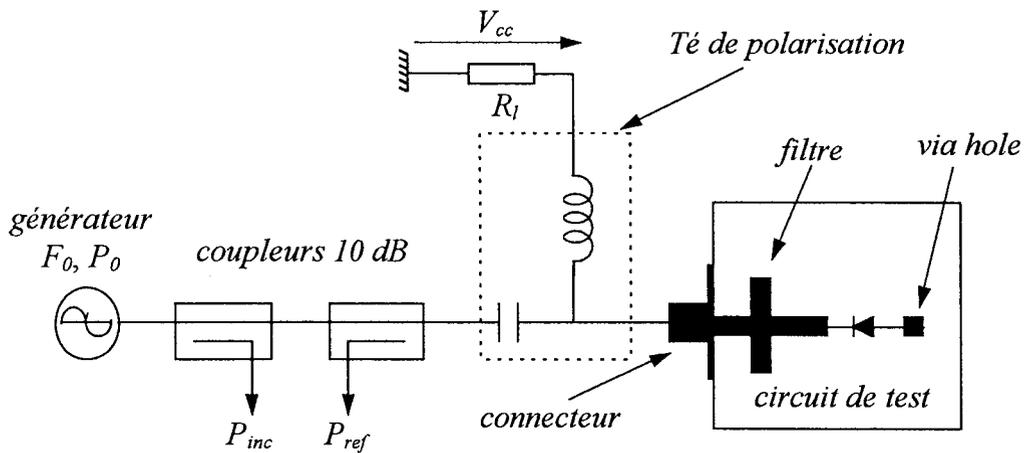


Figure III-51 Banc de mesure de l'efficacité de conversion des diodes.

Les évolutions théoriques de l'efficacité de conversion de la diode, de la puissance et la tension continues sont reportées Figure III-52, Figure III-53 et Figure III-54. Le circuit réalisé sur substrat Duroïd 6010, utilise la diode M/A-COM et opère à la fréquence de $F_0 = 10$ GHz. L'efficacité de conversion $RF-DC$ est définie de la manière suivante:

$$\eta = \frac{P_{cc}}{P_{inc} - P_{ref}} \quad \text{avec} \quad P_{cc} = \frac{V_{cc}^2}{R_l}$$

P_{inc} et P_{ref} sont les puissances incidente et réfléchiée à l'entrée du circuit (filtre et diode).

Les meilleures performances simulées ont été réalisées pour une puissance incidente $P_0 = 55$ mW et une résistance $R_l = 550 \Omega$. Dans ces conditions, nous obtenons une efficacité

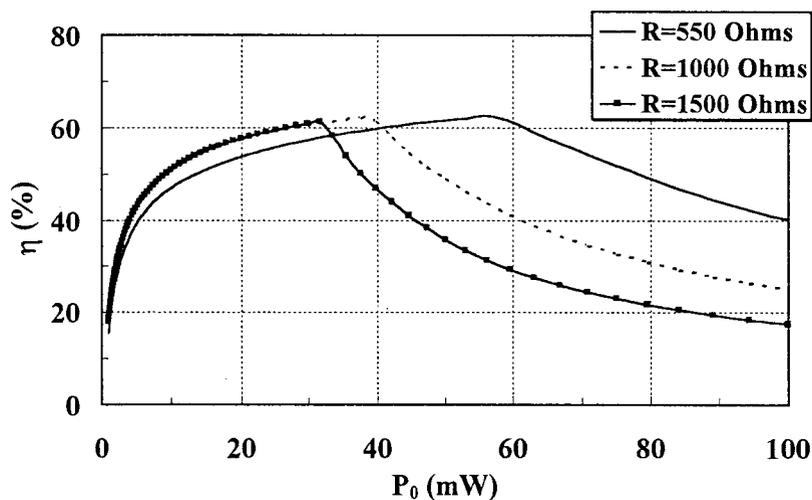


Figure III-52 Evolution théorique de l'efficacité de conversion de la diode.

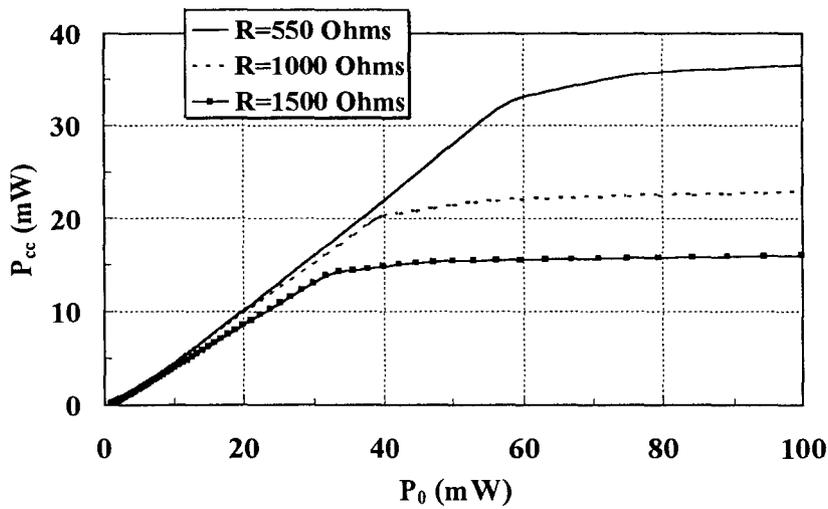


Figure III-53 Evolution théorique de la puissance continue.

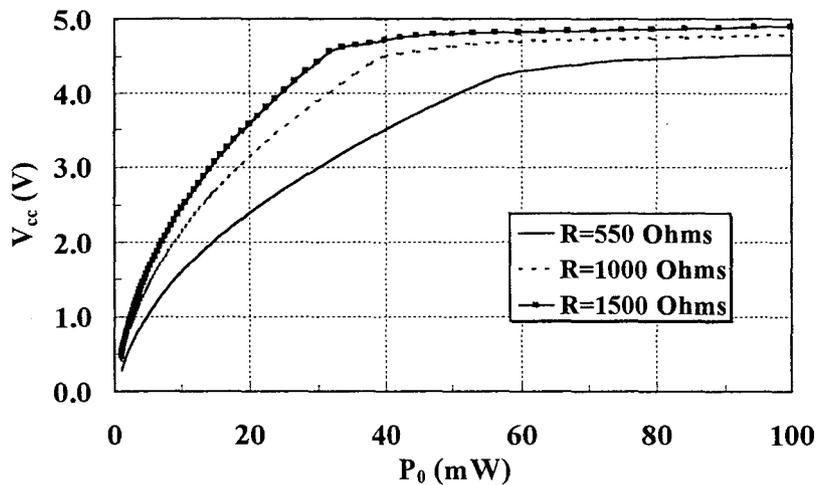


Figure III-54 Evolution théorique de la tension détectée.

de conversion $\eta_{max} = 64 \%$ et une tension $V_{cc} = 4.25 \text{ V}$. La puissance continue correspondante est $P_{cc} = 33 \text{ mW}$. La valeur limite de la tension V_{cc} aux bornes de la résistance est légèrement inférieure à la moitié de tension V_{br} due aux effets des harmoniques d'ordres supérieurs déjà mentionnés précédemment. La tension V_{br} de la diode M/A-COM mesurée est de -10 V . Notons également que la résistance R_l peut être ajustée pour optimiser l'efficacité de conversion en fonction de la puissance du signal hyperfréquence incident.

Les résultats expérimentaux présentés Figure III-55, Figure III-56 et Figure III-57 confirment ces observations. Les écarts entre les résultats de simulation et de mesure sont liés aux dispersions des caractéristiques des diodes données par les constructeurs. Les résultats expérimentaux, pour une résistance $R_l = 550 \Omega$ et une puissance incidente $P_o = 55$ mW sont une efficacité de conversion $\eta = 59 \%$, une tension continue $V_{cc} = 3.5$ V et une puissance continue $P_{cc} = 25$ mW.

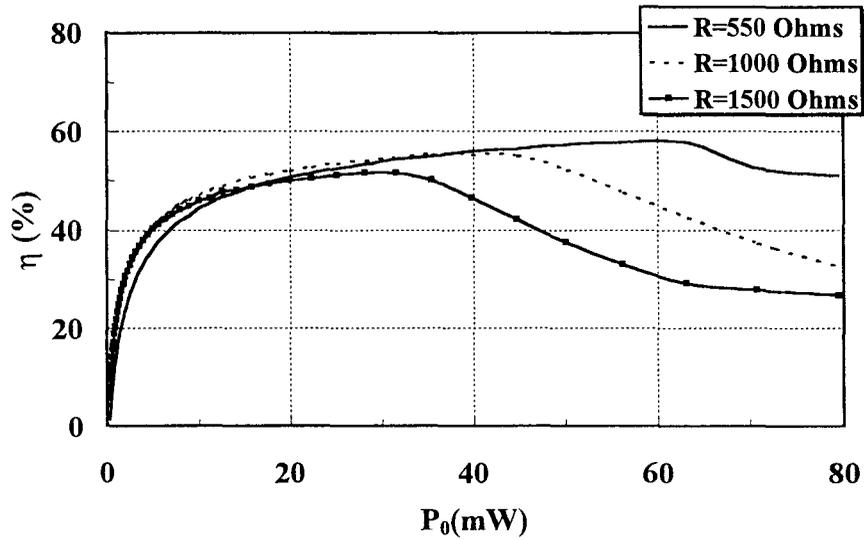


Figure III-55 Evolutions expérimentales de l'efficacité de conversion de la diode.

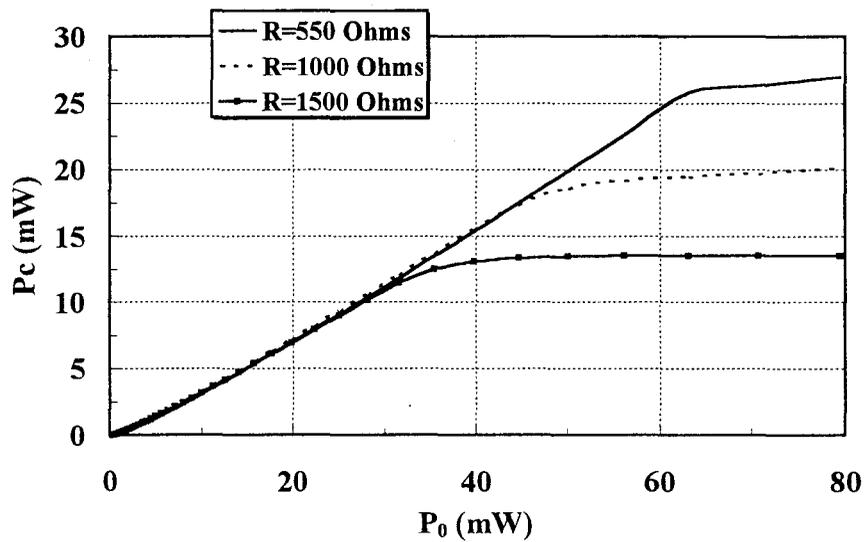


Figure III-56 Evolutions expérimentales de la puissance continue.

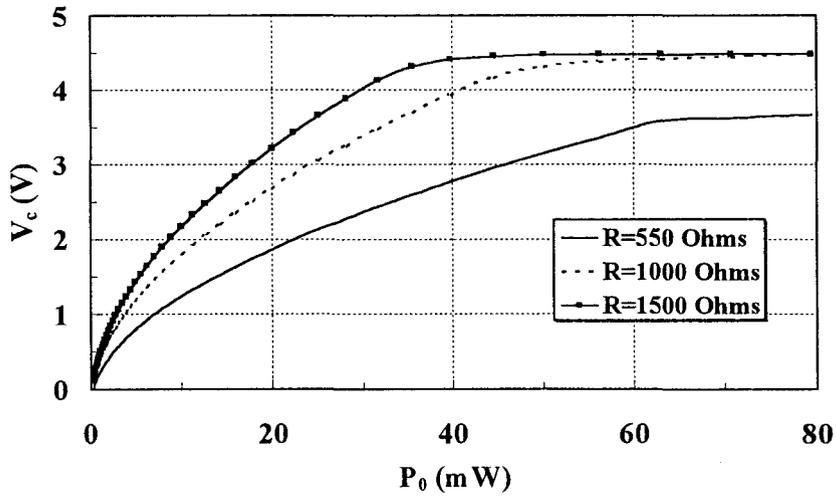


Figure III-57 Evolutions expérimentales de la tension détectée.

Nous comparons également Figure III-58 les performances des diodes HP 5082-2208 et M/A-COM MA40415 pour une résistance de charge $R_l = 550 \Omega$. La diode HP présente une efficacité de conversion de puissance $RF-DC$ inférieure à celle de la diode M/A-COM. Compte tenu des caractéristiques des diodes présentées dans le Tableau III-1, ce résultat était prévisible. En effet, la diode HP présente une résistance série R_s et une capacité de jonction à polarisation nulle supérieures à celles de la diode M/A-COM provoquant de ce fait davantage de pertes.

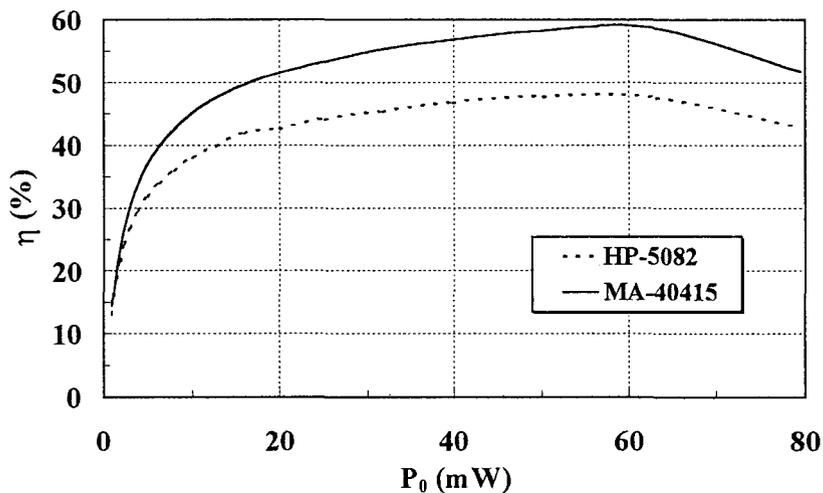


Figure III-58 Comparaison des performances des diodes HP et M/A-COM.

6.4 Réalisation d'un circuit de conversion RF-DC optimisé pour les faibles niveaux de puissance

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que l'alimentation continue de circuits numériques est réalisable lorsque la puissance du signal hyperfréquence incident est importante. Dans ces conditions, nous pouvons atteindre les performances maximales du circuit redresseur: $V_{cc} = 3.5$ V et $P_{cc} = 25$ mW pour une puissance incidente $P_0 = 55$ mW.

Téléalimenter un transpondeur destiné à des applications d'identification réglementées par des normes d'émission de puissance, demande une optimisation du circuit de conversion de puissance *RF-DC* pour des faibles puissances du signal hyperfréquence incident.

Lors de l'étude du comportement des diodes pour la conversion de puissance, la puissance P_0 minimale et la résistance de charge R_l nécessaire pour pouvoir alimenter des circuits numériques basse consommation ($P_{cc} > 500$ μ W, $V_{cc} > 1$ V) sont de 1.6 mW et 1800 Ω , respectivement. Un circuit a donc été développé afin de vérifier ces performances lors d'une réalisation pratique. Ce circuit est présenté Figure III-59 et reprend le principe décrit Figure III-49.

Les performances du circuit sont représentées Figure III-60. Nous avons obtenu une puissance et une tension continues supérieures à 500 μ W et 1 V, respectivement, pour une puissance hyperfréquence incidente $P_0 = 2$ mW. L'efficacité de conversion du circuit correspondante, définie dans ce cas par le rapport de la puissance continue P_{cc} et de la puissance *RF* incidente P_0 , est $\eta = 27.5$ %.

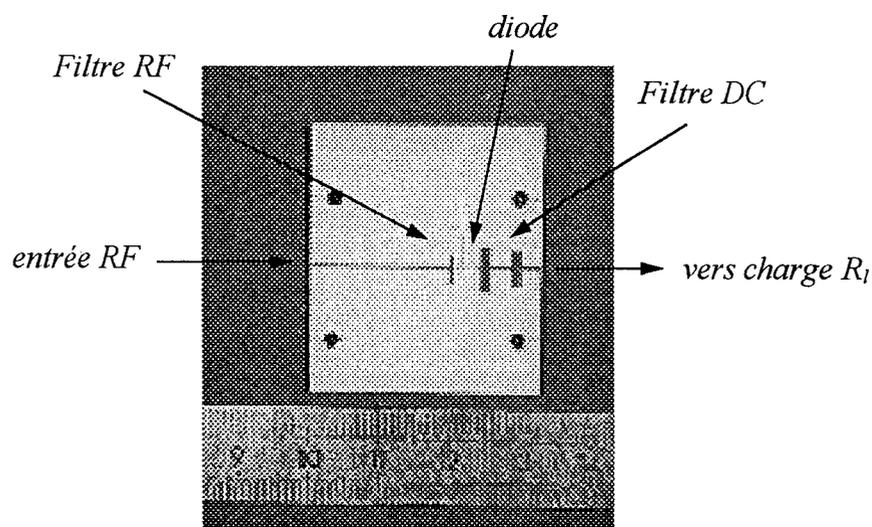


Figure III-59 Photographie du circuit de conversion de puissance *RF-DC* optimisé pour des faibles niveaux de puissance *RF*.

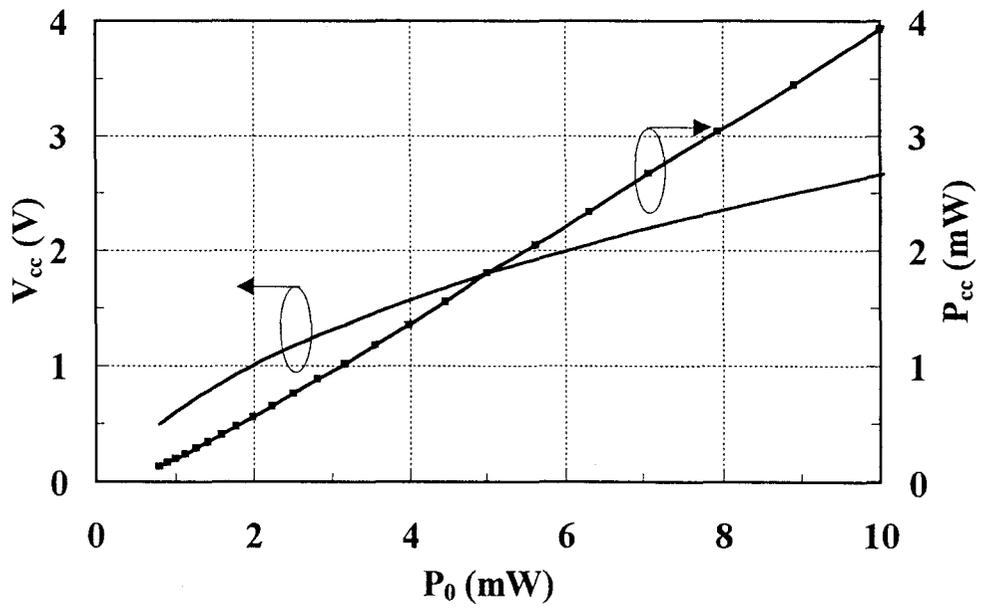


Figure III-60 Performances du circuit de conversion RF-DC.

7. CONCLUSION

Nous avons présenté tout au long de ce chapitre, les différents circuits micro-ondes permettant de réaliser le transfert de données entre le transpondeur et la borne interrogatrice. Afin de réduire les coûts et la consommation du transpondeur, un circuit original permettant de réaliser à la fois les opérations de démodulation et de modulation à l'aide d'un unique transistor à effet de champ froid a été réalisé. Les circuits présentés ont été étudiés pour des schémas de modulations et démodulations simples, i. e. Modulateur ASK/Démodulateur ASK et Modulateur PSK/Démodulateur ASK. Cependant, ces circuits peuvent servir de base à la réalisation de schémas de modulation/démodulation plus complexes.

La faible consommation de ces modulateurs/démodulateurs et des circuits numériques disposés sur le transpondeur nous a également conduit à envisager la possibilité de les alimenter en convertissant une partie du signal hyperfréquence émis par la borne interrogatrice en signal continu. Nous avons pour cela testé des diodes et réalisé un circuit de conversion de puissances *RF-DC* optimisé pour les faibles niveaux de signal hyperfréquence incident.

La suite de notre étude est maintenant consacrée au développement de transpondeurs intégrant ces circuits sur la structure multicouches des antennes micro-rubans présentées dans le chapitre *II*.

Bibliographie Chapitre III

- [1] R. Stolle, F. Carrez, J. Vindevoghel, "Vorrichtung zur Modulation und Demodulation hochfrequenter elektrischer Signale (A circuit for the modulation and demodulation of high frequency electrical signal)", Patent DE 197 32 183.6, July 24, 1997.
- [2] E. Gosse, "Conception et optimisation des mélangeurs à TEC froid en bande K", Thèse de l'Université, Lille, 1996.
- [3] G. Danbrine, A. Cappy, F. Héliodore, E. Playez, "A new method for determining the FET small signal equivalent", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 36, pp. 1151-1159, 1988.
- [4] G. Dambrine, "Caractérisation des transistors à effet de champ: mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent", Thèse de l'Université, Lille, 1989.
- [5] H. A. Atwater, "Impedance transformation for the generalized reflection modulator", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 29, pp. 229-233, 1981.
- [6] A. Gopinath, J. Rankin, "GaAs FET RF switches", *IEEE trans. Electron Devices.*, 32, pp. 1272-1278, 1985.
- [7] H. G. Krekels, B. Schiek, E. Menzel, "Power detector with GaAs field effect transistors", in *Proc. 22th European Microwave Conference*, Helsinki, pp.174-175, 1993.
- [8] R. Stolle, F. Carrez, "Der Feldeffekt-Leistungsdetektor in Theorie und Anwendung (The field effect transistor power detector - Theorie and applications)", in *Proc. Conference of the U.R.S.I German Section*, Kleinheubach, Band 41, 1997.
- [9] H. Mathieu, *Physiques des semiconducteurs et des composants électronique*, Masson, Paris, 1990

- [10] D. Matton, "Principe et faisabilité de nouveaux capteurs interférométriques micro-ondes", Thèse de l'Université, Lille, 1989.
- [11] F. Carrez, R. Stolle, "Novel low-cost low-power modulator/demodulator using a single GaAs field effect transistor", to be published in *IEE Proc. Circuits, Devices and Systems*.
- [12] U. Kaiser, W. Steinhagen, "A low-power transponder IC for high-performances identification systems", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 306-311, 1995.
- [13] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 32, pp. 1230-1242, 1981.
- [14] W. C. Brown, E. E. Eves "Beamed microwave power transmission and its applications", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 40, pp. 1239-12450, 1992.
- [15] P. Koert, J. T. Cha "Millimeter wave technology for space power beaming", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 40, pp. 1251-1258, 1992.
- [16] J. O. McSpadden, T. Yoo, K. Chang "Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 40, pp. 2359-2366, 1992.
- [17] T. Yoo, K. Chang "Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 40, pp. 1259-1266, 1992.

CHAPITRE IV

Réalisation et caractérisation des transpondeurs

Chapitre IV. Réalisation et caractérisation des transpondeurs

1. INTRODUCTION

Les transpondeurs que nous allons présenter sont fondés sur le concept d'antenne active [1], [2], [3], les circuits hyperfréquences étant directement reportés sur la structure de l'antenne. En général, l'antenne active est réalisée sur un substrat unique, ce qui limite les performances soit de l'antenne soit des circuits, en fonction de la permittivité du substrat. Pour notre part, nous avons retenu une structure bicouche présentée dans le chapitre II. Ceci garantit de bonnes performances à la fois de la partie rayonnante et des circuits hyperfréquences étudiés dans le chapitre III, associées à une intégration plus élevée que celle obtenue en utilisant une structure monocouche. L'objet de ce chapitre consiste à réunir les principaux résultats décrit précédemment (chapitre II et III) en vue de la réalisation des antennes actives.

Deux types de transpondeurs fonctionnant à 9.9 GHz ont été réalisés. Un premier comportant une pile permet de réaliser soit une simple opération d'identification soit un échange d'information entre la borne interrogatrice et le transpondeur. Une seconde réalisation a été effectuée en vue d'une évaluation de la faisabilité de la télé-alimentation du transpondeur. La communication ne pourra alors être réalisée que dans des conditions particulières pour assurer le démarrage des circuits numériques du transpondeur.

La caractérisation des transpondeurs nécessite la mise en oeuvre d'un système d'émission et de réception des signaux de test. Ceci permet de contrôler les signaux modulés et démodulés par le transpondeur. Nous allons donc, avant la présentation des principaux résultats concernant les transpondeurs, commencer ce chapitre par une description de ce dispositif de caractérisation.

2. SYSTEME DE CARACTERISATION DES TRANSPONDEURS

2.1 Présentation du dispositif

Le dispositif de caractérisation des transpondeurs (ou antennes actives) présenté Figure IV-1, reprend la structure de l'émetteur/récepteur décrite dans le chapitre I. Cependant, dans un souci de simplicité, le démodulateur IQ de la chaîne de réception a été remplacé par une détection homodyne. Les différents éléments utilisés dans les chaînes d'émission et de réception sont décrits ci-dessous.

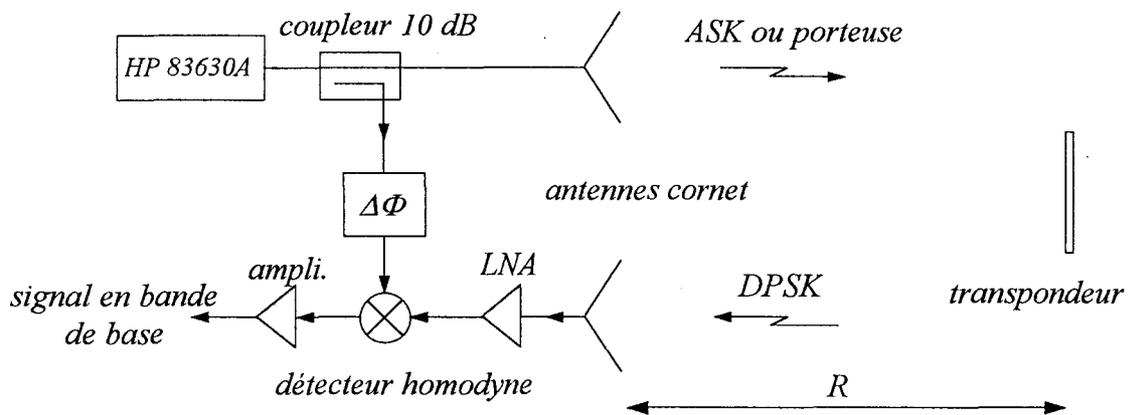


Figure IV-1 Synoptique du dispositif de caractérisation des transpondeurs.

• Chaîne d'émission

Elle est constituée d'un générateur synthétisé HP 83630A. Celui-ci émet un signal hyperfréquence modulé en amplitude (ASK) à l'aide d'un générateur de fonctions externe. L'antenne d'émission est une antenne cornet 8 GHz - 12 GHz dont le gain vaut 17 dB à 10 GHz.

• Chaîne de réception

Le signal est recueilli par une antenne cornet de caractéristiques identiques à celle d'émission. Celle-ci est suivie d'un amplificateur faible bruit (LNA) que nous avons réalisé en technologie hybride. Le gain et le facteur de bruit sont respectivement de 20 dB et de 2

dB. Son étude et ses performances seront développées au cours du prochain paragraphe. La détection homodyne est réalisée à l'aide d'un mélangeur commercial (DMS 1-26 de RHG Electronics laboratory, inc.). Les pertes de conversion et le facteur de bruit sont respectivement de 6 dB et 7 dB. Le signal de l'oscillateur local est appliqué à l'entrée du mélangeur à l'aide d'un coupleur 10 dB et d'un déphaseur. Ce dernier permet l'ajustement de la phase du signal de l'oscillateur local pour obtenir une détection homodyne cohérente (Chapitre I - 3.3.1), le transpondeur restant en position fixe lors de nos mesures. Enfin, un amplificateur faible bruit grand gain effectue l'amplification du signal en bande de base ($G = 60$ dB, $NF = 2$ dB).

La sensibilité de la chaîne de réception peut être calculée à l'aide des caractéristiques des différents éléments qui la composent. La puissance minimum décelable vaut alors:

$$P_{r,min} = KTBF$$

- où:
- K est la constante de Boltzman,
 - T est la température absolue,
 - F est le facteur de bruit de la chaîne de réception,
 - B est la bande passante de la chaîne de réception.

Nous obtenons une puissance minimum décelable $P_{r,min} = -76$ dBm. Cette puissance peut être diminuée considérablement en plaçant un filtre de faible bande passante entre l'antenne et l'amplificateur.

Lors de nos mesures en laboratoire, la puissance d'émission sera fixée pour que le niveau de puissance du signal modulé DPSK soit au dessus de ce niveau minimum de puissance décelable par la chaîne de réception. La distance maximale entre le transpondeur et le dispositif de caractérisation est de 3 m.

La caractérisation des transpondeurs a été réalisée à l'aide de deux appareils de mesure. Un analyseur HP 8562A effectue le contrôle en sortie de l'amplificateur faible bruit du spectre émis par le transpondeur. Un oscilloscope TDS 520 (Tektronix) visualise les signaux en sortie du démodulateur ASK du transpondeur et du détecteur homodyne du dispositif de mesure.

2.2 Réalisation de l'amplificateur faible bruit

Pour réaliser cet amplificateur, nous avons utilisé des transistors en boîtier PHEMT ATF 36077 de Hewlett Packard. Ces transistors sont essentiellement employés pour les applications faible bruit dans la bande 4 GHz - 18 GHz. Les principales caractéristiques au point de polarisation $V_{ds} = 2.5$ V et $I_{ds} = 15$ mA sont les suivantes:

- Facteur de bruit : 0.5 à 0.7 dB à 12 GHz
- Gain associé: 11 à 12 dB à 12 GHz

• Structure de l'amplificateur

La Figure IV-2 présente la structure de l'amplificateur. Elle se compose de deux transistors (T_1 , T_2) mis en cascade et de quadripôles d'adaptation (Q_1 , Q_2 et Q_3). Cette structure a été optimisée pour fournir un gain maximum tout en étant inconditionnellement stable. En effet, l'antenne présente une impédance proche de 50 Ω sur sa bande de fonctionnement. Hors de cette bande son impédance évolue. Il est alors possible que sur toute la bande d'utilisation du transistor, une condition d'oscillation soit réalisée entre l'antenne et l'amplificateur. De plus, l'impédance de l'antenne peut également évoluer en fonction de la distance d'un obstacle présenté devant elle. Il est donc indispensable pour se prémunir de tout risque d'oscillation de rendre l'amplificateur inconditionnellement stable.

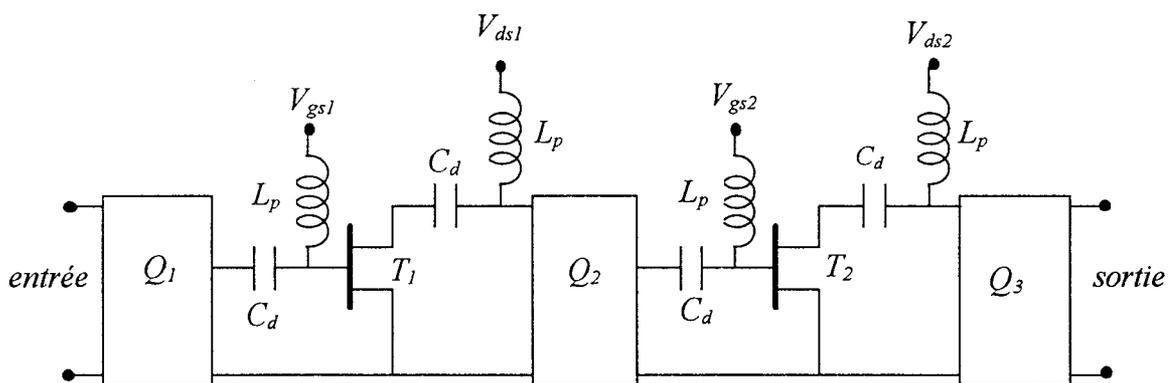


Figure IV-2 Schéma de l'amplificateur faible bruit.

• **Réalisation technologique et principaux résultats expérimentaux**

L'amplificateur réalisé sur Duroïd 6010 est présenté Figure IV-3. Les caractéristiques du substrat utilisé sont identiques à celles des circuits présentés dans le chapitre III. Dans un souci de simplicité, les polarisations de grille du transistor T_1 et de drain du transistor T_2 sont réalisées à l'aide de Tés de polarisation.

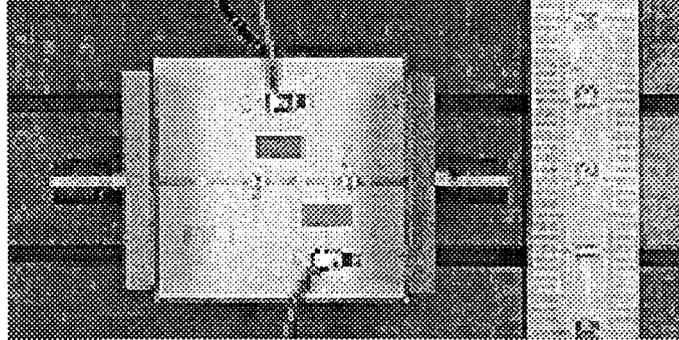


Figure IV-3 Photographie de l'amplificateur faible bruit.

La Figure IV-4 présente les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur et montre la bonne adaptation de l'amplificateur. Les performances en bruit et en gain sont représentées Figure IV-5. Nous avons obtenu un gain et un facteur de bruit de 19.3 dB et 1.78 dB respectivement, à 9.9 GHz. Nous pouvons noter sur ces figures la relative large bande de fonctionnement de l'amplificateur.

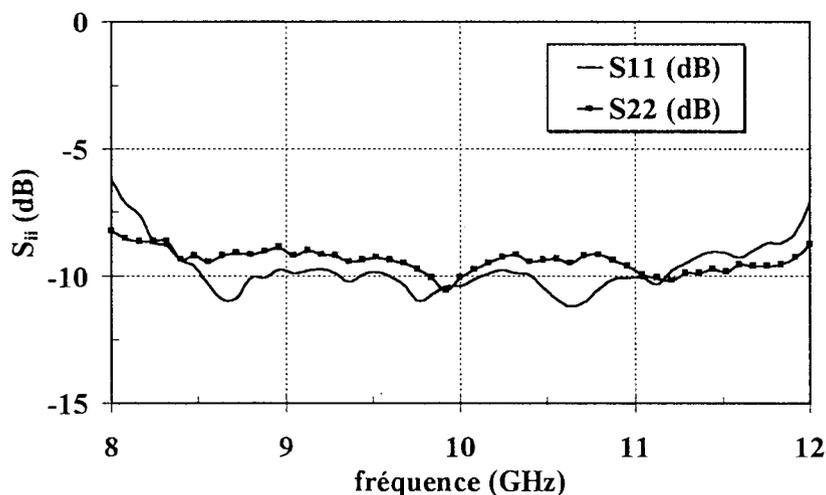


Figure IV-4 Evolution des coefficients de réflexion.

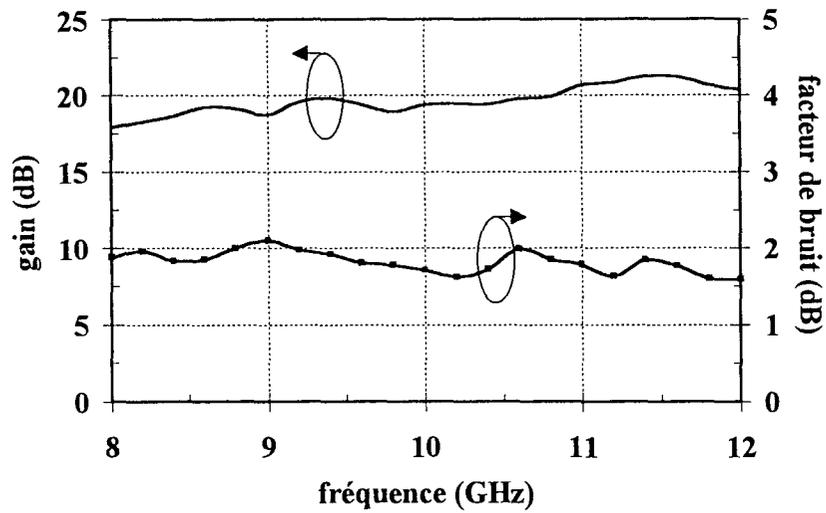


Figure IV-5 Evolution du gain et du facteur de bruit.

Nous avons également relevé l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence de 9.9 GHz (Figure IV-6). Nous pouvons en déduire le point de compression à 1 dB, caractérisé par une puissance de sortie de 13.7 dBm correspondant à une puissance d'entrée de -4 dBm.

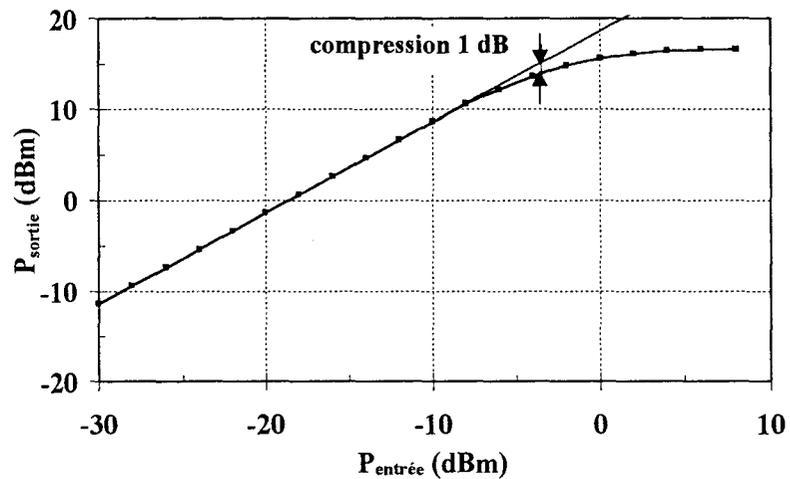


Figure IV-6 Evolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

3. REALISATION DU TRANSPONDEUR

3.1 Structure du transpondeur

Nous présentons Figure IV-7, la structure de l'antenne active utilisée pour la réalisation du transpondeur [4]. Pour ce prototype, nous avons utilisé un réseau de 3×3 résonateurs. Celui-ci permet d'obtenir un bon compromis entre l'angle d'ouverture, la bande passante et le gain. D'autres types d'antennes réseaux présentés dans le chapitre II peuvent être utilisés suivant les caractéristiques recherchées.

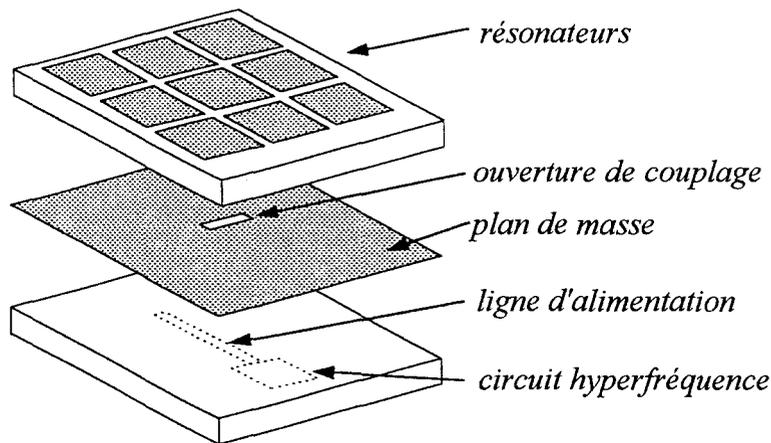
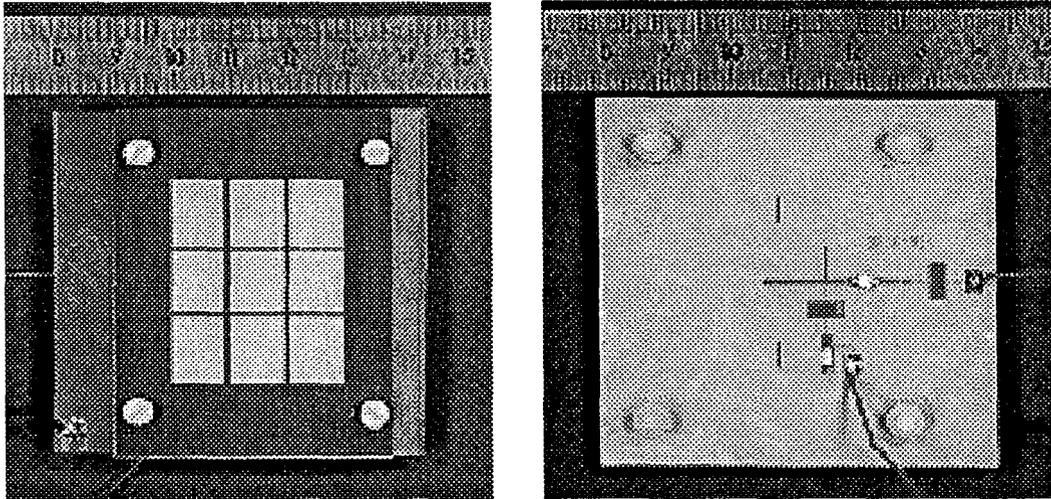


Figure IV-7 Structure multicouche de l'antenne active.

La transmission des données est réalisée à l'aide d'un circuit de modulation DPSK / démodulation ASK optimisé à 9.9 GHz. Le transistor utilisé est un NEC 72089A dont la tension de pincement est de -2 V. La tension de commande de la grille lors de la modulation est $V_{gs} = -1.75$ V. En phase de démodulation, la tension de grille est également fixée à -1.75 V et le signal démodulé est détecté sur une résistance de 10 k Ω .

La Figure IV-8 présente la photographie de l'antenne active réalisée. Celle-ci est utilisée pour la réalisation d'un transpondeur comportant une pile. Cette dernière est utilisée uniquement pour l'alimentation des circuits numériques connectés au modulateur DPSK/démodulateur ASK. Ceci permet de garantir une durée de vie maximale de la pile.



a. Partie rayonnante.

b. circuit hyperfréquence.

Figure IV-8 Photographie de l'antenne active.

3.2 Caractérisation en mode démodulateur ASK

Le système de caractérisation est situé à une distance $R = 1$ m de l'antenne active. Il émet une porteuse de fréquence $F_0 = 9.9$ GHz et de puissance $P_0 = 13$ dBm. La puissance crête émise par le système (antenne comprise) est alors de 1 W. Nous avons tout d'abord vérifié l'évolution de la tension détectée V_0 en fonction de la polarisation de la grille. Cette évolution est représentée Figure IV-9. La tension maximale détectée est obtenue pour une

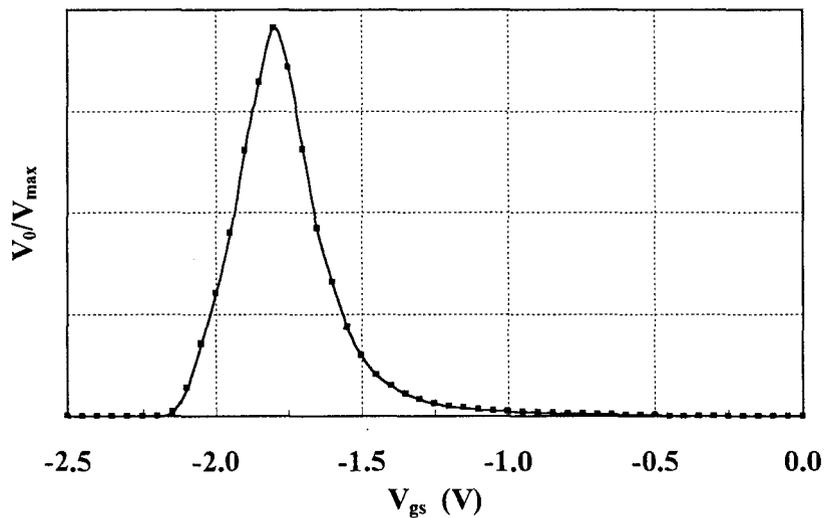


Figure IV-9 Evolution de la tension détectée en fonction de V_{gs} .

tension de grille $V_{gs} = -1.78$ V. Cette valeur est conforme aux réalisations précédentes.

La porteuse est ensuite modulée par un signal rectangulaire de fréquence $f_m = 100$ kHz. La Figure IV-10 présente l'évolution du signal après démodulation ASK par le circuit de l'antenne active. La différence de niveau entre les états bas et haut est supérieure à 40 mV.

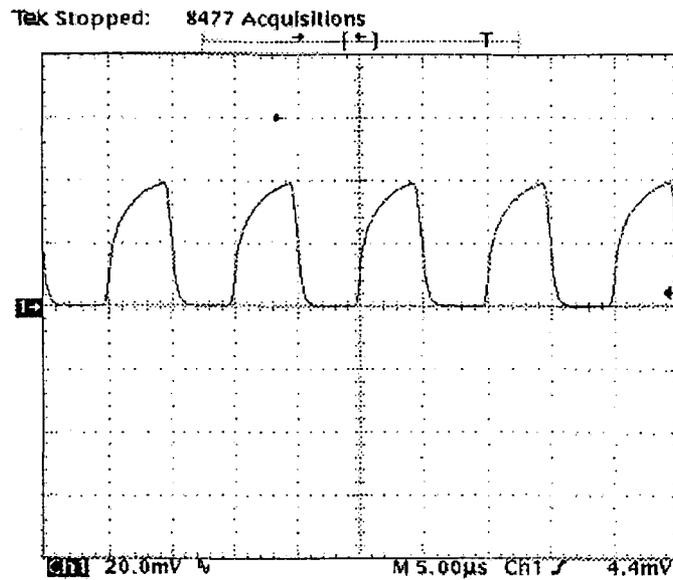


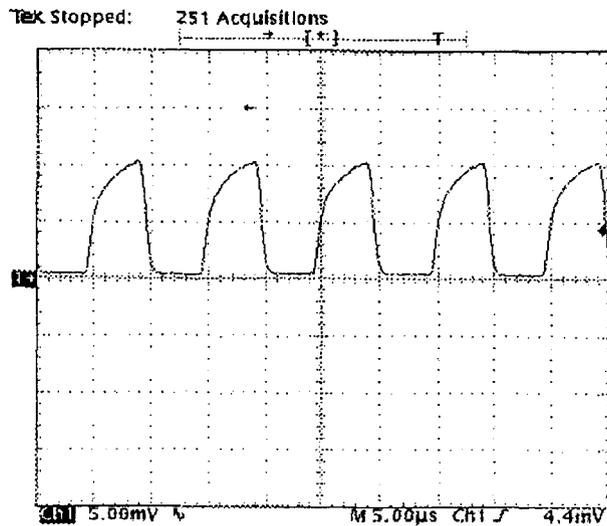
Figure IV-10 Evolution du signal démodulé ASK par l'antenne active.

$$F_0 = 9.9 \text{ GHz}, f_m = 100 \text{ kHz}, R = 1 \text{ m.}$$

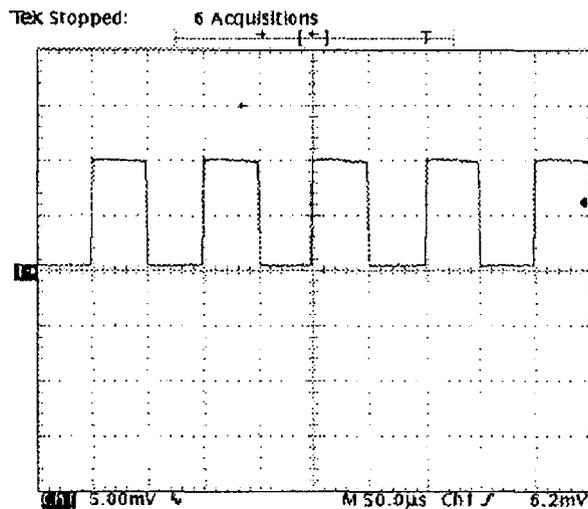
La portée d'interrogation du transpondeur va être limitée par la démodulation ASK. En effet, lors de la réponse par modulation DPSK du transpondeur, il sera toujours possible de réaliser un récepteur suffisamment sensible. Les performances de la démodulation ASK sont liées au détecteur mais également à la sensibilité de l'organe de décision binaire situé immédiatement derrière lui. Cet organe est en fait un comparateur de niveau qui rétablit l'impulsion d'origine. La portée maximale d'interrogation est par conséquent liée aux performances de ce comparateur. Actuellement, les comparateurs permettent de différencier un état bas d'un état haut lorsque ce dernier à une amplitude de 10 mV. Nous obtenons alors une portée maximale d'interrogation avec notre antenne active de 2.2 m. La Figure IV-11.a présente le signal démodulé ASK lorsque le transpondeur est placé à cette distance. Il est envisageable d'insérer un amplificateur opérationnel entre le détecteur et le comparateur.

Ceci permet alors d'augmenter la distance de communication mais en contre partie de la consommation du transpondeur.

Nous pouvons noter, tout comme lors de la caractérisation des circuits dans le chapitre III, une distorsion des signaux liée à la connectique utilisée. Pour des fréquences de modulation plus faibles, les effets parasites de la connectique deviennent négligeables. De ce fait, le signal en sortie du démodulateur est sans distorsion comme le montre la Figure IV-11.b.



a. $F_0 = 9.9$ GHz, $f_m = 100$ kHz, $R = 2.2$ m.

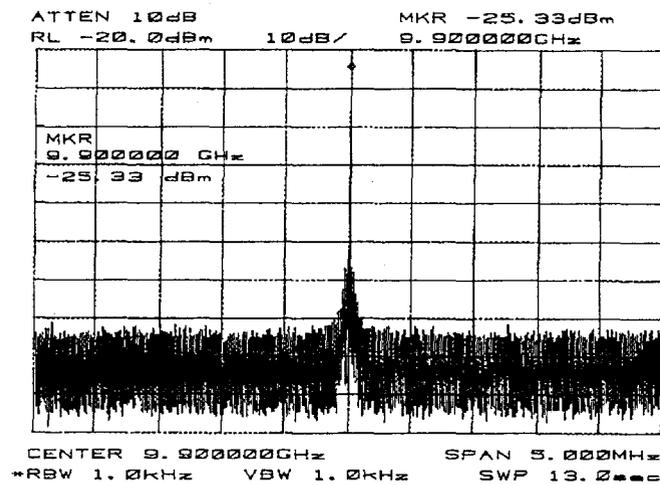


b. $F_0 = 9.9$ GHz, $f_m = 10$ kHz, $R = 2.2$ m.

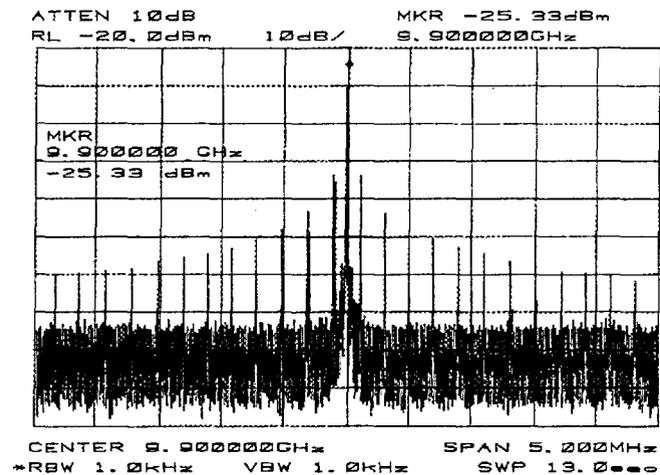
Figure IV-11 Evolution du signal démodulé ASK par l'antenne active.

3.3 Caractérisation en mode modulateur DPSK

Le transpondeur est placé à la distance $R = 2.2$ m. La chaîne d'émission envoie une porteuse dont une partie va être modulée en phase à 180 degrés par l'antenne active. Le signal est ensuite réémis puis capté par la chaîne de réception. Nous avons tout d'abord contrôlé le spectre de ce signal en sortie de l'amplificateur faible bruit. Le couplage entre les antennes a été minimisé (< -30 dB). Cependant, les réflexions multiples entraînent au niveau de la réception une superposition d'un signal parasite au signal modulé en phase par l'antenne active. Nous avons alors commencé par relever ce signal parasite (Figure IV-12.a). La puissance de la raie parasite à la fréquence 9.9 GHz est de -25.33 dBm. Nous retrouvons la présence de cette raie dans le spectre du signal modulé en phase (Figure IV-12.b).



a. Signal parasite.



b. Signal modulé en phase.

Figure IV-12 Spectre du signal en sortie de l'amplificateur faible bruit.

Constatons également la bonne suppression des harmoniques pairs. La modulation de phase est donc parfaitement réalisée.

Nous avons également relevé dans le domaine temporel le signal après la détection homodyne (Figure IV-13). La bonne symétrie entre les amplitudes des niveaux haut et bas montre encore la bonne qualité de la modulation de phase.

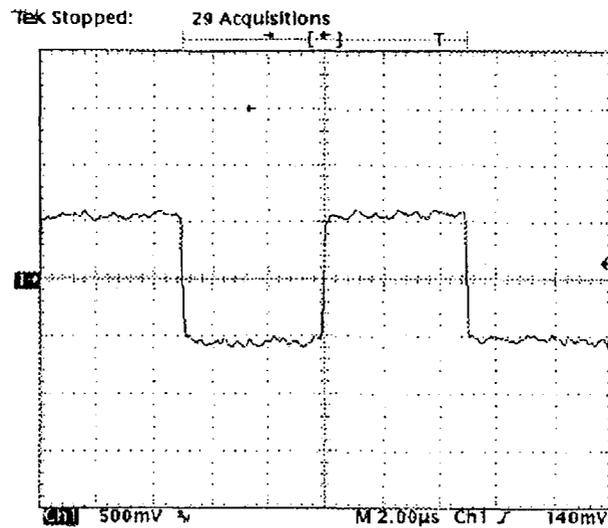


Figure IV-13 Signal en sortie du détecteur homodyne.

4. REALISATION DU TRANSPONDEUR TELE-ALIMENTE

4.1 Structure du transpondeur

Pour réaliser ce transpondeur télé-alimenté, nous avons utilisé deux antennes actives placées l'une à côté de l'autre. Nous avons gardé une distance suffisante entre elles pour assurer un couplage minimum. Ceci évite une déformation du diagramme de rayonnement. Une première sert à la conversion d'une partie du signal incident en puissance continue. La seconde réalise la communication entre l'émetteur/récepteur de test. La Figure IV-14 présente une photographie du prototype.

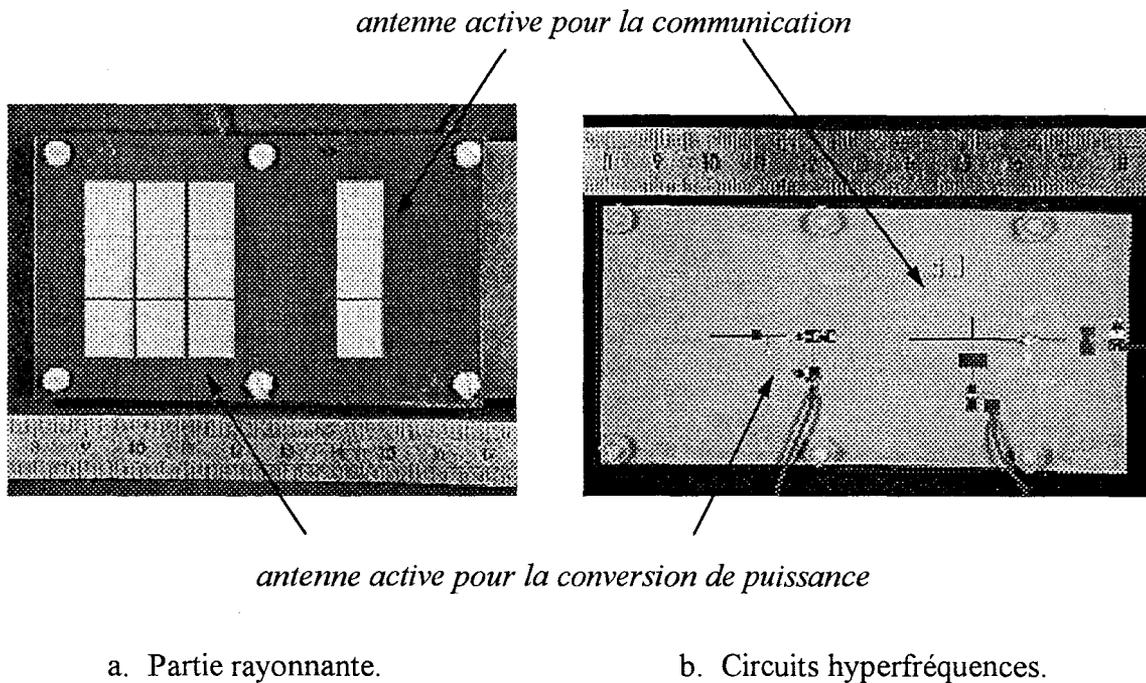


Figure IV-14 Photographie de l'antenne active pour le transpondeur télé-alimenté.

L'antenne utilisée pour la conversion de puissance est constituée du réseau à 3×3 résonateurs du prototype précédent. Celle utilisée pour l'échange des données nécessite moins de gain. En effet, la distance maximale séparant l'émetteur/récepteur est liée aux performances du circuit de conversion de puissance. Ce dernier demande comme nous allons le voir, une puissance hyperfréquence incidente pour la mise en oeuvre des circuits numériques bien supérieure à celle nécessaire pour réaliser l'échange des données avec un

minimum d'erreurs. Nous avons donc utilisé pour la transmission des données, une antenne linéaire dont les résonateurs parasites servent uniquement à accroître la bande passante.

4.2 Caractérisation du circuit de conversion de puissance

La Figure IV-15 présente l'antenne active lorsque celle-ci est caractérisée pour la conversion de puissance.

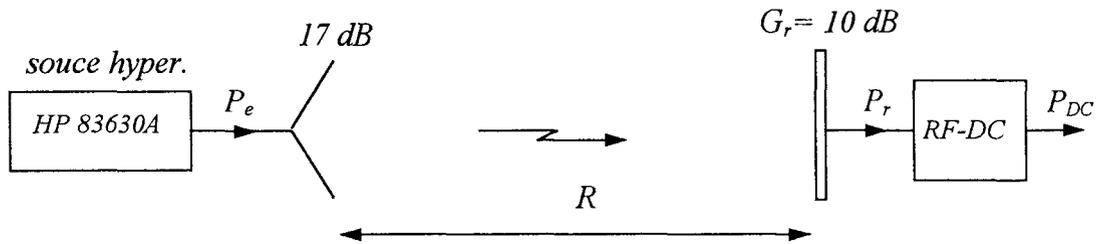


Figure IV-15 Principe de la caractérisation du circuit de conversion de puissance.

Nous avons vu dans le chapitre III (6.4) qu'une puissance minimale $P_r = 2\text{ mW}$ est nécessaire à l'entrée du circuit de conversion de puissance pour obtenir une tension et une puissance continues suffisantes pour alimenter un circuit numérique ($V_{DC} = 1\text{ V}$, $P_{DC} = 500\text{ }\mu\text{W}$). L'expression liant la puissance reçue P_r à celle émise P_e est donnée par la formule de Friis:

$$P_r = \frac{G_e \cdot P_e \cdot G_r}{\left(\frac{4\pi \cdot R}{\lambda_o}\right)^2}$$

- où
- G_r est le gain de l'antenne active,
 - G_e est le gain de l'antenne d'émission,
 - R est la distance,
 - λ_o est la longueur d'onde en espace libre.

L'antenne d'émission utilisée est une antenne cornet de gain 17 dB . Lors de la mesure, l'antenne active doit être suffisamment éloignée pour ne pas être située dans le champ proche de l'antenne cornet. La distance minimale requise peut être donnée par:

$$R_{min} = \frac{2b^2}{\lambda_o}$$

où b est la longueur du grand coté de l'antenne cornet. L'antenne active doit par conséquent être à une distance minimale $R = 37.1$ cm. A cette distance, la puissance P_e nécessaire pour obtenir une puissance à l'entrée du circuit de conversion *RF-DC* de 2 mW est:

$$P_e = \frac{P_r}{G_e \cdot G_r} \cdot \left(\frac{4\pi \cdot R}{\lambda_o} \right)^2 = 19.8 \text{ dBm}$$

Nous voyons tout de suite que la puissance d'émission pour réaliser la télé-alimentation du transpondeur est importante et dépasse très largement les normes de sécurité (1 mW/cm²) pour des applications telles que la localisation d'une personne. Néanmoins, cette solution peut être envisagée pour des applications spécifiques. Par exemple, l'interrogation de capteur effectuant une mesure en ambiance agressive.

Le Tableau IV-1 rassemble les résultats de mesure et de simulation. La puissance et la tension continues sont mesurées sur une résistance de charge de 1.8 k Ω .

	P_{DC} (mW)	V_{DC} (V)	η (%)
<i>Expérimentation</i>	0.330	0.77	16.5
<i>Simulation</i>	0.550	1.0	27.5

Tableau IV-1 Comparaison des résultats de simulation et de mesures.

L'antenne active présente des performances en retrait par rapport aux résultats de simulation. Nous attribuons cela à une désadaptation du circuit. En effet, lors de nos réalisations, nous avons remarqué la grande sensibilité du circuit de conversion de puissance aux imperfections de la réalisation technologique ce qui entraîne une désadaptation de la diode. La puissance et la tension continues prévues par nos simulations ont été obtenues pour une puissance d'émission $P_e = 22$ dBm.

4.3 Caractérisation de la liaison

L'antenne active est toujours placée à une distance $R = 37.1$ cm de l'émetteur/récepteur. La puissance d'émission très importante nécessite une optimisation particulière du circuit de modulation/démodulation. En effet, une puissance hyperfréquence trop importante traversant le canal du transistor entraîne une distorsion du signal au moment de la modulation et de la démodulation. Nous avons par conséquent augmenté le

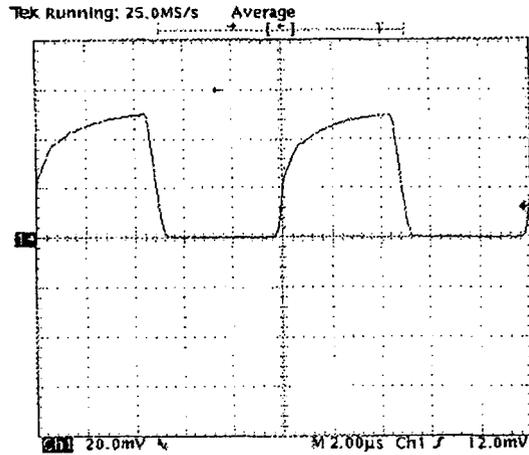


Figure IV-16 Signal en sortie du démodulateur ASK.

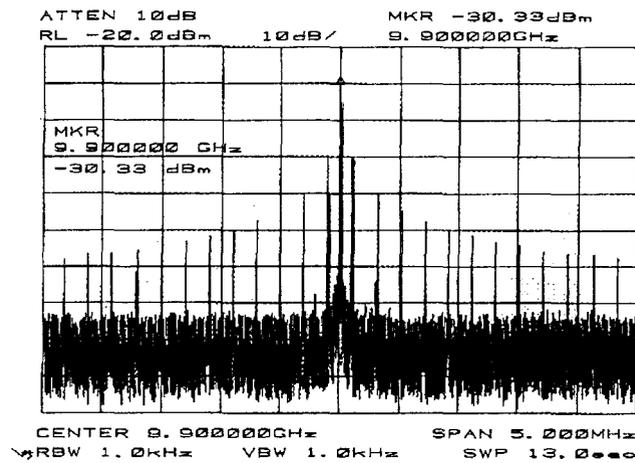


Figure IV-17 Spectre émis par l'antenne active télé-alimentée
 $F_0 = 9.9 \text{ GHz}$, $f_m = 100 \text{ kHz}$.

coefficient de réflexion à l'entrée du circuit et diminué la tension de grille pour limiter les performances du démodulateur. La Figure IV-16 présente l'évolution du signal après démodulation ASK.

Le spectre du signal modulé DPSK est présenté Figure IV-17. Pour réaliser cette mesure, l'analyseur de spectre a été placé immédiatement après l'antenne de réception. Nous pouvons constater la bonne suppression des harmoniques pairs et toujours la présence de la raie centrale à 9.9 GHz due aux réflexions parasites.

4.4 Intégration du transpondeur

Le transpondeur présenté Figure IV-14 utilise deux antennes actives. L'une pour réaliser la communication, l'autre pour la conversion de puissance. Dans la perspective d'augmenter l'intégration du transpondeur, nous envisageons de développer une antenne réseaux à deux ports. Nous nous sommes déjà intéressés à ce type d'antenne pour la réalisation d'un radar Doppler ou d'une tête d'émission/réception. Cette antenne est présentée Figure IV-18. Les deux entrées excitent les résonateurs dans le même mode, i. e. TM_{01} . Compte tenu des distances séparant les résonateurs, il s'en suit alors un couplage entre les ports qui peut être exploité afin d'éviter l'utilisation d'un coupleur ou d'un circulateur pour effectuer la détection.

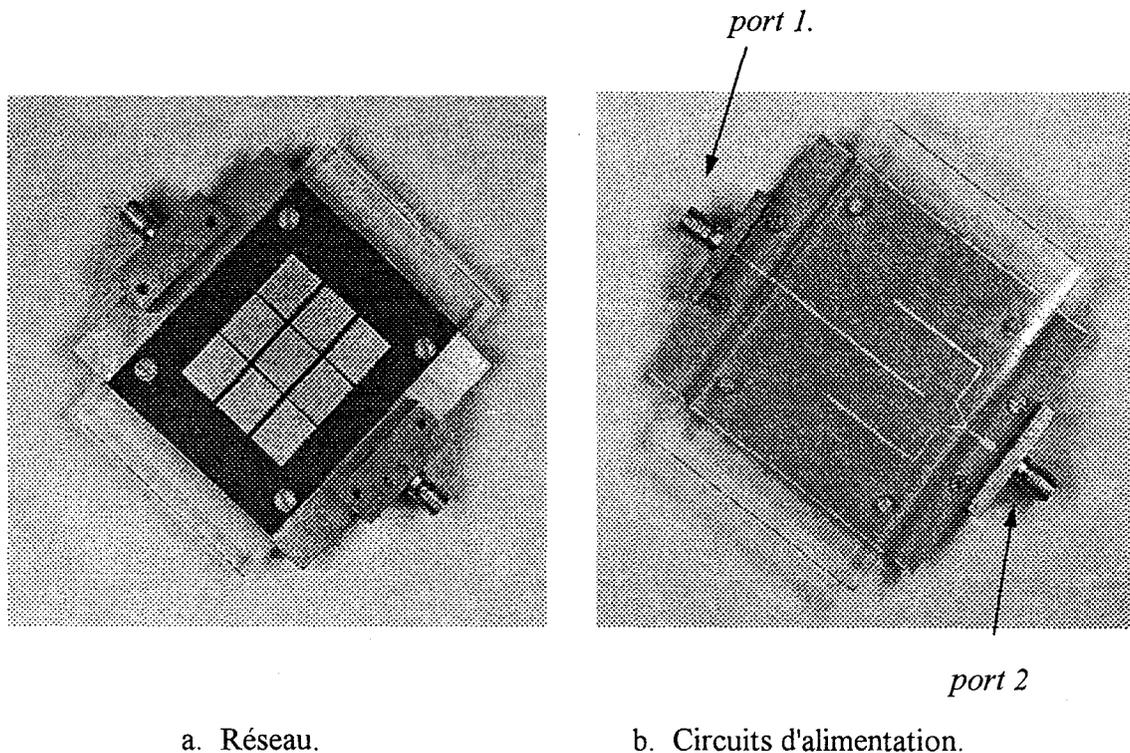


Figure IV-18 Antenne deux ports.

Dans le cas du transpondeur, il faut se prémunir de toutes interactions entre le circuit de modulation/démodulation et le circuit de conversion de puissance. Pour cela, nous envisageons de réaliser une antenne fonctionnant à double polarisation. La structure envisagée est présentée Figure IV-19. Dans ce cas les éléments rayonnants doivent être des

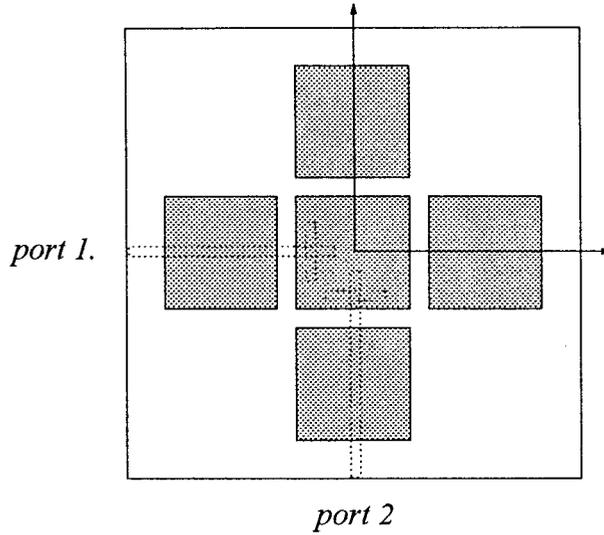


Figure IV-19 Structure de l'antenne à polarisation croisée.

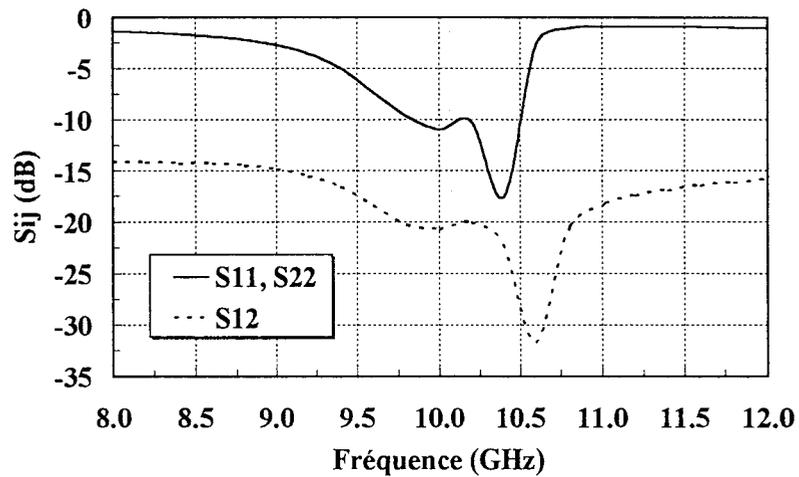


Figure IV-20 Evolution des coefficients de réflexion et de couplage.

résonateurs carrés pour que le système opère à une seule fréquence. Des résultats de simulation nous montrent Figure IV-20, l'augmentation de la bande passante au niveau de chaque entrée et une isolation supérieure à 20 dB.

5. CONCLUSION ET PERSPECTIVE D'EVOLUTION

Nous avons décrit dans ce chapitre des antennes actives permettant la réalisation d'une communication à courte distance. Leur originalité consiste en l'adoption d'une structure multicouche et l'utilisation d'un unique composant hyperfréquence pour réaliser à la fois les opérations de modulation et de démodulation. Ce dernier point est rendu possible par un choix judicieux du schéma de modulation. Le transistor présente également l'avantage d'être polarisé froid. Nous aboutissons alors à un système faible coût et faible consommation. Cette dernière caractéristique nous a amené à nous intéresser à la faisabilité d'une alimentation du transpondeur par faisceau micro-ondes. Cette première étude nous a montré que les puissances mises en jeu pour effectuer une télé-alimentation sont importantes. De ce fait, son utilisation ne peut être réservée qu'à des applications spécifiques et la topologie du circuit de conversion de puissance demande à être améliorée.

Par contre, les résultats de l'antenne active obtenus sans télé-alimentation nous semblent prometteurs. L'utilisation d'un circuit de modulation DPSK/démodulation ASK optimisé (Chap III - 5.4) permettrait d'augmenter davantage la distance de communication. La topologie du circuit de modulation/démodulation peut également servir à l'élaboration de modulateurs/démodulateurs plus complexes permettant d'accroître le débit d'information. Cependant, la sensibilité de tels circuits impose une réalisation monolithique.

Pour augmenter les possibilités d'utilisation des antennes actives, nous envisageons également, la réalisation de structures rayonnantes compactes à polarisation circulaire. Ceci permettra alors, l'interrogation du transpondeur lorsque celui-ci effectue une rotation autour de l'axe perpendiculaire à l'interrogeur.

Bibliographie Chapitre IV

- [1] J. Lin, T. Itoh, "Active integrated antennas", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 42, pp. 2186-2194, 1994.
- [2] W. Duer, W. Menzel,, H. Scumacher, "A low-noise active receiving antenna using SiGe HBT", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, Vol. 7, pp. 63-65, 1997.
- [3] N. Camileri, B. Bayraktaroglu, "Monolithic millimeter-wave IMPATT oscillator and active antenna", *IEEE trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 36, pp. 1670-1676, 1988.
- [4] F. Carrez, R. Stolle, J. Vindevoghel "Integrated active microstrip antenna for communication and identification applications", in Proc. *16th Biennial IEEE/Conference on Advanced concepts in high speed semiconductor devices and circuits*, Ithaca, USA, 1997

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Ce travail a été consacré au développement d'un système de communication micro-ondes à courte distance et plus particulièrement à l'étude du transpondeur. Ce nouveau sujet d'étude au sein de notre équipe de recherche a été essentiellement orienté vers la mise en oeuvre de solutions faibles coûts et faible consommation afin de satisfaire aux exigences économiques du marché.

Le premier chapitre a fait l'objet d'un bref rappel sur les différents procédés de transmission ainsi qu'une analyse de leur performance et de leur simplicité ou complexité d'élaboration. Nous avons opté pour une modulation ASK dans le sens borne interrogatrice - transpondeur et une modulation DPSK dans le sens inverse. Etant données les distances faibles séparant le transpondeur de l'émetteur/récepteur, cette dernière est réalisée par modulation d'écho. Elle présente également l'avantage de disposer à la réception d'un signal *RF* parfaitement synchrone avec celui de l'oscillateur local. Cette caractéristique permet alors d'effectuer une conversion directe du signal hyperfréquence en bande de base. La dernière partie de ce chapitre justifie la faisabilité d'une telle solution.

Pour augmenter l'intégration du transpondeur, nous avons adopté une structure fondée sur le concept d'antenne active. Pour notre part, nous avons privilégié une structure multicouche afin de garantir le minimum de pertes tant pour le circuit micro-ondes que pour la partie rayonnante. Cette dernière est décrite dans le deuxième chapitre. Elle se compose d'un réseau de résonateurs rectangulaires alimentés par couplage électromagnétique. Le résonateur principal est excité par couplage magnétique à travers une ouverture située dans le plan de masse. Celui-ci alimente à son tour, des résonateurs situés à sa périphérie par couplages électromagnétiques. Nous avons ainsi élaboré des réseaux linéaires et bidimensionnels offrant un bon compromis entre les performances et une bonne intégration. Le choix du réseau s'effectue en fonction de l'application dans laquelle le transpondeur sera utilisé.

Le troisième chapitre présente le circuit micro-ondes développé dans le cadre d'une collaboration avec l'Université de Bochum, Allemagne. L'originalité de ce circuit est de se composer d'un unique transistor à effet de champ polarisé froid pour réaliser les opérations de démodulation et de modulation. Nous aboutissons ainsi à un système faible coût et faible consommation. Ce circuit sert également de base pour réaliser des schémas de modulation plus complexes.

La faible consommation du circuit nous a amené à étudier la faisabilité de la télé-alimentation du transpondeur par faisceau micro-ondes. Nous avons pour cela développé un circuit de conversion de puissance *RF-DC*. Des efficacités de conversion de 60 % ont été mesurées. Cependant, cette valeur est atteinte pour des niveaux de puissance hyperfréquence assez élevés.

Finalement, nous présentons dans le quatrième chapitre, les performances des antennes actives. Deux prototypes ont été réalisés. L'un est destiné à être utilisé dans un transpondeur comportant une pile. Cette dernière ne sert alors qu'à l'alimentation des circuits numériques. Nous avons atteint de bonnes performances et les optimisations envisagées permettront des distances d'interrogation compatibles avec celles d'applications telles que le télépéage. Un second prototype met en oeuvre une antenne active pour réaliser la communication et une deuxième pour la télé-alimentation des circuits numériques. La puissance et la tension continues nécessaires à l'alimentation ont été obtenues pour des puissances d'émission importantes. La télé-alimentation n'est alors envisageable que pour des applications spécifiques telles que l'interrogation de capteurs en ambiance agressive par exemple.

Nous avons au cours de notre travail essayé d'apporter des solutions originales pour la réalisation d'un transpondeur micro-ondes. Les principaux critères que nous nous étions fixés ont été partiellement atteints: faible coût, faible consommation, intégrabilité et bonnes performances. Cependant, pour augmenter la souplesse d'utilisation du transpondeur, nous envisageons de développer, toujours à partir de la structure proposée, des antennes compactes à polarisation circulaire. La structure des antennes actives proposée est également bien appropriée à une réalisation monolithique dans le domaine millimétrique. Cette étude est actuellement en cours de développement au sein de notre équipe de recherche.

TRAVAUX DE RECHERCHE

• *Publications internationales*

F. Carrez, R. Stolle, "Novel low-cost low-power modulator/demodulator using a single GaAs field effect transistor", accepté, *IEE Proc. Circuits, Devices and Systems*.

F. Carrez, J. Vindevoghel, "Experimental study of an integrated linear array microstrip antenna for monolithic fabrication", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 16, no 4, November 1997.

F. Carrez, J. Vindevoghel, "Compact two-port Microstrip antenna", *Electronics Lett.*, Vol. 32., no 15, July 1996.

• *Communications internationales*

F. Carrez, R. Stolle, J. Vindevoghel, "Integrated active microstrip antenna for communication and identification applications", in Proc. *16th Biennial IEEE/Cornell Conference on advanced concepts in high speed semiconductor devices and circuits*, Ithaca, USA, 1997.

F. Carrez, J. Vindevoghel, "Study and design of compact wideband microstrip antennas", in Proc. *10th International Conference on Antennas and Propagation*, Edinburgh, United Kingdom, 1997.

R. Stolle, F. Carrez, "Der Feldeffekt-Leistungsdetektor in Theorie und Anwendung", in Proc. *Conference of the URSI German Section*, Band 41, Kleinheubach, Germany, 1997.

F. Carrez, J. Vindevoghel, "Compact broadband microstrip antennas", in Proc. *Conference of the URSI German Section*, Band 40, Kleinheubach, Germany, 1996.

F. Carrez, S. Sadek, P. Descamps, J. Vindevoghel, "Investigation of a K band oscillator employing a GaInP/GaAs HBT", in Proc. *1995 IEEE International Topical Meeting: Nomadic microwave technologies and techniques for mobile communications and detection*, Arcachon, France, 1995.

• *Communication nationale*

F. Carrez, R. Stolle, J. Vindevoghel, "Antenne active intégrée pour les communications courtes distances et l'identification de personnes ou d'objets", *Journée d'étude SEE & IEEE MTT-ED France*, Toulouse, 1997.

• *Brevet*

R. Stolle, F. Carrez, J. Vindevoghel, "Vorrichtung zur Modulation und Demodulation hochfrequenter elektrischer Signale", Patent DE 197 32 183.6, July 24, 1997.

Annexes

ANNEXE A

Expressions des caractéristiques d'une ligne de transmission micro-ruban

La Figure A-1 présente le schéma d'une ligne micro-ruban ainsi que ces paramètres physiques.

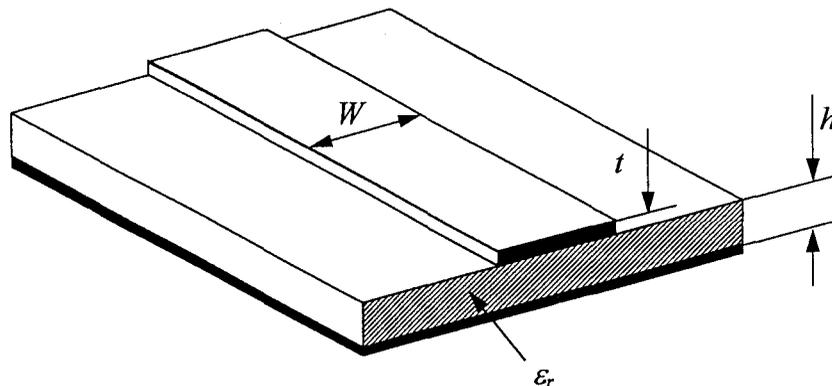


Figure A-1 Configuration de la ligne micro-ruban.

1. Expression de la permittivité relative effective ϵ_{eff} [1]

L'expression de la permittivité relative effective peut être donnée par:

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + P},$$

avec

$$\epsilon_{eff}(0) = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1 + (\epsilon_r - 1) \cdot G),$$

où

$$G = \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-AB} - \frac{\ln(4)}{\pi} \cdot \frac{t}{\sqrt{Wh}},$$

$$A = 1 + \frac{1}{49} \ln \left\{ \frac{\left(\frac{W}{h}\right)^4 + \left(\frac{W}{52h}\right)^2}{\left(\frac{W}{h}\right)^4 + 0.432} \right\} + \frac{1}{18.7} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{W}{18.1h}\right)^3 \right\},$$

$$B = 0.564 \exp\left(-\frac{0.2}{\varepsilon_r + 0.3}\right).$$

P est donné par:

$$P = P_1 P_2 \left\{ (0.1844 + P_3 P_4) \cdot f_h \right\}^{1.5763},$$

avec

$$P_1 = 0.27488 + \left\{ 0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.0157 f_h)^{20}} \right\} \cdot u - 0.065683 \exp(-8.7513u),$$

$$P_2 = 0.33622 \left\{ 1 - \exp(-0.03442 \varepsilon_r) \right\},$$

$$P_3 = 0.0363 \exp(-4.6u) \cdot \left\{ 1 - \exp\left(-\left(\frac{f_h}{38.7}\right)^{4.97}\right) \right\},$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \left\{ 1 - \exp\left(-\left(\frac{\varepsilon_r}{15.916}\right)^8\right) \right\}.$$

f_h et u sont définis par $f_h = f \cdot h$ et $u = W/h$.

2. Expression de la largeur effective de la ligne W_{eff} [2]

W_{eff} peut s'exprimer par:

$$W_{eff}(f) = \frac{W}{3} + (R_w + P_w)^{1/3} - (R_w - P_w)^{1/3}$$

où

$$P_w = \left(\frac{W}{3}\right)^3 + \frac{S_w}{2} \left(W_{eff}(0) - \frac{W}{3}\right),$$

$$Q_w = \frac{S_w}{3} - \left(\frac{W}{3}\right)^2,$$

$$R_w = \left(P_w^2 + Q_w^3\right)^{1/2},$$

$$S_w = \frac{C_o^2}{4f^2(\varepsilon_{eff}(f) - 1)}.$$

$W_{eff}(0)$ est calculé de la manière suivante:

$$W_{eff}(0) = \frac{2\pi h}{\ln \left\{ \frac{hF}{W'} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W'} \right)^2} \right\}},$$

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left\{ -\frac{4\pi^2}{3} \left(\frac{h}{W'} \right)^{3/4} \right\},$$

$$W' = W + \frac{t}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left(\frac{4}{\sqrt{(t/h)^2 + (1/\pi)^2} / (W/t + 1.1)^2} \right) \right\}.$$

3. Expression de l'impédance caractéristique de la ligne

$$Z_c(f) = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(f)}} \cdot \frac{h}{W_{eff}(f)}$$

Référence

- [1] M. Kirsching, R. Jansen, "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies", *Electronics Lett.*, vol. 18, pp. 272-273, 1982.
- [2] H. Pues, A. Van De Capelle, "Approximate formulas for frequency dependence of microstrip parameters", *Electronics Lett.*, vol. 16, pp. 870-872, 1980.

ANNEXE B

1. Modélisation du TEC froid

Le modèle non-linéaire du transistor à effet de champ "froid" (Figure B-1) utilisé dans notre étude pour la simulation des modulateurs et démodulateurs, a été développé au sein de notre institut par E. Gosse [1].

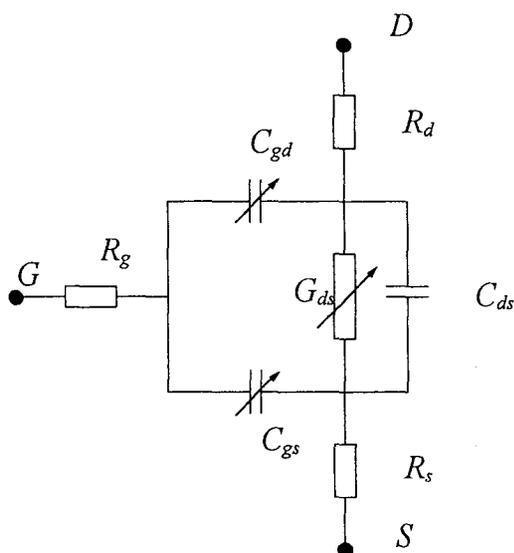


Figure B-1 Schéma équivalent non-linéaire du TEC froid.

Ce modèle phénoménologique comporte deux capacités non-linéaires C_{gs} et C_{gd} et la conductance G_{ds} modélisant la non-linéarité de la résistance du canal. Les expressions de ces éléments sont rappelées ci-dessous.

- Expressions des capacités C_{gs} et C_{gd} :

$$G_{gs}(V_{gs}, V_{gd}) = m_s \cdot C_g(V_{gs}) + (1 - m_s) \cdot C_g(V_{gd}),$$

$$C_{gd}(V_{gd}, V_{gs}) = m_d \cdot C_g(V_{gd}) + (1 - m_d) \cdot C_g(V_{gs}),$$

avec

$$C_g(V_{gx}) = \frac{a_1 + a_2 \cdot \text{th}\left[a_3 \cdot (V_{gx} - a_4)\right]}{\left(1 - \frac{V_{gx}}{V_{bi}}\right)^\gamma}$$

- Expression de la conductance du canal G_{ds} :

$$G_{ds} = a \cdot G_0 \cdot \ln \left\{ \frac{\operatorname{ch} \left[\frac{V_{gs} - V_0}{a} \right]}{\operatorname{ch} \left[\frac{V_p - V_0}{a} \right]} \right\} + a \cdot G_{00} \cdot \ln \left\{ \frac{\operatorname{ch} \left[\frac{V_{gs} - V_{00}}{a} \right]}{\operatorname{ch} \left[\frac{V_p - V_{00}}{a} \right]} \right\} \\ + (G_0 + G_{00}) \cdot (V_g - V_p).$$

Ces expressions ont été établies pour suivre l'allure des caractéristiques expérimentales de C_{gs} , C_{gd} et G_{ds} . L'ajustement à l'aide des différents coefficients:

$a_1, a_2, a_3, a_4, m_s, m_d$ et γ pour la modélisation des capacités,

a, V_0, V_{00}, G_0 et G_{00} pour la modélisation de la conductance du canal,

permet d'obtenir un très bon accord entre les résultats expérimentaux et de simulation [1].

Référence

- [1] E. Gosse, "Conception et optimisation des mélangeurs à TEC froid en bande K",
Thèse de l'université, Lille, 1996.

2. Spectres théoriques d'un signal modulé en phase et en amplitude par un signal binaire [2]

La Figure B-2 représente un modulateur où $m(t)$ est le signal binaire contenant l'information, $U_p(t)$ est la porteuse et $s(t)$ le signal modulé.

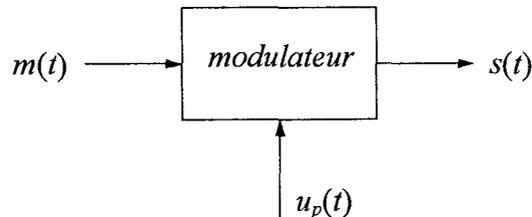
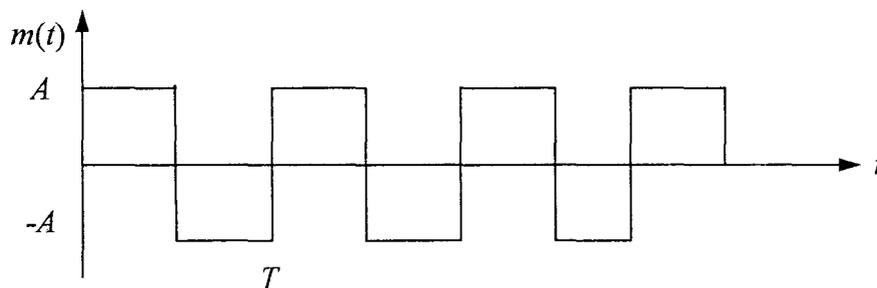


Figure B-2 principe d'un modulateur.

L'expression de $U_p(t)$ est donnée par:

$$U_p(t) = U_p \cdot \cos(2\pi f_p t + \alpha_p)$$

Pour caractériser les différents modulateurs dans le domaine spectral, nous utilisons un signal rectangulaire de référence tout ou rien d'amplitude A et de période T .



2.1 Modulation d'amplitude

Le spectre d'un signal $s(t)$ modulé en amplitude tout ou rien est donné par la relation:

$$\Phi_s(f) = \frac{U_p^2}{4} \left[\Phi_m(f + f_p) + \Phi_m(f - f_p) + \delta(f + f_p) + \delta(f - f_p) \right]$$

où Φ_m représente la densité spectrale du signal binaire $m(t)$.

La Figure B-3 donne une représentation du spectre de $s(t)$ autour de la fréquence f_p .

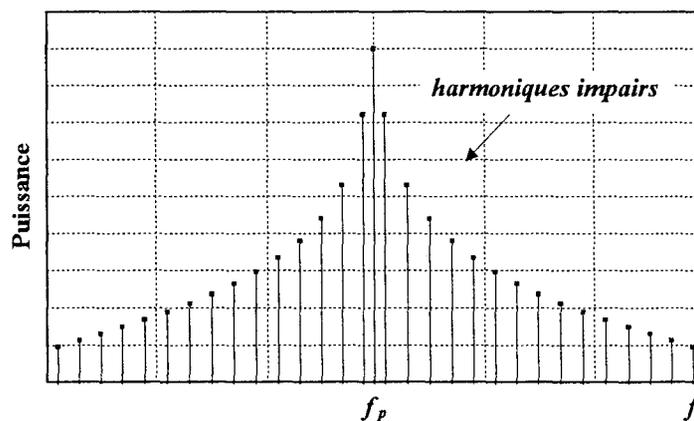


Figure B-3 Spectre d'un signal modulé en amplitude par un signal modulant rectangulaire

2.2 Modulation de phase

Le spectre d'un signal $s(t)$ modulé en phase à 180 degrés est donné par la relation:

$$\Phi_s(f) = \frac{U_p^2}{4} \left[\Phi_m(f + f_p) + \Phi_m(f - f_p) \right]$$

Le spectre de $s(t)$ autour de la fréquence f_p est représenté Figure B-4.

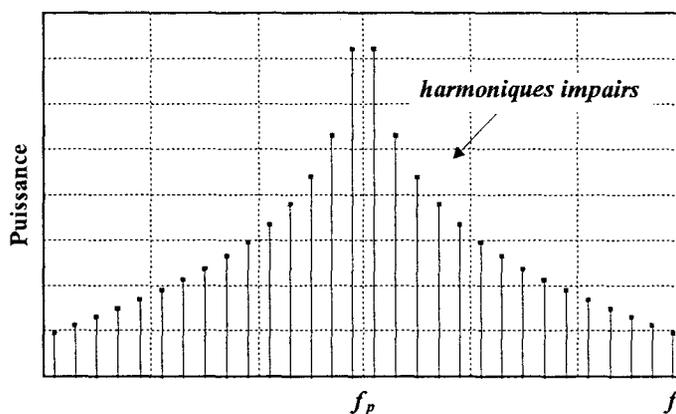


Figure B-4 Spectre d'un signal modulé en phase à 180 degrés par un signal modulant rectangulaire.

Référence

- [2] F. C. Coullon, "Théorie et traitement des signaux", Presses polytechniques romandes, 1984.

Report on the Doctoral Thesis

***Contribution to the study of integrated
multilayered transponders***

***Application to microwave communications and
identification***

Report on the doctoral thesis

Contribution to the study of integrated multilayered transponders Application to microwave communications and identification

presented at the

UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY AT LILLE

by

Frédéric CARREZ

I Introduction

In recent years, there has been growing interest in the development of communications systems for the tracking and identification of objects. Applications include security systems, automatic vehicle tolling and livestock management. Such systems are composed of a transponder which is interrogated by a base station. The use of microwaves in such systems offers a variety of advantages over other techniques, e. g. contactless information data transfer, large bandwidth for high-speed data transfer... These communication systems can operate in full-duplex mode or half-duplex mode to transmit data. For short range communication and identification systems, half duplex mode is preferred since it requires a less complicated set-up for the transponder as well as for the receiver. Therefore, a back-scattering modulation of the incoming signal results in low cost and low power consumption, which are of primary importance in these systems.

The aim of this thesis is to study an active antenna which includes a novel type of modulator/demodulator using a single "cold" MESFET (i. e. $V_{ds}=0$ V) for both functions. This active antenna is used in miniature microwave transponders whose transmission link operates as follows: The base station sends an Amplitude Shift Keying (ASK) modulated signal for down-link operation. The transponder reads the data by means of ASK detection. Then, the interrogator stops its modulation and continues with the emission of an unmodulated carrier. The latter is modulated and reflected by the transponder (up-link). The modulation is a Differential Phase Shift Keying (DPSK). Its information content is obtained by signal processing the preceding ASK signal.

II Description of the active antenna

A. The microstrip array antenna

Conventional active antennas are usually realized with a single layer structure which includes the microstrip resonators and the microwave circuit on the same level. Consequently, these active antennas suffer from unwanted electromagnetic coupling between the radiating elements, the feed network and the active circuits; this leads to a reduction in antenna efficiency and microwave circuit performance. Furthermore, the specific requirements for the transmission lines and microstrip resonators are contradictory, which makes the simultaneous optimization of these elements impossible. To overcome these problems and to optimize performance, a multilayer structure was chosen.

The structure of the active antenna is presented in Figure 1. It is a two-layer structure whose radiating section is a 3×3 array of rectangular patches of width $W=11.3$ mm and

length $L=9$ mm. The patches working in the resonant mode TM_{01} are etched on a low-loss dielectric substrate with a relative permittivity $\epsilon_{r1}=2.35$ and a thickness $h_1=0.762$ mm. This assures a good radiating efficiency of the array antenna. To minimize any interaction between the resonators and the active circuit, the latter is built on a high permittivity substrate with a relative permittivity ϵ_{r2} and thickness h_2 of 10.8 and 0.635 mm, respectively. It is located opposite the antenna. Contrary to conventional array antennas which avoid or minimize electromagnetic coupling between the resonators, the patches are strongly coupled in the E - and H -planes of the antenna. To feed the patches two techniques are used: (1) the driving resonator is fed by means of electromagnetic coupling to a microstrip feedline through a slot-aperture in the common ground plane. This technique of feeding, commonly called aperture coupled patch antenna (ACPA), presents many advantages already detailed in the literature which will not be restated herein; (2) this driving patch then feeds the surrounding parasitic patches which form the array of the antenna. The distance between the resonators gap-coupled in the E - and H -planes has been optimized for bandwidth as well as directivity. The last characteristic is possible since the resonators have the same dimension. In the E -plane of the array, the resonators are gap-coupled to the radiating edges of the resonator. In this case, the gap spacing S_y must be larger than the extension of the fringing field to avoid any perturbation of the radiation mechanism of the resonator. In our design, the gap spacings are $S_y=1.0$ mm and $S_x=0.4$ mm. The advantage of such a design for the radiating part of the active antenna is a good trade-off between bandwidth and directivity with a smaller size compared to conventional array antennas. The electromagnetic feeding of the resonator allows reductions in complexity and losses of the feeding network, which is reduced to a simple transmission line. Furthermore, this structure is fully compatible with monolithic fabrication processes for active antennas operating at millimeter wavelengths. Based on this structure, we have also achieved linear and 2D array antennas with small or high directivity. The choice of the array depends on the application in which the transponder is used.

B. The DPSK Modulator/ASK Demodulator

In most transponders operating in half-duplex mode, the modulation and demodulation functions are realized by two subcircuits. This increases the number of devices and consequently the cost and power consumption of the global system. A suitable approach to solve this problem consists of associating several functions with the same device. Therefore, we have developed a novel, low-cost, low-power circuit using a single "cold" MESFET arrangement for both modulation and demodulation.

This active circuit is connected to the microstrip feedline of the radiating section. Figure 2 presents the circuit of the modulator/demodulator. The proposed configuration was chosen since it facilitates the hybrid realization of the circuit. During the modulation state, the MESFET works as a reflection modulator. The binary modulation sub-carrier is applied to the gate and thus alters the reflection coefficient at the drain of the transistor. During the ASK demodulation, the MESFET works as a detector, and the ASK signal is rectified by the nonlinear channel resistance of the transistor.

As presented in Figure 2, the principle of the modulator is based on the switching of the output impedance of a MESFET. The "off" and the "on" states are obtained for a gate voltage $V_{gs}=0$ V and $V_{gs} = V_d \geq V_p$ (pinch-off voltage). In both cases, the drain voltage is set to $V_{ds}=0$ V. An impedance transformer Q is added to modify the reflection of both impedance states into a DPSK modulation. L_1 and L_2 act as low-pass filters, and C_1 is a DC block. The network Q is designed so that the reflection coefficients at the input of the modulator fulfill the following equations:

$$|\Gamma_{on}| = |\Gamma_{off}| = |\Gamma| \quad \text{and} \quad \arg(\Gamma_{on}) - \arg(\Gamma_{off}) = 180^\circ \quad (1)$$

The study of the reflection modulator is similar to one employing a PIN diode. An analytical approach was first used to define the transformer impedance Q . Then, an optimization was performed through S-parameter simulation with CAD software.

The use of a "cold" MESFET brings several advantages over other semiconductor devices. The fast switching speeds allow for high speed data transfer. Up to transient gate currents in the modulator state, there is no power consumption of the analog circuitry since the gate is reverse biased.

During the ASK demodulation, the MESFET detector exploits the nonlinear evolution of the channel conductance as a function of the drain voltage. Thus, the rectification is *not* based on the use of the transistor as a diode by using the Schottky contact, as one might expect.

The principle of the MESFET detector can be described using Schockley's model, which delivers an analytical expression for the drain current I_d as a function of the drain to source and gate to source voltages V_{ds} and V_{gs} :

$$I_d = G_o \left[V_{ds} - \frac{2}{3\sqrt{V_p}} (U_{di} - V_{gs} + V_{ds})^{\frac{3}{2}} + \frac{2}{3\sqrt{V_p}} (U_{di} - V_{gs})^{\frac{3}{2}} \right] \quad (2)$$

where V_p is the pinch-off voltage, U_{di} the contact voltage of the Schottky barrier and G_o the channel conductance in the absence of carrier depletion. Expression (2) can be written as:

$$I_d = G_o V_{ds} \left[1 - \frac{2}{3V_{ds}\sqrt{V_p}} (U_{di} - V_{gs} + V_{ds})^{\frac{3}{2}} + \frac{2}{3V_{ds}\sqrt{V_p}} (U_{di} - V_{gs})^{\frac{3}{2}} \right] \quad (3)$$

$$I_d = V_{ds} \cdot G_{NL}(V_{ds}, V_{gs}) \quad (4)$$

It follows from the nonlinear evolution of G_{NL} against V_{ds} that a rectified voltage V_o at the resistance R_L appears when the microwave signal is applied to the drain. We have show through a theoretical approach a linear dependence of the rectified voltage V_o against the microwave power. The expression for G_{NL} also depends on the gate voltage V_{gs} . The gate bias $V_{gs} = V_d$ can be optimized to obtain a maximum sensibility of the detector. At a gate voltage V_{gs} just superior to the cut-off voltage of the channel, $V_{gs} \geq U_{di} - V_p$, the detector reaches its maximum performance. Under this condition, a maximum nonlinearity $I_d(V_{ds})$ is acquired. Due to the passive state of the MESFET, there is no 1/f-noise generation over a large range of input power.

III Experimental results

Figure 3 is a photograph of the two-layered active antenna. The system was designed to operate at 9.9 GHz. The semiconductor employed in the modulator/demodulator circuit is an inexpensive GaAs MESFET NEC72089A. Figure 4 shows the output return loss and the gain of the antenna. The experimental result of the VSWR indicates a bandwidth of 1.2 GHz (VSWR \leq 2:1) and a gain of 10 dB. The radiation patterns in the E - and H -planes are plotted in figures 5. For this purpose, the measurements were performed directly using the microwave circuit of the active antenna in its power detector state.

The DPSK modulator/ASK demodulator was optimized in terms of its reflection coefficient. On one hand, the modulator has to reflect as much of the incident power as possible. The demodulator, on the other hand, requires a minimum reflection coefficient to supply the FET channel with maximum microwave power to be detected. A phase difference of 173 degrees was measured at the input of the microwave circuit, with corresponding magnitudes in the "on" and "off" states of -4.8 dB and -5.5 dB. The circuit

was then examined in terms of its detector performance. Figure 6 presents the dependence of the detected voltage V_o on the input power P_{in} , and the variations of the detected voltage V_o versus the gate bias voltage V_{gs} are plotted in figure 7. As mentioned in section II, the maximum detected voltage V_o is obtained for a gate voltage just superior to the cut-off voltage. Under this condition, the maximum non-linearity of the channel resistance is obtained and makes the MESFET a good rectifier.

In figure 8, the active antenna is under interrogation. A test system at a distance of 1.5 m sends a carrier signal at 9.9 GHz with 10 dBm power modulated by a 100 kHz square wave into a 17 dB pyramidal horn antenna. Figure 9 depicts the received signal at the demodulator output of the active antenna. The gate voltage of the MESFET was set $V_{gs}=V_d$ (≈ 1.75 V) to assure a maximum detected voltage. A slight distortion of the demodulated signal can be noted. However, the low-pass filter located just behind the rectifying transistor had not been optimized and can easily be designed to pass much higher modulation frequencies, limited only by the switching speed of the MESFET.

For up-link operation, the test system transmits an unmodulated carrier which is DPSK modulated and reflected by the active antenna. This scattered response signal is received by the test system which is composed of a 17 dB pyramidal horn, a low-noise amplifier (with 20 dB gain and 1.75 dB noise figure), a 10 dB coupler, a homodyne detector and an IF amplifier. The homodyne detector is used only to perform experimental measurement. Since the use of homodyne detection involves a dead point of the received signal with the relative distance between the active antenna and the base station, an IQ demodulator would be more convenient in a practical application. Figure 10 shows the power spectrum of the DPSK modulated signal emitted by the active antenna. A square subcarrier of 100 kHz was applied to the gate of the MESFET in order to modulate the carrier of 9.9 GHz at the input of the circuit. The signal was measured with an HP 8562A spectrum analyzer at the output of the low noise amplifier of the test system. The measured spectrum differs from that of an ideal square modulation at a duty cycle of precisely 50 % only by the carrier, which is not completely suppressed. The presence of the 9.9 GHz carrier is due to the parasitic coupling at the reception level. An example of the demodulated signal is presented in figure 11. The measurement was performed with an HP 3561A dynamic signal analyzer. The frequency of the square subcarrier was set to $F_m=1$ kHz due to the limits of the analyzer. However, measurements with a spectrum analyzer had shown that modulation frequencies of several megahertz can be applied to the gate of the MESFET without any distortion in the power spectrum.

IV Conclusion

An X-band microstrip active antenna for short range communication applications has been developed. The novel techniques used to realize the radiating section and the active circuit provide high performance, size reduction, low cost and low power consumption. In the millimeter wave range, another advantage of the proposed design can be exploited. Since the size of the resonators is very small, a monolithic integration of both the circuitry and the antennas becomes feasible. Moreover, the use of a monolithic technology would allow the development of new topologies of the DPSK modulator/ASK demodulator, further increasing the performance. The very low consumption of this active antenna makes beam powering practical by adding a rectifier module to supply the digital circuit with DC power. Furthermore, the design of the novel DPSK modulator/ASK demodulator can be extended to a QPSK modulation scheme to increase the rate of data transmission.

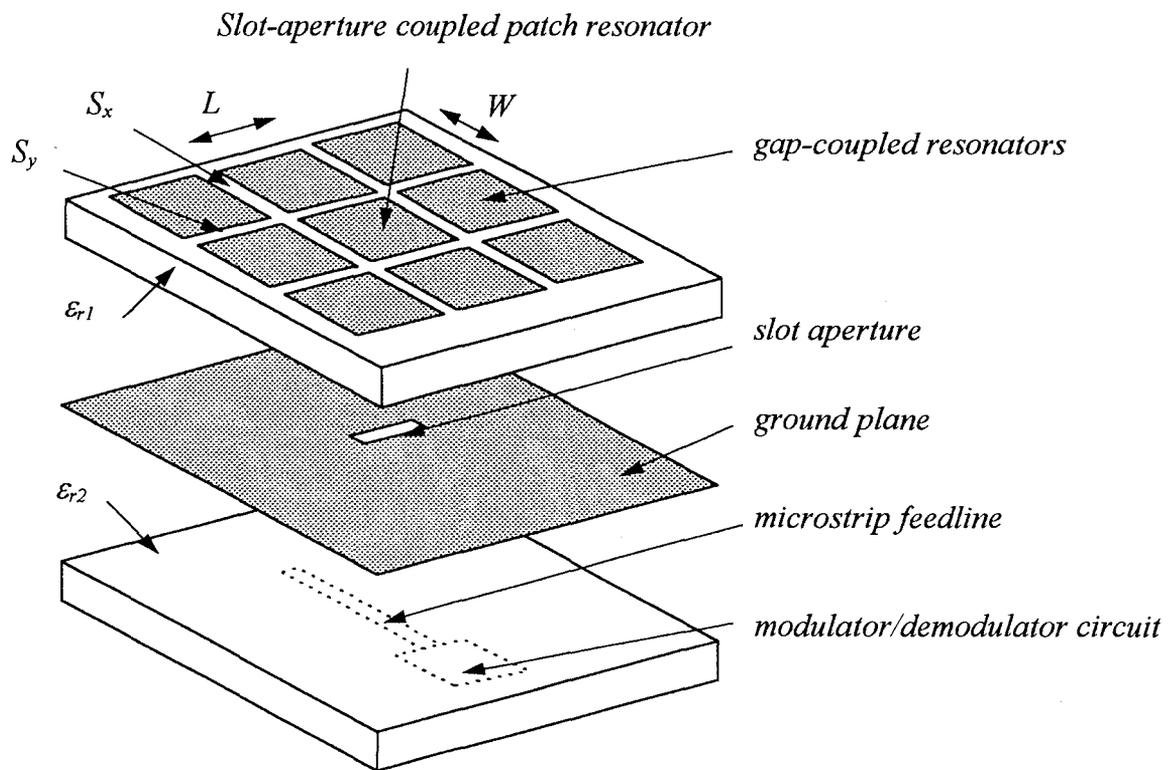


Figure 1: Multi-layered structure of the active antenna.

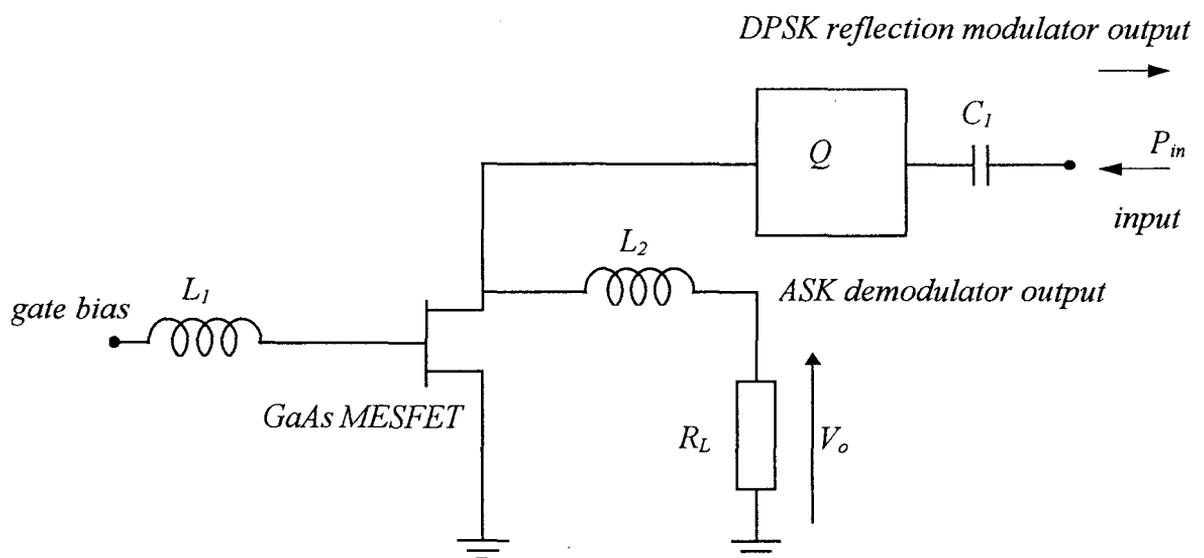


Figure 2: Schematic of the "cold" MESFET DPSK modulator/ASK demodulator.

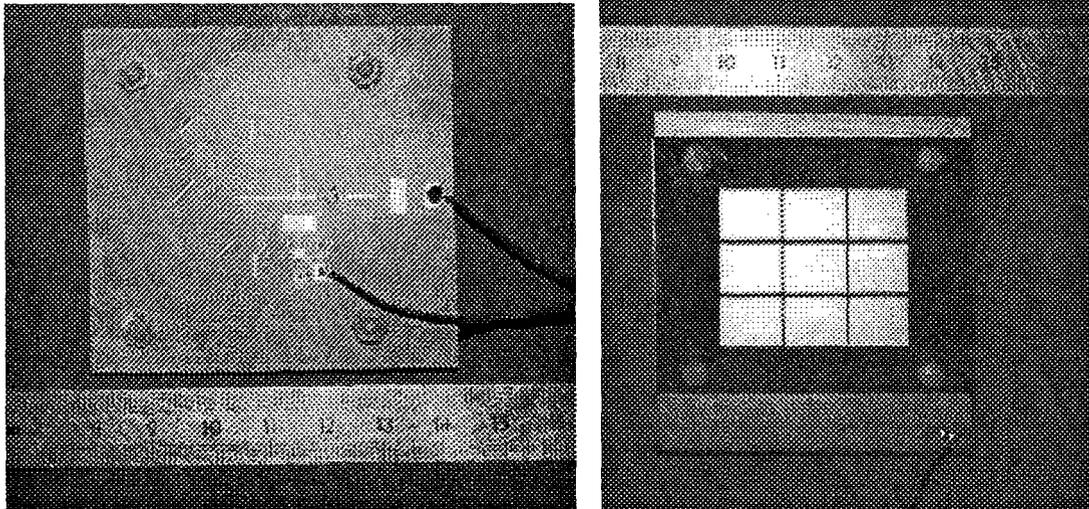


Figure 3: Photograph of the active antenna. Left: DPSK modulator/ASK demodulator using a "cold" GaAs MESFET. Right: 3×3 array of gap-coupled rectangular patches.

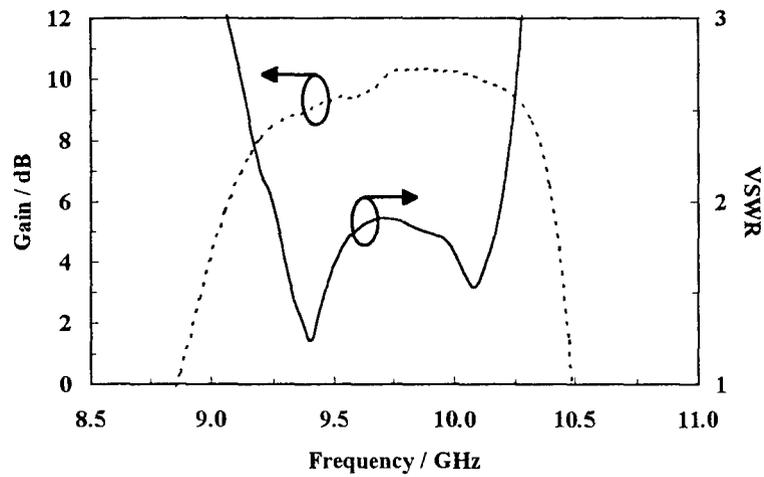


Figure 4: Gain and VSWR variations of the microstrip antenna.

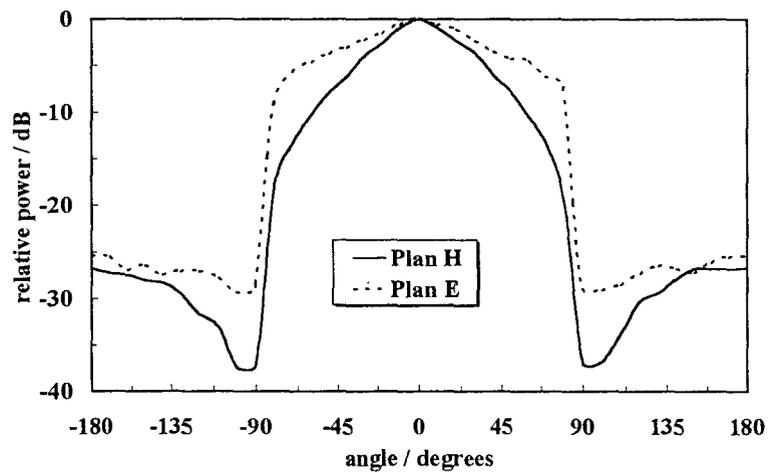


Figure 5: *E*- and *H*-plane patterns of the active antenna.

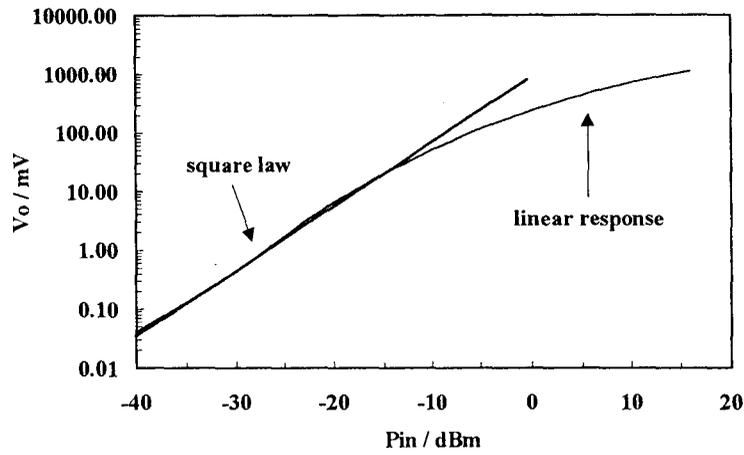


Figure 6: Variations of the rectified voltage of the microwave circuit in its ASK detector mode. $R_L=11\text{ k}\Omega$.

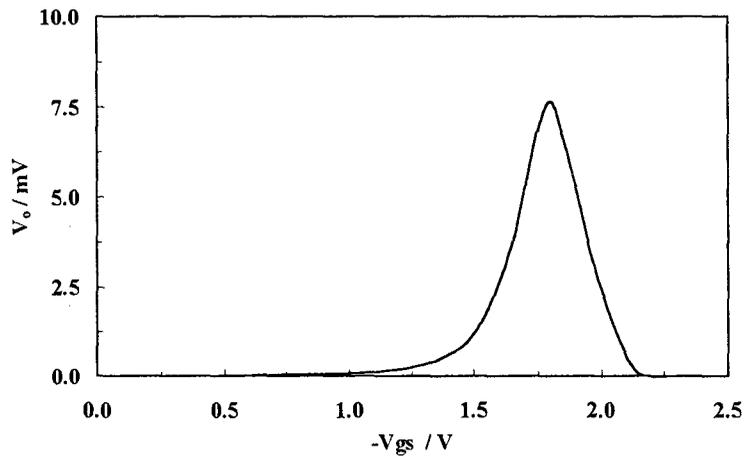


Figure 7: Variations of the rectified voltage versus the gate voltage. $P_{in}=-22\text{ dB}$, $R_L=11\text{ k}\Omega$.

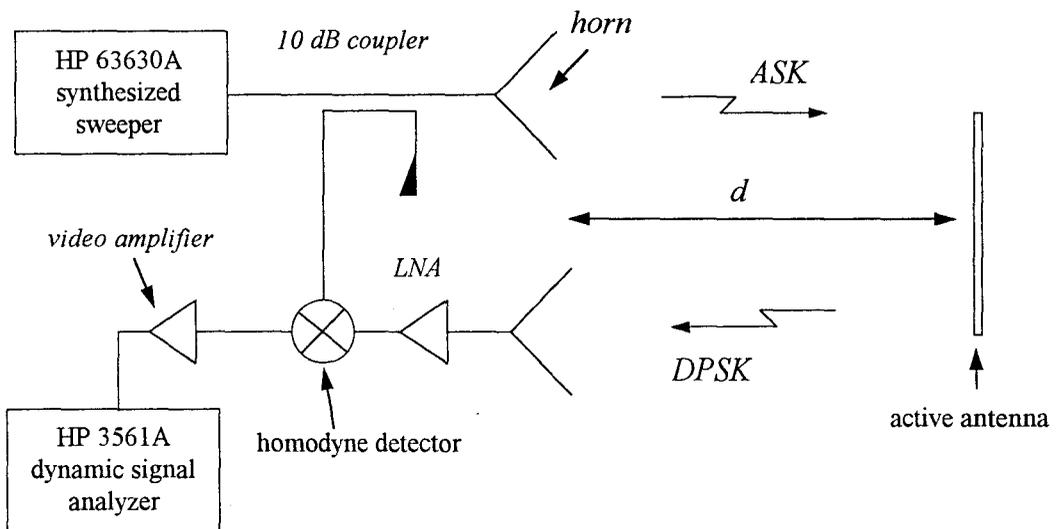


Figure 8: Experimental test setup. The system operates in half-duplex mode. The test system sends an ASK modulated signal. The active antenna responds by means of a DPSK reflected modulation of a carrier emitted by the test system.

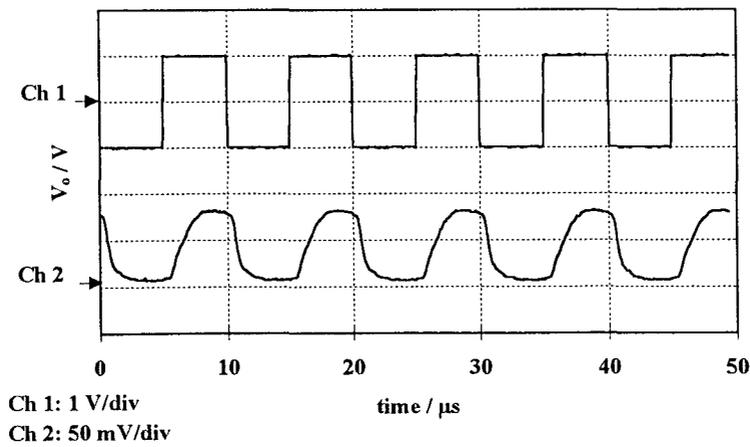


Figure 9: Demodulation performance of the DPSK modulator/ASK demodulator
 Channel 1: square modulating signal ($f_m=100$ kHz) of the carrier ($f_o=9.9$ GHz)
 Channel 2: demodulated signal.

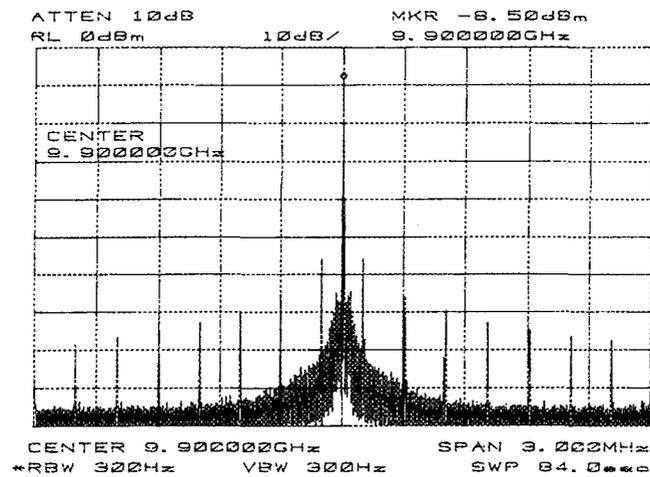


Figure 10: Power spectrum of the DPSK modulator. $f_o=9.9$ GHz, $f_m=100$ kHz.

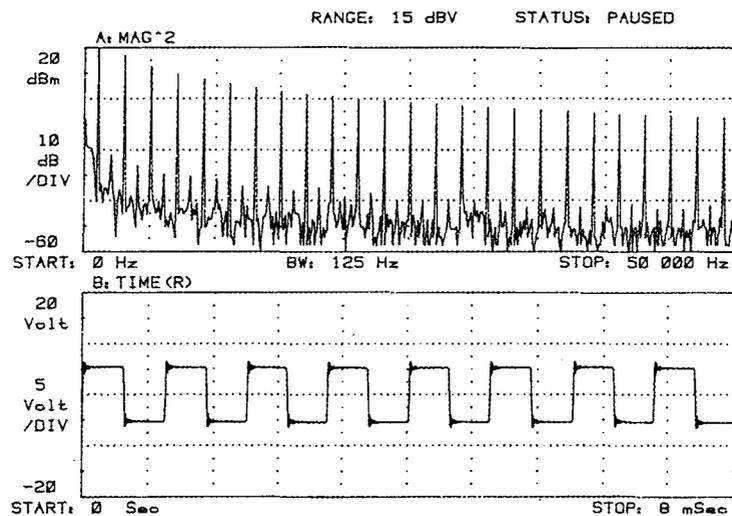


Figure 11: Demodulated signal of the DPSK signal at the output of the homodyne detector.

ABSTRACT

In the past few years, there has been growing interest in the development of communications systems for the tracking and identification of objects. Recent results have shown the interest of Radio Frequency (RF) systems compared to optic and magnetic ones, which are more more widespread at this time. The work presented in this dissertation is devoted to a microwave novel system for short range communication and identification applications. Our focus was especially on the development of the transponder in terms of low-cost and low-power consumption.

To reach this objective, we have achieved a transponder based on the concept of a multi-layered active antenna. This structure allows the simultaneous optimization of the radiating elements as well as the microwave circuits associated with a high integration of the transponder.

We first studied the topology of the antenna in order to get a good trade-off between performance and integration level. For this purpose, we have developed array antennas with resonators electromagnetically gap-coupled in the different planes of the antenna. Several linear and 2D arrays have been built each with different characteristics. The choice of the array depends on the application in which the transponder is used.

To perform the data transmission between the base station and the transponder, we have developed a novel type of circuit which performs alternately the demodulation and the modulation operations. The interest of this circuit is the use of a single "cold" field effect transistor for both these two operations. This results in a low-cost, a low-power consumption transponder. This last characteristic compels us to study the feasibility of the microwave power beaming for specific applications.

Thus, we have demonstrated a new type of active antenna whose simplicity assures a good reliability of the system. Alternatives are also proposed in order to extend the field of applications of the proposed system.

KEY WORDS:

- Transponder
- Multi-layered active antenna
- Compact array microstrip antenna
- Modulation/démodulation
- Emission/ direct conversion
- Microwave beam powering

RESUME

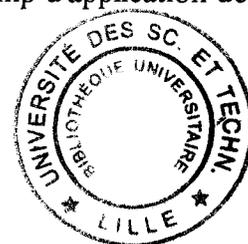
Ces dernières années, l'intérêt suscité par les systèmes de contrôle et d'identification automatiques s'est considérablement développé. De récentes études ont montré l'avantage que peut apporter un système radio fréquence face aux solutions optiques et magnétiques plus répandues à ce jour. Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à une approche micro-ondes d'un tel système d'identification et plus généralement, de communication à courtes distances. Nous nous sommes particulièrement attachés à l'étude du transpondeur, élément clef du dispositif, en termes de coût et de consommation.

Pour atteindre cet objectif, nous avons élaboré un transpondeur fondé sur le concept d'antenne active en structure multicouche. Cette structure présente l'avantage d'une optimisation simultanée des parties rayonnantes et circuits hyperfréquences associée à une bonne intégration du transpondeur.

Nous avons tout d'abord recherché une topologie d'antenne garantissant un bon compromis entre les performances et son intégration. Pour cela, nous avons développé des antennes réseaux à résonateurs rectangulaires excités électromagnétiquement. Plusieurs réseaux linéaires et bidimensionnels ont été ainsi réalisés dont les caractéristiques diffèrent sensiblement les uns des autres. Le choix du réseau s'effectue en fonction de l'application dans laquelle le transpondeur est utilisé.

Pour effectuer la transmission de données entre la borne interrogatrice et le transpondeur, nous avons réalisé un circuit effectuant alternativement les opérations de démodulation et de modulation. L'originalité du circuit consiste en l'utilisation d'un unique transistor à effet de champ polarisé "froid" pour réaliser ces deux opérations. Ceci garantit un faible coût et une faible consommation du transpondeur. Cette dernière caractéristique nous a amené à étudier la faisabilité de la télé-alimentation du transpondeur par faisceau micro-ondes pour des applications spécifiques.

Nous avons ainsi abouti à des antennes actives originales dont la simplicité garantit une bonne fiabilité. Des solutions sont également proposées afin d'étendre le champ d'application de ce système.



MOTS CLES:

- Transpondeur
- Antenne active multicouche
- Antenne réseau microstrip compacte
- Modulation/démodulation
- Emission/réception directe
- Télé-alimentation micro-ondes