

**THESE**

présentée à

**L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE**

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**

**Spécialité : Electronique**

par

**Christophe LOYEZ**

**CONTRIBUTION A LA CONCEPTION ET A LA REALISATION DE  
LIAISONS RADIO HAUT DEBIT INTRA-BATIMENT A 60 GHZ**

Le 15 Décembre 2000



Jury :	G.SALMER	Président de Jury
	P.A ROLLAND	Directeur de thèse
	N.HAESE-ROLLAND	Co-Directeur de thèse
	J.P. DANIEL	Rapporteur
	R. QUERE	Rapporteur
	Y. GUILLERME	Examineur
	J.F. CADIOU	Examineur
	J.P. VILCOT	Examineur

## **Remerciements**

*Ce travail a été effectué à l'université des sciences et Technologies de Lille, à l'institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (IEMN), dans le département Hyperfréquences et Semiconducteurs dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.*

*Je tiens à remercier Monsieur le Professeur G. SALMER, directeur de l'IEMN, qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.*

*Je remercie vivement Monsieur le Professeur P.A. ROLLAND qui m'a accueilli dans son équipe et qui m'a offert l'opportunité d'effectuer cette thèse. Ses compétences scientifiques et ses discussions enrichissantes m'ont beaucoup apporté.*

*J'exprime mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur J.P. DANIEL du Laboratoire Antennes et Réseau de l'Université de Rennes 1 qui a accepté de juger mon travail et d'en être rapporteur.*

*J'adresse également mes remerciements à Monsieur le Professeur R. QUERE de l'IUT G.E.I.I. de Brives, pour avoir également accepté de juger mon travail et d'en être le rapporteur.*

*Mes remerciements s'adressent également à Monsieur Y. GUILLERME, ingénieur de THOMSON CSF qui me fait l'honneur de participer à mon jury de thèse*

*De même, je remercie Monsieur J.F. CADIOU, ingénieur de France TELECOM R&D pour sa participation à ce jury de thèse. J'en profite pour remercier France TELECOM d'avoir financé ce projet pendant ces trois années.*

*Tout ce travail a été fait en collaboration avec l'équipe d'optoélectronique de l'I.E.M.N. et je remercie vivement Monsieur J.P. VILCOT, chargé de recherche CNRS, de participer à ce jury.*

*Je tiens à remercier tout particulièrement N. HAESE-ROLLAND sans qui ce projet n'aurait pas connu un tel avancement et qui participe à mon jury de thèse.*

*Enfin, je ne saurais oublier les personnes de la centrale de caractérisation et notamment Madame E. DELOS pour les nombreuses mesures qu'elle a effectuées. De même, je remercie également Monsieur D. VANDERMOERE pour la qualité du montage de composants qu'il a effectué.*

*Enfin, je tiens à remercier Messieurs O. LAFOND, P. NOIREL, E. COUDERD, S. DUPONT, M. FRIZIEL, S. DEAUILLIEE, A. CHAMSEDDINE, G. LEWANDOWSKI et P. LEFEVRE pour leur contribution à l'avancement de ce projet et pour les échanges enrichissants que nous avons entretenus.*

## Introduction générale

Actuellement, le domaine des télécommunications connaît une évolution vers les applications haut débit à moyen d'accès radio. Les perspectives de cette évolution sont de communiquer en tous lieux, à tout instant et au choix du support de communication. Les domaines de la recherche et du développement s'appliquent à la réalisation de ces systèmes de troisième génération (GPRS, UMTS,...).

La croissance des débits (155 Mb/s) pour les applications multimédia et réseaux locaux sans fil nécessitent l'allocation de larges bandes de fréquence. La fréquence allouée est déterminante puisqu'elle conditionne les caractéristiques de propagation d'une part mais également la technologie à mettre en œuvre : Choix et intégration de composants, schémas de modulation, techniques d'accès et protocoles de communication.

Afin de simplifier la gestion des plans de fréquence, la bande avoisinant 60 GHz est envisagée : Le comportement quasi-optique des ondes millimétriques ajouté au fort coefficient d'absorption atmosphérique (17 dB/km à 60 GHz) sont propices au confinement de la transmission, surtout en milieu intra-bâtiment.

Plusieurs projets de développement de systèmes de radiocommunications haut débit à applications multimédia ont été menés dans la gamme des ondes millimétriques. Au sein du programme ACTS (Advanced Communication Technologies and Services), les projets SAMBA (System for Advanced Mobile Broadband Application) et MEDIAN (Réseau local sans fil large bande pour applications multimédia) concernent de tels systèmes fonctionnant respectivement à 40 GHz et 61 GHz et dont les débits respectifs visés sont de 34 Mb/s et 155 Mb/s. La bande des fréquences avoisinant les 60 GHz présente donc un fort intérêt et permet potentiellement de présenter une alternative aux systèmes infrarouge.

Dans ce contexte, une collaboration étroite entre France Telecom, l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord et le Laboratoire Antennes et Réseaux de l'Université de Rennes I a été développée dans le cadre d'une C.T.I. (Consultation Thématique Informelle) autour du thème des communications de proximité à 60 GHz. L'objectif de ce projet est de développer un démonstrateur dont l'une des fonctions est de déporter des signaux millimétriques et informatifs entre bâtiment par fibre optique sur une distance de 10 km. L'étude du déport optique du signal millimétrique fait l'objet de la Thèse de Samuel Dupont à l'I.E.M.N.

Après photodétection, la vocation du système est d'assurer la transmission radio de l'information haut débit dans la bande 57 GHz – 59 GHz à l'intérieur du bâtiment.

L'objectif est d'assurer un Taux d'Erreur par Bit inférieur à  $10^{-5}$  pour des distances de transmission de l'ordre de 20 m. L'étude des liaisons radio haut débit intra-bâtiment à 60 GHz est donc au cœur des travaux développés durant cette thèse.

Dans un premier chapitre, le système global est présenté en décrivant les contraintes qui nous ont amenées à l'architecture développée. La conception des nombreux circuits MMIC nécessaires à la réalisation du système dans la bande 57 GHz – 59 GHz est également détaillée.

Dans un second chapitre, nous décrivons le bilan de liaison d'une transmission haut débit à 60 GHz dans un environnement intra-bâtiment. Après une présentation des différentes modulations vectorielles abordées, le bruit de modulation de phase entachant le signal millimétrique généré par les oscillateurs locaux est modélisé. Des simulations systèmes permettent de comparer les performances des différentes modulations en présence de ce bruit de phase. De même, le comportement non-linéaire du système d'émission – réception est modélisé afin de déterminer la technique de modulation la plus appropriée à notre application.

Le troisième chapitre traite de la propagation intra-bâtiment à 60 GHz. Une étude bibliographique décrit les phénomènes liés à la propagation multiple ainsi que l'influence des propriétés des antennes sur la réception du canal radio. Afin de déterminer plus précisément cette influence, une méthode de caractérisation expérimentale a été mise en oeuvre. De nombreux résultats de mesures obtenues à partir d'un sondeur développé à l'I.E.M.N. permettent d'identifier le type d'antennes le plus approprié.

Le dernier chapitre présente les résultats des différents tests de transmission effectués. Ces tests permettent de valider l'approche théorique préalable de l'influence du déport optique, de la propagation mais également du bruit de phase et des non-linéarités sur la qualité des communications haut débit en environnement confiné à 60GHz.

## SOMMAIRE

### Chapitre 1 - Etude de l'architecture potentielle du système de communication mixte opto-millimétrique

#### I - Définition générale de l'architecture globale

I - 1 / La bande de fréquences millimétrique

I - 2 / Architecture globale du système mixte opto-millimétrique

I - 3 / Génération optique du signal millimétrique

I - 4 / Topologie du système à transmission bidirectionnelle simultanée

I - 5 / Topologie du récepteur

I - 6 / Topologie de l'émetteur

I - 7 / Rôle des filtres RF passe bande à 57 GHz et 59 GHz

#### II - Conception des différents modules du système

II - 1 / Conception des filtres RF - Topologie adoptée

II - 2 / Mélangeur de fréquences

II - 3 / Conception des différents amplificateurs

#### III - Génération des signaux de référence à 3,4 GHz et 55 GHz

III - 1 / Source à boucle de verrouillage de phase

III - 2 / Chaîne de multiplication de fréquence

#### IV - Montage de l'émetteur et du récepteur

### Chapitre 2 - Etude de la qualité d'une communication haut débit à 60 GHz

#### I - Bilan de liaison haut débit à 60 GHz

I - 1 - Définition de la sensibilité du récepteur

I - 2 / Bilan de liaison à 60 GHz en espace libre

#### II - Les modulations vectorielles

II - 1 / Présentation

II - 2 / Choix du schéma de modulation

II - 3 / Modulation à déplacements de phase à deux états (Binary Phase Shift Keying)

II – 4 / Modulation à déplacements de phase à 4 états (Quadrature Phase Shift Keying)

II – 5 / Modulation à déplacements de phase et d'amplitude à 16 états (16 QAM)

II – 6 / Rendement énergétique

### **III - Influence du bruit de phase des oscillateurs locaux sur la qualité de la communication**

III – 1 / Position et description du problème

III – 2 / Bruit de phase de sources millimétriques

III – 3 / Modélisation du phénomène de bruit de phase

III – 4 / Influence du bruit de phase sur la qualité d'une transmission à 50 Mb/s

### **IV - Etude de l'influence des non-linéarités d'un système d'émission haut débit à 60 GHz sur la qualité de la communication.**

IV – 1 / Point de compression à 1 dB du système

IV – 2 / Evaluation qualitative

IV – 3 / Modélisation du comportement non-linéaire du système sur Omnisys

IV – 4 / Influence des non-linéarités - Dégradation du Taux d'Erreur par Bit

IV – 5 / Cas de la modulation OFDM

## **Chapitre 3 – Influence de la propagation intra-muros à 60 GHz sur la qualité d'une communication haut débit**

### **I - La propagation multi-trajets**

I – 1 / Les évanouissements

I – 2 / Les interférences intersymboles - Evanouissements sélectifs en fréquence

I – 3 / Paramètres descriptifs du canal de propagation

### **II - Données bibliographiques relatives aux caractéristiques du canal de propagation à 60 GHz**

II – 1 / Influence de la directivité des antennes sur les propriétés du canal de propagation

II – 2 / Influence de la polarisation de l'onde sur la qualité de la liaison

II – 3 / Influence de la configuration des lieux

### **III - Caractérisation expérimentale du canal de propagation radio à 60 GHz en environnement intra-bâtiment**

III – 1 / Les différentes méthodes de caractérisation

III – 2 / Principe du sondeur développé à l'I.E.M.N.

### **IV - Résultats expérimentaux relatifs à la propagation intra-bâtiment à 60 GHz**

IV – 1 / Influence de la directivité des antennes

IV – 2 / Conditions de transmission en visibilité directe

IV – 3 / Influence de la configuration des lieux

IV – 4 / Influence de la polarisation

IV – 5 / Evolution spatiale des caractéristiques du canal de propagation

IV / 6 - Comparaison des performances des différents schémas de modulation

## **Chapitre 4 : Description des principales performances du système opto-millimétrique développé à 60 GHz**

### **I - Performances du système d'émission - réception**

I – A / Tests de performances du système en fonctionnement non-linéaire

I – B / Tests de performances du système en propagation

I - C / Test des performances du système en présence de bruit de phase

### **II - Caractéristiques et performances du transducteur opto-millimétrique**

II – A / Déport optique du signal modulé QPSK de débit 100 Mb/s à 1 GHz

II – B / Déport optique du signal hyperfréquence à 7 GHz

### **III – Performances du système global**

III – A / Dispositif d'évaluation

III – B / Test du système radio

III – C / Intégration du déport optique du signal 1 GHz modulé à la transmission radio

III – D / Déport optique du signal de référence à 7 GHz

## **Conclusion générale**

---

**CHAPITRE 1 : ETUDE DE L'ARCHITECTURE POTENTIELLE**  
**DU SYSTEME DE COMMUNICATION MIXTE**  
**OPTO-MILLIMETRIQUE**

---

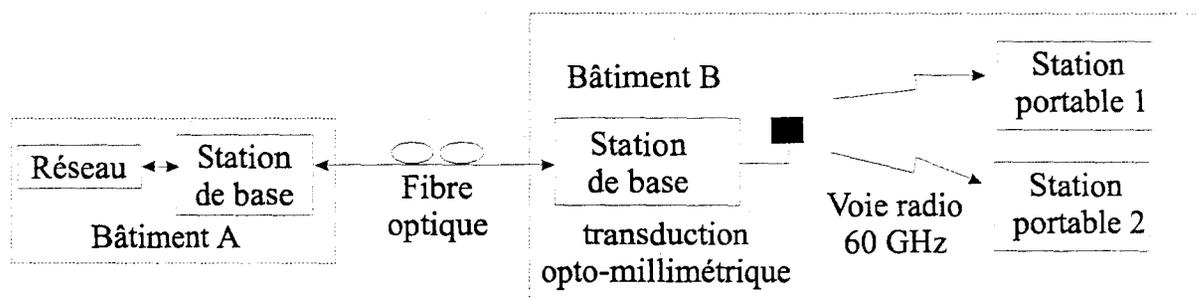
## Chapitre 1 - Etude de l'architecture potentielle du système de communication mixte opto-millimétrique

### I – Définition générale de l'architecture globale

Comme le démontre l'avènement récent du WAP (Wireless Application Protocol) et du GPRS (General Packet Radio Service), l'avenir des systèmes de communication passera vraisemblablement par la fourniture de services multimédias au grand public par des moyens d'accès radioélectrique.

Ces services multimédias sollicitent des débits d'informations de plusieurs dizaines de mégabit par seconde. En conséquence, l'opérateur soucieux de développer des systèmes supportant ces débits doit disposer de larges bandes de fréquences. L'allocation et la gestion des bandes de fréquences disponibles constituent alors un frein au développement de ces systèmes.

L'objectif du projet ici présenté est de démontrer l'intérêt de distribuer des informations haut débit entre bâtiment par fibre optique pour ensuite diffuser ces informations par voie radio à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments comme illustré figure 1.



**Figure 1 - Synoptique du démonstrateur**

### I – 1 / La bande de fréquences millimétrique

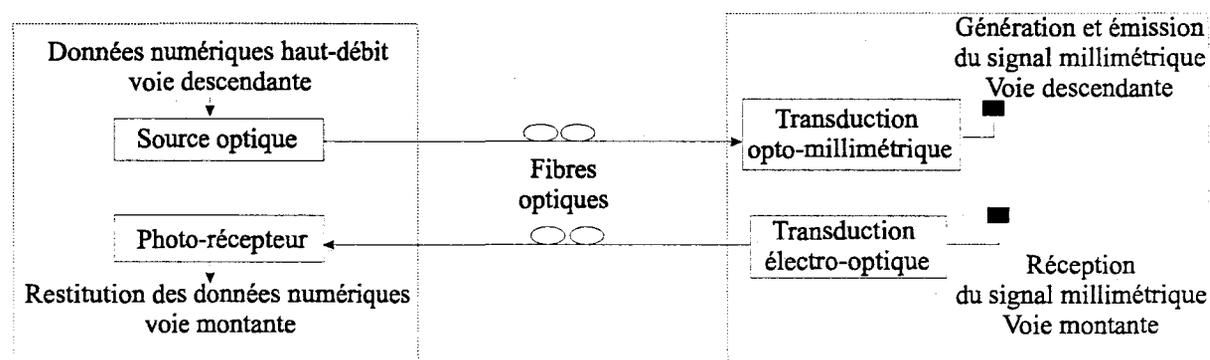
Parmi les bandes susceptibles d'être retenue pour cette application, la bande millimétrique correspondant aux fréquences avoisinant 60 GHz présentent un intérêt majeur. En effet, l'onde radio se propageant à cette fréquence interagit fortement avec la molécule de di oxygène. Il résulte une atténuation de cette onde de l'ordre de 17 dB/km. Cette propriété associée à la nature quasi-optique de l'onde radio à 60 GHz rend la bande millimétrique

propice au confinement des transmissions, surtout en milieu intra-bâtiment. Ce confinement permet alors la réutilisation rapide d'une même fréquence porteuse et simplifie ainsi la gestion des plans de fréquence.

Les recommandations du CEPT relatives aux communications de proximité en bande millimétrique soulignent l'intérêt de la bande 57 GHz – 59 GHz.

### I – 2 / Architecture globale du système mixte opto-millimétrique

Le principe du système opto-millimétrique envisagé consiste à transmettre par fibre une porteuse optique véhiculant un signal millimétrique lui-même porteur de données numériques haut débit. La transduction opto-électrique opérée à l'issue de l'acheminement par fibre permet alors la transmission hertzienne du signal à 60 GHz modulé. Concernant la voie retour, le transit par fibre optique du signal hertzien reçu doit être assuré par le système comme schématisé figure 2.



**Figure 2-A / Synoptique du système opto-millimétrique**

### I – 3 / Génération optique du signal millimétrique

Cette étude fait l'objet de la thèse de Samuel Dupont à l'IEMN dans le cadre de la CTI France Télécom. Nous ne donnerons donc ici que les principaux résultats de cette étude.

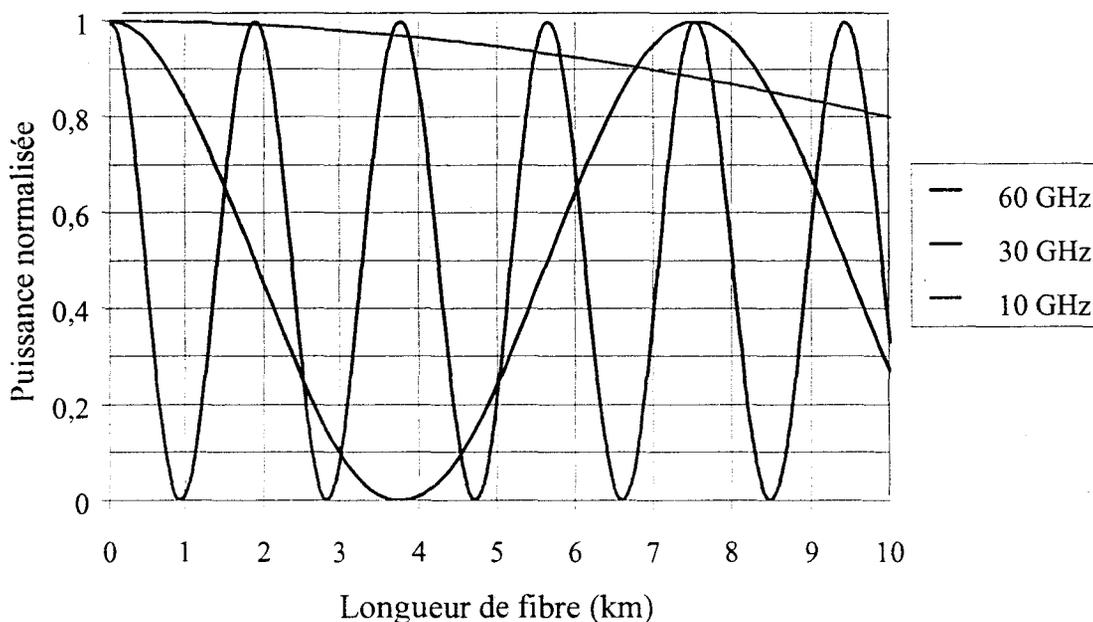
L'opération qui consiste à greffer le signal millimétrique modulé sur une porteuse optique peut être effectuée par modulation directe du courant de polarisation du laser (modulation interne) ou par utilisation d'un modulateur externe. Cette opération correspond à une modulation de l'amplitude de la porteuse optique.

Le signal optique  $s(t)$  délivré par la source optique s'exprime alors :

$$s(t) = (1 + m(t)).\cos(\omega_{\text{opt}} t + \varphi).$$

où  $m(t)$  correspond au signal millimétrique modulé destiné à véhiculer les informations numériques par le biais d'une modulation vectorielle. Lors du transit par fibre optique, chaque composante fréquentielle du signal  $s(t)$  subit un déphasage différent.

Cette dispersion chromatique de la fibre induit une interférence destructive du signal électrique restitué pour certaines distances de transmission, comme illustré figure 2-B.

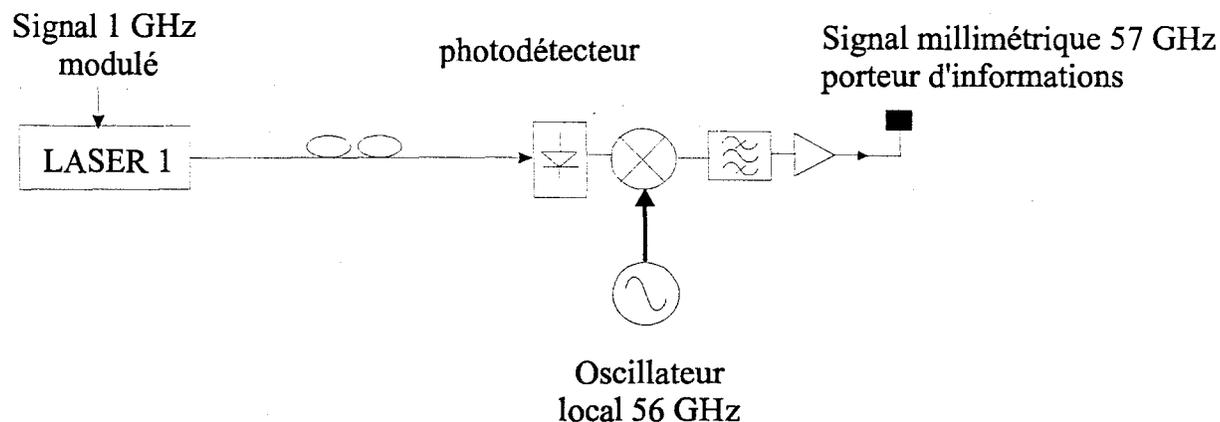


**Figure 2-B : Puissance normalisée du signal transmis par modulation directe en fonction de la longueur de fibre pour différentes fréquences**

On peut constater sur cette figure que la dispersion chromatique intervient pour des distances d'autant plus courtes que la fréquence du signal électrique est élevée : Ainsi, à 60 GHz, le premier évanouissement intervient pour une distance de l'ordre du kilomètre. La dispersion chromatique peut donc constituer un facteur limitatif pour les performances des systèmes mixtes opto-millimétriques. Afin de se prémunir de ce phénomène, il est nécessaire d'employer des sources optiques à bande latérale unique. Par ailleurs, la technologie des

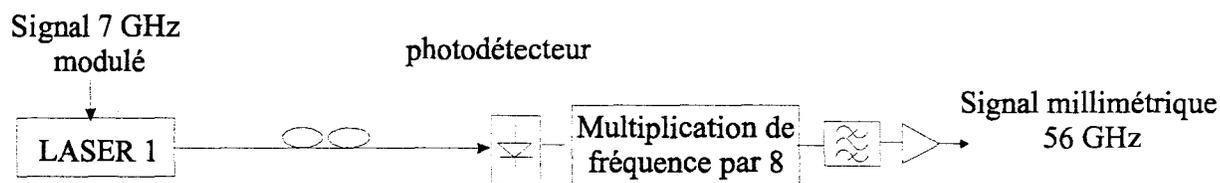
sources et photorécepteurs à 60 GHz développée dans les laboratoires n'a pas encore atteint le stade de la diffusion commerciale.

La transmission directe du signal 60 GHz modulé par voie optique est donc délicate à mettre en œuvre. On peut substituer la fonction de déport optique du signal millimétrique par l'emploi d'oscillateurs locaux et de convertisseurs de fréquence à la suite de chaque photodétecteur (figure 2-C). Cette solution présente l'inconvénient d'alourdir l'architecture du système.



**Figure 2-C : Topologie incluant un oscillateur local à la suite de chaque photo-détecteur**

Une autre solution consiste à transmettre par fibre optique un signal hyperfréquence à plus basse fréquence. Comme illustré figure 2-D, celui-ci subit après photodétection une multiplication de fréquence nécessaire à la génération du signal millimétrique désiré. Le signal millimétrique ainsi généré doit présenter une stabilité fréquentielle élevée et un niveau de bruit de phase très faible pour assurer une liaison haut débit.

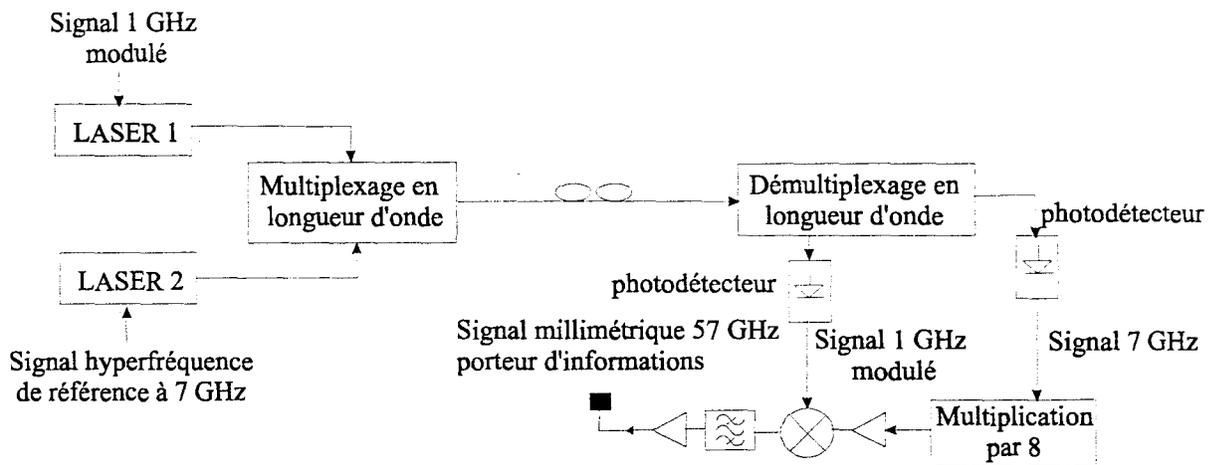


**Figure 2-D : Topologie incluant un oscillateur local à la suite de chaque photo-détecteur**

Par ailleurs, la multiplication de fréquence affecte la majorité des modulations vectorielles et interdit de greffer les données numériques sur le signal hyperfréquence de référence. Il est préférable d'utiliser un second signal hyperfréquence pour transmettre ces données. Celui-ci

est déporté optiquement par l'intermédiaire d'un second laser délivrant un signal optique de longueur d'onde différente. Pour permettre l'utilisation de composants commerciaux disponibles, nous avons retenu l'architecture décrite figure 3.

A partir du signal de référence de fréquence 7 GHz, la chaîne de multiplication de fréquence par 8 fournit le signal millimétrique nécessaire à la transposition de fréquence à 57 GHz du signal hyperfréquence à 1 GHz porteur d'informations.



**Figure 3 - Synoptique de l'architecture retenue**

Cette solution simplifie la partie optique au détriment d'une complexité accrue de la partie radio. Les fréquences envisagées pour les voies montante et descendante correspondent respectivement à 57 GHz et 59 GHz. Tous les circuits nécessaires à la réalisation de la partie radio ont été conçus utilisant la filière P-HEMT ED0.2AH de OMMIC offrant des fréquences de coupure du gain en courant  $f_t$  et du gain en puissance  $f_{max}$  de l'ordre de 60 GHz et 95 GHz respectivement. La puissance d'émission a été limitée à 10 dBm pour préserver l'environnement.

## **I – 4 / Topologie du système à transmission bidirectionnelle simultanée**

### **I- 4 - A / Contraintes liées au mode de transmission bidirectionnelle simultanée**

La transmission opto-millimétrique d'informations de la station de base vers les stations portables se veut réciproque : La voie retour ou voie montante doit être assurée par le système développé. Le partage des ressources du système entre voie montante et voie descendante peut être réalisé par duplexage temporel (Time Division Duplex) ou fréquentiel (Frequency Division Duplex).

Les débits envisagés dans le cadre de la CTI France Télécom sont de 25,6 Mb/s dans le sens descendant et de 5,12 Mb/s pour la voie montante pour laquelle la transmission en mode burst est envisagée. Ceci impose l'emploi de modulateurs spécifiques dont la disponibilité n'est assurée qu'en mode FDD.

Le mode FDD retenu pour l'application autorise l'émission et la réception simultanée de données contrairement au mode TDD qui impose une transmission alternée.

Ceci nécessite cependant de développer une architecture appropriée à une transmission bidirectionnelle simultanée et à éviter en particulier l'aveuglement du récepteur par l'émetteur de la voie retour.

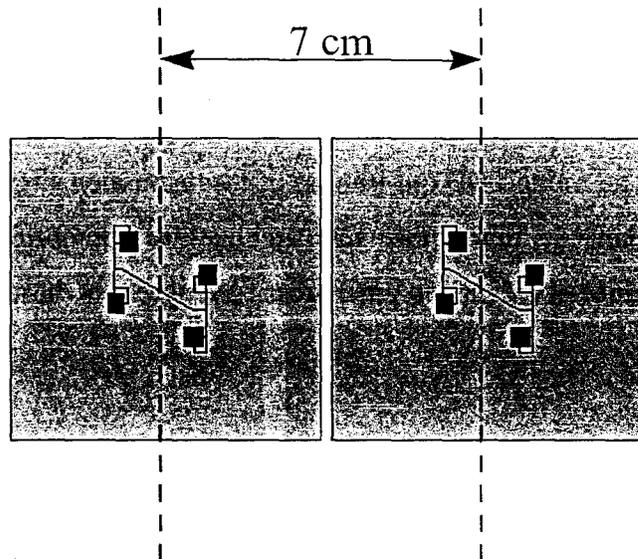
### **1 – 4 - B / Impact du couplage entre antennes**

Pour limiter cet aveuglement, le couplage parasite entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission doit être maîtrisé car celui-ci conditionne la puissance du signal adjacent introduit dans la chaîne de réception. Cette chaîne est par essence conçue pour traiter des signaux de faible puissance : Le couplage entre antennes doit donc être suffisamment faible et le pouvoir discriminateur du récepteur suffisamment fort pour permettre une transmission bidirectionnelle simultanée dans de bonnes conditions.

La discrimination de fréquence du récepteur mérite une attention particulière. Elle est assurée par les filtres microondes difficiles à rendre sélectifs sans augmenter considérablement leurs pertes. Le taux de réjection de ces filtres doit donc être optimisé en fonction du couplage parasite entre antennes. Par conséquent, le couplage entre antennes doit être quantifié et au besoin minimisé.

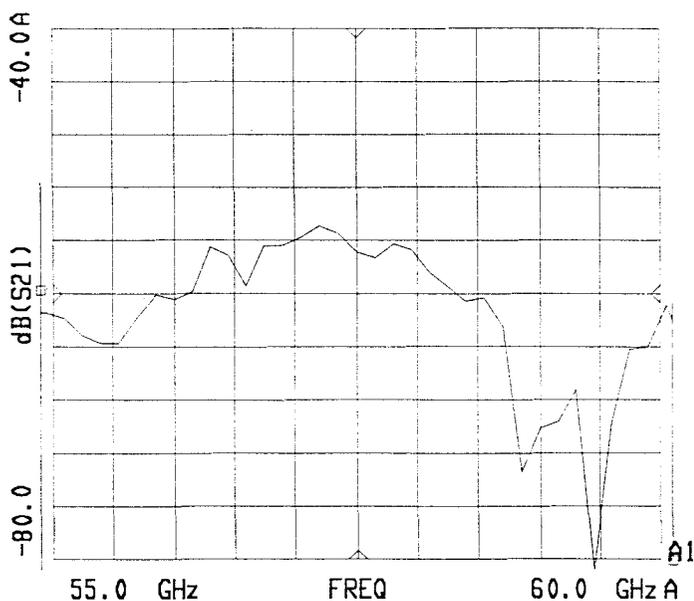
Le couplage entre antennes dépend d'une part des caractéristiques des différentes antennes telles que le gain, la polarisation, la fréquence de fonctionnement mais également des dimensions et de leurs positions respectives.

Dans le cadre de la CTI France Télécom, de nombreuses antennes seules ou en réseaux ont été réalisées par le Laboratoire Antennes et Réseaux (LAR) de l'Université de Rennes I. Ces antennes dont la description sera faite ultérieurement, ont été testées à l'IEMN. A titre d'exemple, le couplage des antennes constituées de 4 éléments à polarisation circulaire a été mesuré dans la bande 57-60 GHz. Ces deux antennes étaient distantes de 7 cm comme illustré figure 4-A. Cette distance est imposée par les dimensions des supports mécaniques.



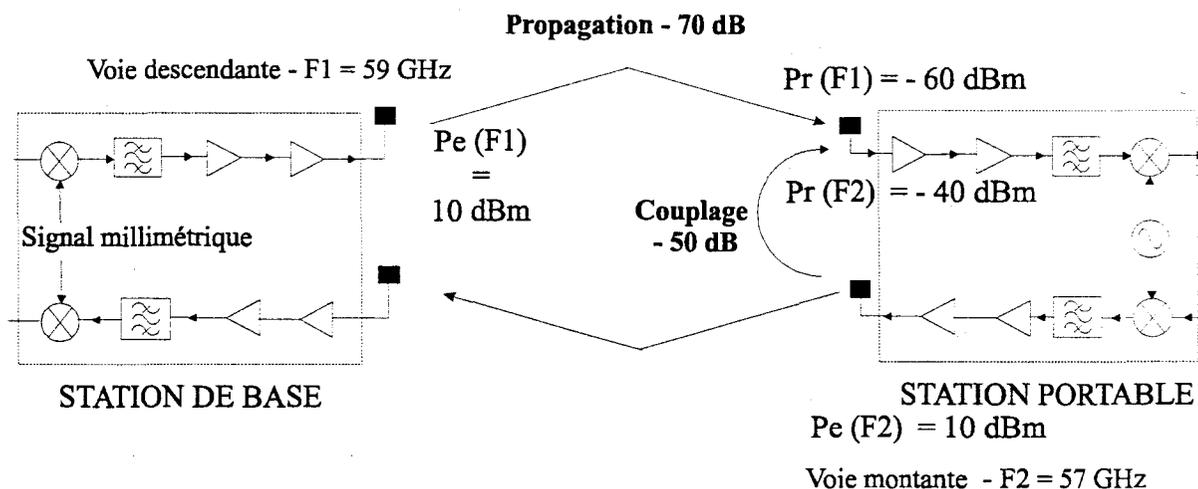
**Figure 4-A / Antennes à polarisation circulaire à 4 éléments**

Le couplage entre antennes dans cette configuration typique est de l'ordre de  $-50$  dB comme le montre la figure 4-B. Cette valeur peut être considérée comme une valeur moyenne significative pour notre application.



**Figure 4-B / Evolution fréquentielle du couplage entre antennes .**

Cependant, compte tenu de la puissance d'émission du signal de la voie adjacente (10 dBm), ce couplage, bien que de faible valeur, reste suffisant pour introduire un signal perturbateur fort dans la chaîne de réception. La figure 5 illustre une configuration de transmission radio full duplex à 60 GHz d'une distance de 10 mètres. Pour cette distance, l'atténuation due à la propagation est de l'ordre de 70 dB en supposant un gain global de 20 dB pour les antennes d'émission et de réception. Au niveau du récepteur, la puissance du signal utile est d'environ -60 dBm, soit 20 dB inférieure à la puissance du signal de la voie retour.



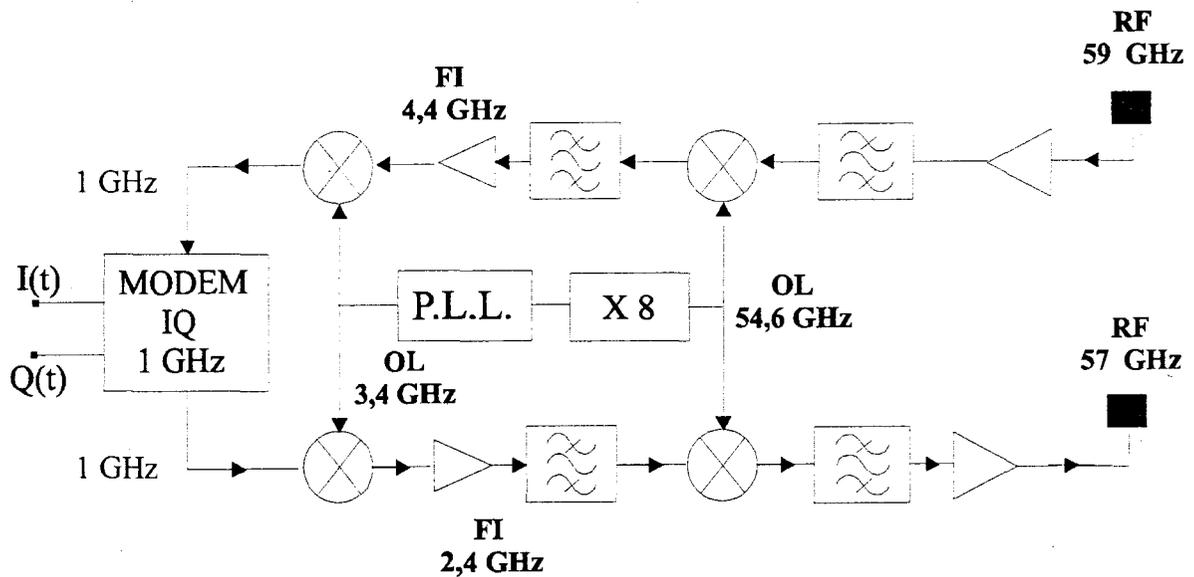
**Figure 5 - Introduction d'un signal perturbateur dans la chaîne de réception**

La discrimination de ces deux signaux nécessite l'emploi d'un filtre RF suffisamment sélectif. Un des rôles du filtre passe-bande RF est de prévenir la saturation du mélangeur du récepteur par le signal parasite.

Afin de supprimer totalement la transposition de fréquence du signal brouilleur en voie FI du récepteur, l'atténuation du signal adjacent par ce filtre doit être importante. Cette opération est d'autant plus délicate que les fréquences RF sont proches. La sélectivité fréquentielle exigée est alors trop importante pour des filtres dont les pertes d'insertions doivent également être réduites.

Afin de lever les contraintes sur la sélectivité des filtres, le choix des fréquences intermédiaires des voies montante et descendante doit alors être optimisé.

Ceci nous a donc conduit au choix des fréquences IF représenté figure 7 : Nous opérons deux transpositions successives pour espacer et donc filtrer plus aisément les signaux de fréquence IF : La première transposition est opérée à l'aide d'un signal de pompe de fréquence de l'ordre de 3,4 GHz. Les fréquences intermédiaires sont alors de 2,4 GHz pour le sens montant et de 4,4 GHz pour le sens descendant. Le signal millimétrique de 54,6 GHz assure la seconde transposition permettant de générer les deux fréquences millimétriques de 57 GHz et 59 GHz des voies montante et descendante comme illustré Figure 7.

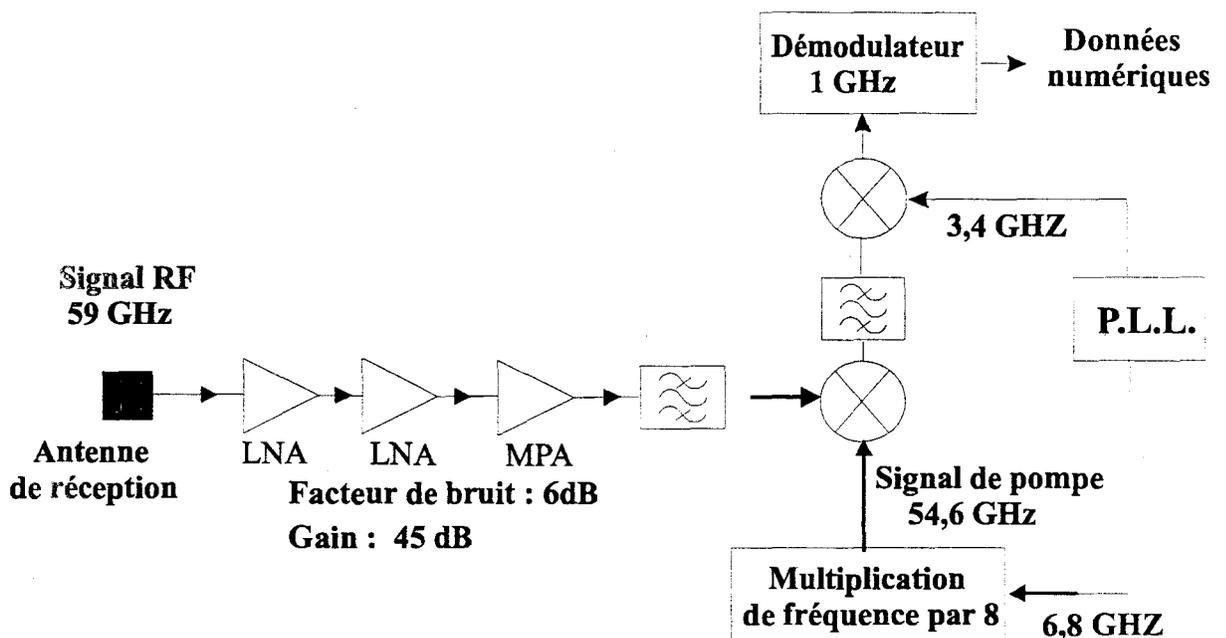


**Figure 7 - Synoptique de l'architecture du démonstrateur final**

Les deux signaux de pompe à 3,4 GHz et 54,6 GHz sont issus de la même source de référence : En fait, la source programmable délivre un signal de fréquence d'environ 3,4 GHz ainsi qu'un signal à la fréquence harmonique 2. Ce dernier, après multiplication de fréquence, fournit le signal de référence à 54,6 GHz. Cette solution permet de conserver une cohérence de phase le long de la chaîne d'émission / réception.

**1-5 / Topologie du récepteur**

Le chaîne de réception schématiquement décrite figure 8 présente une architecture classique. Elle est constituée d'une antenne de réception suivie d'un amplificateur faible bruit à fort gain, d'un filtre et d'un mélangeur de fréquences.



**Figure 8 - Synoptique de l'architecture du récepteur**

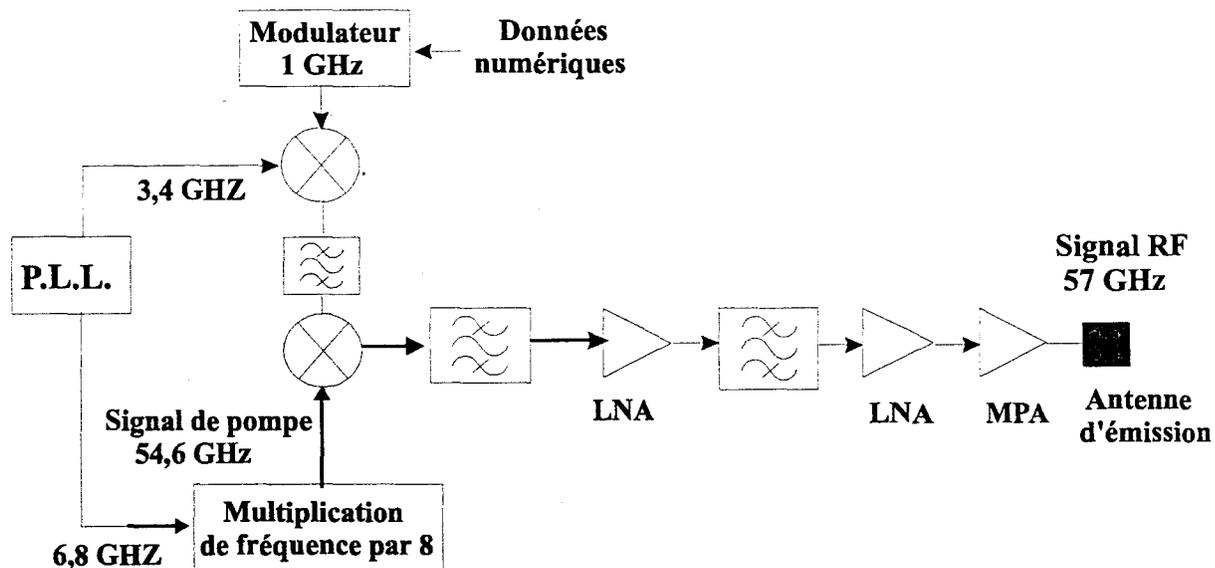
La chaîne d'amplification a fait appel à des amplificateurs MMIC (filière OMMIC ED – 0.2AH) cascadables déjà disponibles dans l'équipe. Les amplificateurs de type LNA présentent un gain de 15 dB et un facteur de bruit de 5 dB dans la bande 55 – 60 GHz. Dans cette bande, les amplificateurs de type MPA possèdent un gain de 10 dB et un facteur de bruit de 10 dB.

Afin de prévenir la saturation du mélangeur par le signal parasite amplifié, il est nécessaire d'utiliser un filtre millimétrique à forte réjection et un mélangeur présentant un point de

compression à 1 dB suffisamment élevé. Le couplage résiduel entre antennes de l'ordre de -50 dB impose un taux de réjection du signal adjacent supérieur à 30 dB et un point de compression à 1dB de l'ordre de -5 dBm en entrée du mélangeur.

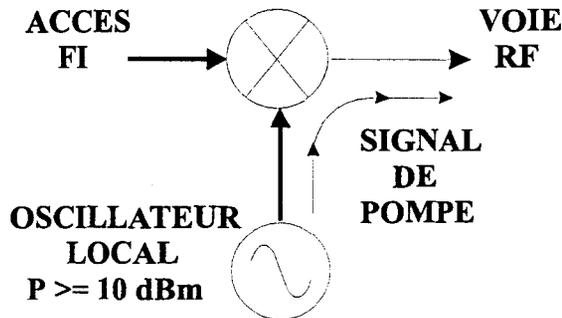
### I – 6 / Topologie de l'émetteur

L'émetteur hétérodyne présente également une architecture classique présentée figure 9.



**Figure 9 - Synoptique de l'architecture de l'émetteur**

Le convertisseur de fréquence transpose le signal 1 GHz modulé à la fréquence RF retenue de 57 GHz pour la voie montante et de 59 GHz pour la voie descendante. Or, ce convertisseur ne présente malheureusement pas une isolation infinie entre ses différents accès. En particulier, l'isolation limitée entre l'accès OL et l'accès RF occasionne la fuite du signal de pompe vers la voie RF.



**Figure 10 -Fuite du signal de pompe vers la voie RF**

Ce signal de pompe délivré par l'oscillateur local ou par génération optique présente une puissance supérieure à 10 dBm afin d'assurer le fonctionnement correct du mélangeur. Le défaut d'isolation OL – RF du mélangeur induit donc la présence d'un signal perturbateur de forte puissance dans la chaîne d'amplification de l'émetteur. Il est donc indispensable pour prévenir la saturation de l'amplificateur de puissance par ce signal parasite d'optimiser lors de la conception à la fois le paramètre d'isolation OL-RF du convertisseur et le gabarit des filtres RF passe-bande.

### **I – 7 / Rôle des filtres RF passe bande à 57 GHz et 59 GHz**

Le fonctionnement du système d'émission-réception en mode full-duplex impose de filtrer énergétiquement en émission et en réception le signal de la voie adjacente. Des simulations systèmes ont montré que la réjection de ces filtres passe-bande devait être supérieure à 20 dB à 2 GHz de leur fréquence centrale.

## **II – Conception des différents modules du système**

### **II – 1 / Conception des filtres RF - Topologie adoptée**

Le gabarit imposé à ces filtres centrés sur 57 GHz et 59 GHz nécessite le recours à des filtres d'ordre supérieur ou égal à 6. Un tel ordre implique une conception délicate qui doit prendre en compte les impératifs de taille et des limites technologiques de réalisation sur substrat alumine. La topologie adoptée repose sur des filtres à lignes couplées dont la modélisation sur les logiciels de CAO micro-ondes HP-MDS et électromagnétique 2D ½ HP-Momentum avait

déjà été validée dans l'équipe jusqu'à des fréquences de 94 GHz. La difficulté majeure d'une telle approche repose sur la largeur minimale des fentes pouvant être gravée chimiquement de manière fiable sur alumine. Pour un substrat alumine présentant une métallisation de 2  $\mu\text{m}$ , cette largeur minimale est de l'ordre de 40  $\mu\text{m}$ .

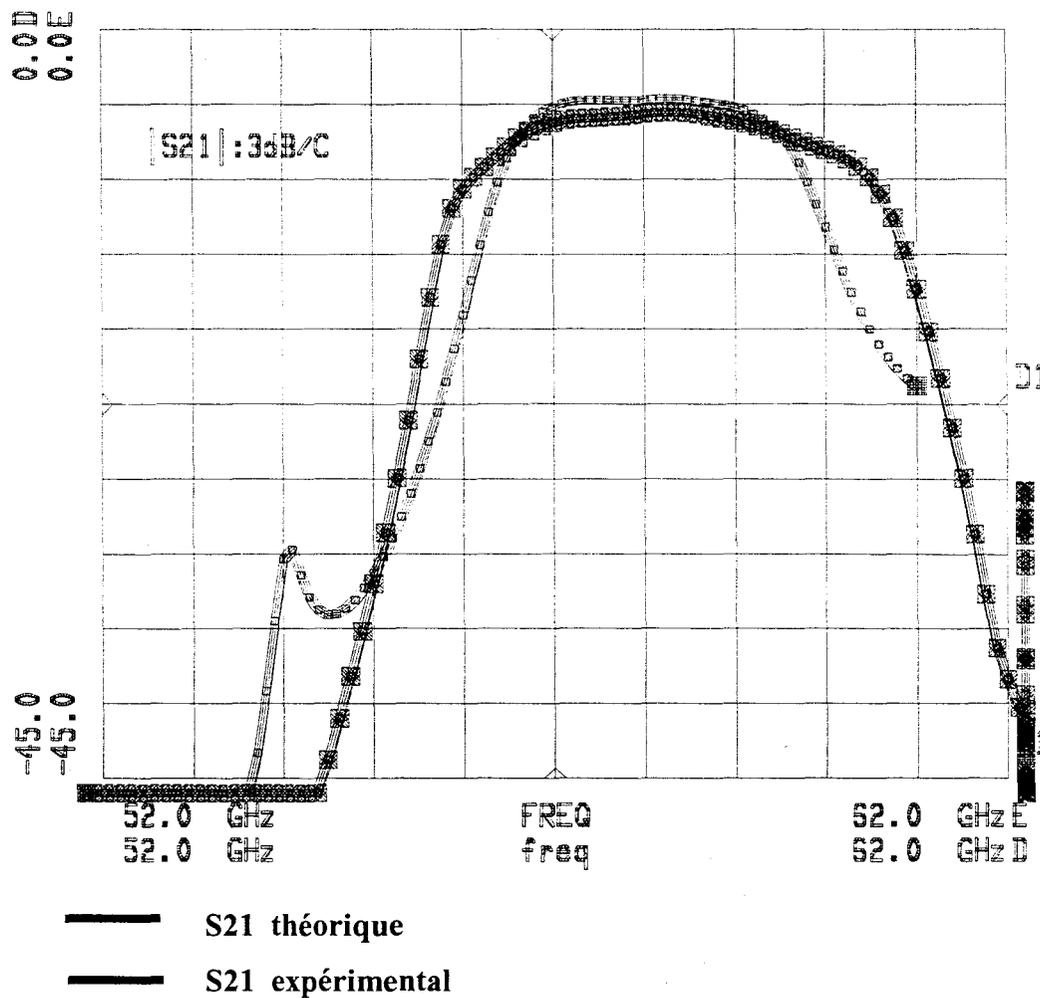
Cette limitation fondamentale est en contradiction avec l'emploi de filtres d'ordres élevés d'impédance caractéristique 50 ohms. Afin de pallier cette limitation, nous avons associé deux filtres d'ordre 3 d'impédance caractéristique basse. L'adaptation sur 50 ohms est ensuite réalisée par l'emploi de transformateurs d'impédances basés sur des tronçons de lignes quart d'ondes, comme illustré figure 9. Le revers de cette technique est l'encombrement supérieur de ce filtre dont les dimensions sont 17 mm x 1 mm.



**Figure 9 - Layout du filtre passe – bande 57 GHz – 59 GHz**

L'ordre et le type de filtre choisi définissent les impédances normalisées du prototype passe-bas associé. La théorie des filtres à lignes couplées permet d'établir le lien entre les dimensions de chaque section (longueur et largeur des lignes, largeur des fentes) et ces impédances normalisées. A partir de cette approche analytique, l'optimisation des performances du filtre est réalisée à l'aide des logiciels MDS et Momentum. L'analyse des paramètres S du filtre par MDS s'effectue par modélisation analytique de ses différents constituants et permet une première optimisation des performances. L'analyse électromagnétique 2D 1/2 opérée par Momentum permet alors d'affiner la conception du filtre par maillage de sa structure et par la prise en compte plus fine des phénomènes de couplage et de rayonnement des différents éléments.

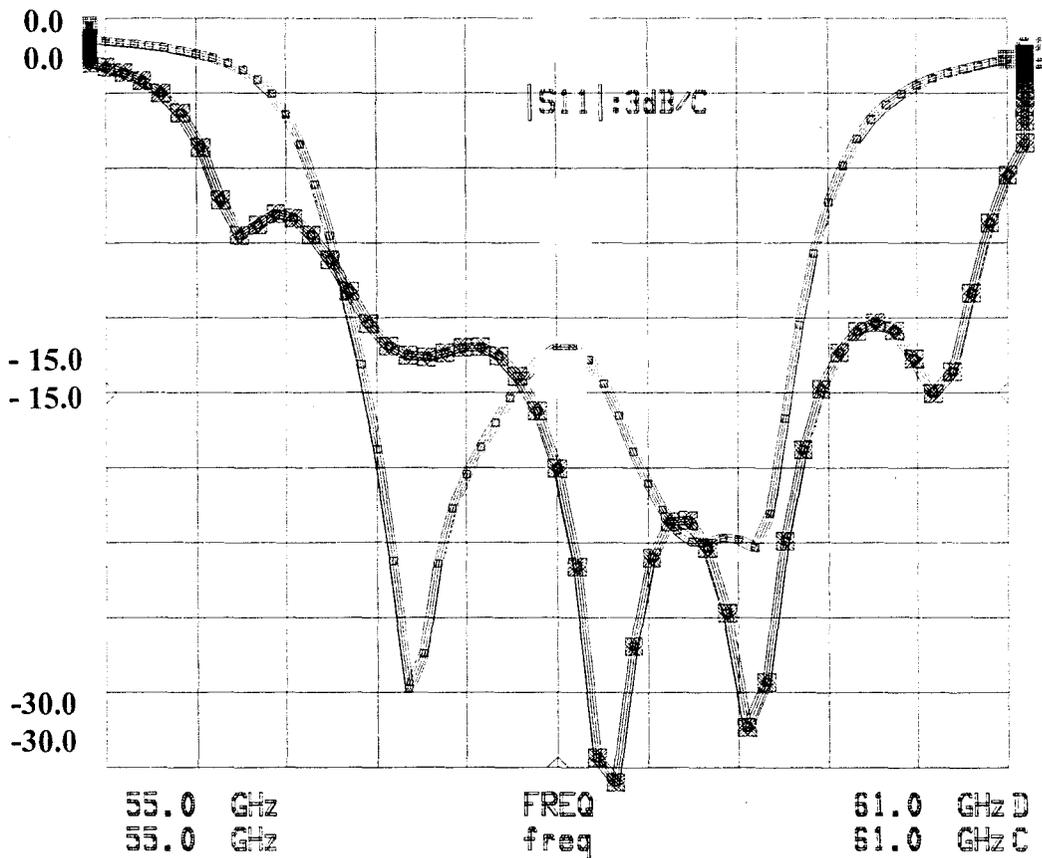
Deux filtres distincts ont été développés pour les voies montante et descendante : Leur vocation respective est donc de rejeter le signal provenant de la voie adjacente à 57 GHz ou 59 GHz. Les filtres développés sont du type Tchebycheff d'ordre 6 ayant une ondulation de 0.1 dB dans la bande passante et une atténuation supérieure à 25 dB à 2 GHz de la bande passante. L'adaptation de ce filtre est par ailleurs assurée dans la bande passante où le coefficient de réflexion est de l'ordre de -15 dB. Les dimensions de ce filtre et notamment la largeur des fentes respectent les limitations technologiques



**Figure 10 - A - Evolutions fréquentielles théorique et expérimentale du paramètre S21 du filtre RF passe bande.**

Les figures 10 – A et 10 - B présentent les résultats théoriques et expérimentaux obtenus du filtre présenté figure 9.

Nous pouvons constater un bon accord entre les résultats prédictifs de simulation et les résultats de mesures des caractéristiques des filtres. La dispersion de la gravure explique également le faible écart observé entre les prévisions et les mesures. Les performances de ces filtres sont donc une bande passante de 2 GHz pour laquelle les coefficients d'adaptation S11 et S22 sont de l'ordre de  $-15$  dB. Les pertes intra-bande sont de 5 dB et la réjection à 2 GHz de la bande passante est supérieure à 25 dB.



- S11 théorique
- - - S11 expérimental

**Figure 10 - B - Evolutions fréquentielles théoriques et expérimentales du paramètre S11 du filtre RF passe bande.**

## II – 2 / Mélangeur de fréquences

La fonction des mélangeurs est d'effectuer une conversion de fréquences. Le dispositif transpose le signal incident de fréquence  $F_I$  en un signal de sortie à la fréquence  $F_s$  en utilisant un signal de pompe à la fréquence  $F_{ol}$ .

La transposition de fréquence haute correspond au cas où  $F_s = F_{ol} + F_I$ . De même, la transposition de fréquence basse se traduit par la relation  $F_s = F_I - F_{ol}$ . Concernant notre application, les caractéristiques recherchées diffèrent selon la transposition de fréquence envisagée.

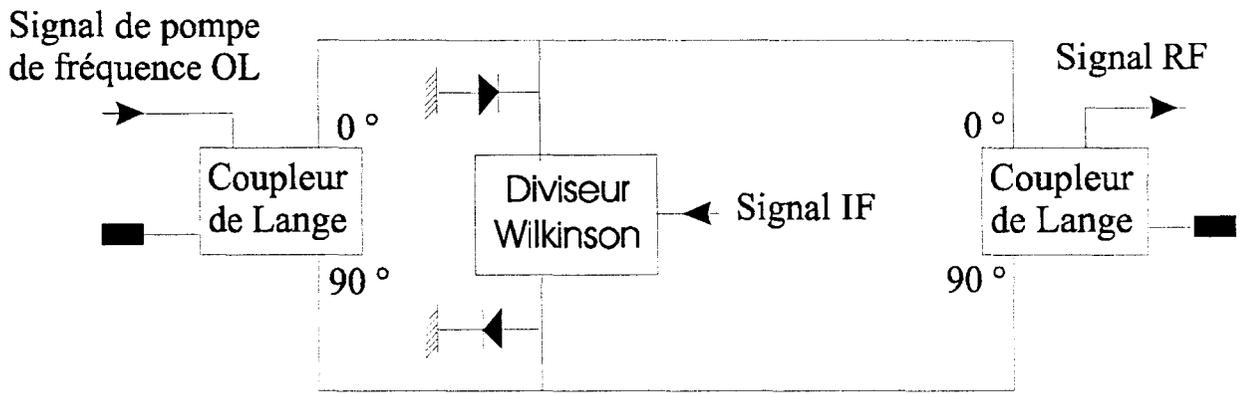
Dans le cas de la transposition haute, l'isolation OL – RF et le point de compression à 1 dB en sortie du mélangeur constituent les paramètres primordiaux à optimiser. Concernant la transposition basse, le point de compression à 1 dB en entrée du mélangeur et les pertes de conversion correspondent aux paramètres à optimiser.

## **II – 2 – A / Convertisseur à transposition haute de fréquence**

Les performances du mélangeur simple composé d'un transistor p-HEMT Normally-OFF de  $4 \times 15 \mu\text{m}$  de développement sont les suivantes : Pour une polarisation de 0,5 V, les pertes théoriques de conversion dans la bande de fréquence 57 GHz - 59 GHz sont de 11 dB pour une puissance du signal OL de 7 dBm. L'isolation théorique entre la voie OL et la voie RF est de 11 dB. Comme nous l'avons vu précédemment, le problème de la conversion haute de fréquence repose sur l'isolation OL-RF. L'utilisation d'un mélangeur simple à faible isolation naturelle reporte le problème de l'isolation sur le filtre passe-bande RF pour lequel il est difficile d'obtenir des réjections supérieures à 25 dB pour des fréquences distantes d'environ 2 GHz autour de la fréquence centrale de 60 GHz.

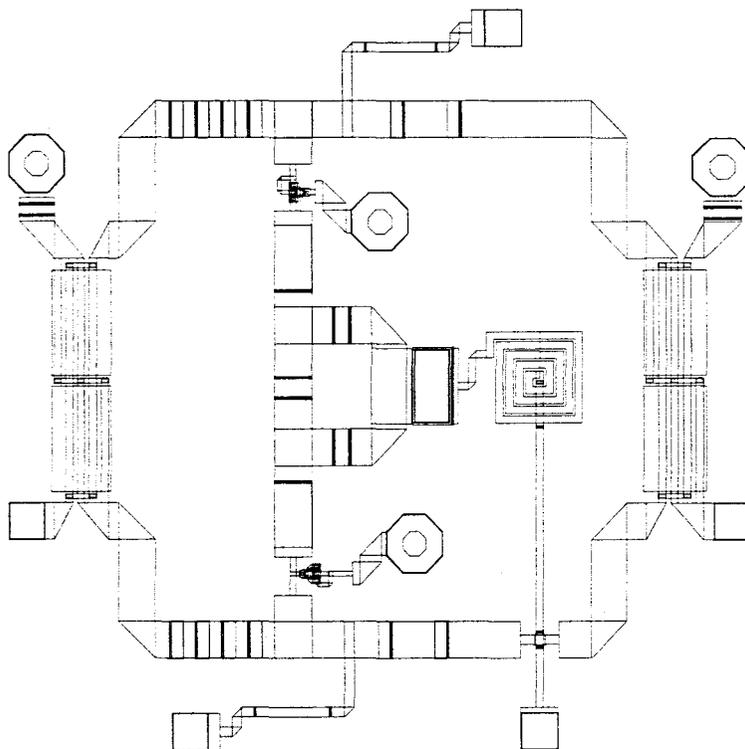
Nous nous sommes donc orientés vers des mélangeurs équilibrés pouvant garantir une isolation OL – RF supplémentaire d'environ 20 dB. Ce mélangeur décrit figure 11 utilise des TEC froids montés en diode pour améliorer le point de compression à 1 dB au détriment du gain en conversion. Pour assurer l'isolation OL-RF du mélangeur, il faut occasionner une interférence destructrice du signal de pompe en voie RF. Pour aboutir à ce résultat, le signal de pompe est diffusé sur deux voies à l'aide d'un coupleur de Lange. Le signal IF incident est distribué sur les deux voies par un diviseur de Wilkinson. Sur chaque voie, des mélangeurs simples opèrent en parallèle une transposition de fréquence haute.

Le signal RF est recueilli en sortie d'un second coupleur de Lange assurant un déphasage idéal de  $180^\circ$  des deux contributions du signal OL en voie RF.



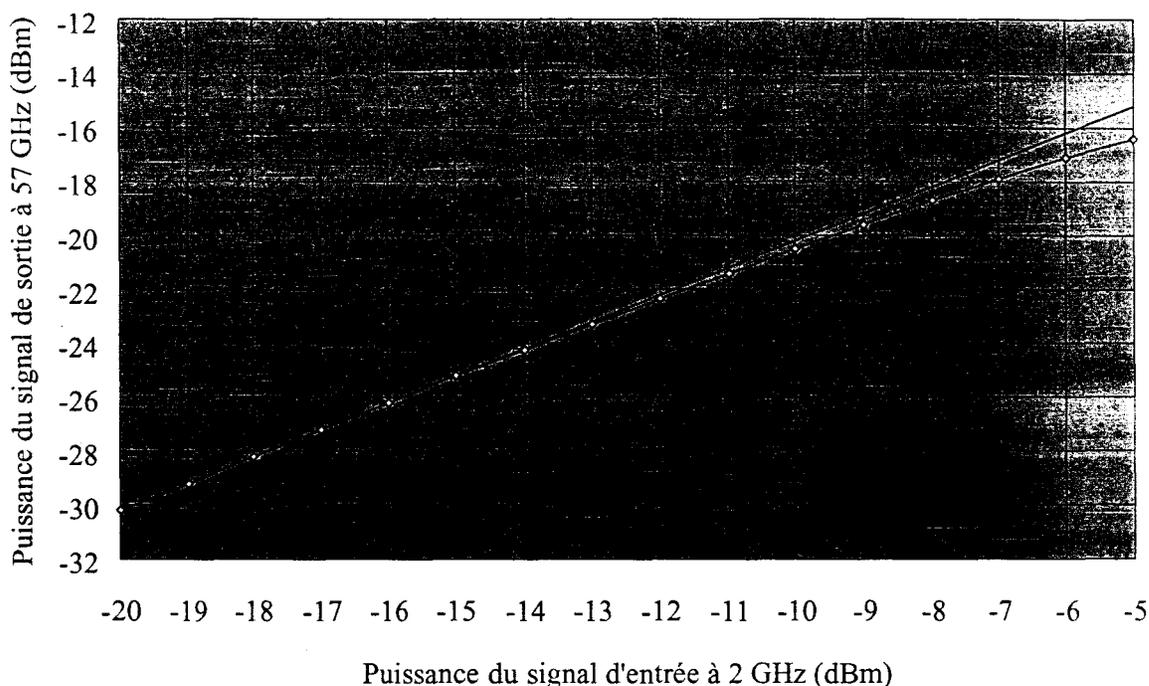
**Figure 11 - Synoptique du mélangeur équilibré**

L'inconvénient de cette technique réside dans l'encombrement supérieur imposé par l'emploi de coupleurs de l'emploi des coupleurs de Lange et du diviseur de Wilkinson, ainsi que dans les pertes de conversion associées. Le layout de ce circuit, donné figure 12, s'inscrit dans une surface rectangulaire de dimensions 1,5mm x 2 mm.



**Figure 12 - Lavout du mélangeur équilibré**

L'adaptation des accès OL et RF est réalisée en ajustant les valeurs des différentes capacités de découplage et des longueurs des lignes d'accès aux mélangeurs sur les différentes voies. Ce convertisseur présente des pertes de conversion de l'ordre de 10 dB pour une isolation supérieure à 25 dB. L'adaptation en entrée des différents accès est inférieure à -12 dB. La figure 13 présente l'évolution de la puissance du signal de sortie du convertisseur en fonction de la puissance du signal d'entrée. Le point de compression à 1 dB en entrée de ce mélangeur est de l'ordre de -5 dBm auquel correspond une puissance de sortie de -16 dBm.

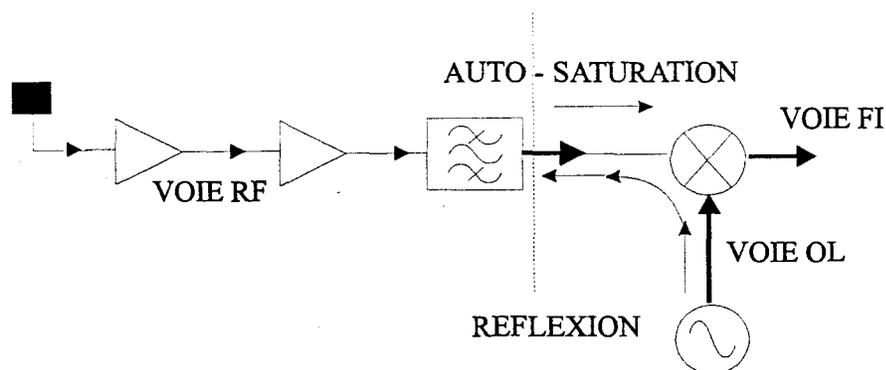


**Figure 13 - Evolution de la puissance de sortie du convertisseur en fonction de la puissance d'entrée**

Ce mélangeur équilibré est actuellement en fonderie comme les circuits MMIC du démonstrateur final de la CTI. Pour l'intégration du premier système, nous avons utilisé un mélangeur simple déjà développé dans l'équipe par Nathalie Haese-Rolland.

## **B - Mélangeur pour transposition basse de fréquence**

Concernant la transposition de fréquences basse, l'isolation OL – RF ne constitue pas un point crucial mais il faut néanmoins éviter les phénomènes d'auto saturation qu'elle peut occasionner. Là encore pour l'intégration du premier démonstrateur, nous avons utilisé des circuits MMIC déjà réalisés dans l'équipe.



**Figure 14 - Saturation du mélangeur par le signal de pompe réfléchi**

### **II – 3 / Conception des différents amplificateurs**

Pour l'intégration du premier démonstrateur, nous avons utilisé comme précédemment des amplificateurs MMIC déjà conçus et réalisés par N. Rolland dans le cadre d'autres projets millimétriques au voisinage de 60 GHz (Radar et systèmes de télécommunications à courte portée).

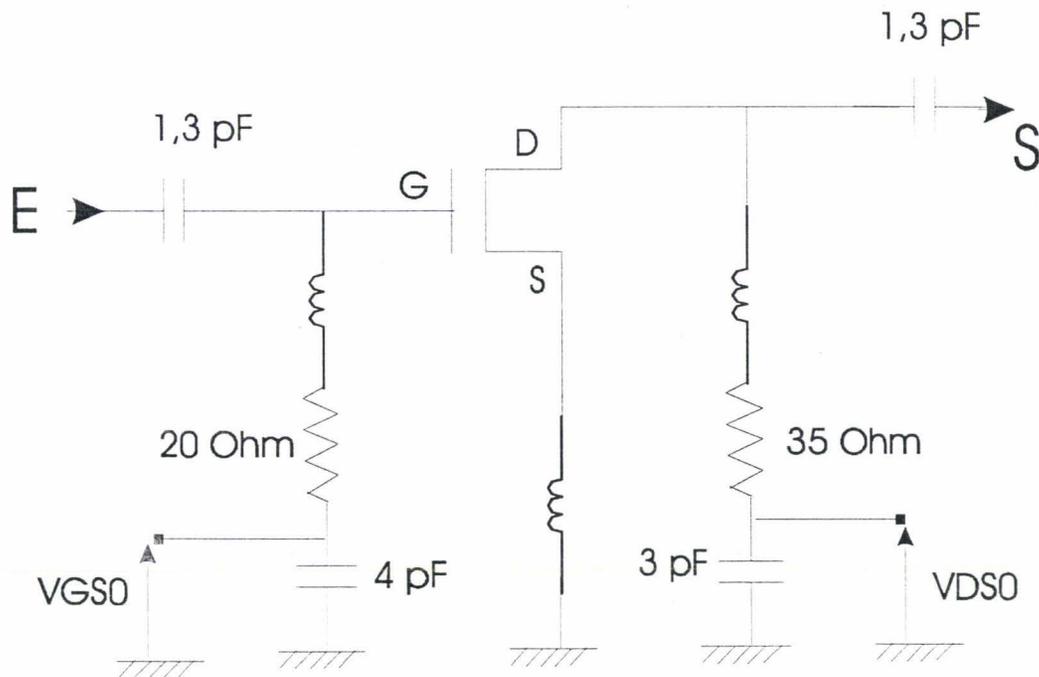
#### **II – 3 – A / Conception de l'amplificateur faible - bruit**

Les fréquences de coupure des transistors P-HEMT de la filière 0,2  $\mu\text{m}$  ED02AH de OMMIC présentant des fréquences de coupure du gain en puissance de l'ordre 100 GHz. En se basant sur une décroissance de 20 dB par décade lorsque la fréquence augmente, on ne peut espérer au mieux qu'un gain de 5 à 6 dB par transistor à 57 GHz. Pour obtenir un gain supérieur à 15 dB, il est donc nécessaire de cascader au moins 3 étages.

Par ailleurs, les conditions d'adaptation en entrée des transistors pour obtenir un facteur de bruit minimum sont différentes de celles conduisant au gain en puissance maximal. Il est donc nécessaire de procéder à un compromis.

De plus, pour assurer une stabilité inconditionnelle des transistors, des inductances de source et autres éléments de contre-réaction ont été introduits : Ceux-ci contribuent également à une diminution du gain de chaque étage. Ceci explique que nous nous sommes orientés vers une chaîne d'amplification à 4 étages comme illustré figure 14.

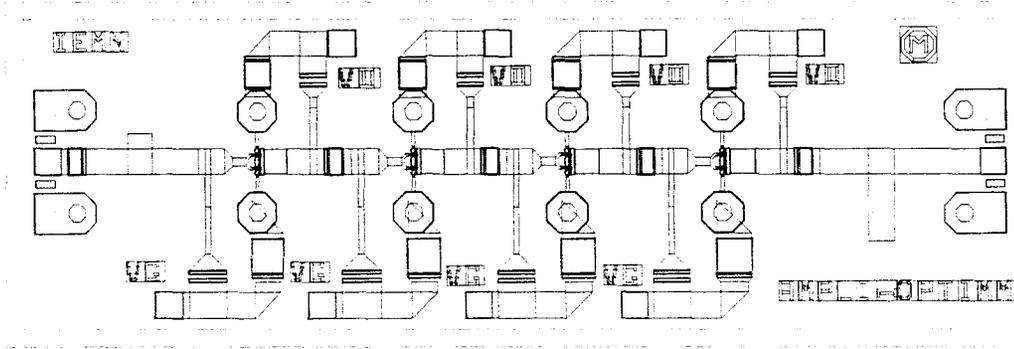
Chaque étage est constitué d'un transistor P-HEMT monté en source commune et présente  $4 \times 15 \mu\text{m}$  de développement de grille pour minimiser le facteur de bruit. Le synoptique de cet étage est représenté figure 15-A. Ce choix correspond en effet au meilleur compromis Facteur de bruit / Gain associé : A 57 GHz, le facteur de bruit est égal à 3 dB avec un gain associé de 3 dB pour un point de polarisation  $V_{ds} = 2 \text{ V}$  et  $V_{gs} = -0.2 \text{ V}$ .



**Figure 15-A - Synoptique de l'étage de base de l'amplificateur de bruit**

La mise en cascade de ces 4 étages peut être effectuée de différentes façons. Pour une compacité maximale, l'impédance du premier étage a été optimisée pour que le coefficient de sortie corresponde sensiblement au coefficient de réflexion de source à présenter à l'étage suivant pour obtenir un facteur de l'ordre de 3,3 dB. Ceci permet alors la mise en cascade directe des 4 étages sans réseau d'adaptation intermédiaire.

La dernière étape a consisté alors à réaliser l'adaptation en entrée et en sortie de l'amplificateur global sur  $50 \Omega$  en tenant compte des fils d'interconnexion.



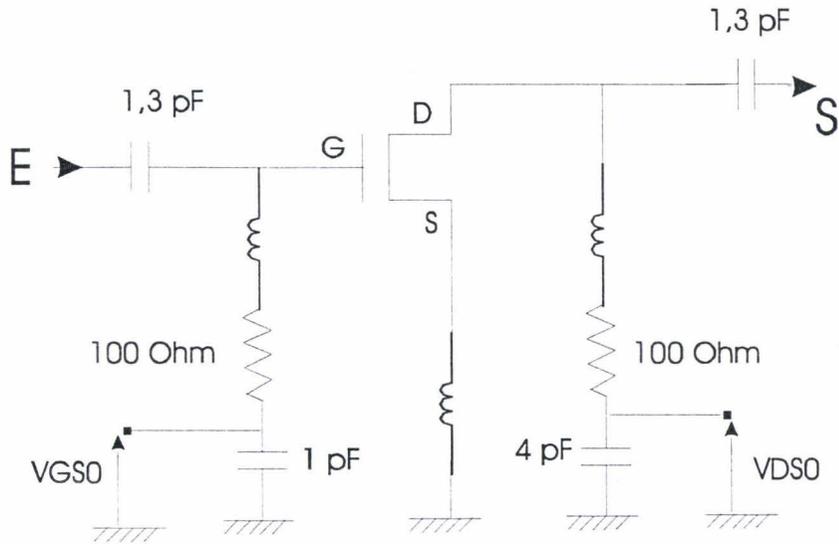
**Figure 15 – B : Layout de l'amplificateur faible bruit**

Ces amplificateurs faible bruit ont été conçus et fondus en utilisant des transistors normalement passants et normalement bloqués. Les résultats typiques obtenus sur ces deux approches sont voisins. Sur la bande 55 – 60 GHz, le facteur de bruit obtenu est de l'ordre de 5 dB pour un gain associé supérieur à 15 dB.

### **II – 3 – B / Amplificateur de Moyenne Puissance (MPA)**

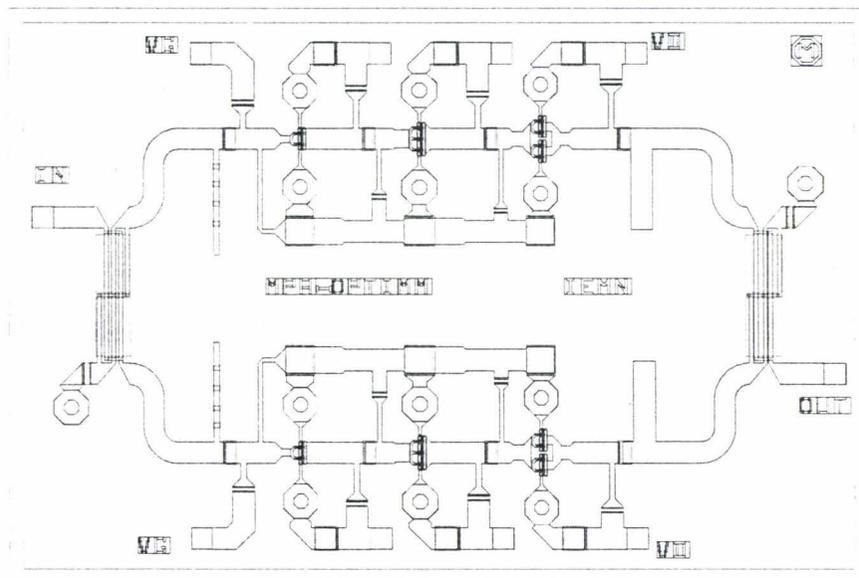
Le point de compression à 1 dB des transistors de la filière ED02AH est peu élevé et nécessite de développer une configuration d'amplificateur équilibré. Cette topologie permettant une compression plus élevée de 3 dB requiert la mise en parallèle de deux amplificateurs identiques de 3 étages effectuée à l'aide de coupleurs de Lange 3 dB – 90 °. Un autre avantage lié à cette topologie consiste en l'adaptation naturelle réalisée en entrée et sortie de l'amplificateur équilibré. Afin d'augmenter encore le point de compression du MPA, nous avons choisi des tailles de transistors croissantes de l'entrée vers la sortie : 4 x 15 µm pour le premier étage, 6 x 15 µm pour le deuxième étage puis 2 transistors en parallèle de 4 x 15 µm pour le troisième étage. Chaque étage a été stabilisé par contre-réaction en optimisant le compromis gain/stabilité.

Le schéma synoptique de l'étage de base est représenté figure 16-A.



**Figure 15-A - Synoptique de l'étage de base de l'amplificateur de bruit**

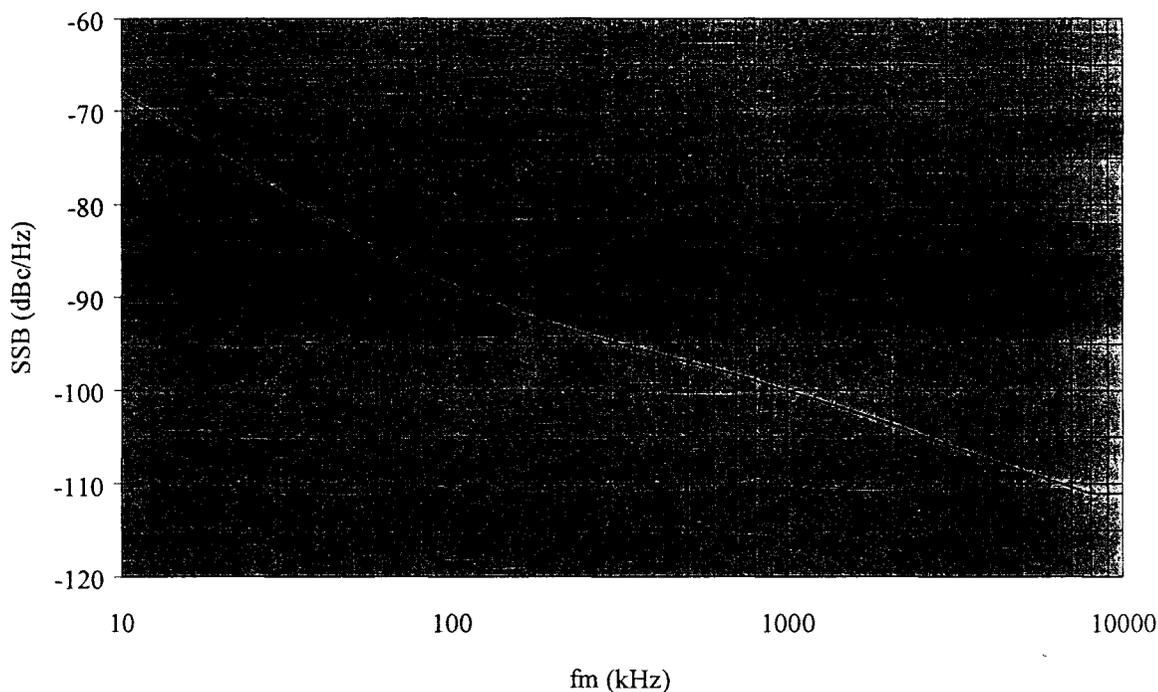
Les performances simulées et mesurées sont très proches avec un gain en puissance de 10 dB et un point de compression à 1 dB de sortie supérieur à 10 dBm. Le facteur de bruit quant à lui est très voisin de 10 dB. La puissance à saturation de ces amplificateurs MPA est de 17 dBm, ce qui est largement suffisant pour notre application.



**Figure 16-B - Layout du MPA**

### **III - Génération des signaux de référence à 3,4 GHz et 55 GHz**

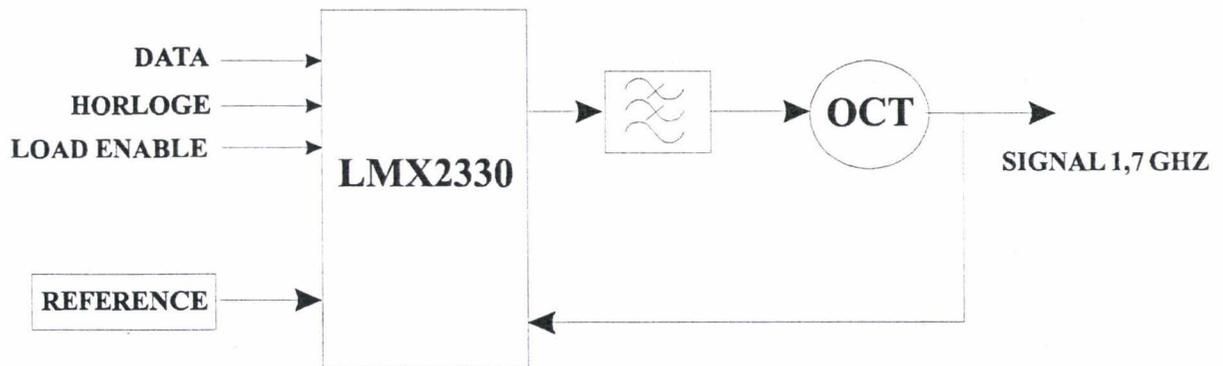
Comme expliqué précédemment, les émetteurs-récepteurs radio doivent intégrer des sources de référence synchrones à 3,4 GHz et 55 GHz. Ces sources doivent présenter des caractéristiques de bruit de phase et de stabilité fréquentielle suffisamment élevées pour assurer la qualité des communications à haut débit en bande millimétrique. A cet effet, nous avons introduit une procédure originale dans le logiciel de simulation système HP-EESOF OMNISYS pour prendre en compte l'influence du bruit de phase des oscillateurs locaux sur le Taux d'Erreur par Bit (TEB) en fonction du débit numérique. Cette procédure sera détaillée dans le troisième chapitre. Nous ne présentons ici que le bilan des simulations effectuées. Afin de ne pas dégrader la qualité d'une liaison mixte de débit 50 Mb/s, les caractéristiques de bruit de phase requises sont présentées figure 17.



**Figure 17 - Evolution requise du bruit de phase en fonction de la fréquence**  
**Modulation QPSK – Débit 50 Mb/s**

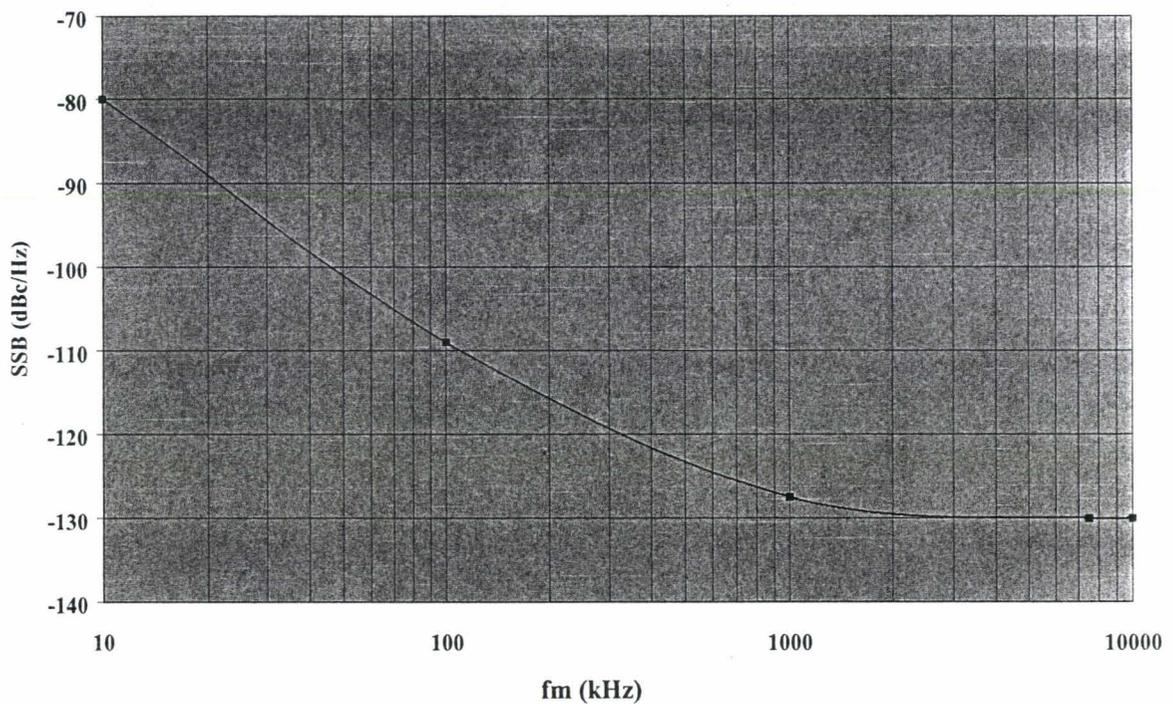
Les niveaux de bruit de phase requis ainsi que la nécessité d'une cohérence de phase pour les modulations vectorielles qui seront utilisées nécessitent l'utilisation de synthétiseur de fréquence. Ce synthétiseur est basé sur la génération d'un signal hyperfréquence à 1,7 GHz par une source stable programmable à base de circuits commerciaux. L'architecture retenue est celle d'une boucle à verrouillage de phase classique mettant en œuvre un oscillateur

contrôlé en tension, une source de référence ainsi qu'un comparateur de phase et un diviseur de fréquence programmable intégrés dans un même composant LMX2330 de National Semiconductor illustré figure 18.



**Figure 18 - Synoptique de la source stable programmable à 1,7 GHz**

Les performances en bruit de phase de cette référence basse fréquence à 1,7 GHz sont présentées figure 19.



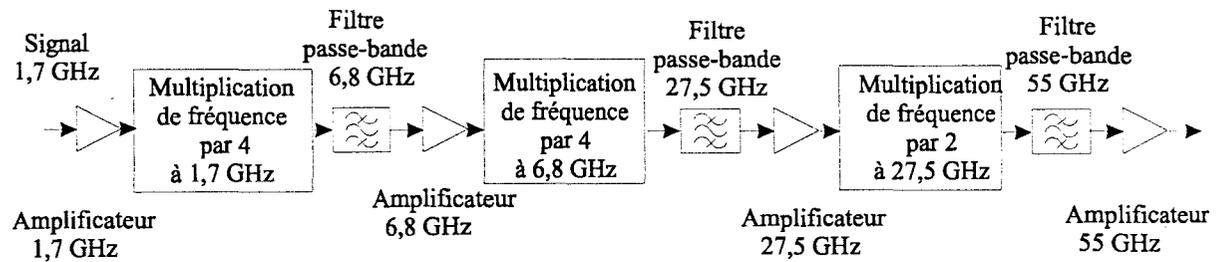
**Figure 19 - Caractéristiques du synthétiseur 1,7 GHz**

Pour atteindre la fréquence millimétrique de l'oscillateur local terminal 55 GHz, nous avons utilisé une chaîne de multiplication, elle aussi, intégrée en technologie MMIC.

### III – 2 / Chaîne de multiplication de fréquence

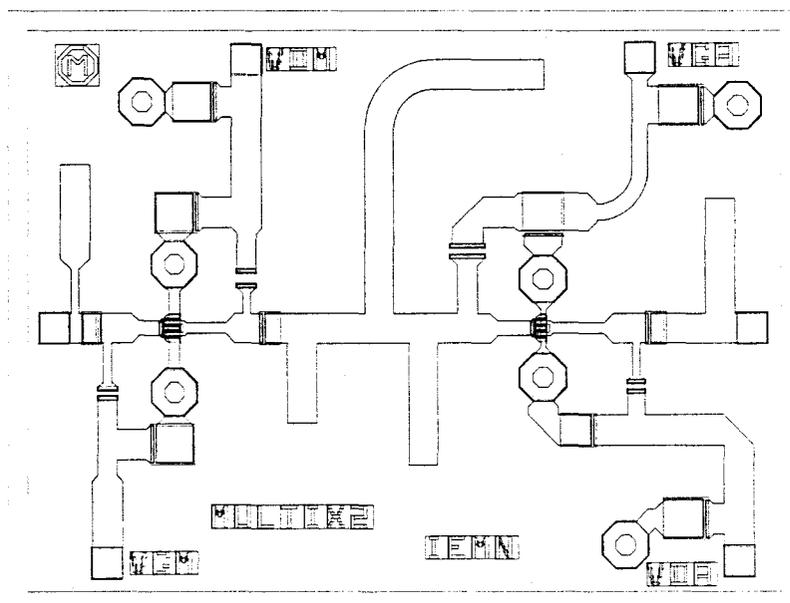
Cette chaîne est constituée de multiplicateurs de fréquence par 2 ou par 4 consécutifs. Avant chaque nouvelle multiplication, une amplification du signal incident fournit la puissance suffisante pour l'alimentation du multiplicateur suivant.

Un filtrage adéquat doit être effectué au niveau de chaque étage afin d'éliminer les harmoniques indésirables comme illustré figure 20.



**Figure 20 - Synoptique de la chaîne de multiplication**

Pour des fréquences inférieures à 30 GHz, nous avons utilisé les circuits MMIC commerciaux disponibles. Au-delà de cette fréquence, nous avons intégré les circuits disponibles dans l'équipe qui disposait alors des briques de base nécessaires à une intégration monolithique pour applications millimétriques à 60 GHz. A titre d'exemple, le doubleur de fréquence final 27,5 GHz – 55 GHz est présenté figure 21.

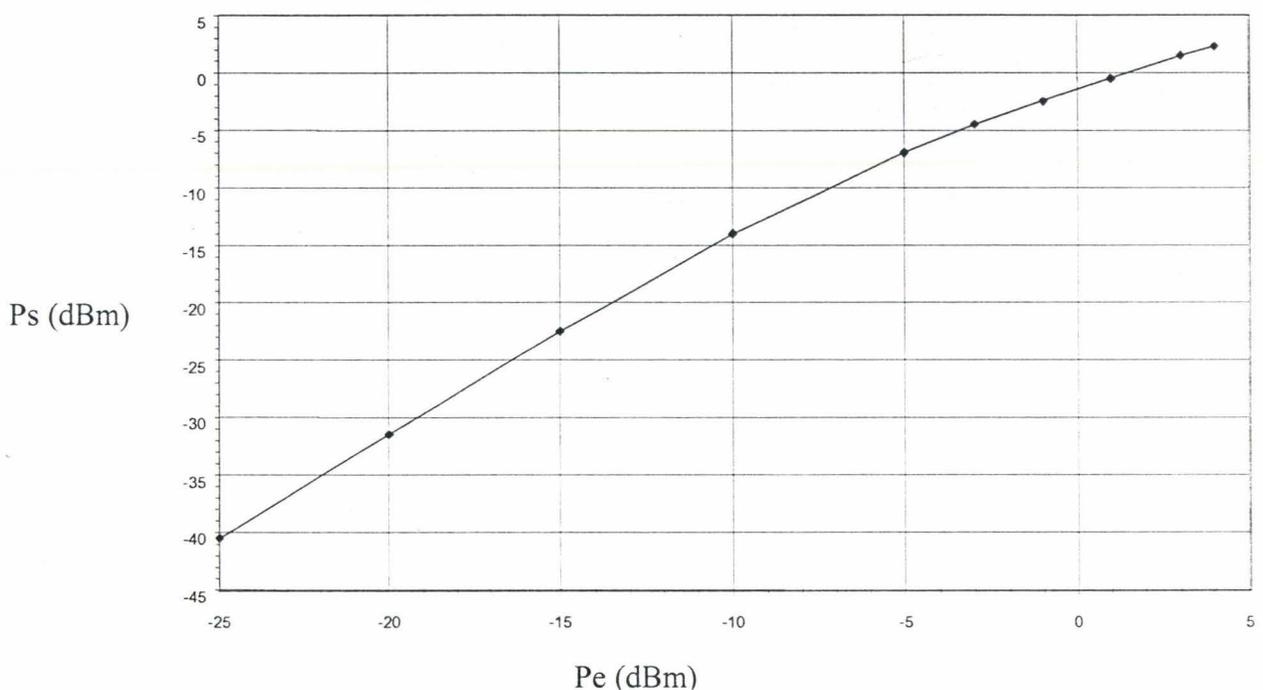


**Figure 21 – Lavout du doubleur de fréquence**

Traditionnellement en gamme RF et micro-onde basse, le principe du doubleur de fréquence repose sur l'emploi d'un transistor fonctionnant en classe B. Pour des fréquences d'entrée de l'ordre de 27,5 GHz, les capacités parasites ne permettent plus un blocage efficace du transistor lors de l'alternance négative. Il faut alors utiliser de manière plus réaliste le comportement non-linéaire du composant actif, ici comme précédemment un transistor PHEMT de la filière ED02AH de OMMIC. Nous avons utilisé la non-linéarité de la transconductance  $g_m$  qui est sensiblement optimale pour cette application pour une polarisation  $V_{gs}$  de l'ordre de  $-0,1$  V. La stabilité de cet étage est par ailleurs assurée par l'introduction d'éléments de contre-réaction de grille et de drain comme illustré figure 21.

La réjection des fréquences 55 GHz et 27,5 GHz, respectivement en entrée et en sortie du doubleur est obtenue par l'emploi de filtres réjecteurs (stubs) associés aux circuits d'adaptation d'entrée – sortie. L'addition d'un amplificateur tampon permet d'augmenter l'isolation de la structure globale.

La figure 22 présente les pertes de conversion de l'ordre de  $-2$  dB du doubleur de fréquence en fonction du niveau de puissance d'entrée. Ces résultats sont conformes aux prévisions théoriques ainsi que la réjection de 20 dB en sortie du signal à la fréquence fondamentale.



**Figure 22 – Evolution des pertes de conversion en fonction de la puissance du signal d'entrée à 27.5 GHz**

#### **IV – Montage de l'émetteur et du récepteur**

L'intégration des différents MMIC et circuits en alumine s'effectue par collage des différents composants sur socle en laiton comme le présente la figure 23. Ce socle, doré, présente des propriétés mécaniques appropriées qui minimisent les contraintes exercées sur les différents composants. La polarisation des différents transistors est assurée par une carte d'alimentations réglables délivrant les tensions et courants nécessaires. A chaque polarisation  $V_{ds}$  et  $V_{gs}$  est associée un filtre de découplage. Enfin, la liaison entre les différents composants est effectuée par thermo-compression.

Les accès FI et OL de l'émetteur et du récepteur sont des connecteurs coaxiaux SMA-femelle. L'accès RF, quant à lui, est assuré par un connecteur coaxial V-mâle.



**Figure 23 – Photographie de la partie MMIC de l'émetteur**

## **Conclusion**

Au cours de ce chapitre, l'architecture globale du système opto-millimétrique a été présentée en décrivant les contraintes rencontrées dans les différents domaines abordés. La solution retenue consiste à déporter optiquement deux signaux hyperfréquences : L'un, qui après multiplication de fréquence, fournit le signal millimétrique présentant des propriétés de bruit de phase adaptées à une application haut débit. Le second véhicule les données binaires haut débit selon un schéma de modulation vectorielle qui sera défini ultérieurement. Après photodétection et conversion de fréquence, une puissance d'émission de 10 dBm est retenue afin d'assurer un Taux d'Erreur par Bit inférieur à  $10^{-5}$  pour des distances de transmission supérieures à 20 m.

La conception de nombreux circuits MMIC nécessaires à la réalisation d'un émetteur et d'un récepteur dans la bande 57GHz – 59 GHz a été effectuée au sein de l'équipe en employant les transistors P-HEMT de la filière ED02AH de OMMIC. La nécessité d'un mode de transmission full-duplex a notamment imposé une isolation OL-RF du convertisseur de fréquence supérieure à 25 dB et une réjection à 2GHz de la bande passante du filtre RF de l'ordre de 20 dB.

Cette topologie a également été définie en prenant en compte les différents aspects « système » relatifs à la propagation, le bruit de phase des oscillateurs locaux et des non-linéarités comme nous le décrivons au cours des chapitres suivants.

## **Bibliographie**

[1] **Broadband radio access integrated network (BRA) in MM-wave band: indoor wireless LAN prototype**

*Gang Wu; Hase, Y.; Inoue, M.*

Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998. The Ninth IEEE International Symposium on  
Volume: 1 , Page(s): 23 -27 vol.1

[2] **Research activities of millimeter-wave technologies for multimedia communications**

*Ohmori, S.*

Personal Wireless Communication, 1999 IEEE International Conference on , Page(s): 60 -65

[3] **Service availability of broadband wireless networks for indoor multimedia at millimeter waves**

*Chiani, M.; Dardari, D.; Zanella, A.; Andrisano, O.*

Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on , Page(s): 29 -33

[4] **Architectural considerations of radio-on-fiber millimeter-wave wireless access systems**

*Kitayama, K.*

Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on , Page(s): 378 -383

[5] **Broad-band millimeter-wave (38 GHz) fiber-wireless transmission system using electrical and optical SSB modulation to overcome dispersion effects**

*Smith, G.H.; Novak, D.*

IEEE Photonics Technology Letters

Volume: 10 1 , Page(s): 141 -143

[6] **Full-duplex broadband fiber-wireless system incorporating baseband data transmission and a novel dispersion tolerant modulation scheme**

*Lim, C.; Nirmalathas, A.; Novak, D.; Waterhouse, R.; Ghorbani, K.*

Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International

Volume: 3 , Page(s): 1201 -1204 vol.3

[7] **Development and evaluation on the millimeter-wave indoor wireless LAN demonstrators**

*Kato, A.; Manabe, T.; Ihara, T.; Fujise, M.*

Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998. The Ninth IEEE International Symposium on

Volume: 1 , Page(s): 28 -32 vol.1

[8] **Radio-node upconversion in millimeter-wave fiber-radio distribution systems**

*Hilt, A.; Marozsak, T.; Maury, G.; Berceli, T.; Cabon, B.; Vilcot, A.*

Microwaves and Radar, 1998. MIKON '98., 12th International Conference on , Page(s): 176 -180 vol.1

[9] **Millimeter wave circuit techniques and technology for radar and wireless communication**

*Koul, S.K.*

Millimeter Wave and Far Infrared Science and Technology, 1996. Proceedings., 4TH International Conference

on , Page(s): 206 -209

[10] **Unlicensed millimeter wave communications. A new opportunity for MMIC technology at 60 GHz**

*Van Tuyl, R.L.*

Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1996. Technical Digest 1996., 18th Annual ,

Page(s): 3 -5

[11] **High-performance millimeter-wave MMICs for wireless communication systems**

*Ohata, K.; Saito, T.*

Signals, Systems, and Electronics, 1995. ISSSE '95, Proceedings., 1995 URSI International Symposium on ,

Page(s): 119 -122

[12] **Wireless LAN architecture for mobile communications at millimeter wavelength**

*Bouchet, P.; Mon, J.P.; Krief, F.; Schwartz, M.*

EUROMICRO 94. System Architecture and Integration. Proceedings of the 20th EUROMICRO Conference. ,  
Page(s): 679 -685

[13] **Wireless LANs: physical properties of infra-red systems vs. mmw systems**

*Fernandes, J.J.G.; Watson, P.A.; Neves, J.C.*

IEEE Communications Magazine

Volume: 32 8 , Page(s): 68 -73

[14] **RF-front end and optical feeding system for a millimeter-wave broadband communications system at 60 GHz**

*Sauer, M.; Kojucharow, K.; Kaluzni, H.; Nowak, W.*

Microwave and Optoelectronics Conference, 1997. Linking to the Next Century. Proceedings., 1997

SBMO/IEEE MTT-S International

Volume: 1 , Page(s): 227 -232 vol.1

---

**CHAPITRE 2 : ETUDE DE LA QUALITE D'UNE COMMUNICATION**

**HAUT DEBIT A 60 GHZ**

---

## Chapitre II - Etude de la qualité d’une communication haut débit à 60 GHz

Nous essayons dans ce chapitre de présenter les principales grandeurs influant sur la qualité d’une liaison radio haut débit à 60 GHz.

### I - Bilan de liaison haut débit à 60 GHz

#### I – A - Définition de la sensibilité du récepteur

Un des principaux objectifs du bilan de liaison est de définir la puissance de réception minimale nécessaire pour obtenir un rapport signal à bruit S/N désiré et donc une qualité de communication donnée.

Cette puissance minimale  $Pr_{min}$  définit la sensibilité du récepteur et s’exprime en fonction du rapport signal à bruit S/N et de la puissance disponible de bruit  $FkTB$  en entrée du récepteur.

$$Pr_{min} = F.k.T.B. \frac{S}{N} \quad (1)$$

k : Constante de Boltzmann.

T : Température ambiante 298 K ou température du récepteur.

B correspond à la bande passante du récepteur et dépend du débit mais également du schéma de modulation.

On exprime plus généralement la sensibilité en fonction du rapport  $E_b/N_0$  qui sert de référence lors de la comparaison du rendement énergétique de plusieurs modulations.

En fait, en introduisant les paramètres  $N_0 = N/B$  et  $E_b = S/Db$  correspondant respectivement à la densité spectrale de bruit et à l’énergie moyenne par bit, on peut exprimer le rapport

signal à bruit S/N par la relation 
$$\frac{S}{N} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{Db}{B}$$

La sensibilité du récepteur s’exprime alors directement en fonction du débit binaire  $Db$  et du rapport signal sur bruit normalisé  $E_b/N_0$ .

$$Pr_{min} = F.k.T.Db. \frac{E_b}{N_0}$$

Cette relation met en évidence que la puissance minimale requise croît avec le débit. Ainsi, un débit de 100 Mb/s contre 10 Mb/s impose une puissance de réception supérieure de 10 dB afin de garantir une qualité de communication identique, toutes choses étant égales par ailleurs.

### I – B / Bilan de liaison à 60 GHz en espace libre

La qualité de communication, tributaire de la puissance reçue, dépend par conséquent de la puissance  $P_e$  délivrée par l'émetteur. Les caractéristiques des antennes d'émission et de réception jouent donc un rôle déterminant, notamment au niveau des gains d'antennes d'émission et de réception  $G_e$  et  $G_r$  qui traduisent le confinement du rayonnement dans des directions privilégiées par rapport aux sources rayonnantes isotropes.

Pour une source isotrope rayonnant en espace libre, l'atténuation en fonction de la distance  $R$

parcourue est donnée par la loi  $\alpha(\text{dB}) = 10 \cdot \text{Log} \left[ \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R} \right)^2 \right]$  où  $\lambda$  correspond à la longueur

d'onde du signal émis.

Si l'on introduit des antennes directives la loi de Friis conduit à :

$$Pr(\text{dBm}) = Pe(\text{dBm}) + G_e + G_r + 20 \cdot \text{Log} \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R} \right) - L(\text{dB}) \quad (3)$$

où  $L$  caractérise les pertes de propagation en fonction de la portée.

$G_e$  et  $G_r$  correspondent respectivement au gain des antennes d'émission et de réception exprimés en dB.

A 60 GHz, la longueur d'onde dans le vide  $\lambda$  est de 5 mm. L'atténuation en espace libre s'exprime alors :

$$Pr(\text{dBm}) = Pe(\text{dBm}) + G_e + G_r - 68 - 20 \cdot \text{Log}(R) - L(\text{dB}). \quad (4)$$

Par conséquent, l'atténuation due à la propagation est de 68 dB pour une distance de 1 mètre, de 88 dB pour une distance de 10 mètres et de 108 dB pour une distance de 100 mètres, au gain des antennes près.

Cette atténuation très prononcée montre combien la bande millimétrique est propice au confinement des communications. La faible longueur d'onde ne consiste pas l'unique critère de choix de cette bande de fréquence puisque l'atténuation atmosphérique présente un pic d'absorption à 60 GHz : L'interaction de la molécule de dioxygène avec l'onde millimétrique se traduit par un coefficient d'atténuation  $\alpha$  de l'ordre de 17 dB/km.

En conséquence, à une distance de propagation de 1000 m correspond une atténuation supérieure à 125 dB. A cette distance, le niveau du signal résiduel est très faible et autorise la réutilisation de la même fréquence porteuse. Ainsi, la gestion des plans de fréquence s'en trouve radicalement simplifiée.

## II - Les modulations vectorielles

### II – 1 Présentation

La plupart des systèmes de radiocommunications modernes emploient des techniques de modulation vectorielle. Cette dénomination englobe les diverses techniques qui greffent le signal numérique sur un signal porteur, de fréquence  $f_0$ , en modifiant ses caractéristiques de phase et d'amplitude.

#### 1 – A / Expression du signal modulé

Un signal modulé en amplitude et en phase peut s’écrire :

$$s(t) = \text{Re}\left(Fc(t).e^{j\varphi_c(t)}.e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\right) \quad (6)$$

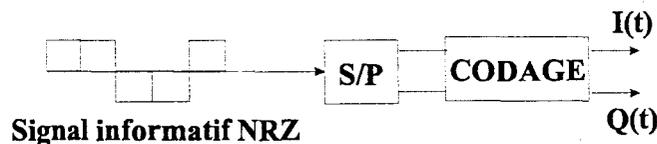
$\omega_0, \varphi_0$  : Fréquence et phase de la porteuse.

$Fc(t).e^{j\varphi_c(t)} = I(t) + jQ(t)$  : Fonction complexe qui définit la modulation employée.

La modulation vectorielle apparaît alors équivalente à la somme de deux modulations d’amplitude effectuées sur deux porteuses en quadrature de phase par les signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$ .

$$s(t) = I(t). \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t). \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (7)$$

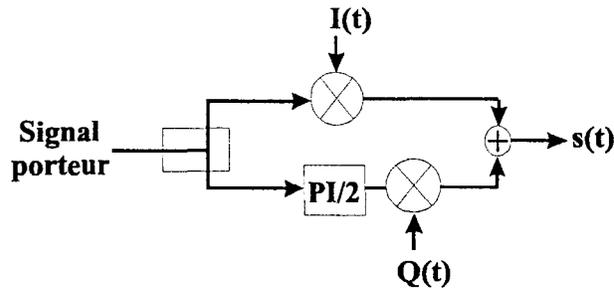
où  $I(t)$  et  $Q(t)$  sont deux composantes modulantes issues du signal binaire NRZ informatif. Ces composantes sont générées par conversion série/parallèle et de codage spécifique au type de modulation employée, comme le schématise la figure 1.



**Figure 1 - Synoptique de la génération des composantes I et Q**

#### 1 – B / Topologie du modulateur

La figure 2 représente le modulateur vectoriel composé de deux mélangeurs pompés en parallèle par deux porteuses déphasées de  $\pi/2$ . Les deux modulations d’amplitude opérées par les signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$  sont ensuite additionnées.



**Figure 2 - Synoptique du modulateur**

## II – 2 / Choix du schéma de modulation

Plusieurs critères sont à considérer lors du choix du schéma de modulation à employer :

- Le rendement énergétique : Pour un rapport signal à bruit donné, la qualité de la communication, c’est-à-dire le Taux d’Erreur par Bit, évolue en fonction de la modulation considérée. Ce rendement énergétique est généralement caractérisé par le rapport  $E_b/N_0$ .
- L’encombrement spectral du signal modulé constitue une préoccupation majeure dans un bon nombre d’applications modernes : Pour une bande de fréquences allouée, cet encombrement spectral définit le nombre d’utilisateurs pouvant être traités simultanément. Cet encombrement spectral est généralement caractérisé par le rapport  $f/f_s$  où  $f_s$  correspond à la fréquence de Shannon.
- La simplicité et le coût de mise en œuvre de la technique de modulation/démultiplexage constituent souvent un critère préférentiel.
- La sensibilité du signal modulé aux perturbations spécifiques à l’application (non-linéarités, brouillage...). Ce sont, par ailleurs, les caractéristiques des signaux en bande de base  $I(t)$  et  $Q(t)$  qui conditionnent les propriétés du signal modulé  $S(t)$ .

En effet,  $I(t)$  et  $Q(t)$  s’expriment généralement par les relations :

$$I(t) = \sum_k I_k \cdot g(t - kT) \cdot \cos(\omega_o t + \varphi_o) \quad Q(t) = \sum_k Q_k \cdot g(t - kT) \cdot \sin(\omega_o t + \varphi_o) \quad (8)$$

- Le couple  $(I_k, Q_k)$  correspond à un symbole qui définit un état vectoriel parmi  $N = 2^M$  états possibles où  $M$  est le nombre de bits auxquels est associé un symbole. Le nombre croissant  $N$  diminue sensiblement le rendement énergétique d’un schéma de modulation.

- T représente la durée d'un symbole :  $T = M \cdot T_b$  où  $T_b$  correspond à la durée d'un état binaire.

-  $g(t)$  représente le formant de l'enveloppe de chaque composante d'un symbole. La durée T de cette l'enveloppe ainsi que son évolution temporelle plus ou moins abrupte conditionnent l'encombrement spectral du signal modulé.

Nous présentons ci-dessous rapidement les différents schémas de modulation considérés lors nos études.

## **II – 3 / Modulation à déplacements de phase à deux états (Binary Phase Shift Keying)**

### **3 – A / Présentation**

La modulation de phase à 2 états correspond à la modulation d'amplitude du signal porteur de fréquence  $f_0$  par un signal numérique NRZ (Non Retour à Zéro) dont chaque état "0" ou "1" correspondent respectivement à des niveaux  $-V$  ou  $+V$ . L'inversion de signe du signal modulant induit un saut de phase de  $180^\circ$ . Finalement, la modulation BPSK peut être considérée comme une modulation vectorielle à une composante unique correspondant au signal NRZ.

Le signal modulé  $s(t)$  s'exprime donc sous la forme :

$$S(t) = \sum_k A e^{j(\omega_o t + \theta_k + \varphi_o)} \quad \text{où } \theta_k \in \{0; \pi\} \quad (9)$$

$$S(t) = \sum_k a_k e^{j(\omega_o t + \varphi_o)} \quad \text{où } a_k \in \{-1; +1\} \quad (10)$$

Dans le cas où aucun filtre n'est appliqué au signal modulant, la densité spectrale  $S_{ss}(f)$  du signal modulé s'exprime :

$$S_{ss}(f) = 2 \cdot (T_b \cdot A)^2 \cdot \frac{\sin^2(\pi \cdot f \cdot T_b)}{(\pi \cdot f \cdot T_b)^2} \quad (11)$$

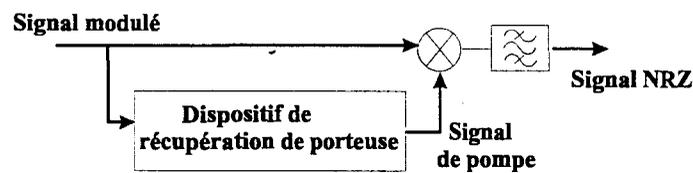
### 3 – B / Démodulation

Le démodulateur BPSK présente la même constitution de base mais diffère par la nécessité de disposer d'un signal de pompe permettant de recouvrer les données transmises. Le signal de pompe se définit comme le signal assurant la transposition de fréquence de la bande de base vers la fréquence porteuse et réciproquement. On distingue la démodulation cohérente et la démodulation différentielle :

#### B –1 / Démodulation cohérente

Dans le cas de la démodulation cohérente, le signal de pompe correspond au signal porteur, extrait du signal modulé incident afin d'assurer le synchronisme en fréquence et en phase nécessaire à la restitution des données.

Le démodulateur doit alors comporter un système de récupération de porteuse dont le principe de fonctionnement diffère selon la technique de modulation envisagée.



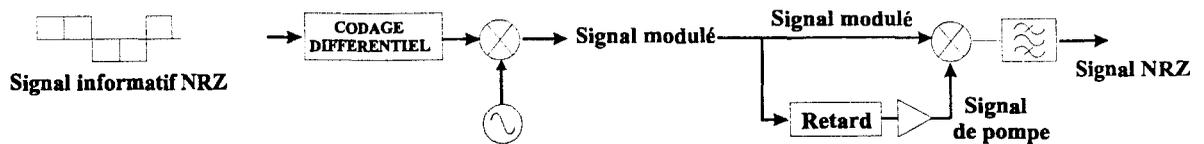
**Figure 3 – Synoptique du démodulateur différentiel DBPSK**

La mise en œuvre de ces dispositifs de synchronisation peut s'avérer complexe et coûteuse. Une autre méthode consiste à employer une technique de démodulation différentielle.

#### B –1 / Démodulation différentielle

Le signal de pompe correspond à une réplique retardée et amplifiée du signal modulé. La valeur du retard est égale à la durée d'un symbole dans le cas général et donc d'un bit dans le cas de la modulation BPSK.

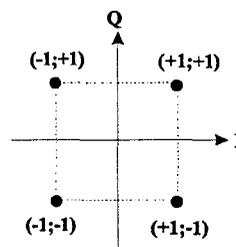
La complexité moindre de la démodulation différentielle a pour contrepartie l'addition de bruit supplémentaire au signal résultant. La démodulation différentielle altère le rendement énergétique de la modulation considérée et le bilan de liaison.



**Figure 4 - Synoptique de la démodulation différentielle**

**II -4 / Modulation à déplacements de phase à 4 états (Quadrature Phase Shift Keying)**

La modulation de phase à 4 états constitue une représentation significative du concept de modulation vectorielle; La vocation première de la modulation QPSK est de réduire de moitié l'occupation spectrale du signal modulé. Les deux composantes I et Q, issues d'une conversion série/parallèle, génèrent des symboles dont la durée est le double de celle d'un état binaire.



**Figure 5 -Diagramme de constellation de la modulation QPSK**

Les modifications de l'état de phase sont par conséquent deux fois moins fréquentes, d'où la réduction de l'occupation spectrale. Par ailleurs, la rentabilité énergétique de la modulation QPSK est théoriquement identique à celle de la modulation BPSK puisque la modulation QPSK équivaut à deux modulations BPSK orthogonales. Le défaut de quadrature et le déséquilibre entre les voies I et Q des modulateur/démodulateur peuvent toutefois dégrader les performances attendues.

Dans le cas de la QPSK, chaque composante du symbole (I ;Q) peut prendre les valeurs -1 ou +1 : L'évolution de la phase du signal modulé s(t) est donc décrite par 4 états de phase possibles  $+\pi/4$ ,  $+3\pi/4$ ,  $-3\pi/4$  et  $-\pi/4$ , représentés par le diagramme de constellations de la figure 5.

$$s(t) = \sum_k I_k \cdot g(t - k.2Tb) \cdot \cos(\omega_o t + \varphi_o) + j \sum_k Q_k \cdot g(t - k.2Tb) \cdot \sin(\omega_o t + \varphi_o)$$

$$s(t) = \sum_k A e^{j(\omega_o t + \theta_k + \varphi_o)} \quad \text{où } \theta_k = \frac{\pi}{4} + i \cdot \frac{\pi}{2} \quad \text{et } i \in \{0;1;2;3\}$$

(12)

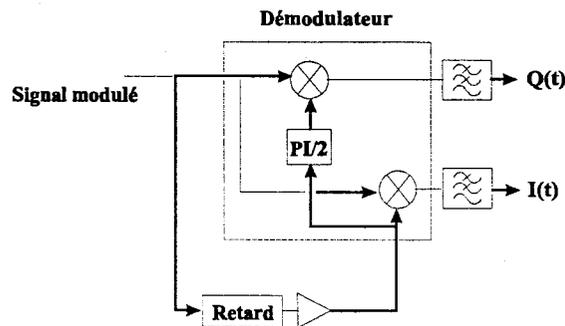
De manière similaire au cas de la modulation BPSK, on distingue la démodulation cohérente de la modulation différentielle.

Concernant la modulation cohérente, plusieurs techniques permettent de générer la porteuse :

- la boucle de Costa.
- la multiplication par 4.
- la remodulation.

La mise en œuvre de ces techniques de démodulation à une fréquence porteuse de l'ordre du gigahertz n'est pas triviale.

La démodulation différentielle présente assurément une complexité moindre. La topologie associée se résume de prime abord à l'association d'un dispositif de retard et d'un démodulateur.



$$I(t) = \sum_k \text{rect}(t - kT) \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_{k-1}) \quad Q(t) = \sum_k \text{rect}(t - kT) \cdot \sin(\varphi_k - \varphi_{k-1})$$

**Figure 6 – Démodulateur différentiel DQPSK**

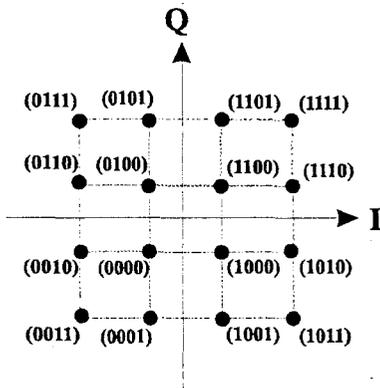
**II – 5/ Modulation à déplacements de phase et d'amplitude à 16 états (16 QAM)**

Dans le cas de la modulation QPSK, le duplexage du signal en 2 composantes I et Q permet de réduire de moitié l'occupation spectrale du signal modulé. Le principe des modulations 2<sup>m</sup>QAM est d'associer m états binaires à un symbole. Chaque symbole prend une valeur parmi 2<sup>m</sup> valeurs possibles et possède une durée égale à m. Tb.

Concernant la modulation 16QAM (m = 4), l'expression du signal modulé s(t) devient :

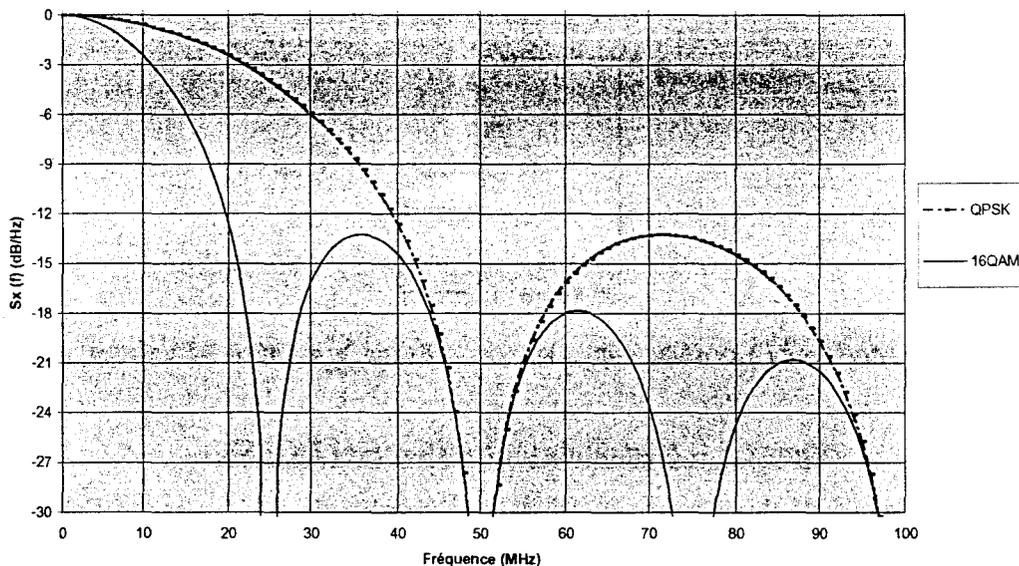
$$s(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - k \cdot 4Tb) \cdot \cos(\omega_o t + \varphi_o) + j \sum_k b_k \cdot g(t - k \cdot 4Tb) \cdot \sin(\omega_o t + \varphi_o)$$

où  $a_k \in \{-1; -1/3; +1/3; +1\}$  et  $b_k \in \{-1; -1/3; +1/3; +1\}$  (13)



**Figure 7 – Diagramme de constellation 16 QAM**

L'occupation spectrale du signal modulé 16QAM, inversement proportionnelle à la durée d'un symbole, est deux fois inférieure à celle de la modulation QPSK.



**Figure 8 – Comparaison des densités spectrales des signaux QPSK et 16QAM**

## II – 6 / Rendement énergétique

Le Taux d'Erreur par Bit d'une transmission permet de quantifier les performances d'un système de communication. Le schéma de modulation employé influe fortement sur le TEB.

En effet, l'enveloppe du signal modulant et la technique de démodulation sont deux facteurs qui sensibilisent la communication à la présence de bruit.

Une classification des différentes techniques met en avant les performances des modulations BPSK et QPSK dans le cas d'une démodulation cohérente : Celles-ci sont théoriquement identiques puisque la démodulation QPSK consiste finalement à effectuer deux démodulations BPSK indépendantes en quadrature.

Considérant un bruit gaussien additif blanc, l'évolution du TEB en fonction du rapport  $E_b/N_0$  peut s'exprimer analytiquement :

$$TEB_{BPSK} = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} = TEB_{QPSK} \quad (14)$$

Les performances de la démodulation différentielle sont inférieures. Concernant la QPSK, le TEB en démodulation différentielle s'exprime par :

$$TEB_{DQPSK} = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left( \sqrt{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi}{R}} \cdot \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (15)$$

$$\text{Soit } TEB_{DQPSK} \approx \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2 \cdot N_0}} \right) \quad (16)$$

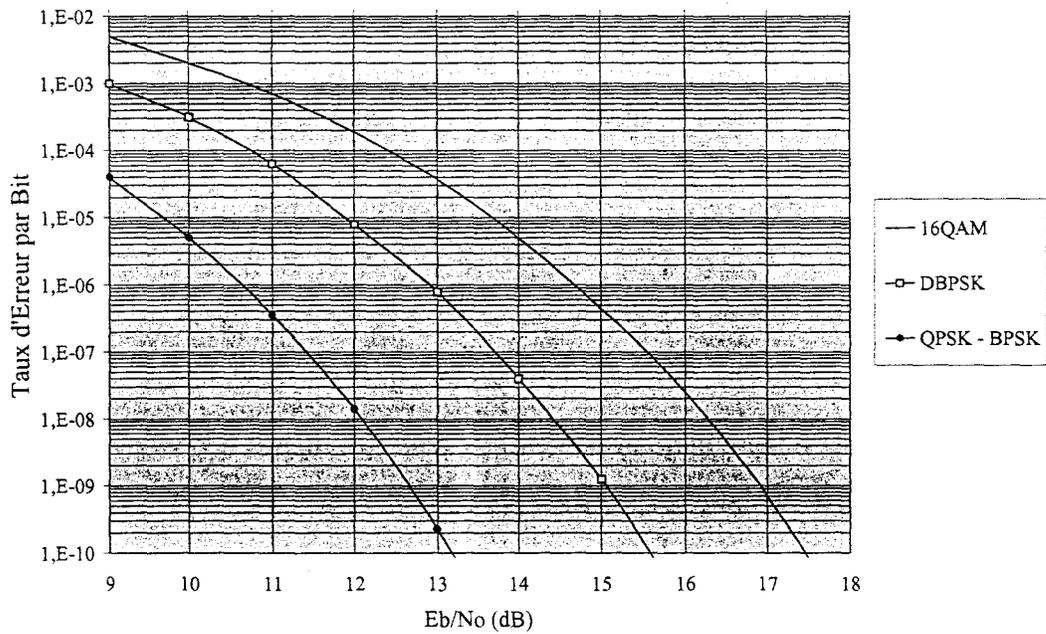
Pour atteindre une probabilité d'erreur similaire au cas de la démodulation cohérente, le rapport signal à bruit doit être supérieur d'environ 3 dB.

Concernant la modulation 16QAM dont l'intérêt majeur est le haut rendement spectral, le nombre supérieur d'états possibles favorise amplement l'introduction d'erreurs dues au bruit et aux non-linéarités des éléments constituant la chaîne d'émission - réception.

L'expression du TEB pour cette modulation est la suivante :

$$TEB_{16QAM} \approx \frac{3}{8} \cdot \text{erfc} \sqrt{\frac{2 Eb}{5 No}} \quad (17)$$

La comparaison des performances des différentes modulations précédemment citées met en évidence la sensibilité accrue des modulations 2<sup>m</sup> QAM au bruit. L'augmentation du rendement spectral, indiquée figure 8, est donc réalisée au détriment du rendement énergétique comme le présente la figure 9.



**Figure 9 - Comparaison des performances des différentes modulations en présence de bruit blanc additif gaussien**

### III - Influence du bruit de phase des oscillateurs locaux sur la qualité de la communication

#### III – 1 / Position et description du problème

La transposition du signal modulé à la fréquence allouée (57-59 GHz) nécessite l’emploi d’un mélangeur et d’un oscillateur local présentant des caractéristiques appropriées.

Concernant les oscillateurs locaux, la stabilité fréquentielle et la pureté spectrale du signal délivré constituent des paramètres fondamentaux pour les systèmes de communications à haut débit.

Le signal  $S(t)$  délivré par une source cohérente réelle est affecté de fluctuations aléatoires de son amplitude, de sa fréquence et de sa phase. Celui-ci s’exprime :

$$\begin{aligned} S(t) &= [A + \Delta A(t)]e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\omega(t) + \Delta\phi(t))} \\ &= [A + \Delta A(t)]e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\phi(t))} \end{aligned} \quad (18)$$

Ces fluctuations se greffent au signal informatif  $e(t)$  lors de la transposition de fréquence. En effet, le signal  $m(t)$  issu de cette opération s’exprime :

$$\begin{aligned} m(t) &= S(t) * e(t) \\ &= \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \cdot e^{j\varphi_k} \cdot e^{j\omega t} * [A + \Delta A(t)]e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\phi(t))} \\ &= \sum_k a_k \cdot [A + \Delta A(t)] \cdot g(t - kT) \cdot e^{j(\varphi_k + \Delta\phi(t))} \cdot e^{j\omega t} * e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \end{aligned} \quad (19)$$

$m(t)$  est alors équivalent au résultat de la transposition, par un signal de pompe idéal, d’un signal informatif perturbé par des fluctuations de phase et d’amplitude.

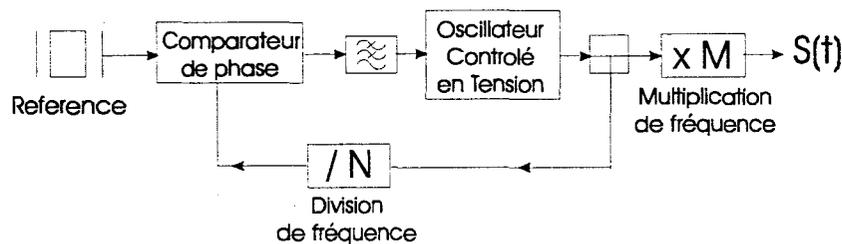
Afin de quantifier les phénomènes de bruit de phase et d'amplitude des oscillateurs locaux, on s'intéresse au spectre électromagnétique du signal généré.

Ce spectre présente un élargissement par rapport au pic de Dirac fréquentiel idéal. On parle alors de bruit de modulation d'amplitude (MA), de fréquence (MF) ou de phase (MP). La contribution du bruit MA est généralement très inférieure à celle du bruit MF ou MP (50 à 60 dB).

Le bruit de modulation de phase, ou bruit de phase, constitue donc le critère de pureté spectrale d'un oscillateur local. Or, le bruit de MP croît fortement avec la fréquence de fonctionnement et n'est certainement pas négligeable en bande millimétrique.

### III – 2 / Bruit de phase de sources millimétriques

Les oscillateurs sont des systèmes bouclés, asservis sur une référence basse fréquence de quelques mégaHertz. Les multiplications et divisions de fréquence, alors indispensables, accroissent considérablement le niveau de bruit de phase du signal délivré.



**Figure 10 - Synoptique d'un oscillateur local**

Classiquement, les sources millimétriques sont constituées d'une boucle à verrouillage de phase et d'un multiplicateur de fréquence de rang de multiplication  $M$ . La boucle à verrouillage de phase se compose, quant à elle, d'une référence, d'un comparateur de phase, d'un filtre passe-bas, d'un oscillateur contrôlable en tension et d'un diviseur de fréquence de rang de division  $N$ .

On montre que la densité spectrale de puissance  $S_{SS}(f)$  du signal délivré s'exprime :

$$S_{SS}(f) = M^2 \left[ N^2 \left( S_{ref}(f) + S_{divN}(f) + \frac{V_{dp}(f)^2 + V_{fpb}(f)^2}{Kd^2} \right) |H(f)|^2 + S_{VCO}(f) \cdot |1 - H(f)|^2 \right]$$

(20)

$S_{ref}(f)$  : Densité spectrale de puissance du signal de référence.

$S_{divN}(f)$  : Densité spectrale de puissance du diviseur par N.

$S_{VCO}(f)$  : Densité spectrale de puissance de l'oscillateur libre.

L'augmentation du bruit de phase en  $20\text{Log}(M)$  montre l'importance des oscillateurs locaux à faible bruit de phase dans la mise en œuvre des systèmes de communications large bande en gamme centimétrique et millimétrique.

### III – 3 / Modélisation du phénomène de bruit de phase

L'impact du bruit de phase des oscillateurs locaux sur la qualité des communications numériques haut débit doit être modélisé afin de comparer différentes techniques de modulation et surtout obtenir un modèle prédictif permettant de fixer des gabarits de bruit de phase adaptés à une communication de haute qualité.

Dans le cadre de notre étude, la modélisation du bruit de phase a été développée sur le logiciel de simulation Series IV Omnisys de HP-EESOF. Le principe de la modélisation consiste à opérer une fluctuation aléatoire de la phase instantanée d'un signal sinusoïdal initialement idéal.

On applique pour cela à l'entrée d'un modulateur de phase un bruit gaussien de moyenne nulle, de variance et de loi de distribution définies. Le signal délivré par le modulateur de phase est donc un signal sinusoïdal affecté d'un bruit de modulation de phase en tout point comparable à la réalité physique.

Afin de maîtriser parfaitement l'évolution du bruit de phase du signal résultant, une opération de filtrage appropriée doit être effectuée sur le signal aléatoire de modulation.

Le signal alors délivré par le modulateur de phase présente des caractéristiques qui traduisent le comportement en bruit de phase d'une source millimétrique réelle.

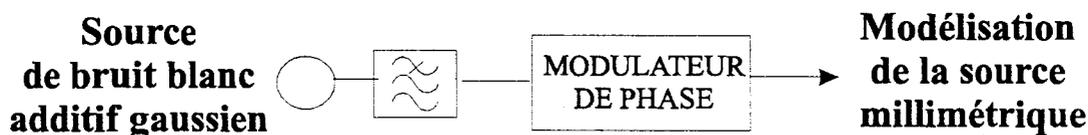
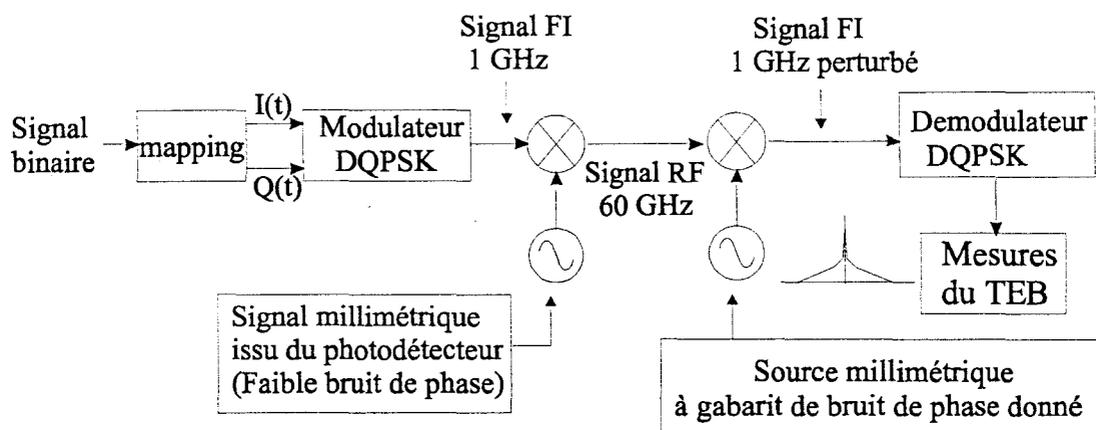


Figure 11 – Modélisation de la source millimétrique sur Omnisys

La procédure de la simulation consiste à affecter le signal modulé par le bruit de phase de la source millimétrique lors de deux transpositions de fréquence réciproques. La première transposition est effectuée à l’aide d’un signal sinusoïdal idéal et la seconde est opérée en utilisant un signal aux caractéristiques de bruit de phase imposées lors de la modélisation.



**Figure 12 - Synoptique du banc de simulation de l’influence du bruit de phase pour la modulation DQPSK**

Les limites de cette méthode temporelle sont imposées par les paramètres de simulations. Notamment, la durée finie  $T_p$  des signaux considérés lors de la simulation impose la définition fréquentielle  $1/T_p$  du gabarit de phase modélisé : Dans le cadre de simulations de communications haut débit, la résolution fréquentielle retenue est de l’ordre de la dizaine de kHz afin de limiter le temps de calcul.

Un autre inconvénient de cette méthode est la difficulté de générer un signal aléatoire strictement identique au cours des différentes simulations. Ceci interdit donc une comparaison rigoureuse du comportement de différents schémas de modulation pour une même évolution de bruit de phase. Cette méthode est cependant très efficace pour obtenir une évaluation réaliste de la dégradation de la qualité de la liaison.

### **III – 4 / Influence du bruit de phase des oscillateurs locaux sur la qualité d’une transmission à 50 Mb/s**

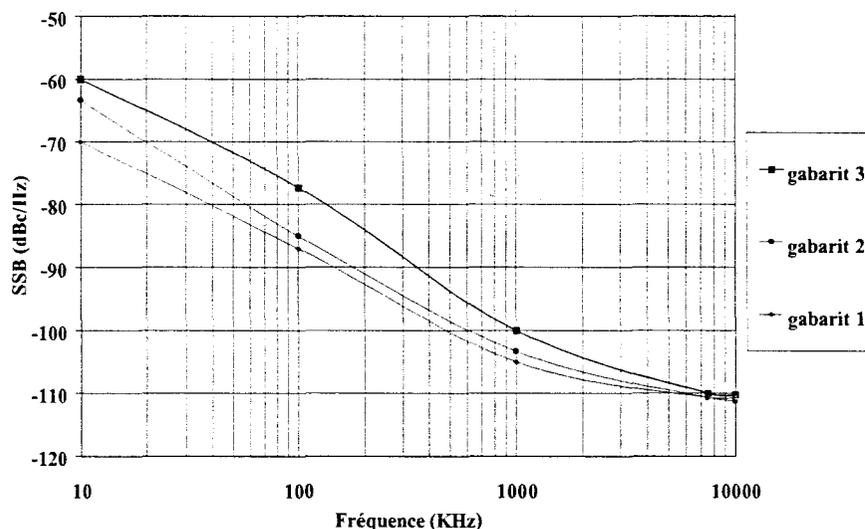
L’objectif de cette étude est de définir les gabarits de bruit de phase des sources millimétriques qu’il est nécessaire de respecter pour assurer une communication haut débit pour différents schémas de modulation.

Afin de tester la résistance de chaque technique de modulation/démodulation au bruit de phase des oscillateurs locaux millimétriques, nous avons considéré des densités spectrales de puissance de bruit de phase typiques de nombreuses réalisations précédentes de l’équipe dans la bande 26-70 GHz.

Nous présentons dans les paragraphes suivant à la fois les gabarits de bruit de phase introduits dans le simulateur et l’évolution correspondante du TEB en fonction du rapport S/N pour un débit binaire de 50 Mb/s.

#### **4 – A / Cas de la modulation 16QAM**

L’intérêt majeur de cette modulation réside dans le faible encombrement spectral du signal modulé. En contrepartie, le signal modulé est fortement sensible aux perturbations de toute nature, et notamment au bruit de phase. Les caractéristiques de bruit de phase des sources modélisées sont détaillées figure 13-a et tableau 1.

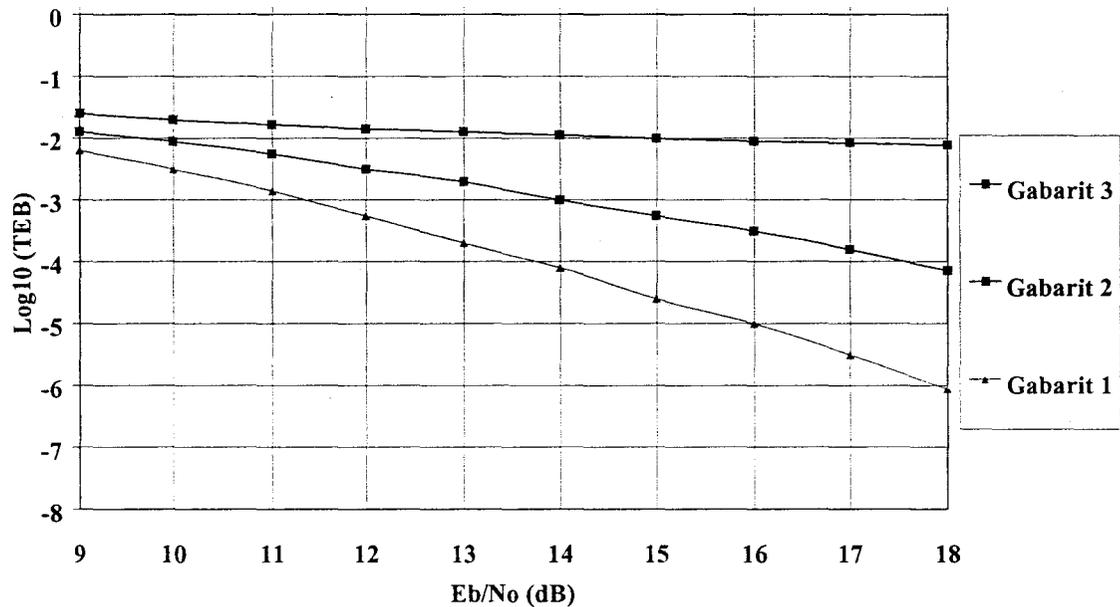


**Figure 13-a : Gabarits de bruit de phase des sources modélisées pour les tests de résistance de la modulation 16QAM au bruit de phase**

Fréquence (KHz)	gabarit 3 (dBc/Hz)	gabarit 2 (dBc/Hz)	gabarit 1 (dBc/Hz)
10	-60	-63	-70
100	-77	-85	-87
1000	-100	-103	-105
10000	-110	-111	-111

**Tableau 1 : Caractéristiques de bruit de phase des sources modélisées**

L’évolution du bruit de phase des sources modélisées, particulièrement notable dans la bande de fréquences inférieures à 1 MHz de la porteuse, correspond à des architectures classiques.



**Figure 13-b : Impact du bruit de phase sur le TEB d’une communication 16 QAM à 50 Mb/s**

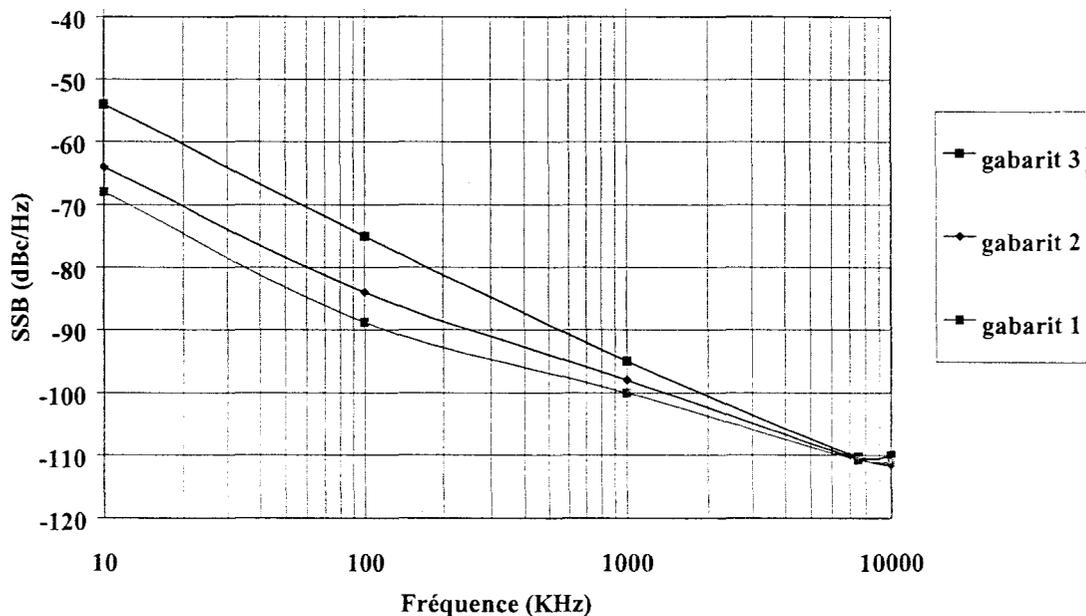
Comme l’indique la figure 13-b en prenant en référence un rapport  $E_b/N_0$  de 16 dB, le Taux d’Erreur par Bit évolue de  $10^{-5}$  à  $10^{-2}$  pour une augmentation d’environ 10 dB de la densité spectrale de bruit pour des écarts de fréquence par rapport à la fréquence porteuse inférieurs à 1 MHz. Les simulations effectuées relatives à la modulation 16QAM confirment donc la

vulnérabilité de cette modulation au bruit de phase qui altère très nettement le Taux d’Erreur par Bit.

Le faible rendement énergétique de la modulation 16QAM discrédite l’emploi de cette modulation pour une application intra-bâtiment à 60 GHz.

#### 4 – B / Cas de la modulation QPSK

Dans le cas de la modulation QPSK, le nombre d’états vectoriels est beaucoup plus restreint que dans le cas de la modulation 16QAM. Pour un même rapport signal à bruit, la probabilité d’erreurs d’une modulation QPSK est donc plus faible. Par conséquent, on conçoit intuitivement que la tolérance de la modulation au bruit de phase est plus importante.

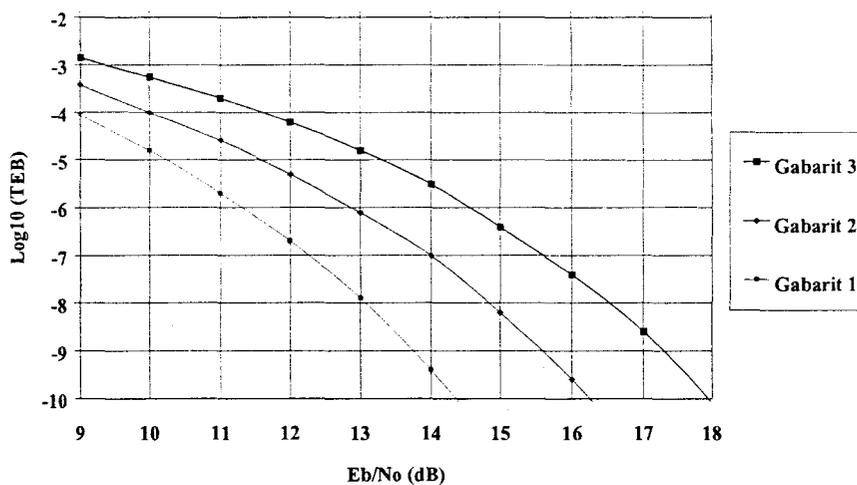


**Figure 14-a : Gabarits de bruit de phase des sources modélisées pour les tests de résistance de la modulation QPSK au bruit de phase**

Les sources modélisées dans le cadre des simulations relatives à la modulation QPSK présentent des niveaux de bruit de phase plus importants que ceux rencontrés dans le cas de la modulation 16QAM.

Fréquence (KHz)	gabarit 3 (dBc/Hz)	gabarit 2 (dBc/Hz)	gabarit 1 (dBc/Hz)
10	-54	-64	-68
100	-75	-84	-89
1000	-95	-98	-100
10000	-110	-111	-111

**Tableau 2 : Caractéristiques de bruit de phase des sources modélisées**



**Figure 14-b : Impact du bruit de phase sur le TEB d’une communication QPSK à 50 Mb/s**

Pour un rapport  $E_b/N_0$  de 13 dB, le Taux d’Erreur par Bit représenté figure 14-b évolue de  $10^{-8}$  à  $10^{-5}$  lorsque la densité spectrale de bruit augmente d’environ 15 dB pour les fréquences modulantes inférieures à 1 MHz.

Les résultats de simulations permettent de définir un gabarit de bruit de phase de référence correspondant à des niveaux de bruit de phase qui n’altèrent pas la qualité d’une communication QPSK à 50 Mb/s. Nous avons choisi comme critère de qualité un  $TEB \leq 10^{-5}$  pour un rapport  $E_b/N_0 \leq 13$  dB. Ce gabarit est donné dans le tableau 3.

Ecart de fréquence par rapport à la porteuse	10 KHz	100 KHz	1 MHz	10 MHz
Densité spectrale de puissance	- 70 dBc/Hz	- 90 dBc/Hz	- 100 dBc/Hz	- 110 dBc/Hz

**Tableau 3 - Gabarits de bruit de phase requis du signal millimétrique pour une liaison radio 60 GHz QPSK de qualité (TEB < 10<sup>-5</sup> pour un rapport Eb/No = 13 dB)**

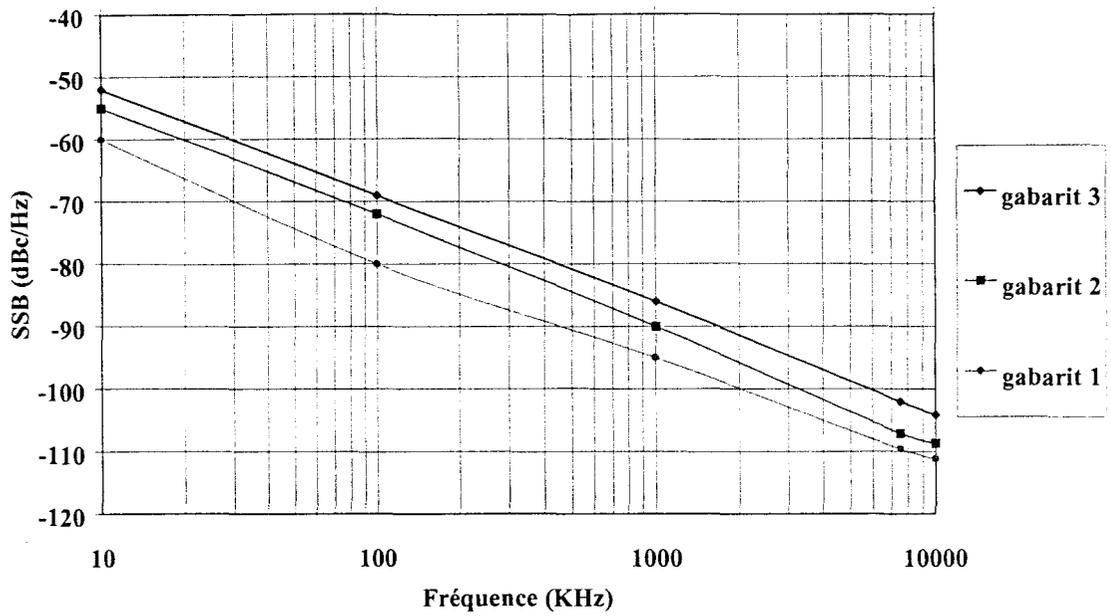
Deux sources peuvent présenter des densités spectrales de puissance  $\phi_1(f)$  et  $\phi_2(f)$  différentes tout en possédant une même puissance de bruit  $N = \int \phi_1(f).df = \int \phi_2(f).df$  .

Les simulations ont montré que ces sources affectent la qualité d’une communication de manière similaire. Le gabarit donné en référence dans le tableau 3 ne correspond donc pas à une condition sine qua non.

#### **4 – C / Cas de la modulation DQPSK**

Le principal avantage de la modulation DQPSK réside dans la simplicité du système de démodulation différentielle. Dans le cas d’une transmission idéale, le choix de la démodulation différentielle dégrade le bilan de liaison d’environ 3 dB par rapport au cas de la démodulation cohérente. Cependant, lorsque la transmission est sujette à un bruit de phase important, la démodulation différentielle présente un intérêt supérieur .

De par son principe, la démodulation différentielle correspond au battement de signaux cohérents présentant entre eux un retard égal à la durée d’un symbole. Ce battement permet de s’affranchir des fluctuations de fréquence et de phase du signal modulé.

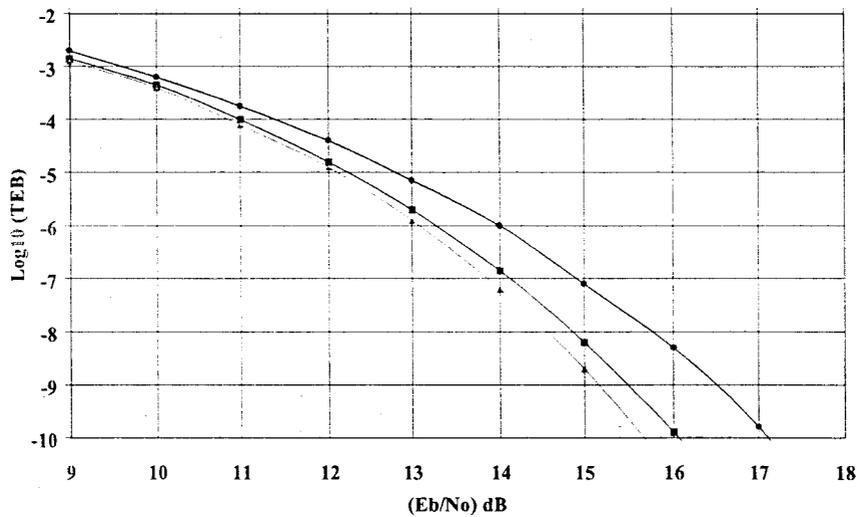


**Figure 15-a : Gabarits de bruit de phase des sources modélisées pour les tests de résistance de la modulation DQPSK au bruit de phase**

Par conséquent, afin d’observer une dégradation du signal modulé, les niveaux de bruit de phase des sources à modéliser doivent être plus importants. Les caractéristiques des sources modélisées sont présentées figure 15-a et répertoriées dans le tableau 4.

Fréquence (KHz)	gabarit 3 (dBc/Hz)	gabarit 2 (dBc/Hz)	gabarit 1 (dBc/Hz)
10	-52	-55	-60
100	-69	-72	-80
1000	-86	-90	-95
10000	-104	-108	-111

**Tableau 4 : Caractéristiques de bruit de phase des sources modélisées**



**Figure 15-b : Evolution du TEB en fonction du gabarit de bruit de phase de la source millimétrique ( figure 15-a) sur une communication DQPSK à 50 Mb/s**

Les simulations effectuées confirment la résistance de la DQPSK au bruit de phase des oscillateurs locaux, comme l’indiquent les résultats présentés figure 15-b. Pour un rapport  $E_b/N_0$  de 13 dB, le Taux d’Erreur par Bit évolue de  $10^{-6}$  à  $10^{-5}$  pour une augmentation de la densité spectrale de bruit d’environ 15 dB pour les fréquences modulantes inférieures à 1 MHz. La DQPSK est donc la technique de modulation la plus appropriée pour une configuration où les sources de référence utilisées ne présentent pas des niveaux de bruit de phase très bas.

Au regard des différentes études menées, il apparaît clairement que la modulation DQPSK est, avec la modulation QPSK, la technique de communication numérique la plus appropriée à notre application.

#### **IV - Etude de l'influence des non-linéarités d'un système d'émission haut débit à 60 GHz sur la qualité de la communication.**

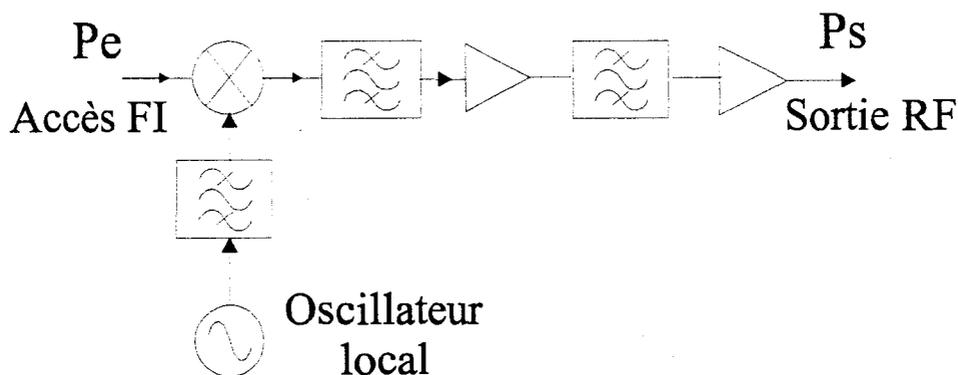
L'analyse quantitative du bilan de liaison met en évidence l'influence directe de la puissance d'émission sur la qualité de la communication. lorsque l'émetteur fonctionne en régime de compression, son comportement devient non-linéaire et il est indispensable d'étudier les conséquences de ces non-linéarités sur la qualité de la liaison numérique.

##### **IV – 1 / Point de compression à 1 dB du système**

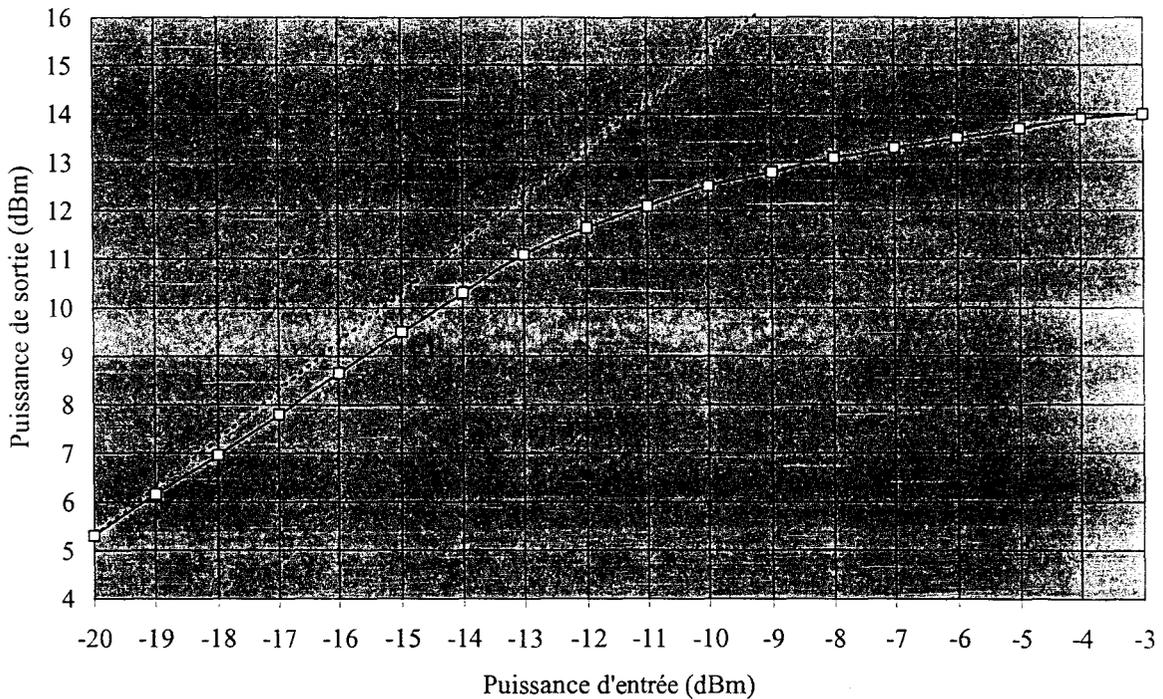
Pour cette étude, nous avons retenu l'un des émetteurs MMIC développés au cours de ce projet. Le comportement global de cet émetteur, présenté figure 16-A, est décrit par l'évolution de la puissance du signal RF en fonction de la puissance du signal FI, recueillie figure 16-B. On peut constater que cette chaîne d'émission comprime pour des niveaux incidents en voie FI assez faibles :

Le signal RF subit une compression de 1 dB pour une puissance d'entrée de -14 dBm à laquelle correspond une puissance de sortie de 10 dBm. La saturation intervient pour une puissance de sortie de 14 dBm, obtenue pour une puissance d'entrée de -3 dBm.

Vu de l'entrée de l'émetteur, la compression intervient donc 11 dB avant la saturation.



**Figure 16-A / Synoptique de l'émetteur**



**Figure 16-B – Comportement de l'émetteur à 57 GHz**

**Evolution de la puissance RF délivrée en fonction de la puissance FI incidente**

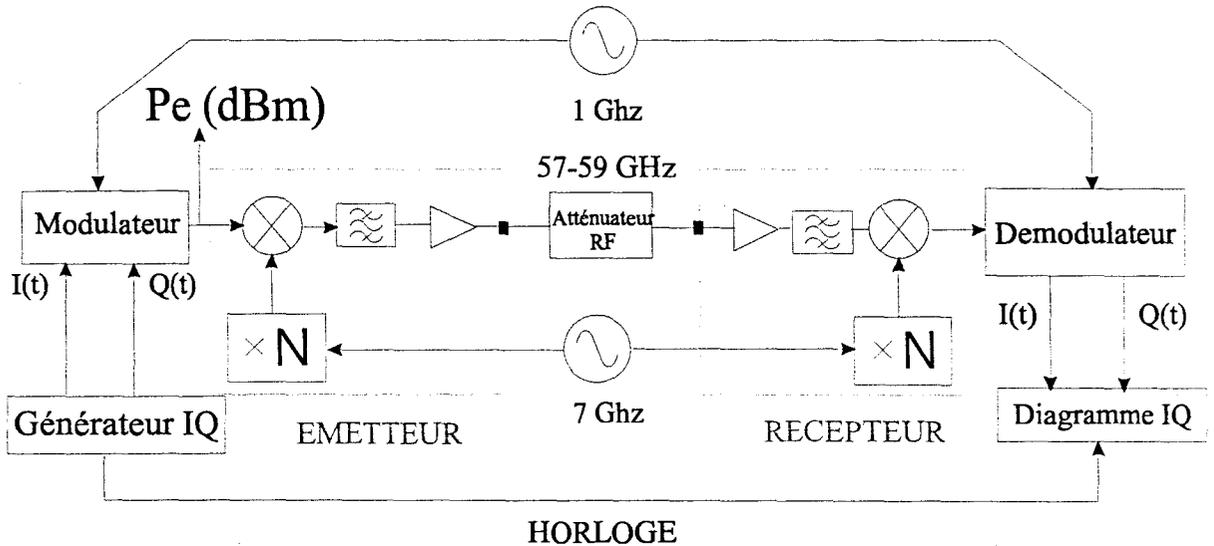
( Fréquence FI = 1GHz – Fréquence OL = 56 GHz – Puissance OL = 10 dBm.)

Pour chiffrer l'impact de cette compression de l'émetteur sur la qualité de la liaison, nous avons procédé comme suit :

- Disposant d'un générateur de signaux arbitraires I et Q, d'un modulateur et d'un démodulateur, nous avons évalué qualitativement les dégradations créées sur le signal dans le cas des modulations QPSK et 16QAM à 50 Mb/s. Pour cela, nous visualisons expérimentalement le diagramme de constellation des différentes modulations en fonction de la puissance du signal modulé incident à l'accès FI de l'émetteur.
- Afin de tester la résistance de modulations plus évoluées telles que l'O.F.DM., nous avons élaboré un modèle du comportement non-linéaire du système d'émission sur le logiciel de simulation Omnisys. La confrontation des diagrammes de constellation expérimentaux et ceux issus des simulations pour les modulations QPSK et 16QAM permet de valider le modèle développé.
- Le modèle implémenté sur Omnisys permet ensuite d'établir quantitativement l'influence des non-linéarités sur les modulations QPSK, 16QAM et OFDM-DQPSK.

**IV – 2 / Evaluation qualitative**

On relève le diagramme de constellation des modulations QPSK et 16QAM à 50Mb/s pour différentes puissances  $P_e$  du signal IF modulé comme le décrit la figure 17.

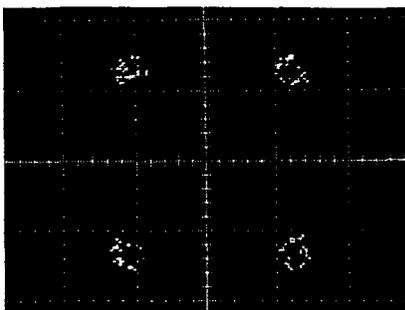


**Figure 17 - Schéma synoptique du banc de mesures**

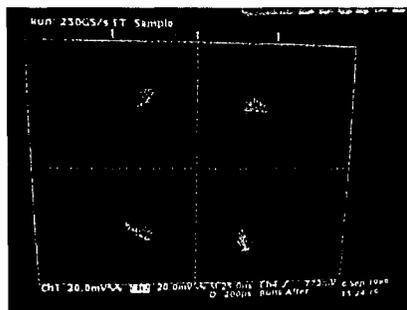
Les diagrammes de constellation relevés permettent d’apprécier qualitativement les dégradations du signal informatif par le comportement non-linéaire de l’émetteur. Nous donnons à titre d’exemple quelques diagrammes pour des valeurs différentes du recul par rapport à la puissance de saturation.

Le recul est défini comme la différence observée entre la puissance de saturation vue de l’entrée  $P_{e,sat}$  et la puissance  $P_e$  du signal FI.

**Cas de la modulation QPSK 50 Mb/s à 57 GHz**

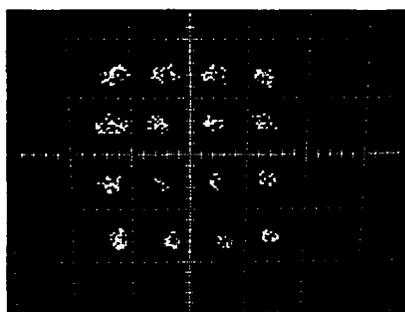


**Recul : 11 dB**

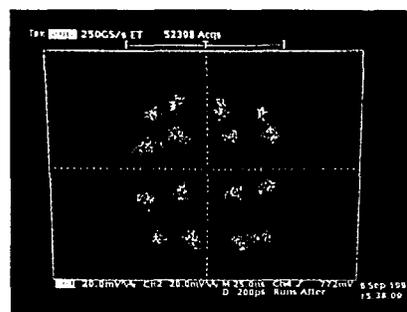


**Recul = 6 dB**

**Cas de la modulation 16QAM 50 Mb/s à 57 GHz**



**Recul = 16 dB**



**Recul = 11 dB**

La visualisation des diagrammes obtenus montre :

- la résistance de la modulation QPSK : Le diagramme de constellation est peu perturbé lorsque la puissance du signal d'entrée à 1 GHz dépasse le point de compression qui, rappelons le, correspond à un recul de 11 dB par rapport à la saturation.

- La sensibilité prononcée de la modulation 16QAM : Il est nécessaire de garantir un recul de 16 dB par rapport à la saturation afin d'obtenir un diagramme de constellation peu perturbé.

**IV – 3 / Modélisation du comportement non-linéaire du système sur Omnisys**

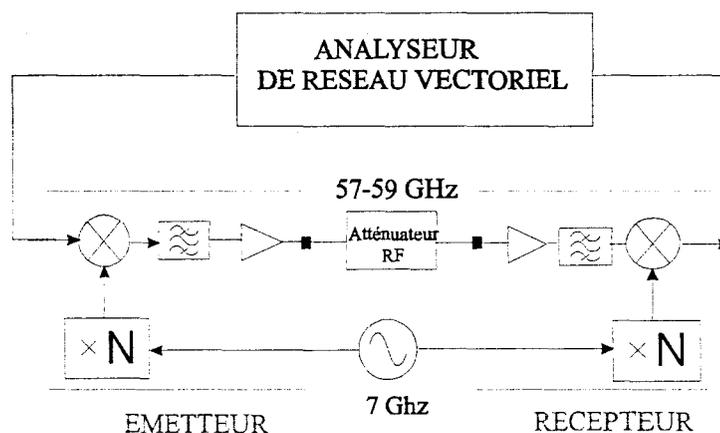
Afin de caractériser l’influence des non-linéarités sur des modulations plus complexes, il est nécessaire d’avoir recours à des simulations. Il est donc indispensable de modéliser au mieux le comportement non-linéaire de l’émetteur et mieux, de l’ensemble émission-réception.

Nous avons donc utilisé un émetteur et un récepteur en intégration monolithique isolés par un atténuateur 50 dB simulant les pertes atmosphériques d’une liaison courte distance (< 1m).

### 3 – A / Méthode

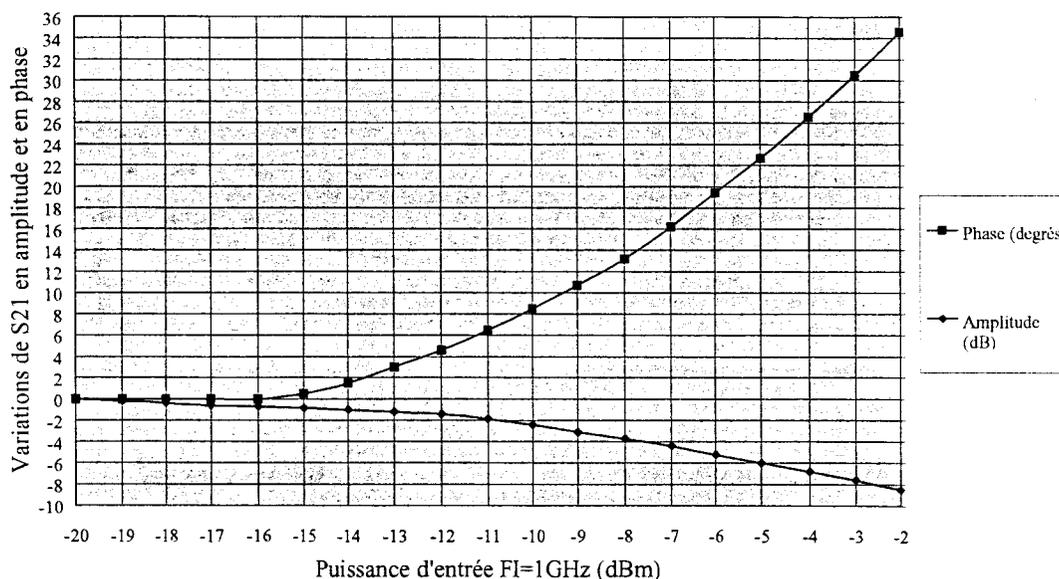
Nous considérons dans un premier temps la mise en cascade de l’émetteur, de l’atténuateur RF 50 dB et du récepteur comme un unique quadripôle dont on relève le paramètre S21 à l’aide d’un analyseur de réseau vectoriel (Figure 18).

Pour chaque puissance du signal FI incident, on recueille en sortie l’écart en amplitude et en phase du paramètre S21 par rapport à la plage de fonctionnement linéaire.



**Figure 18 – Synoptique du banc de mesure**

Les résultats de ces mesures indiquent une variation de 35 ° en phase et de 8 dB en amplitude entre la zone de comportement linéaire et la zone de saturation du système comme l’illustre la figure 19.



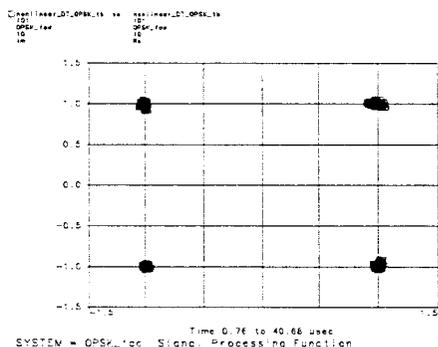
**Figure 19 - Evolution du paramètre S21 en fonction de la puissance du signal FI incident**

Cette opération permet de déterminer les coefficients complexes  $C_i$  qui composent l'équation

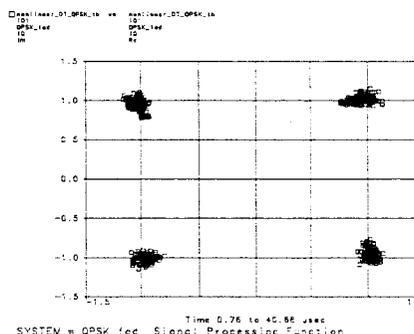
$$V(t)_{OUT} = \sum_{i=0}^L C_i \cdot V(t)_{IN}^i$$

où  $V(t)_{in}$  et  $V(t)_{out}$  correspondent à la représentation complexe des signaux d'entrée et de sortie. A partir de cette loi, on peut établir par simulation les diagrammes de constellation des modulations QPSK et 16QAM à 50 Mb/s pour les niveaux d'entrée choisis lors des mesures. On rappelle l'expression :  $Recul = P_{sat}(dB) - P_e(dB)$ .

**Cas de la modulation QPSK**

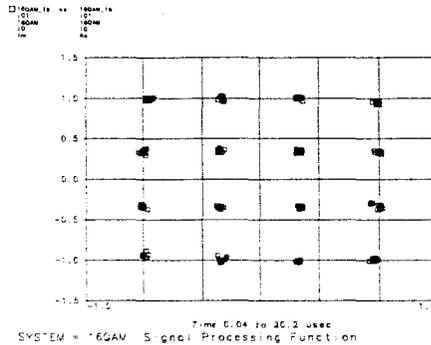


**Recul = 11 dB**

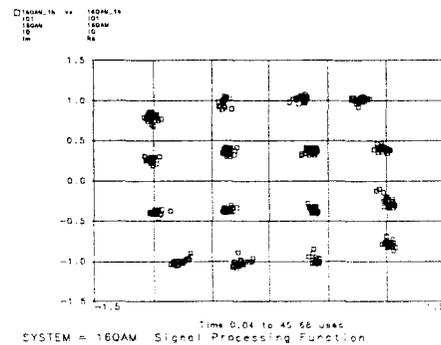


**Recul = 6 dB**

### Cas de la modulation 16QAM



**Recul = 16 dB**



**Recul = 11 dB**

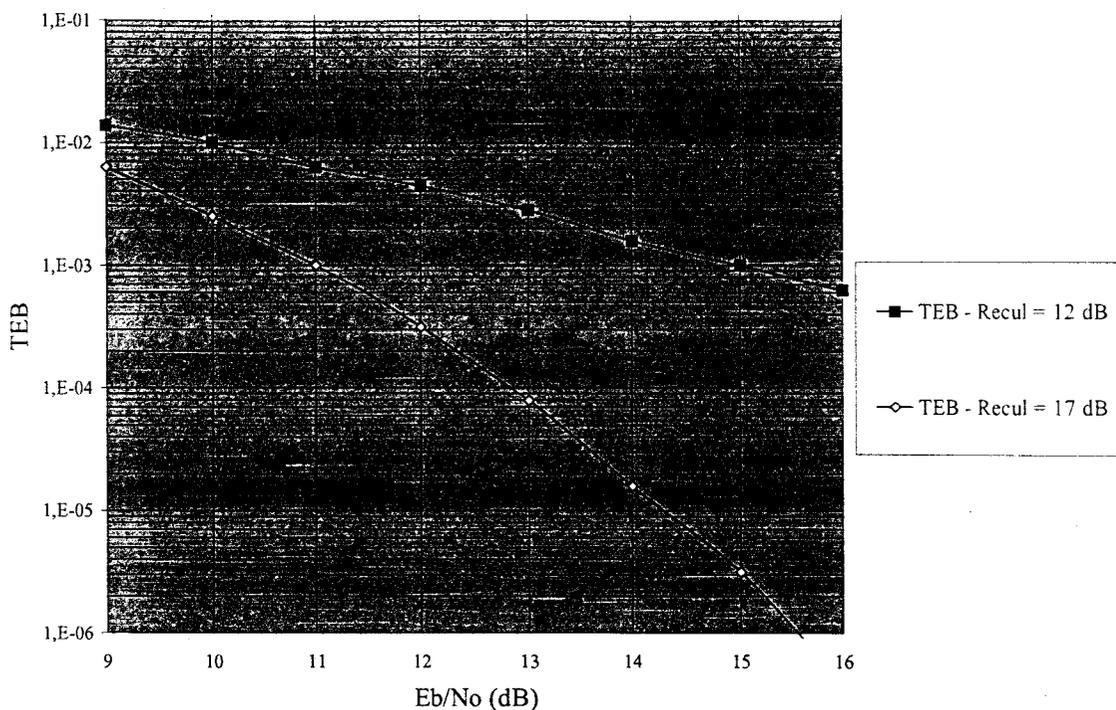
Les diagrammes issus de simulation et de mesures sont similaires et permettent d'aboutir aux mêmes conclusions. Cette similitude entre mesures et simulations montre que le modèle développé décrit effectivement l'influence du comportement non-linéaire du système.

#### **IV - 4 / Influence des non-linéarités - Dégradation du Taux d'Erreur par Bit**

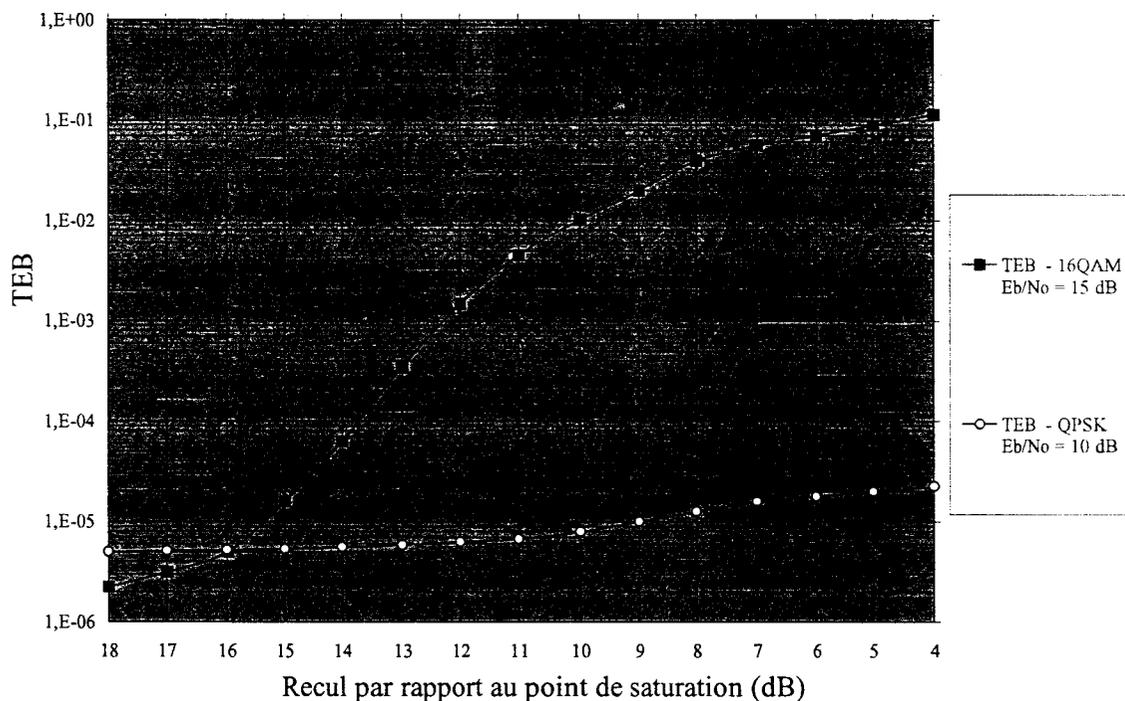
La modélisation sur Omnisys du comportement de l'émetteur dans sa plage de fonctionnement non-linéaire permet de quantifier les dégradations induites. Pour cela, on détermine le TEB d'une communication perturbée en fonction du recul observé par rapport au point de compression à 1 dB en entrée de l'émetteur, et ce pour différents schémas de modulation.

Les résultats obtenus mettent en évidence une nette sensibilité de la 16QAM pour laquelle il est nécessaire d'observer un recul de 5 dB par rapport à la compression afin d'obtenir un TEB de l'ordre de  $10^{-5}$  ( Figures 20 et 21).

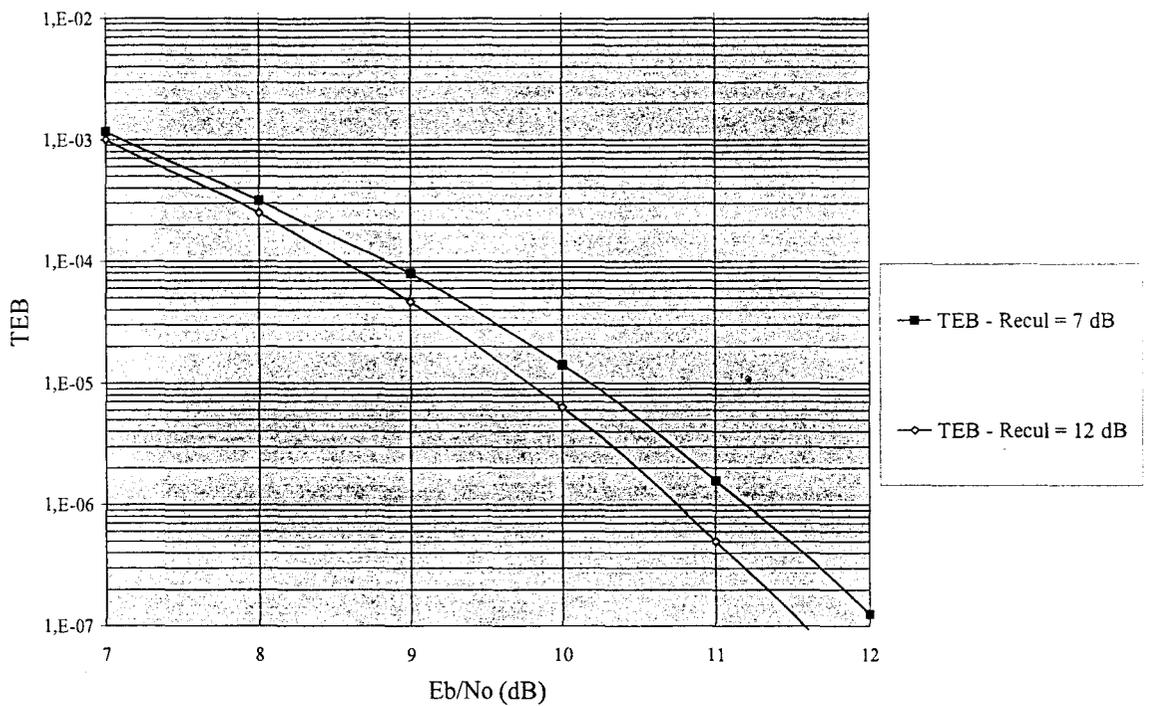
On lui préférera donc la modulation QPSK qui s'avère peu vulnérable aux non-linéarités du système : D'après les simulations, cette résistance permet d'émettre en saturation tout en assurant un TEB de  $2 \cdot 10^{-5}$  pour un rapport  $E_b/N_0$  de 10 dB (Figures 21 et 22).



**Figure 20 - Influence des non-linéarités sur un signal modulé 16QAM à 50 Mbs/s**  
**Evolution du Taux d'erreur par Bit en fonction du recul observé par rapport à la saturation**



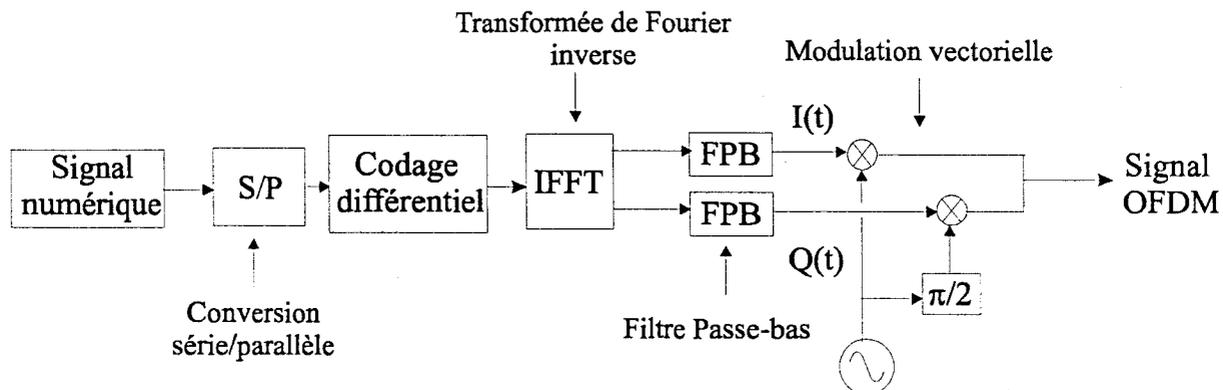
**Figure 21 - Comparaison de l'influence des non-linéarités sur les signaux modulés QPSK et 16QAM à 50 Mb/s**



**Figure 22- Influence des non-linéarités sur un signal modulé QPSK à 50 Mb/s**  
**Evolution du TEB en fonction du recul observé par rapport à la saturation**

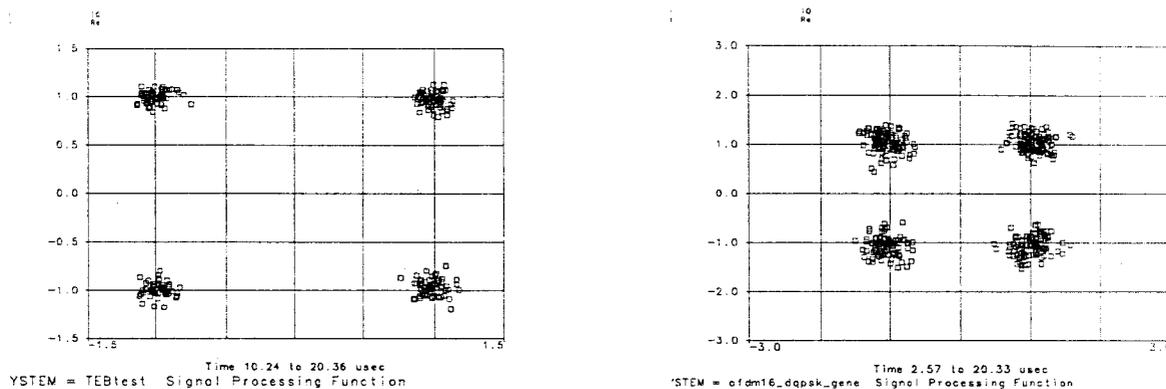
#### IV – 5 / Cas de la modulation OFDM

Le multiplexage par sous-porteuses orthogonales (OFDM) est une technique classiquement utilisée pour augmenter les débits en environnement multitrajets. Afin de déterminer le comportement des signaux OFDM dans la plage de fonctionnement non-linéaire de l'émetteur, nous avons repris le modèle précédemment décrit. Cependant, avant toute simulation, il est indispensable d'élaborer le traitement particulier que subissent les données avant d'entrer en phase de modulation : Ce traitement rappelé figure 23 est délicat à implémenter sur le logiciel Omnisys qui n'est pas dédié à ce type d'opérations. Cette difficulté augmente avec le nombre de sous-porteuses envisagé.



**Figure 23 - Schéma synoptique du traitement OFDM**

Dans le cas de l’OFDM comme celui des modulations précédentes, le diagramme de constellation permet de visualiser les dégradations induites (Figure 24).

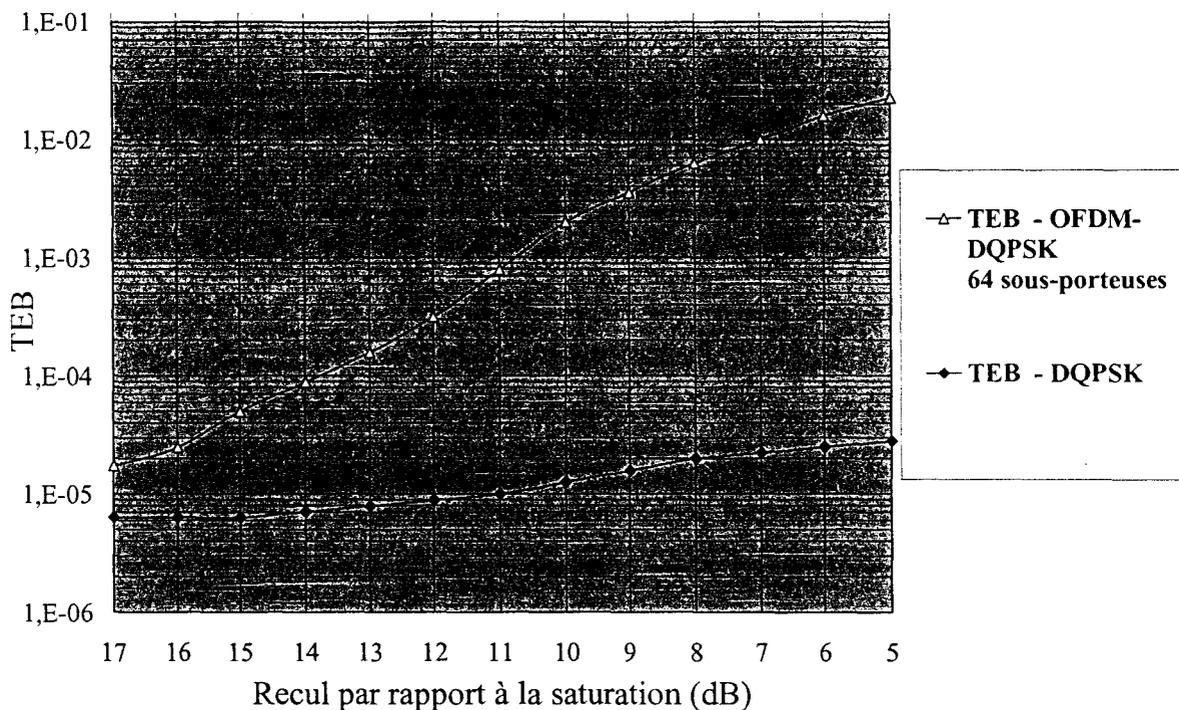


**Recul = 16 dB**

**Recul = 11 dB**

**Figure 24 - Diagrammes de constellation de signaux OFDM-DQPSK à 64 sous-porteuses – Débit = 50 Mb/s**

Pour un recul donné, on constate une nette altération du diagramme par rapport au cas d’une modulation de phase à quatre états où l’OFDM n’est pas implémenté. Pour quantifier cette dégradation, nous avons calculé l’évolution du Taux d’Erreurs par Bit en fonction du recul observé par rapport à la saturation du système, pour un rapport signal à bruit donné, comme illustré figure 25.



**Figure 25 - Sensibilité des signaux de modulation DQPSK et OFDM-DQPSK**  
**64 sous-porteuses -  $E_b/N_0 = 12$  dB - Débit = 50 Mb/s**

Les résultats obtenus révèlent la vulnérabilité de la modulation OFDM aux non-linéarités : Un recul supérieur à 17 dB est effectivement requis afin de s'en prémunir.

Les simulations effectuées soulignent que le nombre de sous-porteuses ne modifie pas cette sensibilité.

La modulation OFDM présente donc un inconvénient non-négligeable puisque le recul imposé dégrade d'autant le bilan de liaison.

## Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons décrit le bilan de liaison d'une transmission haut débit à 60 GHz dans un environnement intra-bâtiment. Après une présentation des différentes modulations vectorielles abordées, le phénomène de bruit de phase du signal millimétrique délivré des oscillateurs locaux a été modélisé. Le modèle développé a permis de comparer par simulation le comportement de différentes techniques de modulation en présence de bruit de phase. Les modulations QPSK et surtout DQPSK s'avèrent être les plus résistantes à l'influence du bruit de phase au détriment de la modulation 16QAM.

Nous avons également modélisé le comportement non-linéaire du système d'émission – réception lorsque la puissance d'émission atteint la zone de saturation.

Les mesures et les simulations menées ont mis en évidence la forte sensibilité des modulations 16QAM et OFDM au comportement non-linéaire du système. Ceci contraint nettement la puissance du signal RF que peut délivrer l'émetteur sans altérer l'information portée. La dégradation du bilan de liaison n'est alors pas négligeable puisque un recul supérieur à 15 dB par rapport à la zone de saturation doit être envisagé pour ces techniques de modulation.

La modulation QPSK, quant à elle, présente une réelle résistance à ces non-linéarités et permet d'envisager des puissances d'émission proches de la saturation sans altération forte de l'information.

Afin de déterminer la technique de modulation qui permet d'obtenir les performances optimales pour notre application, il est indispensable de connaître les caractéristiques du canal radio à 60 GHz en milieu confiné.

**Bibliographie**

[1] **The effect of phase noise and spurs on coherent communications performance**

*Korn, D.S.*

Military Communications Conference, 1995. MILCOM '95, Conference Record, IEEE

Volume: 1 , Page(s): 383 -387 vol.1

[2] **Reference transmission schemes for phase noise immunity**

*Azizoglu, M.; Humblet, P.A.*

Communications, IEEE Transactions on

Volume: 43 2 3 , Page(s): 1624 -1635

[3] **Error probability of 2DPSK with phase noise**

*Pooi Yuen Kam; Kwai Yin Seek; Tjeng Thiang Tjhung; Pranesh Sinha*

Communications, IEEE Transactions on

Volume: 42 7 , Page(s): 2366 -2369

[4] **Error probability of PSK satellite communication system in the presence of noise and noisy carrier reference signal**

*Stefanovic, M.C.; Djordjevic, G.T.; Djordjevic, I.B.*

Microwaves and Radar, 1998. MICON '98., 12th International Conference on

Volume: 2 , Page(s): 550 -554 vol.2

[5] **Modeling and simulation of noise in analog/mixed-signal communication systems**

*Demir, A.; Roychowdhury, J.*

Custom Integrated Circuits, 1999. Proceedings of the IEEE 1999 , Page(s): 385 -393

[6] **Millimetre wave phase locked oscillator for mobile communication systems**

*Telliez, I.; Camiade, M.; Savary, P.; Bourne-Yaonaba, P.*

Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1995. Digest of Papers., IEEE 1995 ,

Page(s): 49 -52

[7] **Performance of the  $\pi/4$ -DQPSK, GMSK, and QAM modulation schemes in mobile radio with multipath fading and nonlinearities**

*Hashem, B.; El-Hennawey, M.S.*

Vehicular Technology, IEEE Transactions on

Volume: 46 2 , Page(s): 390 -395

[8] **Effects of nonlinear distortion on CDMA communication systems**

*Seng-Woon Chen; Panton, W.; Gilmore, R.*

Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International

Volume: 2 , Page(s): 775 -778 vol.2

[9] **Analysis of 16-QAM over a nonlinear channel**

*Chrisikos, G.*

Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998. The Ninth IEEE International Symposium on

Volume: 3 , Page(s): 1325 -1329 vol.3

[10] **Nonlinear channel identification and performance analysis with PSK inputs**

*Tong Zhou, G.; Giannakis, G.B.*

Signal Processing Advances in Wireless Communications, First IEEE Signal Processing Workshop on , Page(s):

337 -340

---

**CHAPITRE 3 :**

**INFLUENCE DE LA PROPAGATION INTRA-MUROS A 60 GHZ**  
**SUR LA QUALITE D'UNE COMMUNICATION HAUT DEBIT**

---

### **Chapitre III – Influence de la propagation intra-muros à 60 GHz** **sur la qualité d'une communication haut débit**

#### **I - La propagation multi-trajets**

La propagation multiple ou propagation multi-trajets constitue la limitation majeure des radiocommunications à haut débit.

Ce phénomène intervient dès lors que le milieu de propagation est le siège de réflexions du signal émis. Le signal reçu se compose alors de la combinaison de plusieurs répliques du signal initial qui interfèrent entre elles.

Le canal de propagation correspond à l'ensemble des chemins de propagation empruntés par l'onde, de l'émission à la réception. Il se compose donc du milieu environnant et de ses divers constituants, mais intègre également les antennes émettrice et réceptrice dont les propriétés influent sur les caractéristiques du canal de propagation.

Celui-ci se comporte à la manière d'un filtre présentant des propriétés de forte sélectivité fréquentielle néfaste au signal transmis. Cette sélectivité fréquentielle s'exprime dans le domaine temporel par l'apparition d'échos au niveau de la réponse impulsionnelle  $h(t)$ . Ces échos traduisent la contribution des différents chemins de propagation empruntés par l'onde. Chaque écho renseigne sur l'atténuation, le déphasage et le retard induit au signal par le chemin de propagation emprunté.

#### **I-1 / Les évanouissements**

La combinaison des différents trajets perçus par l'antenne de réception conduit à des diminutions localisées de la puissance du signal porteur.

Ayant emprunté des chemins de propagation différents, chaque onde indirecte subit une atténuation, un retard et un déphasage qui lui sont propres. De ce fait, la combinaison de la totalité des ondes reçues génère une interférence de nature constructive ou destructive.

L'évanouissement correspond au cas de l'interférence destructive et se traduit par une atténuation supplémentaire à celle occasionnée par la propagation en espace libre.

Cette atténuation peut être de plusieurs dizaines de décibels et peut interdire toute réception intelligible du signal, alors masqué par le bruit du récepteur.

Ces évanouissements (fading) sont plus ou moins localisés et fréquents selon la nature de l'environnement de propagation et la fréquence d'émission.

### I-2 / Les interférences intersymboles - Evanouissements sélectifs en fréquence

Le signal informatif véhiculé lors de la transmission est également sujet aux effets de la propagation multiple. En réception, chaque symbole constituant la chaîne d'information interfère avec un symbole voisin. On traduit mathématiquement ces interférences intersymboles à l'aide de la réponse impulsionnelle  $h(t)$  du canal de propagation.

Ainsi le signal reçu  $r(t)$  s'exprime :  $r(t)=s(t)*h(t)$

où  $h(t) = \sum_{i=0}^N A_i \cdot e^{j\phi_i} \cdot \delta(t - \tau_i)$  et  $s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g_k(t - kT) \cdot e^{(j\omega_0 t + \phi_0)}$  correspondent

respectivement à la réponse impulsionnelle du canal et au signal émis.

Finalement,  $r(t) = \sum_{i=0}^N \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_i \cdot g_k(t - kT - \tau_i) \cdot e^{(j\omega_0 t + \phi_0 + \phi_i)}$

L'expression précédente montre que la virulence des interférences intersymboles dépend de la contribution des trajets indirects (amplitude, retard et phase) ainsi que les caractéristiques du signal informatif et notamment, du schéma de modulation et du débit d'information envisagés.

En effet, la durée d'un symbole diminue lorsque le débit croît. Celui-ci interfère alors davantage avec les symboles voisins et la qualité de la communication s'en trouve affectée. Les interférences intersymboles constituent le problème majeur de la propagation intra-bâtiment et s'expriment par des évanouissements sélectifs en fréquence du spectre.

### I-3 / Paramètres descriptifs du canal de propagation

Les caractéristiques du canal de propagation sont décrites par sa réponse impulsionnelle qui traduit la contribution des différents trajets.

Afin d'établir une comparaison entre plusieurs configurations, un autre critère généralement adopté est le retard moyen de diffusion  $\tau_m$ , déterminé à l'aide de la réponse impulsionnelle du canal. La définition du retard moyen de diffusion  $\tau_m$  généralement rencontrée est la suivante :

$$\tau_m = \left[ \int_0^{\infty} t^2 \cdot h(t) dt - m d^2 \right]^{\frac{1}{2}} / \int_0^{\infty} h(t) dt \quad \text{où } m d = \int_0^{\infty} t \cdot h(t) dt$$

La valeur de  $\tau_m$  permet d'apprécier la virulence du canal s'affirme d'autant plus que  $\tau_m$  devient supérieur à la durée d'un symbole  $T_s$ . En fait, la condition  $\tau_m > T_s$  traduit le cas d'une propagation qui affecte gravement le signal numérique véhiculé.

Dans le domaine fréquentiel, la condition équivalente consiste à comparer la largeur spectrale du signal modulé à la bande de cohérence  $B_c$  du canal, inversement proportionnelle au retard moyen de diffusion. Là encore, plusieurs définitions de la bande de cohérence du canal sont rencontrées dans la littérature.

La définition retenue  $B_c = 1/\tau_m$  permet d'estimer la largeur spectrale  $B$  pour laquelle le signal modulé sera altéré sélectivement en fréquence ou non.

Généralement, il est considéré que le signal modulé n'est pas affecté de manière sélective en fréquence si la condition  $B \gg B_c$  est vérifiée.

Le retard de diffusion moyen  $\tau_m$  et la bande de cohérence  $B_c$  permettent donc une appréciation approximative de la virulence du canal de propagation.

## **II / Données bibliographiques relatives aux caractéristiques du canal de propagation à 60 GHz**

Le canal de propagation intra-muros est connu pour être le siège de trajets multiples capables d'interdire toute transmission correcte. Le phénomène est effectivement préjudiciable dans les cas classiques où les antennes employées sont omnidirectionnelles et la polarisation de l'onde émise est linéaire (horizontale ou verticale). Différentes études [1-5] relatives à la propagation intra-bâtiment autour de 60 GHz ont été menées. Celles-ci mettent en évidence l'incidence des caractéristiques des antennes sur les propriétés de propagation. Ainsi, le diagramme de rayonnement des antennes, la polarisation de l'onde et la constitution du milieu de propagation sont autant de paramètres influant sur le comportement du canal de propagation.

### **II-1 / Influence de la directivité des antennes sur les propriétés du canal de propagation**

Intuitivement, on conçoit que minimiser la propagation multi-trajets impose de restreindre le nombre et l'importance des réflexions. En ce sens, la diminution des zones d'éclaircissement par l'emploi d'antennes directives est attractive. Ainsi, une étude réalisée par T. Manabe montre

l'évolution du temps de dispersion moyen en fonction de l'ouverture à 3 dB du lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne comme l'indique le tableau I.

Ouverture	Omnidirectionnelle	60°	10°
Temps de dispersion	15 ns	10 ns	2 ns

**Tableau I : Comparaison du retard de diffusion  $\tau_m$  en fonction des caractéristiques des antennes**

Cette comparaison confirme que l'emploi d'antennes directives diminue considérablement le phénomène de propagation multiple. Toutefois, une forte directivité pénalise implicitement la couverture de transmission et rend le système sensible aux phénomènes d'écrantage de manière similaire au domaine optique. Or, l'intérêt attendu des micro-ondes est une couverture globale assurée en présence d'obstacles sur le trajet de propagation direct. Il est donc nécessaire d'approfondir cette étude afin d'obtenir un compromis optimal entre une couverture maximale et la réduction de l'influence néfaste de la propagation multi-trajets.

## **II – 2 / Influence de la polarisation de l'onde sur la qualité de la liaison**

### **2 . A / Polarisation de l' onde**

Dans le cas général, l'onde électromagnétique présente une polarisation mise en évidence par

l'expression de son champ électrique  $\vec{E}(z, t)$  :

$$\begin{aligned} \vec{E}(z, t) &= E_x \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} z + \theta_x\right) \vec{i} + E_y \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} z + \theta_y\right) \vec{j} \\ &= \text{Re}(\overline{\vec{E}(z)} \cdot e^{j\omega t}) \text{ où } \overline{\vec{E}(z)} = e^{-j\frac{2\pi z}{\lambda}} \begin{vmatrix} E_x \cdot e^{j\theta_x} & \vec{i} \\ E_y \cdot e^{j\theta_y} & \vec{j} \end{vmatrix} \end{aligned}$$

(Oz) correspondant à l'axe de propagation.

Par défaut, la polarisation de l'onde est elliptique et le taux d'ellipticité  $p$  s'exprime par le

rapport des deux composantes  $\overline{E_x}$  et  $\overline{E_y}$  :

$$p = \frac{\overline{E_x}}{\overline{E_y}} = \frac{E_x}{E_y} e^{j(\theta_x - \theta_y)}$$

Les cas de polarisation les plus rencontrés sont :

- la polarisation verticale :  $\overline{E}(z) = e^{-j\frac{2\pi z}{\lambda}} \begin{matrix} \rightarrow \\ j \end{matrix}$
- la polarisation horizontale :  $\overline{E}(z) = e^{-j\frac{2\pi z}{\lambda}} \begin{matrix} \rightarrow \\ i \end{matrix}$

Un cas particulier est la polarisation circulaire à laquelle peut correspondre des sens de rotation droite et gauche

- la polarisation circulaire droite :  $\overline{E}(z) = e^{-j\frac{2\pi z}{\lambda}} \begin{matrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \rightarrow \\ -j & \rightarrow \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & j \end{matrix}$
- la polarisation circulaire gauche :  $\overline{E}(z) = e^{-j\frac{2\pi z}{\lambda}} \begin{matrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \rightarrow \\ j & \rightarrow \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & j \end{matrix}$

## **2 . B - Propriétés particulières de l'onde à polarisation circulaire**

Les études précédemment citées font le constat de propriétés spécifiques à la polarisation circulaire. Globalement, la qualité de la polarisation circulaire, décrite par le taux d'ellipticité, de l'onde est dégradée lors d'une réflexion [2]. Les composantes  $\overline{E_x}$  et  $\overline{E_y}$  sont altérées différemment lors des réflexions, ce qui dégrade le taux d'ellipticité.

Par ailleurs, le sens de la polarisation est inversé sous faible incidence à ces fréquences [1].

En conséquence, l'antenne réceptrice tend à rejeter les ondes ayant subies des réflexions en nombre impair. Les effets néfastes de la propagation multiple sont alors amoindris [1-4].

## 2. C - Conséquences en termes d'interférences intersymboles

L'étude menée par T. Manabe montre l'influence de la polarisation sur le temps de dispersion moyen  $\tau_m$  pour un diagramme de rayonnement donné.

Récepteurs	Distance émetteur-récepteur	Polarisation verticale	Polarisation horizontale	Polarisation circulaire
Récepteur 1	8 m	$\tau_m = 11$ ns	$\tau_m = 10$ ns	$\tau_m = 5.5$ ns
Récepteur 2	6 m	$\tau_m = 11$ ns	$\tau_m = 10$ ns	$\tau_m = 4.5$ ns

**Tableau II - Comparaison du retard de diffusion  $\tau_m$  pour les différentes polarisations**

L'emploi de la polarisation circulaire conduit à une réduction de moitié du retard moyen de dispersion  $\tau_m$  par rapport aux cas de la polarisation horizontale et verticale.

Cette diminution des interférences intersymboles se répercute en termes de qualité de liaison : En effet, à chaque cas de polarisation correspond une réponse impulsionnelle différente qui traduit le comportement du canal.

Ainsi, l'impact de la propagation multiple sur le TEB d'une communication intra-bâtiment à 60 GHz a été simulé pour différentes polarisations [1]. Les résultats présentés dans le tableau III correspondent au cas d'une communication BPSK de débit 50 Mb/s pour laquelle est assuré un rapport  $E_b/N_0$  de 15 dB.

Récepteurs	Polarisation verticale	Polarisation horizontale	Polarisation circulaire
Récepteur 1	$TEB = 10^{-2}$	$TEB = 10^{-3}$	$TEB = 10^{-9}$
Récepteur 2	$TEB = 10^{-4}$	$TEB = 10^{-5}$	$TEB = 10^{-10}$

**Tableau III : Comparaison du TEB pour les différentes polarisations**

La polarisation circulaire présente donc des propriétés intéressantes puisque la réduction d'interférences intersymboles occasionnée permet une nette amélioration de la qualité de la communication pour des débits élevés.

Cependant, l'avantage procuré par la polarisation circulaire a son revers : En effet, la réjection des ondes réfléchies par l'antenne réceptrice impose une transmission en visibilité directe. Le système est alors tributaire de l'obstruction éventuelle du trajet direct (Shadowing). Par ailleurs, les antennes à polarisation circulaire employées présentent un taux de réjection de la polarisation inverse de l'ordre de 18 dB. Ceci dénote l'importance de la qualité de la polarisation circulaire sur la réduction des phénomènes dus à la propagation multiple. Ce taux de réjection est donc à paramètre à considérer lors de la conception des antennes à polarisation circulaire.

## **2. D/ Incidence sur la profondeur des évanouissements**

Les simulations effectuées à 10 GHz par A. Kajiwara [3] déterminent la profondeur D des évanouissements par rapport à l'atténuation en espace libre.

Là encore l'emploi de la polarisation circulaire minimise la contribution de la propagation multiple. En effet, la profondeur des évanouissements déterminés est inférieure de 20 dB dans le cas de la polarisation circulaire.

Il reste cependant à vérifier expérimentalement que l'usage de la polarisation circulaire conduit à des phénomènes moins pénalisants en environnement indoor réel.

## **II – 3 / Influence de la configuration des lieux**

Plusieurs études aboutissent à une nette variation du temps moyen de diffusion en fonction de l'environnement [3] [4].

En particulier, les retards des trajets indirects croissent avec la surface de la pièce où est effectuée la transmission. Ces résultats sont résumés dans le tableau II-4.

Aire de la pièce	100 m <sup>2</sup>	200 m <sup>2</sup>
Retard moyen de diffusion	5 ns	10 ns

**Tableau IV : Evolution du retard de diffusion en fonction de la surface de la pièce où s'effectue la transmission.**

Le retard de diffusion double avec la surface de l'environnement de propagation. Cet environnement joue donc un rôle déterminant sur les liaisons intra-bâtiment et sera à caractériser de manière plus précise.

### **Conclusion :**

Les données bibliographiques recueillies montrent l'importance de l'environnement et des propriétés des antennes, notamment de la polarisation. Une caractérisation expérimentale plus précise reste cependant indispensable pour modéliser le comportement du canal radio à 60 GHz en milieu confiné.

## **III / Caractérisation expérimentale du canal de propagation radio à 60 GHz en environnement intra-bâtiment**

### **III – 1 / Les différentes méthodes de caractérisation**

Les méthodes de caractérisation du canal de propagation sont diverses. Ces méthodes visent à déterminer la réponse impulsionnelle avec une résolution temporelle et une dynamique importante. L'évolution temporelle des caractéristiques du canal constitue également un objectif. Les différentes méthodes existantes se prêtent plus ou moins bien à la réalisation de ces objectifs. Dans le cadre de notre application, les débits de transmissions envisagés (155 Mb/s) nécessite une méthode permettant d'obtenir une résolution de l'ordre de la nano-seconde.

#### **1 – A / Caractérisation par impulsions périodiques**

Cette technique consiste à émettre des impulsions sur le canal radioélectrique dont le comportement est celui d'un système linéaire variant dans le temps. Le signal reçu  $r(t)$  est donc représentatif de la réponse impulsionnelle  $h(t)$ . La résolution temporelle du signal obtenu dépend étroitement de la largeur des impulsions émises. Les performances des générateurs d'impulsions actuels limitent la résolution temporelle à une dizaine de nano-secondes.

Par ailleurs, la détection d'enveloppe en réception perd l'information de phase des différents trajets et propose une faible dynamique. Cette méthode n'est donc pas adaptée à notre application.

## **1 – B / Caractérisation par compression d'impulsions**

Afin de pallier la difficulté de générer des impulsions courtes, de nouvelles techniques se sont développées afin d'améliorer la définition de la réponse impulsionnelle restituée. La méthode de caractérisation par compression d'impulsions consiste à émettre un signal pseudo-aléatoire NRZ  $s(t)$  possédant des propriétés d'autocorrélation proches de celles d'un bruit blanc. La fonction d'autocorrélation  $C_{rr}(u)$  du signal reçu  $r(t)$  correspond alors à la fonction d'autocorrélation  $C_{ss}(u)$  du signal émis  $s(t)$ , convoluée par la réponse impulsionnelle du canal de propagation :

$$C_{rr}(u) = C_{ss}(u) * h(u)$$

La résolution temporelle est alors conditionnée par le débit du signal pseudo-aléatoire. Les propriétés d'autocorrélation du code employé (code de Gold, code de Walsh) déterminent la sensibilité du dispositif. Deux méthodes de détection peuvent être envisagées :

### **- Détection asynchrone par filtrage adapté**

Par définition, le filtrage adapté se comporte tel un corrélateur puisque sa réponse impulsionnelle  $h_1(t)$  est définie par  $h_1(t) = c(T-t)^*$  où  $c(t)$  correspond au code employé.

L'état de l'art actuel ne permet pas de réaliser des filtres adaptés large bande. Cette limitation cantonne cette méthode à des applications de débit de l'ordre de la dizaine de MHz et interdit par conséquent une résolution temporelle de l'ordre de la nano-seconde.

### **- Détection synchrone par intercorrélacion directe**

Cette méthode consiste à corréler le signal reçu avec la séquence pseudo-aléatoire dont le code est identique à celui employé à l'émission. Les séquences observent néanmoins une légère différence de débit qui permet d'effectuer une corrélation entre le signal reçu et la séquence du récepteur. Cette technique présente de nombreux avantages [5], [6] mais requiert une mise en œuvre importante. On lui préférera les méthodes de caractérisation fréquentielle.

### 1 – C / Caractérisation fréquentielle large-bande

La réponse impulsionnelle du canal de propagation peut être déterminée en opérant une transformée de Fourier inverse sur la fonction de transfert  $H(f)$  du canal.

Le canal de propagation constitue un quadripôle dont le coefficient de transmission  $S_{21}$  permet de déterminer la fonction de transfert  $H(f)$ . La caractérisation du canal est donc effectuée par la mesure de l'atténuation et du déphasage induits sur le signal lors de la propagation. Cette démarche est effectuée par un analyseur de réseau vectoriel. La fréquence du signal délivré évolue sur une bande de largeur  $B$  avec un pas de fréquence  $\Delta F = B / N$ .

La fonction de transfert mesurée s'exprime alors :

$$H(f) = \sum_{k=0}^N H(k. \Delta F). \delta(t - k. \Delta F)$$

On opère ensuite une transformée de Fourier discrète inverse sur la fonction de transfert mesurée.

L'expression de la réponse impulsionnelle discrète obtenue est alors :

$$h(t) = \sum_{k=0}^N k(k. \Delta T). \delta(t - k. \Delta T) \text{ où } \Delta T = 1 / B.$$

La résolution temporelle  $\Delta T$  et la durée  $T_0 = N. \Delta T$  de la réponse obtenue dépendent respectivement de la plage fréquentielle  $B$  et du nombre de points de mesure  $N$  comme l'indique le tableau V.

bande fréquentielle	Nombre de points N	Résolution temporelle	Durée
2 GHz	800	1 ns	400 ns
2 GHz	1600	1 ns	800 ns
4 GHz	800	0,5 ns	200 ns
4 GHz	1600	0,5 ns	400 ns

**Tableau V - Evolution de la résolution et de la durée de la réponse impulsionnelle en fonction de la largeur fréquentielle et du nombre de points de mesures de la fonction de transfert .**

### 1 – D / Analyseur directe en bande millimétrique

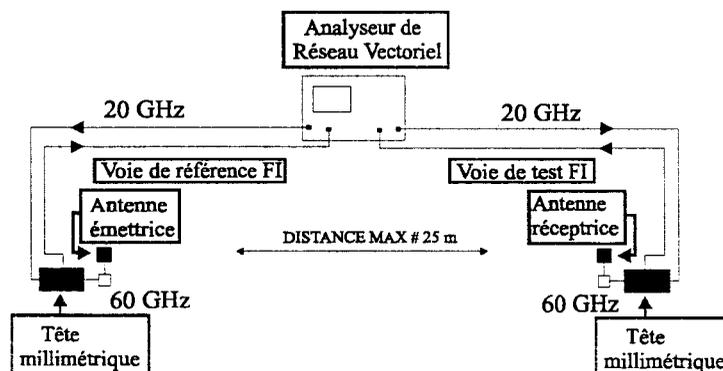
La mise en œuvre idéale de la caractérisation fréquentielle large bande est d'utiliser un analyseur de réseau vectoriel fonctionnant dans la bande de mesure visée.

Notre application requiert donc un analyseur de réseau millimétrique opérant dans la bande 57-59 GHz et autorisant une distance de mesure supérieure à 20 m.

Le déport des têtes de mesure millimétriques nécessite donc l'emploi de câbles présentant des caractéristiques appropriées. Or, les pertes et la souplesse de ces câbles sont des paramètres très limitatifs. Par ailleurs, cette méthode nécessite une étape de calibrage pour laquelle la position des câbles diffère totalement de la position adoptée lors de l'étape de mesure.

La différence de phase entre les deux positions est susceptible d'altérer la mesure effectuée.

Le déport nécessaire des têtes de mesure pénalise donc l'intérêt de cette méthode au coût par ailleurs très élevé (1,2 MF).



**Figure 1 : Schéma synoptique du sondeur utilisant un analyseur de réseau vectoriel nécessitant un calibrage classique**

### I – E / Analyse vectorielle par transposition de fréquence

L'analyse vectorielle de la fonction de transfert du canal de propagation peut être effectuée par transposition de fréquence. Cette méthode emploie un analyseur de réseau fonctionnant dans une bande de fréquences inférieures (quelques GHz). Le signal délivré par l'analyseur est transposé à la fréquence millimétrique voulue à l'aide d'un mélangeur et d'un oscillateur local adéquats. Le signal résultant de cette opération est ensuite filtré et amplifié avant de subir une transposition de fréquence inverse à celle effectuée lors de l'émission. Cette conversion de

fréquence est effectuée à l'aide d'un second oscillateur local synchrone au premier afin d'assurer la cohérence de fréquence et de phase.

Cette méthode nécessite de développer un système d'émission - réception dont l'architecture est similaire à celle d'un système de radiocommunication.

Le développement de ce système permet de réaliser un sondeur de canal de propagation à 60 GHz, de résolution temporelle d'environ 1 ns et une dynamique de 95 dB. Les distances de transmission maximales envisagées lors des mesures sont de 20 m. Cette méthode a déjà été mise en oeuvre dans le cadre de la thèse de Norbert DANIEL [7]. Nous avons développé cette méthode en employant un émetteur et un récepteur constitués de MMIC.

### **III – 2 / Principe du sondeur développé à l'IEMN**

#### **2 – A / Description**

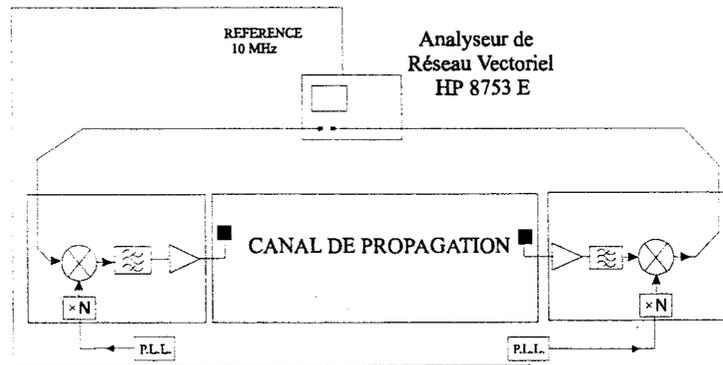
L'analyseur de réseau vectoriel HP 8753 E génère un signal dont la fréquence  $f_{FI}$  évolue entre 1 GHz et 3 GHz. Les opérations de conversion de fréquence sont réalisées à l'aide de deux oscillateurs locaux synchronisés sur une même référence. Ces oscillateurs sont constitués de boucles à verrouillage de phase dont les signaux de sortie présentent une fréquence de 7 GHz. Ces signaux alimentent une chaîne de multiplication de fréquence par 8 dont la sortie constitue l'accès OL des dispositifs d'émission et de réception. La fréquence du signal de pompe de l'ordre de 56 GHz permet la transposition dans la bande 57-59 GHz. Le nombre de points de mesure est limité à 1601 assurant ainsi une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde ( Tableau V).

L'architecture des dispositifs d'émission et de réception est décrite au chapitre dédié aux topologies de système d'émission – réception.

#### **2 – B / Principe du sondeur développé**

Pour chaque point de mesure, les opérations de conversion de fréquence, d'amplification et de filtrage ajoutent une contribution supplémentaire à l'influence propre de la propagation. Une étape préalable dite de calibrage est, par conséquent, indispensable afin de s'affranchir de cette contribution parasite. L'étape de calibrage est réalisée en insérant un atténuateur RF de 50 dB entre l'émetteur et le récepteur. Connaissant avec exactitude les caractéristiques de cet atténuateur étalon, on en déduit la contribution du système d'émission – réception pour des

conditions de fonctionnement où le signal incident sur le récepteur est atténué d'au moins 50 dB par rapport au signal émis. Nous avons vu le chapitre précédent que l'onde radioélectrique se propageant à 60 GHz subit une atténuation de cet ordre de grandeur.

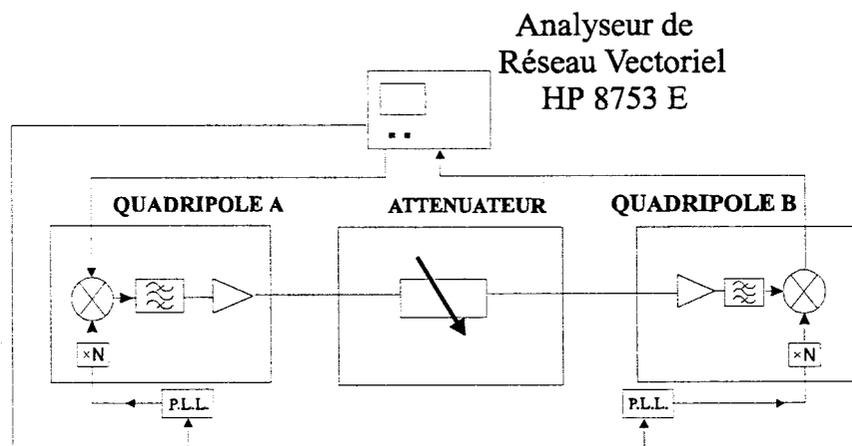


**Figure 2 : Schéma synoptique du sondeur hétérodyne utilisant un analyseur de réseau vectoriel en voie FI**

## **2 – C/ Etape de calibrage**

Lors de l'étape de calibrage, la mesure indiquée par l'analyseur de réseau vectoriel correspond au paramètre de répartition de la mise en cascade de trois quadripôles ( $S_{21\Sigma}$ ) :

- la partie assurant la transposition de fréquences haute et l'émission (Quadripôle A).
- l'atténuateur dont on connaît précisément les paramètres de répartition (Atténuateur étalon).
- la partie assurant la réception et la transposition de fréquences basse (Quadripôle B).



**Figure 3 : Etape de calibrage**

Ce coefficient de transmission s'exprime par  $S21_{\Sigma} = S21_A \cdot S21_{ATT} \cdot S21_B \cdot (1 + \epsilon)$  où  $\epsilon$  est un terme d'erreur dépendant des coefficients de réflexion des différents quadripôles.

$$\epsilon = \frac{1}{\left(1 - S22_A \cdot S11_{ATT}\right) \left(1 - S11_B \cdot \left(S22_{ATT} + \frac{S21_A \cdot S12_{ATT}}{1 - S22_{ATT} \cdot S11_B}\right)\right)}$$

Concernant la phase de calibrage, le terme d'erreur  $\epsilon$  est négligeable puisque l'adaptation de l'atténuateur est correctement réalisée.

L'atténuateur constituant l'étalon, la connaissance du paramètre  $S21_{ATT}$  permet de déduire le terme  $\underline{S21_A \cdot S21_B}$ .

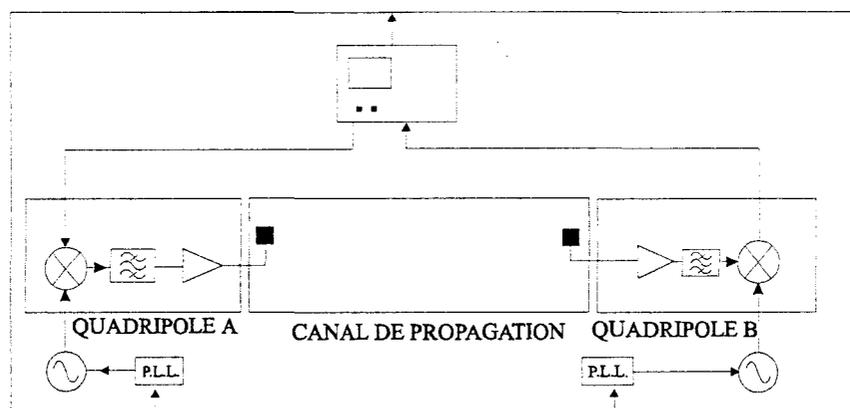
## 2 - D / Etape de mesure

Lors de cette phase, la mesure indiquée par l'analyseur de réseau vectoriel correspond au paramètre de répartition de la mise en cascade de trois quadripôles ( $S21_{\Sigma}$ ) :

- le quadripôle assurant la transposition de fréquences haute (Quadripôle A).
- le canal de propagation dont on cherche à déterminer le paramètre de répartition

$S21_{CANAL}$ .

- le quadripôle assurant la transposition de fréquences basse (Quadripôle B).



**Figure 4 : Phase de mesure**

Le coefficient de transmission global s'exprime par  $S21_{\Sigma}' = S21_A \cdot S21_{CANAL} \cdot S21_B \cdot (1 + \epsilon')$ .

De cette mesure brute, on déduit le paramètre S21 du canal de propagation au terme d'erreur près.

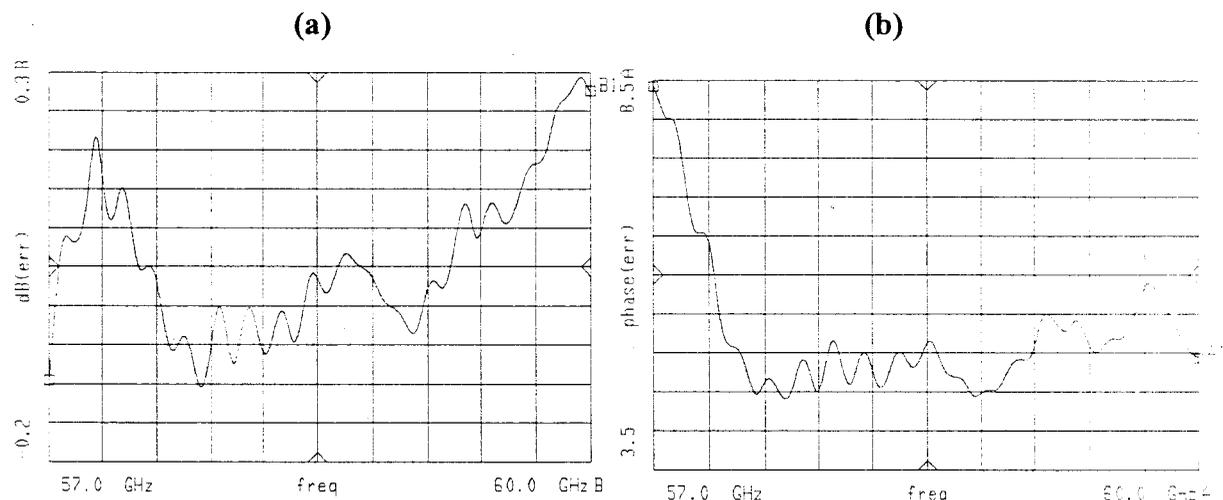
### 2-E / Quantification de l'erreur de mesure

Le terme d'erreur  $\epsilon'$  dépend des coefficients de réflexion des différents quadripôles et peut s'écrire :

$$\epsilon' = \frac{1}{\left(1 - S22_A \cdot S11_{CANAL}\right) \left(1 - S11_B \cdot \left(S22_{CANAL} + \frac{S21_A \cdot S12_{CANAL}}{1 - S22_{CANAL} \cdot S11_B}\right)\right)}$$

Concernant le canal de propagation, les coefficients  $S22_A$  et  $S11_B$  correspondent aux coefficients de réflexions des antennes dont la mesure a été effectuée à l'Université de Rennes.

Par ailleurs, les modules constituant l'émetteur et le récepteur ont été caractérisés à l'I.E.M.N. Ceci permet donc de quantifier l'erreur de mesure introduite par la désadaptation des antennes et des amplificateurs faible-bruit et de puissance. On représente l'évolution de l'erreur commise en fonction de la fréquence tant sur le module que sur la phase du paramètre S21 du canal de propagation :

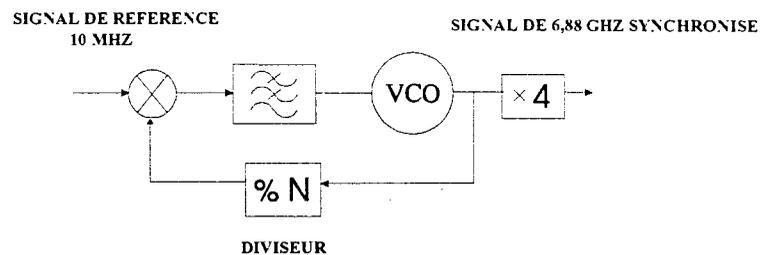


**Figure 5 - Erreur commise sur la mesure du paramètre S21 - module (a) et phase (b)**

On constate que l'erreur introduite lors de cette mesure est inférieure à 0,5 dB en module et à 4 degrés en phase pour la bande 57-60 GHz. Cette erreur est suffisamment faible pour ne pas affecter la mesure de la fonction de transfert de manière sensible à l'échelle système.

## **2 - F / Synchronisation des sources millimétriques**

Afin d'assurer le bon fonctionnement du dispositif de mesure, il est nécessaire de synchroniser les sources millimétriques intégrant l'émetteur et le récepteur avec la référence délivrée par l'analyseur de réseau. C'est pourquoi, chaque source millimétrique inclut une boucle à verrouillage de phase pour laquelle le signal de référence de 10 MHz est délivré par l'analyseur de réseau.



**Figure 6 - Schéma synoptique de la boucle à verrouillage de phase**

## **IV - Résultats expérimentaux relatifs à la propagation intra-bâtiment à 60 GHz**

Les mesures effectuées à l'I.E.M.N. ont pour premier objectif de déterminer les caractéristiques d'antennes les plus appropriées à une transmission intra-bâtiment à haut débit. En particulier, nous nous sommes attachés à l'influence de la directivité des antennes et de la polarisation de l'onde radio sur les effets de la propagation multiple. Rappelons que :

- La mesure de la fonction de transfert du canal permet de déterminer l'importance des évanouissements subis par le signal transmis.
- La réponse impulsionnelle permet de quantifier la dégradation de la communication en termes de Taux d'Erreur par Bit pour une modulation et un débit d'information donnés.

Plusieurs types de pièces ont été considérés lors des mesures de propagation :

- un bureau meublé de faibles dimensions (3,5 m x 5 m x 2,7 m).
- une salle de réunion aux dimensions plus importantes (5 x 7 x 2,7 m).
- un laboratoire (7m x 7 m x 2,7 m).

## **IV – 1 / Influence de la directivité des antennes**

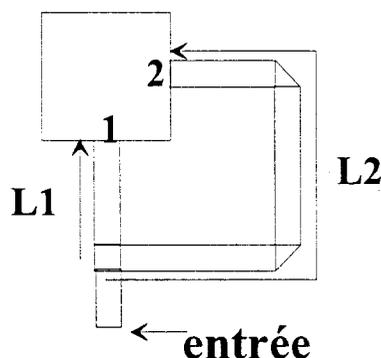
L'étude de l'influence des propriétés des antennes sur les caractéristiques du canal de propagation radio. L'étude et la mise en oeuvre d'antennes possédant différents diagrammes de rayonnement et différentes polarisations ont fait l'objet de la thèse d'Olivier Lafond au Laboratoire Antennes et Réseau de L'Université de Rennes 1. Nous ne présentons ici que le principe des antennes à polarisation circulaire ainsi que les caractéristiques des antennes utilisées lors des mesures.

### **IV- 1 – A / Antennes à polarisation circulaire**

#### **A / 1 : Antenne élémentaire à polarisation circulaire**

Comme nous le préciserons ultérieurement, la polarisation circulaire présente des propriétés intéressantes dans le cadre des communications intra-bâtiments à haut débit. Une première partie consiste donc à étudier une antenne élémentaire simple face à polarisation circulaire pouvant ensuite être mise en réseau pour obtenir une amélioration de la polarisation circulaire ainsi qu'une augmentation de gain.

Pour une pastille élémentaire illustré figure 7-A, la polarisation circulaire est obtenue en excitant les deux modes orthogonaux par la même amplitude et en les déphasant de  $90^\circ$ . La figure 23 montre le type de pastille élémentaire choisie avec 1 port d'alimentation sur chaque côté du patch. Le déphasage de  $90^\circ$  est obtenu par la différence de longueur des 2 lignes d'accès dont les longueurs respectives  $L1$  et  $L2$  observent la relation  $L2 = L1 + \lambda_g/4$ .



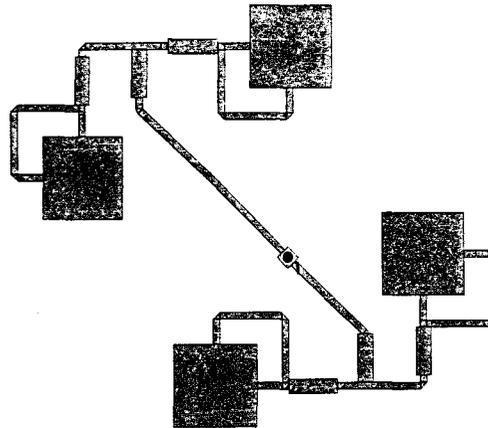
**Figure 7-A – Pastille élémentaire  
à polarisation circulaire en bande millimétrique**

Les caractéristiques de cette antenne élémentaire sont ici répertoriées : Le substrat employé est du verre Téflon d'une hauteur de 0,127 mm et d'une permittivité relative  $\epsilon_r = 2,2$ . Les dimensions de la pastille sont de 1.598 mm x 1.598 mm et la ligne d'alimentation présente une largeur  $w$  de 0,4 mm.

### **A – 2 / Réseaux d'antennes à polarisation circulaire : Principe de la rotation séquentielle**

A partir de l'antenne élémentaire à polarisation circulaire étudiée précédemment, des réseaux d'antennes à polarisation circulaire ont été mis en œuvre en appliquant le principe de la rotation séquentielle. Le réseau adoptant ce principe est constitué de  $n$  pastilles identiques physiquement tournées d'un angle  $\phi$  l'une par rapport à l'autre et électriquement alimentées avec un incrément de phase  $\phi_e$ . Dans le cas où  $n \cdot \phi = 360^\circ$ , la polarisation du réseau est circulaire gauche si  $\phi = \phi_e$  et circulaire droite si  $\phi = -\phi_e$ .

La pureté de polarisation est améliorée par ce procédé (augmentation du rapport d'ellipticité et de la réjection de la polarisation croisée), ainsi que la largeur de bande par application cumulée d'une rotation physique et d'offset de phase électrique pour l'excitation des éléments. Un exemple de réseau de 4 antennes élémentaires est présenté figure 7-B.



**Figure 7-B - Réseau d'antennes à polarisation circulaire**

**IV / 1 – B : Caractéristiques des différentes antennes employées**

Nous présentons ici les caractéristiques des différentes antennes employées lors des mesures qui seront décrites lors des prochains chapitres. Dans le tableau VI sont répertoriées les ouvertures 3 dB du diagramme de rayonnement de ces différentes antennes.

Ouverture BW à 3 dB	Polarisation circulaire	Polarisation linéaire
Antenne élémentaire	100 °	100°
Antenne à 4 éléments	30°	30°
Antenne à 8 éléments	22°	22°
Antenne à 16 éléments	15°	18°

**Tableau VI : Ouverture 3 dB des antennes employées**

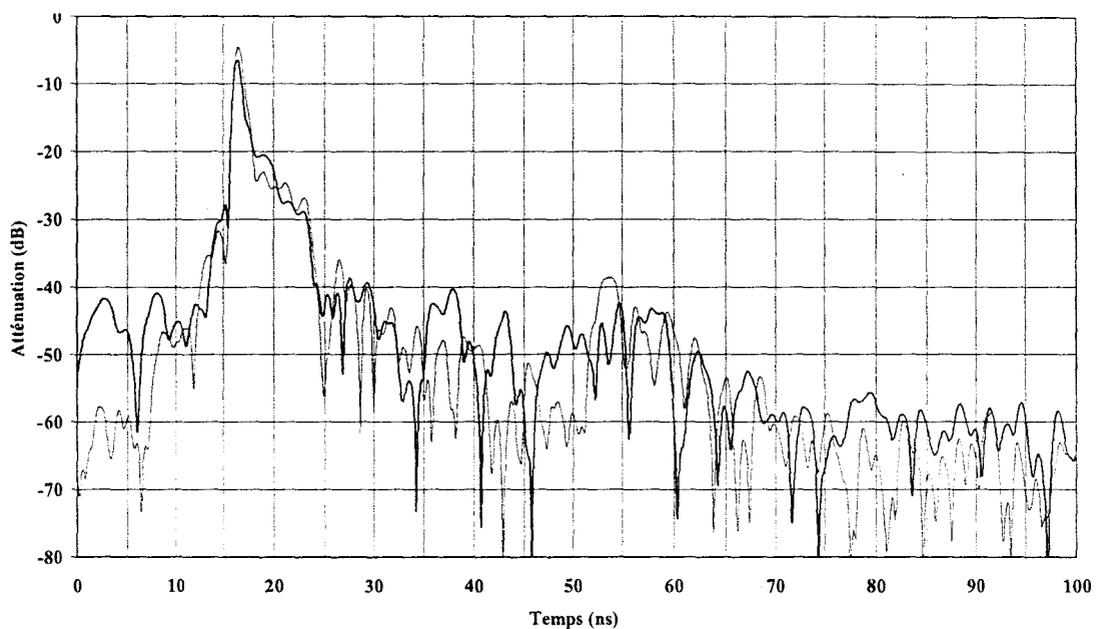
Les gains de ces différentes antennes dans la bande 57 GHz – 59 GHz sont présentés dans le tableau VII.

Gain (dB)	Polarisation circulaire	Polarisation linéaire
Antenne élémentaire	4 dB	5 dB
Antenne à 4 éléments	10 dB	12 dB
Antenne à 8 éléments	12 dB	
Antenne à 16 éléments	15 dB	15 dB

**Tableau VII : Gain des antennes employées**

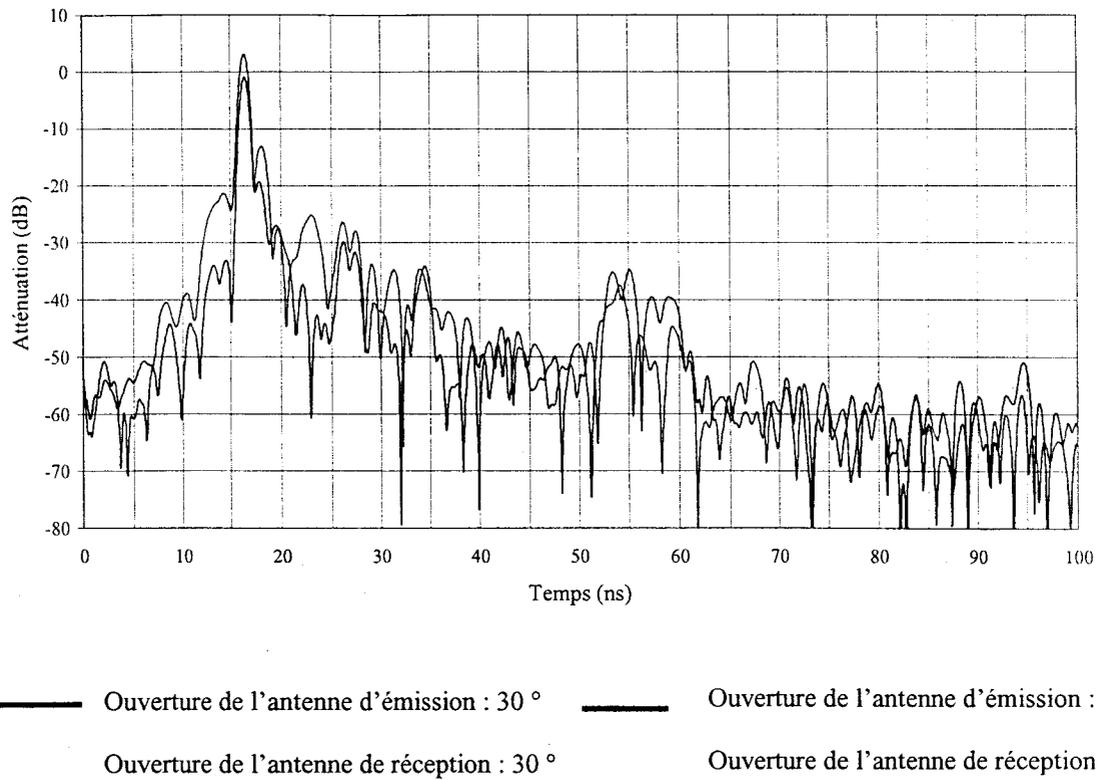
#### IV -2 / Conditions de transmission en visibilité directe

On considère dans un premier temps le cas où les antennes d'émission et de réception sont en vis à vis. Les mesures effectuées dans les différentes pièces décrites au préalable ont mis en évidence l'absence d'échos pénalisants lorsque les antennes employées présentent une ouverture inférieure à 30°. Les réponses impulsionnelles relevées pour différentes ouvertures d'antennes montrent bien que les échos présentent une atténuation relative supérieure de 30 dB au pic principal comme l'illustrent les figures 8-A et figures 8-B. Par ailleurs, ce constat est vérifié dans le cas de la polarisation circulaire comme celui de la polarisation linéaire.



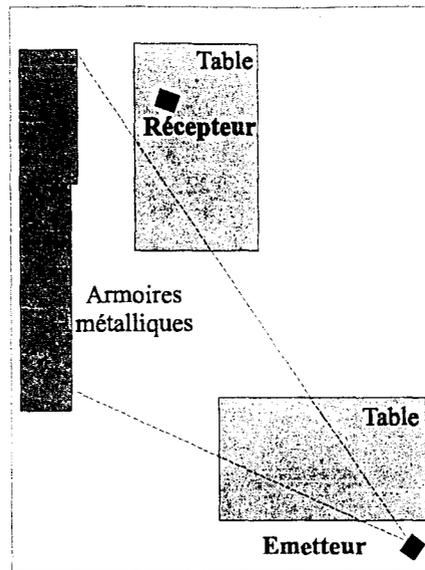
Ouverture de l'antenne d'émission : 30°     
  Ouverture de l'antenne d'émission : 22°  
 Ouverture de l'antenne de réception : 30°     
  Ouverture de l'antenne de réception : 30°

**Figure 8-A / Influence de la directivité sur les caractéristiques du canal de propagation -  
Cas de la polarisation linéaire**



**Figure 8-B / Influence de la directivité sur les caractéristiques du canal de propagation**  
**Cas de la polarisation circulaire**

Afin de déterminer les conditions de transmission plus défavorables, on dépointe les antennes de telle manière que le récepteur soit en dehors de la zone d'éclairage de l'émetteur comme illustré figure 9. On tente par ailleurs de privilégier la contribution des trajets indirects en éclairant le mobilier.



**Figure 9 : Configuration de mesure où les antennes sont dépointées (Pièce 3,5 m x 5 m)**

Le dépointage des antennes se traduit par une atténuation significative du signal direct et occasionne donc une dégradation du bilan de liaison. L'emploi d'antennes directives permet donc de se prémunir des effets de la propagation multiple mais impose des contraintes sur les positions des différentes antennes.

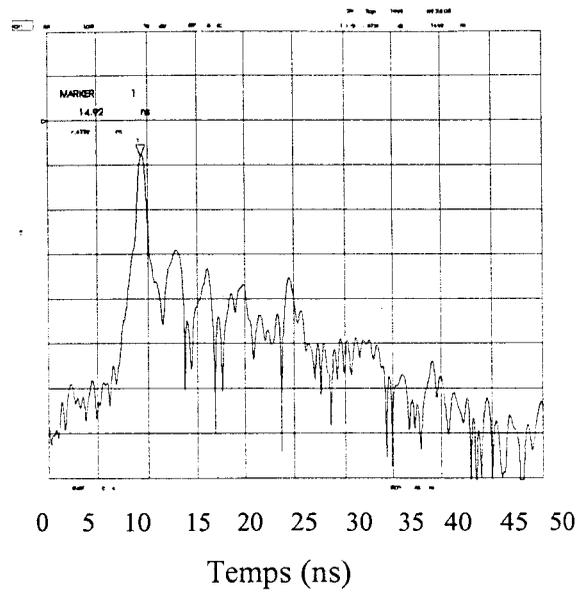
### **2 - B / Conditions de transmission où le champ de visibilité directe est obstrué**

L'objectif est ici de déterminer l'influence d'un obstacle situé entre l'émetteur et le récepteur sur la puissance du signal reçu.

La configuration adoptée correspond à une transmission d'environ 4 m dans une pièce de 3,5 x 5 m<sup>2</sup>. L'émetteur et le récepteur se situent respectivement à une hauteur de 2,5 m et de 1 m.

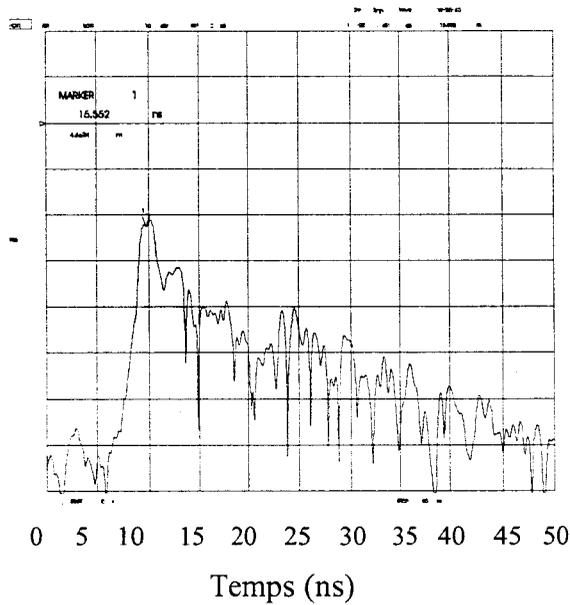
On relève l'atténuation induite par la présence d'une personne située à égale distance de l'émetteur et du récepteur. Pour cette configuration, les réponses impulsionnelles des figures 10 et 11 révèlent une atténuation de l'ordre de 14 dB lorsque les antennes à 4 éléments et à polarisation circulaire sont considérées à l'émission comme à la réception.

10 dB/div



**Figure 10 : Visibilité directe**

10 dB/div



**Figure 11 : Visibilité directe masquée**

### **2 – C / Influence de la directivité**

On réitère la mesure décrite ci-dessus pour les antennes de différentes directivités.

Le tableau VIII présente l'atténuation induite pour chaque couple d'antennes émission-réception pour la polarisation circulaire. Celui-ci indique que cette atténuation augmente avec la directivité des antennes.

Antenne émettrice	Réseau de 4 éléments	Réseau de 4 éléments	Réseau de 4 éléments
Antenne réceptrice	Réseau de 4 éléments	Réseau de 8 éléments	Réseau de 16 éléments
Atténuation induite	14 dB	18 dB	20 dB

**Tableau VIII - Atténuation induite lors d'une transmission en visibilité directe masquée dans le cas de la polarisation circulaire**

Des mesures similaires effectuées en polarisation linéaire aboutissent à la même conclusion.

Ainsi, l'emploi d'antennes directives permet de se prémunir des effets de la propagation multiple mais pénalise davantage la transmission en présence d'obstacles tout en contraignant la position des différentes antennes.

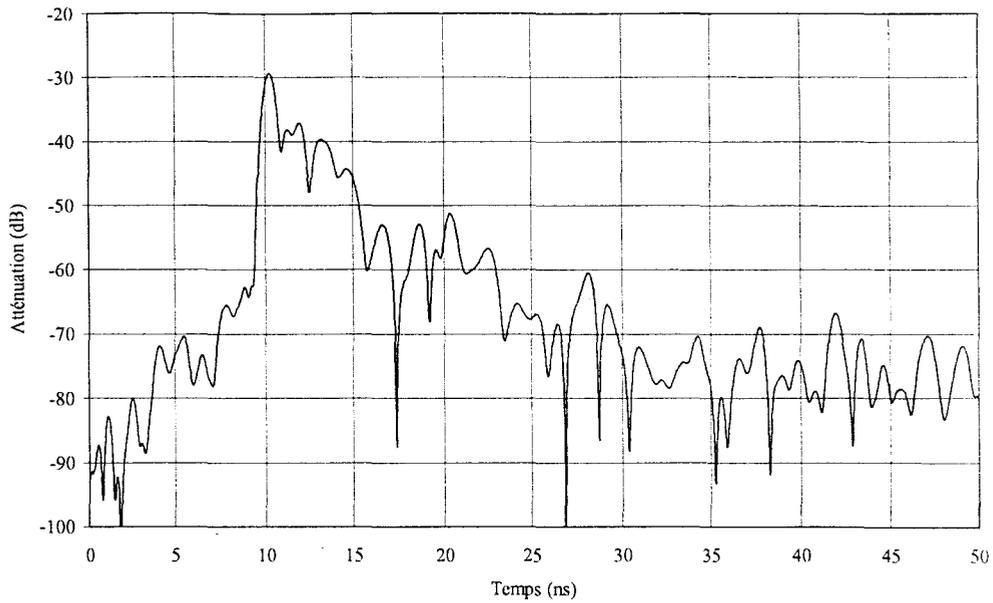
Afin d'augmenter la couverture de transmission et de minimiser l'influence de la présence d'obstacles, il est important de considérer l'utilisation d'antennes présentant une ouverture de faisceau plus large.

On considère donc à présent des antennes élémentaires qui présentent une ouverture importante de l'ordre de 120°, en polarisation circulaire et linéaire. Les mesures relatives à ces antennes ont été réalisées dans les différentes pièces décrites précédemment (labo, salle de réunion et bureau). La configuration retenue correspond au cas où l'antenne d'émission est la moins directive (antenne élémentaire). Les mesures réalisées sont nombreuses et nous nous limitons ici à une synthèse des résultats. L'utilisation d'antennes à ouverture importante augmente sensiblement la contribution de la propagation multiple qui dépend étroitement de la configuration des lieux.

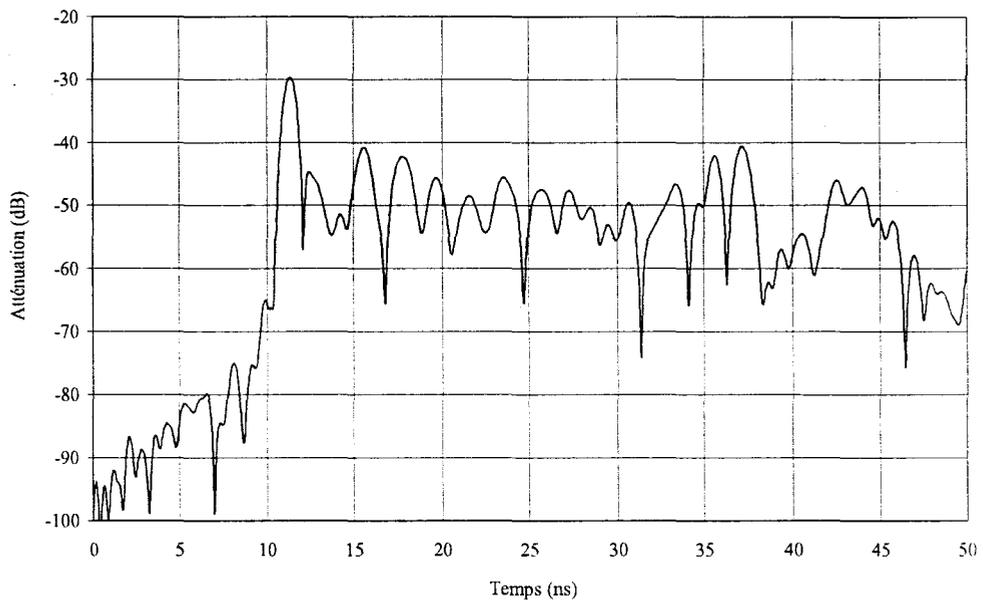
#### **IV – 3 / Influence de la configuration des lieux**

Un des objectifs de la campagne de mesure est d'identifier les paramètres de configuration des lieux (dimensions, mobilier) qui influent notablement sur les caractéristiques de propagation.

Les mesures effectuées ont mis en évidence que la nature du mobilier prédomine sur les dimensions de la pièce. En effet, la comparaison des réponses impulsionnelles correspondant à une pièce de grandes dimensions (figure 12) et à une pièce au mobilier métallique (figure 13) révèle une dispersion temporelle plus forte du au mobilier métallique.



**Figure 12 : Réponse impulsionnelle correspondant à une pièce aux dimensions importantes (Salle de réunion, laboratoire)**



**Figure 13 : Réponse impulsionnelle correspondant à une pièce aux dimensions réduites et au mobilier métallique (Bureau)**

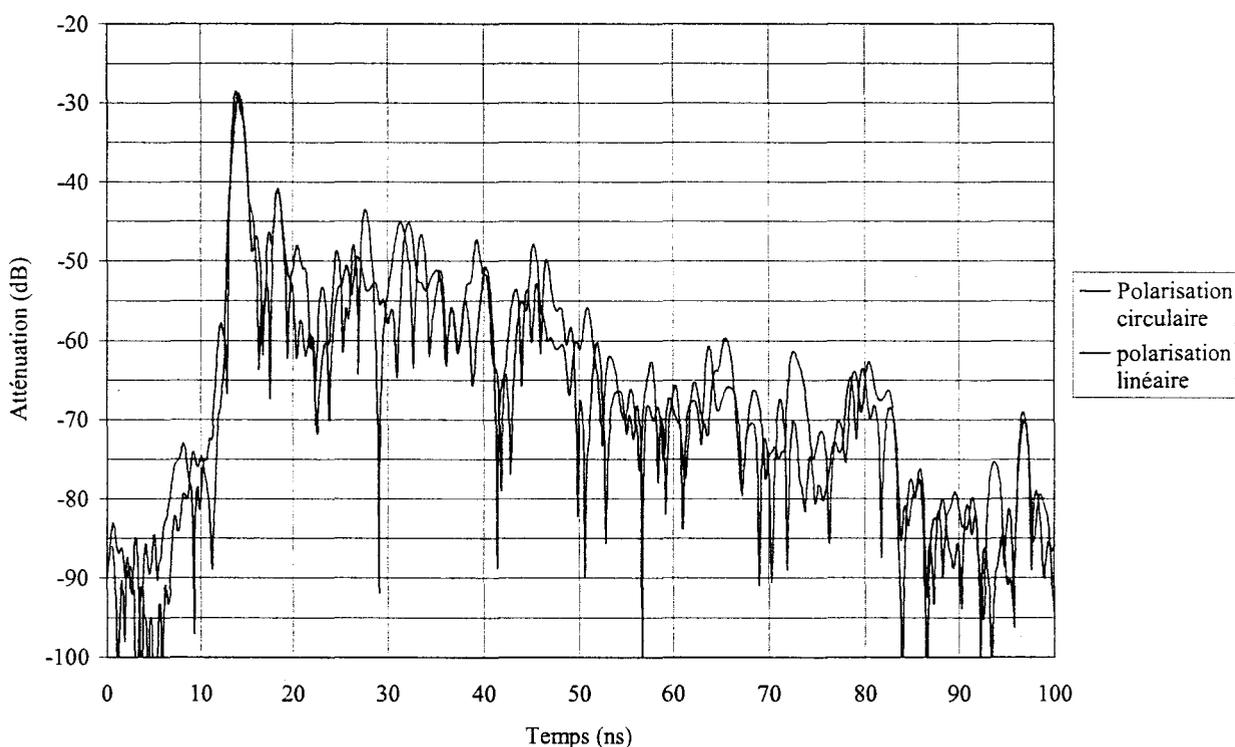
Les réponses impulsionnelles relevées ci-dessus correspondent à des mesures effectuées en employant la polarisation verticale.

#### **IV – 4 / Influence de la polarisation**

Une des principales motivations de la réalisation d'un sondeur de canal était de vérifier expérimentalement le bénéfice de la polarisation circulaire sur les caractéristiques du canal de propagation. Concernant les antennes à polarisation circulaire réalisées par l'Université de Rennes, le taux de réjection de la polarisation inverse a été déterminé à l'aide du taux d'ellipticité : Ce taux de réjection présente une valeur supérieure à 20 dB dans l'axe des antennes, ce qui correspond à l'ordre de grandeur rencontré lors de l'étude bibliographique. Les antennes employées correspondent à une antenne élémentaire à l'émission et à un réseau d'antennes à 4 éléments en réception.

##### **Premier cas :**

La configuration n'induit pas de chemins de propagation indirects pénalisants pour la polarisation linéaire. Dans cette même configuration, l'emploi de la polarisation circulaire modifie alors la contribution de la propagation multiple mais sans en augmenter l'effet dispersif comme l'indique la figure 14.

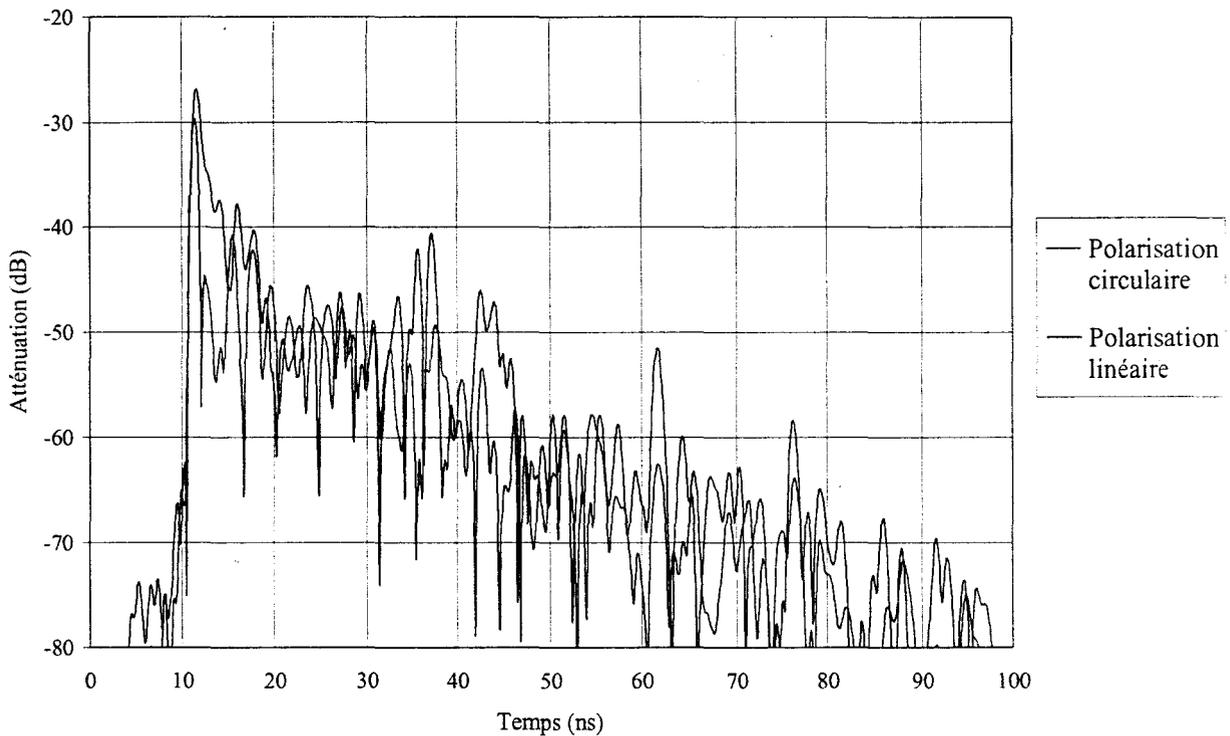


**Figure 14 – Influence de la polarisation sur la réponse impulsionnelle du canal**

**Lieu : Laboratoire – Conditions : Antennes dépointées.**

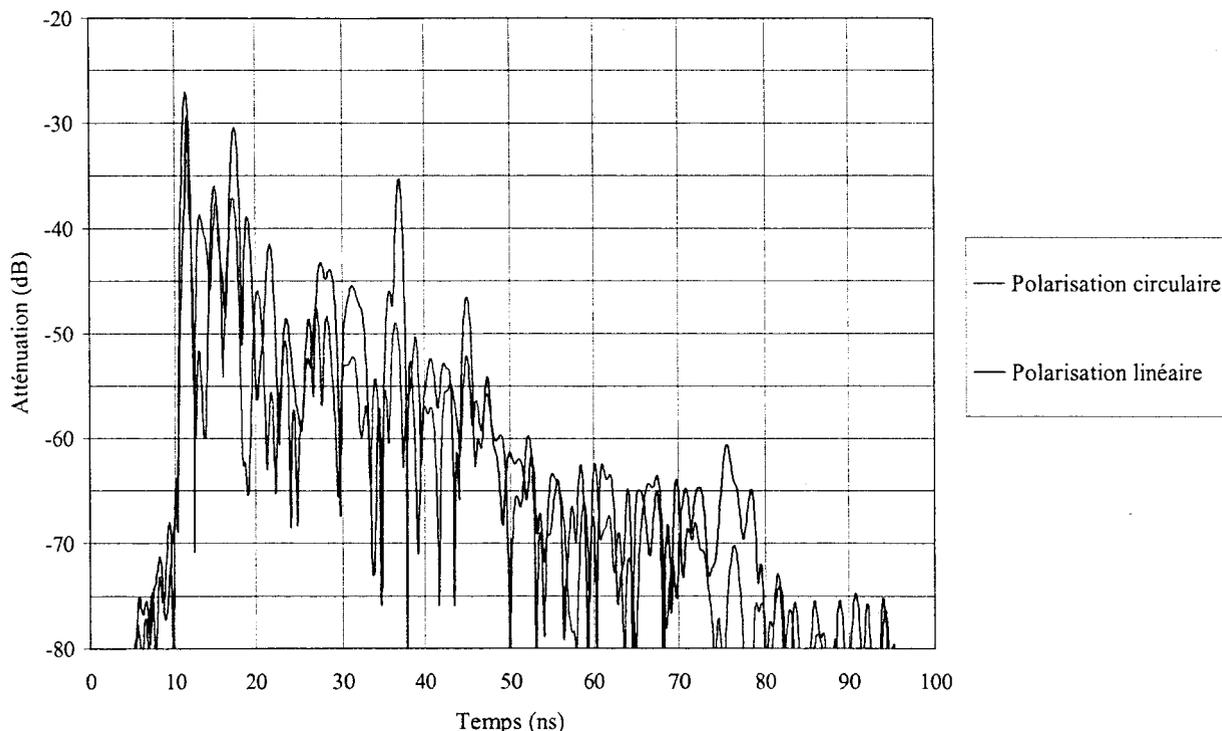
Cette configuration est celle rencontrée le plus souvent. Elle est tout à fait représentative d'une transmission à 60 GHz effectuée dans un laboratoire ou dans une salle de réunion, que les antennes soient dépointées ou non. Celle-ci est également rencontrée dans le cas d'une pièce aux dimensions plus réduites où les antennes, en vis-à-vis, n'éclairent pas le mobilier métallique.

**Second cas :** Nous avons rencontré des configurations pour lesquelles l'influence de la propagation multiple est beaucoup plus importante. Celles-ci correspondent au cas où les antennes de faible directivité sont dépointées et éclairent le mobilier métallique (**Figure 9**). Ces conditions privilégient effectivement la création de chemins de propagation indirects. Pour de telles configurations, les réponses impulsionnelles mesurées à ce jour révèlent une réelle influence de la polarisation. Les figures **15** et **16** indiquent clairement que l'emploi de la polarisation circulaire minimise la contribution de la propagation multiple.



**Figure 15 - Influence de la polarisation sur la réponse impulsionnelle du canal**

**Lieu : Bureau – Conditions : Antennes dépointées – Position A**

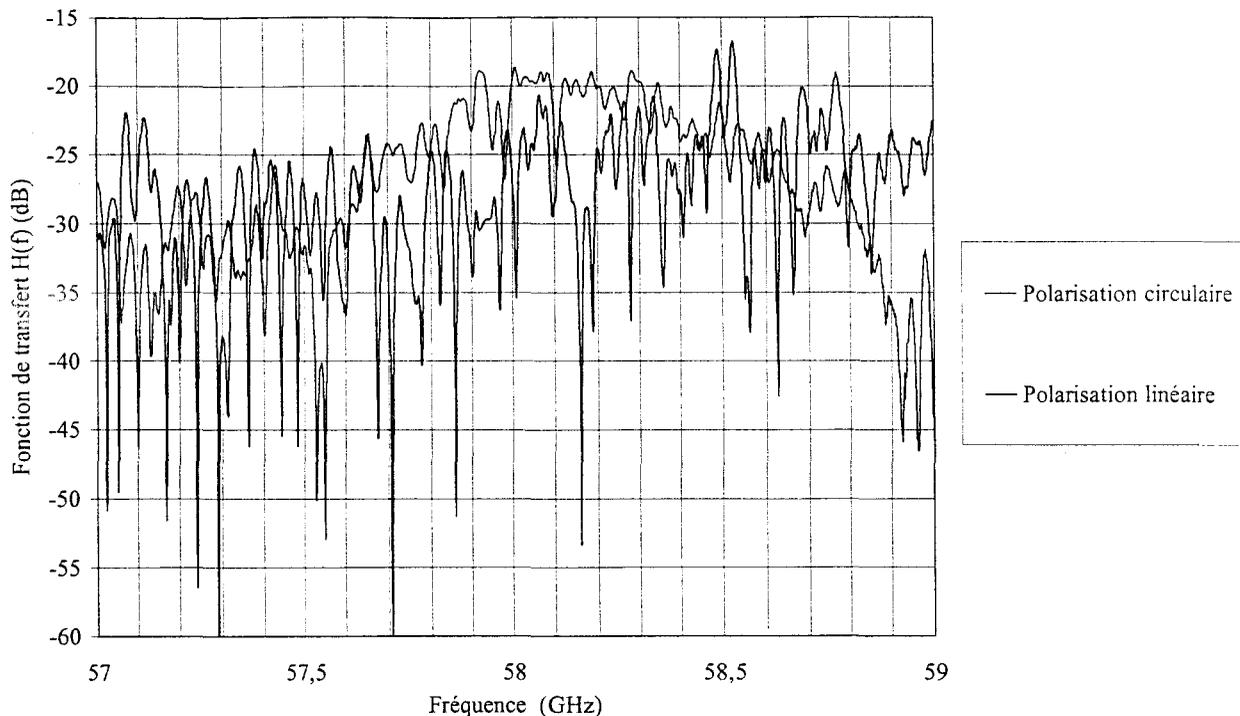


**Figure 16 - Influence de la polarisation sur la réponse impulsionnelle du canal**

**Lieu : Bureau – Conditions : Antennes dépointées – position B**

La puissance de certains échos, préjudiciables en polarisation linéaire, présentent effectivement une diminution de l'ordre de 10 dB en polarisation circulaire : L'intérêt de la polarisation circulaire est alors indéniable puisque l'effet de dispersion temporelle du canal de propagation diminue sensiblement.

Cette réduction de la dispersion temporelle du canal de propagation s'explique également par une diminution de sa sélectivité fréquentielle.



**Figure 17 – Influence de la polarisation sur la fonction de transfert du canal de propagation dans la bande 57-59 GHz**

En effet, la figure 17 montre l'influence de la polarisation sur la fonction de transfert du canal qui se traduit par une réduction non-négligeable de la fréquence et de la profondeur moyenne des évanouissements que peut subir la porteuse RF dans la bande 57-59 GHz.

Pour ce type de configuration, la polarisation circulaire permet d'optimiser le bilan de liaison d'une transmission.

L'expression (1) rappelle la puissance RF minimale requise en réception afin d'assurer un Taux d'Erreur par Bit donné

$$Pr_{\min} \text{ (dBm)} = F + 10 \cdot \text{Log}(kT) + 10 \cdot \text{Log Db} + (Eb/No) \quad (1)$$

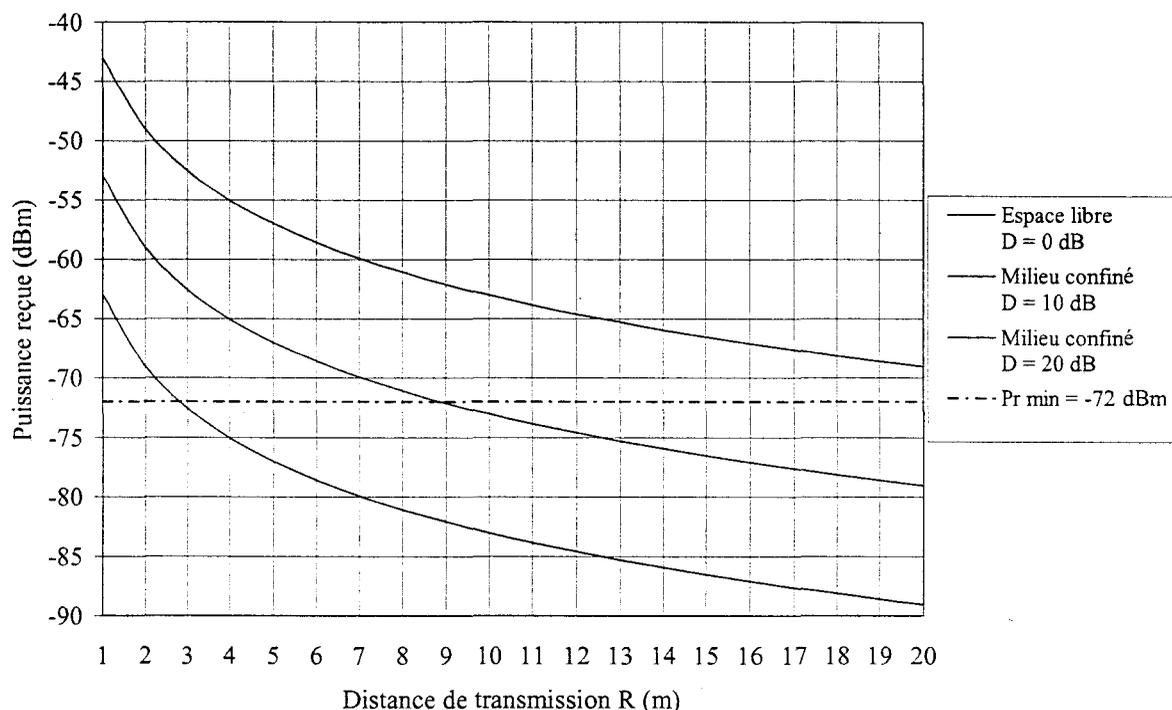
Où :

- $E_b/N_0$  correspond au rapport signal à bruit normalisé requis pour un T.E.B. donné ( $10^{-5}$ ).
- Db constitue le débit d'information (100 Mb/s).
- F définit le facteur de bruit du récepteur : Celui-ci est de l'ordre de 9 dB puisque les réseaux d'antennes planaires présentent un rendement de 50 %.

Cette puissance minimale limite la distance maximale de transmission pour une configuration donnée comme le souligne l'expression de loi de propagation à 60 GHz (2).

$$Pr_{\min} \text{ (dBm)} = Pe - 68 + Ge + Gr - 20\text{Log}R_{\max} - 0.017.R_{\max} - D \quad (2)$$

Cette expression met en évidence que la portée maximale  $R_{\max}$  de transmission augmente avec la puissance d'émission  $Pe$  ( $\leq 10$  dBm), les gains  $Ge$  et  $Gr$  des antennes d'émission et de réception. La profondeur  $D$  de l'évanouissement subi par le signal RF traduit l'effet de la propagation intra-bâtiment pour une polarisation donnée. La figure 17 montre le préjudice porté par ces évanouissements sur la portée de la transmission. En effet, dans le cas où la position du récepteur est susceptible de se situer dans un évanouissement de 10 dB, la distance maximale de transmission à environ 10 m. Celle-ci est limitée à quelques mètres si cet évanouissement est de l'ordre de 20 dB. La polarisation circulaire présente donc l'intérêt d'optimiser la distance maximale sans avoir à utiliser des puissances d'émission supérieures.

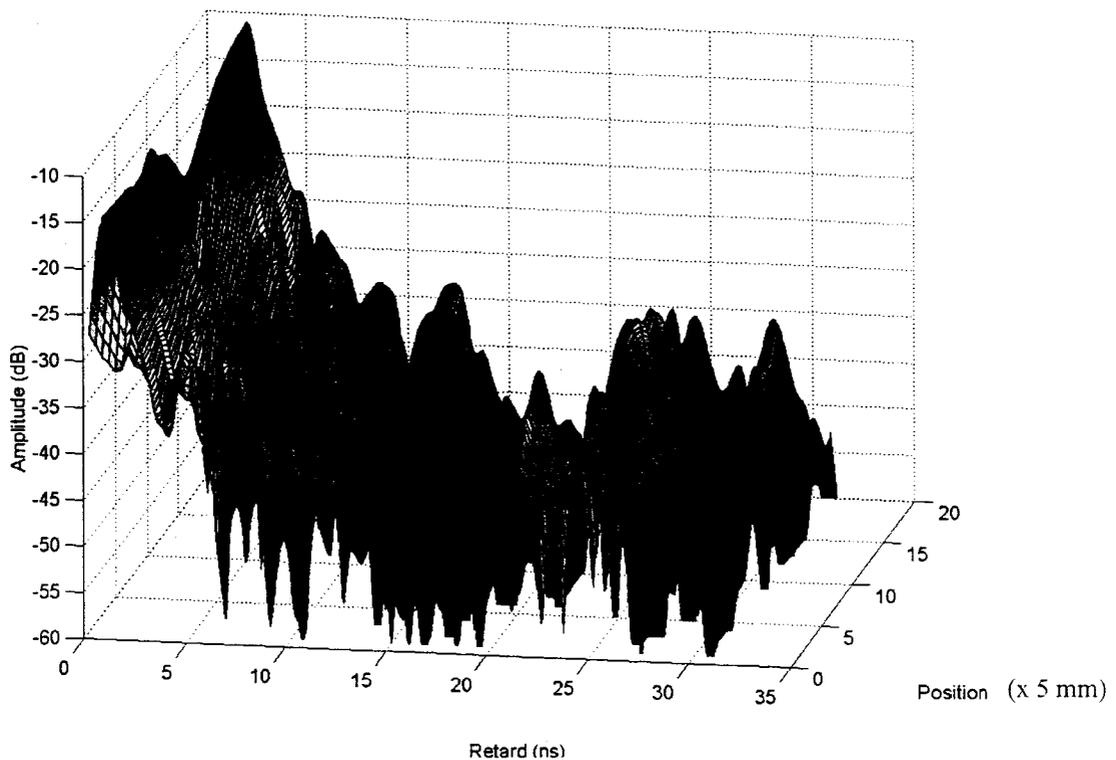


**Figure 17 – Evolutions de la puissance reçue en fonction de la distance de transmission pour différentes profondeurs d'évanouissement**  
 **$Pe = 10$  dBm ;  $Ge = Gr = 8$  dB ;  $F_{eq} = 10$  dB ;  $Db = 100$  Mb/s**

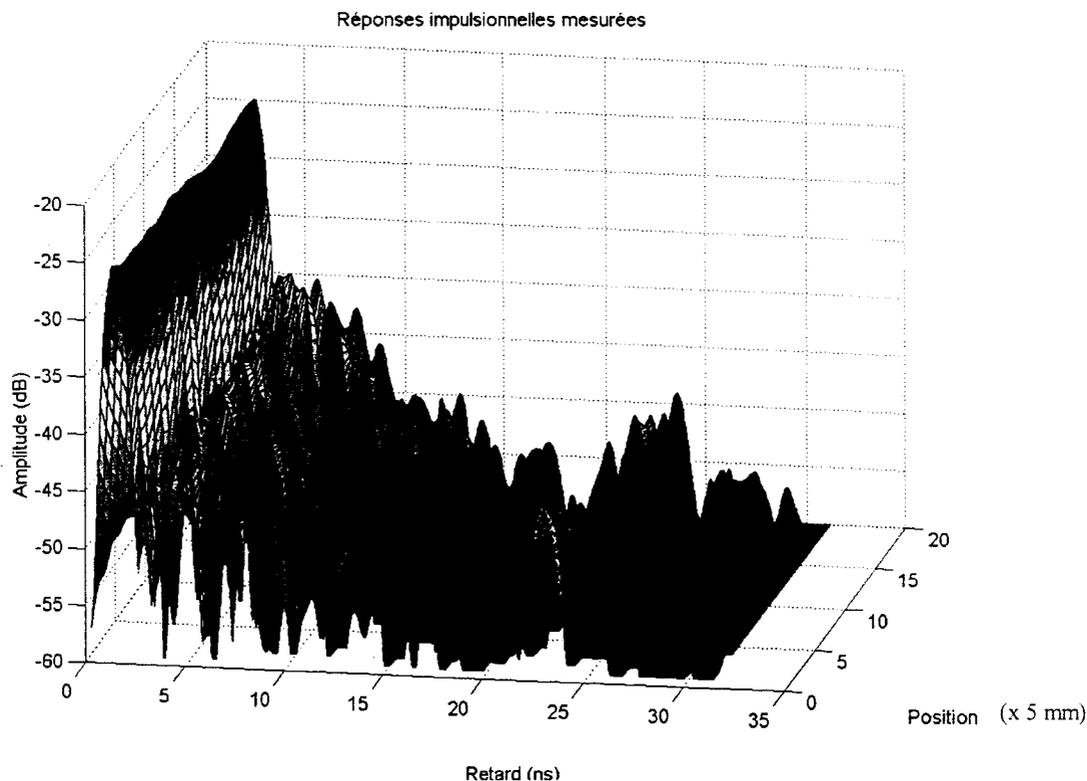
#### **IV – 5 / Evolution spatiale des caractéristiques du canal de propagation**

Le banc de mesure développé autour du sondeur de canal se compose en outre d'un système de déplacement automatisé du récepteur. Ceci permet de mesurer précisément l'évolution de la réponse impulsionnelle du canal en fonction de la distance de transmission.

Cette opération a notamment été menée pour des antennes peu directives dans le cas de polarisation verticale (figure 18) et circulaire (figure 19): Les mesures ont été effectuées en employant à l'émission une antenne élémentaire et à la réception un réseau d'antennes à 4 éléments.



**Figure 18 : Evolution de la réponse impulsionnelle en fonction de la position du récepteur pour le cas de la polarisation verticale**



**Figure 19 : Evolution de la réponse impulsionnelle en fonction de la position du récepteur pour le cas de la polarisation circulaire**

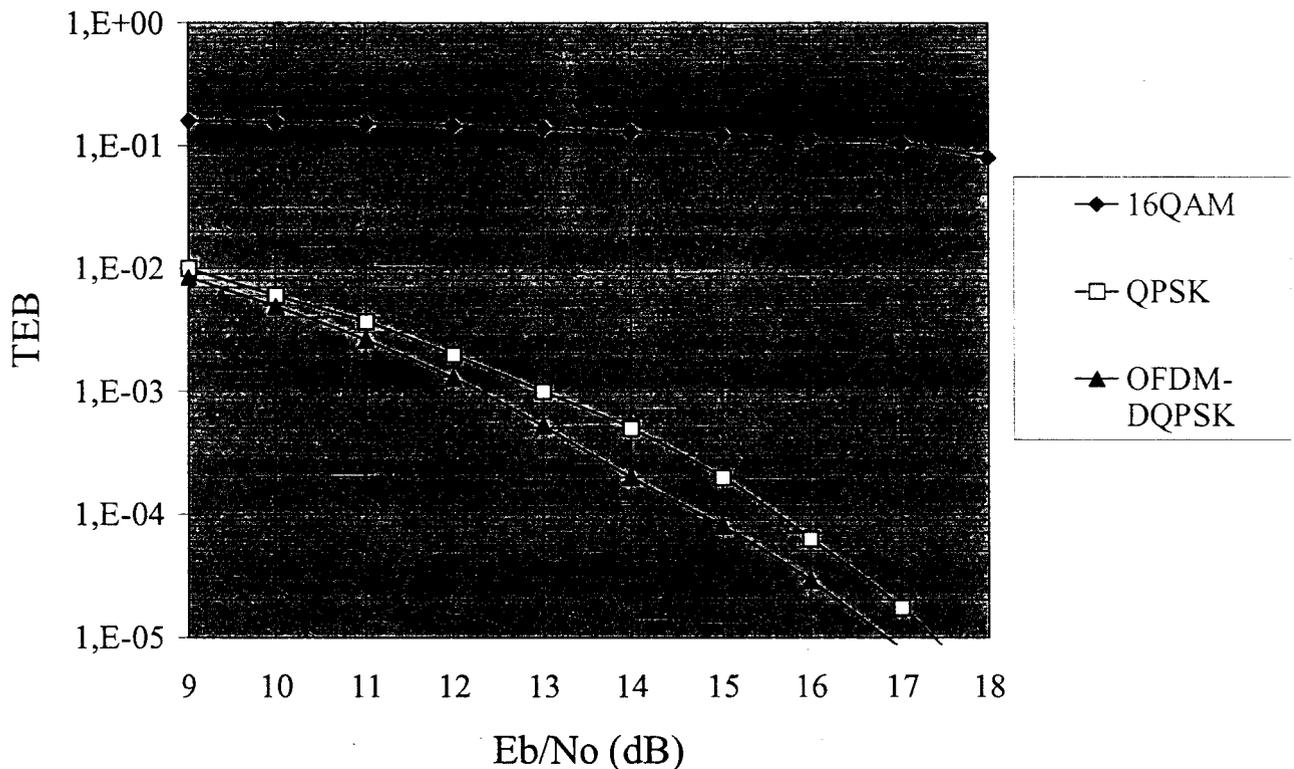
Les résultats présentés figure 18 et figure 19 montrent que l'influence de la propagation multiple est plus prononcée dans le cas de la polarisation linéaire. En effet, l'amplitude du trajet direct est bien moins tributaire de la position du récepteur pour la polarisation circulaire. Les échos correspondant aux chemins de propagation indirects sont également moins importants pour cette polarisation. Ces mesures confirment donc l'intérêt de la polarisation circulaire contre les phénomènes d'évanouissements et d'interférences inter symboles.

#### IV / 6 - Comparaison des performances des différents schémas de modulation

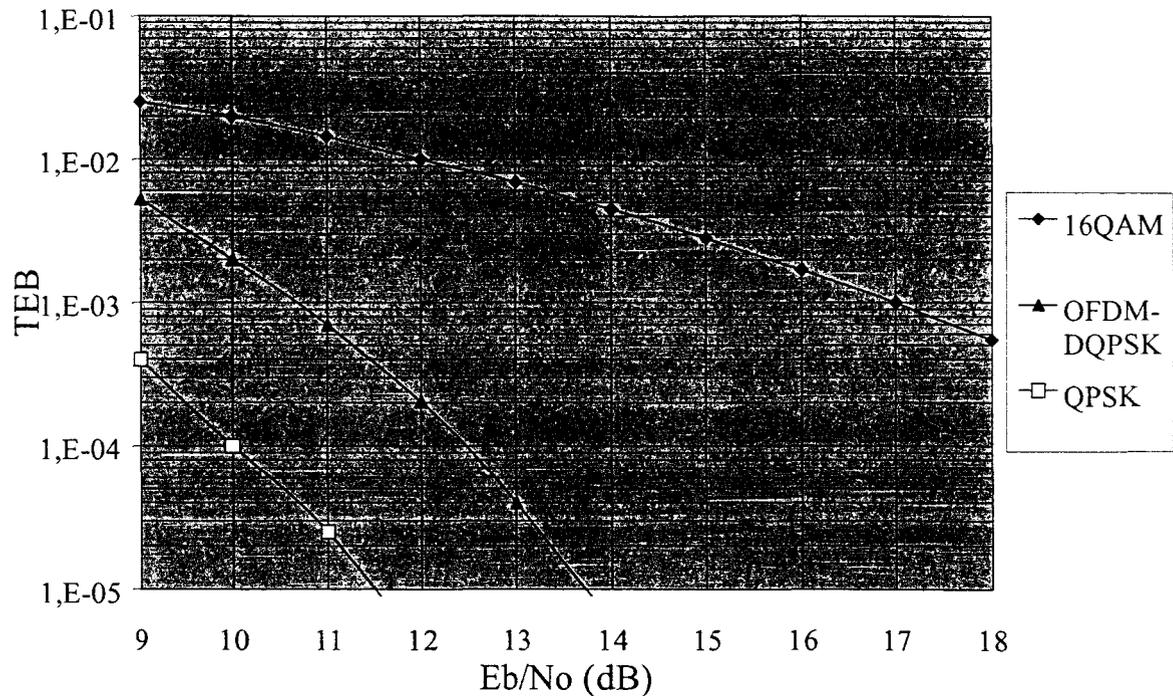
Les mesures effectuées jusqu'à présent ont mis en évidence une importante diversité de réponses impulsionnelles. Afin d'évaluer les performances de différentes techniques de modulation, on introduit dans le logiciel de simulation Omnisys la réponse impulsionnelle correspondant aux conditions de propagation défavorables les plus souvent rencontrées :

Cette configuration de transmission correspond au cas d'une pièce possédant un mobilier essentiellement de nature métallique. Les antennes employées correspondent à une antenne élémentaire à l'émission et à un réseau d'antennes à 4 éléments en réception. La réponse impulsionnelle utilisée est représentée figure 15.

Pour une telle configuration, on détermine par simulation l'influence de la polarisation sur le Taux d'Erreur par Bit de la transmission pour un débit de 155 Mb/s. Les performances des techniques de modulation 16QAM, QPSK et OFDM-DQPSK sont donc quantifiées en environnement intra-muros à 60 GHz pour la polarisation verticale (figure 20) et pour la polarisation circulaire (figure 21).



**Figure 20 – Performances des techniques de modulation 16QAM, QPSK et OFDM-DQPSK à 155 Mb/s pour la polarisation verticale**



**Figure 21 – Performances des techniques de modulation 16QAM, QPSK et OFDM-DQPSK à 155 Mb/s pour la polarisation circulaire**

Les résultats de ces simulations (Figure 20) montrent que la modulation OFDM-DQPSK est la technique la plus appropriée aux applications haut débit dans un environnement propice à la propagation multiple. Cependant, la complexité de mise en œuvre et la sensibilité aux non-linéarités du système d'émission - réception pénalisent fortement ce procédé comme montré précédemment. Par ailleurs, l'utilisation de la polarisation circulaire diminue indéniablement les effets néfastes de la propagation multiple. La réduction significative de la dispersion temporelle privilégie alors l'utilisation de schémas de modulation plus usuels tels que la QPSK et la DQPSK comme le montre la figure 21. Rappelons alors que ces techniques de modulation sont les plus appropriées aux phénomènes de bruit de phase des oscillateurs locaux et des non-linéarités du système d'émission - réception.

## Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les phénomènes intervenant au cours d'une transmission intra-bâtiment et notamment les phénomènes d'évanouissement et d'interférences intersymboles. Une étude bibliographique sur le canal de propagation intra-muros à 60 GHz a montré l'importance des caractéristiques du diagramme de rayonnement des antennes ainsi que la polarisation de l'onde radioélectrique. Afin de disposer d'un nombre plus important d'informations, un sondeur de canal radio a été développé à l'I.E.M.N.

La caractérisation expérimentale du canal radio intra-bâtiment à 60 GHz a permis de déterminer l'influence de la directivité des antennes et de la polarisation de l'onde radio sur les caractéristiques de la propagation.

Dans le cas d'une polarisation classique, les mesures effectuées pour des antennes à large ouverture de rayonnement ont mis en évidence les effets de la propagation multiple, surtout pour les pièces au mobilier métallique.

Il est alors possible de diminuer considérablement ces effets par l'emploi d'antennes directives. Cette solution, vérifiée jusqu'à présent pour toute polarisation et pour tout environnement (dimensions et mobilier), impose cependant des contraintes sur la position des antennes qui doivent être en vis-à-vis.

Par ailleurs, les mesures effectuées ont montré que l'emploi de la polarisation circulaire minimise de manière significative la propagation multiple. Les antennes à polarisation circulaire et de faible directivité correspondent finalement au meilleur compromis. De plus, la réduction des phénomènes de fading et d'interférences inter symboles est suffisante pour permettre l'emploi de techniques de modulation classiques telles que la QPSK ou la DQPSK sans traitement de signal supplémentaire (OFDM, égalisation, diversité, ...). Ces résultats sont confortés par des simulations effectuées à partir de réponses impulsionnelles expérimentales. Au regard des mesures effectuées, les modulations QPSK et DQPSK sont les plus appropriées pour notre application puisqu'elles permettent d'obtenir un Taux D'Erreur Par Bit de  $10^{-5}$  pour un rapport  $E_b/N_0$  inférieur à 15 dB.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **Polarization Dependence of Multipath Propagation and High-Speed Transmission Characteristics of Indoor Millimeter-Wave Channel at 60 GHz,**  
T. MANABE, K. SATO, H. MASUZAWA, K. TAIRA, T. IHARA, Y. KASASHIMA, K. YAMAKI,  
IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 44, N° 2, May 1995, pp. 268-274.
- [2] **Line-of-Sight Indoor Radio Communication using Circular Polarized Waves,**  
A. KAJIWARA,  
IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 44, N° 3, August 1995, pp. 487-493.
- [3] **Effects of Antenna Directivity and Polarization on Indoor Multipath Propagation Characteristics at 60 Ghz,**  
T. MANABE, Y. MIURA, T. IHARA,  
IEEE Journal on Selected Areas Communications, Vol. 14, N° 3, April 1996, pp. 441-448.
- [4] **Effects of Polarization, Antenna Directivity, and Room Size on Delay Spread in LOS Indoor Radio Channel,**  
A. KAJIWARA,  
IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 46, N° 1, February 1997, pp. 169-175.
- [5] **Modélisation et analyse de la propagation intra-muros en vue d'applications médicales haut débit**  
N. RAOULT  
Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1 – Janvier 1998
- [6] **Conception et réalisation d'un sondeur de canal très large bande à 60 GHz – Mesures de propagation à l'intérieur des bâtiments.**  
S. GUILLOUARD  
Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes – Juillet 1999.
- [7] **Etude d'un système de transmission courte portée à 60 GHz par étalement de spectre.**  
N. DANIEL  
Thèse de Doctorat de L'Institut National Polytechnique de Grenoble – Mars 1992.

---

**CHAPITRE 4 :**

**DESCRIPTION DES PRINCIPALES PERFORMANCES DU SYSTEME**

**OPTO-MILLIMETRIQUE DEVELOPPE A 60 GHZ**

---

## **Chapitre 4 : Description des principales performances du système opto-millimétrique développé à 60 GHz**

### **I / Performances du système d'émission - réception**

Les différents tests ont été effectués par étape afin d'isoler les différents facteurs susceptibles d'affecter la qualité de la communication par voie radioélectrique à 60 GHz. L'objectif des tests réalisés est de valider le comportement du système en présence des différentes perturbations ayant fait l'objet d'études préalables décrites dans les chapitres précédents.

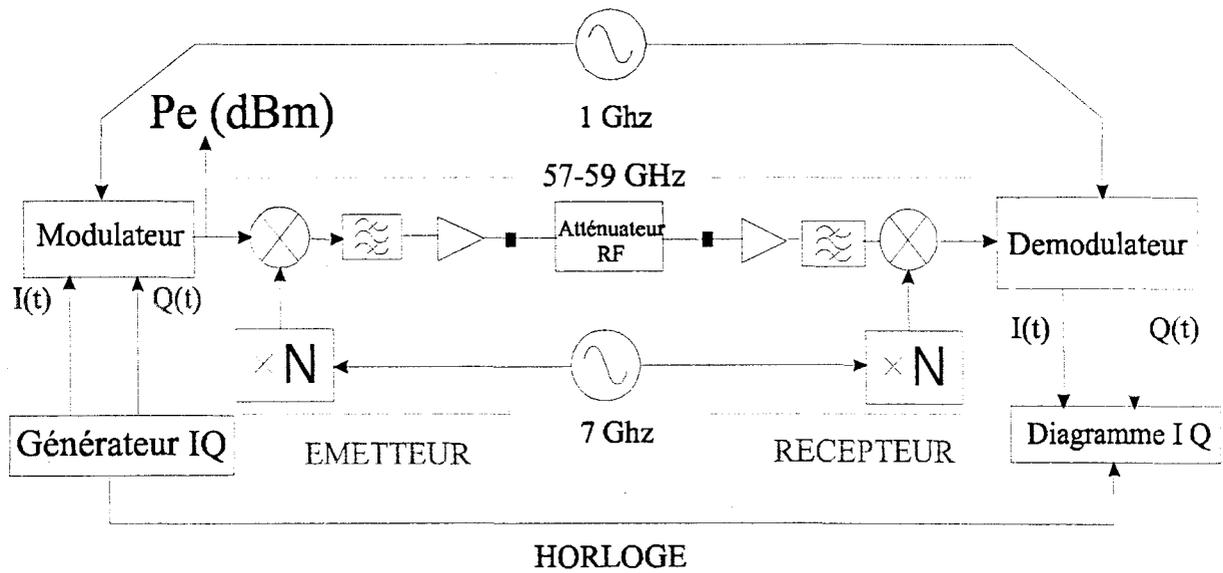
La comparaison des différentes techniques de modulation effectuée lors de des études antérieures (Chapitres 2 et 3) a mis en évidence que les modulations DQPSK et QPSK permettaient d'aboutir aux meilleures performances. En effet, l'emploi de la modulation OFDM ne s'avère pas indispensable au regard de la faible contribution de la propagation indirecte observée dans le cas de la polarisation circulaire de l'onde radioélectrique. C'est pourquoi seules les techniques de modulation DQPSK et QPSK ont été considérées lors des tests limités par ailleurs à la voie descendante à 57 GHz, ce qui n'enlève rien à la validation du système.

#### **I – A / Tests de performances du système en fonctionnement non-linéaire**

Lors des précédents chapitres, nous avons rappelé que la puissance d'émission RF constituait un paramètre important du bilan de liaison.

L'objectif est ici de vérifier que les dégradations subies par l'information portée par le signal RF restent minimales lorsque la puissance d'émission évolue vers la zone de saturation. Afin de procéder à cette vérification, un générateur de signaux arbitraires I et Q, un modulateur vectoriel et un démodulateur associé ont été mis en œuvre afin d'évaluer qualitativement les dégradations induites au signal informatif haut débit.

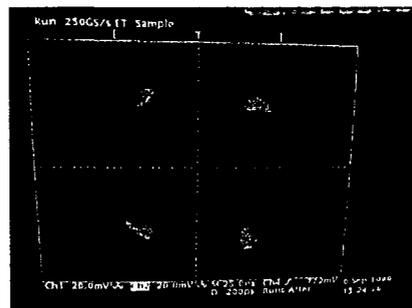
Le synoptique du dispositif de test est décrit figure 1 et présente l'association du générateur de signaux I et Q au modulateur vectoriel à 1 GHz. Les composantes I et Q générées correspondent au cas d'une modulation à 4 états de phases de débit égal à 50 Mb/s. La puissance  $P_e$  du signal modulé délivré par l'émetteur à 57 GHz est mesurée à l'aide d'un bolomètre. Un atténuateur RF de 50 dB, disposé à la sortie de l'émetteur, simule le canal de propagation idéal assurant un faible niveau de puissance à l'entrée du récepteur.



**Figure 1 - Synoptique du banc de test**

La puissance d'émission RF est de 10 dBm, ce qui correspond à la zone de saturation comme nous l'avons indiqué au cours du deuxième chapitre.

Le traitement faible bruit et la transposition de fréquence assurés par le récepteur permettent la démodulation du signal incident et la visualisation du diagramme de constellation des composantes I et Q restituées.



**Figure 2 - Diagramme de constellation  
du signal QPSK 50 Mb/s restitué**

Un même oscillateur local alimente le modulateur et le démodulateur : La qualité du diagramme de constellation observé n'est donc pas révélatrice de l'influence du bruit de phase des OL.

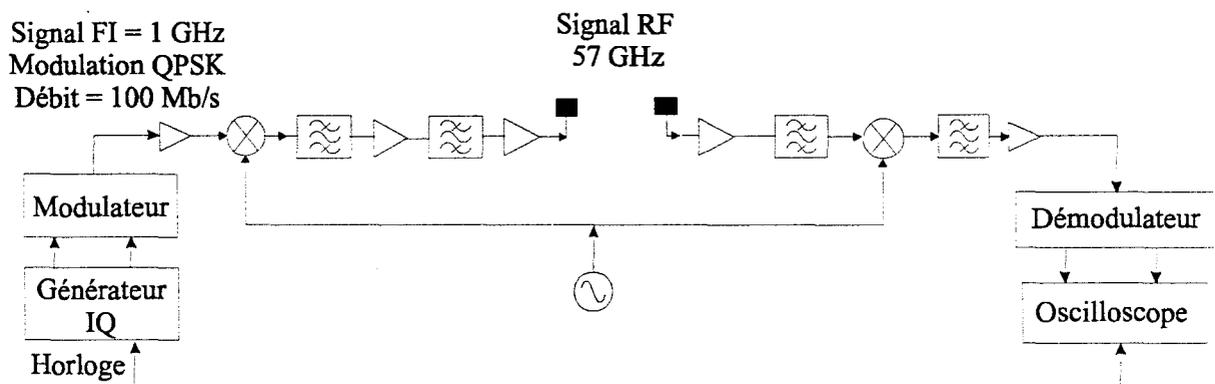
Le diagramme de constellation met bien en évidence la possibilité d'émettre un signal dont la puissance correspond à la zone de saturation de l'émetteur : le signal informatif n'est pas dégradé de manière sensible dans le cas du schéma de modulation QPSK.

### I – B / Tests de performances du système en propagation

L'objectif est ici de vérifier la faible contribution de la propagation indirecte dans le cas de la polarisation circulaire.

La démarche adoptée consiste à effectuer une transmission radioélectrique haut débit pour une configuration propice à la propagation multiple.

Nous avons vu que cette configuration correspond au cas où les antennes employées sont de faible directivité et à polarisation verticale. Ces antennes sont dépointées et éclairent le mobilier de nature métallique. L'antenne d'émission correspond à un réseau d'antennes à 4 éléments ( $\theta = 30^\circ$ ). L'antenne de réception, quant à elle, correspond à une antenne élémentaire ( $\theta = 100^\circ$ ). Le banc de test de la radiocommunication est illustré figure 6.



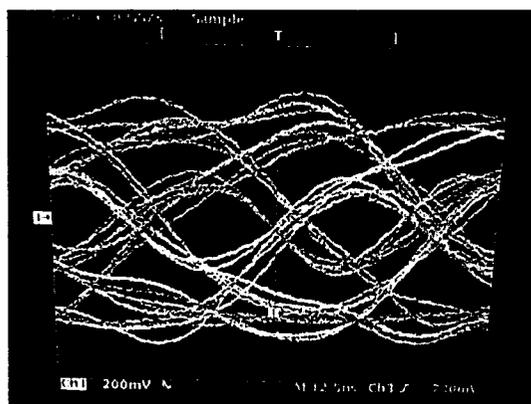
**Figure 6 – Synoptique du test de radiocommunication à 57 GHz**

**Modulation QPSK – Débit : 100 Mb/s – Distance de propagation : 4 m**

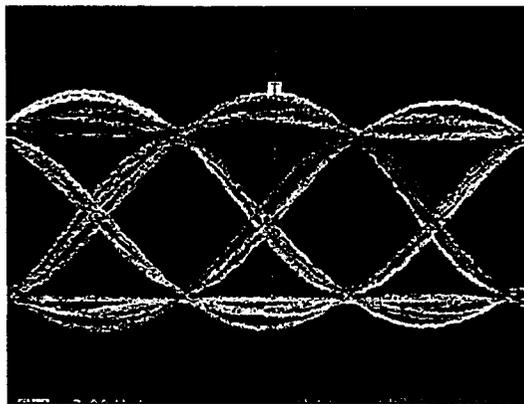
Les mélangeurs respectifs de l'émetteur et du récepteur sont pompés par deux signaux millimétriques issus d'une même source. Ces signaux étant cohérents en phase, le test radio effectué ne permet pas d'évaluer l'influence du bruit de phase sur la qualité de la communication. En conséquence, les phénomènes de non-linéarité et de propagation sont les seuls intervenants.

La comparaison des performances pour la polarisation circulaire et la polarisation linéaire est effectuée dans le cas de la modulation QPSK à 57 GHz pour un débit de 100 Mb/s

Pour une configuration donnée, le diagramme de l'œil illustré figure 7 représente la dégradation de la liaison 100 Mb/s lorsque la polarisation de l'onde radio est verticale. Ce diagramme révèle alors nettement des interférences intersymboles dues à la propagation multiple.



**Figure 7 - Polarisation verticale**



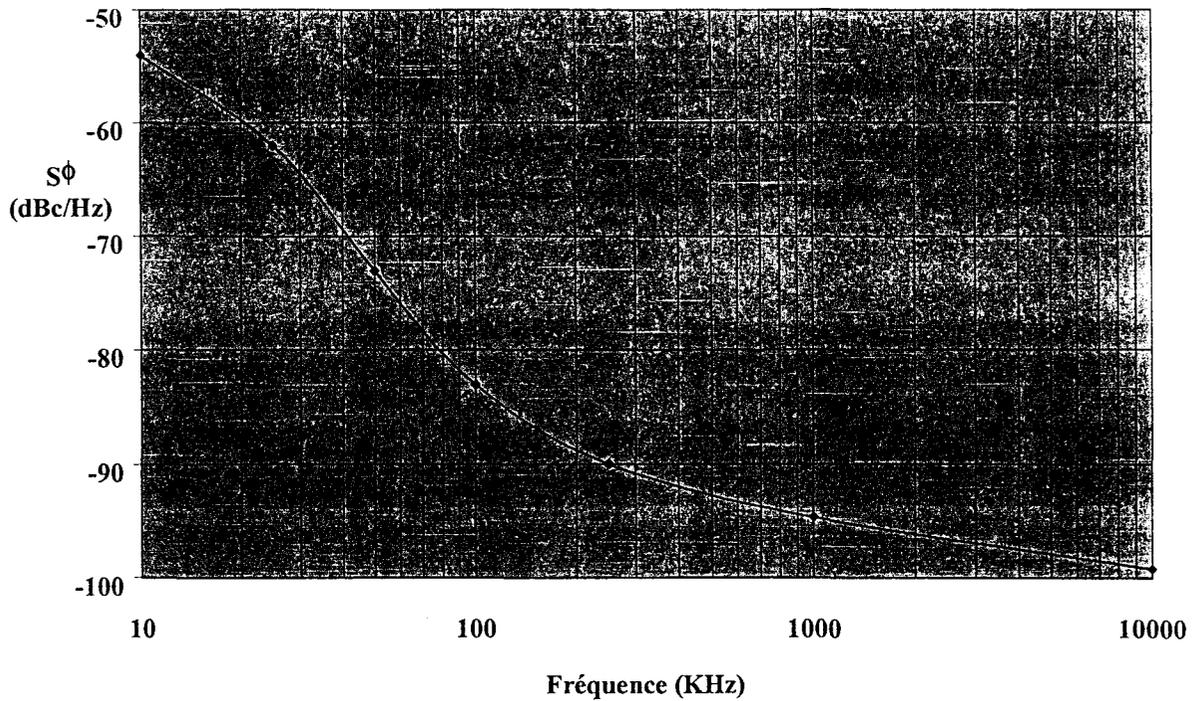
**Figure 8 - Polarisation circulaire**

La figure 8 correspond au diagramme de l'œil de la liaison correspondant à la même configuration hormis la polarisation de l'onde radio qui est cette fois circulaire. La nette ouverture de l'œil montre la diminution significative des interférences intersymboles. Ce test de radiocommunications confirme donc l'amélioration notable de la qualité d'une transmission haut débit intra-bâtiment par l'emploi de la polarisation circulaire

### **I - C / Test des performances du système en présence de bruit de phase**

L'objectif des précédents tests était de valider l'intérêt des modulations de type QPSK vis à vis du comportement non-linéaire du système ainsi que son aptitude à propager des informations haut débit en milieux confinés. L'étape suivante consiste à assurer la qualité du signal en présence de bruit de phase inhérent aux sources millimétriques. Les sources développées pour cette étude présentent des caractéristiques de bruit de phase qui ont été définies afin de ne pas altérer le signal DQPSK pour un débit de l'ordre de 50 Mb/s.

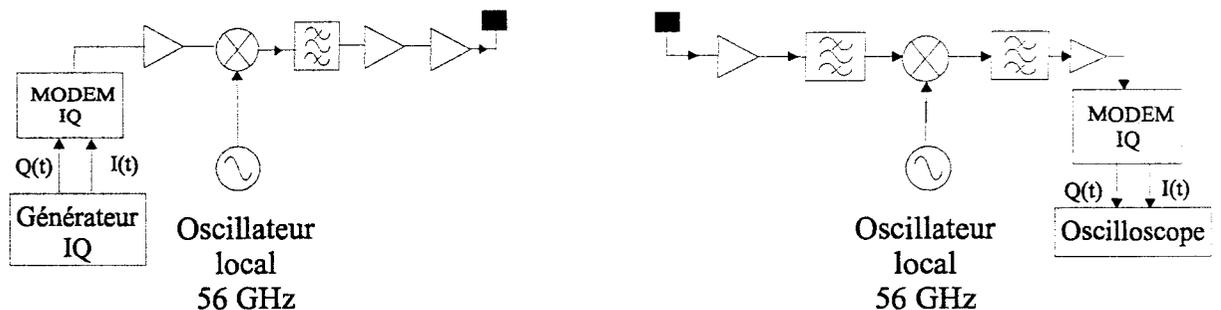
La densité spectrale de bruit de phase du signal délivré par la source millimétrique utilisée est illustrée figure 9.



**Figure 9 – Densité spectrale de bruit du signal délivré à 55 GHz  
par la source millimétrique**

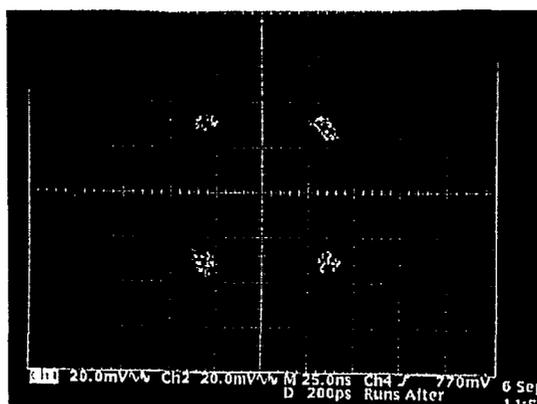
L'intérêt de ce test est la validation expérimentale des prévisions théoriques. Pour cela, les mélangeurs respectifs de l'émetteur et du récepteur sont pompés par deux signaux millimétriques issus de deux sources distinctes aux propriétés de bruit de phase décrites par la figure 9.

Les antennes correspondent respectivement à un réseau d'antennes de 4 éléments ( $\theta = 30^\circ$ ) pour l'émission et à une antenne élémentaire ( $\theta = 100^\circ$ ) pour la réception. La figure 10 illustre ce banc de test pour une communication à 60 GHz avec un débit de 100 Mb/s.



**Figure 10 – Synoptique du test radio à 57 GHz - Modulation DQPSK – Débit 100 Mb/s**

Le diagramme de constellation expérimental de la figure 12 présente la qualité de la liaison DQPSK à 57 GHz pour un débit de 100 Mb/s.



**Figure 12 : Diagramme de constellation – DQPSK 100 Mb/s – 57 GHz**

Le diagramme obtenu ne révèle pas de dégradation significative du signal restitué. Conformément aux simulations précédemment effectuées pour la modulation DQPSK, la source développée répond aux exigences de pureté spectrale nécessaire à une application haut débit à 60 GHz.

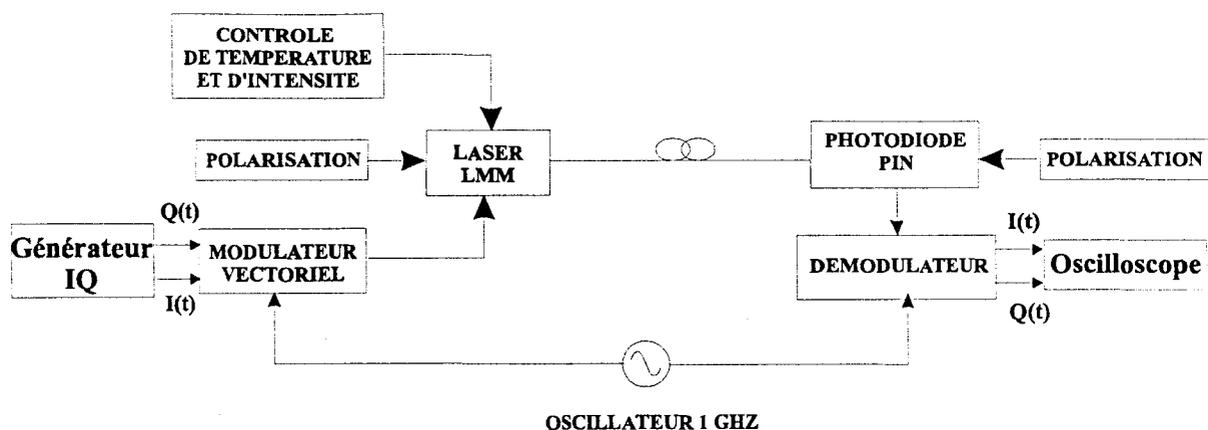
Le fonctionnement du système sera testé ultérieurement en mode QPSK à l'aide des cartes de modulation-démodulation développées par France TELECOM R&D.

Les performances du dispositif d'émission – réception étant validées, l'intégration du déport optique des signaux par l'interface opto-millimétrique peut être mis en œuvre et testé.

## **II – Caractéristiques et performances du transducteur opto-millimétrique**

### **II – A / Déport optique du signal modulé QPSK de débit 100 Mb/s à 1 GHz**

Cette liaison, étudiée dans le cadre de la thèse de Samuel Dupont à l'I.E.M.N., a pour fonction de transmettre par fibre optique un signal hyperfréquence de 1 GHz modulé au préalable par les données numériques. Le schéma de modulation QPSK est retenu suite aux études précédemment menées.

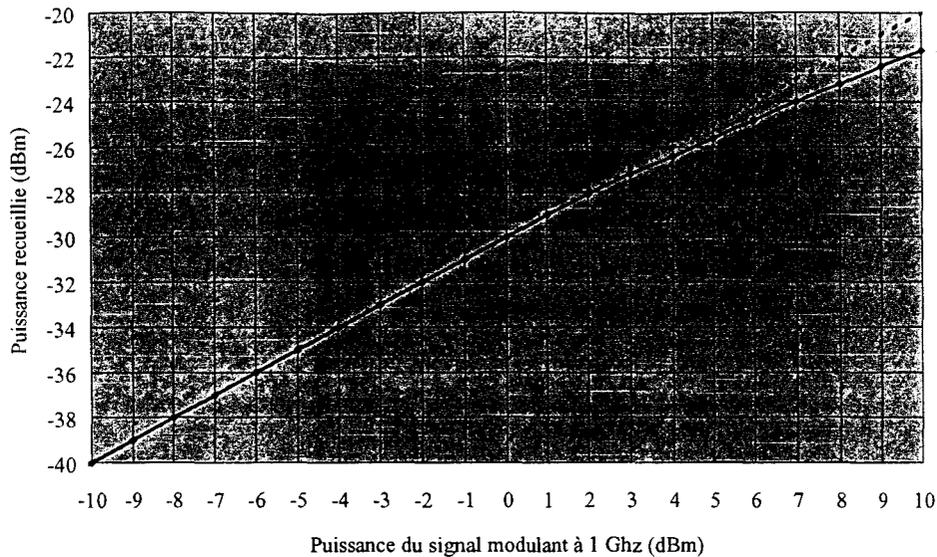


**Figure 14 - Synoptique de la liaison optique du signal 1 GHz modulé**

Le synoptique de la liaison optique est présenté figure 14. Le signal optique délivré par le laser est modulé par le signal QPSK à 1 GHz. Cette opération est effectuée par modulation directe de la polarisation du laser. La source optique employée correspond à un laser avec modulateur à électro-absorption intégré (Alcatel LMM 1905) optimisé pour les transmissions numériques en bande de base à 2, 5 Gb/s.

La tension de polarisation  $V_{lin}$  est choisie de manière à obtenir une évolution linéaire optimale de la puissance transmise par le laser en fonction de la tension de polarisation appliquée.

Pour la tension de polarisation  $V_{lin}$ , l'évolution du transfert en puissance du laser modulateur en fonction de la puissance du signal modulant révèle une plage de fonctionnement linéaire suffisante pour notre application : Le point de compression à 1 dB en sortie du laser, de l'ordre de 7 dBm, est nettement supérieur à la puissance du signal requise en entrée de l'émetteur.



**Figure 13 : Evolution du transfert de puissance du laser modulateur**  
**Tension de polarisation  $V_{lin} = 0,77 V$**

Par ailleurs, la liaison optique associant le laser LMM ainsi que la photodiode PIN Fujitsu ne présente pas de propriétés sélectives en fréquence.

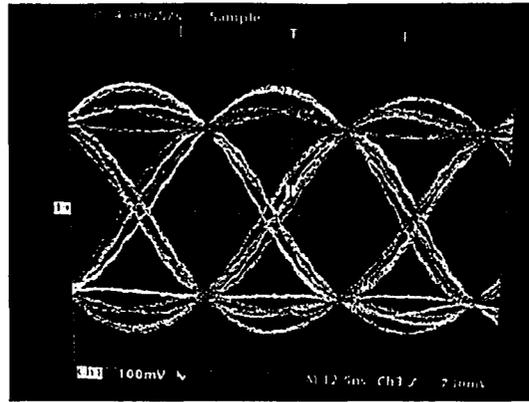
La liaison optique constituée du laser modulateur LMM, d'une fibre de 10 km et de la photodiode PIN Fujitsu est testée pour une modulation QPSK à 100 Mb/s.

Le modulateur et le démodulateur sont pompés par un signal hyperfréquence délivré par un même oscillateur local. Toutefois, le retard de 33 ns introduit par le déport optique de 10 km est suffisant pour lever la cohérence de phase des deux signaux de pompe pour les fréquences supérieures à 30 kHz. Le test réalisé est donc représentatif d'une transmission optique d'un signal modulé QPSK à 100 Mb/s, incluant l'influence éventuelle du bruit de phase de l'oscillateur local.

Le générateur arbitraire fournit les signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$  qui modulent le signal 1 GHz délivré par un synthétiseur. La puissance du signal modulé QPSK à 100 Mb/s incident sur le laser est de  $-5$  dBm. La modulation directe du laser LMM par ce signal est alors effectuée sous contrôle d'intensité et de température.

La photodétection du signal transmis par fibre optique est ensuite réalisée par la photodiode PIN Fujitsu qui restitue le signal électrique hyperfréquence modulé. La faible puissance de ce signal, de l'ordre de  $-35$  dBm, nécessite une amplification adaptée afin d'opérer la démodulation nécessaire à l'acquisition des composantes  $I(t)$  et  $Q(t)$  par l'oscilloscope numérique.

Le diagramme de l'œil correspondant à une de ces composantes est présenté figure 15.



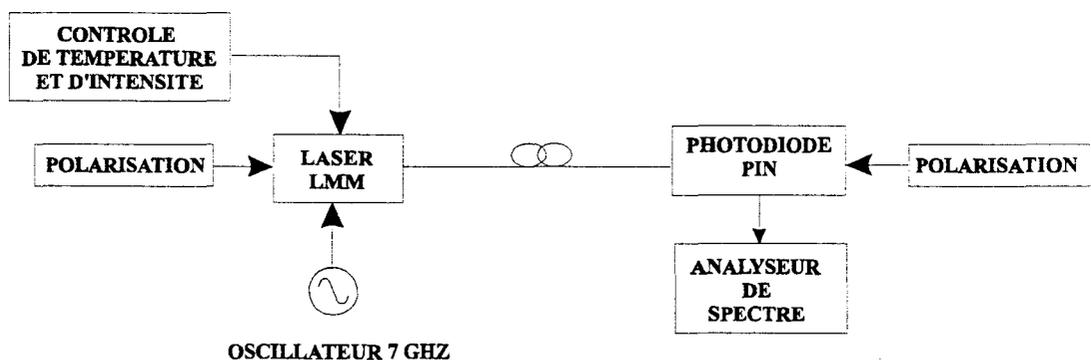
**Figure 15 : Diagramme de l'œil de la composante I (t)**

Celui-ci révèle l'absence d'influence du bruit de phase, de non-linéarités et d'interférences entre symboles. La qualité du signal restitué démontre la faisabilité du déport optique d'une sous-porteuse modulée vectoriellement.

Cette propriété présente l'intérêt de pouvoir centraliser les fonctions de modulation et de démodulation au niveau des stations et non pas au niveau du transducteur opto-millimétrique.

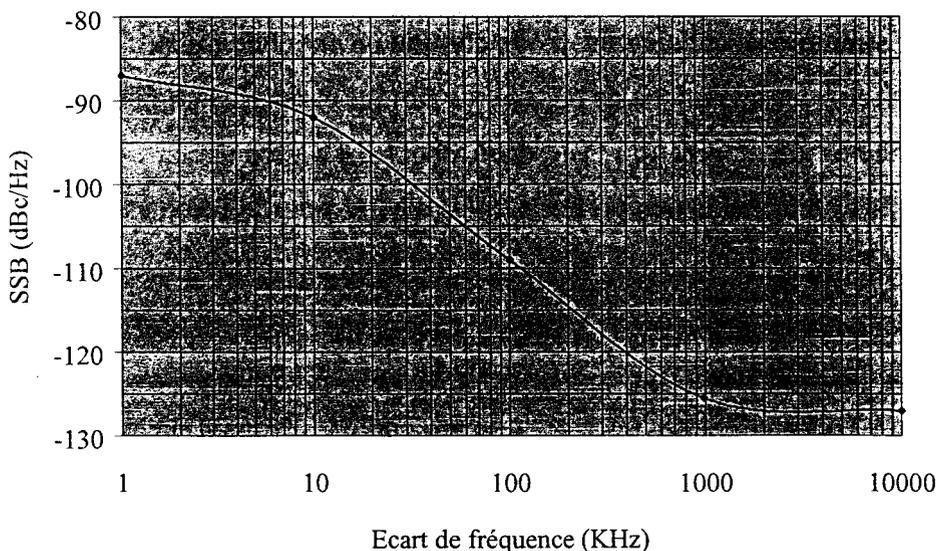
## **II – B / Déport optique du signal hyperfréquence à 7 GHz**

Au cours du premier chapitre, nous avons opté pour le déport optique d'un signal hyperfréquence de référence à 7 GHz qui, après photodétection, génère le signal millimétrique à 56 GHz suite à une multiplication de fréquence par 8. L'intérêt de ce déport est de dispenser chaque transducteur d'une source millimétrique en générant un signal aux propriétés de pureté spectrale adaptées aux applications haut débit.



**Figure 14 - Synoptique du déport optique du signal hyperfréquence à 7 GHz**

L'analyse spectrale du signal électrique restitué à 7 GHz indique que les caractéristiques de bruit de phase n'ont pas été modifiées sensiblement lors du déport optique. Celles-ci sont présentées figure 15 et correspondent au signal délivré par le synthétiseur HP 83630A.



**Figure 15 – Caractéristiques de bruit de phase du signal 7 GHz déporté optiquement**

### **III – Evaluation des performances du système global**

Les tests précédents ont démontré le fonctionnement du système radio et du transducteur opto-millimétrique. L'opération suivante consiste à interfacer ces deux dispositifs et de les intégrer au système global d'évaluation développé par Pierre LEGAUD et Jean François CADIOU de France TELECOM R&D - Lannion. Ce dispositif d'évaluation est représenté figure 16 et est décrit ci-dessous.

#### **III – A / Dispositif d'évaluation**

L'objectif de ce dispositif est de véhiculer un signal numérique haut débit en mode ATM (Asynchronous Transfer Mode) correspondant à l'interface ATMF 25,6. Deux configurations de transmission sont envisagées :

- Dans le cas de la voie descendante à 57 GHz (dans le sens de la station de base vers la station mobile), des débits moyens continus de l'ordre de 20 Mb/s sont envisagés.

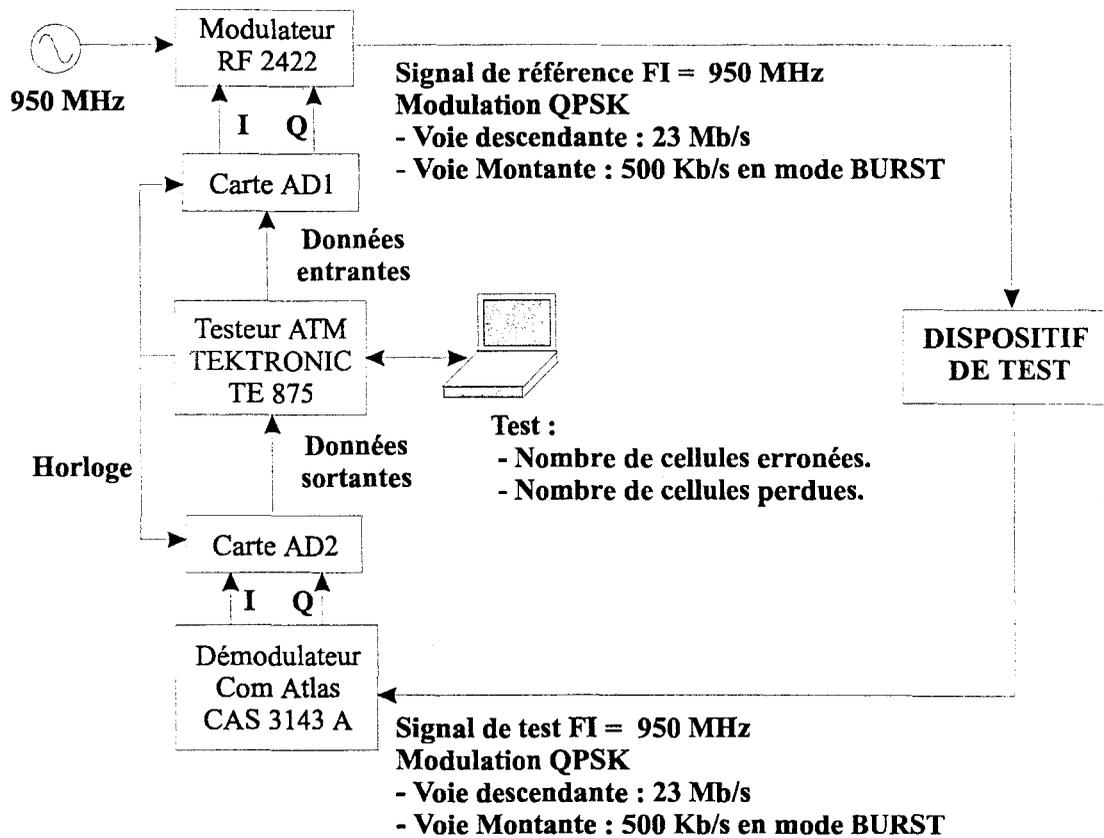
- Concernant la voie montante ou voie retour (toujours effectuée à 57 GHz dans le sens de la station de base vers la station mobile pour les besoins du test), des débits inférieurs de l'ordre de 500 kb/s sont considérés mais pour un mode de transmission en rafales (Burst). Le dispositif est développé autour du testeur ATM Tektronik TE 875 : Celui-ci délivre un train numérique structuré en cellules, en mode continu ou en mode Burst.

La carte AD1 effectue les opérations de codage, de filtrage et de génération des composantes I et Q selon le schéma de modulation et le débit choisis. La modulation est effectuée par le modulateur RF 2422 à la fréquence porteuse de 950 MHz pour la voie descendante. Dans le cas de la voie retour, le modulateur Stanford Telecom est employé après l'interface de cellulisation.

Le signal modulé est alors délivré au dispositif de test. Dans notre cas, ce dispositif sera successivement le système radio puis le système global intégrant le transducteur opto-millimétrique

La démodulation du signal restitué par le dispositif de test est assurée par le démodulateur Comatlas 3143A pour la voie descendante. Concernant la voie montante, cette opération est effectuée par le démodulateur Stanford Telecom STEL9257. La carte AD2 opère ensuite la restitution des cellules ATM après filtrage, poinçonnage et décodage.

La comparaison des signaux numériques délivrés et restitués au testeur ATM permet de déterminer le nombre de cellules erronées et le nombre de cellules perdues. Le critère de qualité de ce type de communication correspond à un nombre nul de cellules erronées et de cellules perdues. Le Taux d'Erreur par Bit de la liaison doit être inférieur à  $10^{-5}$  pour satisfaire ce critère. La figure 16 présente le synoptique du test de transmission ATM effectué pour la voie descendante.



**Figure 16 : Test de transmission ATM**

### **III – B / Test du système radio**

Le test de la qualité de la transmission ATM pour la voie radio descendante et pour la voie radio montante a été effectué en modulation QPSK à 57 GHz. La puissance d'émission est de 10 dBm, ce qui correspond à la puissance proche de la saturation de l'émetteur. Les antennes d'émission et de réception correspondent respectivement à une antenne élémentaire et à un réseau d'antennes à 4 éléments précédemment décrits. Pour ce test, des antennes à polarisation verticale ou à polarisation circulaire ont été utilisées puisque la configuration de transmission retenue n'était pas propice à la propagation multiple : La distance de transmission est d'environ 3 mètres dans une pièce dépourvue d'armoires métalliques.

#### **B – 1 / Transmission radio à 57 GHz avec synchronisation des oscillateurs locaux**

Le synoptique de cette configuration est présenté figure 6. Les mélangeurs respectifs de l'émetteur et du récepteur sont pompés par deux signaux millimétriques issus d'une même

source. Ces signaux étant cohérents en phase, le test radio effectué ne permet pas d'évaluer l'impact du bruit de phase des sources millimétriques sur la qualité de la liaison.

En fait, seuls les phénomènes de non-linéarités et de propagation interviennent. Les résultats des tests effectués sont répertoriés dans le tableau 1.

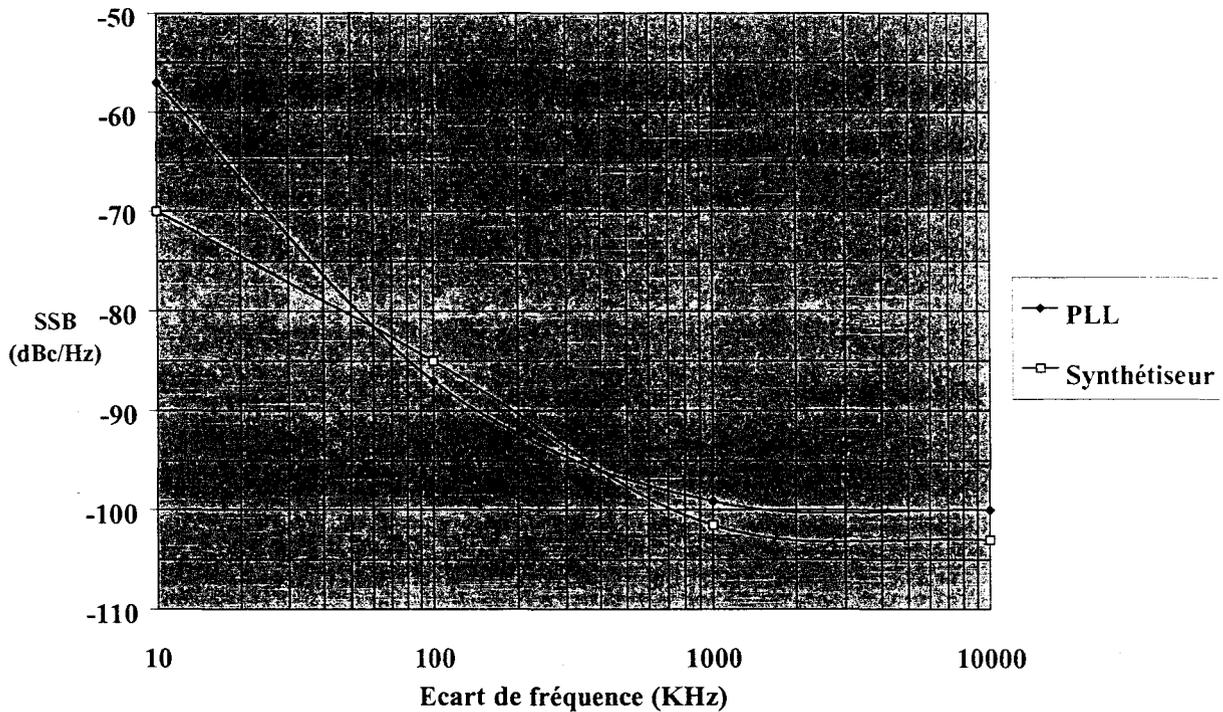
	Nombre de cellules perdues	Nombre de cellules erronées
Voie descendante Débit moyen : 20 Mb/s	0	0
Voie montante Débit moyen : 500 kb/s	0	0

Tableau 1 : Nombre de cellules perdues et erronées lors de la transmission radio à 57 GHz

L'absence de cellules perdues et de cellules erronées indique que le Taux d'Erreur par Bit est inférieur à  $10^{-5}$  pour la voie montante à 20 Mb/s et pour la voie descendante à 500 kb/s en mode Burst. La liaison radio à 57 GHz est donc exempte de perturbations dues à la propagation ou au comportement non-linéaire de l'émetteur.

### **B – 2 / Transmission radio à 57 GHz**

On effectue à présent le test précédent en employant deux oscillateurs locaux distincts fonctionnant à la même fréquence de 6,99 GHz. Pour ces derniers tests, les sources intégrant une PLL ne délivraient pas suffisamment de puissance (-5 dBm) pour optimiser la puissance d'émission. Les oscillateurs locaux employés ont donc été des synthétiseurs de fréquence HP 83630A et HP 83650 B qui possèdent des propriétés de bruit de phase différentes. La comparaison des caractéristiques des différentes sources est présentée figure 17.



**Figure 17 - Caractéristiques du bruit de phase des sources millimétriques à 56 GHz**

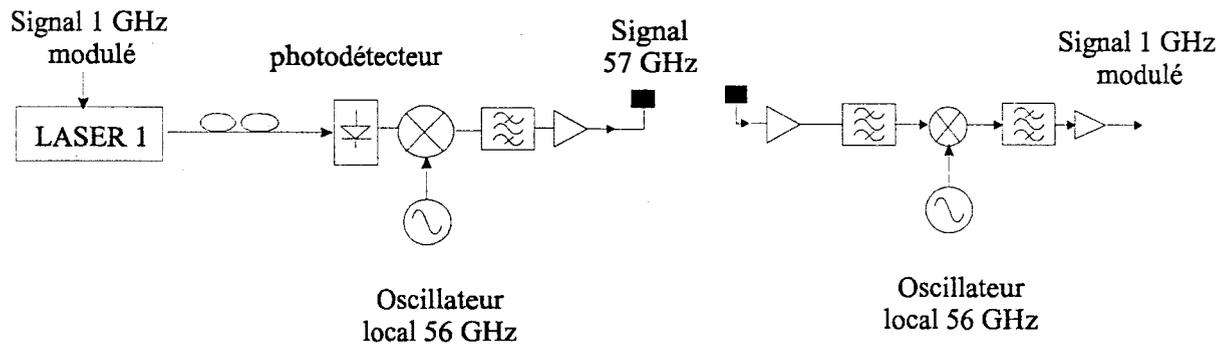
La densité spectrale de puissance de bruit de phase des synthétiseurs est globalement inférieure à celle de la PLL. D'après les simulations effectuées au chapitre 2, les gabarits de bruit de phase des synthétiseurs sont suffisamment faibles pour ne pas altérer une liaison haut débit dans le cas de la modulation QPSK.

Ces résultats sont confortés par les tests expérimentaux réalisés en employant les deux synthétiseurs en tant qu'oscillateurs distincts : Le nombre de cellules perdues et le nombre de cellules erronées sont de nouveau nuls pour la voie descendante à 20 Mb/s et pour la voie retour à 500 kb/s en Burst.

Les performances du système d'émission – réception sont donc clairement établies. Des tests radio ultérieurs permettront de valider la PLL développée à l'I.E.M.N. L'étape suivante consiste à intégrer le déport optique du signal à 1 GHz modulé par un signal numérique haut débit.

### III – C / Intégration du déport optique du signal 1 GHz modulé à la transmission radio

Le dispositif de test associe cette fois la transmission par fibre optique du signal 1 GHz à la transmission radio de ce même signal transposé à 57 GHz. La figure 18 présente le synoptique du système comportant une fibre optique d'une longueur de 10 km. Les oscillateurs locaux se composent d'un synthétiseur et d'une chaîne de multiplication de fréquence par 8.

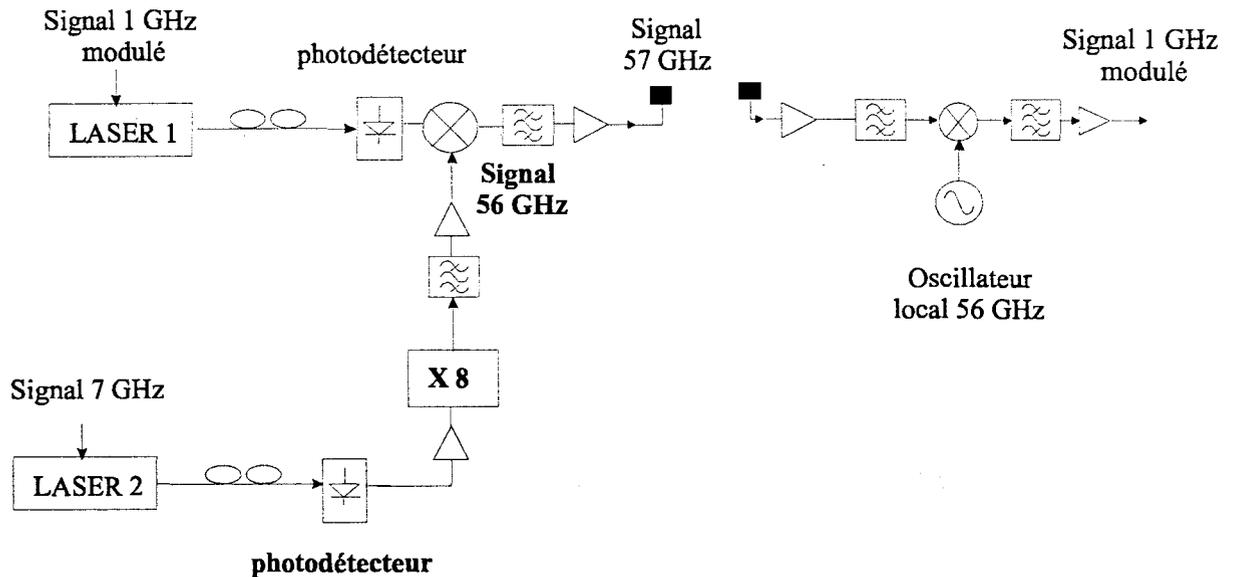


**Fig. 18 – Synoptique du déport optique du signal 1 GHz intégré à la transmission radio**

Comme nous l'avons vu au paragraphe II-A, la transmission par fibre optique d'un signal hyperfréquence à 1 GHz modulé vectoriellement n'affecte pas le signal informatif véhiculé. Les tests de transmission ATM effectués sur le système mixte confirment l'absence de cellules perdues ou erronées.

### III – D / Déport optique du signal de référence à 7 GHz

La dernière étape consiste à effectuer les tests de transmission ATM sur le système global en intégrant le déport optique de 10 km du signal hyperfréquence de référence à 7 GHz. Ce signal, après multiplication de fréquence par 8, fournit le signal de pompe à 56 GHz. La figure 19 illustre le synoptique de la totalité du dispositif.



**Figure 19 : Synoptique du système global**

Au cours du paragraphe II-B, nous avons vérifié que la transmission optique du signal hyperfréquence à 7 GHz sur 10 km n'affecte pas ses caractéristiques de bruit de phase. Les performances du système global, intégrant le déport optique de ce signal, ne sont donc pas modifiées. Toutefois, il est indispensable d'amplifier la puissance du signal photodéfecté afin d'optimiser la transposition de fréquence opérée par le signal millimétrique. Les tests de transmission ATM effectués sur le système global confirment une fois encore l'absence de cellules perdues ou erronées.

## **Conclusion**

Le système mixte opto-millimétrique présente bien les performances requises pour des débits de 20 Mb/s en mode continu et de 500 kb/s en mode Burst.

La transmission radio a été effectuée à 57 GHz pour une distance de 3 mètres en employant des antennes de faible directivité. Le déport optique a également été assuré pour des distances de fibre optique de 10 km. Les tests de transmission ATM effectués pour la voie montante et la voie descendante ont montré l'absence de cellules perdues ou erronées, impliquant un Taux d'Erreur par Bit inférieur à  $10^{-5}$ .

Ces tests confirment les résultats de simulation relatifs au bruit de phase des sources millimétriques. Ils valident également des mesures préliminaires menées sur la propagation intra-bâtiment et sur les non-linéarités du système.

Sur la base de ces études, des transmissions envisageant des débits de l'ordre de 100 Mb/s sont susceptibles de présenter la même qualité de communication. Nous rappelons que des tests radio à 57 GHz ont déjà été effectués à 100 Mb/s en DQPSK. Le déport optique de 10 km d'un signal à 1 GHz modulé à 100 Mb/s a également été vérifié en QPSK.

Les perspectives sont à présent d'intégrer les sources développées à l'I.E.M.N. au système global ainsi qu'au démonstrateur final qui doit assurer la transmission bidirectionnelle simultanée de la voie montante et de la voie descendante.

## CONCLUSION GENERALE

Au cours du premier chapitre, l'architecture globale d'un système opto-millimétrique de communication haut débit à 60 GHz a été présentée en décrivant les contraintes rencontrées dans les différents domaines abordés. La solution retenue consiste à déporter optiquement deux signaux hyperfréquences sur 10 km : L'un, qui après multiplication de fréquence, fournit le signal millimétrique présentant des propriétés de bruit de phase adaptées à une application haut débit. Le second véhicule les données binaires haut débit selon un schéma de modulation vectorielle défini ultérieurement. Après photodétection et conversion de fréquence, une puissance d'émission de 10 dBm est retenue afin d'assurer un Taux d'Erreur par Bit inférieur à  $10^{-5}$  pour des distances de transmission supérieures à 20 m. La conception de nombreux circuits MMIC nécessaires à la réalisation d'un émetteur et d'un récepteur dans la bande 57GHz – 59 GHz a été effectuée au sein de l'équipe en employant les transistors P-HEMT de la filière ED02AH de OMMIC.

Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit le bilan de liaison à 60 GHz dans un environnement intra-bâtiment. Nous avons, par ailleurs, modélisé les phénomènes de bruit de phase des oscillateurs locaux et le comportement non-linéaire du système lorsque la puissance d'émission atteint la zone de saturation. Les simulations effectuées à partir de ces modèles ont permis de sélectionner les techniques de modulation appropriées à une application haut débit. Les modulations QPSK et DQPSK ont notamment été retenues au détriment des modulations 16QAM et OFDM.

Concernant le troisième chapitre, les phénomènes d'évanouissements et d'interférences inter symboles sont abordés dans le cadre d'une transmission intra-bâtiment à 60 GHz. Après une étude bibliographique, un sondeur de canal radio à 60 GHz a été réalisé à l'I.E.M.N. afin d'étudier avec exactitude le rôle de la directivité des antennes et de la polarisation de l'onde radio sur les caractéristiques de la propagation. Les mesures effectuées ont établi que des antennes à faible directivité à polarisation circulaire permettent d'aboutir aux meilleures performances. La polarisation circulaire réduit sensiblement l'impact de la propagation multiple. D'après les simulations réalisées, la polarisation circulaire permet l'emploi des techniques de modulation QPSK et DQSPK sans traitement supplémentaire du signal

(OFDM, égalisation de canal). Le TEB attendu est de l'ordre de  $10^{-5}$  pour un rapport signal à bruit inférieur à 15 dB.

Enfin, le quatrième chapitre présente les performances du système global pour le sens de transmission de la station de base vers la station mobile à 57 GHz. Le système testé intègre le déport optique sur 10 km et le bond radio à 57 GHz du signal numérique haut débit en mode ATM. Les tests ont révélé l'absence de cellules perdues ou erronées pour des débits de 20 Mb/s en mode continu et de 500 kb/s en mode Burst. Ces résultats impliquent des TEB inférieurs à  $10^{-5}$  conformément aux simulations.

Par ailleurs, des tests de liaison radio ont été effectués à 57 GHz en modulation DQPSK pour un débit de 100 Mb/s en employant, alors, les sources millimétriques développées à l'I.E.M.N. Le diagramme de constellation observé laisse présager une qualité de communication correspondant à un TEB inférieur à  $10^{-5}$ , également déterminé par simulation.

Les perspectives sont à présent de réaliser le système full-duplex en employant les composants MMIC actuellement en fonderie. Les prochains tests de validation envisagés intégreront des applications multimédia, et notamment vidéo, dans une configuration multi-utilisateurs.

