

50376
2001
341

N° d'ordre :

THÈSE

présentée à

l'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Jean-Christophe COUSIN



**INTERFEROMETRIE MICRO ONDE
EN MILIEU CONFINE :
APPLICATION A LA LOCALISATION**

soutenue le 10 Décembre 2001 devant la Commission d'Examen :

<i>Président:</i>	P.A. ROLLAND
<i>Directeurs de thèse:</i>	A. MAMOUNI A. BENLARBI-DELAÏ
<i>Rapporteurs :</i>	J. CITERNE C. PICHOT
<i>Examineurs:</i>	P. DEGAUQUE J.M. ROUVAEN Y. LEROY

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur E. CONSTANT et Monsieur le Professeur G. SALMER, successivement directeurs de l'Institut, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur P.A. ROLLAND, Directeur du Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs de l'IEMN, de me faire l'honneur de présider le jury de thèse.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur A. MAMOUNI pour m'avoir accueilli dans l'équipe Nouvelles Applications des Micro Ondes (NAMO) et m'avoir permis de faire ma thèse sur ce sujet. Qu'il soit remercié pour m'avoir soutenu tout au long de ce travail. Je remercie également Monsieur A. BENLARBI-DELAÏ, Maître de conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, à qui je tiens à exprimer toute ma reconnaissance pour avoir encadré ce travail en me faisant grandement bénéficier de son expérience et de ses compétences. Qu'il trouve ici l'expression de ma sympathie et de ma reconnaissance pour ce qu'il m'a appris, pour sa confiance et ses encouragements durant ces années où j'ai pu apprécier la qualité de ses relations humaines.

Que Monsieur J. CITERNE, Professeur à l'Université de Rennes, et Monsieur C. PICHOT, Directeur de recherches CNRS à l'Université de Nice, soient ici remerciés de l'honneur qu'ils me font en jugeant ce travail.

Je remercie Monsieur P. DEGAUQUE, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Monsieur J-M. ROUVAEN, Professeur à l'Université de Valenciennes Hainaut Cambrésis, et Monsieur Y. LEROY, Professeur émérite à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, pour leur participation à ce jury d'examen.

Je tiens à remercier Monsieur J-C. VAN DE VELDE, Ingénieur de Recherche au CNRS et directeur technique de I.E.M.N. Transfert, pour sa participation active à la réalisation du projet. Qu'il trouve ici l'expression de ma sympathie et ma reconnaissance.

Je ne saurais oublier Monsieur R.RINGOT, Ingénieur CNAM, pour son aide et les discussions fructueuses durant ces années où j'ai pu apprécier la qualité de ses relations humaines.

Je souhaite adresser une pensée à Monsieur C. BRUNEEL, Professeur à l'Université de Valenciennes Hainaut Cambrésis, pour l'aide qu'il a apporté pour le transfert du projet.

Je remercie vivement tous mes camarades de l'équipe NAMO, et du D.H.S, pour la bonne ambiance de travail qu'ensemble nous avons su instaurer.

Enfin, je ne peux oublier de mentionner ici la reconnaissance que j'exprime à l'ensemble des membres du personnel du D.H.S pour leur professionnalisme et en particulier :

- Madame GYSEMBERGH du secrétariat*
- Messieurs ANDRIES et MICHON de l'atelier de mécanique*
- Madame LOUCHARD de l'atelier de reprographie*

Interférométrie micro onde en milieu confiné

Application à la localisation

Introduction générale	1
I. Mise en œuvre du principe interférométrique par la corrélation vectorielle	4
I.1. Introduction	4
I.2. Expression du signal analytique	4
I.3. Mise en œuvre numérique : La transformée de Hilbert	7
I.4. Mise en œuvre analogique : Le corrélateur vectoriel	8
I.4.1. Principe	8
I.4.2. Mise en équation	8
I.5. Fenêtres d'analyses	9
I.5.1. Définition	9
I.5.2. Augmentation de la fenêtre d'analyse temporelle en mode Δ : Wide Lane	10
I.5.3. Amélioration de la précision en mode Σ : Narrow Lane	11
I.5.4. Conclusion	12
I.6. Etude d'un corrélateur vectoriel non idéal	12
I.6.1. Erreur de phase due aux pertes d'insertion des éléments passifs linéaires	13
I.6.2. Erreur de phase due au non appairage des éléments passifs non linéaires	16
I.6.3. Erreur de phase due au bruit du récepteur	18
I.6.4. Qualification de la mesure	22
I.7. Le corrélateur vectoriel à 10 GHz	23
I.7.1. Présentation	23
I.7.2. Principales caractéristiques	23
I.8. Le corrélateur vectoriel à 2.45 GHz à grande dynamique	24
I.8.1. Introduction	24
I.8.2. Corrélateur vectoriel à contrôle automatique de gain (CAG)	25
I.8.2.1. Présentation	25
I.8.2.2. Principales caractéristiques	26
I.8.3. Corrélateur vectoriel à amplificateur logarithmique	26
I.8.3.1. Présentation	27
I.8.3.2. Principales caractéristiques	27
I.8.4. Conclusion	27
I.9. Conclusion	28
Bibliographie du Chapitre I	29

II. Méthodes interférométriques et propagation multimodale : Problème direct	32
II.1. Introduction	32
II.2. Rappel des configurations géométriques utilisées à courtes et moyennes distances	33
II.3. Modélisation classique du canal de propagation	34
II.4. Modélisation d'un canal de propagation par des techniques interférométriques	36
II.4.1. Introduction	36
II.4.2. Générateur interférométrique	36
II.4.3. Générateur interférométrique généralisé	37
II.4.3.1. Etude du champ électromagnétique d'une onde réfléchie	37
II.4.3.2. Forme générique des signaux I et Q	38
II.4.4. Estimation du rapport multitrajet à onde directe (MDR)	38
II.4.5. Conclusion	39
II.5. Situation non coopérative : Problème direct	39
II.5.1. Conditions expérimentales	39
II.5.2. Cas où l'émetteur se situe au centre du « baseline »	40
II.5.3. Cas où l'émetteur se situe en dehors du « baseline »	41
II.6. Situation coopérative : Problème direct	42
II.6.1. Modélisation de l'interférogramme complexe en milieu confiné	43
II.6.2. Modélisation de l'interférogramme complexe avec les réflexions sur les plans verticaux	44
II.6.3. Modélisation de l'interférogramme complexe avec les réflexions sur les plans horizontaux	45
II.7. Détermination par une méthode interférométrique de la bande de cohérence d'un canal	46
II.7.1. Méthode d'analyse	47
II.7.2. Calcul de la bande de cohérence et validation expérimentale	48
II.8. Conclusion	49
Bibliographie du Chapitre II	50

III. Méthodes interférométriques et propagation multimodale : Problème inverse 52

III.1. Introduction	52
III.2. Rappel des principaux moyens d'atténuation des effets des trajets multiples	53
III.2.1. Propriété de polarisation d'une onde électromagnétique	53
III.2.2. Réception en diversité	54
III.2.2.1. Diversité de polarisation	54
III.2.2.2. Diversité fréquentielle	55
III.2.2.3. Diversité spatiale	55
III.3. Moyens matériels de réduction des trajets multiples dans les systèmes interférométriques	55
III.3.1. Introduction	55
III.3.2. Exploitation de la polarisation circulaire	56

III.3.2.1. Réalisation d'antennes plaquées à polarisation circulaire « ambidextre »	56
III.3.2.2. Amélioration de la mesure de phase dans les systèmes non coopératifs	58
III.3.2.3. Amélioration de la mesure de phase dans les systèmes coopératifs	58
III.3.3. Exploitation de la diversité spatiale	59
III.3.4. Exploitation de la diversité fréquentielle	61
III.3.5. Conclusion	62
III.4. Moyens logiciels de réduction des trajets multiples dans les systèmes interférométriques	63
III.4.1. Introduction	63
III.4.2. Analyse temps/fréquence : La transformée de Fourier à fenêtre glissante	63
III.4.3. Analyse temps/échelle : La transformée en ondelettes	63
III.4.4. Egalisation semi-aveugle du canal par utilisation d'un algorithme à minimum de distance	65
III.4.4.1. Algorithme de minimum de distance par calibrage	65
III.4.4.2. Algorithme de minimum de distance par modélisation	66
III.4.5. Conclusion	68
III.5. Conclusion	68
Bibliographie du Chapitre III	70
IV. Application à la localisation en mode non coopératif	73
IV.1. Introduction	73
IV.2. Mesure d'angle ou inclinomètre	74
IV.2.1. Systèmes existants	74
IV.2.2. Système interférométrique : Inclinomètre micro onde	75
IV.2.2.1. Principe	75
IV.2.2.2. Résultats expérimentaux	76
IV.2.3. Etude d'un capteur, sans contact, de contrôle d'assiette	77
IV.2.3.1. Principe	77
IV.2.3.2. Résultats expérimentaux	78
IV.3. Mesure de distance (EDM)	78
IV.3.1. Systèmes existants	79
IV.3.2. Système interférométrique micro onde	80
IV.3.2.1. Principe	81
IV.3.2.2. Résultats expérimentaux	82
IV.4. Fusion de capteurs : mesure simultanée des angles et de la distance	83
IV.5. Conclusion	84
Bibliographie du Chapitre IV	86
V. Application à la localisation en mode coopératif	88
V.1. Introduction	88
V.2. Localisation D ² en mode coopératif	89
V.2.1. Introduction	89
V.2.2. Rappel de la télémétrie cellulaire D ² à 10 GHz	89

V.2.3. Rappel de la télémétrie satellitaire D^2 à 10 GHz	91
V.2.4. Télémétrie satellitaire D^2 en milieu confiné	92
V.2.4.1. Conditions expérimentales	93
V.2.4.2. Résultats de simulation	94
V.2.4.2.1. Surface de Localisation Sans Ambiguïté (SLSA)	94
V.2.4.2.2. Bilan de puissance	94
V.2.4.2.3. Erreur de localisation	95
V.2.4.3. Résultats expérimentaux	95
V.2.5. Télémétrie satellitaire D^2 à courtes distances en espace libre	96
V.2.5.1. Conditions expérimentales et résultats de simulation	96
V.2.5.2. Résultats expérimentaux	97
V.2.6. Télémétrie satellitaire D^2 à moyennes distances en espace libre	98
V.2.6.1. Influence de l'inclinaison du plan Π_R sur la SLSA et sur l'erreur de localisation	99
V.2.6.2. Résultats de simulation et expérimentaux	99
V.2.6.3. Influence du biais de h sur l'erreur de position	100
V.2.7. Conclusion	102
V.3. Localisation $D^{2.5}$ et D^3 en mode coopératif	102
V.3.1. Introduction	102
V.3.2. Télémétrie $D^{2.5}$ en espace libre	103
V.3.3. Télémétrie D^3 tri axiale	105
V.3.4. Télémétrie D^3 par stéréoscopie	106
V.3.4.1. Principe de la stéréoscopie	106
V.3.4.2. Application de la stéréoscopie à la localisation D^3	107
V.3.5. Conclusion	109
V.4. Conclusion	109
Bibliographie du Chapitre V	111
Conclusion générale	113

Annexes

Introduction générale

Introduction générale

L'essor des télécommunications (GSM, WLAN, Bluetooth) et du positionnement par satellite (GPS) a, par la taille considérable du marché, contribué à la baisse des coûts des composants micro ondes et ouvert la voie à de nombreuses applications tirant profit des propriétés de propagation des ondes électromagnétiques.

Dans cette dynamique de nombreux besoins, formulés par divers partenaires industriels ou universitaires, concernent la sécurité [MEN 99] et les télécommunications dans les transports [LIE 98] ou le positionnement précis d'objet dans un environnement confiné [PPC 99]. Ces nouvelles applications qui impliquent des distances courtes et donc des temps de propagation courts requièrent des dispositifs à large bande passante, souvent onéreux et lourds à mettre en œuvre.

Une alternative à ces techniques consiste à utiliser l'interférométrie micro onde, qui a apporté par le passé de nombreuses solutions aux questions soulevées [BEN 91] [BEN 94]. Ce type de solution consiste à exploiter la différence de phase (DDP) d'un signal monochromatique reçu en deux points spatialement distincts et à remonter, par inversion directe, aux grandeurs d'intérêt que sont la distance entre véhicules, l'assiette d'un avion ou les coordonnées spatio-temporelles d'un robot.

Toutefois cette inversion directe n'est autorisée que dans le cas d'une propagation type espace libre. Dans le cas d'une application en milieu confiné, l'impact préjudiciable des trajets multiples sur la mesure de phase empêche l'essor de cette technique pourtant jugée optimale. Nous consacrons ce mémoire à la mise en œuvre matérielle et logicielle des techniques interférométriques en vue d'applications télémétriques, à courtes et moyennes distances, en milieu confiné. Nous explorons aussi des distances qui s'étendent de quelques décimètres à quelques centaines de mètres.

Dans le premier chapitre nous posons les fondements mathématiques qui concourent à la réalisation d'un corrélateur vectoriel dûment instrumenté [RIN 99], en vue de son utilisation dans une approche interférométrique. Les signaux I-Q délivrés par ce dispositif, affectés par les erreurs induites par le corrélateur vectoriel, subissent un conditionnement préalable avant d'être proposés à l'exploitation de phase.

Le second chapitre pose la notion du problème direct. Par cette appellation, nous entendons la modélisation des différents canaux de propagation susceptibles d'être rencontrés dans les applications citées plus haut. Il est alors question de quantifier l'impact des trajets multiples sur les données I-Q et l'erreur induite sur la mesure de phase. Cette façon d'opérer peut être considérée comme la détermination, au travers de l'analyse I-Q, de la fonction de transfert du canal. Une validation expérimentale vient appuyer les hypothèses émises.

Dans le troisième chapitre qui aborde le problème inverse, nous déclinons un ensemble de solutions matérielles et logicielles dont le rôle consiste à déconvoluer, par la fonction de transfert du canal, les signaux I-Q en vue de leur inversion. L'erreur sur la phase, confirmée par l'expérience, est à ce stade proche de l'erreur instrumentale.

Nous terminons ce mémoire par la mise en œuvre de l'ensemble de ces solutions matérielles et logicielles au sein d'applications télémétriques à courtes et moyennes distances. Ainsi nous présentons, **chapitre IV**, les principes et les résultats expérimentaux d'un inclinomètre micro-onde et d'un capteur de mesure distance dans le cadre des EDM (Electronic Distance Measurements) et, **chapitre V**, les principes et résultats expérimentaux d'un système de localisation à 2, 2.5 et 3 dimensions, notés D^2 , $D^{2.5}$ et D^3 .

Bibliographie Introduction Générale

[BEN 91] : A.BENLARBI-DELAÏ, D.MATTON, Y.LEROY

« Cellular telemetry by microwaves »

Electronics Letters, March 1991, vol 27, n°6, pp 509-510

[BEN 94] : A.BENLARBI-DELAÏ, D.MATTON, Y.LEROY

« Short range two dimensions positioning by microwave cellular telemetry »

IEEE Trans. On MTT, November 1994, vol 42, n°11

[LIE 98] : M. LIENARD, P. DEGAUQUE

« Propagation in wide tunnels at 2 GHz : A statistical analysis »

IEEE Trans. On Vehicular Technology, 1998, vol 47, n°4, pp 1322-1328

[PPC 99] : PinPoint Local Positioning System

http://www.autoid.org/documents/ncits/lps_t6.ppt

[MEN 99] : A. MENHAJ, P. DELOOF

« Des systèmes radar dédiés à l'anticollision »

Revue de l'INRETS Recherche Transport Sécurité, Janvier-Mars 1999, n°62, pp 24-33

[RIN 99] : R.RINGOT

« Conception d'un corrélateur complexe à grande dynamique à la fréquence de 2.45 GHz »

Mémoire CNAM, Lille, Mai 1999

Chapitre I

**Mise en œuvre du principe interférométrique
par la corrélation vectorielle**

CHAPITRE I

Mise en œuvre du principe interférométrique par la corrélation vectorielle

I.1. Introduction

La corrélation est une technique largement utilisée pour résoudre les problèmes de détection et d'estimation. En utilisant le principe de filtrage adapté qui maximise le rapport S/B, lorsque le bruit est blanc et gaussien, elle permet la détection d'un signal noyé dans du bruit comme en radar-sonar [SKO 69]. Cette technique s'avère également super résolutive en découplant la résolution en distance de la portée, comme dans le cas du radar à compression d'impulsions [CAR 84] [KER 89].

Pour notre part, la corrélation est un indicateur de ressemblance entre deux signaux monochromatiques, ou à bande étroite, dont nous exploitons les interférences. On accède ainsi à des mesures interférométriques par l'utilisation d'un corrélateur vectoriel micro onde.

En préalable, nous donnons dans ce qui suit le cheminement mathématique qui sous-tend les calculs effectués pour les différentes applications que nous visons. Nous présentons ensuite les différentes versions d'un corrélateur complexe qui a été optimisé pour garantir une faible erreur de phase et une grande dynamique.

I.2. Expression du signal analytique

On considère ici le cas de deux signaux $x(t)$ et $y(t)$ et on s'intéresse à la mesure de leur dissemblance en évaluant la distance $d^2(x,y)$ qui les sépare et qui s'exprime ainsi (annexe I.1) :

$$d^2(x, y) = \langle x, x \rangle + \langle y, y \rangle - 2 * \Re \langle x, y \rangle \quad \text{Eq I.1}$$

En posant $y(t) = \alpha * x(t-\tau)$ qui indique une relation linéaire entre les deux signaux, retardés l'un

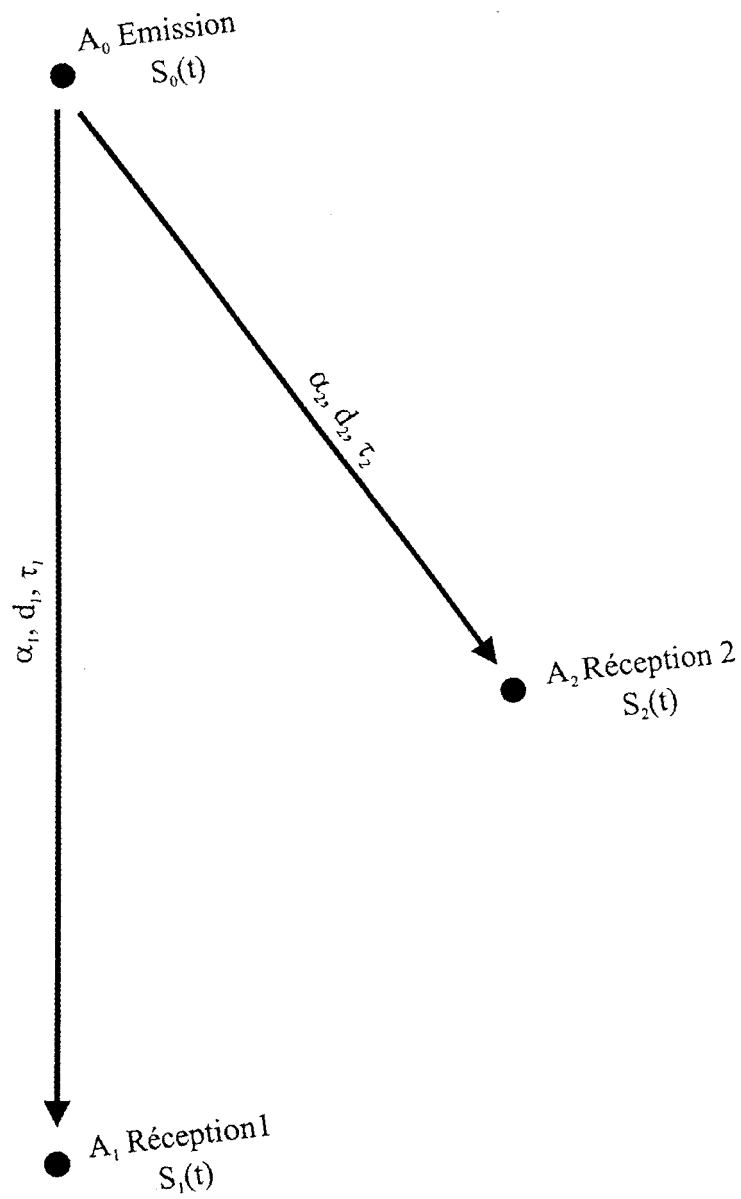


Figure I.1: Principe d'une émission A_0 associée à une double réception (A_1, A_2) (en mode rayons)

par rapport à l'autre de τ , on obtient alors l'expression :

$$d^2(x, y) = (1 + |\alpha|^2) * C_{xx}(0) - 2 * |\alpha|^2 \Re(C_{xx}(\tau)) \quad \text{Eq I.2}$$

qui montre que la distance d^2 est minimale lorsque le coefficient d'auto corrélation $C_{xx}(\tau)$ est maximum. Cette remarque nous conduit, par conséquent, à nous intéresser au produit de corrélation, ou au coefficient de corrélation, de deux signaux linéairement dépendants et, notamment émis par la même source. L'exploitation de ce produit de corrélation a permis l'étude de divers phénomènes physiques comme la mesure de vitesse et de position [MAT 89] [BEN 92], la localisation d'une source micro onde dans le cas de la télémétrie, l'inclinométrie et la mesure de niveau [COV 97] ou la détermination de la permittivité dans le cas du contrôle non destructif [GLA 99].

De manière générale, on considère un signal S_0 provenant du point A_0 , centre de phase de l'antenne d'émission et reçu en deux points de l'espace A_1 et A_2 (Figure I.1), centres de phase des antennes de réception. Deux signaux S_1 et S_2 présentant un certain degré de corrélation sont ainsi recueillis et on peut évaluer leur coefficient de corrélation temporel normé de la manière suivante [MARC 98]:

$$\rho_{12}(t_0, T) = \frac{\langle E(S_1(t) * S_2^*(t)) \rangle}{\sqrt{\langle E(|S_1(t)|^2) \rangle} * \sqrt{\langle E(|S_2(t)|^2) \rangle}} \quad \text{Eq I.3}$$

où $\langle \rangle$ désigne l'opération de moyennage temporel sur l'intervalle d'observation $[t_0, t_0+T]$.

Dans le cas où S_0 s'exprime sous la forme $\alpha_0 e^{j2\pi f_0 t}$, les signaux S_i s'écrivent:

$$S_i(t) = \alpha_i * e^{j2\pi \left\{ f_0 * \left(t - \frac{d_i}{c} \right) + \int_{t_0}^{t_0+T} (f_i(t)) dt \right\}} \quad \text{Eq I.4}$$

où α_i est l'atténuation de propagation, d_i le chemin, parcouru par l'onde, entre A_0 et A_i et f_i la fréquence Doppler rendant compte d'un éventuel mouvement relatif de la source par rapport au récepteur A_i .

Le module du coefficient de corrélation s'écrit:

$$|\rho_{12}(t_0, T)| = \left| \rho_{\alpha_1 \alpha_2} \left\{ e^{j2\pi \int_{t_0}^{t_0+T} (f_1(t) - f_2(t)) dt} e^{j2\pi \left(\frac{d_1 - d_2}{\lambda} \right)} \right\} \right| \quad \text{Eq I.5}$$

avec $|\rho_{\alpha_1 \alpha_2}| = \frac{E(\alpha_1 \alpha_2)}{\sqrt{E(\alpha_1^2)} \sqrt{E(\alpha_2^2)}}$ le module de la fonction de corrélation normalisée au temps

$$\tau = (\tau_2 - \tau_1) = \frac{d_1 - d_2}{c} + \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{(f_1 - f_2)}{f_0} dt, \text{ appelé TDOA (Time Difference Of Arrival) [TRI 01].}$$

Le module du coefficient de corrélation est maximal et vaut 1 si α_1 et α_2 sont des variables stationnaires. A l'inverse lorsque les amplitudes α_1 et α_2 obéissent à un processus aléatoire de bande B, la corrélation est nulle pour $B\tau = 1$. Cette remarque, comme nous le verrons plus loin, est à la base de nombreux moyens d'élimination ou de réduction de trajets multiples par diversité de fréquence. Notons par ailleurs que le coefficient de corrélation, dépendant de τ est dit fonction de corrélation [BORN].

Dans le cas particulier d'une source monochromatique avec un facteur α_0 stationnaire, le facteur $\rho_{\alpha_1 \alpha_2}$ devient égal à 1. Le coefficient de corrélation normalisé ρ_{12} peut alors s'exprimer

$$\text{ainsi } \rho_{12}(t_0, T) = \left\{ e^{j2\pi \int_{t_0}^{t_0+T} (f_1(t) - f_2(t)) dt} e^{j2\pi \left(\frac{d_1 - d_2}{\lambda} \right)} \right\}.$$

$$\text{L'expression } \left\{ 2\pi \left(\frac{d_1 - d_2}{\lambda} + \int_{t_0}^{t_0+T} (f_1(t) - f_2(t)) dt \right) \right\} \text{ exprime en réalité une différence de}$$

phase (DDP) notée ϕ associée à la différence de marche instantanée $(d_1 - d_2)$ et au Doppler différentiel $(f_1(t) - f_2(t))$ et l'expression de $\rho_{12}(t_0, T)$ peut s'écrire :

$$\rho_{12}(t_0, T) = \cos(\phi) + j^* \sin(\phi) = I + j^* Q \quad \text{Eq I.6}$$

L'intérêt d'une telle expression réside dans le fait qu'elle constitue un signal analytique et permet d'accéder aux signaux I et Q bien connus pour l'intérêt qu'ils présentent dans de

nombreuses applications, notamment en télécommunications [DIO].

On se propose, dans ce qui suit, d'élaborer deux procédés permettant la construction de ces signaux. Une première méthode, numérique, utilise la transformée de Hilbert d'un signal réel. La seconde méthode utilise des fonctions hyperfréquences simples.

I.3. Mise en œuvre numérique : La transformée de Hilbert [HIL]

Nous cherchons ici à construire le signal analytique de l'équation Eq I.6, en appliquant la transformée de Hilbert au signal de battement des signaux $S_1(t)$ et $S_2(t)$.

Rappelons d'abord que la transformée de Hilbert $\nabla x(t)$ d'un signal $x(t)$ est le produit de convolution de celui-ci par la distribution valeur principale de $\frac{1}{\pi t}$, c'est à dire :

$$\nabla x(t) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{\pi} \int_{|\theta| < \epsilon} \frac{x(t - \theta)}{\theta} d\theta \quad \text{Eq I.7}$$

Sachant que la transformée de Fourier de la distribution valeur principale $\frac{1}{\pi t}$ est $-j \cdot \text{signe}(f)$. La transformation de Hilbert revient donc à multiplier la transformée de Fourier du signal original par $-j$ pour les fréquences positives et par j pour les fréquences négatives.

Compte tenu de la définition du signal analytique dans le domaine fréquentiel, nous pouvons donc écrire :

$$X_0(f) = X(f) + j \cdot (-j \cdot X(f) \cdot \text{signe}(f))$$

et donc

$$x_0(t) = x(t) + j \cdot \nabla x(t)$$

De manière générale, on peut dire que la transformée de Hilbert peut être représentée par un déphaseur idéal $\frac{\pi}{2}$ et conclure que :

$$\nabla \cos(\phi) = \sin(\phi) \quad \text{Eq I.8}$$

A partir de la mesure de $\cos(\phi)$, on peut déduire, par simple transformation, la fonction $\sin(\phi)$ et inversement. L'avantage d'une telle méthode réside dans le fait qu'elle fournit des signaux réellement en quadrature, si toutefois le signal original est suffisamment bien décrit (au

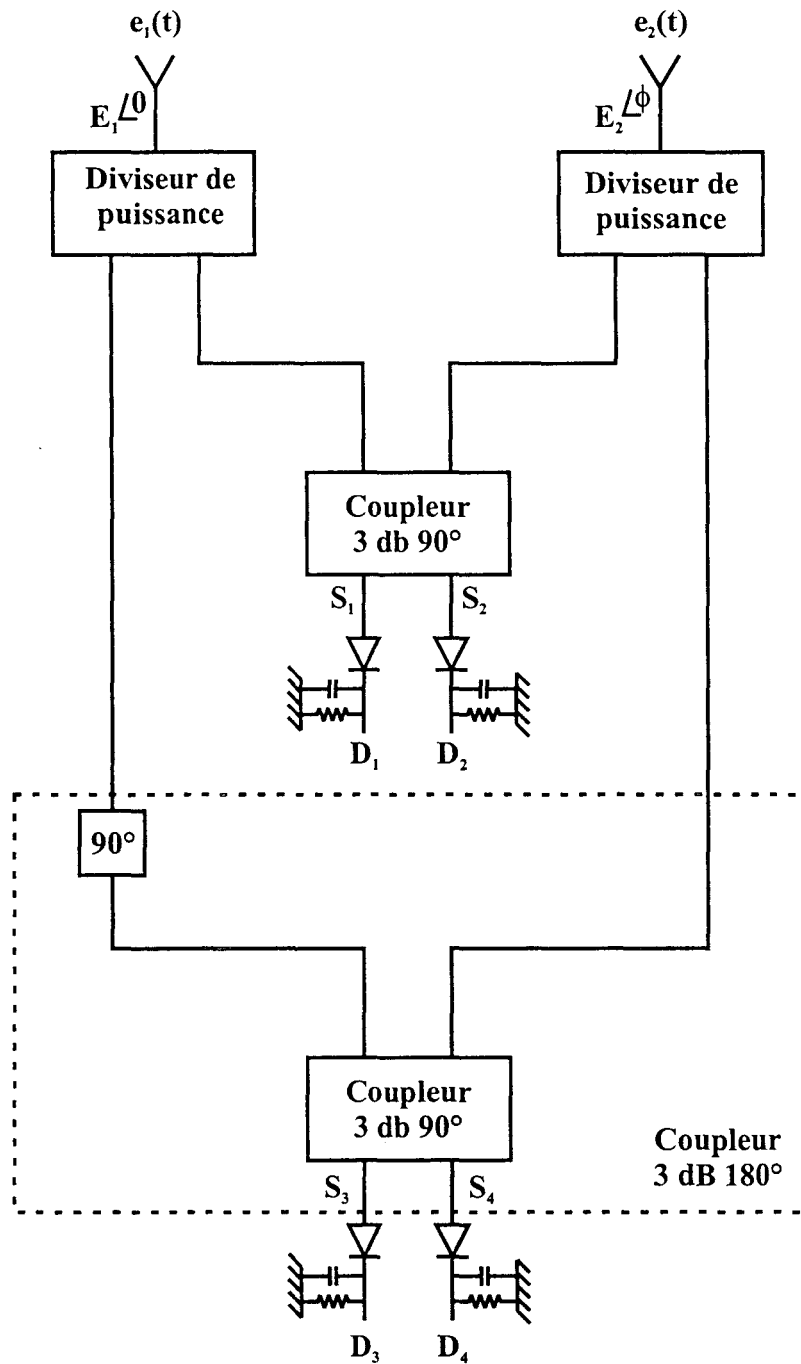


Figure I.2 : Schéma synoptique du corrélateur vectoriel

moins une période). Elle permet également de traiter « à coût constant » des signaux large bande. Cependant l'utilisation de la transformée de Hilbert, pour des applications temps réel, n'est pas envisageable et on préfère alors s'orienter vers la réalisation pratique de la fonction de corrélation vectorielle.

I.4. Mise en œuvre analogique : Le corrélateur vectoriel.

De nombreux dispositifs existent pour fournir les données I-Q [VID 00]. Ils sont basés sur des mélangeurs et nécessitent des oscillateurs locaux à fort niveau. Pour s'affranchir de cette contingence, on s'oriente vers le circuit de la **Figure I.2**.

I.4.1. Principe

Ce circuit (**Figure I.2**) [BEN 91] décrit le principe mis en œuvre pour générer les fonctions I et Q. Il est composé d'une partie hyperfréquence formée de deux diviseurs de puissance, d'un coupleur 3dB 90°, d'un coupleur 3dB 180°, réalisé à partir d'une ligne quart d'onde et d'un coupleur 3dB 90°, de quatre détecteurs et d'un ensemble basse fréquence qui, après intégration, fournit les tensions D; d'où sont extraits les signaux I et Q.

I.4.2. Mise en équation

Si on pose :

$$\begin{cases} e_1(t) = E_1 e^{j\omega t} \\ e_2(t) = E_2 e^{j(\omega t + \phi)} \end{cases}$$

les tensions $S_i(t)$ s'écrivent :

$$\begin{cases} S_1(t) = \frac{E_1}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t)} + \frac{E_2}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \phi + \frac{\pi}{2})} \\ S_2(t) = \frac{E_1}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2})} + \frac{E_2}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \phi)} \\ S_3(t) = \frac{E_1}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2})} + \frac{E_2}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \phi + \pi)} \\ S_4(t) = \frac{E_1}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \pi)} + \frac{E_2}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \phi + \frac{\pi}{2})} \end{cases} \quad \text{Eq I.9}$$

Après détection quadratique et intégration, on obtient les expressions suivantes :

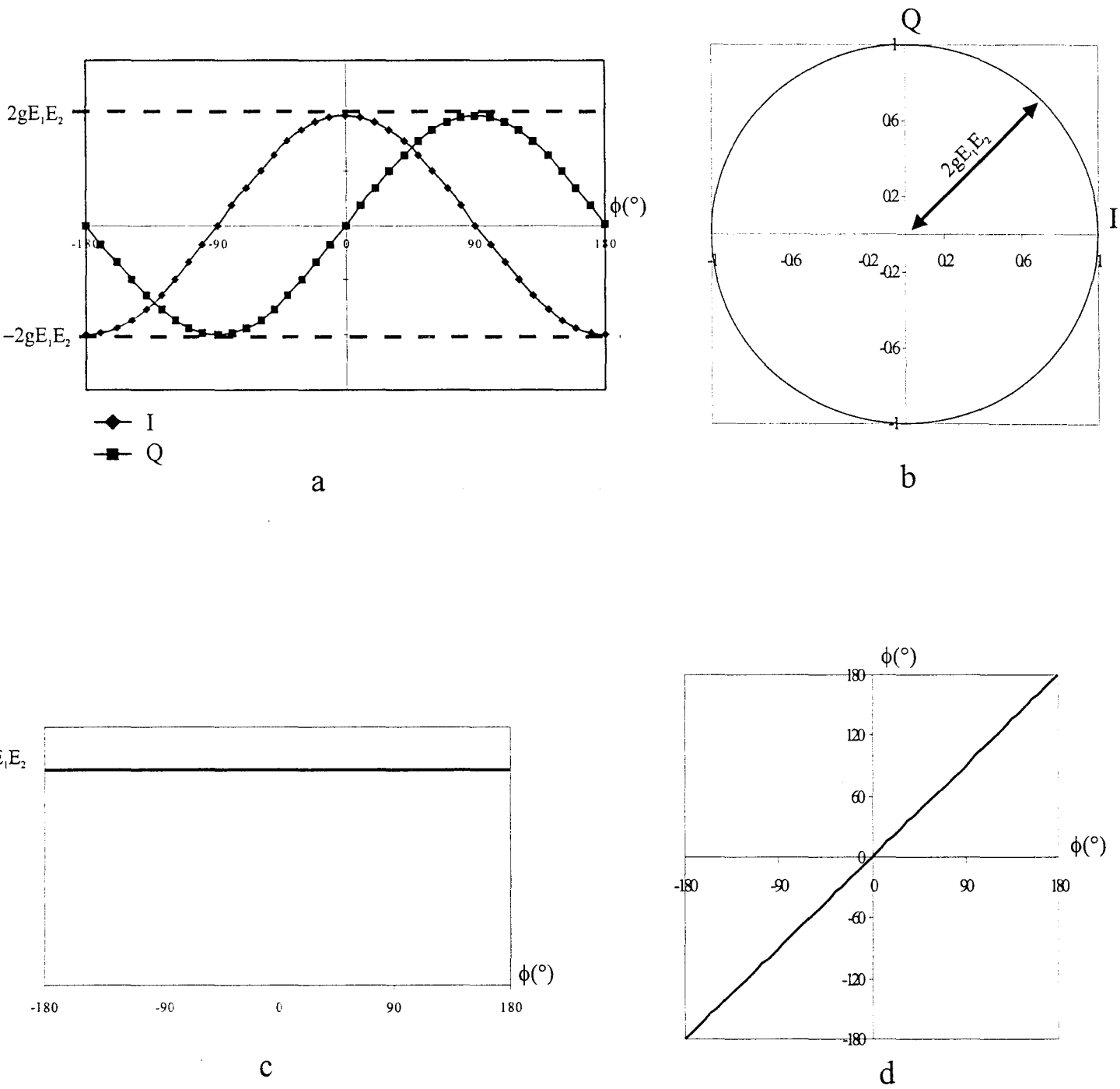


Figure I.3 : Interférogramme vectoriel I et Q idéal

a - Représentation cartésienne

b - Représentation polaire (Constellation I-Q)

c - Représentation du module

d - Représentation de la phase

$$\begin{aligned} D_1 = \overline{S_1(t)S_1^*(t)} &= g \left(\frac{E_1^2}{2} + \frac{E_2^2}{2} - E_1 E_2 \sin(\phi) \right) & D_2 = \overline{S_2(t)S_2^*(t)} &= g \left(\frac{E_1^2}{2} + \frac{E_2^2}{2} + E_1 E_2 \sin(\phi) \right) \\ D_3 = \overline{S_3(t)S_3^*(t)} &= g \left(\frac{E_1^2}{2} + \frac{E_2^2}{2} - E_1 E_2 \cos(\phi) \right) & D_4 = \overline{S_4(t)S_4^*(t)} &= g \left(\frac{E_1^2}{2} + \frac{E_2^2}{2} + E_1 E_2 \cos(\phi) \right) \end{aligned} \quad \text{Eq I.10}$$

(g étant le facteur de conversion ou sensibilité (mV/ μ W) des détecteurs quadratiques, supposés identiques).

En éliminant les termes quadratiques au moyen d'amplificateurs différentiels, on obtient les parties imaginaire et réelle du produit de corrélation :

$$\begin{aligned} I &= D_4 - D_3 = 2gE_1 E_2 \cos(\phi) \\ Q &= D_2 - D_1 = 2gE_1 E_2 \sin(\phi) \end{aligned} \quad \text{Eq I.11}$$

Le module M et le déphasage ϕ se déduisent ainsi:

$$\begin{aligned} M &= \sqrt{I^2 + Q^2} \\ \phi &= \arctan\left(\frac{Q}{I}\right) \pm 2k\pi \end{aligned} \quad \text{Eq I.12}$$

Nous montrons **Figure I.3** les principaux diagrammes utilisés pour représenter le signal complexe en sortie du corrélateur vectoriel, ainsi que le module et la phase. Notons par ailleurs que, s'agissant d'un rapport, la mesure de la phase présente l'avantage de s'affranchir de l'amplitude des signaux I et Q.

I.5. Fenêtres d'analyses

I.5.1. Définition

La détermination de la phase ϕ (**Eq I.12**) est obtenue, modulo 2π , dans l'intervalle principal IP $[-\pi, \pi]$. L'ambiguïté susceptible d'entacher la mesure de phase impose de définir des fenêtres d'analyse à l'intérieur desquelles la mesure de ϕ est effectuée de manière univoque. On définit ainsi une fenêtre d'analyse temporelle, dans l'espace des temps τ défini au paragraphe **I.2**, qui correspond à l'intervalle principal IP et qui est comprise dans $\left[-\frac{1}{2F}; \frac{1}{2F}\right]$ (F étant la fréquence de travail). Naturellement pour des fréquences micro-ondes, cet intervalle qui correspond à des mesures sans ambiguïté, est très réduit, de l'ordre de quelque nanosecondes et ne permet pas d'explorer des TDOA importants.

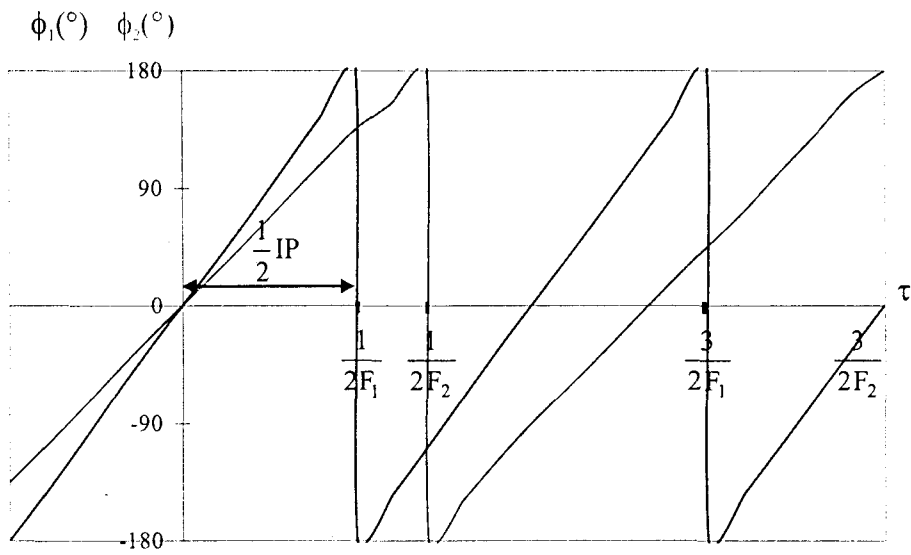


Figure I.4: Evolution de ϕ_1 et ϕ_2 (modulo 2π) en fonction de τ (Eq I.14)

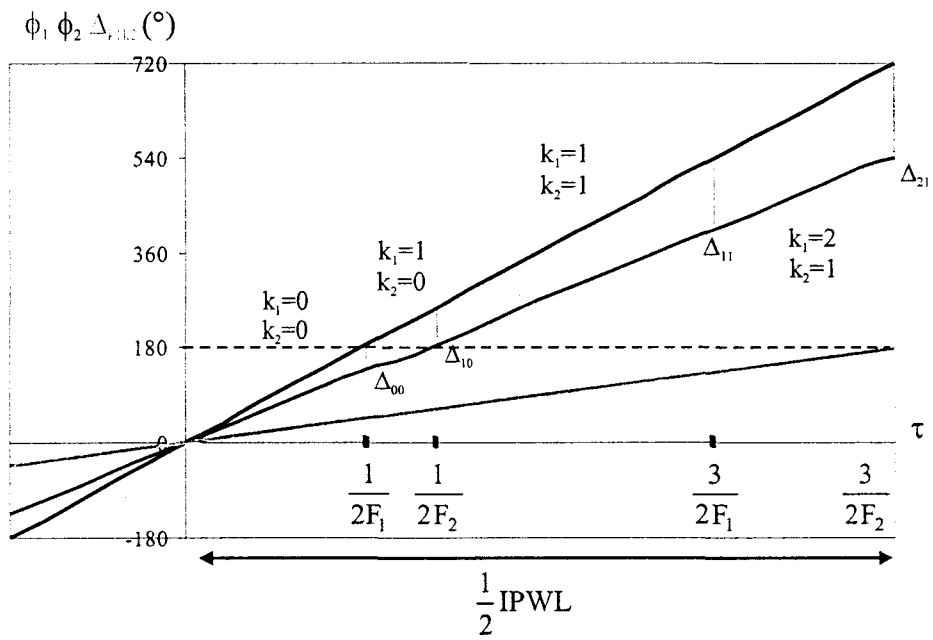


Figure I.5: Evolution de ϕ_1, ϕ_2 (en absolue) et de l'écart $\Delta_{k_1k_2}$ en fonction de τ

IP: Intervalle Principal

IPWL: Intervalle Principal Wide Lane

Notons que l'on peut également définir une fenêtre d'analyse spatiale à une, deux ou trois dimensions, reliée naturellement aux grandeurs F et τ , mais aussi à la position relative de l'émetteur et des récepteurs. Cette fenêtre a donné naissance à la définition de la Surface de Phase Sans Ambiguïté (SPSA) et du Volume de Phase Sans Ambiguïté (VPSA), concepts repris dans les chapitres suivants.

L'analyse des signaux, en dehors de ces intervalles, fournit des mesures ambiguës. La solution envisagée pour augmenter les fenêtres d'analyse (temporelle et spatiale) utilise le concept dit du « WIDELANE » [LEN 98] qui, par le biais de l'utilisation de deux fréquences voisines (F_1 et F_2), permet de lever l'ambiguïté.

I.5.2. Augmentation de la fenêtre d'analyse temporelle en mode Δ : « Widelane »

De manière générale, pour un milieu non dispersif, le déphasage ϕ s'écrit:

$$\phi = 2\pi F\tau + 2k\pi \quad \text{Eq I.13}$$

où F est la fréquence et τ le temps tel qu'il est défini au paragraphe I.2. La mesure absolue de ϕ dépend naturellement de la valeur k qui reste à déterminer.

Nous opérons séquentiellement à deux fréquences (F_1 et F_2 , avec $F_1 > F_2$) afin d'établir le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_1 = 2\pi\tau F_1 + 2k_1\pi \\ \phi_2 = 2\pi\tau F_2 + 2k_2\pi \\ \Delta = \phi_1 - \phi_2 = 2\pi\tau(F_1 - F_2) + 2\pi(k_1 - k_2) \quad \text{Widelane} \\ \Sigma = \phi_1 + \phi_2 = 2\pi\tau(F_1 + F_2) + 2\pi(k_1 + k_2) \quad \text{Narrowlane} \end{array} \right. \quad \text{Eq I.14}$$

Ce système comporte trois inconnues τ , k_1 et k_2 et seulement deux équations indépendantes. Toutefois sa résolution est possible si l'on évalue la quantité Δ . Le tracé de la **Figure I.4** montre l'évolution de ϕ_1 et ϕ_2 en fonction de τ pour F_1 et F_2 fixées ($F_1 > F_2$) et illustre l'apparition d'ambiguïtés lorsque la mesure se fait en dehors de la fenêtre d'analyse temporelle. Notons que la fenêtre d'analyse temporelle à $F = 2.45$ GHz correspond à l'intervalle $]-0.2\text{ns}; 0.2\text{ns}[$.

La **Figure I.5** donne une autre représentation de ϕ_1 , ϕ_2 et Δ en fonction de τ . On cherche ici à établir la relation qui existe entre les ordres des franges k_1 et k_2 et l'écart Δ que l'on notera

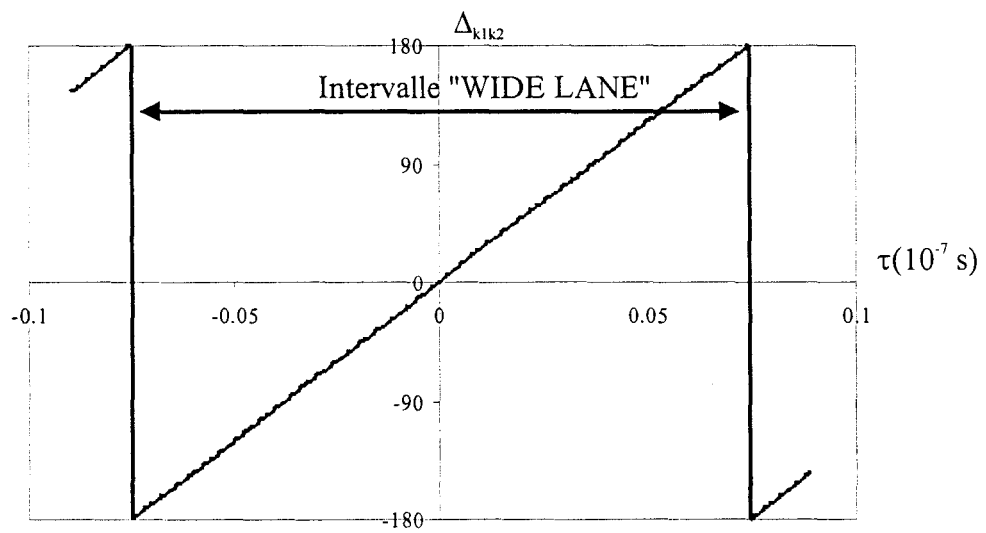


Figure I.6: Evolution de Δ_{k1k2} en fonction de τ dans l'intervalle Wide Lane
 ($F_1 = 2.48$ GHz, $F_2 = 2.42$ GHz)

$\Delta_{k_1 k_2}$. On montre que tant que l'écart $|\Delta_{k_1 k_2}|$ est inférieur à π , on vérifie les inégalités suivantes :

$$\begin{aligned} |\Delta_{i,i}| &< (2i+1)\pi \left(1 - \frac{F_2}{F_1}\right) \\ |\Delta_{i+1,i}| &< (2i+1)\pi \left(\frac{F_1}{F_2} - 1\right) \end{aligned} \quad \text{Eq I.15}$$

Ainsi l'évaluation de $\Delta_{k_1 k_2}$ permet de déterminer les valeurs k_1 et k_2 et autorise en conséquence une augmentation de la fenêtre d'analyse temporelle qui est maintenant bornée par $\left[\frac{1}{c} \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2}; \frac{1}{c} \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} \right]$, où c est la célérité et λ_1 et λ_2 les longueurs d'ondes correspondantes aux fréquences F_1 et F_2 . La fenêtre d'analyse temporelle est alors augmentée d'un facteur multiplicatif $\left| \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda(\lambda_1 - \lambda_2)} \right|$.

Dans le cas étudié, F_1 est égal à 2.48 GHz et F_2 vaut 2.42 GHz, l'intervalle des temps τ n'occasionnant pas d'ambiguïté de phase est compris à l'intérieur de l'intervalle $]0.083 \mu\text{s}, 0.083 \mu\text{s}[$ (**Figure I.6**), soit un gain de 166 sur la taille de la fenêtre d'analyse déterminée pour une fréquence de 2.45 GHz.

Cette technique du « Widelane » peut également être envisagée en évaluant la frange k correspondant à la phase ϕ issue du mode Σ ou Narrowlane.

I.5.3. Amélioration de la précision en mode Σ : « Narrowlane »

Une fois les ordres de frange (k_1 et k_2) trouvés par le mode Δ , on peut évaluer les phases ϕ_1 et ϕ_2 sans ambiguïté tant que $|\Delta| < \pi$. Dans ces conditions, on peut utiliser le mode Σ pour définir une phase moyenne, plus précise, $\phi_{\frac{F_1+F_2}{2}}$ qui s'exprime :

$$\phi_{\frac{F_1+F_2}{2}} = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2} + \pi(k_1 + k_2) \quad \text{Eq I.16}$$

L'ordre de la frange $k_{\frac{F_1+F_2}{2}}$ peut s'écrire :

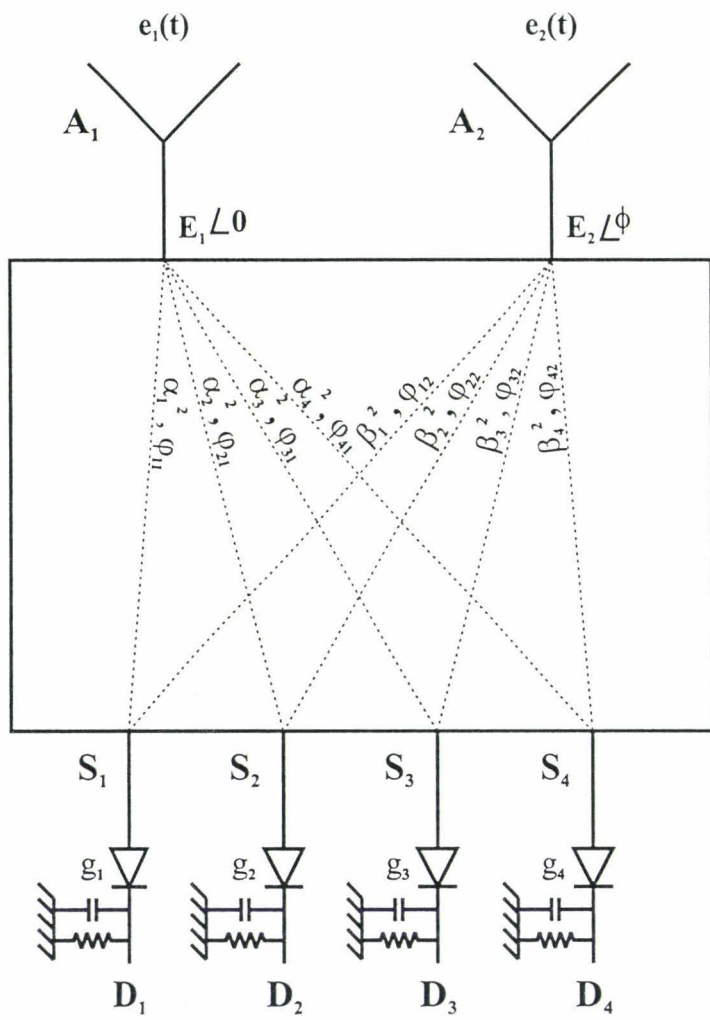


Figure 1.7 : Représentation des différentes fonctions de transfert (en module et phase) du corrélateur vectoriel

$$k_{\frac{F_1+F_2}{2}} = E \left\langle \frac{2(\phi_1 - \phi_2)}{\pi \left(\frac{F_1}{F_2} - \frac{F_2}{F_1} \right)} \right\rangle \quad \text{Eq I.17}$$

où E exprime la partie entière de l'expression entre $\langle \rangle$.

I.5.4. Conclusion

Nous avons rappelé le principe d'analyse vectorielle, capable de fournir des signaux I et Q, et présenté deux voies possibles pour sa mise en œuvre. La fenêtre d'analyse, naturellement limitée par la survenue d'ambiguïté dans la mesure de ϕ , peut être étendue grâce à l'utilisation du « Widelane » ou mode Δ . Nous utilisons, par ailleurs, le concept du « Narrowlane » ou mode Σ afin d'améliorer la précision.

Dans la pratique, les signaux I et Q présentent un certain nombre d'imperfections telles que la non stationnarité du module en fonction de la phase, les signaux I et Q ne sont pas en quadrature et n'ont pas la même amplitude. Ces imperfections, dues à la qualité du corrélateur vectoriel se répercutent sur la mesure de la phase ϕ et nécessitent des corrections préalables.

I.6. Etude d'un corrélateur vectoriel non idéal.

Les signaux I et Q, décrits jusqu'ici, sont fournis par un corrélateur vectoriel supposé idéal. Dans la pratique, les imperfections du corrélateur interdisent un traitement direct des signaux I-Q. Il convient donc d'opérer, au préalable, une correction des mesures effectuées.

Nous établissons ici les principales relations autorisant la détermination « correcte » des signaux I et Q en considérant les pertes d'insertion et de conversion d'un corrélateur vectoriel réel. Ces pertes sont inhérentes d'une part aux éléments passifs linéaires EPL (coupleurs, ligne quart d'onde) vus entre les ports E_i et S_j ($i=1,2$ et $j=1,2,3,4$) (**Figure I.7**) et d'autre part aux éléments passifs non linéaires EPNL (diodes de détection), notamment au travers de leur sensibilité g_j ($j=1,2,3,4$).

Nous observons toutefois les hypothèses suivantes :

- la détection s'effectue toujours dans la zone quadratique des diodes,
- les ports E_i et S_j sont adaptés,

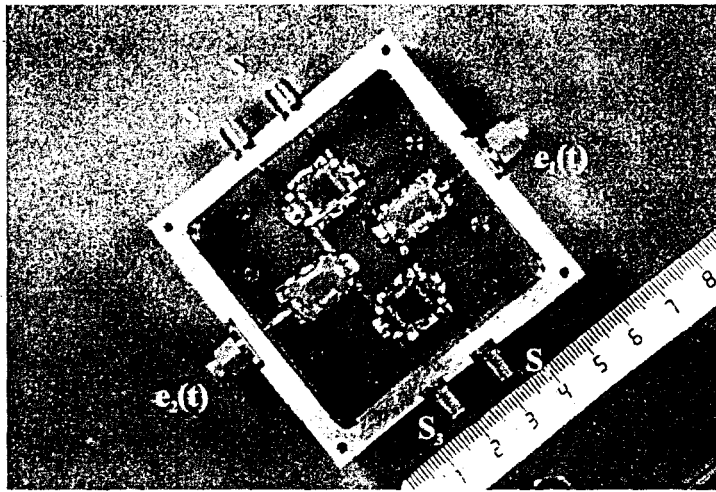


Figure I.8: Photographie des éléments passifs linéaires (EPL) du corrélateur vectoriel dans leur boîtier

- l'isolation entre les ports E_i et les ports S_j est élevée.

Dans ces conditions, on obtient, en sortie de chaque diode, les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 D_1 &= g_1 \left(\frac{\alpha_1^2 E_1^2}{4} + \frac{\beta_1^2 E_2^2}{4} + \frac{\alpha_1 \beta_1 E_1 E_2}{2} \sin(\phi + \varphi_1) \right) \\
 D_2 &= g_2 \left(\frac{\alpha_2^2 E_1^2}{4} + \frac{\beta_2^2 E_2^2}{4} - \frac{\alpha_2 \beta_2 E_1 E_2}{2} \sin(\phi + \varphi_2) \right) \\
 D_3 &= g_3 \left(\frac{\alpha_3^2 E_1^2}{4} + \frac{\beta_3^2 E_2^2}{4} + \frac{\alpha_3 \beta_3 E_1 E_2}{2} \cos(\phi + \varphi_3) \right) \\
 D_4 &= g_4 \left(\frac{\alpha_4^2 E_1^2}{4} + \frac{\beta_4^2 E_2^2}{4} - \frac{\alpha_4 \beta_4 E_1 E_2}{2} \cos(\phi + \varphi_4) \right)
 \end{aligned}
 \tag{Eq I.18}$$

- g_j représente les sensibilités des différentes diodes (en $mV/\mu W$),

- α_j^2 caractérise le module du coefficient de transmission entre le port E_1 et le port S_j ,

- β_j^2 caractérise le module du coefficient de transmission entre le port E_2 et le port S_j ,

- φ_j sont les déphasages des coefficients de transmission, entre $E_1 S_j$ et $E_2 S_j$, tels que :

$$\begin{aligned}
 \varphi_1 &= \varphi_{11} - \varphi_{12} \\
 \varphi_2 &= \varphi_{21} - \varphi_{22} \\
 \varphi_3 &= \varphi_{31} - \varphi_{32} \\
 \varphi_4 &= \varphi_{41} - \varphi_{42}
 \end{aligned}
 \tag{Eq I.19}$$

- φ_{ij} représente les phases d'insertion.

Dans ce qui suit, nous mesurons l'impact de chaque type d'imperfection sur la qualité de la mesure de la phase ϕ . Nous traitons d'abord les erreurs dues aux pertes d'insertion des EPL puis celles imputables au non appariement des EPNL.

I.6.1. Erreur de phase due aux pertes d'insertion des éléments passifs linéaires.

Dans ce paragraphe, on ne tient compte que des pertes d'insertion en module et phase ($\alpha_j, \beta_j, \varphi_{ij}$) ($i=1,2$ et $j=1,2,3,4$). On suppose que les détecteurs sont appariés (g_j sont égaux).

Les paramètres intrinsèques α_j, β_j et φ_{ij} , décrivant les pertes d'insertion des EPL, sont alors obtenus par la caractérisation, à l'analyseur de réseau, de la partie hyperfréquence du corrélateur vectoriel dont la photographie est présentée **Figure I.8**. On utilise des coupleurs de type « branchline » 3dB/90° du commerce (ANAREN 1A1306-3) [ANA 95] montés sur un

circuit micro ruban de substrat en verre époxy type FR4 de permittivité ($\epsilon_r = 4.8$, épaisseur = 0.8 mm).

Les paramètres S_{ij} mesurés à 2.45 GHz sont présentés dans le tableau suivant [RIN 99]:

Port 1	Port 2	S_{11} (dB)	S_{21} (dB)	S_{21} (deg.)	S_{22} (dB)
E_1	S_1	-15.35	$\alpha_1^2 = -7.04$	$\varphi_{11} = 8.6$	-30.7
E_1	S_2	-15.38	$\alpha_2^2 = -6.7$	$\varphi_{21} = -83.6$	-28.6
E_1	S_3	-15.4	$\alpha_3^2 = -6.8$	$\varphi_{31} = -80.8$	-26
E_1	S_4	-15.6	$\alpha_4^2 = -6.7$	$\varphi_{41} = -171$	-21.7
E_2	S_1	-16.4	$\beta_1^2 = -6.5$	$\varphi_{12} = -83$	-28.4
E_2	S_2	-15.5	$\beta_2^2 = -6.7$	$\varphi_{22} = 6.1$	-28
E_2	S_3	-16.3	$\beta_3^2 = -6.5$	$\varphi_{32} = -85.1$	-26
E_2	S_4	-16.5	$\beta_4^2 = -6.7$	$\varphi_{42} = 4.9$	-21.6

Tab I.1: Paramètres S du corrélateur, en module et phase, mesurés à l'analyseur de réseau à 2.45 GHz

On note une adaptation convenable à l'entrée puisque S_{11} est inférieure à -15 dB, et très bonne en sortie, S_{22} est inférieure à -21 dB. Les pertes d'insertion, élevées, s'expliquent par la présence des coupleurs 3 dB. L'isolation, relevée sur le tableau **Tab I.2**, justifie l'hypothèse avancée au paragraphe I.6.

Port 1	Port 2	S_{21} (dB)
S_1	S_2	-22.4
S_1	S_3	-23.6
S_1	S_4	-23.9
S_2	S_4	-24.2
S_2	S_3	-23.9
S_3	S_4	-24.5
E_1	E_2	-27.7

Tab I.2: Paramètres S relevés à l'analyseur de réseaux exprimant l'isolation entre les voies du corrélateur à 2.45 GHz

Afin d'alléger l'écriture du système d'équation **Eq I.17**, nous le réécrivons comme suit:

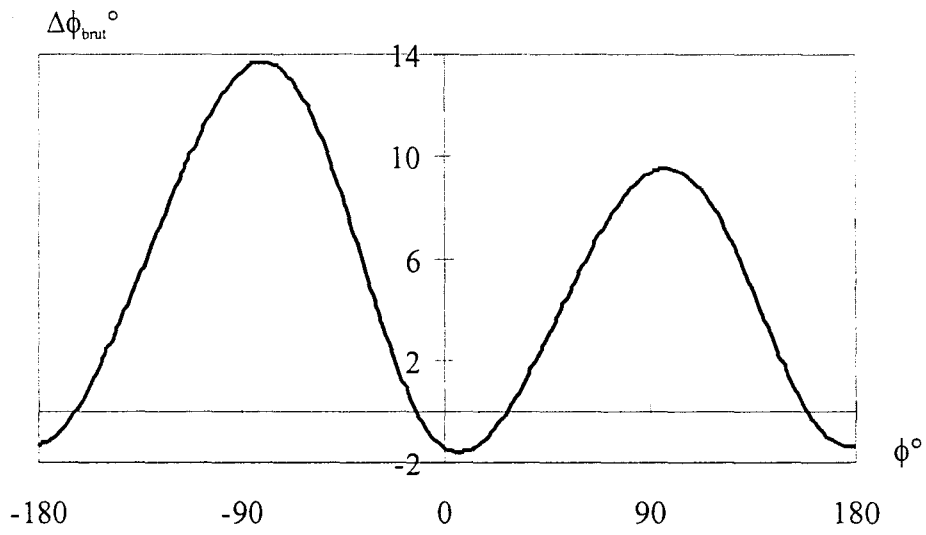


Figure I.9: Evolution de l'écart brut $\Delta\phi_{\text{brut}}$ en fonction de ϕ (Eq I.21)
 (prise en compte des pertes d'insertion des EPL)
 (F= 2.45 GHz, Pin=-30 dBm)

$$\begin{aligned}
 D_1 &= E^2[\mu_1^2 + \nu_1^2 + 2\mu_1\nu_1 \sin(\phi + \varphi_1)] \\
 D_2 &= E^2[\mu_2^2 + \nu_2^2 - 2\mu_2\nu_2 \sin(\phi + \varphi_2)] \\
 D_3 &= E^2[\mu_3^2 + \nu_3^2 + 2\mu_3\nu_3 \cos(\phi + \varphi_3)] \\
 D_4 &= E^2[\mu_4^2 + \nu_4^2 - 2\mu_4\nu_4 \cos(\phi + \varphi_4)]
 \end{aligned}
 \tag{Eq I.20}$$

L'exploitation de ces relations permet de simuler l'écart de phase entre la phase théorique ϕ et la phase mesurée ϕ_{brut} :

$$\Delta\phi_{\text{brut}} = \underbrace{\text{Arctg}\left(\frac{D_1 - D_2}{D_3 - D_4}\right)}_{\phi_{\text{brut}}} - \phi
 \tag{Eq I.21}$$

L'évolution de cet écart, pour les pertes d'insertion mentionnées (**Tab I.1**), est donnée **Figure I.9** où l'on note une erreur maximale de 14° pour une fréquence $F=2.45$ GHz et une puissance $\text{Pin}=-30$ dBm ($E_1 \approx E_2$). A l'évidence cet écart est trop important pour envisager une inversion directe. Il convient par conséquent d'opérer une correction afin de diminuer cette erreur. On procède alors de la manière suivante :

Dans l'équation **I.20**, on divise D_j par $2\mu_j\nu_j$ et on détermine à nouveau les signaux I et Q :

$$\begin{aligned}
 Q &= E^2 K_1 \sin\left(\phi + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right) \\
 I &= E^2 K_2 \cos\left(\phi + \frac{\varphi_3 + \varphi_4}{2}\right)
 \end{aligned}
 \tag{Eq I.22}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 K_1 &= 2 \cos\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \\
 K_2 &= 2 \cos\left(\frac{\varphi_3 - \varphi_4}{2}\right)
 \end{aligned}$$

On montre ainsi qu'une imperfection en phase du corrélateur ($\varphi_1 \neq \varphi_2$ et $\varphi_3 \neq \varphi_4$) s'accompagne d'une différence de niveau sur les signaux I et Q ($K_1 \neq K_2$) et d'un déphasage différent de $\frac{\pi}{2}$ entre I et Q.

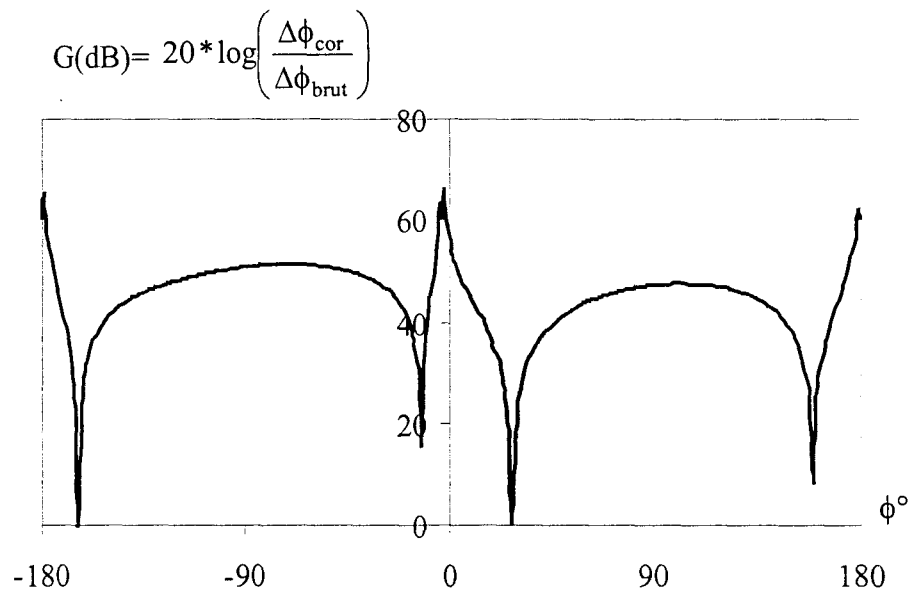


Figure I.10: Gain apporté par la méthode de correction de l'Eq I.23
(F=2.45 GHz, Pin= -30 dBm)

En posant ϕ_{cor} :

$$\phi_{\text{cor}} = \phi + \frac{\varphi_3 + \varphi_4}{2}$$

et

$$\alpha = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} - \frac{\varphi_3 + \varphi_4}{2}$$

On obtient :

$$\Delta\phi_{\text{cor}} = \underbrace{\arctan \left[\frac{\frac{K_2 Q}{K_1 I} - \sin \alpha}{\cos \alpha} \right]}_{\phi_{\text{cor}}} - \phi \quad \text{Eq I.23}$$

On en déduit que la prise en compte des pertes d'insertion, mesurées à l'analyseur de réseaux, amène l'écart entre la phase théorique et la phase simulée à des niveaux compatibles avec une inversion correcte. Ainsi nous montrons, **Figure I.10**, le gain G, exprimé par la relation, $20 * \log \left(\frac{\Delta\phi_{\text{cor}}}{\Delta\phi_{\text{brut}}} \right)$, réalisé sur l'écart de phase après correction par rapport à l'écart brut. Un gain moyen de 40 dB justifie amplement l'apport de cette méthode.

Nous évoquons maintenant l'erreur due au non appariage des éléments passifs non linéaires (EPNL).

I.6.2. Erreur de phase due au non appariage des éléments passifs non linéaires.

La seconde source d'erreur, susceptible de dégrader les performances du corrélateur, est due au non appariage des diodes de détection et par conséquent à leur caractéristique $V_{\text{détectée}}(P_{\text{in}})$. Nous cherchons donc à caractériser les quatre diodes utilisées et à en déterminer les performances en terme de sensibilité, de sensibilité tangentielle et de dynamique.

Cette étude est réalisée sur des détecteurs de type Schottky low barrier HSMS 2850 [HSMS 2850] dont les caractéristiques, données par le constructeur, pour une fréquence de 2.45 GHz, sont présentées ci dessous :

- zone quadratique : -55 dBm à -33 dBm
- T.S.S : -56 dBm (bande vidéo = 2MHz)
- sensibilité moyenne : 35 mv/ μ W

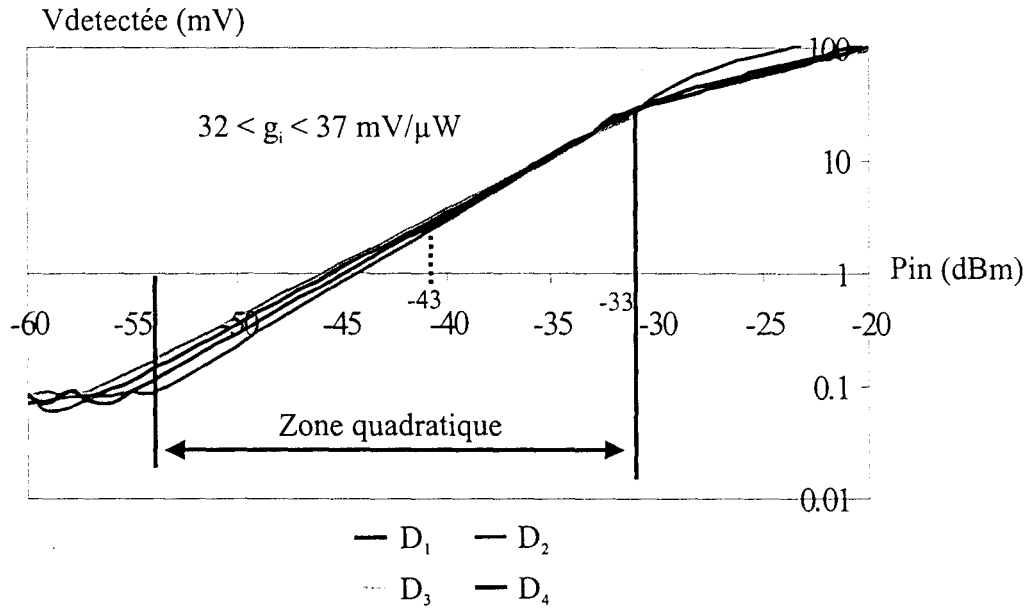


Figure I.11: Caractéristique de transfert des 4 détecteurs sélectionnés ($F = 2.45 \text{ GHz}$)

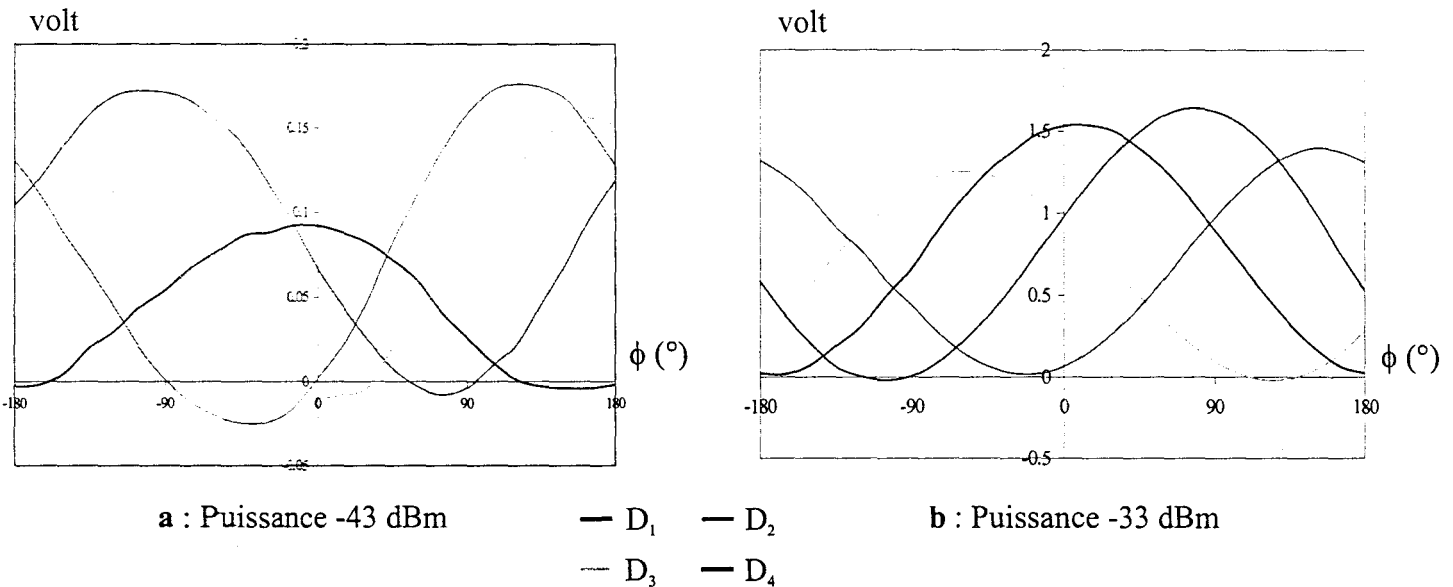


Figure I.12 : Evolution des signaux D_i en fonction de la phase, paramétrée par le niveau de puissance incidente ($F = 2.45 \text{ GHz}$)

Dans un souci de réduire les coûts du capteur à venir, nous avons été amenés à étudier un détecteur en structure micro-ruban à partir de diodes à montage de surface. On suppose que les détecteurs possèdent une adaptation satisfaisante pour l'utilisation envisagée. Celle-ci est réalisée de manière réactive car nous travaillons à fréquence fixe. Cette façon d'opérer évite de dégrader la sensibilité des détecteurs comme le ferait une adaptation résistive.

Nous présentons, **Figure I.11**, la caractéristique $V_{\text{détectée}}(P_{\text{in}})$ des quatre détecteurs. Nous montrons globalement que la zone quadratique est bien comprise dans un intervalle de puissance incidente allant de -54 dBm à -33 dBm, soit une dynamique de 21 dB. Nous remarquons aussi que les pentes des quatre courbes sont différentes dans la zone quadratique, indiquant ainsi une différence de sensibilité des détecteurs et donc un non appairage. L'incidence de cette différence de sensibilité sur les niveaux détectés en sortie de corrélateur est présentée **Figure I.12**, pour une puissance incidente de -33 dBm et -43 dBm. Ces courbes montrent en effet une variation importante des amplitudes D_i lorsque P_{in} vaut -43 dBm.

En conservant la méthode de correction développée au paragraphe **I.5.1.**, nous montrons (**Figure I.13**) l'écart de phase, du au non appairage des diodes et cela pour deux puissances incidentes différentes P_{in} égale à -33 dBm et -43 dBm. On remarque que l'erreur est extrêmement faible pour $P_{\text{in}} = -33$ dBm et ceci conformément à la **Figure I.11** qui montre, dans ce cas, une sensibilité identique pour les quatre détecteurs. Pour P_{in} égale à -43 dBm, l'erreur devient importante et peut être supérieure à 30° . Cette erreur est due à la différence des sensibilités g_j observée **Figure I.11**.

Afin de s'affranchir du problème de non appairage, nous avons retenu la solution qui consiste à substituer aux quatre détecteurs, un commutateur à quatre entrées et une sortie (SP4T) suivie d'une seule diode de détection. Le schéma synoptique du corrélateur est présenté **Figure I.14**.

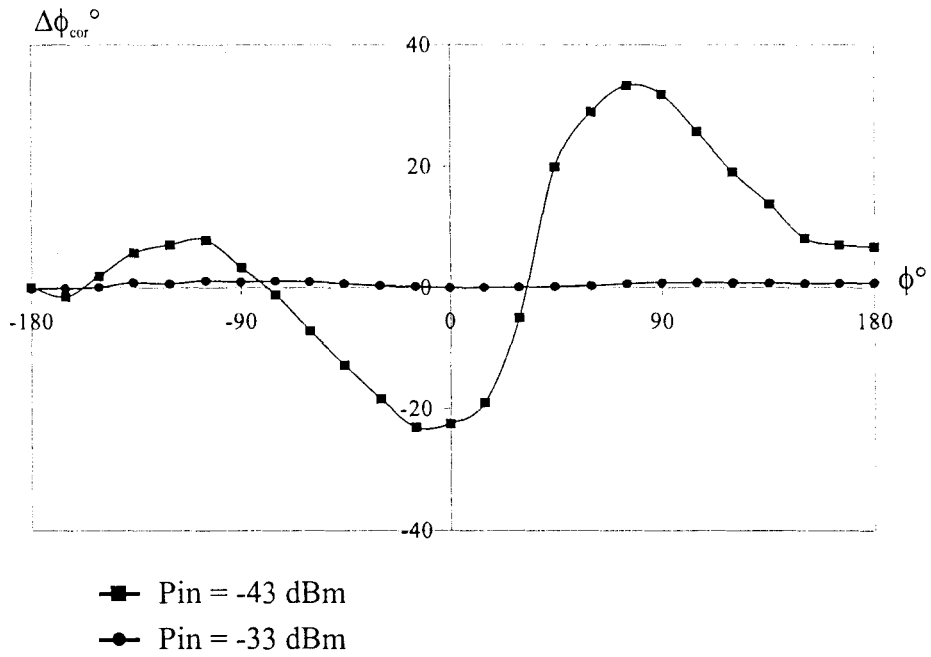


Figure I.13: Influence des éléments passifs non linéaires (EPNL) sur l'écart de phase $\Delta\phi_{cor}$ pour deux puissances incidentes ($F=2.45$ GHz)

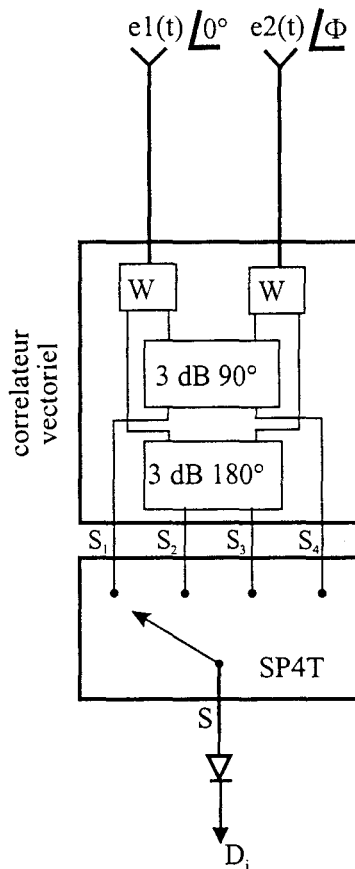


Figure I.14: Schéma synoptique du corrélateur avec commutateur

Le commutateur réalisé par R.Ringot [RIN 99] présente les caractéristiques suivantes, relevées à l'analyseur de réseau, à la fréquence de 2.45 GHz

Port 1	Port 2	S ₂₁ (dB)
S ₁	S	-3.5
S ₃	S	-3.3
S ₂	S	-3.4
S ₄	S	-3.4

Tab I.3: Module des pertes d'insertion du commutateur SP4T relevées à l'analyseur de réseaux à 2.45 GHz

Comme le montre le tableau **Tab I.3**, il existe là encore une dispersion du paramètre S₂₁ qui reste inférieure à ± 0.1 dB. Ceci constitue une amélioration moyenne par rapport à la dispersion liée aux paramètres g_i des diodes, mais on montre que les performances du SP4T sont, dans une certaine mesure, indépendantes du niveau de la puissance incidente et de la température. Il est alors possible de corriger, de manière unique et indépendamment du niveau de puissance, les signaux D_i en sortie de système.

Nous obtenons alors, pour des puissances de -33 dBm et -43 dBm, les interférogrammes complexes présentés sur les **Figure I.15** et **Figure I.16**. Après correction de l'erreur due aux éléments passifs linéaires, l'erreur maximale de mesure sur la phase est la même pour les deux puissances, et est de l'ordre du degré (**Figure I.17**). Là encore, l'utilisation d'un commutateur SP4T est largement justifiée.

Dans ce qui suit nous nous intéressons à la manière de réduire le bruit de mesure notamment par l'utilisation adaptée du filtre de Kalman.

I.6.3. Erreur de phase due au bruit du récepteur

On cherche ici à déterminer l'impact du bruit à la réception sur la mesure de phase. On admet, dans ce calcul, que la détection s'effectue dans la zone quadratique de la diode et on ne considère que le bruit à l'entrée du détecteur, dont la puissance est donnée par la sensibilité tangentielle de la diode (TSS). Nous rappelons que le détecteur est celui présenté au paragraphe I.5.2.

En fonction de la position *i* du commutateur (**Figure I.14**), le signal de sortie S(t), entaché

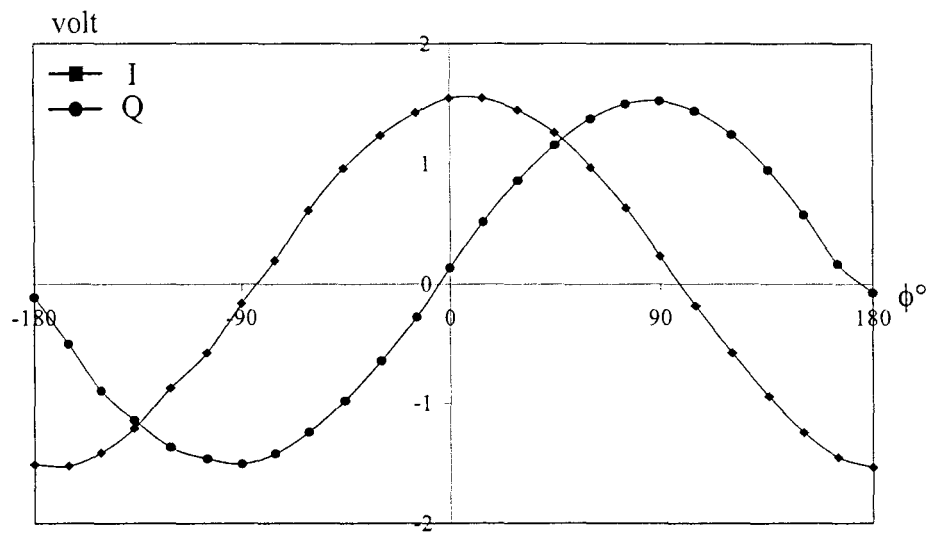


Figure I.15: Interférograme vectoriel I-Q pour une puissance de -33 dBm (F=2.45 GHz)

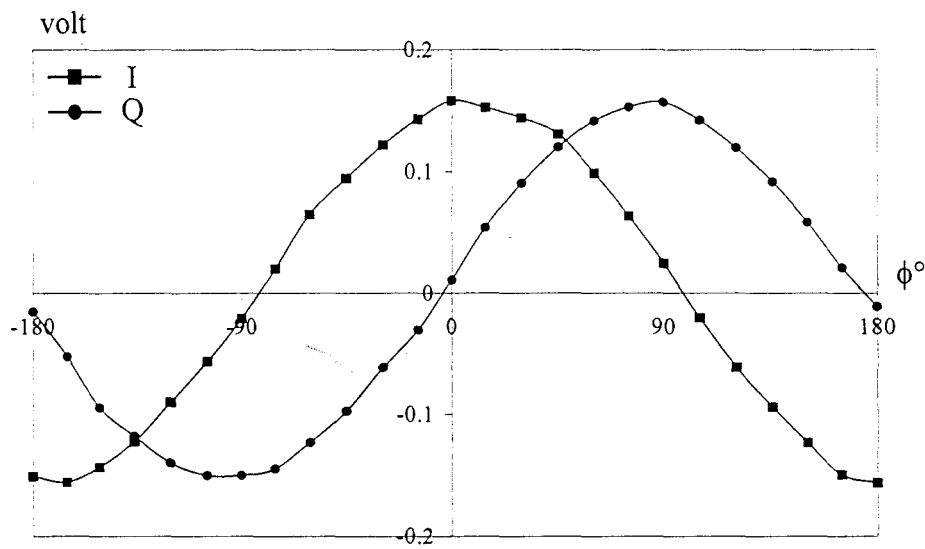


Figure I.16: Interférograme vectoriel I-Q pour une puissance de -43 dBm (F=2.45 GHz)

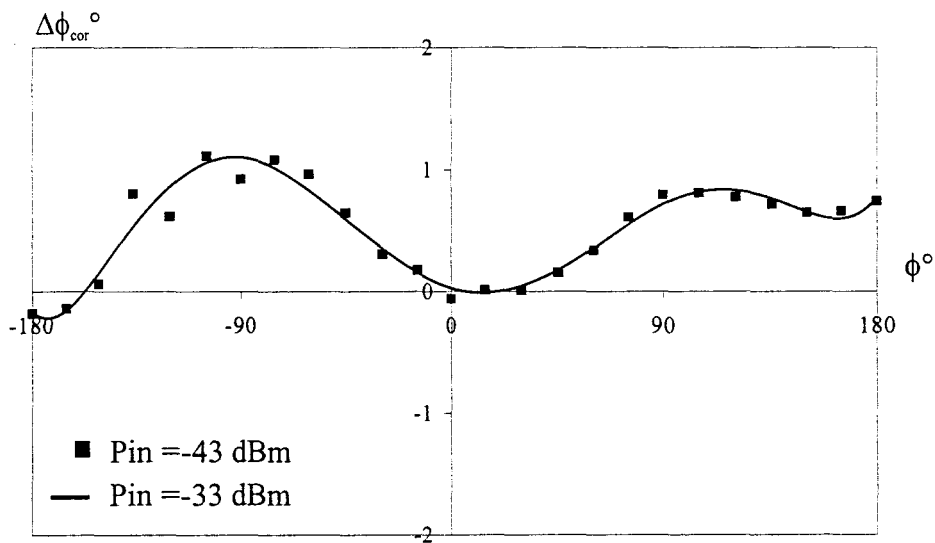


Figure I.17: Ecart résiduel sur la mesure de phase (F=2.45 GHz)

du bruit $b(t)$, devient $S'i(t)$:

$$S'i(t) = S_i(t) + b(t) \quad \text{Eq I.24}$$

Compte tenu de l'absence de corrélation entre $S_i(t)$ et $b(t)$, la tension détectée $D_i(t)$ s'écrit :

$$D_i(t) = K \left[\overline{S_i(t)S_i^*(t)} + \overline{b(t)b^*(t)} \right] \quad \text{Eq I.25}$$

avec K un facteur de proportionnalité et $b(t)b^*(t)$ étant la puissance de bruit ramenée à l'entrée de la diode. On note cette puissance B^2 . Si la puissance du signal est la même sur chaque entrée du corrélateur on peut écrire :

$$E_1^2 = E_2^2 = E^2$$

En fonction de la position du commutateur, on obtient les quatre tensions détectées suivantes :

$$\begin{aligned} D_1 &= K \left(\frac{E^2}{2} (1 + \sin(\phi)) + B^2 \right) & D_2 &= K \left(-\frac{E^2}{2} (1 - \sin(\phi)) + B^2 \right) \\ D_3 &= K \left(\frac{E^2}{2} (1 + \cos(\phi)) + B^2 \right) & D_4 &= K \left(-\frac{E^2}{2} (1 - \cos(\phi)) + B^2 \right) \end{aligned} \quad \text{Eq I.26}$$

Dans ce cas, la phase est donc donnée par l'expression :

$$\phi = \arctg \left(\frac{D_1 + D_2}{D_3 + D_4} \right)$$

En différenciant ϕ par rapport aux différentes variables D_i et en posant $\Delta D_i = KB^2$, on obtient:

$$\Delta \phi = \frac{(2B^2) \cos \phi - (2B^2) \sin \phi}{E^2} \quad \text{Eq I.27}$$

on montre [RIN 99] que l'erreur sur $\Delta \phi$ en fonction du rapport signal sur bruit (E/B) s'exprime par :

$$\Delta \phi = \frac{2\sqrt{2} \sin(\phi - \frac{\pi}{4})}{\frac{E^2}{B^2}} \quad \text{Eq I.28}$$

L'analyse de cette relation montre qu'au voisinage de $\phi = \frac{\pi}{4}$, l'erreur due au bruit du récepteur

est proche de 0 quelque soit le rapport $\frac{E}{B}$. Ce résultat peut s'expliquer de la manière suivante, sachant que l'écart $\Delta\phi$ peut s'écrire :

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{Q}{I}\right) - \arctan\left(\frac{Q + \Delta Q}{I + \Delta I}\right) \quad \text{Eq I.29}$$

Si on pose $\Delta Q = \Delta I = \varepsilon$, il apparaît évident que $\Delta\phi$ s'annule pour $\phi = \frac{\pi}{4}$ compte tenu que $I=Q$.

On remarque également que pour garantir une variation maximale de 1° , il faudrait assurer un rapport signal à bruit de :

$$\frac{E^2}{B^2} = \frac{360\sqrt{2}}{\pi} \approx 160 \quad \text{soit } 23 \text{ dB.}$$

Pour une bande passante vidéo de 2 MHz et une fréquence de 2.45 GHz, le constructeur annonce un TSS de -56 dBm. Ceci implique que pour avoir une sensibilité meilleure que le degré, la puissance du signal à la sortie du corrélateur devra être supérieure à -33 dBm si la bande passante vidéo est de 2 MHz. Ce qui donne à l'entrée de la diode une puissance maximale d'environ -37 dBm, compte tenu des pertes d'insertion du SP4T présentées **Tab I.3**.

Conformément à la relation **Eq I.28**, l'erreur maximum sur la mesure de phase est inversement proportionnelle au carré du rapport E/B . Naturellement l'augmentation du temps d'intégration ou encore du nombre d'échantillons réduit cette erreur. Cette façon de procéder est contradictoire avec des applications nécessitant un temps réel. Une alternative à cette méthode de moyennage consiste en l'utilisation d'un filtre de Kalman [**LAB 88**] dont la théorie est brièvement rappelée en **annexe I.2**. Pour notre part ce filtre récursif permet de réduire l'erreur $\Delta\phi_{\max}$ avec un nombre réduit d'échantillons.

La valeur de ϕ , déterminée par le corrélateur vectoriel, étant supposée constante pendant la durée du traitement, le filtre de Kalman sera donc appliqué au cas simple de l'estimation d'une variable aléatoire, obéissant à un processus gaussien de valeur moyenne ϕ_m et d'écart-type $\Delta\phi_{\text{cor/RMS}}$.

Dans ce cas, la matrice d'observation $H(t)$ et la matrice d'état $F(t)$, définies dans l'**annexe I.2**, sont des matrices unitaires et le vecteur de commande u_k est nul. Nous obtenons l'équation d'état suivante :

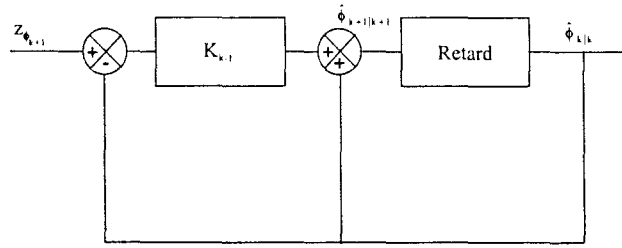


Figure I.18 : Schéma bloc du filtre linéaire de Kalman

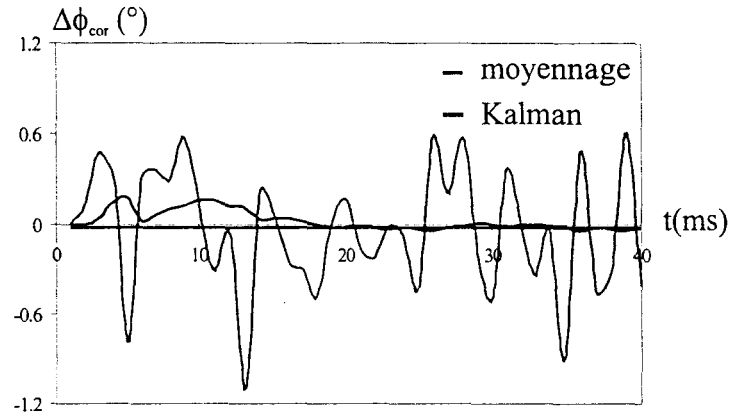


Figure I.19 : Performances comparées du filtrage de Kalman et du moyennage (E/B=23 dB, F=2.45 GHz, Pin=-33 dBm)

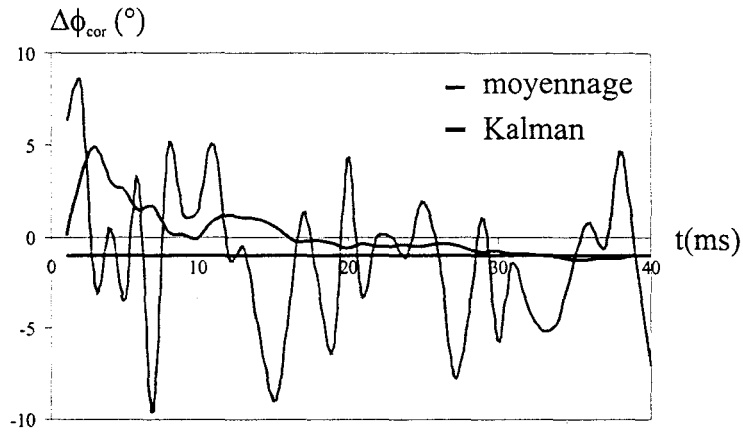


Figure I.20 : Performances comparées du filtrage de Kalman et du moyennage (E/B=13 dB, F=2.45 GHz, Pin=-33 dBm)

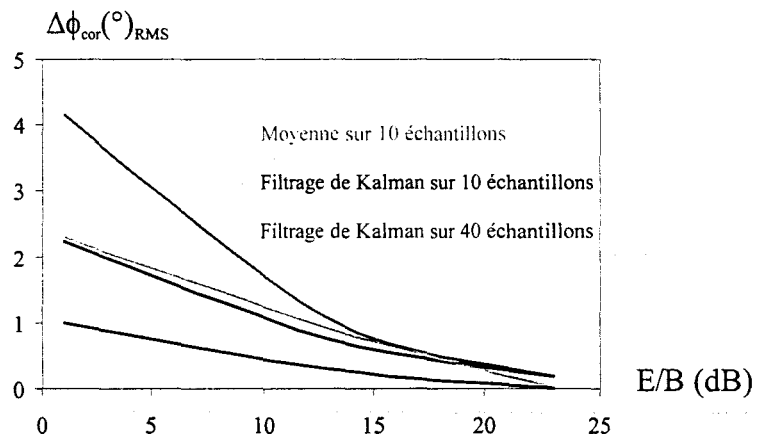


Figure I.21 : Ecart type $\Delta\phi_{\text{cor}}(\text{°})_{\text{RMS}}$ après filtrage de Kalman ou moyennage en fonction du rapport E/B paramétré par le nombre d'échantillons

$$\phi_{k+1} = \phi_k + v_k \quad \text{Eq I.30}$$

Le vecteur bruit v_k correspond aux erreurs estimées sur l'état. On en déduit le schéma bloc de la **Figure I.18**.

L'équation d'observation devient alors :

$$z_{\phi_k} = \phi_k + w_k \quad \text{Eq I.31}$$

Le vecteur bruit w_k correspond aux bruits de mesure. Les équations du filtre (**annexe I.2**), sont rappelées ci dessous :

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_{k+1|k+1} &= \hat{\phi}_{k+1|k} + K_{k+1} (z_{\phi_{k+1}} - \hat{\phi}_{k+1|k}) \\ \hat{\phi}_{k+1|k} &= \hat{\phi}_{k|k} \\ K_{k+1} &= \frac{P_{k+1|k}}{(P_{k+1|k} + R_{k+1})} \\ P_{k+1|k+1} &= (1 - K_{k+1})P_{k+1|k} \\ P_{k+1|k} &= P_{k|k} + Q_k \end{aligned} \quad \text{Eq I.32}$$

avec K_{k+1} le gain du filtre à l'instant $k+1$, $P_{k+1|k}$ la matrice de covariance de l'erreur prédite à l'instant k pour l'instant $k+1$, $P_{k|k}$ la matrice de covariance de l'erreur d'estimation à l'instant k et $P_{k+1|k+1}$ la matrice de covariance de l'erreur d'estimation à l'instant $k+1$. Les coefficients Q_k et R_{k+1} caractérisent respectivement la variance du bruit d'état v_k et l'erreur de l'estimée sur la mesure.

Une initialisation du filtre est nécessaire pour accélérer la convergence de celui-ci. On fixe alors l'estimée initiale $\hat{\phi}_{0|0}$ ainsi que l'erreur prédite $P_{1|0}$. L'estimée initiale du calcul correspond à la valeur obtenue lors du calcul précédent de ϕ et l'estimation de l'erreur est faible puisque l'erreur supposée commise entre deux mesures est faible. On choisit alors les coefficients Q_k faible et R_{k+1} élevé afin de favoriser la valeur estimée par rapport à celle mesurée. Le filtre va donc attacher de l'importance à l'estimation et éliminer ainsi le bruit de mesure de ϕ .

L'application du filtre de Kalman apporte les améliorations constatées sur la **Figure I.19** et **Figure I.20**. En effet, la valeur estimée de ϕ tend vers la valeur réelle de manière plus rapide que par la technique de moyennage. Cette amélioration est résumée **Figure I.21** où l'on observe

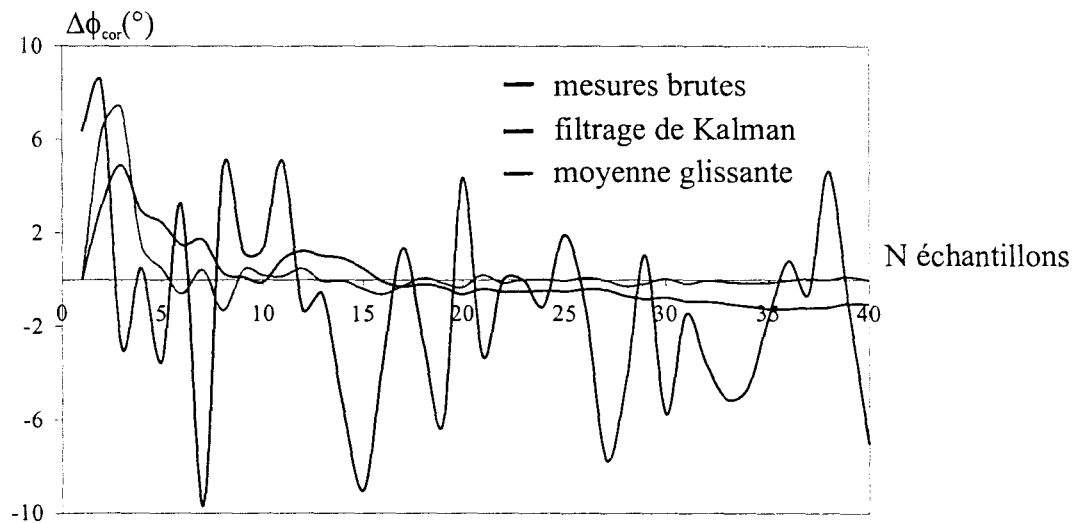
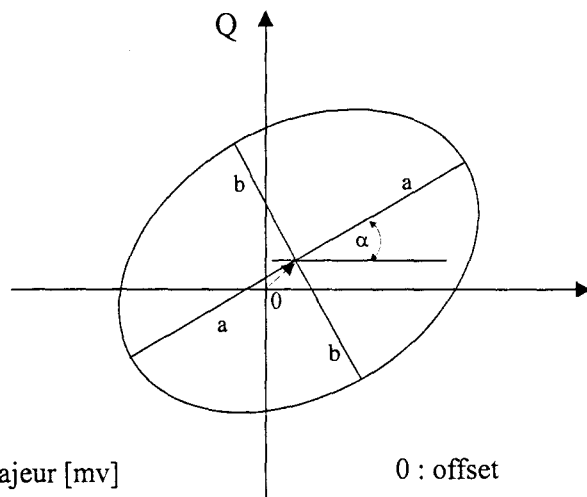


Figure I.22 : Erreur $\Delta\phi_{\text{cor}}(^{\circ})$ en fonction du nombre d'échantillons
($E/B=13$ dB, $F= 2.45$ GHz, $P_{\text{in}}= -33$ dBm)



a = demi axe majeur [mv]

b = demi axe mineur [mv]

α = angle de l'axe majeur [$0^{\circ} \dots 180^{\circ}$]

$$\text{Axial ratio : } R_{\text{db}} = 20 \log\left(\frac{a}{b}\right)$$

$$\text{Erreur sur le module : } \Delta G_{\text{db}} = 10 \log\left(\frac{1 + A^2 - 2A \cos(2\alpha)}{1 + A^2 + 2A \cos(2\alpha)}\right)$$

$$\text{Erreur de phase : } \Delta\phi = A \tan\left(\frac{2A \sin(2\alpha)}{1 - A^2}\right)$$

$$A = \frac{a - b}{a + b}$$

Figure I.23: Représentation polaire des imperfections des signaux I et Q

l'erreur maximale $\Delta\phi_{\text{cor}}$ (°) en fonction du rapport $\frac{E}{B}$ après moyennage sur N échantillons et enfin après applications de Kalman. L'application d'un filtre de Kalman dans ce cas s'apparente à une moyenne glissante des mesures. On compare sur la **Figure I.22** l'évolution de $\Delta\phi_{\text{cor}}$ obtenue par un filtre de Kalman ou par moyenne glissante pour un rapport $\frac{E}{B}$ de 13 dB.

Ainsi il est possible, par les différentes méthodes décrites jusque là, d'amener les signaux I et Q de manière à des amplitudes identiques et d'atténuer en conséquence l'erreur de phase $\Delta\phi_{\text{brut}}$. L'erreur résiduelle $\Delta\phi_{\text{cor}}$ traduit le fait que les signaux I et Q ne sont pas exactement en quadrature. Dans le paragraphe suivant, nous définissons un coefficient permettant de qualifier objectivement et en temps réel la mesure fournie par le corrélateur vectoriel.

I.6.4. Qualification de la mesure

Suite à l'étude de l'impact des imperfections des EPL et des EPNL et de l'influence du rapport signal sur bruit sur la mesure de ϕ , nous présentons maintenant un facteur, appelé facteur de mérite et noté \mathfrak{M} , susceptible de qualifier objectivement et en temps réel la mesure fournie par le corrélateur vectoriel. Une manière simple de qualifier cette mesure utilise la représentation polaire permettant de déterminer l'erreur sur la phase [VID 00] (**Figure I.23**). Cette représentation simple nécessite la connaissance de l'interférogramme complet (une période entière des signaux I et Q), ce qui va à l'encontre de mesures instantanées rencontrées dans nos applications.

Nous donnons ici une définition qui rend compte de la qualité de la mesure et qui permet de qualifier objectivement le canal de propagation, à la manière du BER dans les communications numériques.

Comme évoqué précédemment, les signaux I et Q biaisés présentent un module M qui n'est plus stationnaire en fonction du déphasage ϕ . Nous définissons par conséquent le facteur de mérite \mathfrak{M} comme étant :

$$\mathfrak{M} = 10 \log(1 - |M - 1|) \quad \text{Eq I.33}$$

Naturellement dans le cas d'une mesure sans biais effectuée par un corrélateur vectoriel idéal, ce facteur vaut 0 dB.

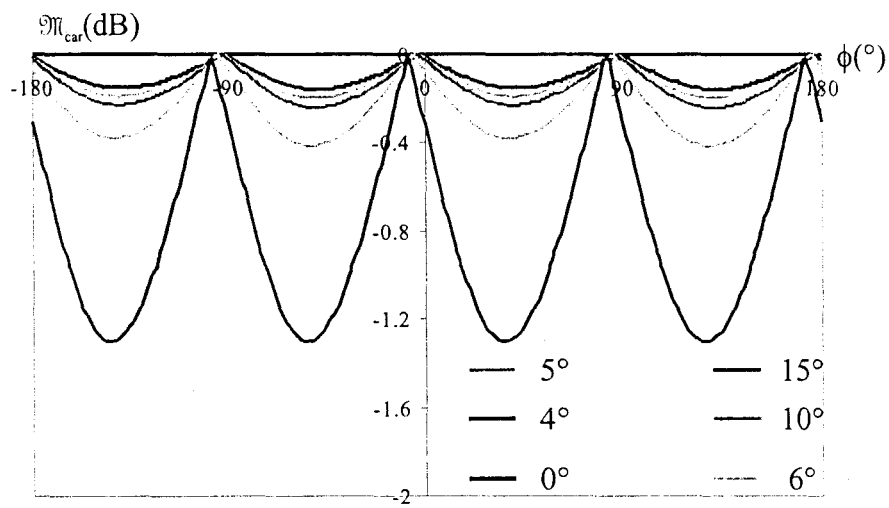


Figure I.24: Facteur de mérite \mathfrak{M}_{car} pour différentes erreurs de phase $\Delta\phi$ ($K_1=K_2$ Eq I.22)

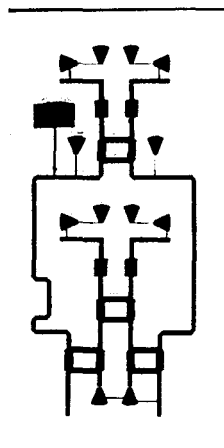


Figure I.25: Masque du corrélateur vectoriel à 10 GHz



Figure I.26: Photographie du corrélateur vectoriel à 10 GHz

Dans le cas d'une mesure sans biais effectuée par un corrélateur réel, ce facteur est noté $\mathfrak{M}_{\text{car}}$ et indique la dégradation, amenée par le corrélateur, appelée dégradation instrumentale. Ce facteur est déterminé lors de la caractérisation, sur banc, du corrélateur complexe. Nous reportons, **Figure I.24**, l'évolution de ce facteur pour plusieurs erreurs instrumentales $\Delta\phi_{\text{cor}}$. La valeur extrême varie de 0 à -1.3 dB lorsque $\Delta\phi_{\text{cor}}$ varie de 0° à 15° .

L'étude d'un corrélateur vectoriel réel a permis de mettre en évidence les différentes imperfections dues aux éléments passifs linéaires (EPL) et aux éléments passifs non linéaires (EPNL) ainsi que l'impact du bruit du récepteur sur la mesure de phase. Les corrections apportées permettent d'obtenir une mesure de phase avec une tolérance de l'ordre du degré. Nous avons défini, par ailleurs un facteur de mérite noté \mathfrak{M} qui permet une évaluation objective de la précision instrumentale et de la qualité de la mesure.

Dans la suite du chapitre, nous présentons les corrélateurs vectoriels conçus et réalisés, au sein de l'équipe, aux fréquences de 10 GHz et 2.45 GHz.

I.7. Le corrélateur vectoriel à 10 GHz

I.7.1. Présentation

Le masque du circuit [BEN 94] et la photo du corrélateur sont présentés respectivement sur les **Figure I.25** et **Figure I.26**. Ce premier circuit a été réalisé en technologie micro ruban sur du substrat Duroïd 6010.8 de permittivité relative $\epsilon_r = 10.8$ et d'épaisseur $h = 635 \mu\text{m}$. Nous utilisons quatre détecteurs de type Schottky low barrier (HP5082/2774) qui présentent les caractéristiques suivantes :

- zone quadratique : -32 dBm à -15 dBm
- T.S.S : -44 dBm
- sensibilité : 10 mV/ μW

I.7.2. Principales caractéristiques

La dynamique du corrélateur est dictée ici par la dynamique des détecteurs, dont la zone quadratique s'étend de -32 dBm à -15 dBm, soit une dynamique de 17 dB.

L'erreur instrumentale $\Delta\phi_{\text{cor}}$ de ce corrélateur pour des puissances incidentes de -20 dBm et -30 dBm est présentée **Figure I.27**. Elle évolue entre -3° et 3° .

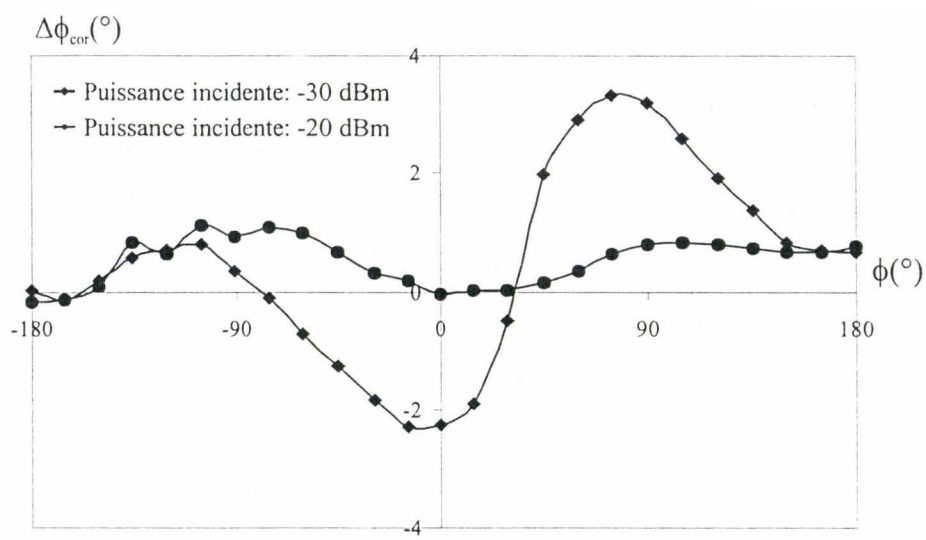


Figure I.27: Erreur de phase $\Delta\phi_{cor}(\text{°})$ obtenue avec le système à 10 GHz

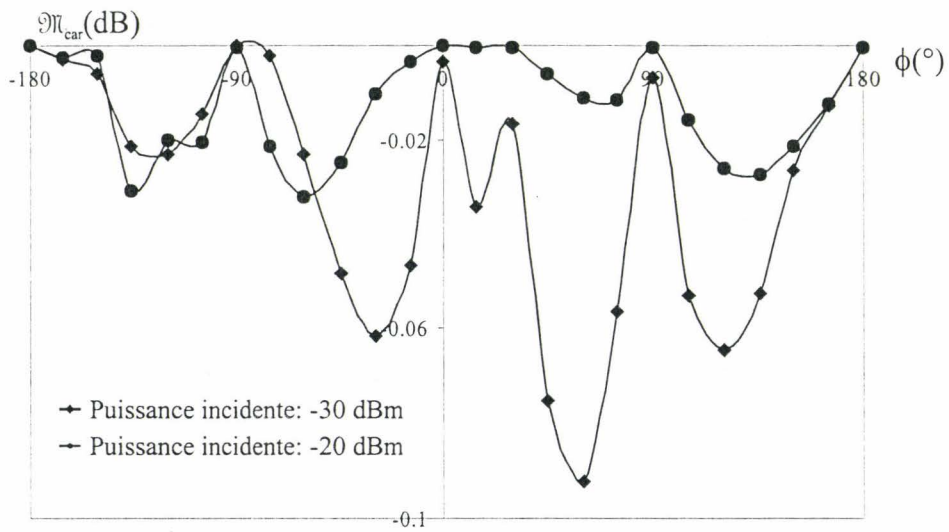


Figure I.28: Facteur de mérite $\mathfrak{D}\pi_{car}$ du système à 10 GHz

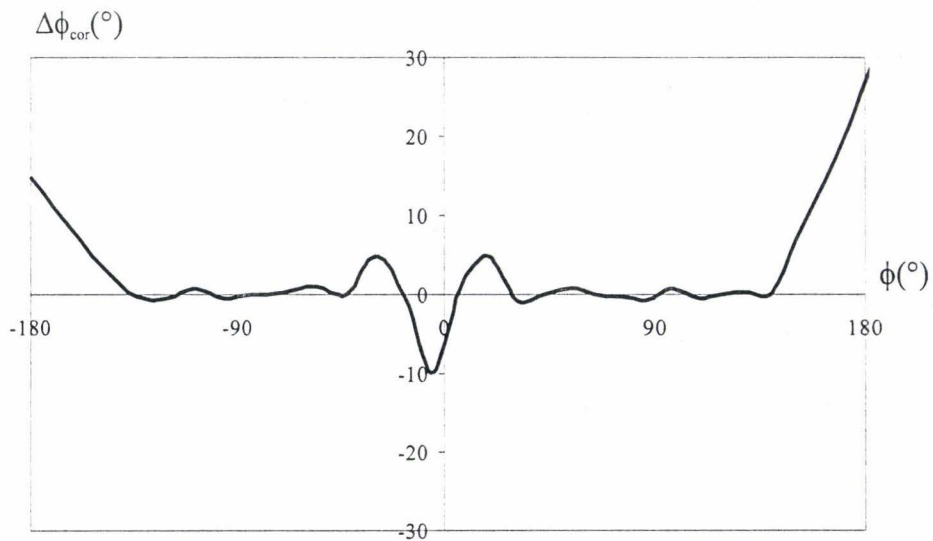


Figure I.29 : Erreur de phase résiduelle fournie par le circuit d'ANALOG DEVICE à base d'amplificateurs logarithmiques AD8308

Les facteurs de mérite $\mathfrak{M}_{\text{car}}$ associés sont donnés **Figure I.28**. Nous observons une valeur minimale de -0.08 dB environ, pour une puissance incidente de -30 dBm et une valeur minimale de -0.03 dB pour une puissance incidente de -20 dBm. Rappelons au passage que les corrections effectuées sur les signaux I et Q sont différentes pour chaque puissance, en conformité avec les remarques du paragraphe **I.6.2**.

Le dispositif étudié à 10 GHz a servi à démontrer la faisabilité des procédés télémétriques [BEN 94] développés au sein de l'équipe. Pour viser des applications industrielles, il faut se mettre en conformité avec la réglementation des télécommunications et opérer à une fréquence dans une bande ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale). Le choix de 2.45 GHz s'est imposé naturellement compte tenu de l'existence de composants bas coût destinés notamment au protocole « Blue Tooth » [BLTO].

Le prototype à réaliser est par conséquent un corrélateur vectoriel opérant à 2.45 GHz dont l'erreur de phase et la dynamique doivent répondre aux besoins requis pour les applications visées.

I.8. Le corrélateur vectoriel à 2.45 GHz à grande dynamique

I.8.1. Introduction

Les applications industrielles que nous développons dans le dernier chapitre requièrent un corrélateur vectoriel dont la précision instrumentale est la plus grande possible. Ce point est résolu puisque l'on propose un dispositif n'excédant pas $\pm 1.5^\circ$ d'écart de phase (paragraphe **I.6.1**), ce qui le place de manière avantageuse par rapport au dernier circuit commercialisé d'ANALOG DEVICE [MIC 01] dont l'écart de phase, donné **Figure I.29**, atteint 30° .

Un autre point requis concerne la dynamique du corrélateur vectoriel. Les performances atteintes, en terme d'erreur de phase, doivent être conservées quel que soit le niveau de puissance d'entrée P_{in} compris dans un intervalle donné. Cette contingence fixe la dynamique du dispositif qu'on souhaiterait voir atteindre 40 dB.

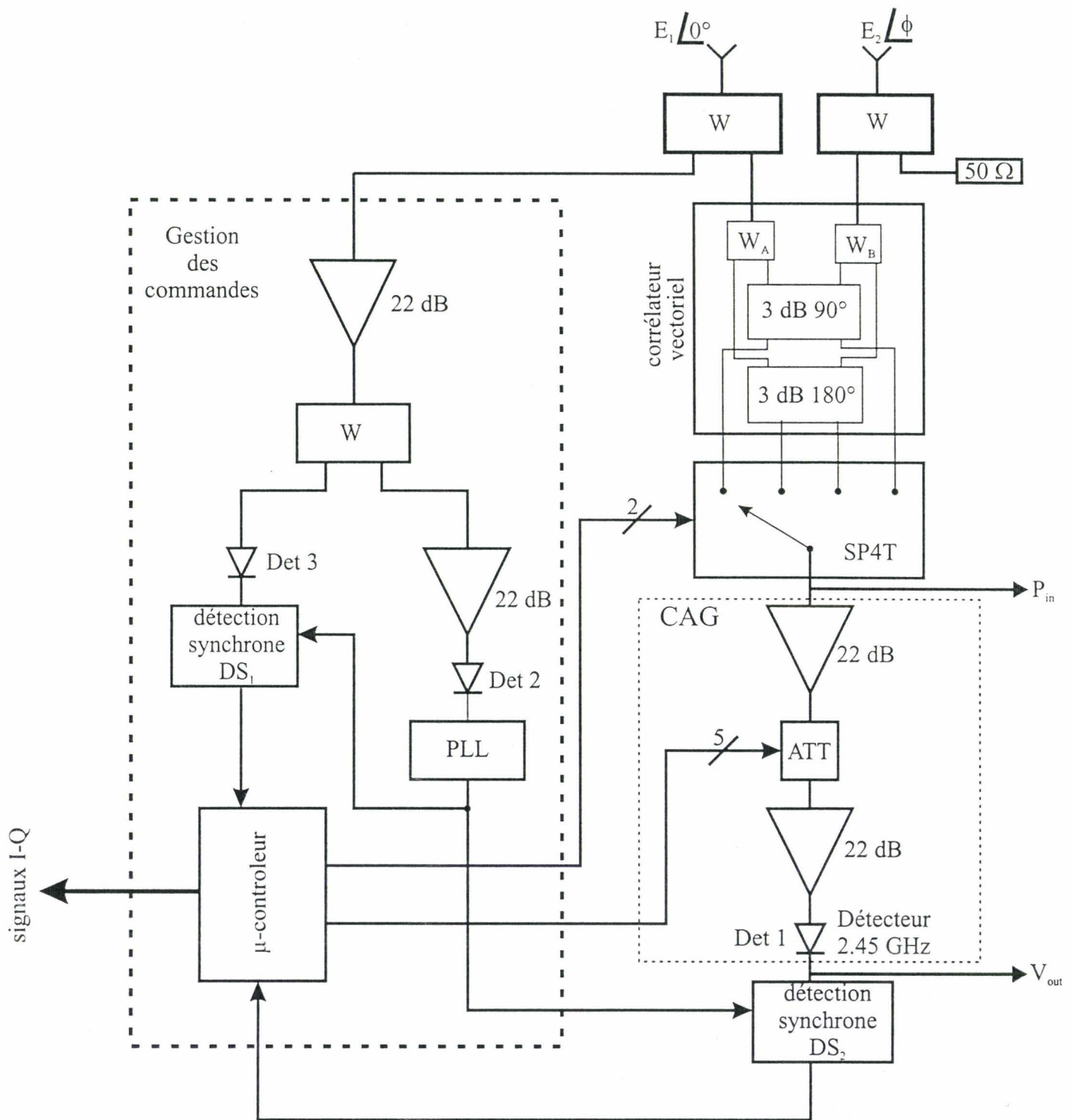


Figure I.30 : Schéma synoptique du corrélateur vectoriel à grande dynamique version à contrôle automatique de gain (CAG)

Pour répondre à ce second point, nous avons contribué à la mise en œuvre d'un corrélateur à grande dynamique, utilisant un contrôle automatique de gain et dont nous présentons, ci-après, les principales caractéristiques.

I.8.2. Corrélateur vectoriel à contrôle automatique de gain (CAG)

I.8.2.1. Présentation

Nous présentons, **Figure I.30**, le schéma synoptique du corrélateur à grande dynamique à 2.45 GHz tel qu'il a été défini dans le mémoire CNAM de R.RINGOT [RIN 99]. On définit trois blocs : un bloc appelé corrélateur vectoriel, un bloc CAG et un bloc gestion de commande.

Le bloc corrélateur vectoriel (paragraphe I.4), composé de deux diviseurs W_A et W_B et des coupleurs (3 dB, 90°) et (3 dB, 180°), sert à effectuer les combinaisons des signaux en vue de leur détection ultérieure. Il est suivi du commutateur SP4T étudié au paragraphe I.6.2.

Le bloc CAG, composé de deux amplificateurs hyperfréquences entre lesquels on a inséré un atténuateur variable, commandé par un bus 5 bits, est destiné à opérer le contrôle automatique de gain afin de ramener les niveaux des signaux d'entrée dans la dynamique du détecteur « Det 1 ».

Le bloc gestion de commande est un bloc mixte (analogique/numérique) dont le rôle consiste à générer, via le détecteur « Det 2 » et le circuit à verrouillage de phase (PLL), le signal d'horloge destiné à la commande des détections synchrones. Ce bloc permet également de générer des niveaux continus qui contrôlent l'atténuation variable du bloc CAG grâce au micro contrôleur et au bus 5 bits.

L'élément central de ce dispositif est le bloc CAG qui comme l'indique sa caractéristique de transfert $V_{out} = f(P_{in})$ (**Figure I.31**), permet de ramener les niveaux de puissance compris entre -75 dBm et -66 dBm dans l'intervalle]-42 dBm ; -33 dBm[et les puissances incidentes comprises entre -66 dBm et -35 dBm à un niveau unique de -33 dBm avec une incertitude liée notamment à la résolution de l'atténuateur programmable (± 1 dB). Cette façon de procéder permet de maintenir un rapport $\frac{E}{B}$ constant.

Les composants retenus pour la chaîne d'amplification variable sont :

- des amplificateurs INA03184 de chez HEWLETT PACKARD [HP REF1]. Le

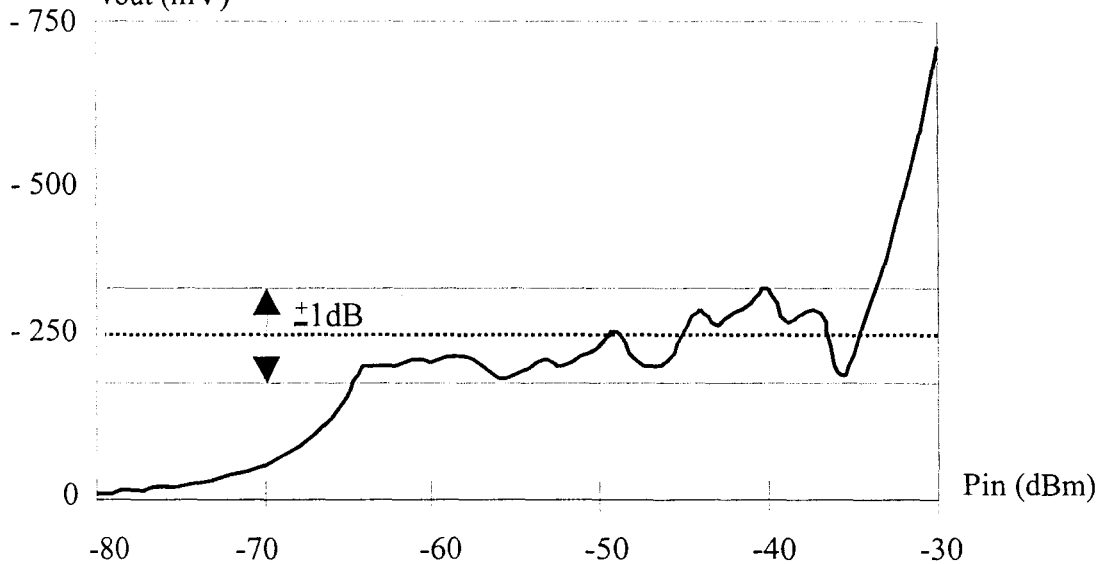


Figure I.31: Caractéristique de transfert $V_{out} = f(P_{in})$ du bloc CAG, à 2.45 GHz

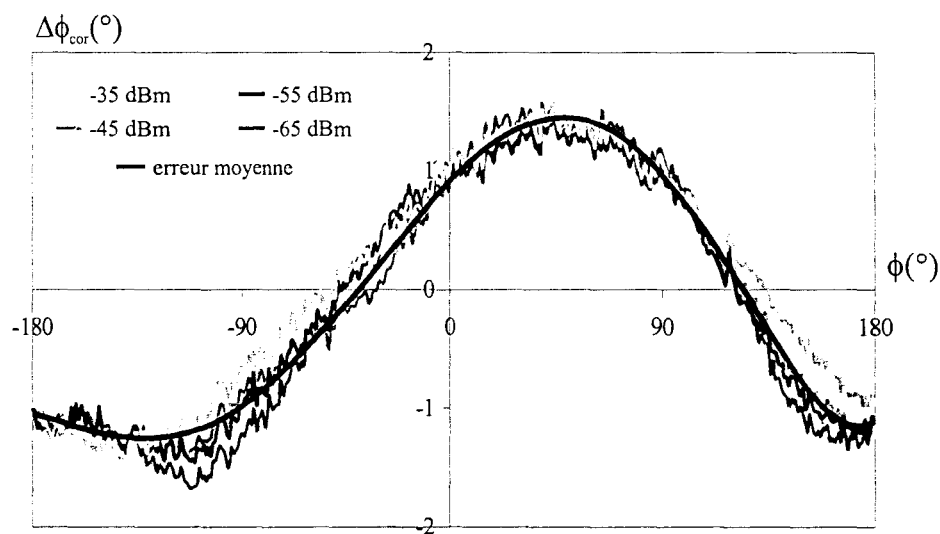


Figure I.32: Erreur de phase résiduelle $\Delta\phi_{cor}(\text{°})$ obtenue avec le système à 2.45 GHz

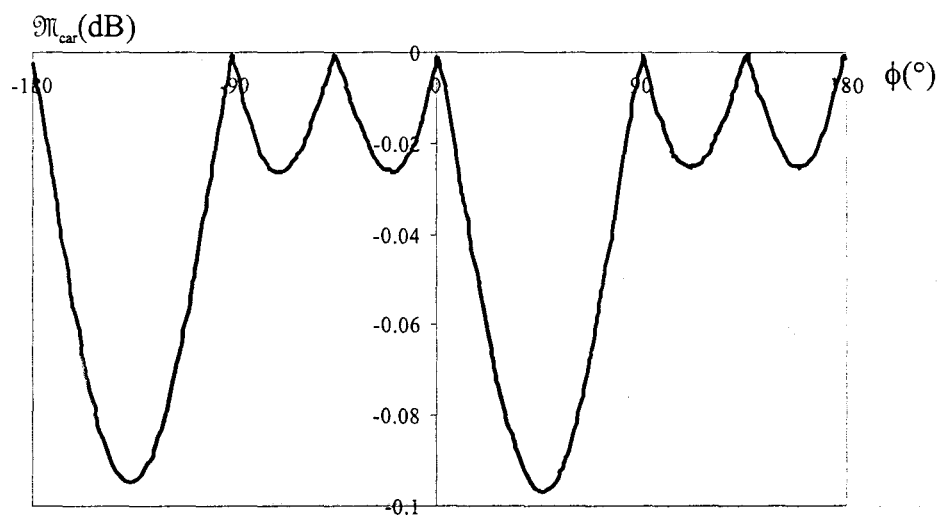


Figure I.33: Facteur de mérite moyen $\bar{\pi}_{car}$ du système à 2.45 GHz

constructeur annonce, à 2.5 GHz, un gain de 22.2 dB avec un facteur de bruit inférieur à 4 dB. De plus, le circuit est inconditionnellement stable sur une très large bande de fréquence. On obtient à la fréquence de 2.45 GHz les résultats suivants :

$$S_{11} = -21.825 \text{ dB}$$

$$S_{21} = 21.292 \text{ dB}$$

$$S_{22} = -11.832 \text{ dB}$$

- un atténuateur variable (ATT) à montage de surface de chez HITTITE – MICROWAVE - CORPORATION de type HMC110C16 [HIT 98]. Cet atténuateur est à commande digitale et l'atténuation varie de 0 dB à 31 dB par pas de 1 dB. Comme de plus il possède des pertes d'insertion de 5 dB à 2.45 GHz, l'atténuation maximum atteint donc 36 dB.

I.8.2.2. Principales caractéristiques

Nous présentons les caractéristiques de ce corrélateur pour plusieurs puissances incidentes différentes. L'erreur de phase $\Delta\phi_{\text{cor}}$ de ce corrélateur pour des puissances incidentes de -65 dBm à -35 dBm est présentée Figure I.32. On remarque que, comme prévue au paragraphe I.6.2., grâce à l'utilisation du commutateur SP4T et d'un seul détecteur, l'évolution est quasiment identique pour les différentes puissances incidentes. On peut par conséquent définir une erreur moyenne évoluant entre -1.5° et 1.5° . Le facteur de mérite moyen associé $\mathfrak{M}_{\text{car}}$ est donné, Figure I.33, avec une valeur minimale proche de -0.1 dB environ.

I.8.3. Corrélateur vectoriel à amplificateur logarithmique

Des études préliminaires d'une détection à grande dynamique à l'aide d'un amplificateur logarithmique ont déjà été entreprises au sein de l'équipe en 1996 [SAK 96]. Elles ont permis de montrer la pertinence de l'utilisation d'un tel dispositif. Toutefois pour des raisons de coût, les solutions à amplificateur logarithmique ont dû être remplacées par un corrélateur vectoriel à grande dynamique par contrôle automatique de gain (CAG), dont on vient de décrire le fonctionnement et les performances.

Dernièrement, ANALOG DEVICE a mis sur le marché un circuit à amplificateur logarithmique AD 8313 qui est actuellement étudié, en collaboration avec IEMN transfert, pour définir un corrélateur vectoriel de seconde génération.

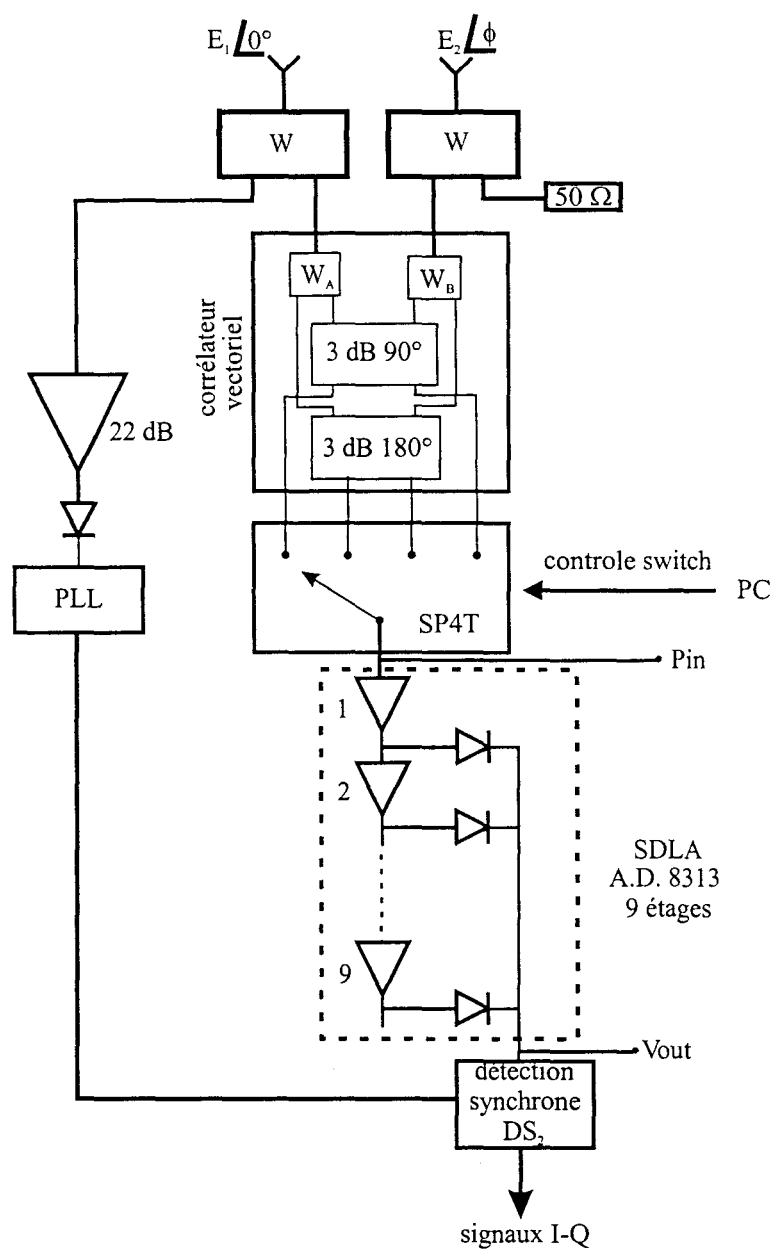


Figure I.34: Schéma synoptique du corrélateur vectoriel à amplification logarithmique

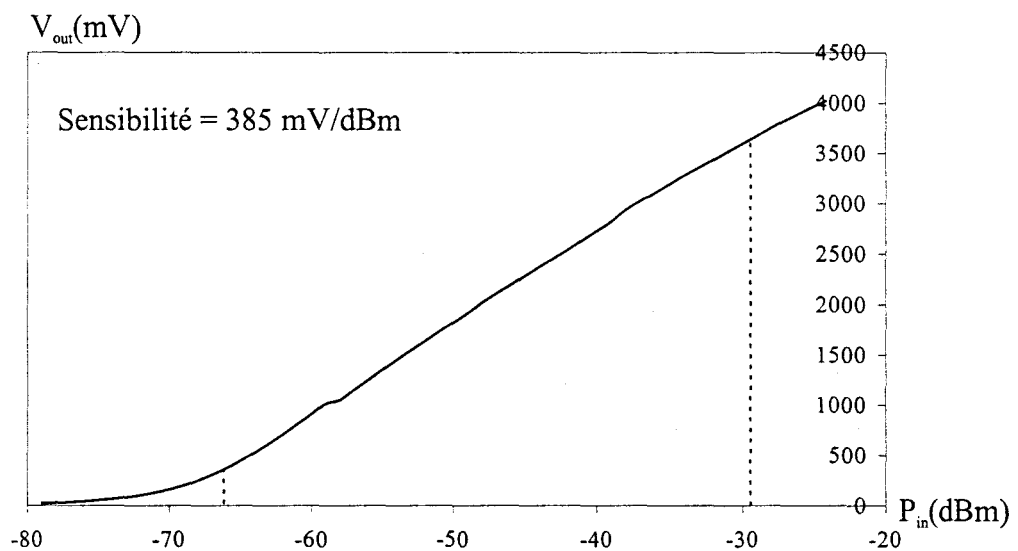


Figure I.35: Caractéristique de transfert $V_{out} = f(P_{in})$ de l'amplificateur logarithmique AD 8313 ($F = 2.45 \text{ GHz}$)

I.8.3.1. Présentation

Nous présentons, **Figure I.34**, le schéma synoptique du corrélateur à 2.45 GHz à grande dynamique avec amplification logarithmique. On retrouve dans cette figure le bloc corrélateur vectoriel suivi du commutateur SP4T. Le bloc CAG est remplacé ici par une chaîne SDLA (Successive Detection Logarithmic Amplifier), généralement utilisée dans les techniques RADAR, dont le rôle est d'assurer une amplification logarithmique du signal d'entrée. Cette fonction est réalisée par le circuit AD 8313 [AD 8313]. Le bloc de gestion des commandes est plus allégé puisque ne subsiste que la régénération d'horloge, via la PLL, pour piloter la détection synchrone. Dans ce circuit, nous faisons l'économie du microcontrôleur, d'une détection synchrone et d'un atténuateur variable.

I.8.3.2. Principales caractéristiques

Nous présentons les caractéristiques de ce corrélateur pour plusieurs puissances incidentes P_{in} . La caractéristique de transfert de l'amplificateur $V_{out}=f(P_{in})$, donnée **Figure I.35**, est approximée par la loi suivante :

$$V_{out} = 385.09 \ln(P_{in}) + 6248 \quad (\text{en mV}) \quad \text{Eq I.34}$$

L'erreur de phase $\Delta\phi_{cor}$ du corrélateur en fonction de ϕ , paramétrée par la puissance incidente est présentée **Figure I.36**. Pour une dynamique de 30 dB, l'erreur moyenne varie entre -1.5° et 1.5° .

Le facteur de mérite moyen \mathfrak{M}_{car} associé, donné **Figure I.37**, est toujours supérieur à -0.07 dB.

I.8.4. Conclusion

Nous avons conçu et réalisé un corrélateur vectoriel à 2.45 GHz [COU 99] [RIN 99] asservi en puissance grâce à un contrôle automatique de gain. La puissance d'entrée est comprise entre -75 dBm et -35 dBm, soit une dynamique de 40 dB. L'erreur maximale obtenue est inférieure à $\pm 1.5^\circ$ et le facteur de mérite supérieur à -0.1 dB.

Nous disposons ainsi d'un corrélateur vectoriel performant adapté aux exigences industrielles, car incluant des composants grand public.

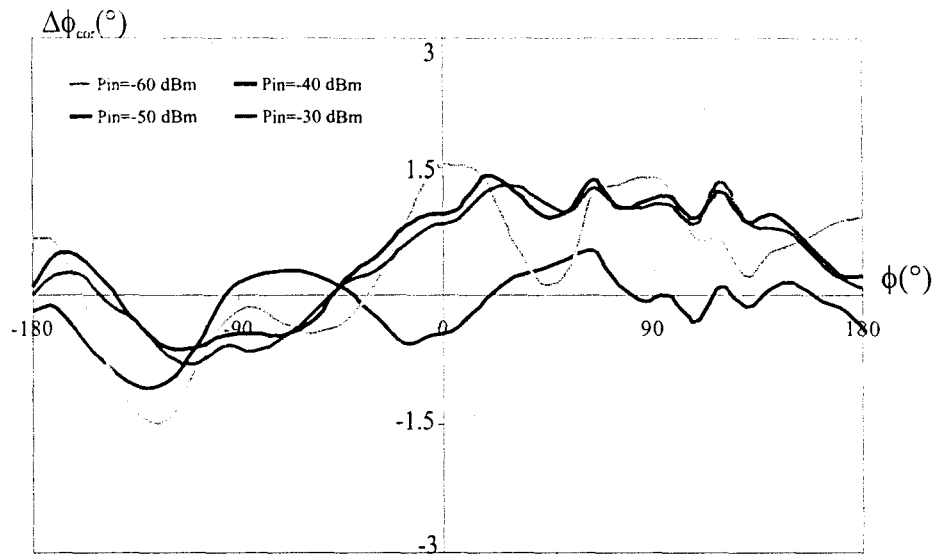


Figure I.36: Erreur résiduelle sur la mesure de phase obtenue avec le corrélateur vectoriel à amplification logarithmique (F=2.45 GHz)

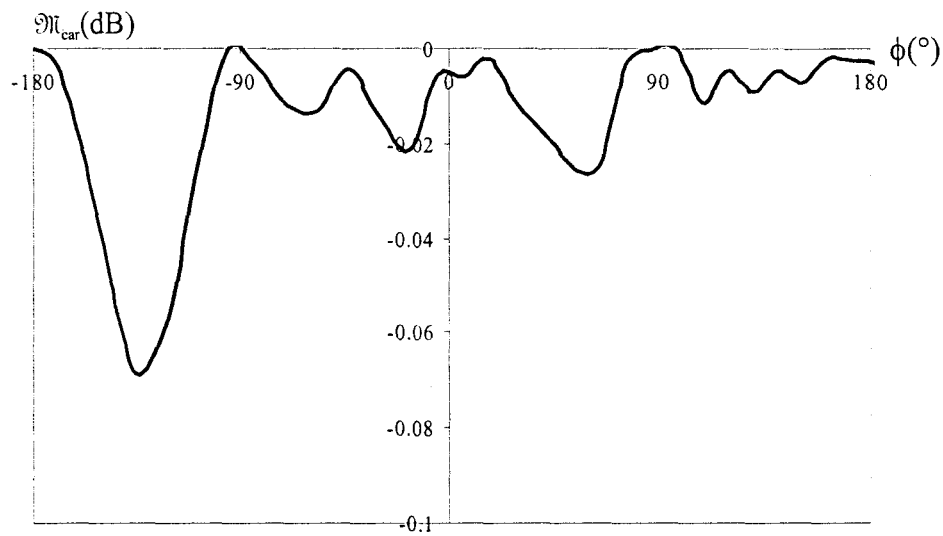


Figure I.37: Facteur de mérite moyen du corrélateur vectoriel à amplificateur logarithmique (F=2.45 GHz)

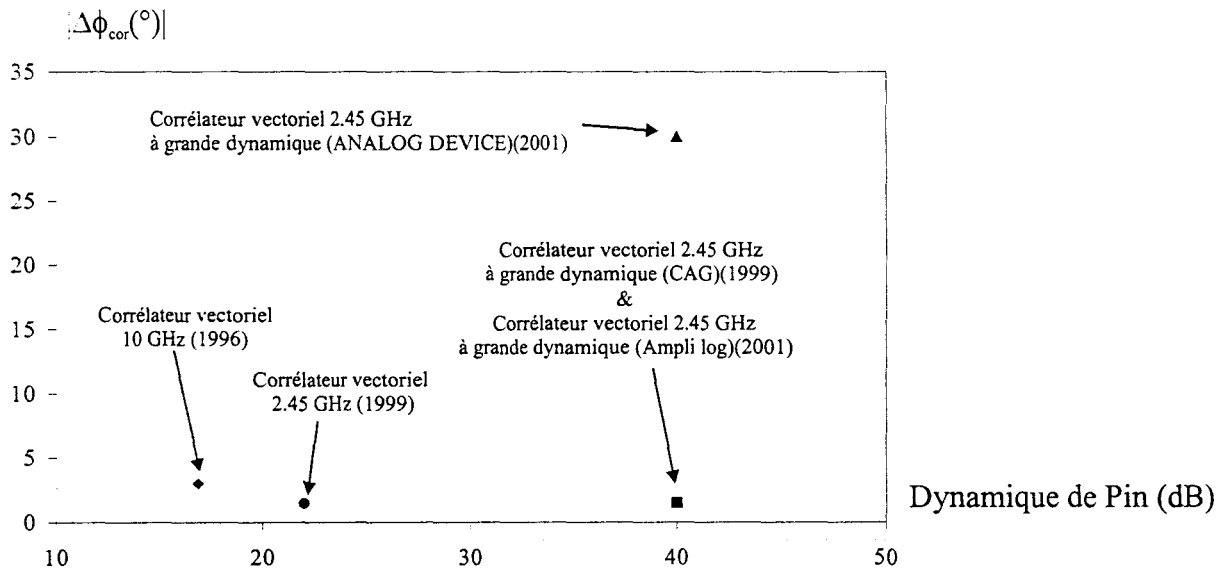


Figure I.38: Comparaison des performances des différents systèmes en fonction de la dynamique de la puissance incidente P_{in}

L'apparition d'amplificateurs logarithmiques à faible coût permet d'obtenir des performances identiques, voire meilleures, en terme de dynamique notamment, et constitue de ce fait une solution industrielle alternative.

Pour notre part, nous conservons l'utilisation du corrélateur vectoriel à CAG, que nous avons développé, pour tester les différentes méthodes interférométriques que nous préconisons pour les applications télémétriques visées.

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi les relations mathématiques qui, à partir de la détermination du coefficient de corrélation de deux signaux monochromatiques, permettent l'utilisation des méthodes interférométriques de mesure de phase.

La mise en œuvre matériel du système destiné à effectuer cette mesure de phase a donné naissance à un corrélateur vectoriel, opérant à 2.45 GHz. Dûment instrumenté et moyennant divers algorithmes de correction d'erreur, le dispositif atteint, comme le suggère le diagramme de la **Figure I.38**, des performances, en terme de dynamique et d'erreur de phase compétitives et compatibles avec les diverses applications intéressant les industriels.

Ces performances associées à un coût modéré font de ce dispositif une solution potentiellement industrielle.

Bibliographie Chapitre I

- [AD 8313] : Analog Device
http://www.analog.com/pdf/preview/AD8313_b.gif
- [ANA 95] : ANAREN
« Wireless Surface Mount Components »
Décembre 95
- [BEN 91] : A.BENLARBI-DELAÏ, D.MATTON, Y.LEROY
« Cellular telemetry by microwaves »
Electronics Letters, Mars 1991, vol 27, n°6, pp 509-510
- [BEN 92] : A.BENLARBI-DELAÏ
« Capteurs de positionnement utilisant des corrélateurs micro-ondes :
Loi horaire algébrique – Télémétrie cellulaire »
Thèse de doctorat, Lille, Juillet 1992
- [BEN 94] : A.BENLARBI-DELAÏ, D.MATTON, Y.LEROY
« Short range two dimensions positioning by microwave cellular telemetry »
IEEE Trans. On MTT, Novembre 1994, vol 42, n°11
- [BLTO] : Blue Tooth
http://www.martignan.com/actu/actu_19_10_2.htm
- [BORN] : M. BORN, E. WOLF
« Principles of optics »
Pergamon Press, 1975, Firth Edition, p 499
- [CAR 84] : A-M.CARPENTIER
« Radars Bases Moderne »
Masson, Paris, 1984 (5^{ème} édition)
- [COU 99] : J-C.COUSIN, R.RINGOT, A.BENLARBI-DELAÏ, A.MAMOUNI, Y.LEROY
« Instrumentation d'un corrélateur complexe destiné à la localisation »
JNM, Arcachon, Mai 1999
- [COV 97] : J-P.COVILLERS
« Interférométrie micro-onde : Contrôle non destructif et positionnement »
Thèse de Doctorat, Lille, Juillet 1997
- [DIO] : J-F. DIOURIS
« Communications avec les mobiles »
<http://www.ireste.fr/~jdiouris/setra/telecom/antennesadaptatives/commobiles/commob2.htm>
- [GLA 99] : D. GLAY
« Conception et réalisation de systèmes micro-ondes destinés au contrôle non destructif de matériaux »
Thèse de Doctorat, Lille, Novembre 1999

[HIL] : Transformée de Hilbert

<http://www.ireste.fr/~jdiouris/comdea/com.20.htm>

[HIT 98] : HITTITE MICROWAVE CORPORATION

« RF and Microwave Integrate Circuits »

February 1998

[HP REF1] : HEWLETT-PACKARD

« Communications Components Designer's Catalog » 1997

[HSMS 2850] : Agilent technology

<http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-7457E.pdf>

[KER 89] : G.KERVEN

« Quelles limites à l'utilisation au traitement cohérent en sonar HF ? »

XII^{ème} Colloque GRETSI, Juan les Pins, 1989, pp 411-414

[LAB 88] : M.LABARERRE, J-P. KRIES, B.GIMONET

« Le filtrage et ses applications »,

Editions CEPADUES, 1988

[LEN 98] : G.R. LENNEN

« Apparatus and method for processing multiple frequencies in satellite navigation systems»,

USPTO, Patent Number : 5 805 108, September 1998

[MARC 98] : Sous la direction de S. MARCOS

« Les méthodes à hautes résolutions : traitement d'antenne et analyse spectrale »,

Editions HERMES, 1998

[MAT 89] : D. MATTON

« Principe et faisabilité de nouveaux capteurs interférométriques micro ondes »

Thèse de Doctorat, Lille, 1989

[MIC 01] : ANALOG DEVICE

« A 2.7 GHz RF/IF Gain and Phase Detector »

Microwave Journal, March 2001, pp 184-188

[RIN 99] : R.RINGOT

« Conception d'un corrélateur complexe à grande dynamique à la fréquence de 2.45 GHz »

Mémoire CNAM, Lille, Mai 1999

[SAK 96] : K.SAKLY

« Contribution à l'étude d'un corrélateur complexe à détection logarithmique »

DEA, Lille, Juillet 1996

[SKO 69] : M.SKOLNIK

« Introduction to radar systems »

Mc Graw-Hill, Book Company, Inc, New-York, 1969, pp 418-422

[TRI 01] : ELECTRONIC CIRCUIT'S PAGE

« La triangulation pour robot à 68HC11F1 »

<http://www.multimania.com/ybnet/triangulation.html>

[VID 00] : M.VIDMAR

« K-band Quadrature mixers with plastic package diodes »

Microwave Journal, January 2000, pp 22-40

Chapitre II

**Méthodes interférométriques et propagation multimodale :
Problème direct**

CHAPITRE II

Méthodes interférométriques

et

propagation multimodale:

Problème direct

II.1. Introduction

La mesure de déphasage qui sous tend les méthodes interférométriques est effectuée par un corrélateur vectoriel dont nous avons fait l'étude au chapitre précédent. Ce circuit a été optimisé, à 2.45 GHz, pour garantir une mesure de phase avec une précision instrumentale de $\pm 1.5^\circ$ et une dynamique de 40 dB. Le facteur de mérite $\mathfrak{M}_{\text{car}}$, associé à ce circuit, est de -0.1 dB. Toutefois pour les applications télémétriques que nous visons et qui exploitent ce déphasage, une source d'erreur supplémentaire, liée à la propagation multitrajets, peut dégrader considérablement la mesure. Ces dégradations se manifestent par une superposition de signaux parasites de fréquences spatiales différentes de celles des signaux d'intérêt et justifient par conséquent l'utilisation du terme de propagation multimodale. Ces phénomènes de propagation constitue un problème majeur qui affecte tout dispositif de télécommunications et qui trouve des solutions faisant appel à l'étalement spectral [NAR 86], [LET 97] et à la diversité spatiale [BAR 98] ou fréquentielle [OFDM].

Avant de développer et de valider les modèles interférométriques de propagation intra murs et de proposer, par la suite, différentes solutions susceptibles de réduire l'erreur de phase liée à la propagation multimodale, nous rappelons d'abord, les principales configurations géométriques qui seront utilisées ultérieurement en vue des applications télémétriques micro-ondes à courtes et moyennes distances.

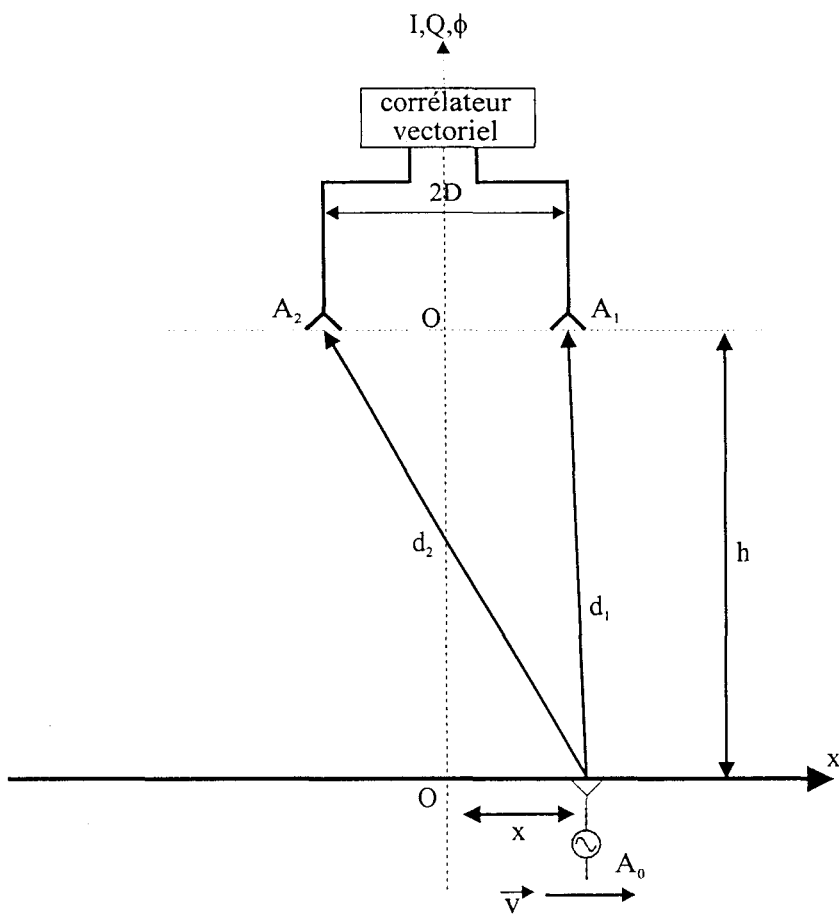


Figure II.1.a: Méthode interférométrique en mode coopératif

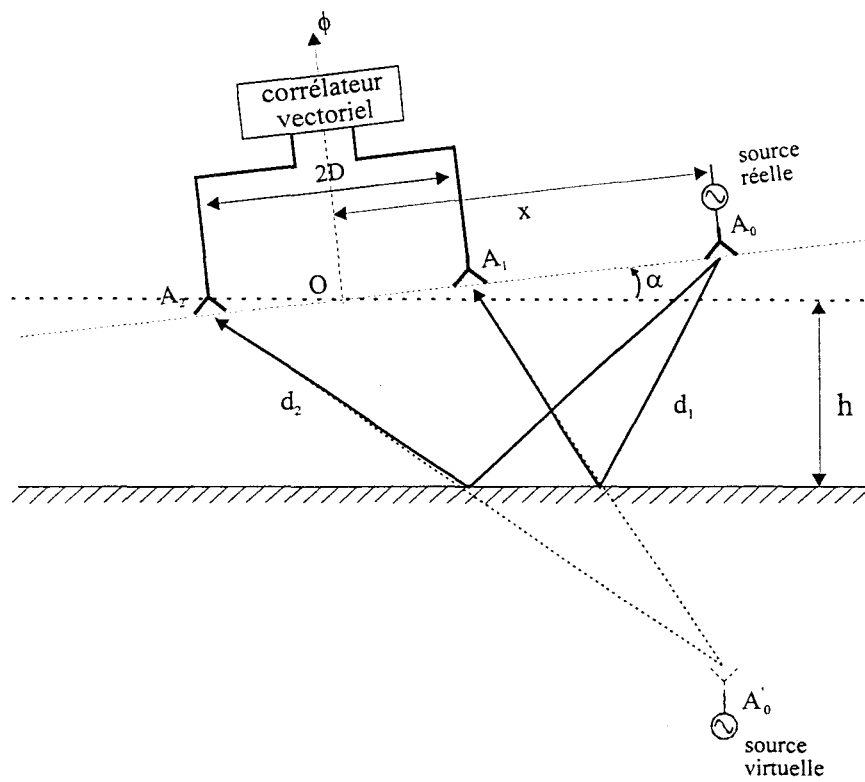


Figure II.1.b: Méthode interférométrique en mode non coopératif

Figure II.1: Principales configurations géométriques utilisées

II.2. Rappel des configurations géométriques utilisées à courtes et moyennes distances

Les applications, que nous développons davantage au chapitre IV, mettent à profit les propriétés de l'interférométrie micro onde et utilisent principalement les deux configurations géométriques illustrées **Figure II.1**.

On distingue deux situations. La première situation, dite coopérative, (**Figure II.1.a**) correspond au cas où le corrélateur vectoriel, étudié au chapitre I, traite des signaux directs provenant de l'antenne A_0 et arrivant aux antennes A_1 et A_2 .

La seconde situation, qualifiée de non coopérative, correspond au cas où le corrélateur vectoriel traite les signaux réfléchis par un plan réflecteur (**Figure II.1.b**).

Nous nommons 2D la distance qui sépare les antennes de réception, on utilise également le terme de « baseline ». Pour les deux situations, la mesure des signaux I et Q et par conséquent du déphasage ϕ , introduit par la différence de marche $d_1 - d_2$, permet d'accéder à de nombreux paramètres comme la vitesse v , la distance h , l'abscisse x ou l'angle α . Il existe une relation de proportionnalité complexe, entre la phase mesurée ϕ et les champs des données géométriques et leurs dérivées notés de manière compacte « g », résumée par :

$$\phi = \mathcal{A}[g]$$

Le problème direct consiste à formuler, en quelque sorte, l'expression de \mathcal{A} afin de résoudre le problème inverse : l'estimation du champ g . La technique interférométrique est une méthode optimale d'inversion si toutefois le modèle \mathcal{A} est non biaisé. Dans le cas contraire, la « sous optimalité » constatée de la méthode interférométrique conduit à des méthodes « haute résolution » mettant en œuvre des algorithmes de type MUSIC, ESPRIT [MARC 98].

Pour notre part comme nous l'avons déjà souligné, le biais sur la mesure de ϕ est alimenté par la présence de trajets multiples qui interfèrent avec les trajets utiles et donnent naissance à un signal composite. Nous appelons « trajets multiples » tous les trajets, autres que d_1 et d_2 , qui partent de A_0 et arrivent en A_1 et A_2 (**Figure II.1**). Pour la situation coopérative, ces trajets sont dus aux réflexions et aux diffractions sur des parois ou obstacles. Pour la situation non coopérative, les trajets multiples sont, en plus, liés au couplage direct entre l'émetteur et les antennes réceptrices.

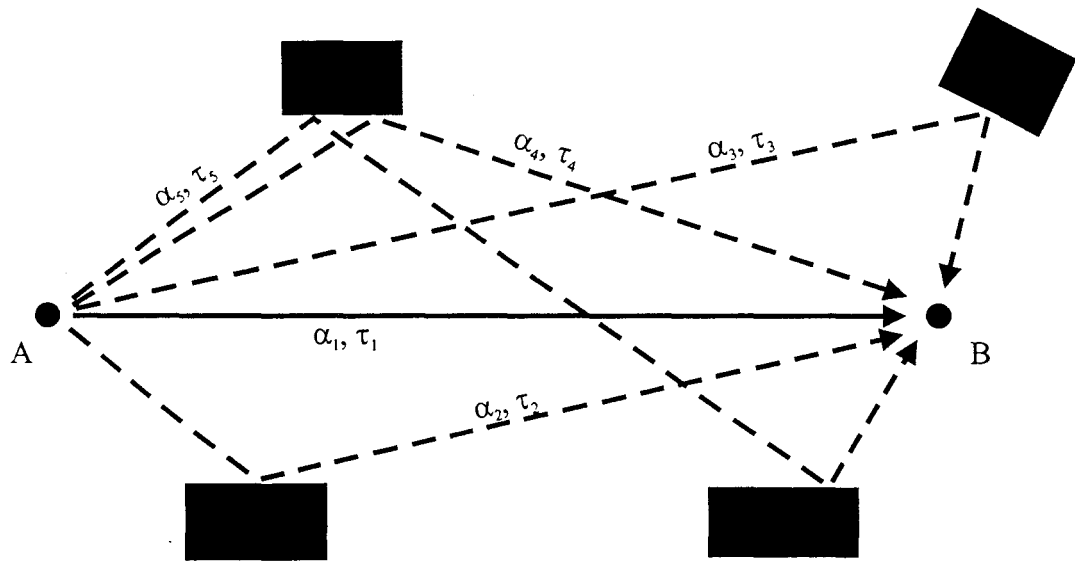


Figure II.2 : Canal de propagation en présence de trajets multiples

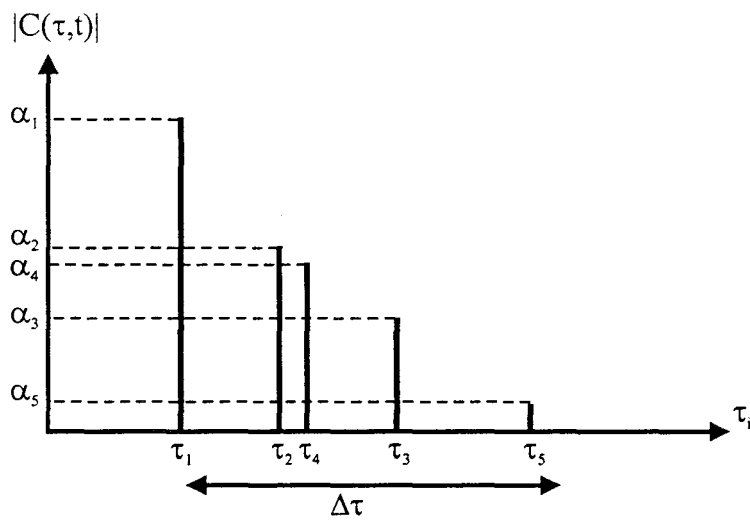


Figure II.3 : Etalement temporel $\Delta\tau$ des différents signaux reçus

Dans tous les cas, l'identification, l'élimination ou la réduction des effets de ces trajets est nécessaire et préalable à toute exploitation des données de mesure. On parle alors de modélisation ou de caractérisation et d'égalisation ou de déconvolution.

II.3. Modélisation classique du canal de propagation

En règle générale, on décrit les phénomènes de propagation multimodale dans un canal en évaluant sa réponse impulsionnelle. L'exemple de la **Figure II.2** décrit une situation classique de propagation à chemins multiples. Le signal issu du point A arrive au point B en suivant un chemin direct de temps de vol τ_1 et d'atténuation α_1 et des chemins indirects indexés par leur temps de vol τ_i et leur atténuation α_i .

Pour un signal bande étroite représenté par :

$$S_A(t) = \Re(u(t)e^{2\pi j f_0 t}) \quad \text{Eq II.1}$$

avec $u(t)$ l'enveloppe complexe du signal et f_0 la fréquence porteuse, le signal reçu en B s'écrit :

$$S_B(t) = \Re\left(\sum_n \alpha_n(t) S_A(t - \tau_n(t))\right) \quad \text{Eq II.2}$$

soit

$$S_B(t) = \Re\left(\underbrace{\sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi j f_0 \tau_n} u(t - \tau_n)}_{\text{Enveloppe complexe du signal reçu}}\right) e^{2\pi j f_0 t} \quad \text{Eq II.3}$$

La réponse impulsionnelle $C(\tau, t)$ est déduite de l'enveloppe complexe du signal en remplaçant $u(t)$ par $\delta(t)$. Ce qui donne :

$$C(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi j f_0 \tau_n} \delta(t - \tau_n) \quad \text{Eq II.4}$$

dont le module est donné **Figure II.3**. L'étalement temporel $\Delta\tau$ [**DIO**] peut s'avérer nuisible pour certaines applications comme les systèmes de positionnement (GPS par exemple) ou à l'inverse, il peut contribuer à l'amélioration du rapport E/B en intégrant sur un temps donné toutes les répliques du trajet direct [**LET 97**]. Dans tous les cas, on définit la bande de cohérence du canal de propagation, notée B_c , par :

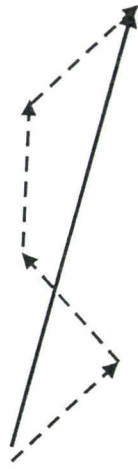


Figure II.4.a: Modèle de Rayleigh

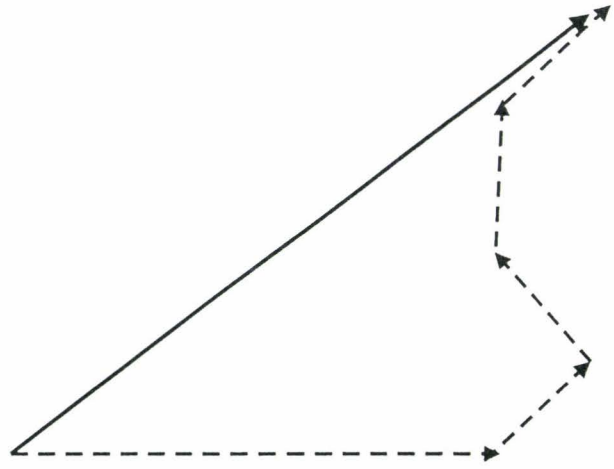


Figure II.4.b: Modèle de Rice

Figure II.4: Modèle de canal de propagation

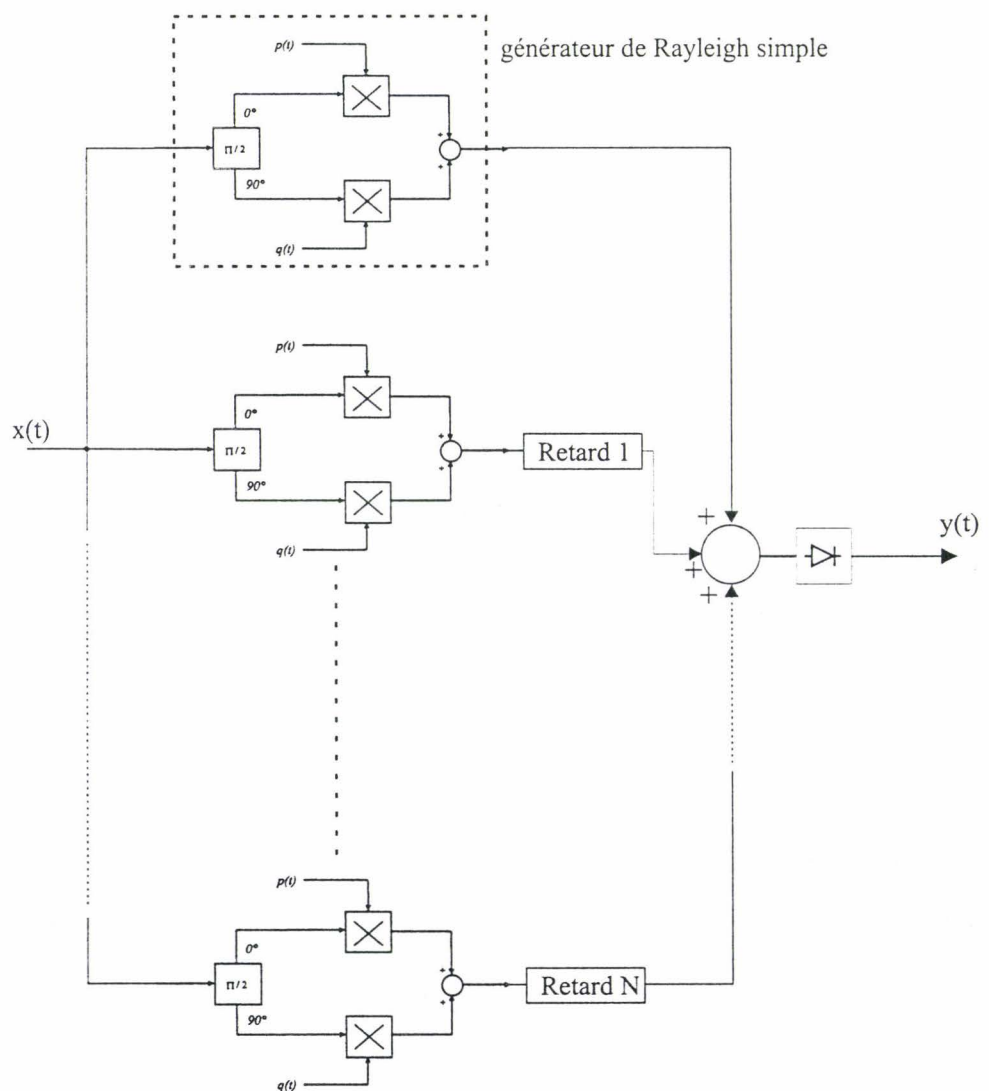


Figure II.5: Simulation d'un générateur de Rayleigh ou de Rice généralisé

$$B_c = \frac{1}{\Delta\tau} \quad \text{Eq II.5}$$

Lorsque le signal est une porteuse pure, l'enveloppe du signal reçu s'écrit :

$$S_B(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi j f_0 \tau_n} \quad \text{Eq II.6}$$

Deux situations peuvent alors se présenter. La première situation décrit un canal où la propagation se fait de manière aléatoire, sans trajet prépondérant, on dit alors que le canal suit une loi de Rayleigh (**Figure II.4.a**) et on vérifie :

$$E(S_B(t)) = 0$$

E étant l'espérance de l'enveloppe.

La seconde situation considère un canal où la propagation se fait de manière aléatoire mais en conservant un trajet prépondérant (notamment le trajet direct), on dit que le canal suit une loi de Rice (**Figure II.4.b**) et on vérifie :

$$E(S_B(t)) \neq 0$$

Naturellement, nous privilégions un canal de type Ricien où la prépondérance du trajet direct [DIO] est une condition sine qua non pour l'exploitation des méthodes interférométriques.

La simulation des différents types de canaux est rendue possible par l'utilisation des générateurs de Rayleigh simples ou généralisés rendant compte d'une propagation du type espace libre ou à trajets multiples (**Figure II.5**). Le signal $x(t)$ passe au travers de nombreuses cellules appelées générateur de Rayleigh et chacun des trajets est caractérisé par son enveloppe complexe $p(t)+j*q(t)$ et son retard N . A la réception, on détecte l'enveloppe du signal pour obtenir $y(t)$ [MAR] [COM].

L'évaluation de la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation est mise en œuvre de diverses manières (FFT, corrélation PRN glissante) [HOR 97] [BET 99]. Elle serait naturellement très utile aux applications qui nous concernent et qui exploitent principalement le déphasage fourni par un corrélateur vectoriel. La connaissance des différents temps de vol τ_i permettrait d'opérer des corrections pour ne privilégier que le trajet direct et en déduire ainsi le déphasage utile contenant l'information recherchée (vitesse, permittivité effective, coordonnées...).

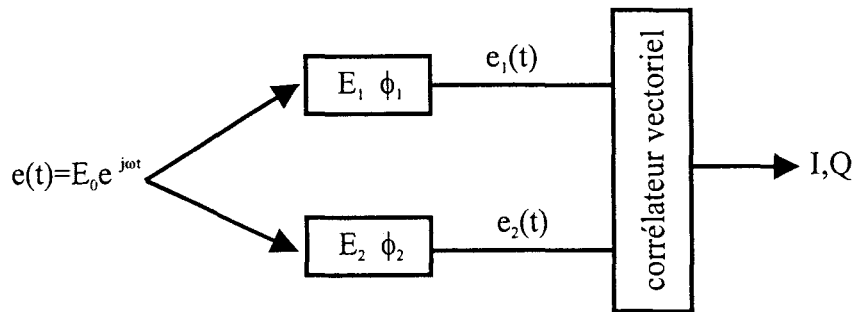


Figure II.6 : Simulation d'un générateur interférométrique

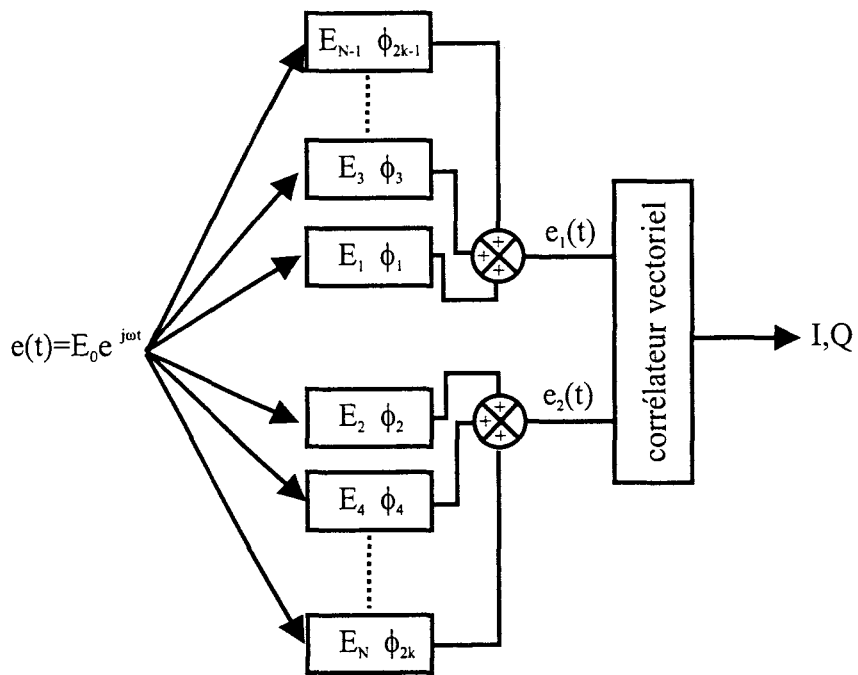


Figure II.7 : Simulation d'un générateur interférométrique généralisé

Bien que très attrayantes, ces méthodes s'avèrent insuffisamment résolutes lorsque les distances entre émetteur et récepteur deviennent petites sinon au prix d'un élargissement considérable de la bande passante, ce qui va à l'encontre des méthodes interférométriques préconisées.

Pour contourner ces difficultés, nous nous sommes intéressés à une évaluation originale de la propagation en milieu confiné. Cette méthode conserve la même architecture que les précédentes mais le détecteur d'enveloppe est remplacé ici par un corrélateur vectoriel.

II.4. Modélisation d'un canal de propagation par des techniques interférométriques

II.4.1. Introduction

A l'image des générateurs de Rayleigh, on peut envisager l'emploi d'un générateur interférométrique par trajet parcouru. Comme nous l'avons souligné auparavant, le détecteur d'enveloppe est remplacé par un corrélateur vectoriel, supposé idéal.

On distingue deux volets. Le premier concerne la propagation sans trajets multiples, la simulation se fait par le biais d'un générateur interférométrique simple.

Le second volet traite de la propagation en milieu confiné et dans ce cas on utilise un générateur interférométrique généralisé.

II.4.2. Générateur interférométrique

Ici on considère le cas d'une propagation en espace libre. La simulation rendant compte de cette propagation est autorisée par l'utilisation du générateur interférométrique simple décrit **Figure II.6**. Les signaux I et Q sont définis ainsi :

$$\begin{aligned} I &= E_1 E_2 \cos(\phi) \\ Q &= E_1 E_2 \sin(\phi) \end{aligned} \qquad \text{Eq II.7}$$

E_1 et E_2 sont les amplitudes des signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ qui tiennent compte de l'atténuation de propagation, du diagramme de rayonnement des antennes et du gain de conversion du corrélateur vectoriel et $\phi = \phi_1 - \phi_2$ est le déphasage entre ces mêmes signaux.

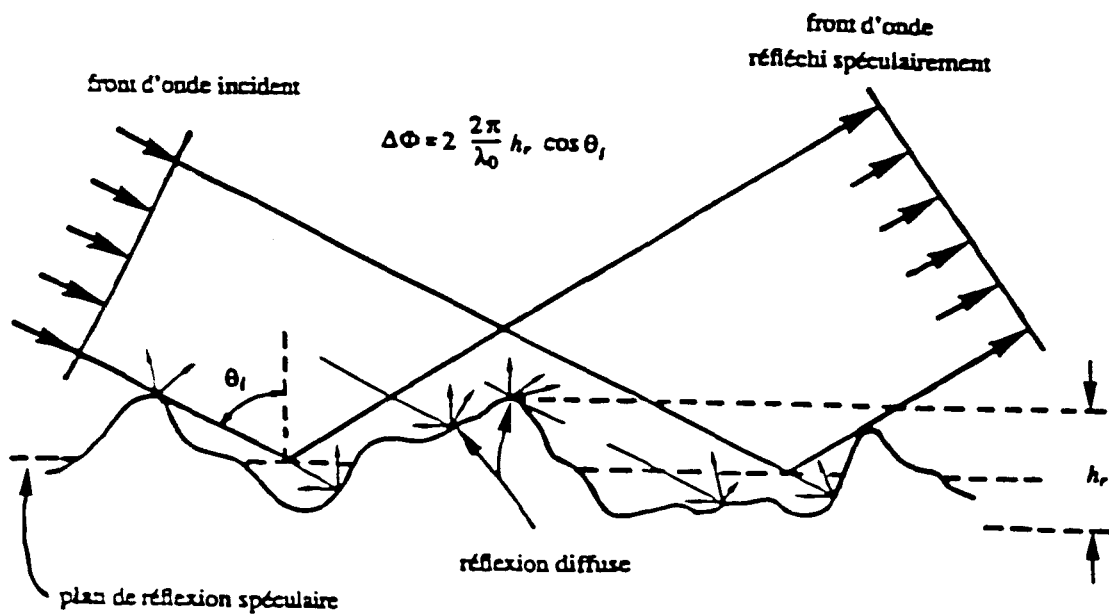


Figure II.8: Phénomène de réflexion et de diffraction sur une surface rugueuse (définition du critère de Rayleigh)

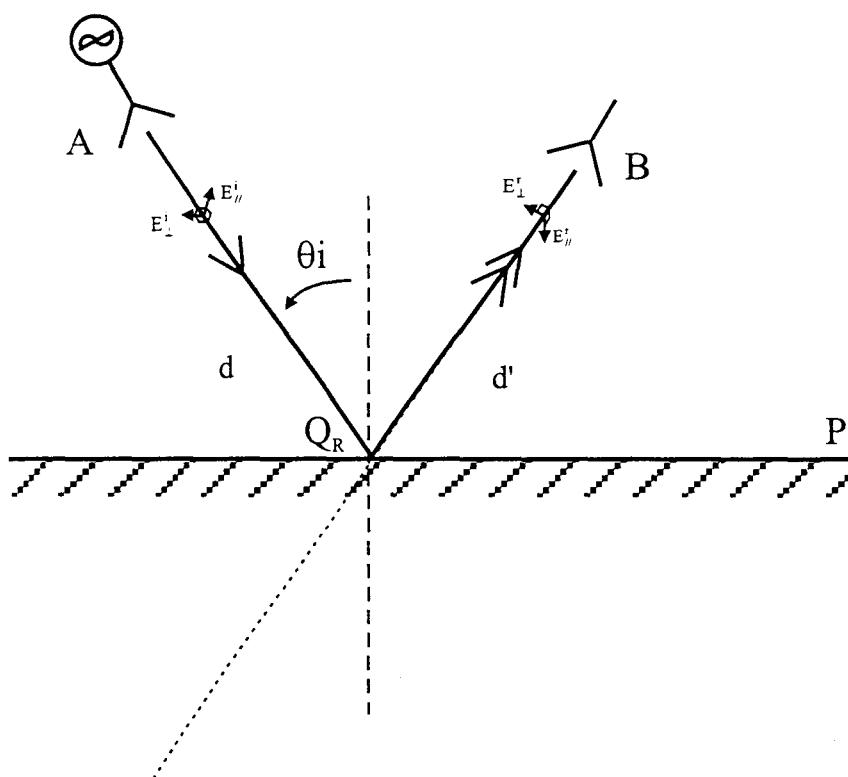


Figure II.9: Réflexion d'une onde sur un plan métallique

II.4.3. Générateur interférométrique généralisé

Dans le cas de la propagation en milieu confiné, il convient de tenir compte de tous les trajets « dominants » qui concourent à la formation du signal utile. Compte tenu de la réception différentielle (**Figure II.7**), on utilise ici $2N$ trajets. Les trajets impairs donnent naissance au signal $e_1(t)$ et les trajets pairs donnent naissance au signal $e_2(t)$. Les indices 1 et 2 indiquent les deux trajets directs. Les autres indices indiquent les trajets réfléchis de manière spéculaire ou diffuse ou des trajets diffractés.

Compte tenu de la nature Ricienne du canal, la contribution de la diffraction peut être négligée. De plus on montre qu'une onde se réfléchissant sur une surface rugueuse induit un ensemble d'ondes non cohérentes, dites diffractées [BUL 93], non négligeable si la rugosité d'une telle surface, définie selon le critère de Rayleigh [ISH 78] (**Figure II.8**) ne vérifie pas :

$$h_r < \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i} \quad \text{Eq II.8}$$

Or à la fréquence $F = 2.45$ GHz, h_r doit rester inférieure à 1.5 cm, pour un angle d'incidence θ_i proche de 0° , et nous vérifions constamment cette condition. S'agissant de trajets multiples occasionnés essentiellement par des réflexions spéculaires, nous rappelons brièvement ci-après les lois qui régissent la réflexion d'un champ électromagnétique et appliquons certaines hypothèses simplificatrices. Rappelons qu'une littérature abondante traite des phénomènes de réflexion, de diffusion et de diffraction en utilisant les lois de Kirchoff [BOU 01] ou la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [NAM 90] [POU 01].

II.4.3.1. Etude du champ électromagnétique d'une onde réfléchie

A partir de l'optique géométrique, le champ électrique réfléchi s'exprime sous une forme matricielle par [POU 01] :

$$\begin{bmatrix} E_{//}^r(B) \\ E_{\perp}^r(B) \end{bmatrix} = \frac{d'}{d + d'} \begin{bmatrix} R_{//} & 0 \\ 0 & R_{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{//}^i(Q_R) \\ E_{\perp}^i(Q_R) \end{bmatrix} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d'} \quad \text{Eq II.9}$$

où Q_R est le point de réflexion et B le point de réception (**Figure II.9**). La distance d est la distance séparant le point d'émission A et le point de réflexion Q_R et d' est la distance entre Q_R et le point de réception B. $R_{//}$ et R_{\perp} sont respectivement les coefficients de réflexion complexes en polarisation parallèle et en polarisation perpendiculaire. Etant donné que ces coefficients de réflexion dépendent de l'angle d'incidence θ_i (**Figure II.10**), le coefficient de réflexion R_{\perp} d'un conducteur parfait passe par un minimum pour un angle d'incidence voisin

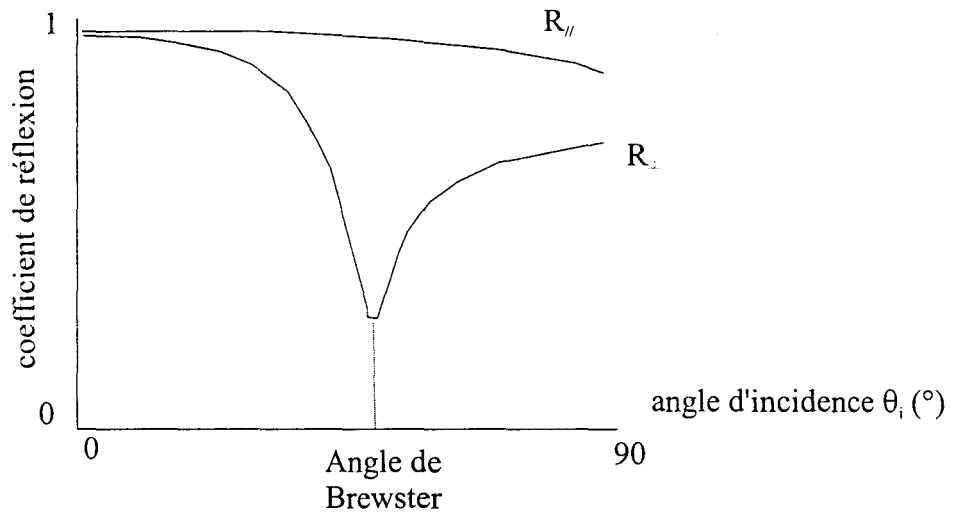


Figure II.10 : Evolution des coefficients de réflexion $R_{//}$ et R_{\perp} en fonction de l'angle d'incidence θ_i

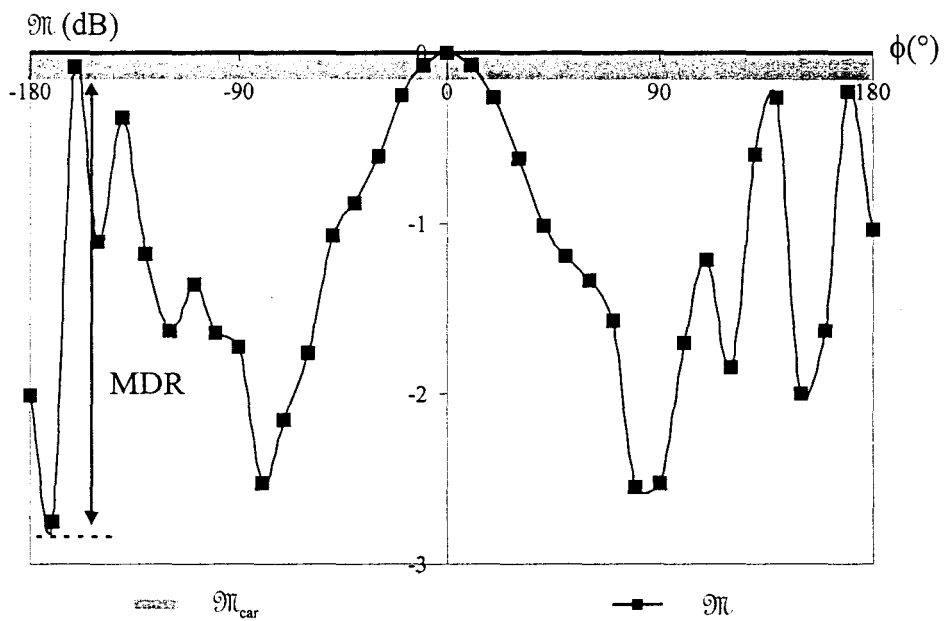


Figure II.11 : Facteur de mérite Q pour une erreur de phase due à la propagation de $\pm 10^\circ$ en fonction de ϕ

de $\frac{\pi}{4}$, appelé angle de Brewster [BUL 93] et le coefficient de réflexion $R_{//}$ admet un module proche de 1 et une phase de π [STR 61]. Nous pouvons, par conséquent, approximer l'équation Eq II.9 par :

$$\begin{bmatrix} E_{//}^r(B) \\ E_{\perp}^r(B) \end{bmatrix} \approx \frac{d'}{d+d'} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & \cos\left(\theta_i + \frac{\pi}{4}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{//}^i(Q_R) \\ E_{\perp}^i(Q_R) \end{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d'} \quad \text{Eq II.10}$$

L'hypothèse de considérer les réflecteurs métalliques est pessimiste mais permet de simplifier les calculs. La prise en compte de la nature des matériaux est traitée par ailleurs [COV 97], [ARB 96], [BEN 96].

II.4.3.2. Forme générique des signaux I et Q

Si dans le cas d'un trajet unique les signaux I et Q s'écrivent naturellement comme indiquée Eq II.7, dans tous les autres cas et conformément à l'approche illustrée Figure II.7, on montre en annexe II.1 que :

$$\begin{cases} I = E_1 E_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) + \sum_{j=4}^{2k} E_1 E_j \cos(\phi_1 - \phi_j) + \sum_{i=3}^{2k-1} E_2 E_i \cos(\phi_i - \phi_2) + \sum_{i=3}^{2k-1} \sum_{j=4}^{2k} E_i E_j \cos(\phi_i - \phi_j) = E_1 E_2 \cos(\phi) + \alpha[f(\phi)] \\ Q = \underbrace{E_1 E_2 \sin(\phi_1 - \phi_2)}_{\text{données utiles (rayons directs)}} + \sum_{j=4}^{2k} E_1 E_j \sin(\phi_1 - \phi_j) + \sum_{i=3}^{2k-1} E_2 E_i \sin(\phi_i - \phi_2) + \underbrace{\sum_{i=3}^{2k-1} \sum_{j=4}^{2k} E_i E_j \sin(\phi_i - \phi_j)}_{\text{contributions multitrajets}} = E_1 E_2 \sin(\phi) + \beta[g(\phi)] \end{cases} \quad \text{Eq II.11}$$

Cette forme permet de distinguer le signal utile qui se développe sur la base orthogonale, $\cos(\phi)$ et $\sin(\phi)$ et les contributions des multitrajets, décrites par leur enveloppe complexe $\alpha[f(\phi)] + j\beta[g(\phi)]$. On peut par conséquent définir un rapport multitrajet à onde directe noté MDR (Multipath to Direct Ratio) qu'on peut estimer de la manière suivante.

II.4.4. Estimation du rapport multitrajet à onde directe (MDR)

Dans le chapitre précédent, nous avons associé l'erreur de phase, occasionnée par le corrélateur vectoriel, au facteur de mérite instrumental, $\mathfrak{M}_{\text{car}}$, donné par la caractérisation sur banc du système. On se propose ici de définir un facteur de mérite associé à la propagation multimodale en exploitant le facteur de mérite \mathfrak{M} défini au chapitre I.

Nous présentons, Figure II.11, le facteur de mérite \mathfrak{M} calculé en fonction de ϕ dans le cas d'une réception idéale et pour une erreur de phase, due à la propagation, de $\pm 10^\circ$. Comparé au facteur $\mathfrak{M}_{\text{car}}$ du système à 2.45 GHz, le facteur \mathfrak{M} permet de définir une zone ombrée où la propagation est jugée correcte. Ailleurs, l'erreur de phase de la propagation

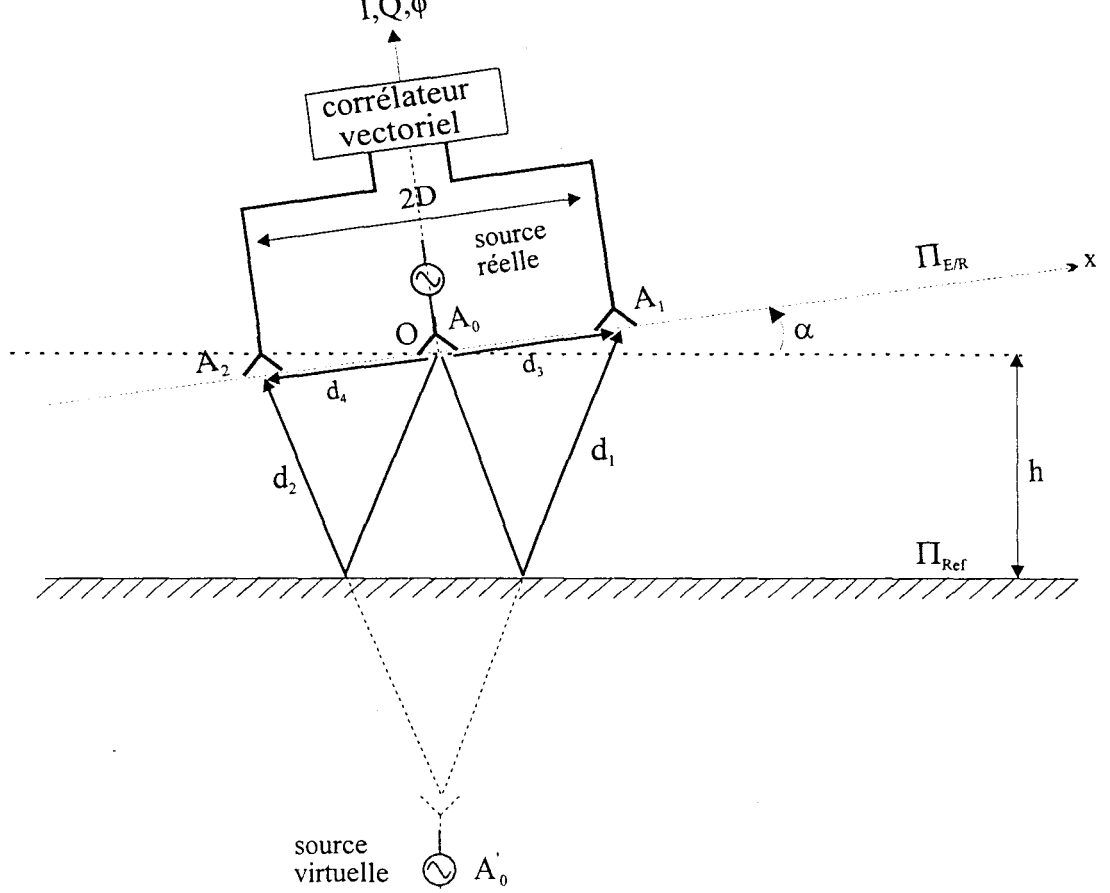


Figure II.12: Mesure non coopérative à l'antenne d'émission A_0 centrée

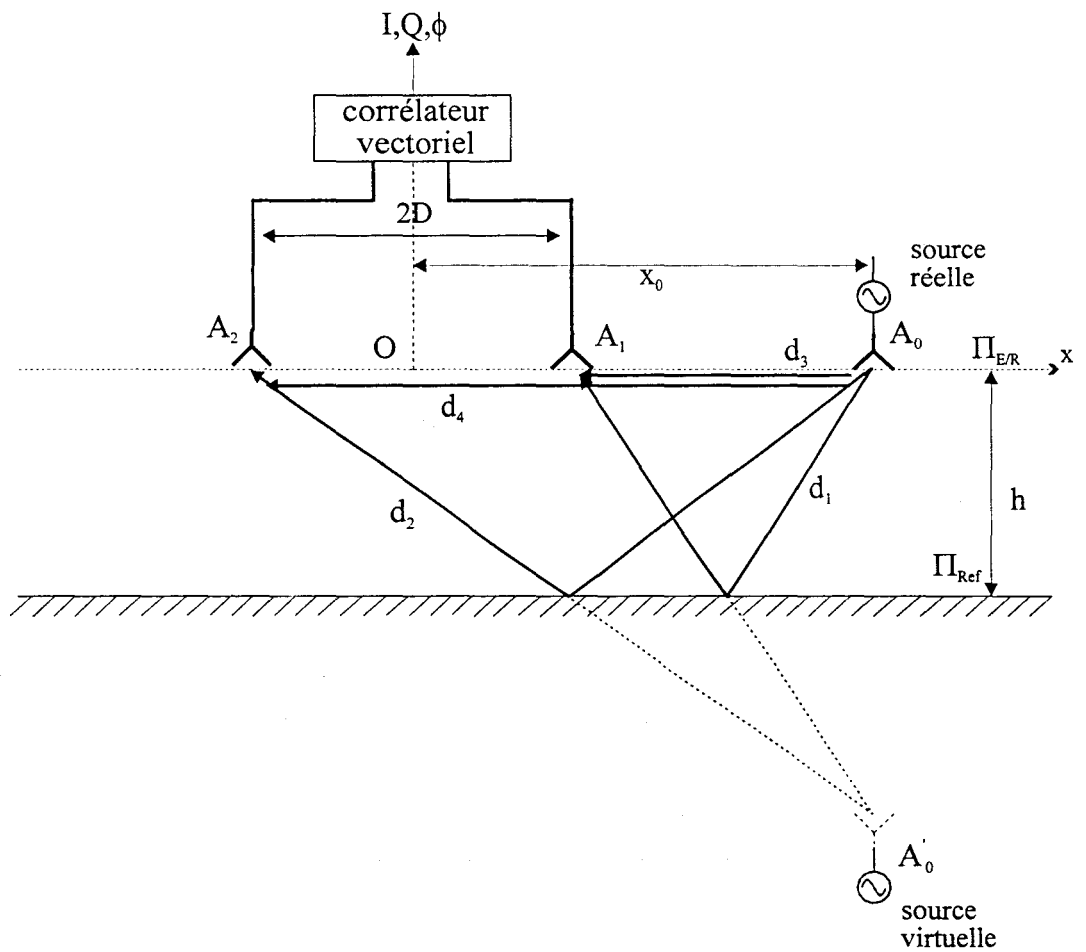


Figure II.13: Mesure non coopérative à antenne d'émission A_0 excentrée

multimodale est telle qu'elle nécessite une correction. Le MDR, défini comme étant l'écart maximal observé entre \mathfrak{M} et $\mathfrak{M}_{\text{car}}$, vaut dans le cas présent 2.7 dB.

II.4.5. Conclusion

Nous avons établi ici les formes génériques des signaux I et Q produits dans un environnement confiné. Cette façon de procéder permet de caractériser, par une méthode interférométrique, les canaux de propagation rencontrés dans nos applications. La définition et l'estimation d'un facteur de mérite est un outil pratique et très simple pour juger de la qualité de propagation en temps réel.

Dans le paragraphe suivant, nous abordons la phase de validation expérimentale en appliquant ce type de modélisation aux systèmes interférométriques non coopératifs et coopératifs définis au paragraphe II.2.

II.5. Situation non coopérative : Problème direct

Dans les systèmes de mesure dits non coopératifs, la mesure de la différence de phase (DDP) ϕ des ondes issues de l'antenne A_0 et reçues par les antennes A_1 et A_2 s'effectue après réflexion sur une surface plane (trajets d_1 et d_2).

Les signaux parasites dus au couplage direct (trajets d_3 et d_4) sont traités dans les deux cas suivants :

- l'émetteur A_0 se trouve au centre du « baseline » 2D (**Figure II.12**)
- l'émetteur A_0 se situe à une distance x_0 ($x_0 > |D|$) sur l'axe des antennes de réception (**Figure II.13**)

Notons que nous prenons le centre du baseline comme référence métrique du système de réception. Dans un premier temps, nous définissons les conditions expérimentales, ensuite nous effectuons les calculs et les mesures des signaux I et Q.

II.5.1. Conditions expérimentales

Nous présentons ici les conditions expérimentales servant de base aux simulations entreprises. Les **Figure II.12** et **Figure II.13** montrent les trajets, d_1 et d_2 , des ondes réfléchies issues de l'émetteur A_0 et se propageant respectivement vers A_1 et A_2 . La distance h , entre le plan de d'émission/réception $\Pi_{E/R}$ et la surface de réflexion Π_{Ref} , conditionne l'hypothèse de propagation d'une onde localement plane.

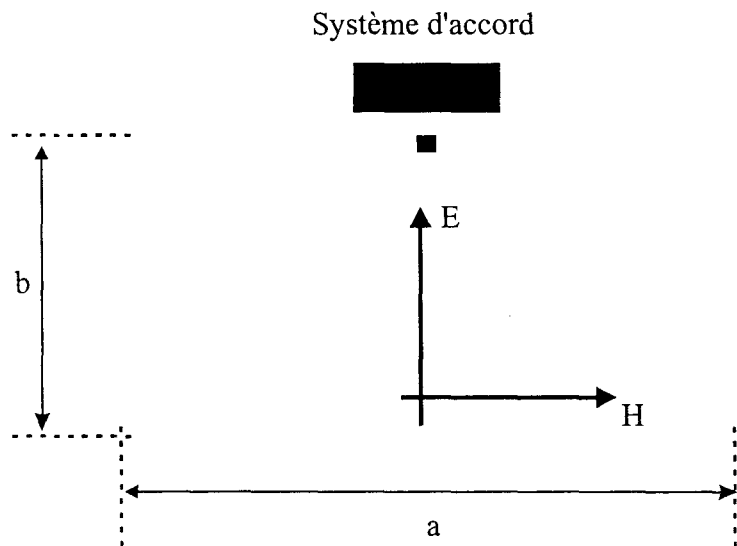


Figure II.14: Section droite du guide ouvert ORITEL TMG340 150

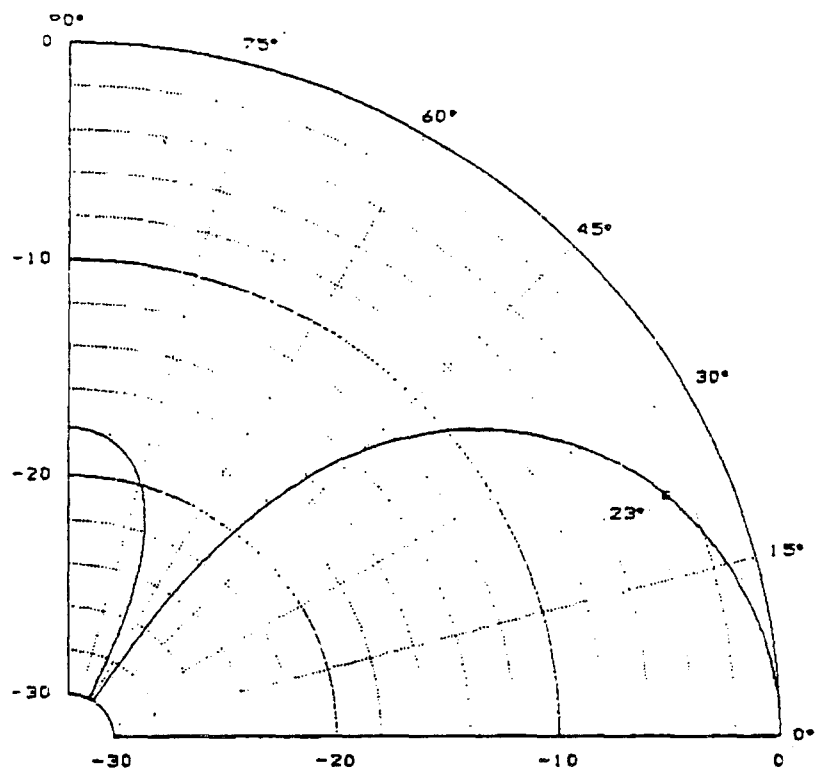


Figure II.15: Diagramme de rayonnement dans le plan E d'un guide ouvert ORITEL TMG340 150

Rappelons que pour un élément rayonnant dont la plus grande dimension vaut d , la zone de Fraünhoffer [ULA 81] qui détermine la distance minimale h à partir de laquelle on peut considérer que la mesure s'effectue en champ lointain et donc que le front d'onde est TEM, vérifie :

$$h > \frac{2d^2}{\lambda} \quad \text{Eq II.12}$$

où λ est la longueur d'onde.

Les antennes utilisées sont des guides ouverts, ORITEL TMG340 150 ($b = 86.5 \text{ mm} * a = 43.25 \text{ mm}$), accordées à 2.45 GHz ($\lambda=12.24 \text{ cm}$ et $d=9 \text{ cm}$), **Figure II.14**, dont le diagramme de rayonnement, mesuré en chambre anéchoïde et présenté **Figure II.15**, indique une ouverture à 3 dB de $\pm 23^\circ$. Dans ces conditions, l'équation **Eq II.12** indique une distance h minimale proche de 13 cm. Cette condition est toujours observée.

Les conditions expérimentales posées, nous présentons maintenant l'influence du couplage direct sur les signaux I et Q d'abord lorsque l'émetteur est centré puis lorsqu'il est excentré.

II.5.2. Cas où l'émetteur se situe au centre du « baseline »

L'effet du couplage se traduit par une superposition, sur les antennes A_1 et A_2 , de même polarisation que l'antenne A_0 , de deux ondes parasites de niveau et phase constants.

Sur les antennes de réception A_1 et A_2 , nous obtenons, en l'absence d'autres trajets parasites, respectivement deux signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$:

$$\begin{aligned} e_1(t) &= (E_1 e^{j\phi_1} + E_3 e^{j\phi_3}) e^{j\omega t} \\ e_2(t) &= (E_2 e^{j\phi_2} + E_4 e^{j\phi_4}) e^{j\omega t} \end{aligned} \quad \text{Eq II.13}$$

Dans le cas présenté ici (**Figure II.12**), la différence de phase utile ϕ associée à la différence de marche d_1-d_2 s'écrit:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{D^2 + 4h^2 + 4hD \sin(\alpha)} - \sqrt{D^2 + 4h^2 - 4hD \sin(\alpha)} \right) \quad \text{Eq II.14}$$

α est l'angle d'inclinaison entre les plans Π_{Ref} et $\Pi_{E/R}$. Les phases des signaux 3 et 4 sont fixes et définies par:

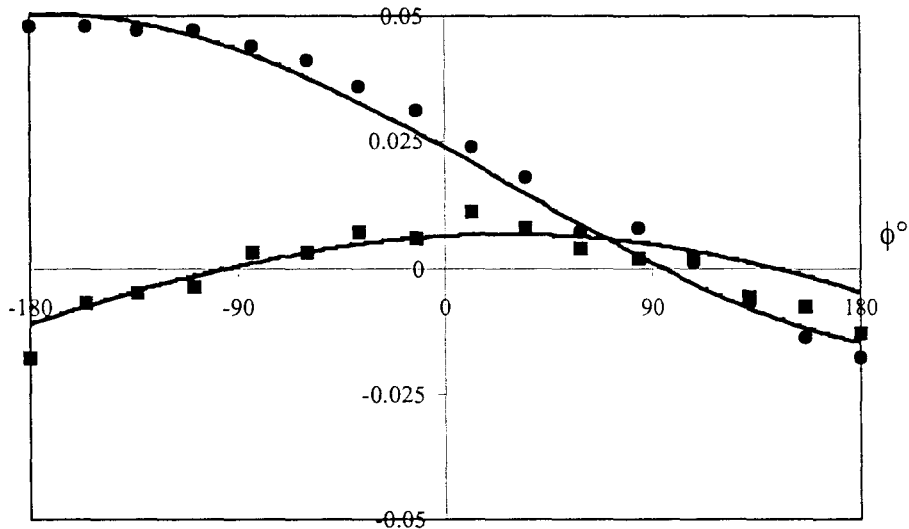


Figure II.16: Interférograms vectoriels I-Q simulé et expérimental dans le cas d'un système non coopératif à émetteur centré (F = 2.45 GHz, 2D = 36 cm, h = 60 cm)

● Q ■ I

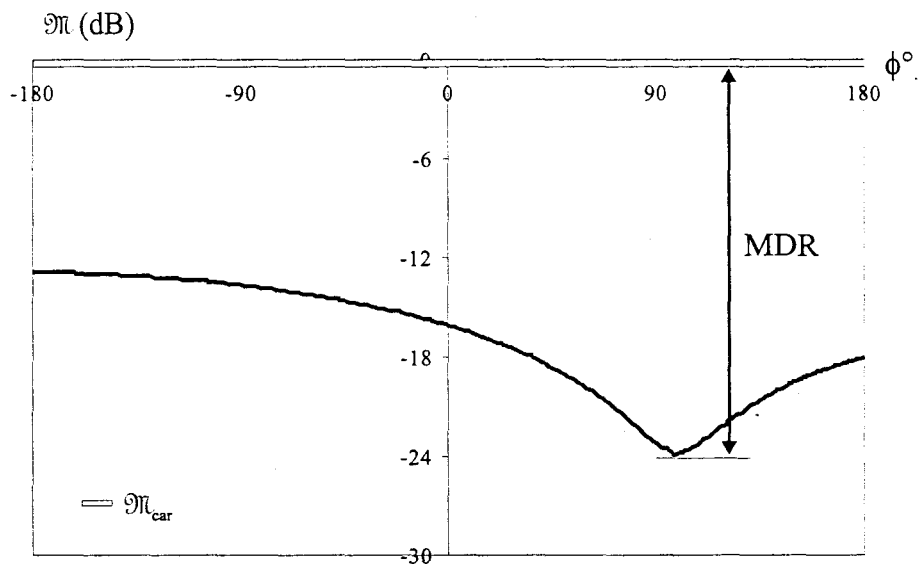


Figure II.17: Facteur de mérite \mathcal{M} dans le cas d'un système non coopératif à émetteur centré (F = 2.45 GHz, 2D = 36 cm, h = 60 cm)

$$\begin{cases} \phi_3 = \frac{2\pi D}{\lambda} \\ \phi_4 = -\frac{2\pi D}{\lambda} \end{cases} \quad \text{Eq II.15}$$

En sortie de corrélateur, supposé idéal, et d'après le système d'équations **Eq II.11**, les signaux I et Q s'écrivent ainsi:

$$\begin{cases} I = E_1 E_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) + E_1 E_4 \cos(\phi_1 - \phi_4) + E_3 E_2 \cos(\phi_3 - \phi_2) + E_3 E_4 \cos(\phi_3 - \phi_4) \\ Q = E_1 E_2 \sin(\phi_1 - \phi_2) + E_1 E_4 \sin(\phi_1 - \phi_4) + E_3 E_2 \sin(\phi_3 - \phi_2) + E_3 E_4 \sin(\phi_3 - \phi_4) \end{cases} \quad \text{Eq II.16}$$

En vérifiant les hypothèses suivantes :

$$\begin{aligned} h &\gg D \\ E_1 E_3 &\approx E_2 E_4 \end{aligned}$$

et en remplaçant les phases par leur expression **Eq II.14** et **Eq II.15**, l'équation **Eq II.16** devient :

$$\begin{cases} I = E_1 E_2 \cos\left(\frac{4\pi D}{\lambda} \sin(\alpha)\right) + 2E_1 E_3 \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda} h\right) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} D(\sin(\alpha) + 1)\right) + E_3 E_4 \cos\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) \\ Q = E_1 E_2 \sin\left(\frac{4\pi D}{\lambda} \sin(\alpha)\right) + 2E_1 E_3 \sin\left(\frac{4\pi}{\lambda} h\right) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} D(\sin(\alpha) + 1)\right) + E_3 E_4 \sin\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) \end{cases} \quad \text{Eq II.17}$$

Sans l'effet du couplage, les signaux I et Q sont naturellement des fonctions orthogonales de ϕ . La **Figure II.16** présente une confrontation théorie/expérience, réalisée à $F = 2.45$ GHz, $2D = 36$ cm et $h = 60$ cm, où l'effet de couplage a été pris en compte. On note d'abord un excellent accord entre les données calculées et les valeurs mesurées montrant ainsi la pertinence du modèle utilisé. On observe également, sous l'effet du couplage, la déformation considérable des signaux I-Q qui ne sont plus en quadrature et n'ont plus la même amplitude. Le facteur de mérite \mathfrak{M} (**Figure II.17**), qui évolue entre -12 dB et -24 dB, indique une forte dégradation de la DDP qui interdit toute inversion directe. Le MDR d'un tel canal vaut 24 dB.

II.5.3. Cas où l'émetteur se situe en dehors du « baseline »

L'émetteur A_0 est situé sur l'axe $0x$ à une distance $x > |D|$ du centre du système 0. Dans le cas présenté ici (**Figure II.13**), la différence de phase utile ϕ associée à la différence de marche $d_1 - d_2$ s'écrit:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{(x_0 - D)^2 + 4h^2} - \sqrt{(x_0 + D)^2 + 4h^2} \right) \quad \text{Eq II.18}$$

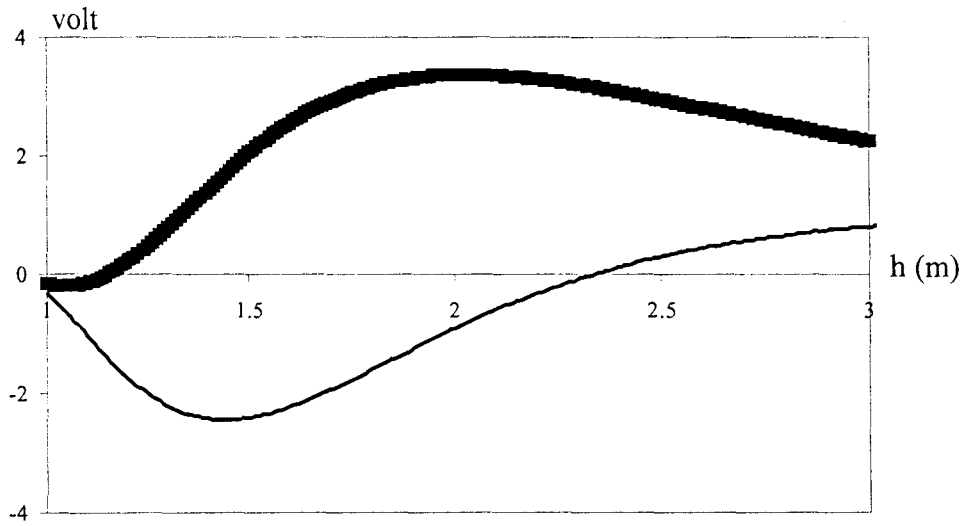


Figure II.18: Interferogramme vectoriel I-Q théorique
 $F=2.45$ GHz, $2D=36$ cm, $x=30$ cm
 ■ Q — I

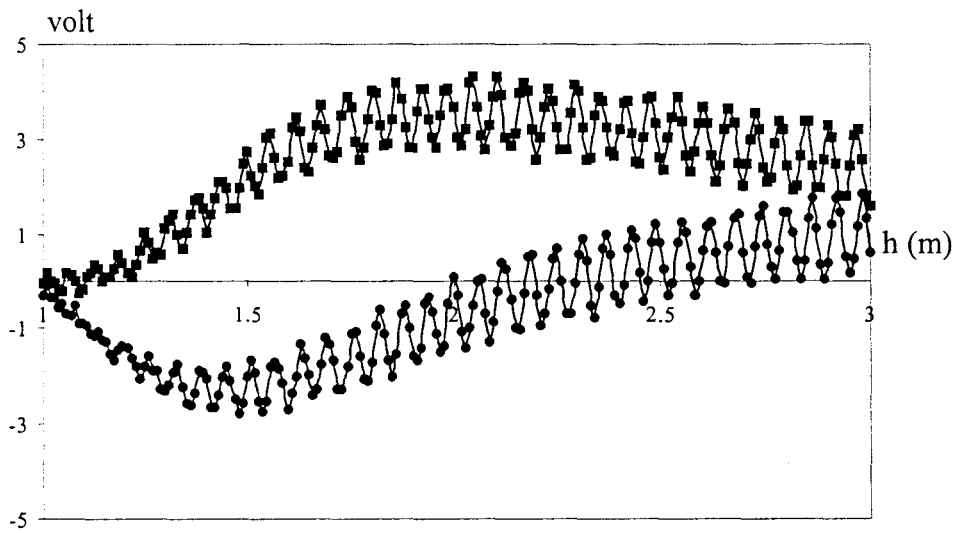


Figure II.19: Interferogramme vectoriel I-Q simulé et mesuré en présence du couplage
 $F=2.45$ GHz, $2D=36$ cm, $x=30$ cm
 ■ Q ● I

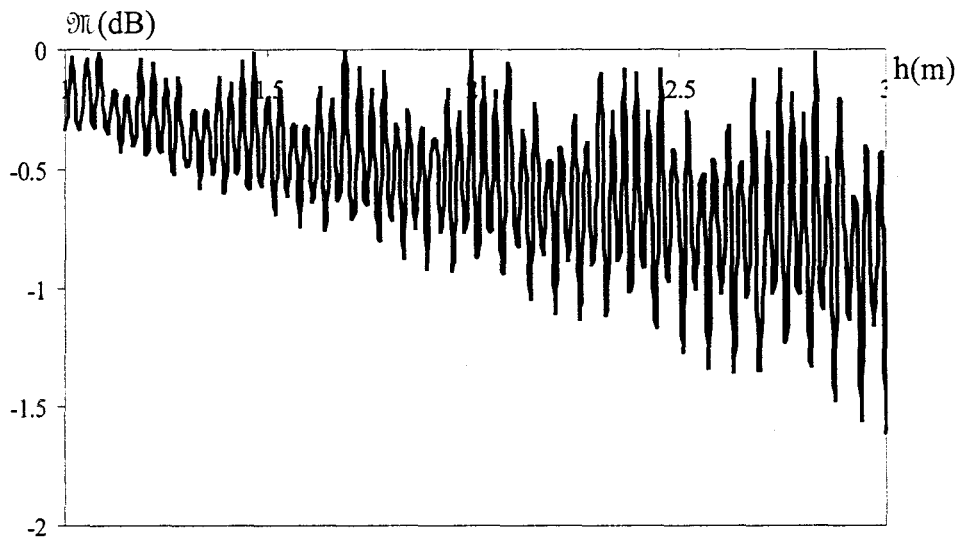


Figure II.20: Facteur de mérite du système non coopératif à antenne d'émission excentrée
 $F=2.45$ GHz, $2D=36$ cm, $x=30$ cm

En ajoutant les effets des trajets d_3 et d_4 traduits par les phases correspondantes :

$$\begin{cases} \phi_3 = \frac{2\pi(x_0 - D)}{\lambda} \\ \phi_4 = \frac{2\pi(x_0 + D)}{\lambda} \end{cases} \quad \text{Eq II.19}$$

Nous obtenons, en considérant les mêmes hypothèses qu'au paragraphe II.5.2., les signaux I et Q :

$$\begin{cases} I = E_1 E_2 \cos\left(\frac{2\pi x_0 D}{\lambda h}\right) + 2E_1 E_3 \cos\left(\frac{3\pi D}{\lambda}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}(x_0 - 2h)\right) + E_3 E_4 \cos\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) \\ Q = E_1 E_2 \sin\left(\frac{2\pi x_0 D}{\lambda h}\right) + 2E_1 E_3 \sin\left(\frac{3\pi D}{\lambda}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}(x_0 - 2h)\right) - E_3 E_4 \sin\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) \end{cases} \quad \text{Eq II.20}$$

Pour $F = 2.45$ GHz, $2D = 36$ cm et $x_0 = 30$ cm, l'interférograme complexe théorique sans couplage est présentée **Figure II.18** en fonction de h . Avec la prise en compte du couplage, nous obtenons alors les interférogrammes complexes I-Q simulé et mesuré (**Figure II.19**) qui, là encore, souligne un parfait accord entre données calculées et valeurs mesurées. Le facteur de mérite \mathfrak{M} évolue comme indiqué sur la **Figure II.20**. L'erreur, occasionnée par ce couplage et évaluée au travers du facteur de mérite, ne valide pas une mesure de phase fiable, puisque \mathfrak{M} est largement inférieur à $\mathfrak{M}_{\text{car}}$, fixé à -0.1 dB.

II.6. Situation coopérative : Problème direct

La problématique de la modélisation de la propagation d'onde électromagnétique à l'intérieur d'un bâtiment est d'actualité avec l'essor des communications mobiles et l'avènement des protocoles « Bluetooth » et « WLAN » dans les applications informatiques. Pour évaluer les performances d'un système de communication sans fil à l'intérieur d'un bâtiment, il est nécessaire de connaître les propriétés électromagnétiques des composants du bâtiment [GAU 97] et d'appliquer, pour simuler le comportement de la propagation des ondes, l'une des principales méthodes déterministes ou statistiques [DEN 98]. Les modèles développés permettent ainsi de calculer la puissance des signaux reçus en un point donné à l'intérieur d'un bâtiment et de caractériser la propagation en terme de cohérence temporelle [GUI 97].

Pour notre part, nous évaluons, au moyen de techniques interférométriques, les trajets dominants dans un milieu confiné, sans obstacle entre l'émetteur et le récepteur.

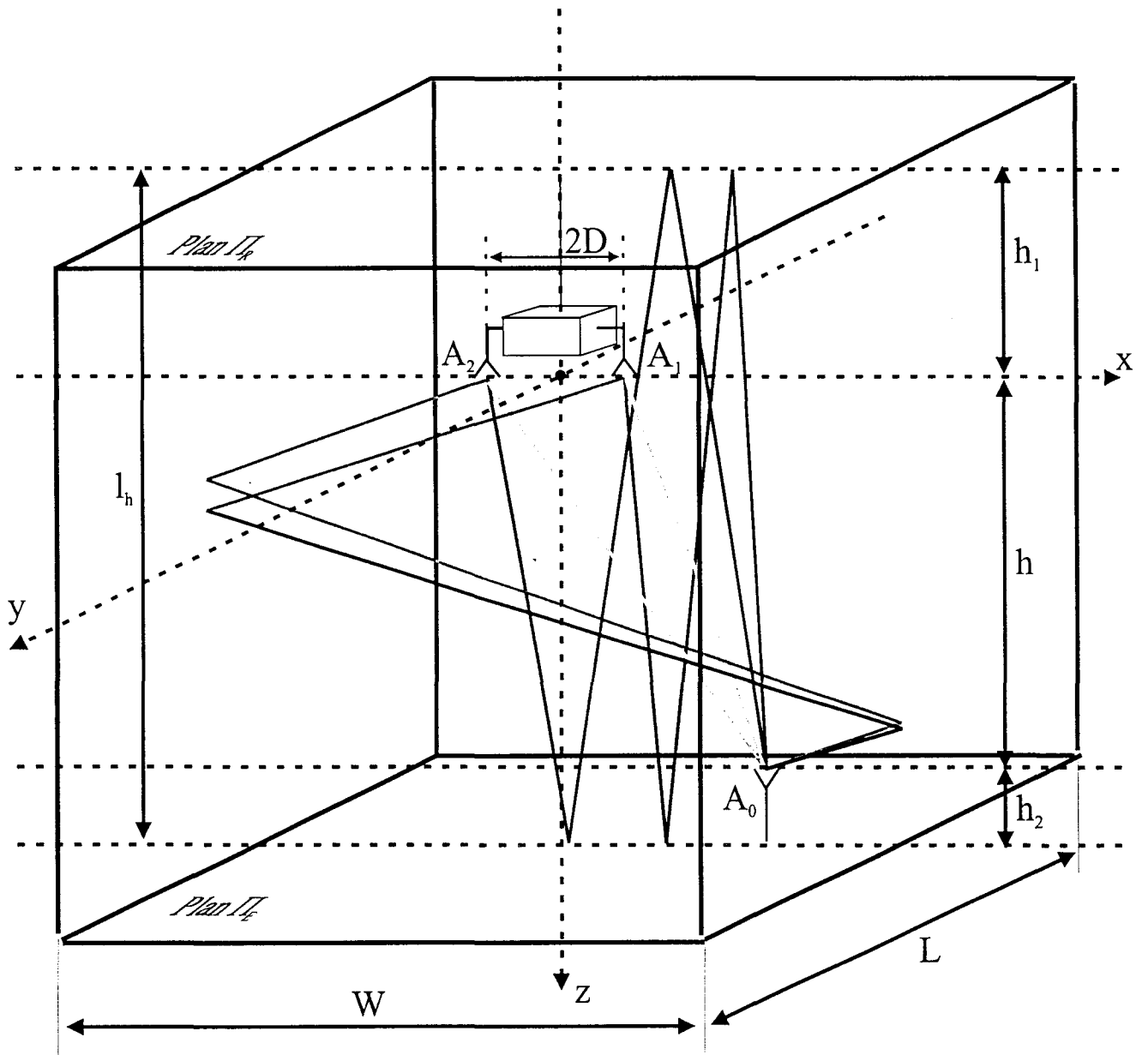


Figure II.21: Configuration géométrique adoptée pour évaluer l'interférométrie en milieu confiné

II.6.1. Conditions expérimentales et modélisation de l'interférograme complexe en milieu confiné

Les dimensions de l'enceinte utilisée pour décrire un environnement confiné sont notées W (largeur), L (longueur) et l_h (hauteur) (**Figure II.21**) et la nature des parois est considérée comme parfaitement réfléchissante. Le récepteur, formé de deux antennes A_1 et A_2 associées à un corrélateur vectoriel supposé idéal, est situé au centre du plan de réception appelé Π_R . L'émetteur A_0 est situé dans le plan d'émission Π_E . Les antennes utilisées sont les tronçons de guide d'ondes ouvert, présentés au paragraphe II.5.1. La distance entre le plan d'émission et le plan de réception est notée h et respecte les conditions de champ lointain. Les conditions expérimentales sont rappelées ci-dessous :

$$F = 2.45 \text{ GHz}$$

$$2D = 11.6 \text{ cm}$$

$$W = L = 7 \text{ m}$$

$$l_h = 2.5 \text{ m}$$

$$h = 1.65 \text{ m}$$

$$h_1 = h_2 = 50 \text{ cm}$$

Nous recensons les différents trajets d_i ainsi que leur phase associée ϕ_i . A l'image des paragraphes précédents, nous obtenons en sortie du corrélateur vectoriel les signaux I-Q suivants :

$$\begin{cases} I = E_1 E_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) + \sum_{j=4}^{2k} E_1 E_j \cos(\phi_1 - \phi_j) + \sum_{i=3}^{2k-1} E_2 E_i \cos(\phi_i - \phi_2) + \sum_{j=4}^{2k} \sum_{i=3}^{2k-1} E_i E_j \cos(\phi_i - \phi_j) \\ Q = E_1 E_2 \sin(\phi_1 - \phi_2) + \sum_{j=4}^{2k} E_1 E_j \sin(\phi_1 - \phi_j) + \sum_{i=3}^{2k-1} E_2 E_i \sin(\phi_i - \phi_2) + \sum_{j=4}^{2k} \sum_{i=3}^{2k-1} E_i E_j \sin(\phi_i - \phi_j) \end{cases} \text{ Eq II.21}$$

avec $2k$ le nombre de trajets. Les variables E_i et ϕ_i ($i=1..2k$) sont celles définies au paragraphe II.5.

Pour mener à bien cette étude, nous découpons le problème en trois parties, correspondant chacune à une dimension de l'espace.

En réalité l'étude des réflexions sur les parois orthogonales à l'axe Ox est identique à l'étude des réflexions sur les parois orthogonales à l'axe Oy . Par conséquent, nous traitons uniquement deux cas. Le premier concerne la réflexion sur les parois verticales et le second concerne la réflexion sur les parois horizontales (sol et plafond).

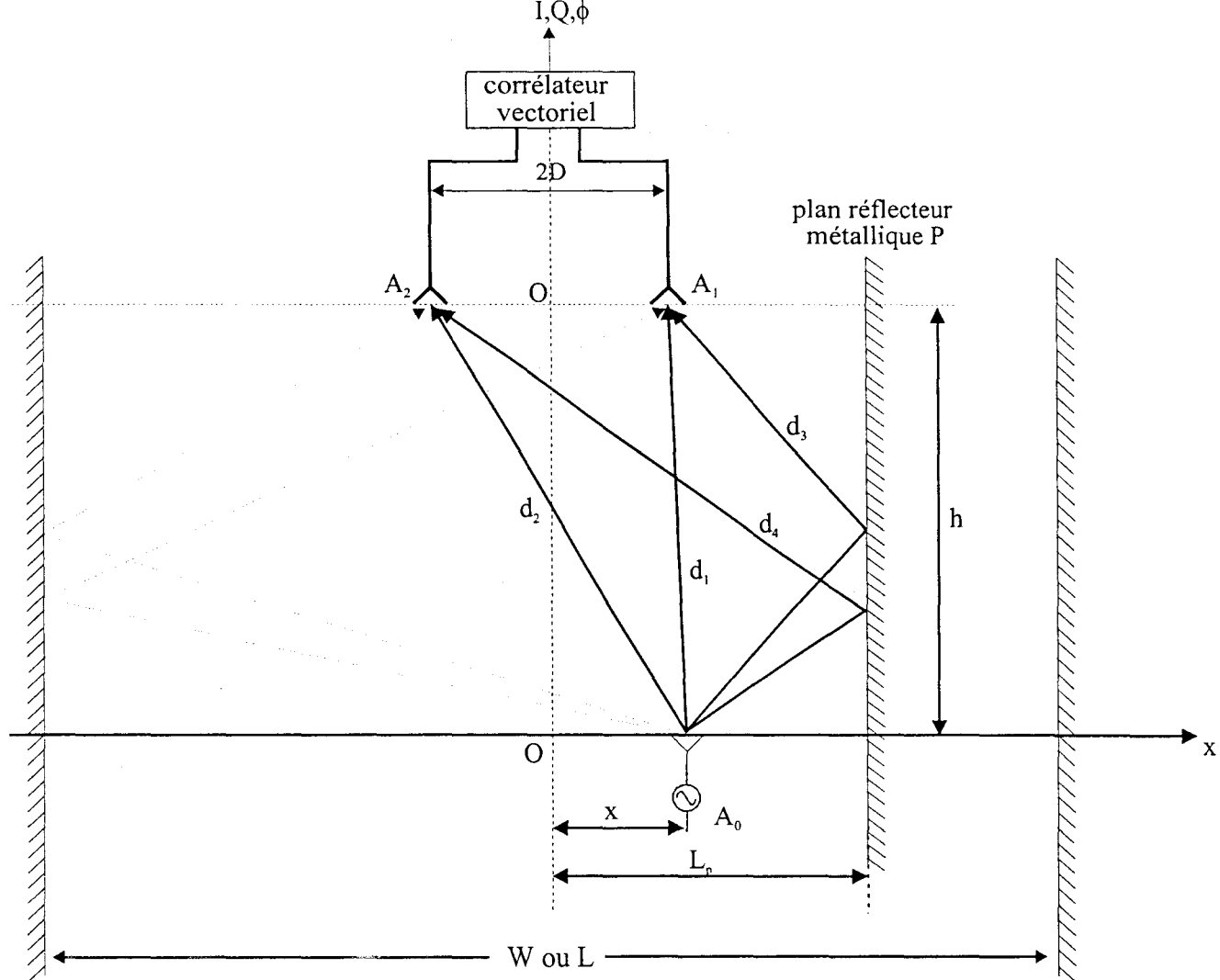


Figure II.22: Configuration géométrique favorisant les réflexions sur les parois verticales ($F=2.45$ GHz, $2D=11.6$ cm, $h=1.65$ m, $L_p = 1.5$ m)

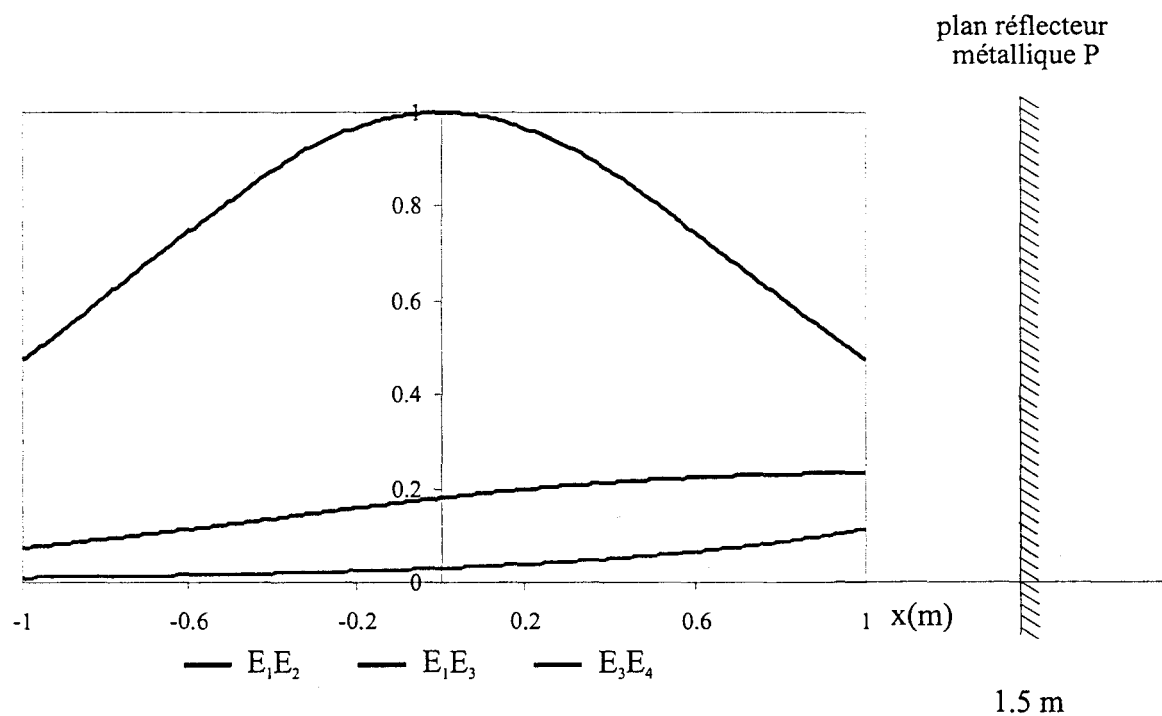


Figure II.23: Amplitudes normalisées des coefficients de pondération des signaux I et Q (Eq II.24) ($F=2.45$ GHz, $2D=11.6$ cm, $h=1.65$ m)

II.6.2. Modélisation de l'interférograme complexe avec les réflexions sur les plans verticaux

La situation envisagée est présentée sur la **Figure II.22**. L'antenne émettrice A_0 se déplace sur l'axe Ox parallèle à l'axe où se trouvent les antennes de réception A_1 et A_2 .

Les dimensions W et L de l'enceinte étant grandes par rapport à la hauteur h , l'influence des réflexions sur les parois verticales est réduite. Pour augmenter l'impact de ce type de réflexion sur les signaux I-Q, nous avons placé, à une distance $L_p = 1.5$ m, une plaque métallique de dimensions telles que les effets des diffractions, sur les bords, soient négligés.

L'examen de la configuration de la **Figure II.22** permet d'écrire la différence de phase utile ϕ due à la différence de marche des trajets directs d_1 et d_2 :

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{(x-D)^2 + h^2} - \sqrt{(x+D)^2 + h^2} \right) \quad \text{Eq II.22}$$

et les phases ϕ_3 et ϕ_4 associées aux trajets d_3 et d_4 :

$$\begin{cases} \phi_3 = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(2L_p - x - D)^2 + h^2} \\ \phi_4 = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(2L_p - x + D)^2 + h^2} \end{cases} \quad \text{Eq II.23}$$

L'interférograme complexe s'exprime, dans ce cas de la manière suivante :

$$\begin{cases} I = E_1 E_2 \cos(\phi) + E_3 E_4 \cos(\phi_3 - \phi_4) + 2E_1 E_3 \cos\left(\frac{\phi_1 + \phi_2 - \phi_3 - \phi_4}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi - (\phi_3 - \phi_4)}{2}\right) \\ Q = E_1 E_2 \sin(\phi) + E_3 E_4 \sin(\phi_3 - \phi_4) + 2E_1 E_3 \sin\left(\frac{\phi_1 + \phi_2 - \phi_3 - \phi_4}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi - (\phi_3 - \phi_4)}{2}\right) \end{cases} \quad \text{Eq II.24}$$

L'examen, en fonction de l'abscisse x , des coefficients de pondération $E_i E_j$ normalisés (**Figure II.23**) permet de négliger les coefficients de deuxième ordre $E_3 E_4$ et d'écrire :

$$\begin{cases} I \approx E_1 E_2 \cos(\phi) + 2E_1 E_3 \cos\left(\frac{\phi_1 + \phi_2 - \phi_3 - \phi_4}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi - (\phi_3 - \phi_4)}{2}\right) \\ Q \approx E_1 E_2 \sin(\phi) + 2E_1 E_3 \sin\left(\frac{\phi_1 + \phi_2 - \phi_3 - \phi_4}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi - (\phi_3 - \phi_4)}{2}\right) \end{cases} \quad \text{Eq II.25}$$

A titre de rappel, nous présentons (**Figure II.24**) l'interférograme complexe simulé et mesuré en espace libre, lorsque la source A_0 se déplace sur l'axe Ox entre -1 m et 1 m et soulignons le bon accord théorie/expérience. Cette excursion spatiale correspond à la fenêtre d'analyse spatiale, fenêtre où la phase ϕ est déterminée sans ambiguïté. Nous présentons

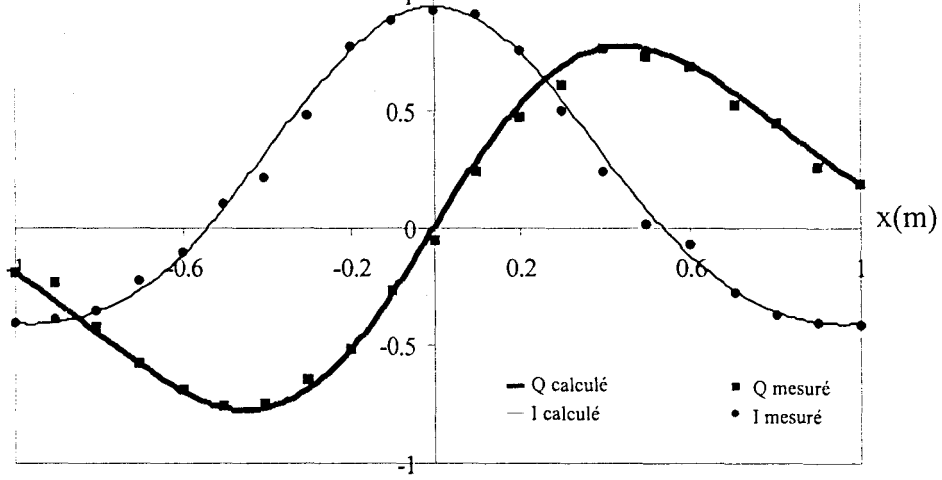


Figure II.24: Interférogramme vectoriel normalisé I-Q simulé et mesuré en espace libre
($F=2.45$ GHz, $2D=11.6$ cm, $h= 1.65$ m)

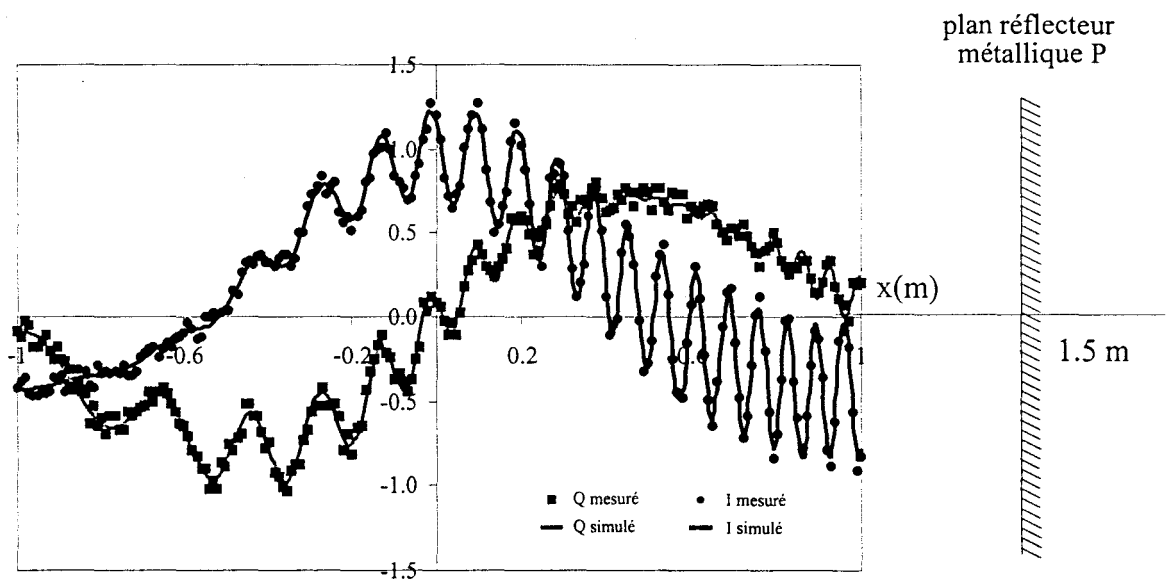


Figure II.25: Interférogramme vectoriel normalisé I-Q simulé et mesuré en présence des parois verticales (Figure II.22)
($F= 2.45$ GHz, $2D= 11.6$ cm, $h= 1.65$ m)

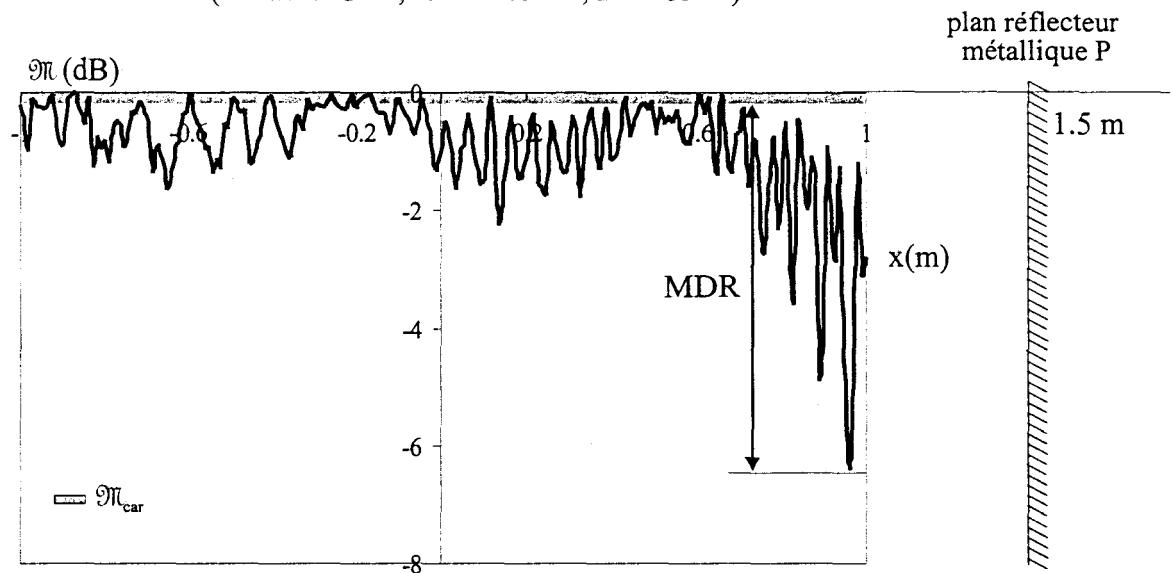


Figure II.26: Facteur de mérite correspondant à la situation de la Figure II.22
($F= 2.45$ GHz, $2D= 11.6$ cm, $h= 1.65$ m)

(Figure II.25) l'interférogramme complexe I-Q simulé conformément à l'Eq II.25 et mesuré dans les conditions expérimentales énoncées plus haut. Nous montrons que les expressions de I et Q sont convenablement modélisées et nous mesurons l'impact des trajets multiples en comparant les Figure II.24 et Figure II.25.

Le facteur de mérite expérimental \mathfrak{M} , associé aux signaux I et Q de la Figure II.25, est donné Figure II.26. Il montre naturellement que plus la distance $\overline{A_0P}$ est faible, plus le MDR est dégradé, de l'ordre de 6 dB. Il apparaît évident que la mesure de phase est faussée par la présence du plan P et qu'il convient d'observer une distance minimale entre l'émetteur et le plan réflecteur pour pouvoir négliger les perturbations apportées par un tel obstacle.

Nous abordons maintenant la seconde partie du problème, c'est à dire, le cas où les réflecteurs sont parallèles au plan Π_E et Π_R (sol et plafond).

II.6.3. Modélisation de l'interférogramme complexe avec les réflexions sur les plans horizontaux

L'émetteur A_0 se déplace à l'intérieur de la SPSA (définie au paragraphe I.5.1) telles que les mesures de phase soient univoques. La surface de cette aire est de 4 m^2 ($-1\text{m} < x < 1\text{m}$, $-1\text{m} < y < 1\text{m}$). Le récepteur fixe situé à une distance h de l'émetteur, traite, en plus des trajets directs d_1 et d_2 , tous les autres trajets engendrés par les multiples réflexions entre le sol et le plafond (Figure II.27).

Si nous traitons uniquement la première réflexion, on peut établir les phases ϕ_i associées aux trajets d_i :

$$\begin{aligned}
 \phi_1 &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(x-D)^2 + y^2 + h^2} \\
 \phi_2 &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(x+D)^2 + y^2 + h^2} \\
 \phi_3 &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(x-D)^2 + y^2 + (3h + 2 * h_1 + 2 * h_2)^2} \\
 \phi_4 &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(x+D)^2 + y^2 + (3h + 2 * h_1 + 2 * h_2)^2}
 \end{aligned}
 \tag{Eq II.26}$$

L'interférogramme complexe s'écrit :

$$\begin{cases}
 I = E_1 E_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) + E_1 E_4 \cos(\phi_1 - \phi_4) + E_3 E_2 \cos(\phi_3 - \phi_2) + E_3 E_4 \cos(\phi_3 - \phi_4) \\
 Q = E_1 E_2 \sin(\phi_1 - \phi_2) + E_1 E_4 \sin(\phi_1 - \phi_4) + E_3 E_2 \sin(\phi_3 - \phi_2) + E_3 E_4 \sin(\phi_3 - \phi_4)
 \end{cases}$$

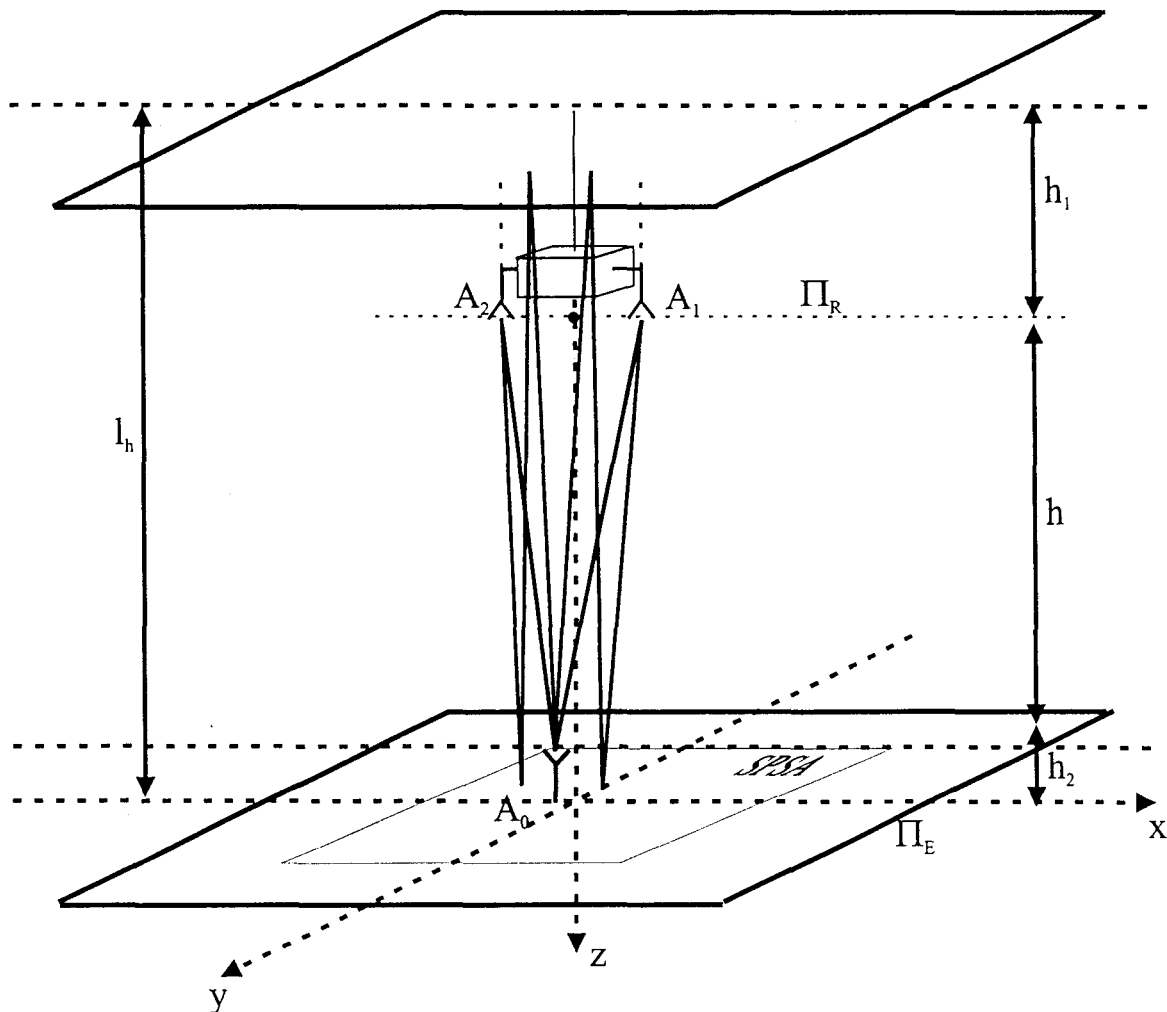


Figure II.27: Configuration géométrique favorisant les réflexions sur les parois horizontales
 ($F=2.45$ GHz, $2D=11.6$ cm, $h=1.65$ m, $h_1=h_2=0.5$ m)

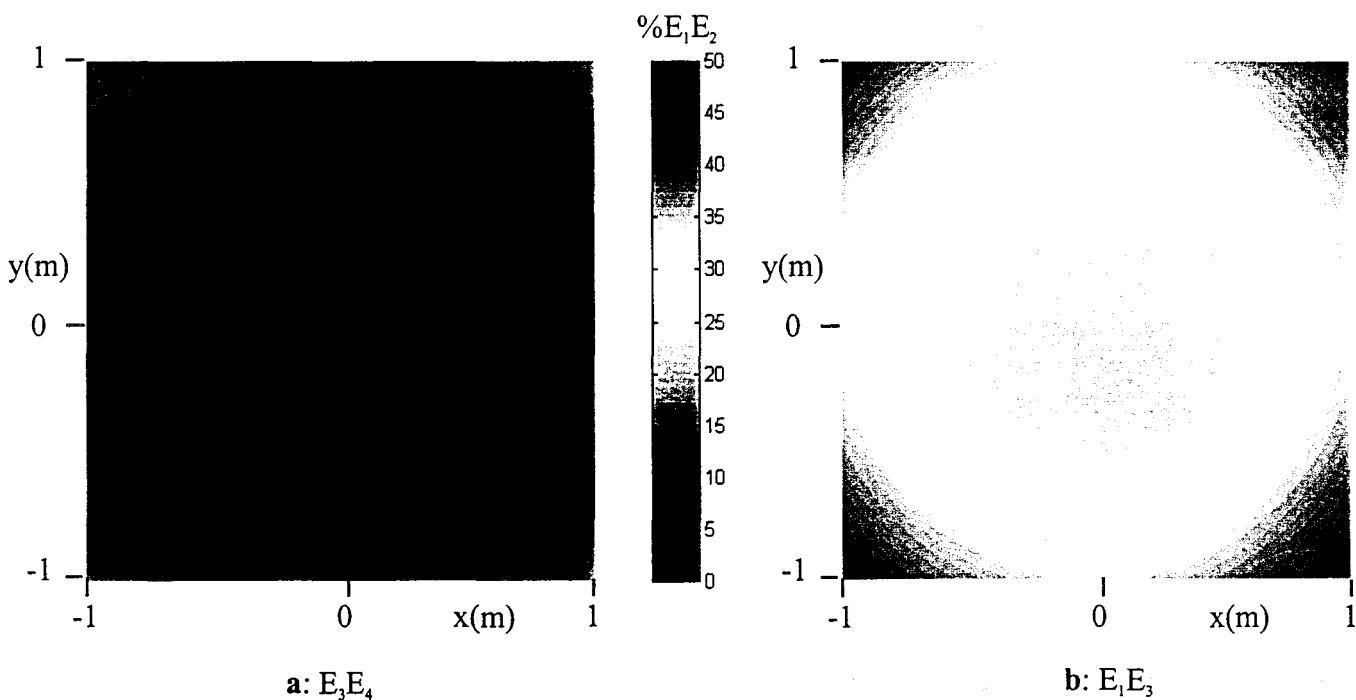


Figure II.28: Amplitude normalisée des coefficients de pondération E_1E_3 et E_3E_4
 ($F=2.45$ GHz, $2D=11.6$ cm, $h=1.65$ m, $h_1=h_2=0.5$ m)

L'analyse des images dans le plan Π_E des coefficients E_3E_4 (**Figure II.28.a**) et E_1E_3 (**Figure II.28.b**), normalisés par rapport à E_1E_2 , montre qu'on peut négliger les contributions du second ordre E_3E_4 et ramène l'interférogramme complexe à l'expression suivante :

$$\begin{cases} I = E_1E_2 \cos(\phi) + 2E_1E_3 \cos\left(\frac{\phi + \psi_3}{2}\right) \cos\left(\frac{\psi_1 - \psi_2}{2}\right) \\ Q = E_1E_2 \sin(\phi) + 2E_1E_3 \sin\left(\frac{\phi + \psi_3}{2}\right) \cos\left(\frac{\psi_1 - \psi_2}{2}\right) \end{cases} \quad \text{Eq II.27}$$

avec

$$\begin{cases} \phi = \phi_1 - \phi_2 \\ \psi_1 = \phi_1 + \phi_2 \\ \psi_2 = \phi_3 + \phi_4 \\ \psi_3 = \phi_3 - \phi_4 \end{cases}$$

Les images I-Q simulées (**Figure II.29**) dans le cas d'une propagation en espace libre servent de référentiel pour juger de l'impact des plans horizontaux sur l'interférogramme complexe. Cet impact est montré, **Figure II.30**, où la présence des plans réflecteurs horizontaux (sol et plafond) crée des « zones de turbulences » d'autant plus importantes que le mobile A_0 se trouve loin du récepteur. Dans ce cas les amplitudes des signaux réfléchis sont « comparables » aux amplitudes des signaux directs. Les images expérimentales, données **Figure II.30.b**, confirment ces turbulences, avec toutefois une amplitude plus importante que celle déterminée par le calcul (**Figure II.30.a**), compte tenu du nombre, peu élevé, de rayons considérés.

L'image expérimentale du facteur de mérite \mathfrak{M} , **Figure II.31**, montre une variation en fonction de la position (x,y) de l'émetteur A_0 autour de -0.5 dB avec une valeur minimale représentant un MDR de 2.5 dB. Cette image est un moyen original de caractérisation de canal.

Nous développons dans la suite une méthode interférométrique de détermination de la bande de cohérence.

II.7. Détermination par une méthode interférométrique de la bande de cohérence d'un canal

Outre la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation, la détermination de sa bande de cohérence est une donnée capitale pour le dimensionnement d'une liaison radio,

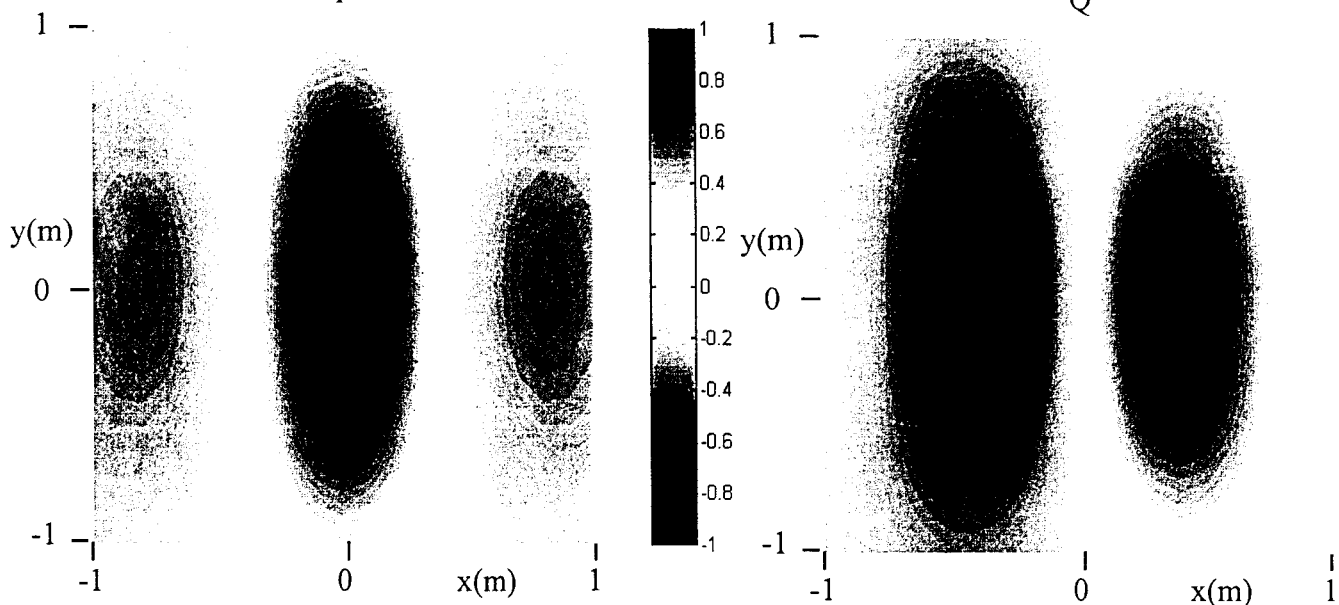


Figure II.29: Interférogramme théorique en espace libre
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m

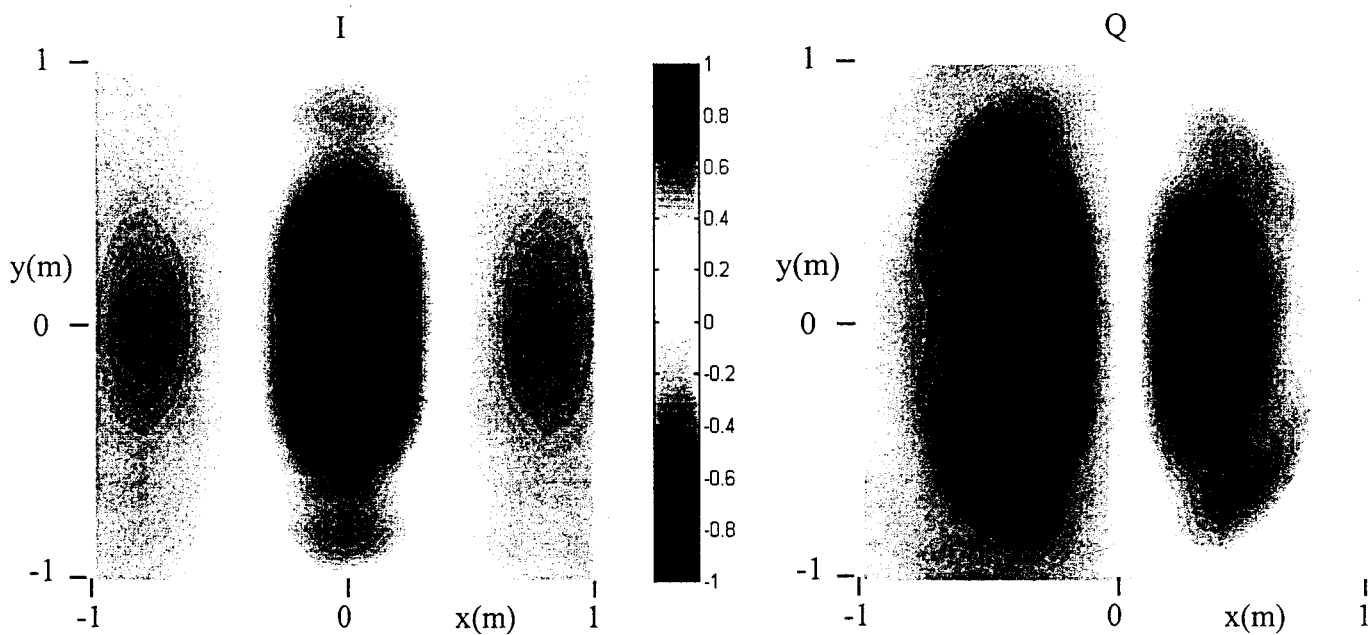


Figure II.30.a: Interférogramme simulé dans le cas de la Figure II.27
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m

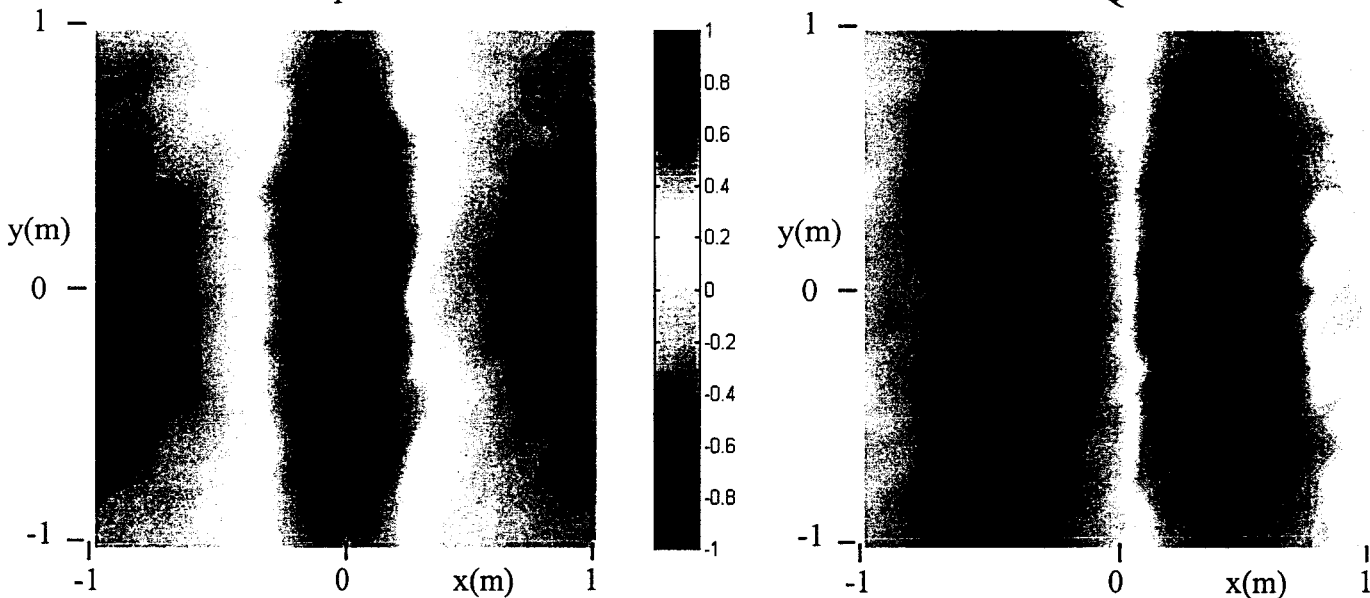


Figure II.30.b: Interférogramme mesuré dans le cas de la Figure II.27
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m

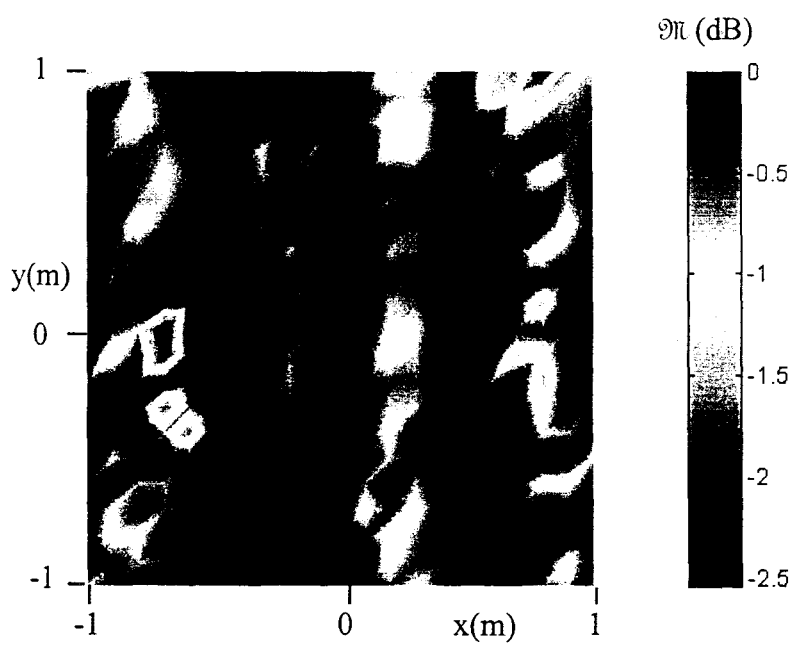


Figure II.31: Facteur de mérite correspondant au cas de la **Figure II.27**
 $F= 2.45$ GHz, $2D= 11.6$ cm, $h= 1.65$ m, $h_1=h_2= 0.5$ m

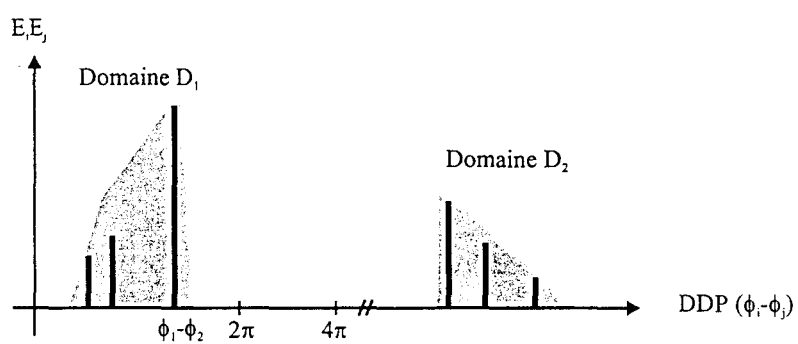


Figure II.32: Représentation, dans l'espace des DDP, des signaux I-Q (canal multitrajets)

notamment en terme de débit. La bande de cohérence, rappelée au paragraphe II.3, est définie comme étant l'inverse de l'étalement temporel multitrajet du canal étudié [DIO].

A l'image de ce qui précède, on se propose ici d'appliquer une méthode interférométrique pour déterminer la bande de cohérence d'un canal de propagation.

II.7.1. Méthode d'analyse

Dans un canal multitrajets, à réception différentielle, la forme générique des signaux I-Q a été établie dans l'Eq II.11. Cette écriture, à l'instar des séries de Fourier dans le domaine fréquentiel, peut être représentée, pour une fréquence et une position données de l'émetteur, par un spectre de raies dans l'espace des DDP absolues.

Pour étayer cette remarque, on se propose ici d'adopter une écriture matricielle. De manière générale, pour une réception multitrajets avec 2 trajets directs et 2N trajets réfléchis, l'antenne A₁ reçoit la somme des composantes du vecteur \vec{E}_1 et l'antenne A₂ reçoit la somme des composantes du vecteur \vec{E}_2 .

$$\vec{E}_1 = \begin{bmatrix} E_1 e^{j\omega t} e^{j\phi_1} \\ E_3 e^{j\omega t} e^{j\phi_3} \\ \vdots \\ E_{2N+1} e^{j\omega t} e^{j\phi_{2N+1}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{E}_2 = \begin{bmatrix} E_2 e^{j\omega t} e^{j\phi_2} \\ E_4 e^{j\omega t} e^{j\phi_4} \\ \vdots \\ E_{2N} e^{j\omega t} e^{j\phi_{2N}} \end{bmatrix}$$

Si on conserve une écriture vectorielle, la matrice de corrélation s'écrit :

$$M_{\text{cor}} = E_1 E_2^H = \begin{bmatrix} E_1 E_2^* e^{j(\phi_1 - \phi_2)} & E_1 E_4^* e^{j(\phi_1 - \phi_4)} & \dots & E_1 E_{2N}^* e^{j(\phi_1 - \phi_{2N})} \\ E_3 E_2^* e^{j(\phi_3 - \phi_2)} & E_3 E_4^* e^{j(\phi_3 - \phi_4)} & \dots & E_3 E_{2N}^* e^{j(\phi_3 - \phi_{2N})} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E_{2N+1} E_2^* e^{j(\phi_{2N+1} - \phi_2)} & E_{2N+1} E_4^* e^{j(\phi_{2N+1} - \phi_4)} & \dots & E_{2N+1} E_{2N}^* e^{j(\phi_{2N+1} - \phi_{2N})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{12} & \dots & a_{12N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{2N+12} & \dots & a_{2N+12N} \end{bmatrix}$$

H signifie la transposé conjuguée. Cette écriture d'ordre 2 indique la puissance et le déphasage associé à chaque combinaison de chemins et permet de distinguer deux domaines (Figure II.32):

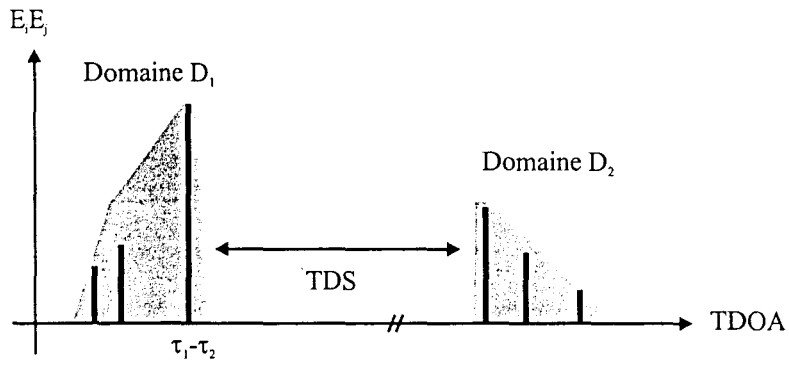


Figure II.33: Représentation, dans l'espace des TDOA, des signaux I-Q (canal multitrajets)

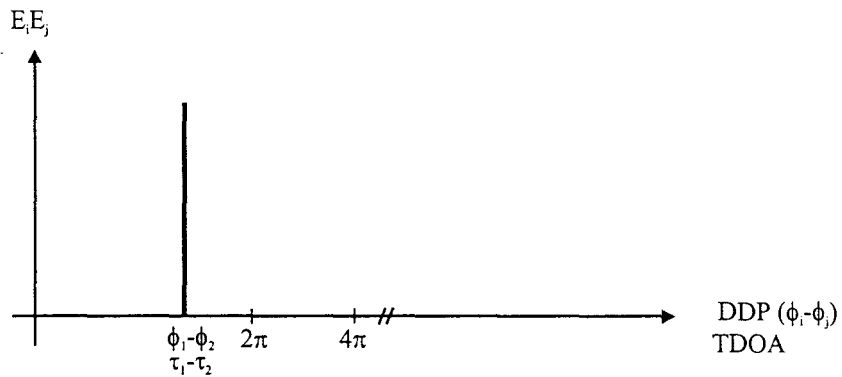


Figure II.34: Représentation, dans l'espace des DDP, des signaux I-Q (propagation en espace libre)

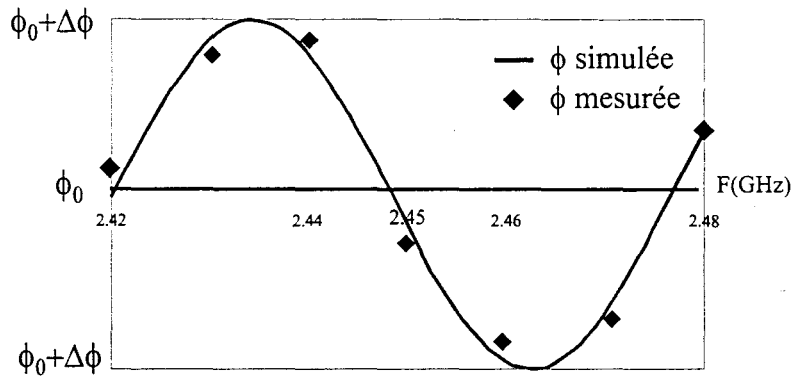


Figure II.35: Evolution de l'erreur de phase $\Delta\phi$, associée au domaine D_2 , en fonction de la fréquence dans les conditions de la Figure II.27

• Le premier domaine (D_1), contenu dans la diagonale principale, renferme la DDP associée aux deux trajets directs (1^{er} coefficient) et les DDP associées aux différents trajets réfléchis de même ordre. L'ensemble de ces DDP absolues vérifie la relation :

$$-\frac{4\pi D}{\lambda} < \text{DDP} < \frac{4\pi D}{\lambda} \quad \text{Eq II.28}$$

et donnent naissance à des signaux, en sortie du corrélateur vectoriel, d'évolution lente ou de faible fréquence spatiale puisque une période des signaux I-Q couvre toute ou une partie de la SPSA.

• Le second domaine (D_2) regroupe tous les autres termes de la matrice dont les DDP absolues dépassent largement l'intervalle $\left[-\frac{4\pi D}{\lambda}; \frac{4\pi D}{\lambda}\right]$ et donnent naissance à des signaux de corrélation, en sortie de corrélateur vectoriel, d'évolution rapide ou de fréquence spatiale élevée.

Les deux domaines D_1 et D_2 admettent également, pour une position donnée de l'émetteur et ce quelle que soit la fréquence, une représentation dans l'espace des TDOA, comme indiqué **Figure II.33**. L'intervalle entre ces deux domaines, appelé TDS pour Time Delay Spreading, est la grandeur qui permet de définir la bande de cohérence B_c d'un canal :

$$B_c = \frac{1}{\text{TDS}} \quad \text{Eq II.29}$$

Rappelons que, pour une propagation en espace libre, la représentation des signaux I-Q dans le domaine des DDP correspondrait à la **Figure II.34**.

II.7.2. Calcul de la bande de cohérence et validation expérimentale

Pour conduire cette opération, on utilise la configuration donnée **Figure II.27**, avec $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 50$ cm. La bande de cohérence nécessaire pour résoudre chaque contribution vérifie :

$$\Delta_F = \frac{c}{(d_i - d_j)} \quad \text{Eq II.30}$$

Ainsi pour résoudre les contributions du domaine D_2 , les distances $d_i - d_j$, qui sont supérieures à 5 m, requièrent une bande Δ_F de 60 MHz.

Ces calculs ont été appuyés par des résultats de simulation et expérimentaux, **Figure II.35**, qui montrent qu'une excursion en fréquence de 60 MHz autour de 2.45 GHz

permet de décrire une période entière de l'erreur de phase $\Delta\phi$ représentant les contributions parasites du domaine D_2 . L'erreur de phase $\Delta\phi$ du domaine D_1 reste constante. Par un moyennage classique, cette erreur tend naturellement vers 0. Cette opération, qui a été répétée pour de nombreux couples (x,y) de l'émetteur A_0 à l'intérieure de la SPSA, permet de sonder le canal et de mesurer sa bande de cohérence de manière relativement aisée.

Elle permet également d'opérer une égalisation dont nous rendons compte au paragraphe III.3.4.

II.8. Conclusion

Nous avons, dans le cadre d'une réception différentielle et d'un traitement interférométrique, modélisé deux canaux de propagation susceptibles d'être rencontrés dans les applications que nous visons. Le premier type de canal, analysé dans une situation non coopérative, admet des multitrajets engendrés par le couplage direct entre émetteur et récepteur. Le second type de canal exalte les multitrajets générés par des réflexions spéculaires dans le cas d'une situation coopérative.

La validation expérimentale de ces modèles a été conduite à 2.45 GHz et a révélé un très bon accord entre simulation et mesure. Ces modèles seront considérés dans le chapitre suivant qui présentent un ensemble de solutions permettant de résoudre le problème inverse.

Par ailleurs afin d'entreprendre ultérieurement des égalisations de canal basé sur l'interférométrie micro onde, nous avons imaginé un nouveau moyen de sondage de canal qui permet de déterminer sa bande de cohérence. La connaissance de cette donnée permet le dimensionnement de la bande de fréquence nécessaire pour résoudre les trajets multiples les plus gênants et donne également des indications sur le débit maximum.

Bibliographie Chapitre II

- [ARB 96] : B. ARBOUR & R. SANTERRE
« Effets des multitrajets sur les mesures de phase et le positionnement GPS »
Geomatica, 1996, vol. 50, n°2, pp 159-172
- [BAR 98] : M. BARKAT et K. AISSOUS
« Application de la technique Frequency-Hopped à la localisation de sources par un réseau de capteurs »
Traitement du signal, 1998, Volume 15, n°2 , pp.171-177
- [BEN 96] : A. BENLARBI-DELAÏ, J-P. COVILLERS and Y. LEROY
« Free space scalar measurement of microwave reflection coefficients »
Electronics Letters, February 1996, vol. 32, n°4, pp 359-360
- [BET 99] : S. BETRANCOURT, M. LIENARD et P. DEGAUQUE
« Caractérisation de la propagation à 10 GHz en tunnel »
JNM 99, Arcachon, mai 1999, 2D1
- [BOU 01] : C. BOURLIER, G. BERGINC et J. SAILLARD
« Coefficient de rétrodiffusion d'une surface 2D rugueuse aléatoire calculé selon l'approche de Kirchhoff avec effet d'ombre »
JNM 01, Poitiers, mai 2001, 6C2-2
- [BUL 93] : S.R. BULLOCK
« Use geometry to analyze multipath signals »
Microwave & RF, July 1993, pp.87-93
- [COM] : COMERIS
« Communications sans fil : Les caractéristiques de la propagation RF »
<http://worldserver.oleane.com/comeris/news/rf.htm>
- [COV 97] : J-P.COVILLERS
« Interférométrie micro-onde : Contrôle non destructif et positionnement »
Thèse de Doctorat, Lille, Juillet 1997
- [DEN 98] : L. DENAIRE
« Estimation aveugle de canal et accès multiple par répartition spatiale en communications mobiles »
Thèse de doctorat, ENST, Décembre 1998,
- [DIO] : J-F. DIOURIS
« Communications avec les mobiles »
<http://www.ireste.fr/~jdiouris/setra/telecom/antennesadaptatives/commobiles/commob2.htm>
- [GAU 97] : F. GAUDAIRE, Y. GABILLET
« Propagation radio dans le bâtiment : une nouvelle approche »
REE, n°11, Décembre 1997

- [GUI 97] : V. GUILLET, P. PAJUSCO, D. DUPONTEIL
« Caractérisation de la propagation multitrajet : prédiction des performances d'un système type GSM en petites cellules urbaines »
REE, n°11, Décembre 1997
- [HOR 97] : J.HORNE, S.VASUDEVAN
« Modeling and mitigation of interference in the 2.4 GHz ISM band »
Applied Microwave & Wireless, March/April 1997, pp. 59-71
- [ISH 78] : A. ISHIMARU
« Wave propagation and scattering in random media »
Academic press, vol. 2, pp 463-492, 1978
- [LET 97] : A.LE ROY
« Le LETI s'affranchit du fading »
CEA Technologies, mai-juin 1997
- [MAR] : A.L. MARTIN, T. VU-DINH
« A multipath fading model using Rayleigh Distributions »
http://www.martin.com.au/paper_b.htm
- [MARC 98] : Sous la direction de S. MARCOS
« Les méthodes à hautes résolutions : traitement d'antenne et analyse spectrale »,
Editions HERMES, 1998
- [NAM 90] : D.A. Mc NAMARA and al
« Introduction to the uniform geometrical theorie of diffraction »,
Artech House, 1990
- [NAR 86] : G. NARD
« Les principes de l'étalement du spectre appliqués à un nouveau système précis de radio positionnement à moyenne et grande portée »
L'onde Electrique, Mars 1986, Vol.66, N°2, p.89-102
- [OFDM] : Supelec Rennes
« Introduction sur l'OFDM »
<http://www.supelec-rennes.fr/ren/perso/ylouet/intro.html>
- [POU 01] : Y.POUSSET, R. VAUZELLE, L. AVENEAU, M. MERIAUX
« Caractérisation du canal radio mobile par un modèle de propagation TUD 3D »
REE, n°2, Février 2001
- [STR 61] : J.A. STRATTON
« Théorie de l'électromagnétisme »
traduit par J. HEBENSTREIT, Dunod, Paris 1961, p. 581
- [ULA 81] : F.T. ULABY, R.K. MOORE, A.K. FUNG
« Microwave Remote Sensing, Active and Passive»
Vol 1, Addison Wesley, 1981

Chapitre III

**Méthodes interférométriques et propagation multimodale :
Problème inverse**

CHAPITRE III

Méthodes interférométriques et propagation multimodale : Problème inverse

III.1. Introduction

La modélisation conduite au second chapitre a permis de définir le problème direct et par conséquent d'écrire la forme générique des signaux vectoriels pour différentes configurations rencontrées dans la pratique.

Ces signaux contiennent d'une part la phase utile qui dépend des données géométriques d'intérêt et d'autre part les phases parasites associées à la propagation multimodale et à l'instrument de mesure.

L'objet de ce chapitre est d'opérer une action déconvolutive qui consiste à réduire, voire annuler, les effets des multitrajets afin de déterminer la phase utile de manière précise et univoque.

L'utilisation conjointe de moyens matériels, tels que la diversité de polarisation, la diversité d'espace ou de fréquence et les moyens logiciels comme les algorithmes d'analyse de signaux et les algorithmes de minimisation de distance, s'est avérée productive et a permis de réaliser des mesures de phase très précises. L'approche interférométrique en milieu confiné, reste, de ce fait, pertinente.

Nous présentons dans ce chapitre le détail de ces moyens et donnons des résultats validant les différentes approches.

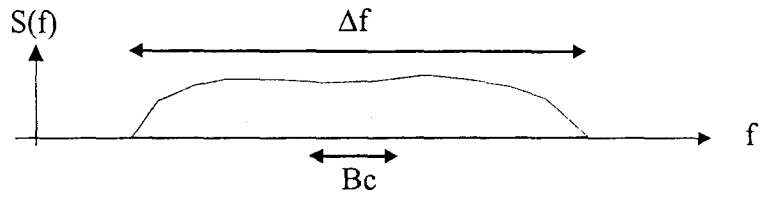


Figure III.1: Canal à fading sélectif en fréquence

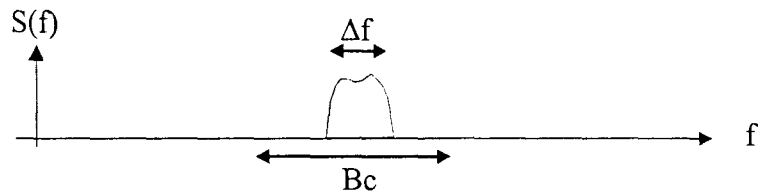


Figure III.2: Canal à fading non sélectif en fréquence

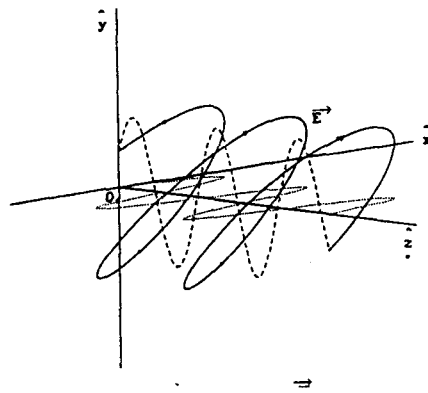


Figure III.3: Trajectoire hélicoïdale de propagation d'une onde TEM

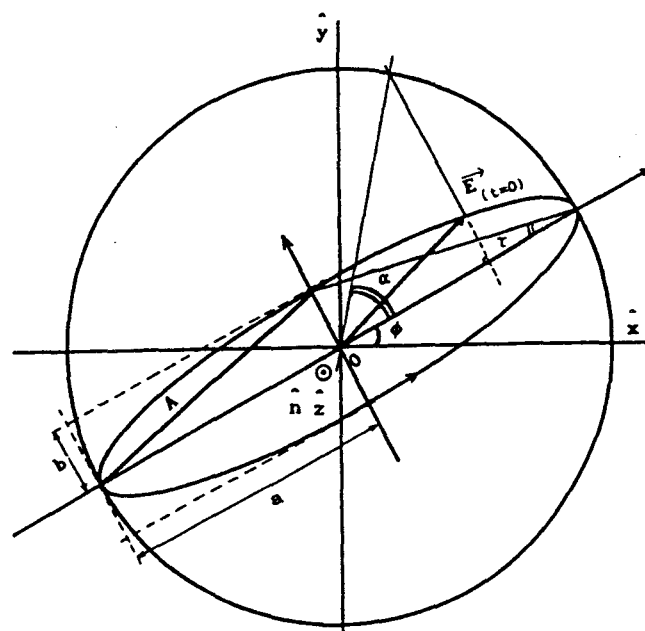


Figure III.4: Ellipse de polarisation

Nous rappelons auparavant les techniques classiques utilisées en télécommunication, dans les systèmes radar ou encore dans le GPS pour atténuer les effets des multitrajets.

III.2. Rappel des principaux moyens d'atténuation des effets des trajets multiples

Un canal multitrajets est défini par sa réponse impulsionnelle et par sa sélectivité en fréquence. A ce titre deux types de canaux peuvent être distingués :

- les canaux à « fading » sélectif, dont la bande de cohérence B_c est inférieure à la bande occupée par le message à transmettre (**Figure III.1**)
- les canaux à « fading » non sélectif dont la bande de cohérence B_c est supérieure à la bande occupée par le message à transmettre (**Figure III.2**).

Les applications interférométriques qui nous préoccupent étant à bande très étroite s'insèrent dans ce dernier cas et on présente par conséquent, les techniques ad hoc utilisées pour combattre ou contourner les aléas de réception induits par la propagation multimodale. Ces techniques utilisent les propriétés de polarisation de l'onde électromagnétique [SAI 92] ou les techniques de réception en diversité [DIO].

III.2.1. Propriété de polarisation d'une onde électromagnétique

Une onde électromagnétique possède une structure spatiale complexe qui traduit sa phase et son atténuation, induites par le milieu de propagation. Cette structure est illustrée (**Figure III.3**) dans le cas d'une onde uniforme transverse électrique et magnétique (TEM), ou onde plane, dont la trajectoire de propagation est de forme hélicoïdale.

La polarisation elliptique d'une telle onde, strictement monochromatique, est définie dans un repère direct où l'axe \hat{z} et coïncide à la fois avec le vecteur de propagation \hat{k} et le vecteur normal au plan d'onde \hat{n} comme indiqué sur la **Figure III.4** [SAI 92].

L'état de polarisation elliptique d'une onde est totalement spécifié par les paramètres géométriques décrivant l'ellipse de polarisation qui sont définis comme suit :

- l'*orientation* φ , est l'angle formé par le grand axe de l'ellipse et la direction des \hat{x} croissants. Il est limité au domaine $\left[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right]$

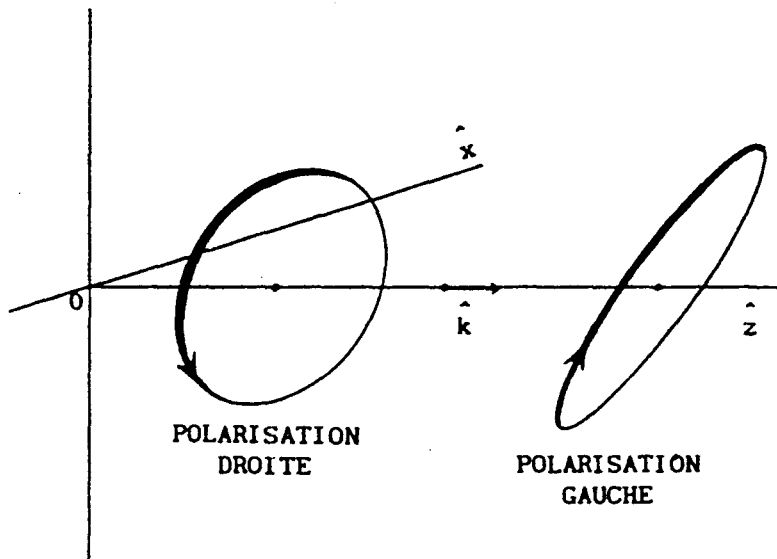


Figure III.5: sens de polarisation de l'ellipse

- l'ellipticité τ , représente l'ouverture de l'ellipse et est limitée au domaine $\left[-\frac{\pi}{4}; \frac{\pi}{4}\right]$. On définit le taux d'ellipticité ou « l'axial ratio » comme étant $10\log_{10}(\tau)$, on obtient 0 dB si la polarisation circulaire est parfaite.
- le sens de polarisation est déterminé par le sens de rotation de l'ellipse le long de l'axe de propagation. (Figure III.5). La polarisation est dite *main droite* si l'ellipse est parcourue dans le sens horaire, elle est dite *main gauche* quand elle est parcourue dans le sens trigonométrique.
- l'amplitude de l'ellipse A , est définie en fonction de la longueur des axes de l'ellipse avec $A = \sqrt{a^2 + b^2}$.
- la phase absolue α , représente, par définition, l'angle entre la position initiale du vecteur électrique \vec{E} à l'instant $t = 0$ et l'axe principal de l'ellipse. La phase absolue est limitée au domaine $[-\pi ; \pi]$.

La polarisation devient circulaire lorsque $a = b$ et $\delta = \varepsilon \frac{\pi}{2}$, avec $\varepsilon = \pm 1$. Les deux composantes du champ électrique sont alors en quadrature. La polarisation est circulaire gauche si $\varepsilon = 1$ et droite si $\varepsilon = -1$.

Dans son article [SAI 92], J.Saillard donne les arguments mathématiques qui montrent qu'une onde à polarisation circulaire change de sens de rotation lorsqu'elle est réfléchiée par un plan. De plus, Stratton [STR 61] montre que l'angle d'incidence formé entre le plan d'onde et le plan de réflexion métallique (paragraphe II.4.3.1) influe peu sur le résultat de polarisation de l'onde rétro diffusée.

III.2.2. Réception en diversité

III.2.2.1. Diversité de polarisation

Les propriétés énoncées plus haut appuient la technique de diversité de polarisation. En effet, si les antennes d'émission et de réception ont des polarisation identiques, les ondes réfléchies, sur les parois, ayant changé de sens de rotation de polarisation sont reçues, atténuées d'un facteur en rapport avec le paramètre « cross-polarisation » des antennes de réception. Si maintenant les antennes d'émission et de réception ont des polarisations de sens opposé, les ondes issues du couplage direct entre émetteur et récepteur sont reçues atténuées

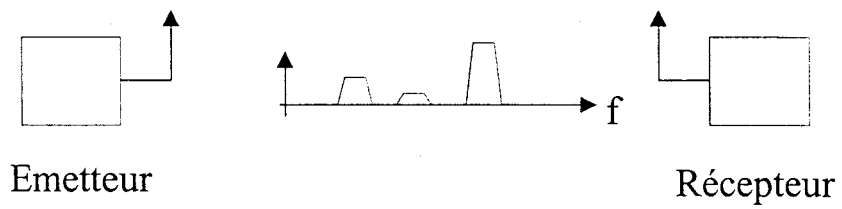


Figure III.6: Emission/réception à diversité fréquentielle



Figure III.7: Emission/réception à diversité spatiale

du facteur de « cross-polarisation ». Ces propriétés justifient notamment l'utilisation d'antennes hélicoïdales dans certains récepteur GPS [MUN3 86].

III.2.2.2. Diversité fréquentielle

Compte tenu de la nature non sélective du canal considéré, la technique de la diversité fréquentielle [BAR 98] consiste à envoyer le message sur plusieurs porteuses (**Figure III.6**). On augmente ainsi la probabilité de transmettre ce message sans trop d'atténuation. La mise en œuvre de la diversité fréquentielle s'appuie généralement sur l'étalement de spectre des signaux [LET 97] et soulèvent certains problèmes liés à la congestion spectrale et au respect des normes définies par les organismes de réglementation et d'allocation de fréquences. La complexité des systèmes d'émission-réception est aussi à souligner.

III.2.2.3. Diversité spatiale

La réception en diversité spatiale est basée sur le principe illustré **Figure III.7**. Le signal émis est reçu par plusieurs récepteurs suffisamment éloignés pour engendrer des données décorréliées.

Toutefois, si le nombre des trajets multiples est important et si l'écart entre les récepteurs n'est pas suffisant, situation probable dans un milieu confiné, cette technique échoue.

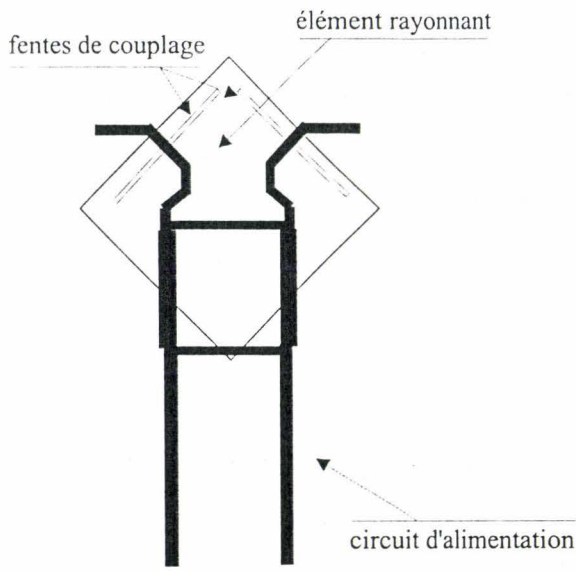
Soulignons néanmoins que la technique de diversité associée aux propriétés de polarisation et à des algorithmes « haute résolution » [MARC 98] [SAY 98] constitue une réponse adaptée, mais complexe, aux problèmes des multitrajets.

III.3. Moyens matériels de réduction des trajets multiples dans les systèmes interférométriques

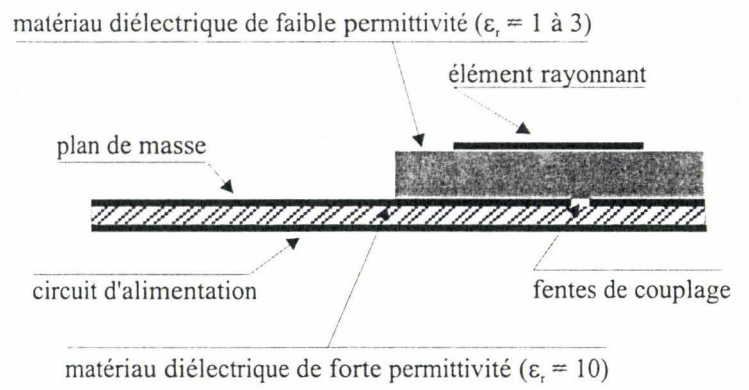
III.3.1. Introduction

Dans ce paragraphe, nous mettons à profit les différentes techniques précitées et leurs variantes afin de réduire principalement le couplage, dans le cas des systèmes non coopératifs, et de diminuer considérablement les effets des trajets multiples dans le cas des systèmes coopératifs.

Nous présentons, dans un premier temps, les améliorations apportées par l'utilisation de la polarisation circulaire dans le cas du système non coopératif à antenne centrée (**Figure II.12**) et dans le cas du système coopératif (**Figure II.22**). Nous présentons ensuite



a. vue de face



b. vue en coupe

Figure III.8: Antenne à polarisation circulaire alimentée par fentes de couplage

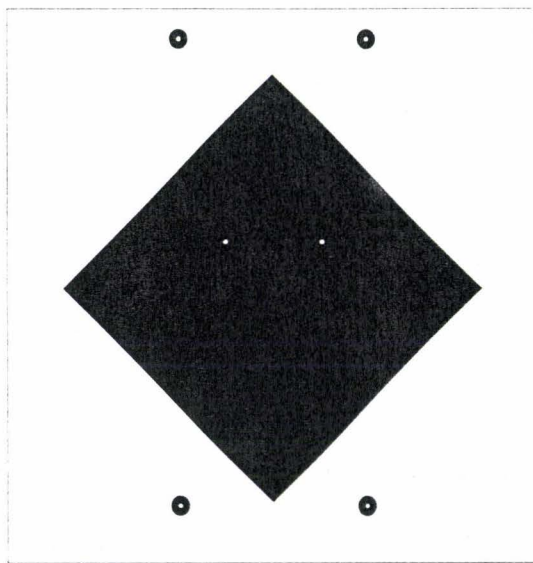


Figure III.9: Masque de l'antenne adaptée à 2.45 GHz à polarisation circulaire

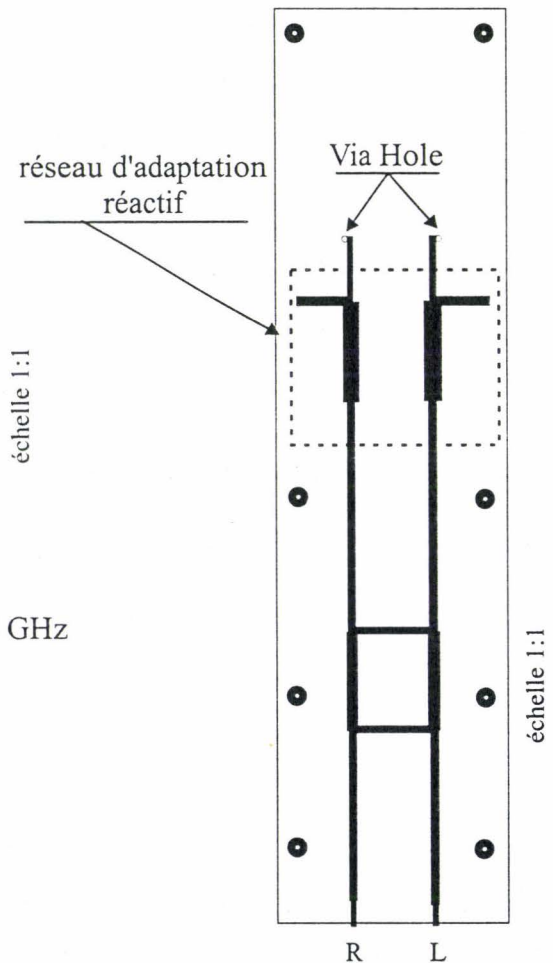


Figure III.10: Circuit d'alimentation par "via hole" de l'antenne

les résultats obtenus avec l'utilisation des propriétés de « diversité spatiale » en émission dans le cas du système non coopératif avec l'antenne d'émission excentrée (**Figure II.13**) et enfin nous mettons à profit les propriétés de la diversité fréquentielle pour réduire l'effet des trajets multiples dans le cas du système coopératif (**Figure II.27**).

III.3.2. Exploitation de la polarisation circulaire

Pour la mise en œuvre de cette technique, nous nous sommes orientés vers l'utilisation d'antennes plaquées à polarisation circulaire, qui sont soit développées au sein de l'équipe, soit disponibles sur le marché et fabriquées notamment par la société M-A/COM [ANP-C-116].

III.3.2.1. Réalisation d'antennes plaquées à polarisation circulaire « ambidextre »

La polarisation circulaire peut être obtenue grâce à la forme de l'antenne qui est alors de type spiral ou hélicoïdale [MUN3 86] ou du type « microstrip » [TOA 97].

Pour des raisons d'encombrement, nous ne retenons pas la première solution et nous nous orientons vers l'utilisation d'antennes « patch », d'encombrement réduit, de faible coût et de réalisation plus aisée. La polarisation circulaire d'une antenne « patch » est obtenue par une excitation, simple ou double, de l'élément rayonnant.

La polarisation circulaire par simple excitation est aisée à obtenir mais l'ellipticité (axial ratio) de la polarisation est mal maîtrisée. Nous préférons donc utiliser des antennes à polarisation circulaire à double excitation dont l'« axial ratio » est meilleur (**Figure III.8.a**).

Dans ce cas, l'antenne patch est excitée en deux endroits différents, de manière à créer deux polarisations linéaires de même amplitude et déphasées de $\frac{\pi}{2}$. Ce type de polarisation est obtenu, par exemple, à l'aide d'un coupleur 3dB/90° [ZUR 95] [KOS 99]. L'excitation de l'antenne peut se faire soit par couplage électromagnétique (**Figure III.8.b**) [ADR 87], soit par « via hole ». Cette dernière solution affecte peu les pertes d'insertion de l'antenne à la fréquence de travail (2.45 GHz). Pour des fréquences supérieures, il est préférable d'utiliser la première méthode qui assure une meilleure insertion de l'onde dans l'antenne.

Nous présentons, **Figure III.9**, le masque de l'antenne et, **Figure III.10**, son circuit d'alimentation optimisé à 2.45 GHz. L'élément rayonnant, réalisé sur un substrat Duroïd 5870 ($\epsilon_r = 2.33$, épaisseur = 1.58 mm) a été calculé grâce au logiciel Ensemble 5.0. Le circuit d'alimentation, composé d'un coupleur 3dB/90° et de tronçon de lignes, a été optimisé sur

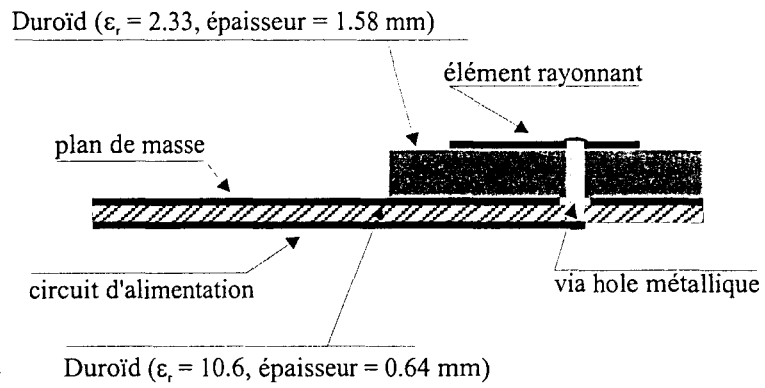


Figure III.11: Vue en coupe de l'antenne à polarisation circulaire réalisée à 2.45 GHz

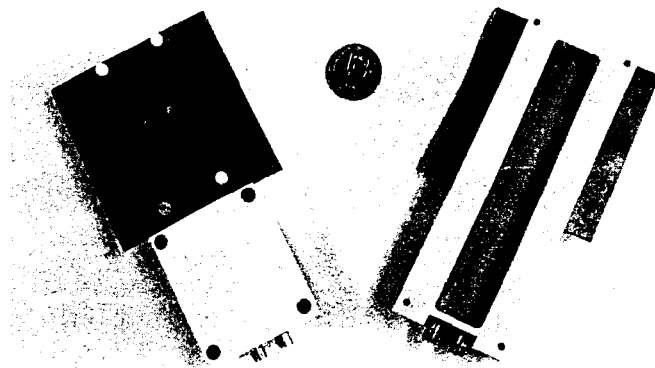


Figure III.12: Photographie d'une des antennes à polarisation circulaire réalisée au sein de l'équipe

MDS (Microwave Design System) pour un substrat Duroïd 6410 ($\epsilon_r = 10.8$, épaisseur = 0.64 mm). Le choix des substrats est motivé par une recherche simultanée d'efficacité de rayonnement de l'antenne (ϵ_r faible) et d'efficacité de guidage du réseau d'alimentation (ϵ_r élevé). Notons par ailleurs que nous avons du ajouter un réseau, réactif, d'adaptation d'impédance entre les « via hole » et le coupleur. La **Figure III.11** présente la vue en coupe de l'antenne et son circuit d'alimentation par « via hole ». La réalisation finale de l'antenne est présentée sur la photo **Figure III.12**.

Ce type d'antenne est dit « ambidextre » car si on alimente le circuit (**Figure III.10**) par la voie R avec la voie L fermée sur 50Ω , la polarisation est circulaire droite (PCD). A l'inverse, si on alimente le circuit par la voie L avec la voie R fermée sur 50Ω , la polarisation est circulaire gauche (PCG).

Pour une antenne à polarisation circulaire, il convient d'estimer le taux de réjection, appelé « cross-polarisation », qui traduit la capacité d'une antenne de polarisation donnée à rejeter les polarisations de sens inverse. Cette donnée conditionne l'efficacité de l'antenne [ZUR 95].

La caractérisation à 2.45 GHz de l'antenne réalisée, permet d'énoncer les données suivantes :

Perte d'insertion S_{11} : -13 dB

Gain : 4 dBic

Les diagrammes de rayonnement, mesurés en chambre anéchoïde, sont donnés **Figure III.13**, pour une polarisation circulaire droite, R branché sur le générateur et L sur 50Ω et **Figure III.14**, pour une polarisation circulaire gauche, L branché sur le générateur et R sur 50Ω .

La **Figure III.15** indique l'ellipticité de cette antenne, dont la polarisation est quasi circulaire et son taux τ est inférieur à 1 dB. La **Figure III.16** présente le diagramme de rayonnement en « cross polarisation » qui indique un taux de réjection inférieur à -13 dB.

En fonction de l'application, coopérative ou non coopérative, nous utilisons soit une polarisation circulaire droite à l'émission et à la réception, soit une polarisation circulaire droite à l'émission et une polarisation circulaire gauche à la réception.

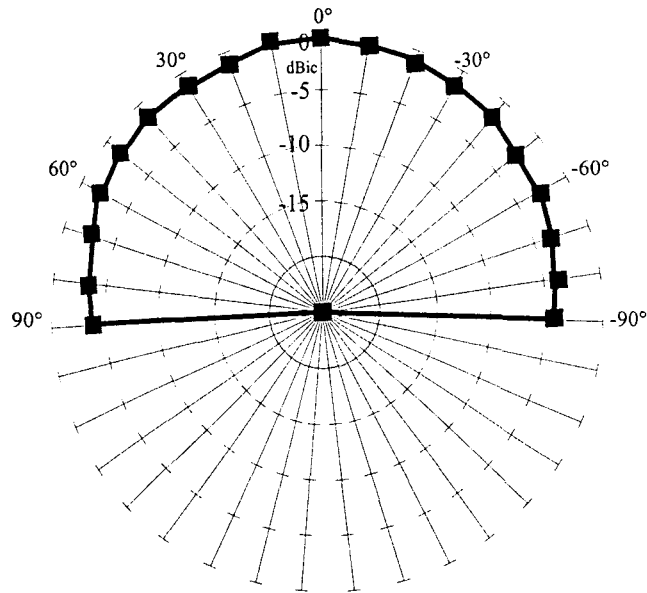


Figure III.13: Diagramme de rayonnement en θ ($\gamma = 0^\circ$) de l'antenne à polarisation circulaire droite en co-polarisation

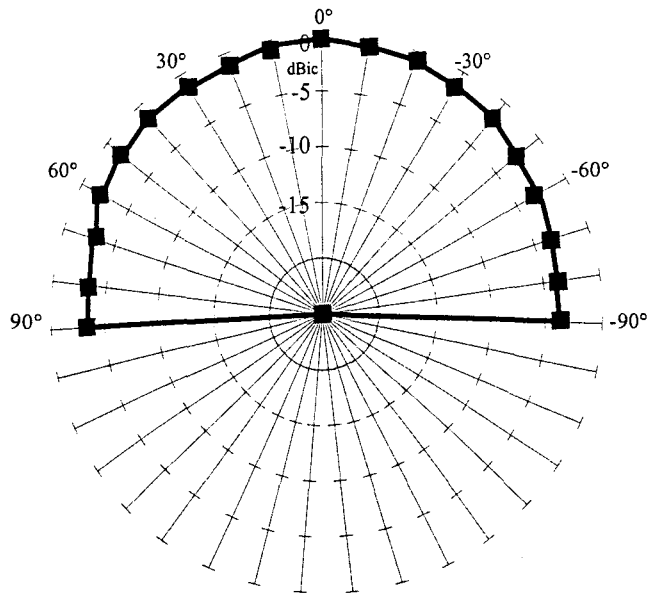
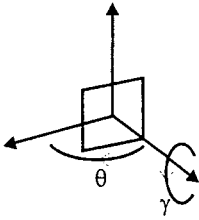


Figure III.14: Diagramme de rayonnement en θ ($\gamma = 0^\circ$) de l'antenne à polarisation circulaire gauche en co-polarisation

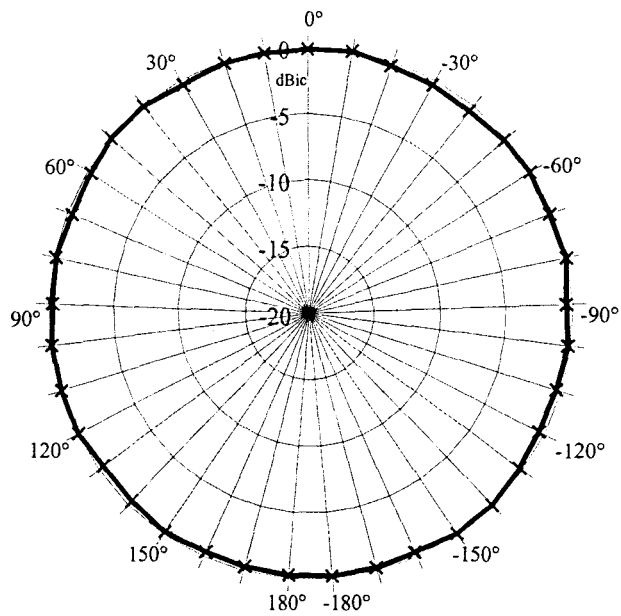


Figure III.15: Taux d'ellipticité en fonction de γ , $\theta = 0^\circ$

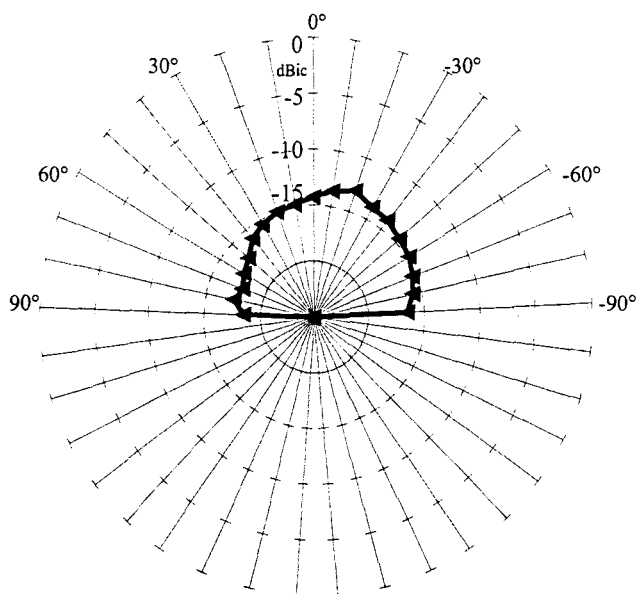
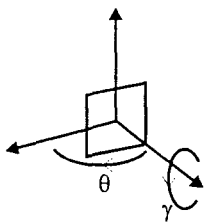


Figure III.16: Diagramme de rayonnement en θ ($\gamma = 0^\circ$) de l'antenne à polarisation circulaire droite en cross-polarisation

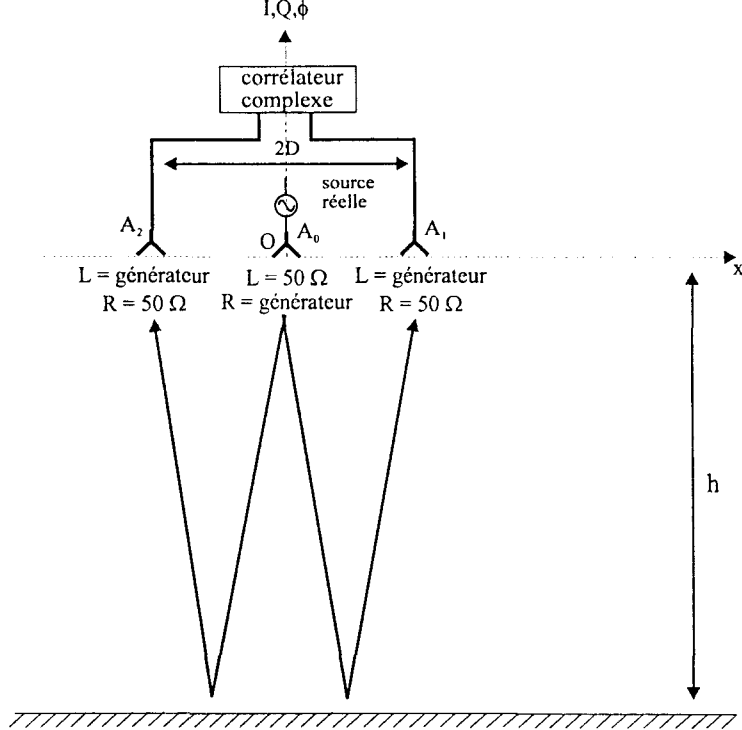


Figure III.17: Mesure non coopérative à antenne d'émission centrée ($F = 2.45$ Ghz, $2D = 36$ cm, $h = 60$ cm)

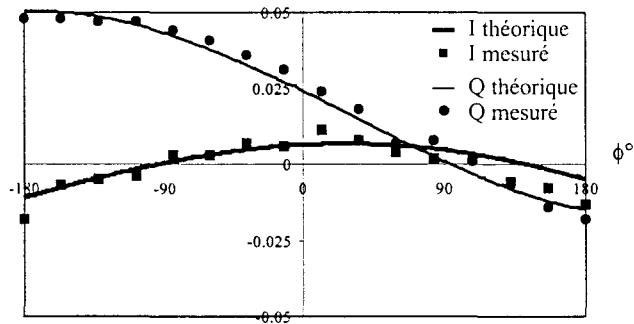


Figure III.18.a: Interférograme vectoriel I-Q simulé et expérimental obtenus en polarisation linéaire dans le cas de la Figure III.17 ($F = 2.45$ GHz, $2D = 36$ cm, $h = 60$ cm)

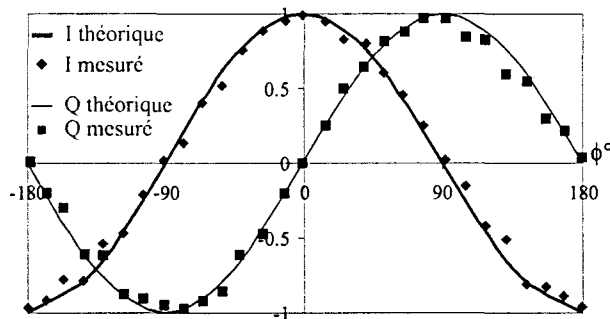


Figure III.18.b: Interférograme I-Q vectoriel simulé et expérimental normalisé obtenu en polarisation circulaire dans le cas de la Figure III.17 $F = 2.45$ GHz $2D = 36$ cm, $h = 60$ cm

III.3.2.2. Amélioration de la mesure de phase dans les systèmes non coopératifs

Dans les systèmes non coopératifs, **Figure III.17**, la mesure de la phase est biaisée, essentiellement, par l'effet des couplages entre les antennes d'émission A_0 et de réception A_1 et A_2 . Nous montrons à titre de rappel, **Figure III.18.a**, l'interférogramme complexe I-Q obtenu en utilisant des antennes à polarisation linéaire. Les signaux I et Q, parasités par le couplage entre émetteur et récepteur, ne sont pas en quadrature et n'ont pas la même amplitude.

L'utilisation d'une antenne (A_0) PCD à l'émission ($L = 50$ W, $R =$ générateur) et d'antennes (A_1 et A_2) PCG à la réception ($L =$ générateur, $R = 50$ W) permet d'obtenir les interférogrammes complexes présentés **Figure III.18.b**, qui, comparés à des interférogrammes calculés sans tenir compte des effets de couplage, montre l'efficacité d'une telle opération.

La détermination de la phase à partir de ces signaux est obtenue avec un écart de phase $\Delta\phi$ proche de l'écart de phase instrumental $\Delta\phi_{\text{cor}}$ (**Figure III.19**). Le facteur de mérite associé est comparé au facteur de mérite associé aux signaux I-Q déterminés dans le cas d'une réception à antennes linéaires. Le gain minimum G_{min} obtenu est de l'ordre de 12 dB et justifie amplement l'utilisation de ces composants (**Figure III.20**).

L'utilisation des propriétés de la polarisation circulaire a permis de s'affranchir des effets du couplage de manière simple et performante. L'application de ces antennes aux systèmes coopératifs va maintenant être entreprise. Dans ce cas, l'effet de changement de sens de polarisation permet de réduire une partie des contributions des ondes rétro diffusées, sur les parois horizontales et verticales, puisque le sens de rotation de la polarisation change à chaque réflexion.

III.3.2.3. Amélioration de la mesure de phase dans les systèmes coopératifs

Pour mettre en évidence l'impact de la polarisation circulaire sur la qualité de mesure de phase dans un système coopératif, nous utilisons la configuration de la **Figure II.22**. L'émetteur A_0 propage en direction des antennes A_1 et A_2 (de même polarisation que A_0) une onde monochromatique à 2.45 GHz.

Compte tenu des propriétés de la polarisation des ondes électromagnétiques énoncées au paragraphe **III.2.2.**, les ondes réfléchies sur la plaque métallique subissent un changement de rotation de la polarisation. A la réception, ces signaux sont par conséquent pondérés par le coefficient de « cross polarisation » des antennes A_1 et A_2 .

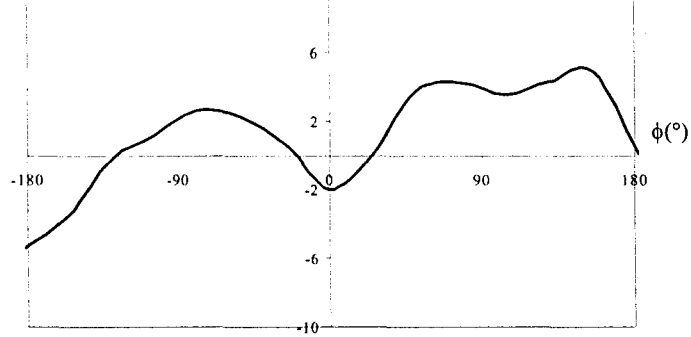


Figure III.19: Erreur de phase résiduelle déduite de la Figure III.17

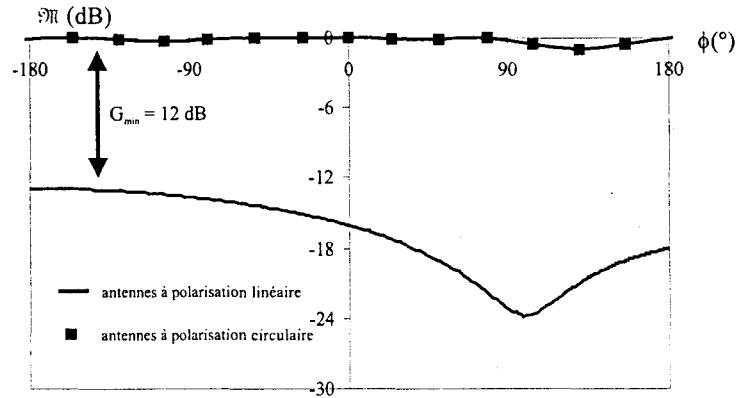


Figure III.20: Facteurs de mérite associés aux signaux I et Q (Figure III.18.a et Figure III.18.b)

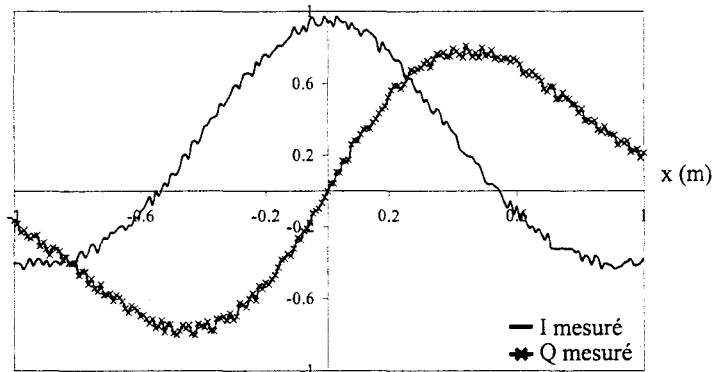


Figure III.21: Interférogramme complexe IQ normalisé mesuré dans le cas de la Figure II.22 utilisant des antennes à polarisation circulaire ANP-C-116

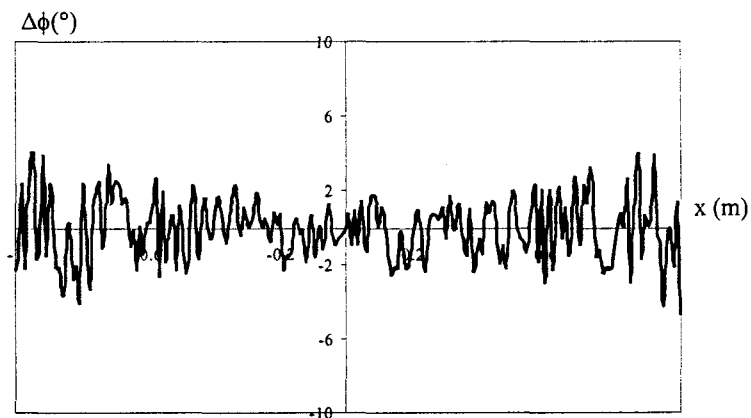


Figure III.22: Erreur de phase résiduelle du système coopératif (Figure II.22) utilisant des antennes à polarisation circulaire ANP-C-116

Les antennes utilisées sont des antennes du commerce du type ANP-C-116 fabriquées par M-A/COM. Elles sont de polarisation circulaire droite et leur caractéristique est présentée en **annexe III.1**. Elles possèdent un gain d'environ 4 dBi et un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB. La réjection en « cross polarisation » est d'environ -20 dB.

Dans ces conditions, nous obtenons, en fonction de l'abscisse x de l'émetteur A_0 , l'interférogramme complexe I-Q mesuré normalisé (**Figure III.21**) avec $F=2.45$ GHz, $2D=11.6$ cm et $h=1.65$ m. L'erreur résiduelle $\Delta\phi$ sur la phase est inférieure à $|5^\circ|$ (**Figure III.22**). Le facteur de mérite \mathfrak{M} associé, comparé au facteur de mérite issu des mesures avec des antennes à polarisation linéaire, (**Figure III.23**) justifie, là encore, amplement l'utilisation de tels composants.

L'emploi des propriétés des ondes polarisées de manière circulaire permet, dans le cas d'un système non coopératif, de réduire le couplage et dans le cas du système coopératif de réduire l'impact des trajets multiples. Les améliorations obtenues dans la mesure de phase sont considérables, puisque l'erreur sur la phase a été réduite d'un facteur 5 environ.

Nous abordons maintenant un autre moyen de réduire les effets de couplage ou de trajets multiples en réalisant une émission à diversité spatiale.

III.3.3. Exploitation de la diversité spatiale

Nous avons indiqué au paragraphe **III.2.3.2** comment la diversité spatiale en réception se révélait capable de réduire l'impact des multitrajets par la mesure de signaux spatialement décorrélés.

Nous utilisons ici une approche qu'on pourrait qualifier de « diversité spatiale en émission » et qui consiste à réduire le couplage entre l'émetteur et le récepteur en réalisant un neutrodynage, rendu possible par une double émission. Pour juger de la performance intrinsèque de cette méthode, nous utilisons des antennes à polarisation linéaire.

L'examen du système d'équations **Eq II.20** révèle, au niveau du signal parasite, une périodicité spatiale de période λ suivant l'axe $0x$. Cette remarque pourrait être utilisée pour générer un second signal « parasite », grâce à un second émetteur, d'amplitude et de phase telles qu'il annule la contribution du premier signal parasite généré par le premier émetteur..

La mise en œuvre de cette méthode est illustrée **Figure III.24** où les antennes A_0 et B_0 émettent, à tour de rôle au rythme de l'acquisition, un signal $S_0(t)$. Cette façon de procéder génère un couplage du aux chemins d_3 et d_4 et un couplage du aux chemins d_7 et d_8 .

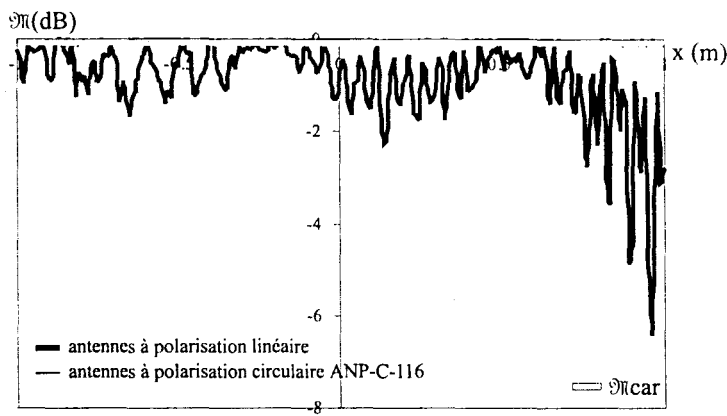


Figure III.23: Facteurs de mérite dans le cas de la Figure II.22

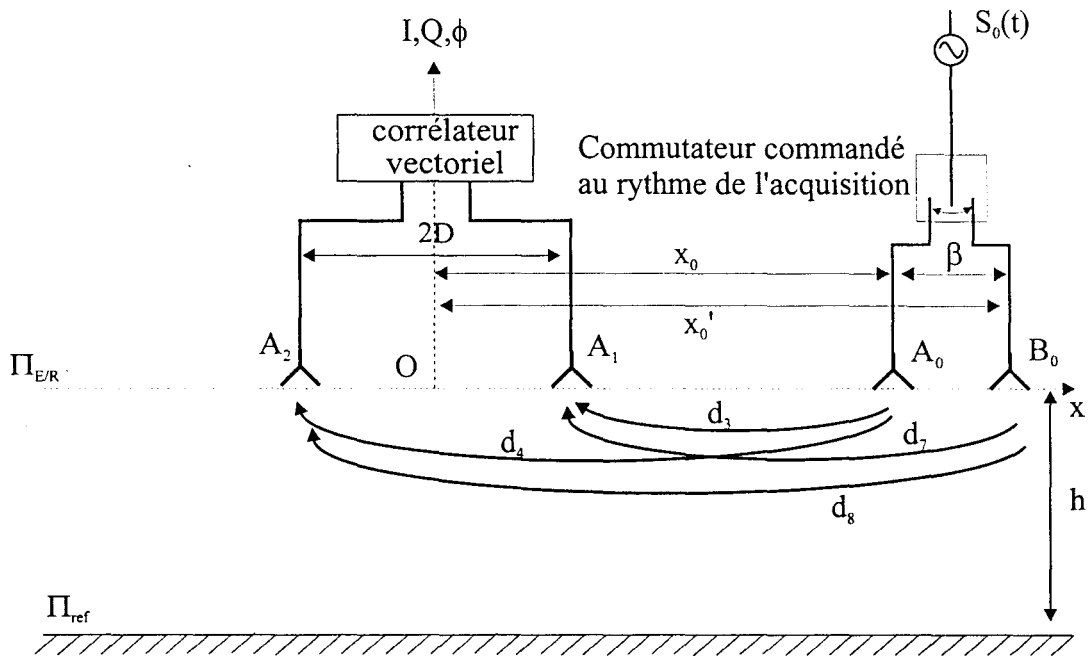


Figure III.24: Schéma de principe de mesure par double émission

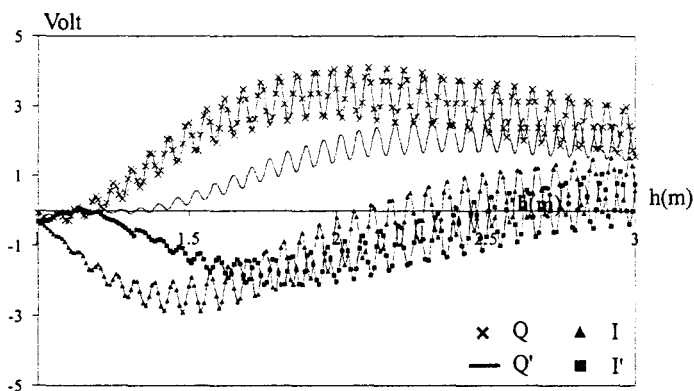


Figure III.25: Interférographes complexes
I-Q et I'-Q' simulés
F=2.45 GHz, 2D=36 cm, $x_0=30$ cm

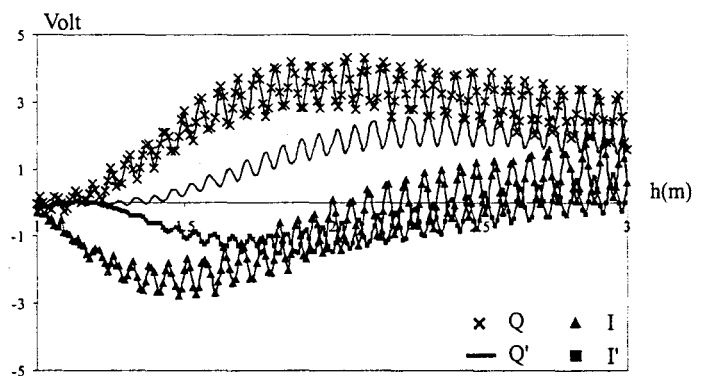


Figure III.26: Interférographes complexes
I-Q et I'-Q' mesurés
F=2.45 GHz, 2D=36 cm, $x_0=30$ cm

La distance β entre A_0 et B_0 est calculée de manière telle que le déphasage entre ces deux contributions soit de π et vérifie :

$$\beta = (2k + 1) \frac{\lambda}{2} \quad \text{Eq III.1}$$

Lorsque l'antenne A_0 est active, les signaux I et Q s'écrivent :

$$\begin{cases} I = \alpha_1 \cos\left(\frac{2\pi x_0 D}{\lambda h}\right) + \alpha_4 \cos\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) + 2\alpha_3 \alpha_2 \cos\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}(x_0 - 2h)\right) \\ Q = \alpha_1 \sin\left(\frac{2\pi x_0 D}{\lambda h}\right) - \alpha_4 \sin\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) - 2\alpha_3 \alpha_2 \sin\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}(x_0 - 2h)\right) \end{cases} \quad \text{Eq III.2}$$

Lorsque l'antenne B_0 est active, les signaux I' et Q' s'écrivent :

$$\begin{cases} I' = \alpha_1 \cos\left(\frac{2\pi x_0' D}{\lambda h}\right) + \alpha_4 \cos\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) + 2\alpha_3 \alpha_2 \cos\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}(x_0' - 2h)\right) \\ Q' = \alpha_1 \sin\left(\frac{2\pi x_0' D}{\lambda h}\right) - \alpha_4 \sin\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) - 2\alpha_3 \alpha_2 \sin\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}(x_0' - 2h)\right) \end{cases} \quad \text{Eq III.3}$$

Afin de s'assurer une distance β physiquement acceptable, on choisit $k = 1$ dans l'équation **Eq III.1**. En rapportant x_0' à x_0 et en remplaçant β par sa valeur, nous obtenons :

$$\begin{cases} I' = \alpha_1 \cos\left(\frac{2\pi x_0 D}{\lambda h} + \frac{3\pi D}{h}\right) + \alpha_4 \cos\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) - 2\alpha_3 \alpha_2 \cos\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}(x_0 - 2h)\right) \\ Q' = \alpha_1 \sin\left(\frac{2\pi x_0 D}{\lambda h} + \frac{3\pi D}{h}\right) - \alpha_4 \sin\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) + 2\alpha_3 \alpha_2 \sin\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}(x_0 - 2h)\right) \end{cases} \quad \text{Eq III.4}$$

La comparaison des interférogrammes complexes I-Q et I'-Q', simulés en fonction de la distance h, montre bien que les signaux parasites de couplage (signaux à variation rapide) sont en opposition de phase (**Figure III.25**) mais n'ont pas la même amplitude. Les interférogrammes obtenus expérimentalement (**Figure III.26**) sont conformes aux interférogrammes simulés.

En additionnant les termes de l'équation **Eq III.2** et les termes de l'équation **Eq III.4** et en omettant le terme d'amplitude α_4 (correspondant à un offset), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} I'' = I + I' \approx 2\alpha_1 \cos\left(\frac{3\pi D}{2h}\right) \cos\left(\frac{\pi D}{2h}\left(\frac{4x_0}{\lambda} + 3\right)\right) \\ Q'' = Q + Q' \approx 2\alpha_1 \cos\left(\frac{3\pi D}{2h}\right) \sin\left(\frac{\pi D}{2h}\left(\frac{4x_0}{\lambda} + 3\right)\right) \end{cases} \quad \text{Eq III.5}$$

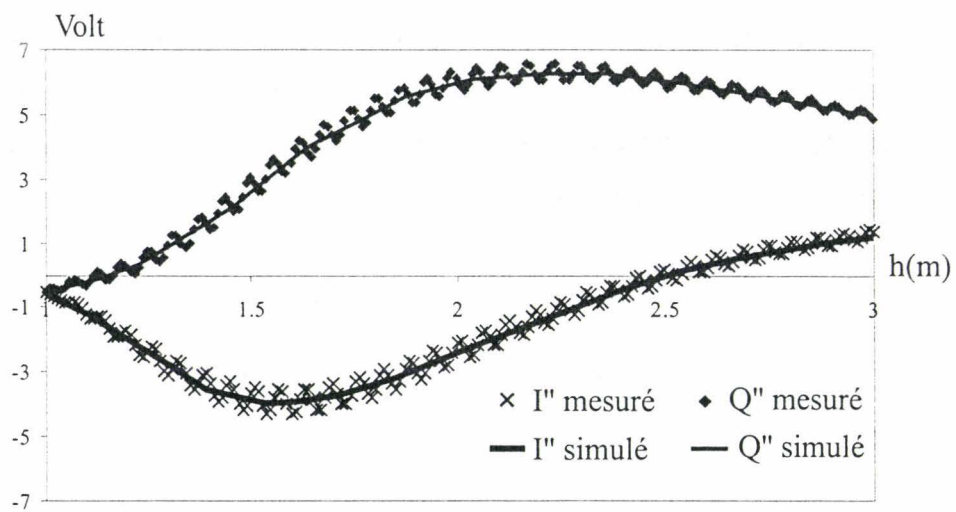


Figure III.27: Interférogrammes complexes I''-Q'' simulé et mesuré (Figure III.24)
 $F=2.45$ GHz, $2D=36$ cm, $x_0=30$ cm, $\beta = 18$ cm

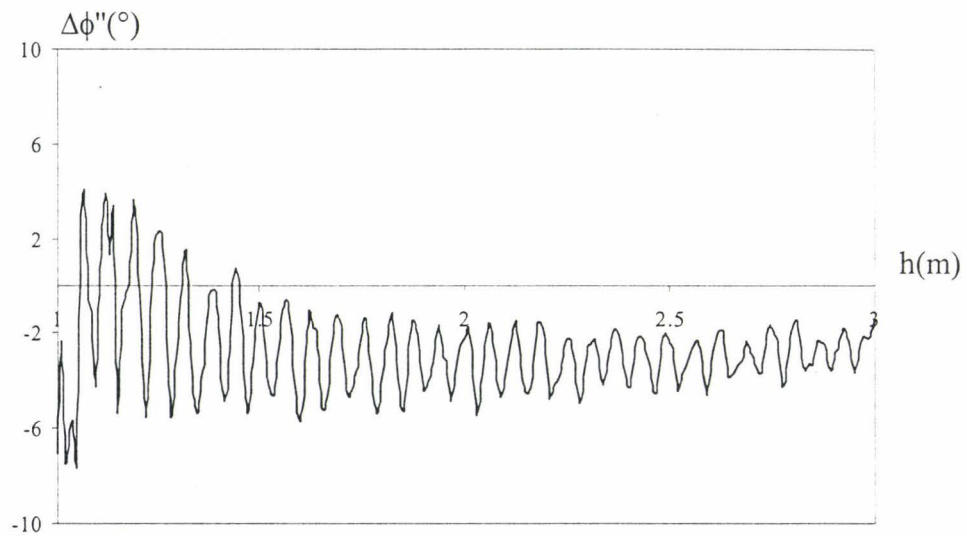


Figure III.28: Erreur de phase résiduelle du système non coopératif (Figure III.24)
 $F=2.45$ GHz, $2D= 36$ cm, $x_0= 30$ cm, $\beta = 18$ cm

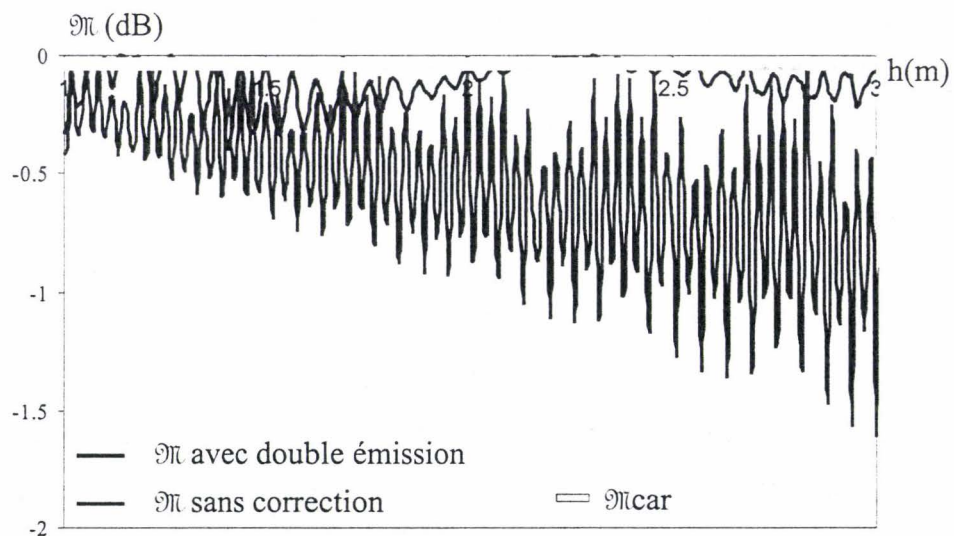


Figure III.29: Facteurs de mérite du système non coopératif (Figure III.24)
 $F=2.45$ GHz, $2D=36$ cm, $x_0=30$ cm, $\beta = 18$ cm

Les interférograms complexes $I''-Q''$ simulés et $I''-Q''$ relevés en fonction de h (**Figure III.27**), pour une fréquence $F = 2.45$ GHz, $2D = 36$ cm, $x_0 = 30$ cm et $\beta = 18$ cm, révèlent un bon accord. Il subsiste toutefois un signal parasite de couplage d'amplitude faible. Ce signal résiduel est dû au fait que les contributions des signaux de couplage ne peuvent pas avoir la même amplitude et que, par conséquent, on ne peut pas annuler complètement l'effet du couplage.

La phase ϕ'' , obtenue par inversion classique des signaux I'' et Q'' , s'écrit :

$$\phi'' = A \tan\left(\frac{Q''}{I''}\right) = \frac{\pi D}{2h} \left(\frac{4x_0}{\lambda} + 3\right) \quad \text{Eq III.6}$$

L'erreur de phase $\Delta\phi''$, issue des signaux I'' et Q'' , est inférieure à $|3^\circ|$ pour $h > 1.5$ m (**Figure III.28**). Le facteur de mérite associé \mathcal{M} (**Figure III.29**) montre une nette amélioration puisque sa valeur minimale avoisine -0.3 dB alors qu'elle est de -1.6 dB si aucune correction n'est appliquée. L'apport de cette méthode est ainsi démontré.

III.3.4. Exploitation de la diversité fréquentielle

Dans cette partie, nous présentons l'amélioration apportée par la diversité fréquentielle au moyen de sauts de fréquence sur une faible bande dans la mesure de la DDP [COU 01]. L'émetteur ne fonctionne plus de manière purement monochromatique mais change constamment et aléatoirement de fréquence dans une bande déterminée et faible par rapport à la fréquence centrale de 2.45 GHz. On peut également envisager le cas où les signaux de différentes fréquences sont émis simultanément, par paquet, rendant aussi compatible cette solution avec les émissions OFDM [OFDM]. Dans ce cas, les signaux d'intermodulation issus du mélange de deux fréquences différentes seraient filtrés via un filtre passe bas.

Pour une fréquence et une position donnée de l'émetteur A_0 , la représentation dans l'espace des DDP absolues est rappelée **Figure III.30**.

Dans les conditions expérimentales de la **Figure II.27**, dont nous rappelons les principaux paramètres ($F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m), la bande de cohérence suffisante pour résoudre les contributions du domaine D_2 vaut 60 MHz. Ainsi en faisant varier aléatoirement la fréquence de l'émetteur A_0 entre $F_1 = 2.42$ GHz et $F_2 = 2.48$ GHz avec un pas de 10 MHz, la représentation dans le domaine des DDP est donnée **Figure III.31** où la contribution du domaine D_2 est réduite. L'utilisation conjointe d'une polarisation circulaire va contribuer à réduire considérablement les raies parasites du domaine

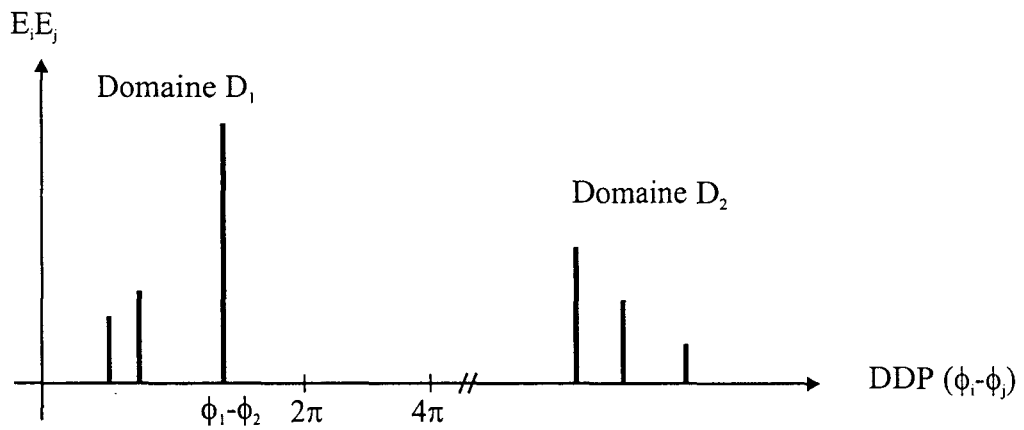


Figure III.30: Spectre de raie en phase pour une fréquence donnée

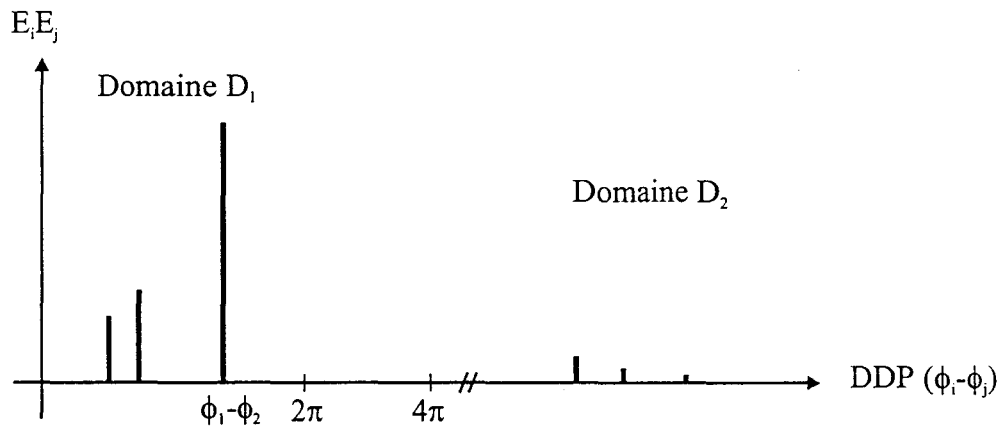


Figure III.31: Spectre de raie en phase obtenu avec l'utilisation d'une fréquence d'émission aléatoire comprise dans la bande de cohérence Δ_f

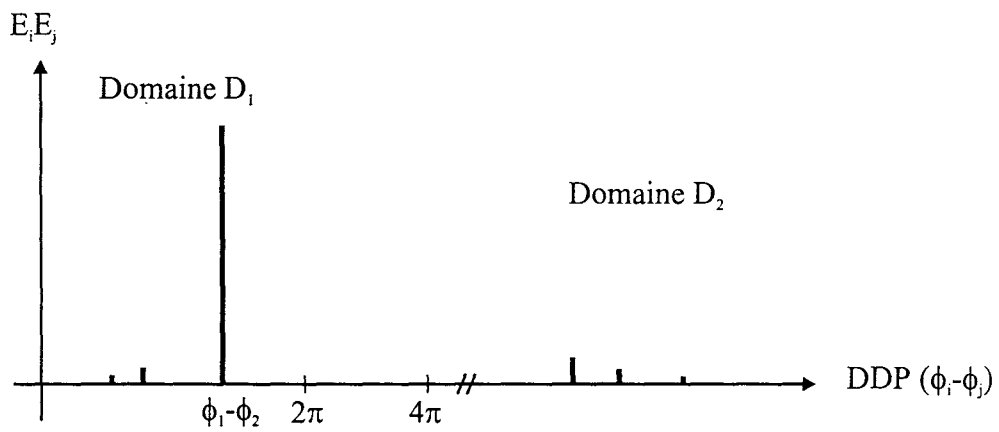


Figure III.32: Spectre de raie en phase obtenu avec l'utilisation conjointe d'antennes à polarisation circulaire et d'une fréquence d'émission aléatoire comprise dans la bande de cohérence Δ_f

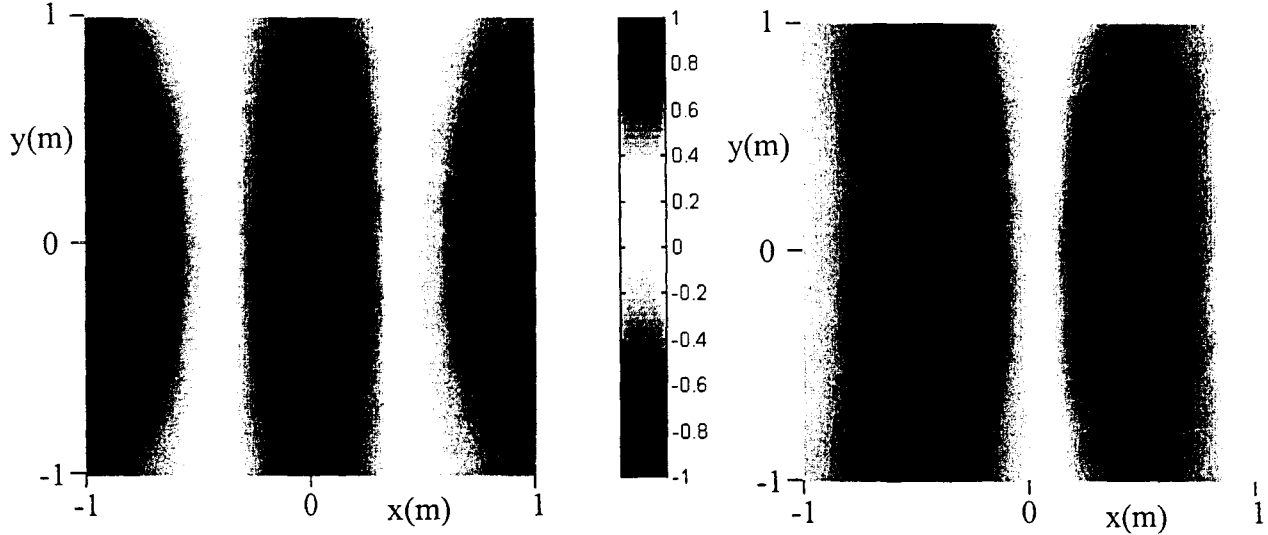


Figure III.33: Image interférométrique expérimentale IQ utilisant la diversité de fréquence
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m, $\Delta_f = 60$ MHz

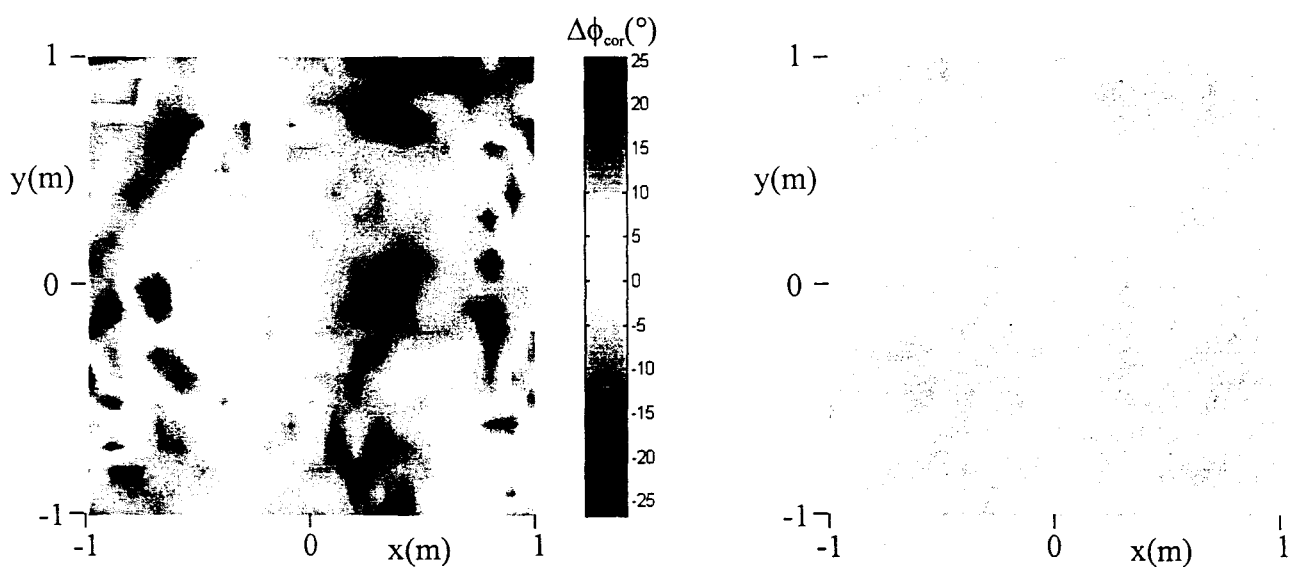


Figure III.34: Erreur de phase $\Delta\phi$ obtenue dans le cas monochromatique et dans le cas de la diversité de fréquence
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m et $\Delta_f = 60$ MHz

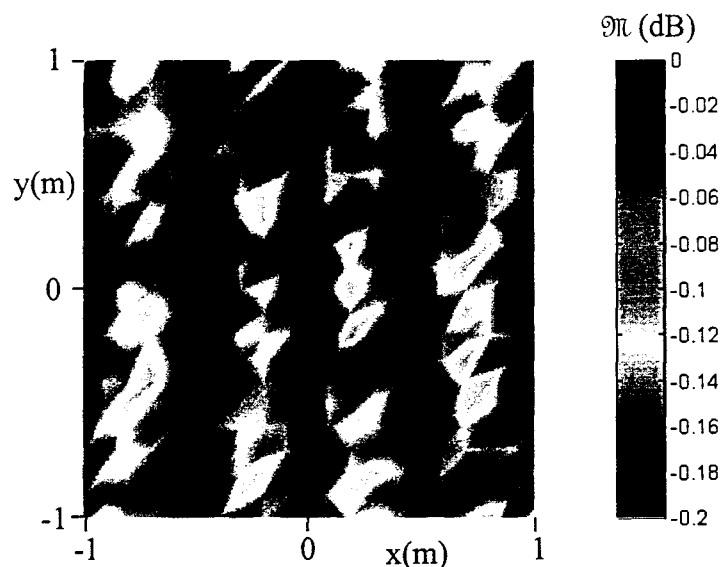


Figure III.35: Facteur de mérite $\bar{\pi}$ issu des mesures en diversité de fréquences
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m et $\Delta_f = 60$ MHz

D_1 , ce qui conduit à une nouvelle représentation de l'espace des DDP qui approche une propagation du type espace libre (**Figure III.32**). L'égalisation est ainsi opérée.

Pour accéder à la phase ϕ , il suffit de considérer la relation intégrale suivante :

$$\phi(x, y) = A \tan \left(\frac{\int_{F_2}^{F_1} I_{x,y}(f) df}{\int_{F_1}^{F_2} Q_{x,y}(f) df} \right) \quad \text{Eq III.7}$$

L'application de cette technique a permis d'obtenir les images I et Q expérimentales de la **Figure III.33** dans les conditions énoncées plus haut. L'image des erreurs de phase avant et après correction (**Figure III.34**) ainsi que l'image du facteur de mérite après correction (**Figure III.35**) démontre la pertinence de cette méthode. L'erreur sur la phase est passée de $\pm 25^\circ$ à $\pm 3^\circ$, soit une erreur proche de l'erreur instrumentale.

III.3.5. Conclusion

Nous avons présenté ici différents moyens matériels permettant d'améliorer considérablement la qualité de la mesure de phase en présence de couplage direct dans les systèmes non coopératifs ou de propagation multitrajets dans les systèmes coopératifs.

L'utilisation de la polarisation circulaire associée à la diversité fréquentielle ou spatiale permet de réduire les contributions parasites de propagation rencontrées dans les applications concernées et par voie de conséquence autorise une inversion des données de phase.

Ces moyens matériels peuvent avantageusement être augmenter de moyens logiciels comme les algorithmes d'analyse fréquentielle ou multi échelle et les algorithmes d'égalisation de canaux.

Dans le paragraphe suivant, nous présentons ces méthodes ainsi que les améliorations qui en résultent en matière d'erreur de phase.

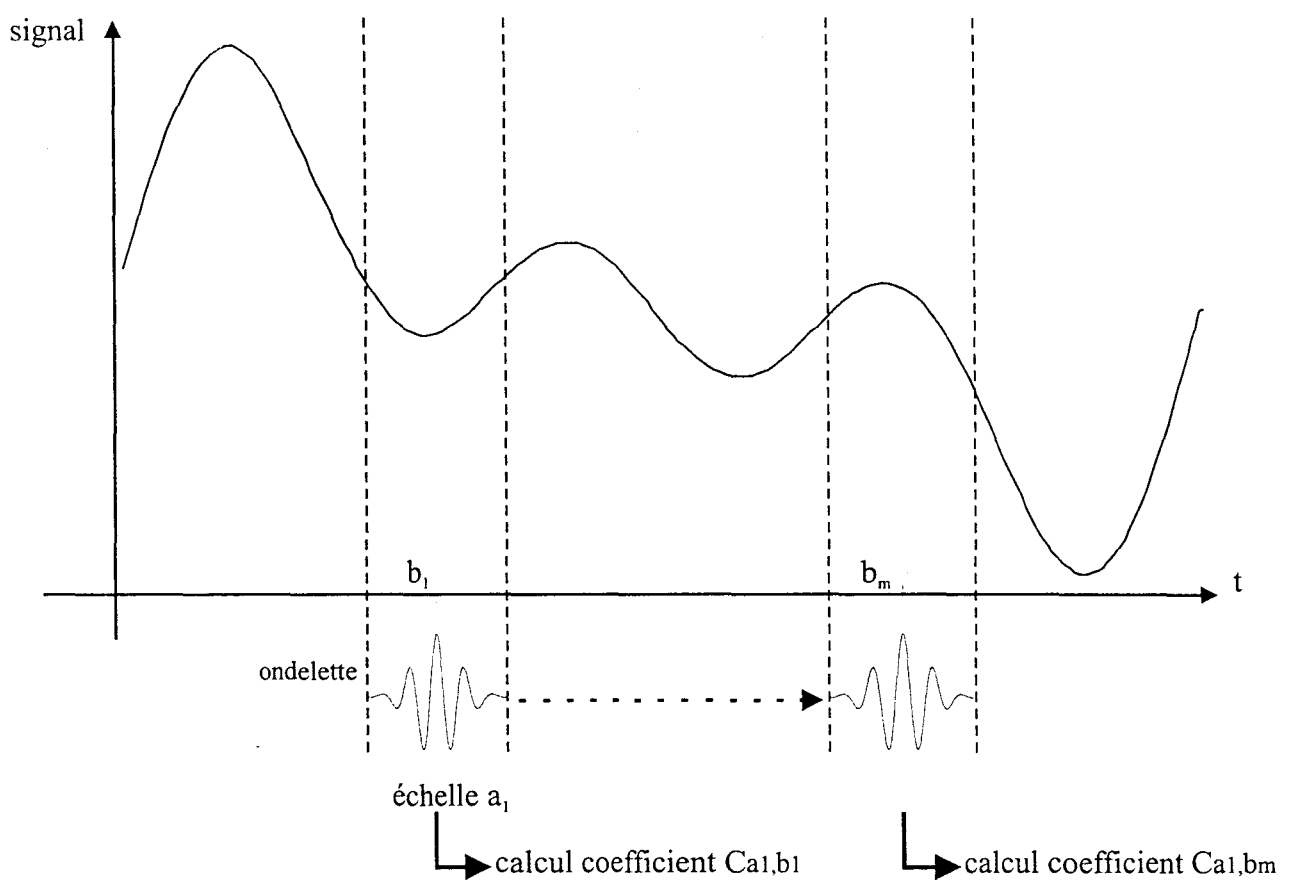


Figure III.36 : Décalage temporel (shifting) de l'analyse de signal par ondelettes

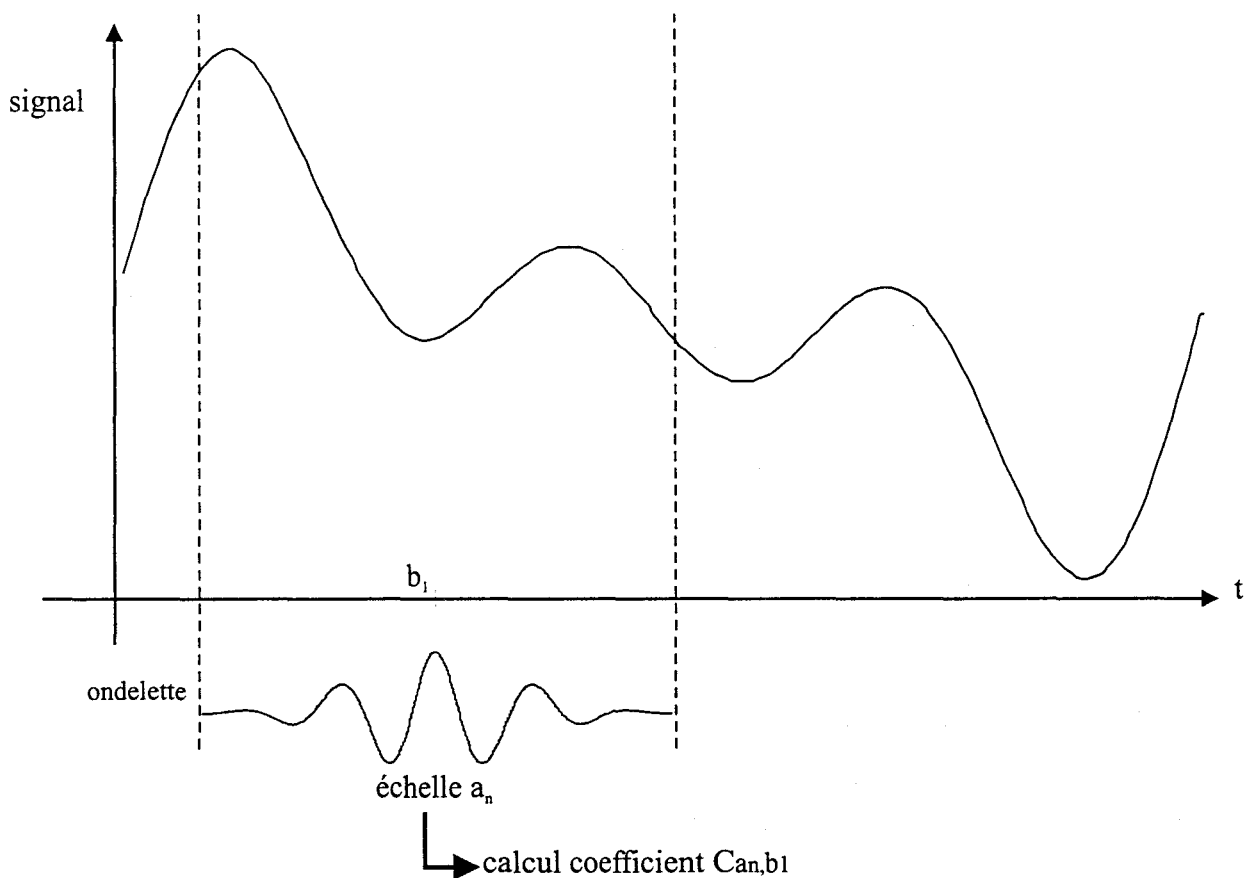


Figure III.37 : Etirement de l'échelle de l'ondelette (scaling) pour l'analyse multi-échelles

III.4. Moyens logiciels de réduction des trajets multiples dans les systèmes interférométriques

III.4.1. Introduction

Avec le développement des communications numériques en milieu confiné, différentes méthodes numérique d'analyse et de correction d'erreur ont été développées afin d'assurer des liaisons hertziennes de communication point à point d'excellente qualité. Deux orientations majeures sont alors suivies :

- ◆ l'analyse temps/fréquence, STFT (Short Time Fourier Transform), basée sur la transformée de Fourier à fenêtre glissante [HOR 97] ou temps/échelle basée sur la transformée en ondelettes [WAL 97]
- ◆ les méthodes numériques d'égalisation, semi aveugle ou aveugle, [DEN 98] de canal destiné aux communications numériques. Les algorithmes de décision s'appuient sur des méthodes de maximum de vraisemblance, d'erreur quadratique moyenne ou sur la méthode du gradient [DIO]

Nous rappelons ici brièvement le principe de ce type d'analyse.

III.4.2. Analyse temps/Fréquence : La transformée de Fourier à fenêtre glissante

De nombreuses techniques basées sur la transformée de Fourier sont souvent employées afin d'analyser les signaux et leurs interférences [HOR 97]. Pour la plupart des signaux stationnaires, l'analyse de Fourier classique reste suffisante. En revanche en présence d'un signal non stationnaire, il importe de procéder à une analyse de Fourier en temps/fréquence qui présente l'avantage d'observer le spectre dans une fenêtre temporelle réduite (Short Time Fourier Transform STFT). Mais de plus en plus, l'analyse temps fréquence est remplacée par une analyse temps/échelle considérée comme plus complète puisque les signaux ayant des discontinuités faibles ou des régimes transitoires peuvent être détectés [WTOOL].

III.4.3. Analyse temps/échelle : La transformée en ondelettes

Depuis une dizaine d'années, l'analyse par ondelettes s'est développée dans de nombreux secteurs où le débruitage ou le codage d'informations sont requis [WAL 97]. Son principe repose sur l'analyse d'un signal au travers une ondelette $\psi(a_i, b_i, t)$ dont le décalage b_i (shifting **Figure III.36**) et la contraction a_i (scaling **Figure III.37**) sont ajustées de manière

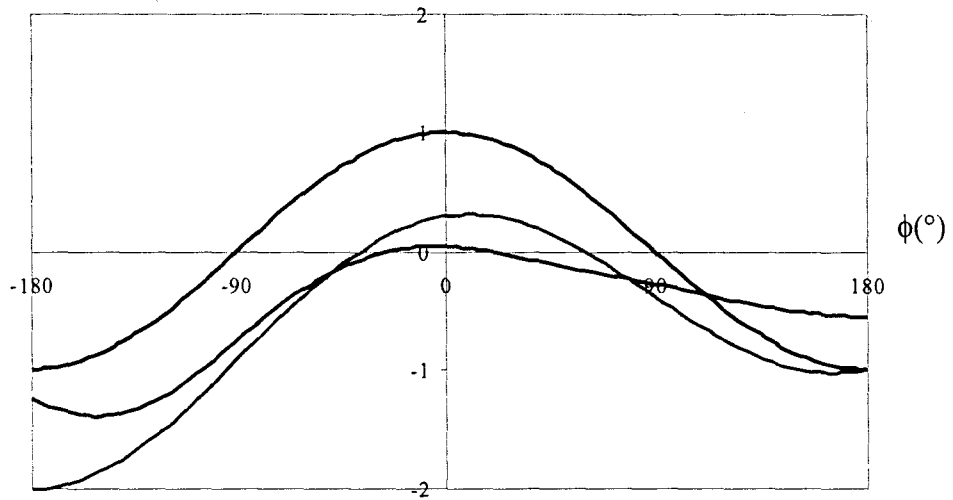


Figure III.38: Elimination par ondelettes d'un signal parasite du domaine D_1

- signal I utile
- signal I utile + signal parasite
- signal I restitué après analyse en ondelettes

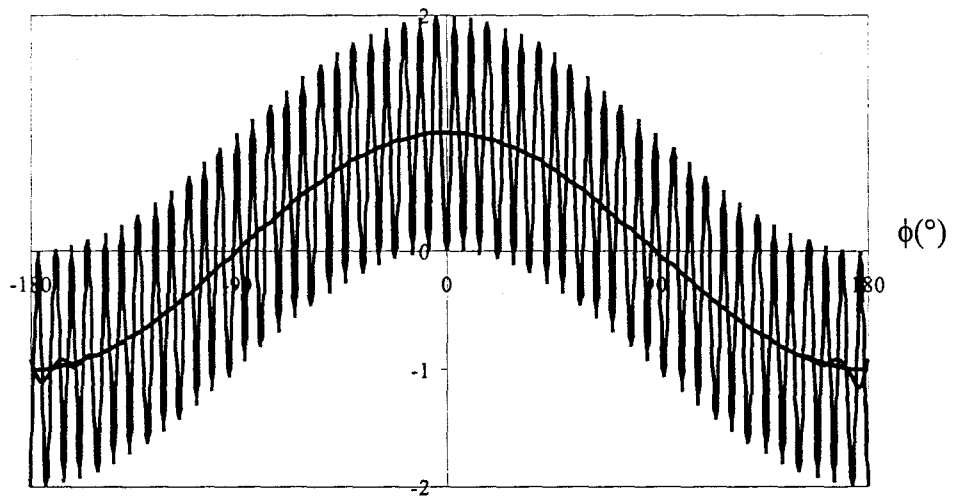


Figure III.39: Elimination par ondelettes d'un signal parasite du domaine D_2

telle que la corrélation entre l'ondelette et la partie du signal à analyser soit maximale. L'analyse par ondelettes peut, par conséquent, être assimilée à un microscope « mathématique » où pour chaque décalage temporel b_i et chaque échelle a_i de la fonction ondelette, on définit les coefficients d'ondelettes C_{a_i, b_i} qui caractérisent la corrélation entre le signal $f(t)$ à analyser et l'ondelette analysante :

$$C_{a_i, b_i} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi(a_i, b_i, t) dt \quad \text{Eq III.8}$$

L'ondelette analysante s'exprime en fonction d'une ondelette mère ψ_m dont le choix de la forme est dicté par la forme du signal à analyser :

$$\psi(a_i, b_i, t) = \frac{1}{\sqrt{a_i}} \psi_m \left(\frac{t - b_i}{a_i} \right) \quad \text{Eq III.9}$$

Cette méthode peut s'avérer intéressante pour débruiter un signal ou alors le coder avec des modulations multiporteuses actuellement développées pour les réseaux de communications à hauts débits [TZA 94]. Récemment, l'analyse multi échelles a fait son apparition dans les domaines de l'interférométrie dédiée à la topographie [TRO 95]. Elle permet de restaurer la phase de manière adaptative.

Pour notre part, l'analyse en ondelette sera surtout utile pour réduire l'impact des DDP parasites situées dans le domaine D_2 (paragraphe II.7.1). En effet, l'analyse par ondelette en vue d'une réduction des DDP parasites du domaine D_1 se révèle peu efficace comme le suggère la **Figure III.38**. Sur cette figure, nous représentons en noir le signal I simulant une propagation du type espace libre, en rouge, le signal parasité par une DDP du domaine D_1 et en bleu le signal restitué après « nettoyage » par une ondelette du type Daubechies.

En revanche, ce genre de déconvolution est approprié pour réduire l'impact des DDP du domaine D_2 comme le souligne la **Figure III.39**. Sur cette figure, nous représentons en noir le signal I simulant une propagation du type espace libre, en rouge, le signal parasité par une DDP du domaine D_1 et en bleu le signal restitué après « nettoyage » par une ondelette du type Daubechies.

Le résultat, dans ce cas de figure, est concluant et cette solution reste pertinente.

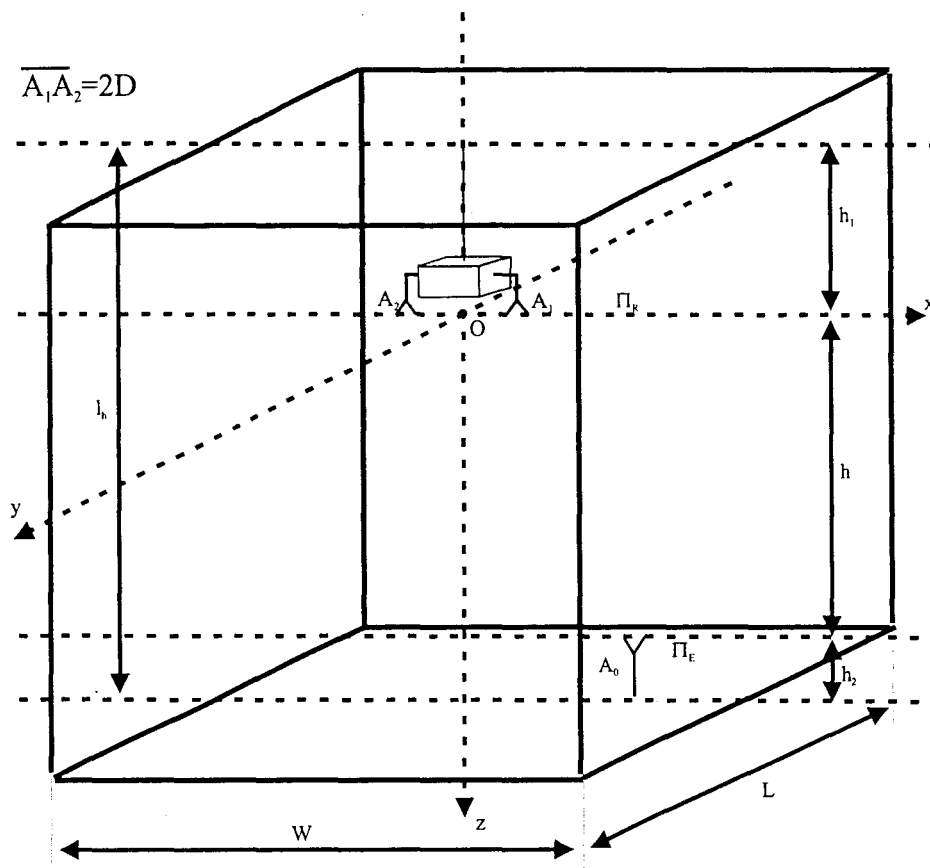


Figure III.40: Milieu confiné pris en compte pour les méthodes de correction par minimum de distance

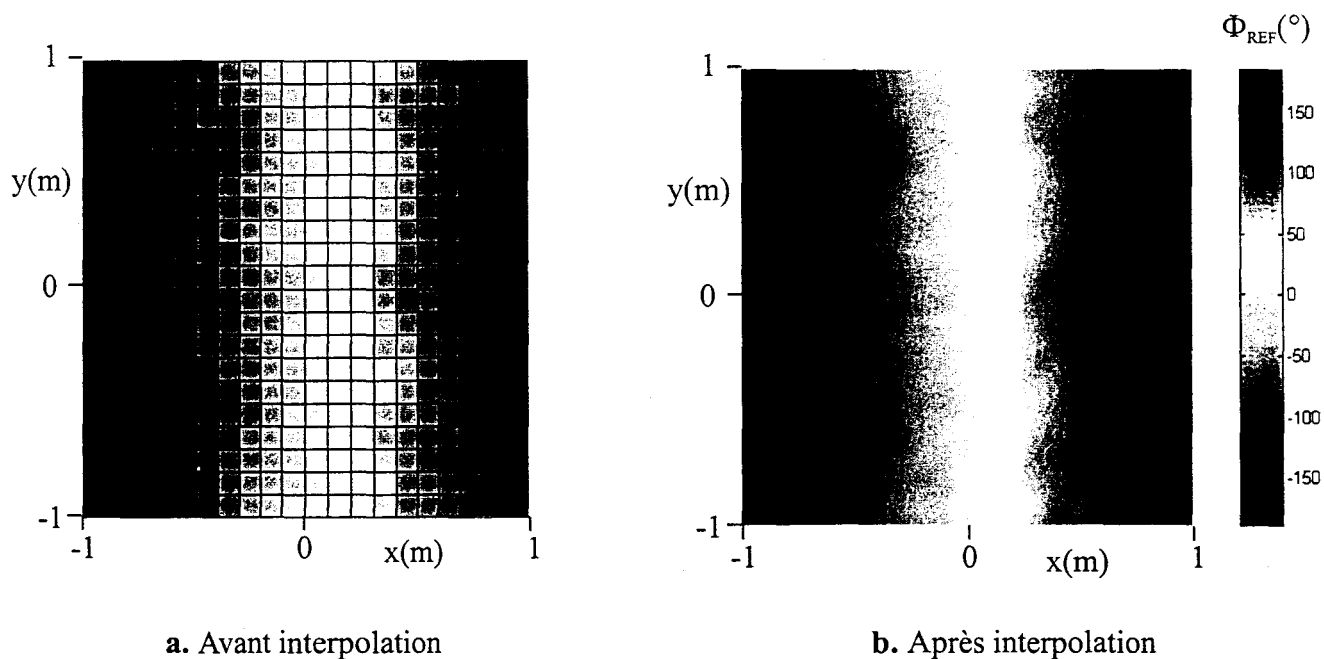


Figure III.41: Matrice Φ_{REF} servant de référence pour les corrections de phase

III.4.4. Egalisation semi aveugle du canal par l'utilisation d'un algorithme à minimum de distance

Par méthode d'égalisation semi aveugle [**DIO**], nous entendons toute méthode où les signaux I-Q issus de la mesure sont comparés à des signaux I-Q de référence issus soit de la modélisation des paramètres du canal [**COU 00**], soit d'une procédure de calibrage.

Dans ces deux cas, on cherche à réduire la distance entre la mesure et la référence, critère qui permettra d'accéder à la DDP utile.

Ces techniques de mesure qui s'appuient sur des données de référence sont mises en œuvre par exemple au LAAS [**LAAS 98**] pour la localisation de robot dans un environnement partiellement connu.

Nous reprenons, **Figure III.40**, l'environnement confiné déjà considéré au paragraphe **II.6.3**. Le mobile A_0 se déplace sur le plan Π_E à l'intérieur d'une SPSA, évaluée à 4 m^2 ($-1 \text{ m} < x < 1 \text{ m}$, $-1 \text{ m} < y < 1 \text{ m}$). Le récepteur, constitué des antennes A_1 et A_2 connectées à un corrélateur vectoriel, est fixé au plafond (plan Π_R).

III.4.4.1. Algorithme de minimum de distance par calibrage

La méthode de calibrage consiste à relever, pour chaque couple de coordonnées (x,y) de l'émetteur A_0 , les signaux interférométriques complexes I et Q afin d'en déduire la phase ϕ .

Ainsi dans le plan Π_E , à chaque coordonnées (x_i, y_i) , on associe un nœud (i,j) associé à son tour à la DDP $\phi(i,j)$. On échantillonne ainsi la SPSA avec un pas spatial $\Delta x = 10 \text{ cm}$ et $\Delta y = 10 \text{ cm}$ et on dresse, **Figure III.41.a**, la carte des DDP qui montre bien que la variation de ϕ est comprise entre -180° et 180° (l'émetteur se déplaçant dans la SPSA).

L'interpolation à deux dimensions par une méthode spline cubique a été entreprise sous MATLAB V afin d'améliorer la sensibilité de la méthode de correction (**Figure III.41.b**). Par cette opération le pas d'échantillonnage a été ramené à $\Delta x = 1 \text{ cm}$ et $\Delta y = 1 \text{ cm}$ et on dispose en définitif d'une matrice de référence Φ_{REF} de dimension $[200, 200]$

La détermination de ϕ à partir des mesures brutes permet d'établir une matrice Φ_{MES} dite matrice de mesure telle que :

$$\Phi_{MES} = \phi_{MES} * \text{ones}[\text{dim}(\Phi_{REF})]$$

où $\text{ones}[\text{dim}(\Phi_{REF})]$ est une matrice unité dont les dimensions sont celles de Φ_{MES} .

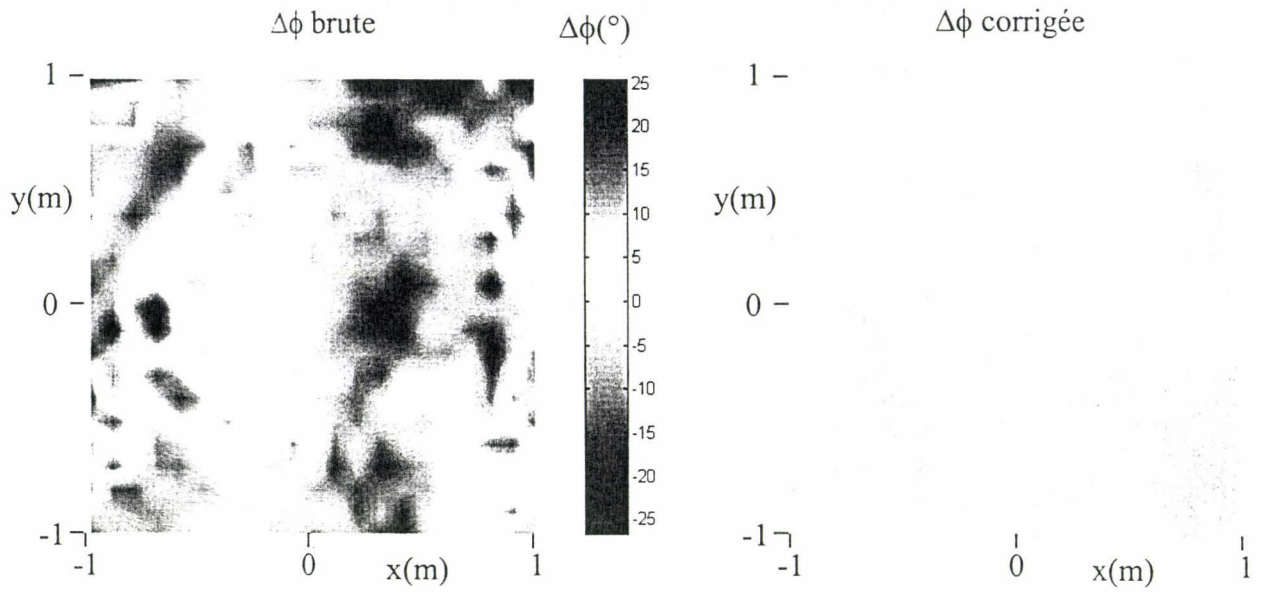


Figure III.42: Erreur de phase résiduelle $\Delta\phi$ avant et après correction par l'algorithme à minimum de distance par calibrage $F= 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m

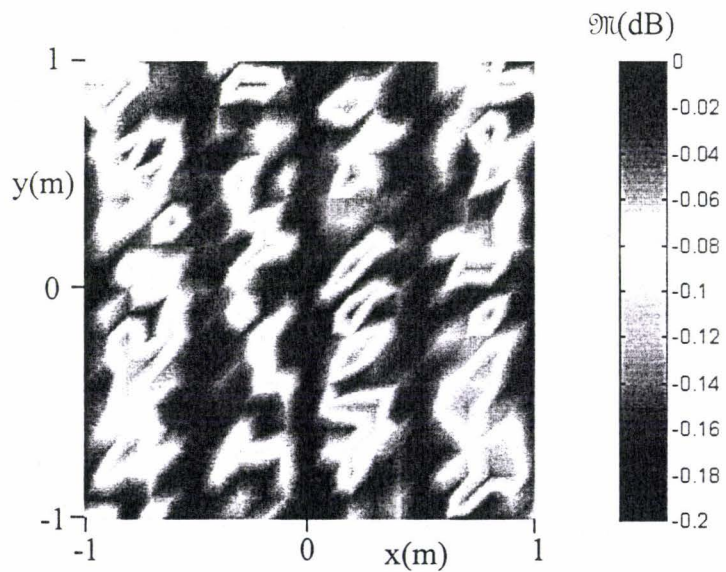


Figure III.43: Facteur de mérite $\bar{\pi}$ obtenu après correction par l'algorithme à minimum de distance par calibrage $F= 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m

La comparaison entre Φ_{MES} et Φ_{REF} permet la détermination des coordonnées (x,y) de l'émetteur A_0 telles que la distance entre ces deux matrices soit minimum. A partir de ces coordonnées, il est possible de calculer ϕ , indépendamment du canal de propagation, comme le suggère l'Eq III.12.

$$\phi_x = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{(x+D)^2 + y^2 + h^2} - \sqrt{(x-D)^2 + y^2 + h^2} \right) \quad \text{Eq III.10}$$

La mise en œuvre de cet algorithme a permis d'aboutir aux résultats des Figures III.42 où nous présentons l'erreur $\Delta\phi$ obtenue avant et après application de cet algorithme à $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm et $h = 1.65$ m. D'une erreur brute, comprise entre -25° et 25° , nous passons à une erreur inférieure à $|3^\circ|$. Le facteur de mérite \mathfrak{M} (Figure III.43) confirme la qualité de la correction puisque la valeur critique est supérieure à -0.2 dB, soit proche de $\mathfrak{M}_{\text{car}}$.

Si cette correction demeure largement satisfaisante, elle peut être, dans certain cas, fastidieuse à mettre en œuvre, si par exemple la surface SPSA est importante. On s'oriente alors, dans le paragraphe suivant, vers une méthode d'égalisation basée sur un algorithme de distance minimum mais où la matrice de référence est obtenue par une modélisation du canal de propagation.

III.4.4.2. Algorithme de minimum de distance par modélisation

Là encore, l'égalisation semi-aveugle nous conduit à former des matrices de référence, non plus à partir d'un calibrage mais à partir d'une modélisation du canal de propagation.

Ce travail, nous l'avons déjà commencé au paragraphe II.6.3, où l'on a établi, Eq II.27, la forme des signaux I et Q correspondant au milieu confiné, Figure II.27, et que nous reprenons ici :

$$\begin{cases} I = E_1 E_2 \cos(\phi) + 2E_1 E_3 \cos\left(\frac{\phi + \psi_3}{2}\right) \cos\left(\frac{\psi_1 - \psi_2}{2}\right) \\ Q = E_1 E_2 \sin(\phi) + 2E_1 E_3 \sin\left(\frac{\phi + \psi_3}{2}\right) \cos\left(\frac{\psi_1 - \psi_2}{2}\right) \end{cases}$$

avec les phases ψ_1, ψ_2, ψ_3 définies au paragraphe II.6.3.

Nous montrons facilement que les signaux I et Q peuvent s'écrire:

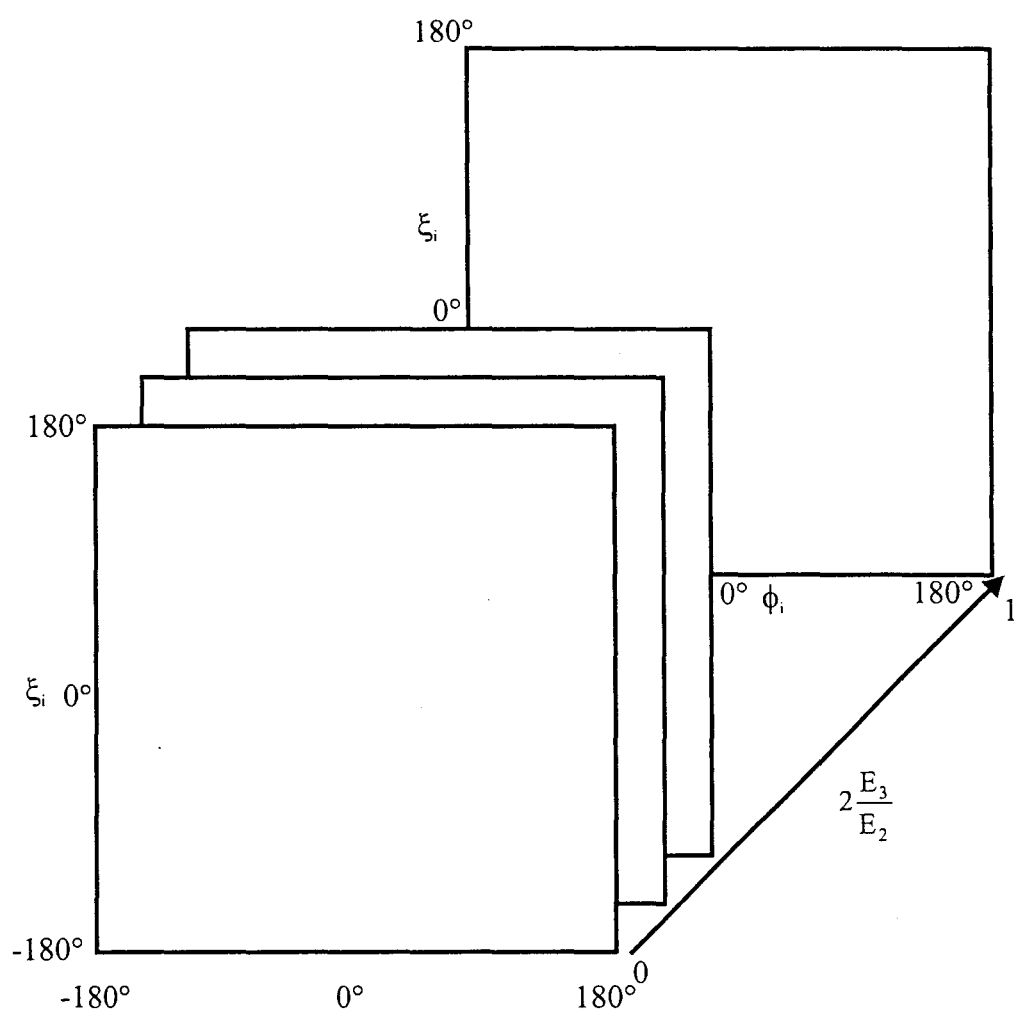


Figure III.44: Matrice hypercube représentant I_{REF} ou Q_{REF} en fonction de ϕ , ξ et $2E_3/E_2$

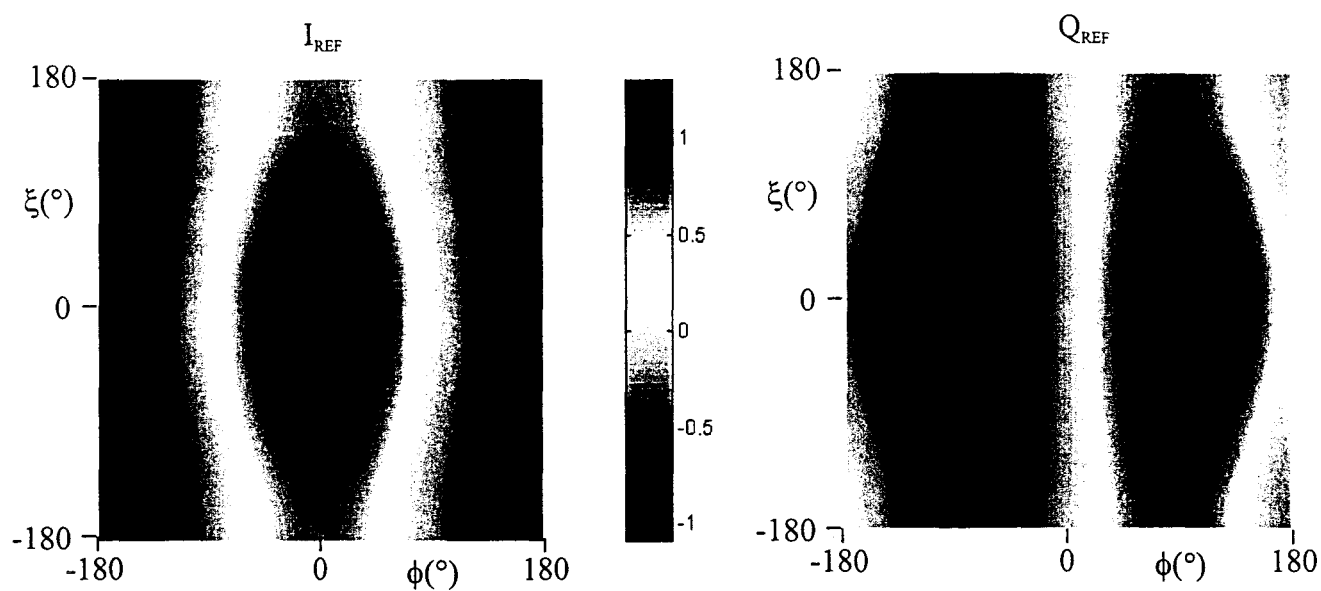


Figure III.45: Matrices I_{REF} et Q_{REF} utilisées pour comme référence dans la correction par critère de minimum de distance par modélisation
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $h_1 = h_2 = 0.5$ m

$$\begin{cases} I = \cos(\phi) + 2 \frac{E_3}{E_2} \cos(\alpha\phi_x) \cos(\xi) \\ Q = \sin(\phi) + 2 \frac{E_3}{E_2} \sin(\alpha\phi_x) \cos(\xi) \end{cases} \quad \text{Eq III.11}$$

avec α un paramètre conditionné par la géométrie de l'environnement ($\alpha = 0.6$ dans le cas de la **Figure II.22**). La phase théorique ϕ est donnée par :

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{(x-D)^2 + y^2 + h^2} - \sqrt{(x+D)^2 + y^2 + h^2} \right)$$

et l'erreur induite par la propagation multimodale :

$$\xi = \frac{\pi}{\lambda} \left(\sqrt{(x-D)^2 + y^2 + h^2} + \sqrt{(x+D)^2 + y^2 + h^2} - \sqrt{(x-D)^2 + y^2 + (3h+2h_1+2h_2)^2} - \sqrt{(x+D)^2 + y^2 + (3h+2h_1+2h_2)^2} \right)$$

Les signaux I-Q de l'**Eq III.11** dépendent en définitif de trois paramètres, la phase utile ϕ , un rapport d'amplitude $2 \frac{E_3}{E_2}$ associé au MDR, et une phase parasite ξ . Par conséquent, la matrice devra comporter trois degrés de liberté, ce qui implique l'utilisation d'hypercube dont la forme géométrique est donnée **Figure III.44** et qui rend compte de toutes les valeurs possibles prises par les trois degrés de liberté. Naturellement les phases utiles et parasites sont comprises entre -180° et 180° et le rapport $2 \frac{E_3}{E_2}$ est compris entre 0 et 1.

On forme donc un hypercube I_{REF} et un hypercube Q_{REF} qui servent de référence aux mesures. Ces hypercubes peuvent avantageusement être représentés sous forme d'images comme le montre la **Figure III.45**. A partir des mesures I-Q réalisées pour une position donnée de l'émetteur A_0 dans la SPSA, on bâtit une matrice de mesure telle que :

$$I_{MES} = I * \text{ones}[\text{dim}(I_{REF})]$$

$$Q_{MES} = Q * \text{ones}[\text{dim}(Q_{REF})]$$

où $\text{ones}[\text{dim}(I_{REF})]$ et $\text{ones}[\text{dim}(Q_{REF})]$ sont des matrices unités dont les dimensions sont celles des hypercubes de références.

La comparaison entre I_{MES} et I_{REF} , Q_{MES} et Q_{REF} permet la détermination directe de ϕ telles que la distance entre ces matrices soit minimum. A partir de ces coordonnées, il est possible de calculer ϕ .

Nous présentons l'erreur $\Delta\phi$ obtenue avant et après l'application de l'algorithme de minimum de distance par modélisation avec $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m et

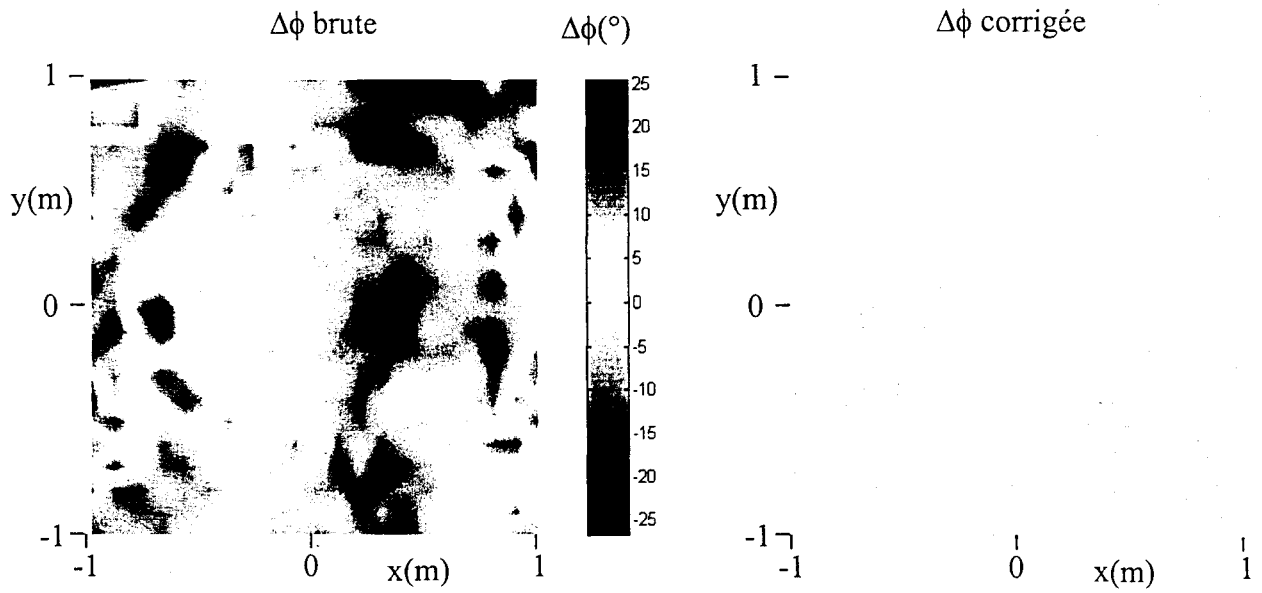


Figure III.46: Erreur résiduelle $\Delta\phi$ sur la mesure de phase après correction par critère de minimum de distance par modélisation
 $F=2.45$ GHz, $2D=11.6$ cm, $h=1.65$ m, $h_1=h_2=0.5$ m

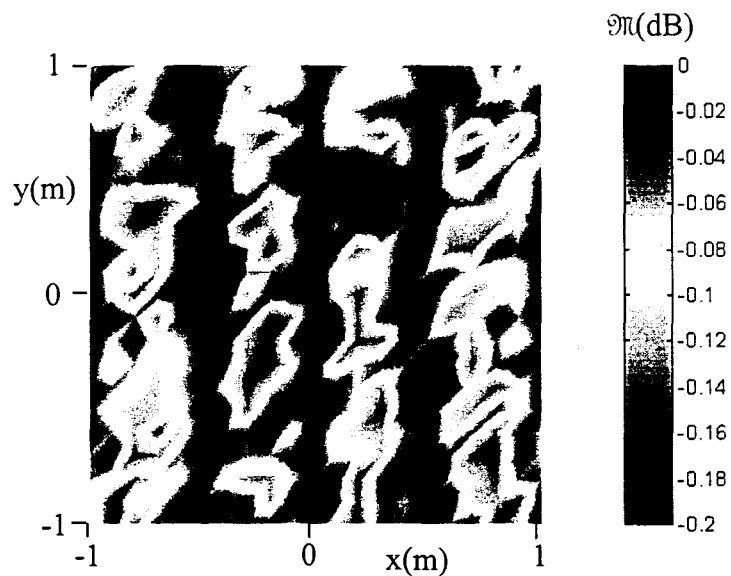


Figure III.47: Facteur de mérite $\bar{\pi}$ obtenu après correction par critère de minimum de distance par modélisation
 $F=2.45$ GHz, $2D=11.6$ cm, $h=1.65$ m, $h_1=h_2=0.5$ m

$h_1 = h_2 = 0.5$ m. D'une erreur brute comprise entre -25° et 25° , nous passons à une erreur inférieure à $|4^\circ|$ (Figure III.46). Le facteur de mérite \mathfrak{M} , (Figure III.47), confirme la qualité de la correction avec une valeur critique supérieure à -0.2 dB, soit proche de $\mathfrak{M}_{\text{car}}$.

Nous avons montré ici l'efficacité de deux méthodes d'égalisation utilisant l'algorithme de minimum de distance. La première méthode s'appuie sur une procédure de calibrage et la seconde méthode découle de la modélisation des équations de l'interférograme I-Q dans un milieu confiné connu.

La méthode de modélisation est utile lorsque les milieux confinés sont peu complexes. La méthode de calibrage trouve son utilité dans les milieux confinés fortement perturbés où la modélisation devient beaucoup plus compliqué et le nombre de variables affectant les équations interférométriques considérable.

III.4.5. Conclusion

Nous avons mis au point et expérimenté des méthodes numériques permettant la réduction de l'erreur de phase dans les systèmes interférométriques opérant en milieu confiné, une méthode d'analyse temps/échelle et deux méthodes basés sur l'algorithme de minimum de distance. Les améliorations apportées dans la mesure de DDP sont considérables puisque l'erreur de phase induite par les trajets multiples est passée de $\pm 25^\circ$ à $\pm 4^\circ$. Ce résultat peut intéresser de nombreuses techniques de télécommunication où les modulations PSK sont entreprises.

III.5. Conclusion

En réponse aux problèmes de propagation soulevés dans le second chapitre, nous avons testé, dans le cadre de mesures interférométriques en milieu confiné, différentes méthodes simples d'égalisation de canal en temps réel.

Nous avons proposé et expérimenté dans le cas du couplage présent dans les systèmes de mesure non coopératifs une solution qui tire profit de la diversité de polarisation et une solution qui utilise un neutrodynage, moyennant une diversité en émission.

Pour s'affranchir des effets d'une propagation multitrajets dans le cas coopératif, outre les propriétés de polarisation, nous avons introduit des méthodes de diversité de fréquences en proposant un système à sauts séquentiels de fréquence, pour réduire l'impact des trajets multiples les plus gênants. Nous avons également testé des méthodes numériques mettant en œuvre des algorithmes type ondelettes ou des algorithmes de minimum de distance.

Pour toutes ces solutions, nous avons constaté une amélioration notable de la mesure de phase puisque l'erreur, sur cette phase, est passée de $\pm 25^\circ$ à $\pm 4^\circ$.

Fort de cette amélioration, nous envisageons, dans le dernier chapitre, l'utilisation de ces solutions pour les différentes applications de localisation à courtes et moyennes distances.

Bibliographie Chapitre III

[ANP-C-116] : M/A-COM

« 2.4 GHz patch antenna for ISM band »

http://www.macom.com/products/products_spec.jsp?pn=ANP-C-116

[ADR 87] : A. ADRIAN, D.H. SCHAUBERT

« Dual aperture-coupled microstrip antenna for dual or circular polarisation »

Electronics letters, November 1987, vol 23, n°23, pp. 1226-1228

[BAR 98] : M. BARKAT et K. AISSOUS

« Application de la technique Frequency-Hopped à la localisation de sources par un réseau de capteurs »

Traitement du signal, 1998, Volume 15, n°2 , pp.171-177

[COU 00] : J-C.COUSIN, A.BENLARBI-DELAÏ, A.MAMOUNI, Y.LEROY

« Error location improvement of microwave interferometric positioning system »

EuMC, Paris, October 2000

[COU 01] : J-C.COUSIN, A.BENLARBI-DELAÏ, A.MAMOUNI

« Microwave Random Narrow band frequency hopping for short range multipath mitigation »

ECWT, London, September 2001

[DEN 98] : L. DENAIRE

« Estimation aveugle de canal et accès multiple par répartition spatiale en communications mobiles »

Thèse de doctorat, ENST, Décembre 1998,

[DIO] : J-F. DIOURIS

« Communications avec les mobiles »

<http://www.ireste.fr/~jdiouris/setra/telecom/antennesadaptatives/commobiles/commob2.htm>

[HOR 97] : J.HORNE, S.VASUDEVAN

« Modeling and mitigation of interference in the 2.4 GHz ISM band »

Applied Microwave & Wireless, March/April 1997, pp. 59-71

[KOS 99] : M.KOSSEL, H. BENEDICKTER, W.BACHTOLD, R. KUNG, J. HANSEN

« Circularly polarized, aperture-coupled patch antennas for a 2.4 GHz RFID system »

Microwave Journal, November 1999, vol 40, n°8, pp. 20-44

[LAAS 98] : LAAS

Rapport d'activités LAAS/CNRS, Groupe Robotique et intelligence artificielle

Octobre 1993 - Septembre 1996

http://www.laas.fr/RIA/RIA-rapport_cs_93-96/node20.html

[LET 97] : A.LE ROY

« Le LETI s'affranchit du fading »
CEA Technologies, mai-juin 1997

[MARC 98] : Sous la direction de S. MARCOS

« Les méthodes à hautes résolutions : traitement d'antenne et analyse spectrale »,
Editions HERMES, 1998

[MUN3 86] : D. MUNIER

« Navigation et positionnement »
TLE, Mars 1986, N°512, pp 48-57

[OFDM] : Supelec Rennes

« Introduction sur l'OFDM »
<http://www.supelec-rennes.fr/ren/perso/ylouet/intro.html>

[SAI 92] : E. POTTIER, J. SAILLARD

« Fondements mathématiques de la polarimétrie et son application au domaine radar »
Ann. Télécommun, vol 47, n°7-8,1992, pp 314-336

[SAY 98] : A.M.SAYEED, A.SENDONARIS, B.AAZHANG

« Multiuser detection in fast-fading multipaths environments »
IEEE journal on SAC, December 1998, vol 16, n°9, pp. 1691-1701

[STR 61] : J.A. STRATTON

« Théorie de l'électromagnétisme »
traduit par J. HEBENSTREIT, Dunod, Paris 1961

[TOA 97] : TOKO America

« A miniature patch antenna for GPS applications »
Microwave Journal, August 1997, vol 40, n°8, pp. 116-118

[TRO 95] : E.TROUVE, H.MAITRE

« Analyse fréquentielle et restauration de phase en interférométrie ROS »
ENST, Département Images, 1995, Paris

[TZA 94] : M.A.TZANNES, M.C.TZANNES, J. PROAKIS, P.N.HELLER

« DMT systems. DWMT systems and digital filter banks »
Supercomm/ICC'94, May 1994, New Orleans, pp. 311-315

[WAL 97] : J.S. WALKER

« Fourier analysis and Wavelet analysis »
Notice of the AMS, June/July 1997, vol. 44, n°6, pp. 658-670

[WTOOL] : MATLAB

« Wavelet Toolbox »
The Mathworks, INC, MA USA, March 1996

[ZUR 95] : J-F. ZURCHER, F.E. GARDIOL

« Broadband patch antenna »

Artech house, 1995

Chapitre IV

Application à la localisation en mode non coopératif

CHAPITRE IV

Application à la localisation en mode non coopératif

IV.1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons établi les bases mathématiques et la mise en œuvre matériel du principe interférométrique fondé sur l'exploitation d'une mesure de phase différentielle. Pour aboutir à une mesure exploitable, nous avons proposé des solutions logicielles et matérielles en vue d'une déconvolution, par les fonctions de transfert de l'appareil et du canal, des données expérimentales. A ce stade de l'étude, nous disposons d'un système de mesure et d'analyse vectorielle performant opérant en milieu confiné et en présence d'un bruit multiplicatif. Nous pouvons par conséquent envisager son utilisation dans le cadre d'applications télémétriques à courtes et moyennes distances.

De nombreux domaines industriels, militaire et grand public s'intéressent aux derniers développements en matière de télémétrie micro onde et notamment en matière de localisation et de positionnement. Ces deux termes qui semblent avoir la même signification sont, du point de vue de la communauté scientifique de la navigation, bien distincts.

Par localisation, nous entendons tout système où la détermination des coordonnées spatiales (distance, angle) d'un objet est réalisée par un tiers (exemple du radar). Le positionnement est le système qui permet à l'utilisateur de déterminer ses propres coordonnées (exemple du GPS). D'autres termes comme radio détection, radio repérage ou radio guidage viennent enrichir ces concepts radioélectriques.

Compte tenu de ces demandes et des attentes formulées ou à venir, nous avons contribué à l'émergence de systèmes de localisation originaux, basés sur l'interférométrie micro onde. Ces systèmes concernent, ici, la mesure de distance et d'angle en mode non coopératif.

Nous montrons dans ce chapitre les relations mathématiques non linéaires, liant la phase différentielle au champ de données géométriques, qu'il convient d'inverser ainsi que

les principaux résultats expérimentaux obtenus. Pour des raisons réglementaires d'allocation de fréquence, nous conduisons ces travaux à 2.45 GHz.

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à la localisation D¹ destinée à l'élaboration d'un inclinomètre et d'un système de mesure de niveau ou de distance en vue d'applications industrielles et automobiles. Nous situons, dans un premier temps, ce travail dans le contexte scientifique et industriel en évoquant quelques systèmes existants ou du commerce. Nous donnons ensuite le principe de fonctionnement des systèmes que nous proposons et nous montrons comment l'exploitation de la phase interférométrique peut aboutir à la détermination des données d'intérêt. Nous présentons quelques résultats expérimentaux obtenus par les deux systèmes. Nous terminons ce paragraphe par la description d'un système qui fusionne les deux précédents.

IV.2. Mesure d'angle ou inclinomètre

Un inclinomètre (inclinometer ou tilt sensor) est un dispositif qui indique l'angle que font entre eux un plan Π_{ER} associé au capteur et un plan de réflexion ou de référence Π_{Ref} de position angulaire donnée (généralement horizontale).

Les applications visées concernent notamment l'industrie automobile (contrôle d'assiette, virage à plat) [IND 95], les transports maritimes ou fluviaux pour la réalisation d'un système d'aide à l'accostage de navires ou de barges et les transports ferroviaires (trains pendulaires) [MEN 96].

Après la présentation de quelques systèmes « concurrents », nous exposons le principe de mesure d'angle par interférométrie micro onde. Nous discutons ensuite des performances du système avant de développer un inclinomètre à deux dimensions, faisant office de gyroscope micro onde, permettant d'effectuer le contrôle d'assiette, en gîte et en gisement.

IV.2.1. Systèmes existants

Les principaux systèmes de mesure d'angle utilisent soit la gravité, soit les propriétés des ondes électromagnétiques ou ultrasonores.

Parmi les systèmes gravitationnels, les inclinomètres-conductomètres exploitent le déplacement d'un liquide conducteur, dans une cellule de volume donné, dans laquelle baignent quatre électrodes [PLAN] (Figure IV.1). La distance inter-électrodes G_i règle la

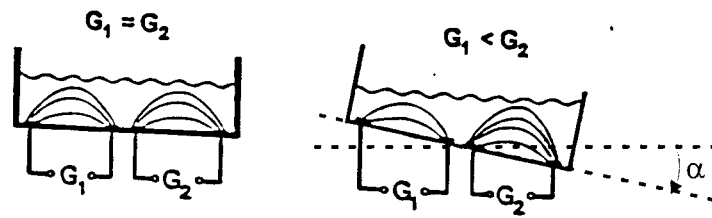


Figure IV.1: Inclinomètre conductomètre

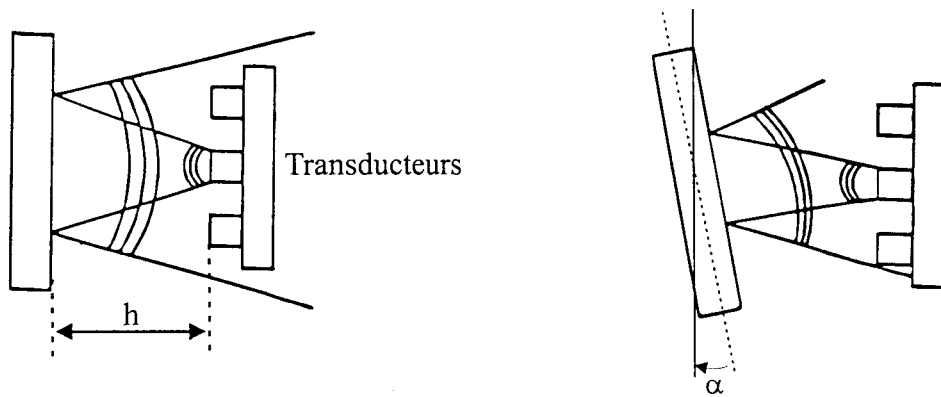


Figure IV.2: Inclinomètre à ultrasons

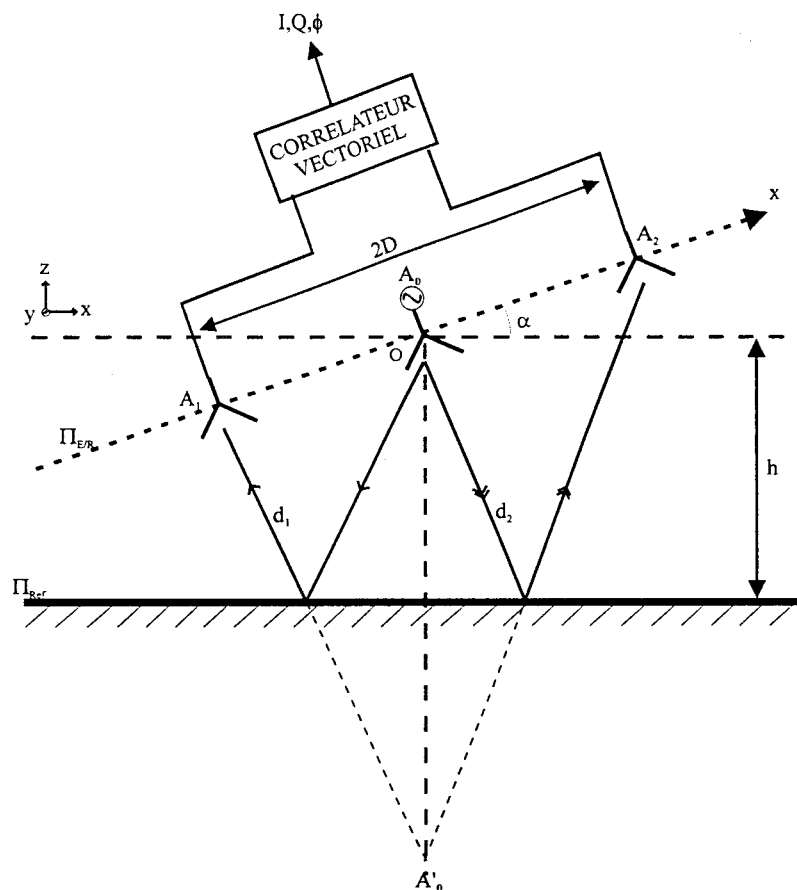


Figure IV.3 : Schéma de principe de l'inclinomètre

sensibilité du système, alors que les dimensions de la cellule fixent la plage de mesure de l'angle α . La précision est de 0.05° pour une dynamique de 25° .

Les inclinomètres-accéléromètres permettent l'accès au contrôle d'assiette grâce à un capteur d'accélération [XBOW]. La réponse de l'accéléromètre dépend du champ de force de gravitation G de la terre, qui est une référence connue et constante en amplitude et en direction. Les résultats montrent que la mesure de l'angle reste valable pour des angles de faibles amplitudes ($\pm 10^\circ$). L'erreur devient de l'ordre de 25% de la valeur de l'angle lorsque celui-ci dépasse 45° .

D'autres procédés exploitent soit la position d'une pièce mobile par rapport à la verticale, conduisant à une mesure inductive [ACM], ou une mesure de déplacement mécanique [MEG], soit le déplacement d'un aimant et l'effet Hall qui lui est associé [KYN].

Les systèmes utilisant le champ gravitationnel terrestre fournissent des mesures absolues (angle par rapport au plan horizontal). Cette particularité ne les dispose pas aux applications où la mesure relative est requise. Par ailleurs les temps de réponses de ces systèmes sont de l'ordre de la dixième de seconde, ce qui peut s'avérer prohibitifs pour certaines applications, notamment dans le domaine des transports.

Les procédés basés sur la propagation d'un signal (électromagnétique ou acoustique) permettent des mesures relatives et sont en outre plus indiqués pour les applications temps réel.

Le système à ultrasons proposé par D.MARIOLI [MAR 88] mesure la différence de temps de vol T.O.F (Time Of Flight) entre un émetteur placé au centre de deux récepteurs (les trois transducteurs sont alignés et espacés de 25 mm) (Figure IV.2), l'ensemble étant placé dans un environnement propre. Pour une dynamique de $\pm 10^\circ$ et à une distance de mesure $h = 30$ cm, la précision de mesure sur l'angle α est de l'ordre de $\pm 0.4^\circ$. Ce système est semblable dans sa configuration géométrique au système développé au sein de l'équipe NAMO à l'IEMN, dont nous présentons maintenant le principe de fonctionnement ainsi que les principaux résultats.

IV.2.2. Système interférométrique : Inclinomètre micro onde

IV.2.2.1 Principe

Le schéma (Figure IV.3) illustre le principe de la mesure d'angle par un système non coopératif, basé sur l'interférométrie micro-onde. Cette étude a déjà été menée par

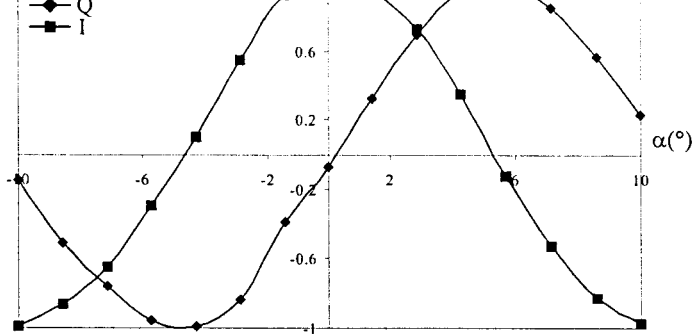


Figure IV.4 : Interférogramme normalisé de l'inclinomètre
($F= 2.45$ GHz, $2D=36$ cm, $h= 50$ cm)

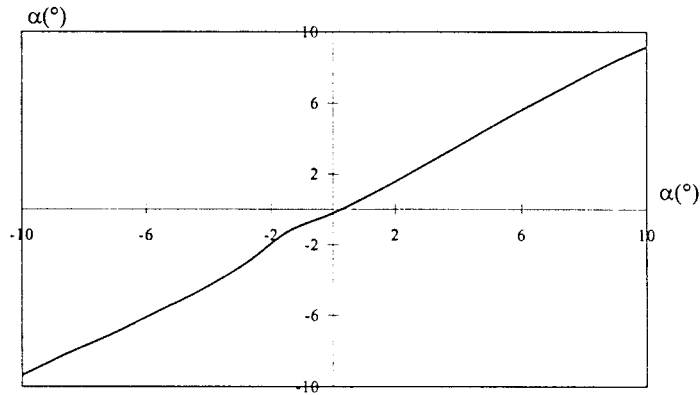


Figure IV.5 : Restitution de l'angle $\alpha(^{\circ})$ en fonction de $\alpha(^{\circ})$
($F= 2.45$ GHz, $2D=36$ cm, $h= 50$ cm)

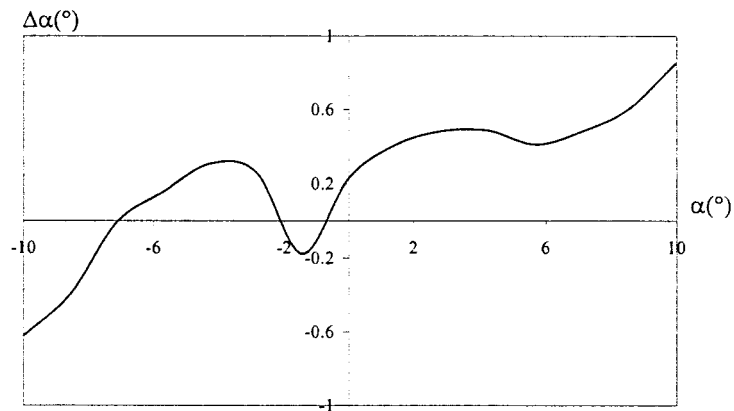


Figure IV.6 : Erreur de mesure $\Delta\alpha(^{\circ})$ en fonction de $\alpha(^{\circ})$
($F= 2.45$ GHz, $2D=36$ cm, $h= 50$ cm)

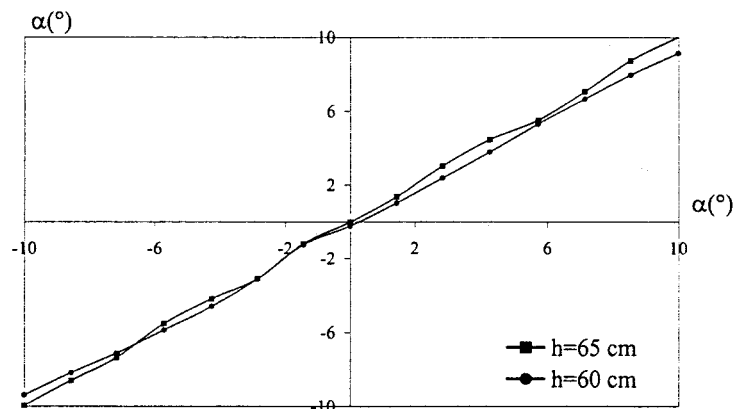


Figure IV.7 : Restitution de l'angle $\alpha(^{\circ})$ en fonction de $\alpha(^{\circ})$ paramétré par h
($F= 2.45$ GHz, $2D=36$ cm)

J-P COVILLERS [COV 97] pour une fréquence de 10 GHz et nous en rappelons ici le principe.

L'antenne émettrice A_0 à polarisation circulaire droite (PCD) est située à égales distances des antennes réceptrices A_1 et A_2 à polarisation circulaire gauche (PCG). La rugosité du plan de réflexion Π_{Ref} et la distance h sont choisies de manière telles que les conditions de Rayleigh et de champ lointain évoquées au chapitre II soient vérifiées.

Le déphasage ϕ dû à la différence de marche d_1-d_2 s'écrit:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{4h^2 + D^2 + 4hD \sin(\alpha)} - \sqrt{4h^2 + D^2 - 4hD \sin(\alpha)} \right) \quad \text{Eq IV.1}$$

avec $2D$ le « baseline », λ la longueur d'onde du signal émis et α , l'angle d'inclinaison entre l'axe des antennes Ox et le plan de réflexion Π_{Ref} .

Pour $h \gg 2D$, l'Eq IV.1 devient :

$$\phi \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{4hD}{\sqrt{4h^2 + D^2}} \sin \alpha \quad \text{Eq IV.2}$$

Pour des angles α petits, la relation Eq IV.2 entre ϕ et α devient linéaire et s'écrit :

$$\phi \approx \frac{4\pi D}{\lambda} \alpha \quad \text{Eq IV.3}$$

Cette relation simple décrit un modèle de propagation en espace libre. Naturellement, nous n'utilisons cette loi qu'une fois, menées, les actions de déconvolution décrites au chapitre III.

IV.2.2.2 Résultats expérimentaux

Pour conduire les expérimentations, nous utilisons les antennes ambidextres que nous avons réalisées et qui sont présentées au chapitre III. L'interférogramme complexe normalisé (Figure IV.4) obtenu pour un « baseline » $2D = 36$ cm et une distance $h = 60$ cm a bénéficié des méthodes de réduction de couplage défini au chapitre III et permet désormais une inversion directe (Figure IV.5). L'erreur sur la mesure de l'angle α est inférieure à $|0.6^\circ|$ (Figure IV.6). Nous montrons par ailleurs que h n'influe quasiment pas sur la mesure de l'angle (Figure IV.7) conformément à l'Eq IV.3.

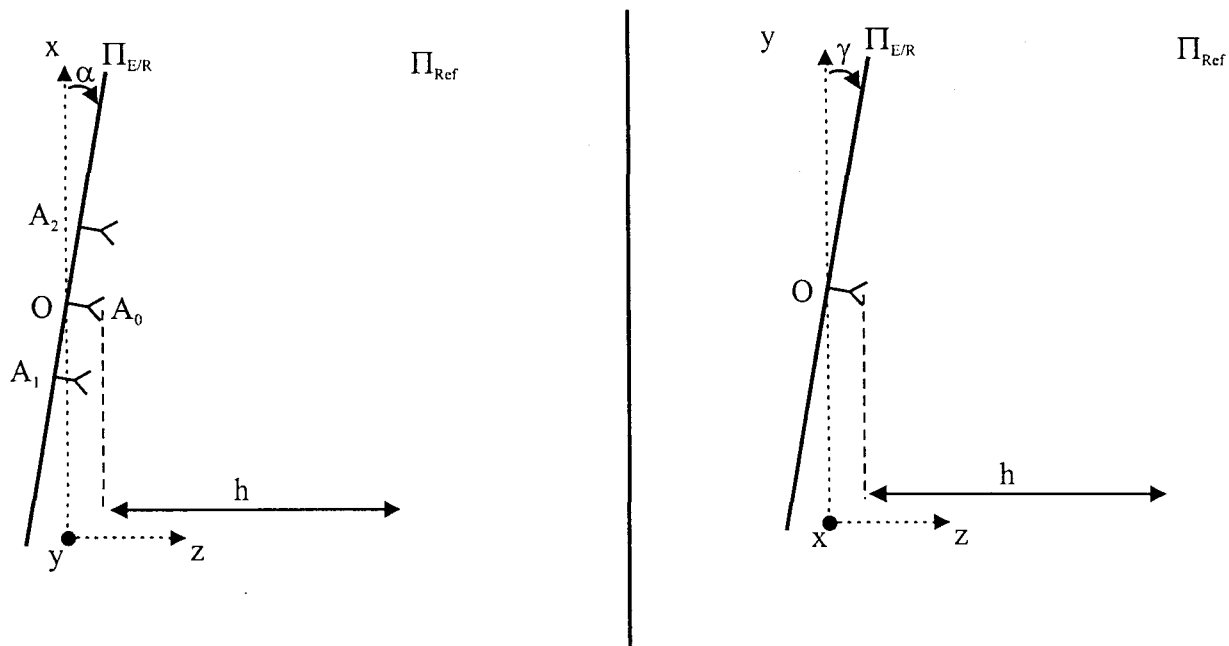


Figure IV.8 : Représentation spatiale de l'assiette du plan $\Pi_{E/R}$ en fonction de α et γ
 ($F = 2.45$ GHz, $2D = 36$ cm, $h = 60$ cm)

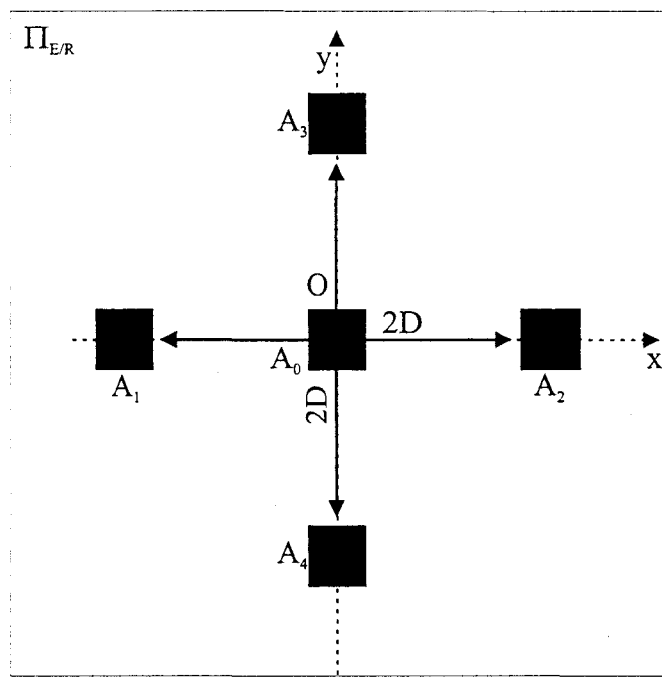


Figure IV.9 : Disposition des antennes pour une mesure d'assiette du plan $\Pi_{E/R}$
 ($F = 2.45$ GHz, $2D = 36$ cm, $h = 60$ cm)

Nous enrichissons ces résultats par la détermination simultanée des angles de roulis et de tangage [BEN 98]. Nous étudions le principe de faisabilité d'un contrôleur d'assiette utilisant le même principe.

IV.2.3. Etude d'un capteur, sans contact, de contrôle d'assiette

IV.2.3.1 Principe

Le principe ici est de mesurer, simultanément, les angles α et γ formés par les axes principaux (Ox et Oy) du plan d'émission Π_{ER} et le plan de réflexion Π_{Ref} (Figure IV.8). Pour cela, nous dupliquons le système étudié au paragraphe précédent et nous donnons, Figure IV.9, la disposition des antennes d'émission A_0 et de réception A_i dans le plan Π_{ER} . Nous disposons d'une seule antenne d'émission et de deux systèmes de réception.

Afin d'établir les équations régissant le système, nous réécrivons l'équation Eq IV.1 en tenant compte de l'influence de l'angle γ . Les distances d_1 et d_2 s'écrivent, dans ce cas:

$$\begin{aligned} d_1 &= \sqrt{4(h \cos(\gamma))^2 + D^2 + 4(h \cos(\gamma))D \sin \alpha} \\ d_2 &= \sqrt{4(h \cos(\gamma))^2 + D^2 - 4(h \cos(\gamma))D \sin \alpha} \end{aligned} \quad \text{Eq IV.4}$$

Ce système étant développé pour mesurer des angles de faibles valeurs, $(\alpha, \gamma) < |20^\circ|$, on admet les approximations suivantes :

$$\begin{aligned} \sin(\alpha) &\approx \alpha \\ \cos(\gamma) &\approx 1 \end{aligned}$$

Les distances d_1 et d_2 s'écrivent alors :

$$\begin{aligned} d_1 &= \sqrt{4h^2 + D^2 + 4hD\alpha} \\ d_2 &= \sqrt{4h^2 + D^2 - 4hD\alpha} \end{aligned} \quad \text{Eq IV.5}$$

et par analogie, d_3 et d_4 s'écrivent :

$$\begin{aligned} d_3 &= \sqrt{4h^2 + D^2 + 4hD\gamma} \\ d_4 &= \sqrt{4h^2 + D^2 - 4hD\gamma} \end{aligned} \quad \text{Eq IV.6}$$

Dans le cas où $2h \gg D$, les phases ϕ_α et ϕ_γ s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \phi_\gamma \\ \phi_\alpha \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{4\pi D}{\lambda} \gamma & 0 \\ 0 & \frac{4\pi D}{\lambda} \alpha \end{bmatrix} \quad \text{Eq IV.7}$$

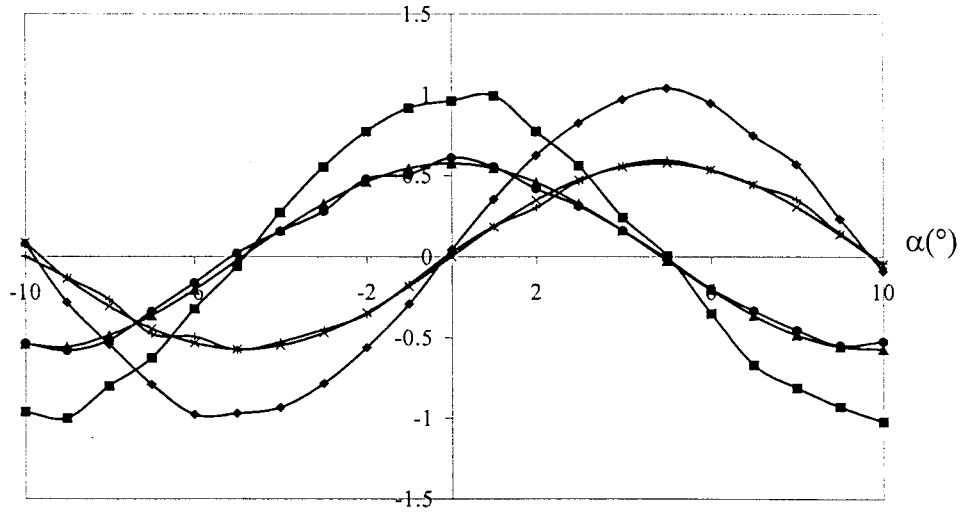


Figure IV.10 : Interférograme normalisé en fonction de α et paramétré par γ
($F= 2.45$ GHz, $2D= 36$ cm, $h= 60$ cm)

■ $I(\gamma=0^\circ)$ ▲ $I(\gamma=10^\circ)$ ● $I(\gamma=-10^\circ)$
 ◆ $Q(\gamma=0^\circ)$ + $Q(\gamma=10^\circ)$ × $Q(\gamma=-10^\circ)$

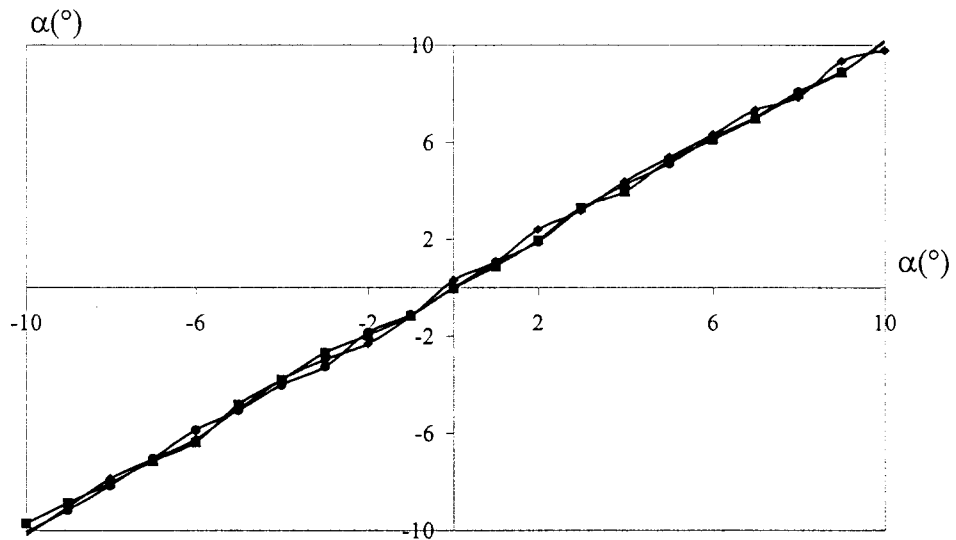


Figure IV.11 : Disposition des antennes pour une mesure d'assiette du plan Π_{ER}
($F= 2.45$ GHz, $2D= 36$ cm, $h= 60$ cm)

■ $\alpha^\circ(\gamma=-10^\circ)$ ◆ $\alpha^\circ(\gamma=0^\circ)$ ● $\alpha^\circ(\gamma=10^\circ)$

On remarque que, compte tenu des hypothèses définies plus haut, il n'y a pas d'interactions entre γ et α (diagonale secondaire nulle).

IV.2.3.2 Résultats expérimentaux

Nous présentons dans ce paragraphe les résultats expérimentaux obtenus pour $2D = 36$ cm et $h = 60$ cm et nous montrons l'influence de l'angle γ sur la détermination de α . Nous donnons, **Figure IV.10**, l'évolution des signaux I et Q en fonction de α , paramétrée par plusieurs valeurs de γ . Nous remarquons que seules les amplitudes sont modifiées et nous en concluons que la mesure de α n'est pas perturbée par la présence d'un angle γ entre l'axe Oy et le plan d'émission/réception, vérifiant ainsi les hypothèses admises et la relation **Eq IV.7**. L'inversion de ces courbes permet de comparer, **Figure IV.11**, l'angle α mesuré à l'angle α réel pour différentes valeurs de γ et de juger de la précision de la méthode.

Nous avons réalisé un inclinomètre micro onde, opérant à 2.45 GHz, qui permet de mesurer l'angle entre deux plans. La mesure qui se fait sans contact et de manière non coopérative utilise l'interférométrie micro onde, mise en œuvre par le corrélateur vectoriel (chapitre I) et corrigée par les méthodes matérielles de réduction du couplage (chapitre III), moyennant l'utilisation d'antennes à polarisation circulaire.

L'extension à la mesure simultanée des angles de roulis et de tangage pour le contrôle d'assiette a également été envisagée. Le capteur ainsi obtenu permet une mesure relative qui s'effectue en temps réel. Les performances atteintes permettent une erreur sur la détermination des angles de $\pm 1^\circ$ pour une dynamique de $\pm 10^\circ$. Dans ces calculs, la distance entre les deux plans a été négligée. Le paragraphe suivant utilise le concept interférométrique augmenté des corrections du chapitre III pour mesurer la distance h .

IV.3. Mesure de distance (EDM)

Parmi les nombreuses techniques qui permettent de réaliser des mesures de niveau ou de distance dans les applications industrielles, les méthodes sans contact sont incontestablement les plus utilisées et les plus recherchées [PEY 94]. Chacune d'entre elles répond à un champ d'applications relativement fini, qui dépend de la nature du matériau investigué, de la gamme de mesure et des conditions d'environnement.

Nous rappelons brièvement, les caractéristiques des principaux télémètres utilisés, puis développons le principe de fonctionnement de notre capteur basé là encore sur une

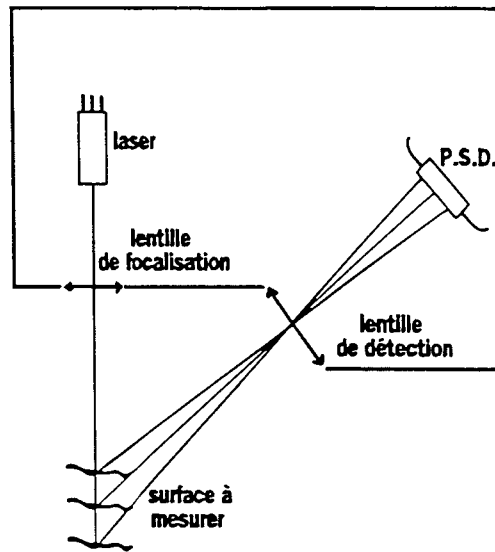


Figure IV.12: Télémètre Laser

mesure interférométrique non coopérative. Nous présentons séquentiellement les résultats obtenus dans le cas où le plan de réflexion Π_{Ref} est perpendiculaire à l'axe de propagation et les résultats obtenus dans le cas où les plans $\Pi_{\text{E/R}}$ et Π_{Ref} ne sont plus parallèles.

IV.3.1. Systèmes existants

La mesure de distance sans contact est basée généralement sur la mesure de temps de propagation aller-retour d'un signal. Les trois spectres les plus largement utilisés sont :

- l'infra-rouge et le domaine des ondes visibles (laser)
- les ultra-sons
- les hyperfréquences

Les télémètres laser fonctionnent à partir de la mesure du temps mis par une impulsion lumineuse ($600\text{nm} < \lambda < 900\text{nm}$) pour effectuer un aller-retour émetteur-cible; sa mise en œuvre pour des distances inférieures au mètre est difficile, car elle dépend alors de la capacité du récepteur à mesurer des temps très courts (de l'ordre de la nanoseconde). Toutefois l'utilisation d'un laser accordable sur plusieurs fréquences permet de mesurer des distances comprises entre 0.1 et 10 mm avec une précision de 0.1 nm [IKE 92]. Une très grande stabilité de la source est nécessaire pour obtenir une telle précision, qui reste surdimensionnée pour la majorité des applications industrielles; une telle mesure s'apparente plus à une mesure de laboratoire. La triangulation optique est beaucoup plus adaptée. Dans cette technique, une diode laser émet un faisceau lumineux, une partie de cette lumière est renvoyée par la cible, collectée par une lentille de détection, puis focalisée sur un détecteur de position (Position Sensing Device) (Figure IV.12). Associé à une détection confocale [CHI 94], cette technique permet d'explorer des distances comprises entre 1 et 100 mm avec une résolution de 0,1mm. Cependant, ces capteurs sont assez sensibles aux conditions d'éclairage, et les variations de l'éclairage ambiant réduisent leurs domaines d'application.

Certains capteurs ultrasonores permettent de mesurer des distances inférieures à 50 cm [YAN 94] avec une précision assez élevée. La technique couramment employée utilise le concept du « Narrow Lane » présenté au chapitre I. Plusieurs fréquences d'émission sont utilisées, l'une permettant d'évaluer approximativement la distance et une comparaison entre des mesures à plusieurs fréquences est utilisée afin d'affiner la précision. Les ondes ultrasonores ayant une vitesse de propagation relativement lente, le temps de réponse peut devenir préjudiciable pour certaines applications nécessitant une réponse rapide [FOR 94].

Elles sont par ailleurs sensibles aux conditions climatiques et aux sources de bruit parasite généralement présent dans le milieu industriel.

Les propriétés de propagation des micro ondes, étant beaucoup moins sensible aux variations d'environnement (bruit, température et pression de l'air, poussière, brouillard ou pluie...), justifie l'emploi courant de cette technologie pour la mesure de distance [DEL 99] [VEGA]. La société Endress+Hauser commercialise un radar fonctionnant à 5,8 GHz utilisable sur des matériaux portés à des températures comprises entre -40 et 1000 °C, et des pressions pouvant atteindre 64 bars. Pour la mesure de courtes distances, le radar F.M.C.W. est largement utilisé. Associé à un traitement de signal (F.F.T), son utilisation s'avère possible dans le cas de cibles multiples [STO 97]. Aujourd'hui, les recherches ne sont plus axées sur la conception du radar F.M.C.W. lui-même, mais plutôt sur le traitement de signal qui lui est associé, afin de trouver le meilleur compromis entre résolution et domaine de mesure [DAV 93]. G. Wood [WOO 93] propose un système en bande X alliant un radar F.M.C.W avec un radar à émission continue (C.W), le premier donne une mesure moins précise de la distance (de l'ordre du centimètre), mais permet de lever l'ambiguïté grâce à la modulation, le second permet d'affiner la mesure. La combinaison des deux mesures améliore la précision (égale au millimètre) sur une distance de quelques mètres, mais augmente le coût et la complexité du système.

Dans ce contexte, nous présentons dans ce qui suit une alternative mettant en œuvre un procédé interférométrique. Mis au point au laboratoire, ce dispositif autorise la mesure de niveau ou de distance moyennant une réception adaptée et des techniques de neutrodynage mettant en œuvre une diversité spatiale à l'émission.

IV.3.2. Système interférométrique micro onde

La télémétrie micro onde est un axe de recherche qui a permis, au sein de l'équipe NAMO, l'éclosion de dispositifs de mesure de niveau, de distance et d'épaisseur aussi bien interférométriques [MAT 89] [GLA 99] que basées sur la désadaptation des antennes par l'utilisation de la méthode de Purcell [COV 97].

Nous présentons ici un capteur interférométrique destiné à la mesure de distance entre un plan réflecteur et un plan d'émission/réception lorsqu'ils sont parallèles et lorsqu'ils présentent, l'un par rapport à l'autre, un angle d'inclinaison α selon l'axe Ox et un angle d'inclinaison γ selon l'axe Oy .

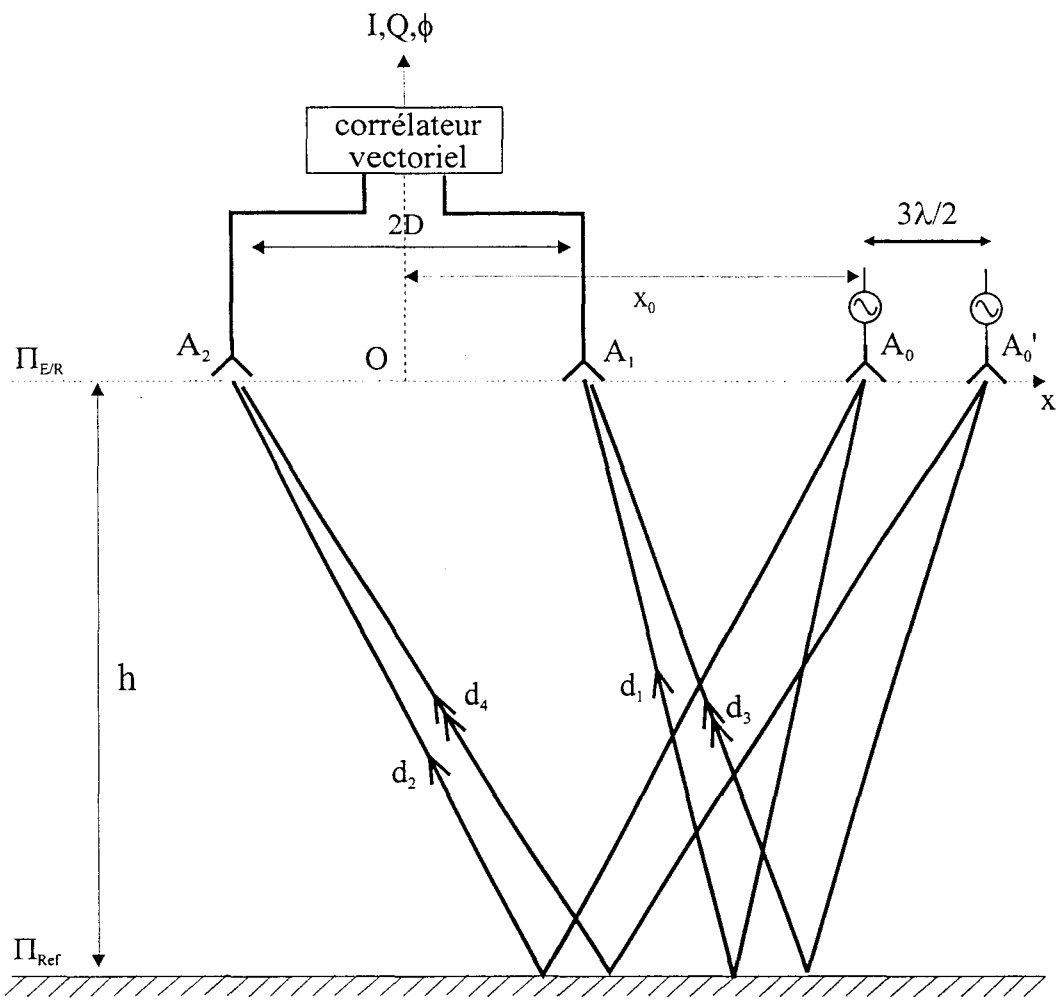


Figure IV.13: Principe de la mesure de distance h par interférométrie micro onde augmenté d'un dispositif de réduction de couplage direct

IV.3.2.1 Principe

Le schéma de principe (**Figure IV.13**) permet, au moyen d'une interférométrie non coopérative à double émission, de mesurer la distance h entre un plan d'émission/réception $\Pi_{E/R}$ même en présence d'un couplage important. Cette étude déjà conduite par J-P COVILLERS [COV 97] à 10 GHz, n'utilisait qu'une émission simple.

Comme nous l'avons souligné au paragraphe **III.3.3**, afin de s'affranchir du couplage, nous bénéficions, des propriétés de polarisation de l'onde circulaire gauche à l'émission et circulaire droite à la réception et des propriétés de diversité spatiale en utilisant deux antennes d'émission A_0 et A_0' situées respectivement à une distance x_0 ($x_0 > D$) et $x_0 + \frac{3\lambda}{2}$ sur l'axe Ox . Les antennes de réception A_1 et A_2 connectées au corrélateur vectoriel fournissent les signaux I et Q qui sont ici fonction de la distance h . La rugosité du plan de réflexion et la distance h sont choisies de manière telle que les conditions évoquées au paragraphe **II** soient vérifiées.

Nous écrivons respectivement le déphasage ϕ_0 dû à la différence de marche d_1-d_2 et le déphasage ϕ_1 du à la différence de marche d_3-d_4 :

$$\begin{aligned}\phi_0 &= \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{(x_0 - D)^2 + 4h^2} - \sqrt{(x_0 + D)^2 + 4h^2} \right) \\ \phi_1 &= \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{\left(x_0 + \frac{3}{2}\lambda - D\right)^2 + 4h^2} - \sqrt{\left(x_0 + \frac{3}{2}\lambda + D\right)^2 + 4h^2} \right)\end{aligned}\quad \text{Eq IV.8}$$

avec D le «demi-baseline», λ est la longueur d'onde du signal émis et h est la distance à mesurer. Pour $h \gg (x, D)$, le système d'équations **Eq IV.8** est approximé par :

$$\begin{aligned}\phi_0 &\approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{x_0 D}{h} \\ \phi_1 &\approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{x_0 D}{h} + \frac{3\pi D}{h}\end{aligned}\quad \text{Eq IV.9}$$

qui sont des fonctions hyperboliques de h si toutefois le développement de phase est opérée (« Widelane » par exemple). Compte tenu du couplage entre émetteur et récepteur il n'est pas possible d'extraire h à partir de ϕ_0 et ϕ_1 . Il faut, comme démontré au paragraphe **III.3.3**, utiliser la phase demi somme ϕ qui, comme le suggère la relation **Eq III.6**, s'écrit:

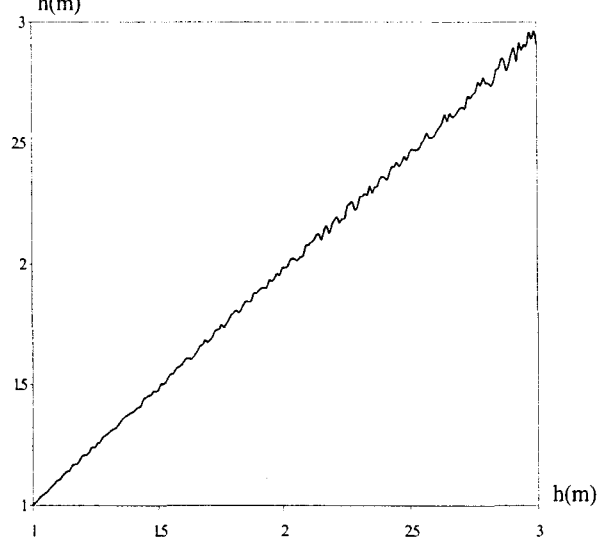


Figure IV.14: Mesure de la distance h par interférométrie micro-ondes ($F = 2.45$ GHz, $x_0 = 30$ cm, $2D = 36$ cm)

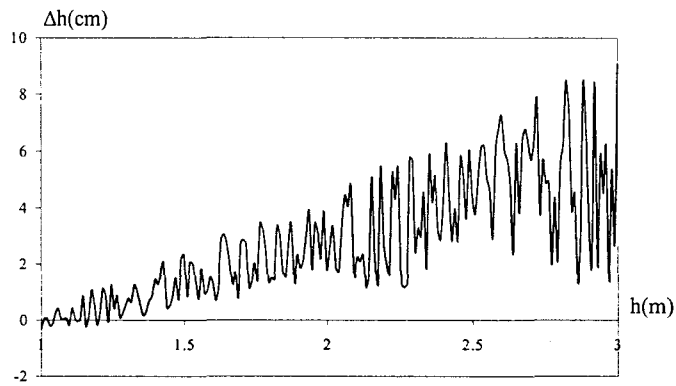


Figure IV.15: Erreur Δh obtenue sur la mesure de h ($F = 2.45$ GHz, $x_0 = 30$ cm, $2D = 36$ cm)

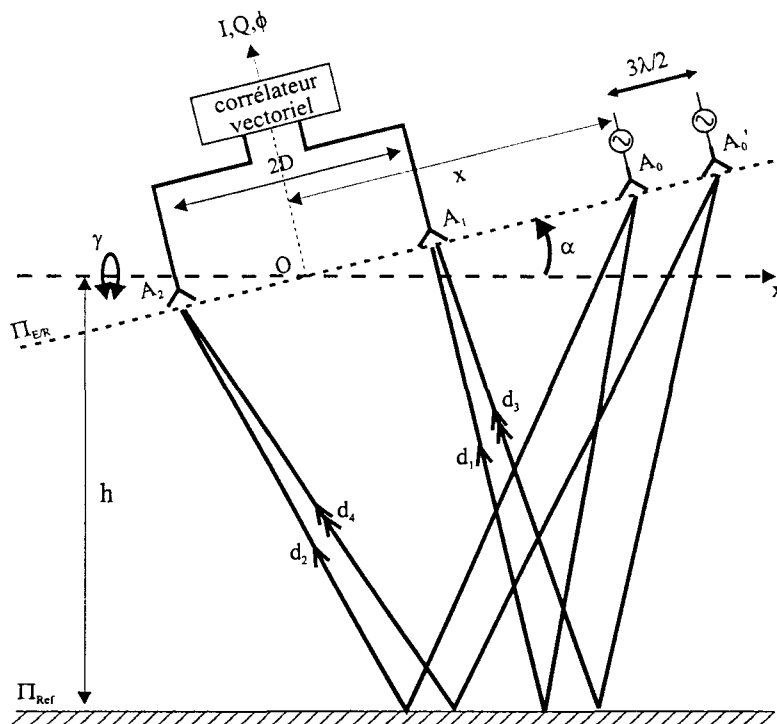


Figure IV.16: Mesure de distance dans le cas où plan $\Pi_{E/R}$ n'est pas parallèle au plan Π_{Ref}

$$\phi = \frac{\phi_0 + \phi_1}{2} = \frac{2\pi x_0 D}{\lambda h} + \frac{3\pi D}{2h} = \frac{\pi D}{h} \left(\frac{2x_0}{\lambda} + \frac{3}{2} \right) \quad \text{Eq IV.10}$$

d'où la distance :

$$h = \frac{\pi D}{\phi} \left(\frac{2x_0}{\lambda} + \frac{3}{2} \right) \quad \text{Eq IV.11}$$

IV.3.2.2 Résultats expérimentaux

Opérant à $F = 2.45$ GHz avec $x_0 = 30$ cm et $2D = 36$ cm, nous mesurons les signaux I-Q lorsque l'antenne A_0 est active puis les signaux I'-Q' lorsque l'antenne A_1 est active. Nous en déduisons la phase ϕ et l'inversion selon l'Eq IV.11 permet de tracer la courbe **Figure IV.14** où la distance mesurée est comparée à la distance réelle dans le cas où le plan Π_{ref} est parallèle au plan $\Pi_{E/R}$. L'erreur absolue résultante est inférieure à 8 cm pour une excursion en h de 3m soit avec une erreur relative de 3% (**Figure IV.15**).

Dans les mêmes conditions que précédemment, nous présentons, **Figure IV.16**, le cas où le plan $\Pi_{E/R}$ forme simultanément un angle α avec l'axe Ox et un angle γ avec l'axe Oy . Nous donnons, **Tab IV.1**, l'erreur Δh pour une distance h de 1.5m en fonction de α et γ . La distance h est calculée entre le point O et le plan Π_{ref} .

$\gamma(^{\circ})$	$\alpha(^{\circ})$	0	2	4	6	8	10
0		0.02	0.16	0.31	0.41	0.51	0.58
2		0.02	0.17	0.31	0.4	0.52	0.59
4		0.02	0.17	0.30	0.39	0.49	0.6
6		0.02	0.18	0.32	0.38	0.48	0.63
8		0.02	0.17	0.33	0.41	0.51	0.61
10		0.02	0.17	0.31	0.42	0.51	0.62

Tab IV.1 : Erreur Δh (m) sur la distance h en fonction des angles d'inclinaison α et γ

Comme les antennes A_0 et A_0' sont situées sur le même axe que les antennes A_1 et A_2 (axe Ox), seul l'angle α influence l'erreur Δh . Cette erreur peut d'ailleurs atteindre les 40% si l'angle α vaut 10° et empêcher la détermination de la distance h . Par conséquent, il convient

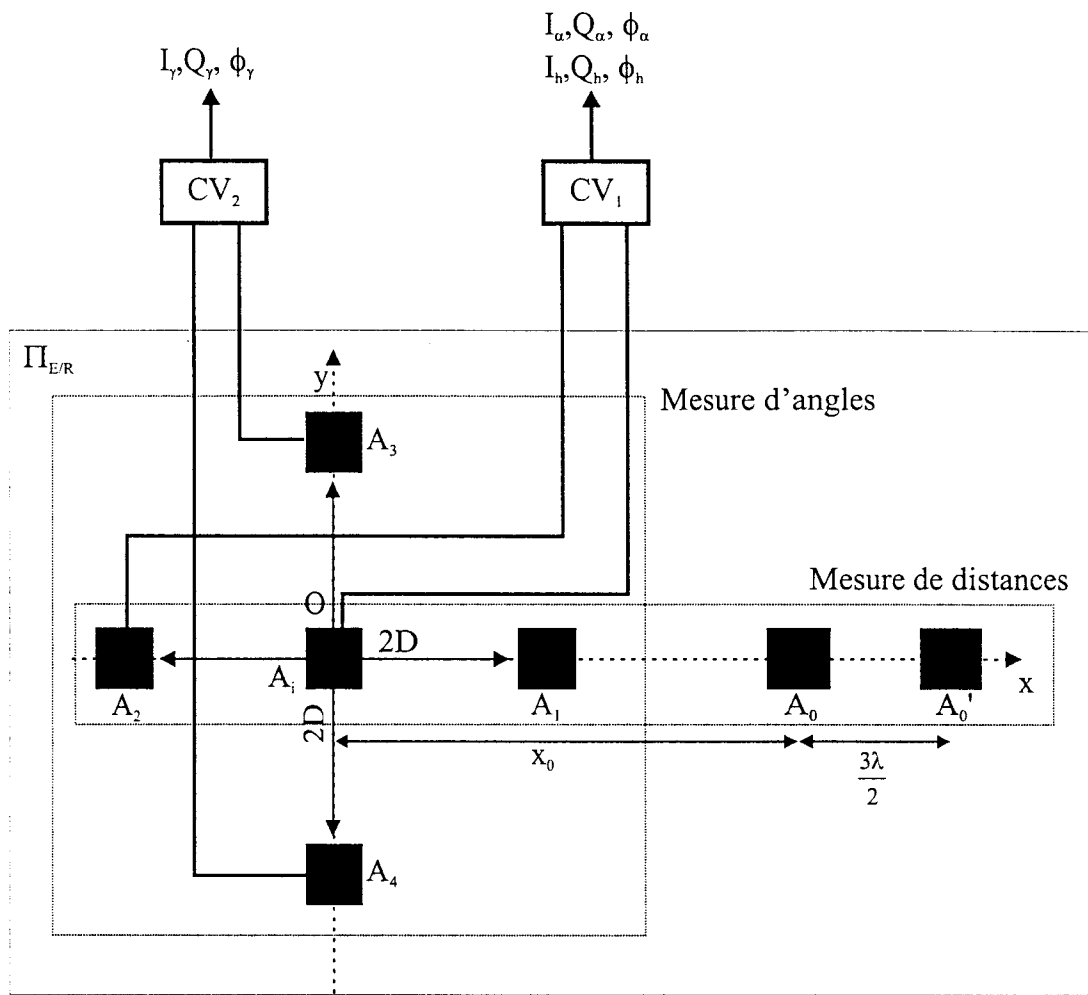


Figure IV.17 : Système permettant d'évaluer α , γ et h
 ($F = 2.45$ GHz, $2D = 36$ cm, $h > 60$ cm)

d'envisager un système global fusionnant les informations angulaires et les informations de distance.

IV.4. Fusion de capteurs : mesure simultanée des angles et de la distance

Le schéma d'un tel capteur est donné **Figure IV.17**. Nous distinguons le sous système de mesures angulaires et le sous système de mesure de distance. Nous disposons deux corrélateurs vectoriels (CV_1 et CV_2). L'antenne d'émission A_i (PCD) est utilisée pour la mesure de l'assiette et les antennes d'émission A_0 (PCD) et A_0' (PCD) servent pour la mesure de distance. Les antennes A_1 (PCG) et A_2 (PCG) associées au corrélateur vectoriel CV_1 permettent de mesurer α et h . Les antennes A_3 et A_4 associées à CV_2 permettent de mesurer γ . L'encombrement d'un tel dispositif est de 60 cm * 40cm à 2.45 GHz.

Les équations nécessaires à la détermination de l'assiette sont fournies par l'**Eq IV.9** et passent par l'écriture des coordonnées des différentes positions des centres de phase des antennes :

$$A_0 = \begin{pmatrix} x_0 \cos(\alpha) \\ 0 \\ h + x_0 \sin(\alpha) \end{pmatrix}, A_0' = \begin{pmatrix} \left(x_0 + \frac{3\lambda}{2}\right) \cos(\alpha) \\ 0 \\ h + \left(x_0 + \frac{3\lambda}{2}\right) \sin(\alpha) \end{pmatrix}, A_1 = \begin{pmatrix} D \cos(\alpha) \\ 0 \\ h + D \sin(\alpha) \end{pmatrix} \text{ et } A_2 = \begin{pmatrix} -D \cos(\alpha) \\ 0 \\ h - D \sin(\alpha) \end{pmatrix}$$

Comme $\alpha < |20^\circ|$, on peut écrire $\cos(\alpha) \approx 1$ et $\sin(\alpha) \approx \alpha$. Les coordonnées des centres de phase des antennes deviennent :

$$A_0 = \begin{pmatrix} x_0 \\ 0 \\ h + \alpha x_0 \end{pmatrix}, A_0' = \begin{pmatrix} \left(x_0 + \frac{3\lambda}{2}\right) \\ 0 \\ h + \alpha \left(x_0 + \frac{3\lambda}{2}\right) \end{pmatrix}, A_1 = \begin{pmatrix} D \\ 0 \\ h + \alpha D \end{pmatrix} \text{ et } A_2 = \begin{pmatrix} -D \\ 0 \\ h - \alpha D \end{pmatrix}$$

En posant l'hypothèse $h \gg (x, D)$, on obtient les phases ϕ_0 et ϕ_1 :

$$\phi_0 \approx \frac{2\pi D}{\lambda} \left(2\alpha + \frac{x_0}{h} \right) \quad \text{Eq IV.12}$$

$$\phi_1 \approx \frac{2\pi D}{\lambda} \left(2\alpha + \frac{\left(x_0 + \frac{3\lambda}{2}\right)}{h} \right) \quad \text{Eq IV.13}$$

et la phase demi somme ϕ_h s'écrit :

$$\phi_h = \frac{\phi_0 + \phi_1}{2} = 2\pi D \left(\frac{2\alpha}{\lambda} + \frac{x_0}{\lambda h} + \frac{3}{4h} \right) \quad \text{Eq IV.14}$$

On retrouve h :

$$h = \frac{\pi D (4x_0 + 3\lambda)}{2(\lambda\phi_h + 4\pi\alpha D)} \quad \text{Eq IV.15}$$

En conservant les mêmes conditions expérimentales et en choisissant $x_0 = 30$ cm et $\gamma = 0^\circ$, nous donnons, tableau **Tab IV.2**, les valeurs de h obtenus par inversion.

h(m)	$\alpha(^{\circ})$	-10	-5	0	5	10
1		0.98	1.02	1.02	1.01	1.03
1.5		1.52	1.51	1.52	1.53	1.48
2		2.02	1.98	2.02	2.01	2.03
2.5		2.53	2.54	2.53	2.49	2.51
3		3.05	3.01	3.04	3.02	3.01

Tab IV.2 : Mesure de h avec la prise en compte de l'angle α

Nous montrons qu'il est possible de retrouver h lorsque les deux plans $\Pi_{E/R}$ et Π_{ref} ne sont pas parallèles. L'erreur sur la mesure est inférieure à 6 cm en moyenne pour une dynamique de mesure comprise entre 1 m et 3 m

IV.5. Conclusion

Nous avons présenté différentes applications de mesure non coopérative utilisant l'interférométrie micro onde, augmentée d'une réception à grande dynamique et à faible erreur de phase et d'un ensemble matériel de réduction de couplage.

Le premier capteur étudié, l'inclinomètre micro onde permet de mesurer en temps réel l'angle d'inclinaison entre un plan et un axe. L'erreur est de 0.6° pour une dynamique de $\pm 10^\circ$. Nous avons enrichi ce système afin d'obtenir un capteur permettant la mesure simultanée des deux angles que font entre eux deux plans, les performances étant les mêmes que précédemment.

Nous nous sommes intéressés ensuite à la mesure de distance entre deux plans. L'erreur maximale obtenue est de 6 cm en moyenne pour une dynamique de 1.5 m. Cette

mesure étant fortement dépendante du parallélisme entre les deux plans, nous avons étudié la faisabilité d'un système global permettant la mesure simultanée des angles de roulis et de tangage et de la distance h entre ces plans. L'erreur sur les angles est inférieure au degré et l'erreur sur la distance est inférieure à 6 cm.

La réponse rapide de ces systèmes ($<1\text{ms}$) les destinent aux applications temps réels rencontrés dans les domaines industriels et du transport (contrôle d'assiette et radar de stationnement).

Bibliographie Chapitre IV

- [ACM] : AC MESURE
« Note technique, inclinomètre à électronique incorporée »
AC MESURE 24, rue des Dames BP58 78340 Les Clayfs sous bois
- [BEN 98] : A.BENLARBI-DELAÏ, J-C COUSIN, A. MAMOUNI, Y.LEROY
« Contactless microwave short-range inclinometer radar »
Electronics Letters, April 1998, vol 34, n°8, pp 805-806
- [CHI 94] : M. CHIARAMELLO
« La mesure sans contact va au fond du trou »
MESURES N°666, Juin 1994, pp 69-73
- [COV 97] : J-P.COVILLERS
« Interférométrie micro-onde : Contrôle non destructif et positionnement »
Thèse de Doctorat, Lille, Juillet 1997
- [DAV 93] : A. DAVID, NOON and MAREK, E. BIALKOWSKI
« An inexpensive microwave distance measuring system »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol 6, n°5, April 1993, pp 287-292
- [DEL 99] : DELPHI Automotive Systems
« Systèmes anti-collision »
Delphi Technology Paper 99/6, Delphi Automotive Systems
- [FOR 94] : B. FORGUE
« Les détecteurs de proximité et de passage »
MESURES N°665, Mai 1994, pp 64-71
- [GLA 99] : D. GLAY
« Conception et réalisation de systèmes micro-ondes destinés au contrôle non destructif de matériaux »
Thèse de Doctorat, Lille, Novembre 1999
- [IKE 92] : K. IKEZAWA, K. ISOZAKI, E. OGITA, T. UEDA
« Measurement of absolute distance employing a tunable CW dye laser »
I.E.E.E Trans. on Instr. and Meas. Vol 41, N°1 February 1992 pp 36-39
- [IND 95] : INDUSTRIES ET TECHNIQUES
« La mécatronique rend vos produits plus intelligents »
Mars 1995, N° 758 pp 43-48
- [KYN] : KYNMORE ENGINEERING CO LTD
« Note technique »
KYNMORE ENGINEERING 20-24 Kirby ST , London EC1N8TS, U.K

[MAT 89] : D. MATTON

« Principe et faisabilité de nouveaux capteurs interférométriques micro-ondes »
Thèse de Doctorat, Lille, 1989

[MEG] : MEGATRON ELEKTRONIK AG

« Note technique, inclinomètre »
MEGATRON ELEKTRONIK AG Hermann -Oberth - STR7
86540 Putzbrunn/Munchen, Germany

[MEN 96] : C. MENARD

« Train pendulaire, la France peut-elle rattraper son retard ? »
L'usine nouvelle, 11 juillet 1996, n° 2257, pp 14-18

[PEY 94] : J-F. PEYRUCAT

« Le télémètre prend de nouvelles positions »
MESURES N°661, Janvier 1994, pp 43-46

[PLAN] : HL. PLANAR TECHNIK

« Inclination sensors - New perspectives for the automotive sector »
GmbH, D-44227 Dortmund Hauert 13, Germany

[STO 97] : R. STOLLE, B. SCHIEK

« Interférométrie multi-cibles utilisant un radar F.M.C.W. homodyne »
Journées Nationales des micro-ondes, 21-23 Mai 1997, St Malo, pp 608-609

[VEGA] : Vega technique

<http://www.vega-technique.fr/>

[WOO 93] : G.S. WOODS, D.L. MASKELL and MICHAEL, V. MAHONEY

« A high accuracy microwave ranging system for industrial applications »
IEEE Trans. on Instr and Meas., vol 42, n°4, august 1993, pp 812-816

[XBOW] : HL. PLANAR TECHNIK

« Using CXLM Series Analog Accelerometers for Tilt Measurements »
<http://www.xbow.com/appNotes/an-4/index.htm>

[YAN 94] : M. YANG, S.L. HILL, B.BURY, J.O. GRAY

« A Multifrequency AM-Based ultrasonic system for accuracy distance measurement »
I.E.E.E Trans. on Instr. and Meas. Vol 43, N°6, December 1994, pp 861-866

Chapitre V

Application à la localisation en mode coopératif

CHAPITRE V

Application à la localisation en mode coopératif

V.1. Introduction

Les premiers systèmes de localisation ont été développés lors de la seconde guerre mondiale. Si les premières études étaient essentiellement vouées à une utilisation militaire ou maritime [MUN1 86], de nos jours il est commun d'équiper des véhicules civils de systèmes de positionnement [MUN2 86] afin de faciliter le trafic routier ou de porter secours aux naufragés de la route. La possibilité de connaître sa position à tout instant et par tout temps est perçu comme un gage de sécurité notamment pour les déplacements maritimes ou aériens. D'autres domaines sont également intéressés par ces applications, notamment le suivi des migrations de certains animaux [ARGOS] ou l'étude des déplacements des plaques tectoniques [DORIS].

Dans le domaine des télécommunications aussi, le positionnement devient une donnée capitale. En effet avec l'essor des systèmes GSM, les infrastructures développées initialement ont tendance à être saturées et la localisation des différents utilisateurs dans les cellules GSM semble être une bonne solution pour augmenter les capacités de gestion de réseaux [DEN 98]. D'autres applications basées sur la localisation par TDOA, notamment pour la sécurité routière [LAOUFI], sont aussi développées à partir du système GSM.

Si le développement des principaux systèmes intéresse d'abord le positionnement global (GPS : Global Positioning System), les applications requérant des systèmes de positionnement local et « indoor » sont nombreuses. Elles vont de la localisation de clients dans une grande surface au suivi de joueurs sur un terrain en passant par le repérage de chaises roulantes dans les hôpitaux [PPC 99] et ce ne sont là que quelques exemples d'applications. Pour répondre à ces nouvelles demandes qu'on pourrait qualifier de LPS (Local Positioning System), les systèmes interférométriques micro ondes [BEN 94] ou ultrasonores [NON 95] qui permettent la localisation d'un émetteur en temps réel, avec une

précision de l'ordre de quelques millimètres à quelques centimètres, constituent une solution potentielle .

Nous donnons dans ce qui suit le principe de fonctionnement mettant en évidence les relations non linéaires liant la phase différentielle aux coordonnées spatio-temporelles de l'objet et les résultats expérimentaux, fournis par les systèmes interférométriques, destinés à la localisation D^2 , $D^{2.5}$ et D^3 de cet objet à l'intérieur d'une surface prédéfinie. Nous distinguons la localisation en milieu confiné et en espace libre. Dans ce dernier cas nous évoquons les applications à courtes distances (Surface $< 1000 \text{ m}^2$) et les applications à moyennes distances (Surface $> 1000 \text{ m}^2$).

V.2. Localisation D^2 en mode coopératif

V.2.1. Introduction

Dans le cadre de la localisation D^2 en mode coopératif, nous présentons un résumé des travaux réalisés au laboratoire en rappelant la télémétrie cellulaire et la télémétrie satellitaire, opérant à 10 GHz, avant d'aborder le cas de la localisation en milieu confiné qui nécessite un traitement spécifique évoqué au **chapitre III**.

V.2.2. Rappel de la télémétrie cellulaire D^2 à 10 GHz

La télémétrie cellulaire est le premier système de localisation D^2 par interférométrie micro onde, appelé également MILS (Microwave Interferometric Location System), développé au sein de l'équipe Nouvelles Applications Micro Ondes par A.BENLARBI-DELAÏ [BEN 91]. Le principe est décrit **Figure V.1**. L'objet mobile A_0 , dont on cherche à déterminer les coordonnées (x_0, y_0) , émet en direction des antennes A_1 et A_2 et des antennes A_3 et A_4 , une onde monochromatique de longueur d'onde λ . Le « baseline » des antennes A_1 et A_2 et des antennes A_3 et A_4 est noté $2D$. Dans les conditions de propagation en espace libre, les DDP ϕ_x et ϕ_y , élaborées par les deux MILS (1 MILS par dimension), sont constantes sur des hyperboles, respectivement H_1 et H_2 , dont les foyers sont les positions des centres de phase des antennes, respectivement A_1, A_2 et A_3, A_4 . Les équations de ces hyperboles, dites également lieu iso-DDP, sont données ci-dessous :

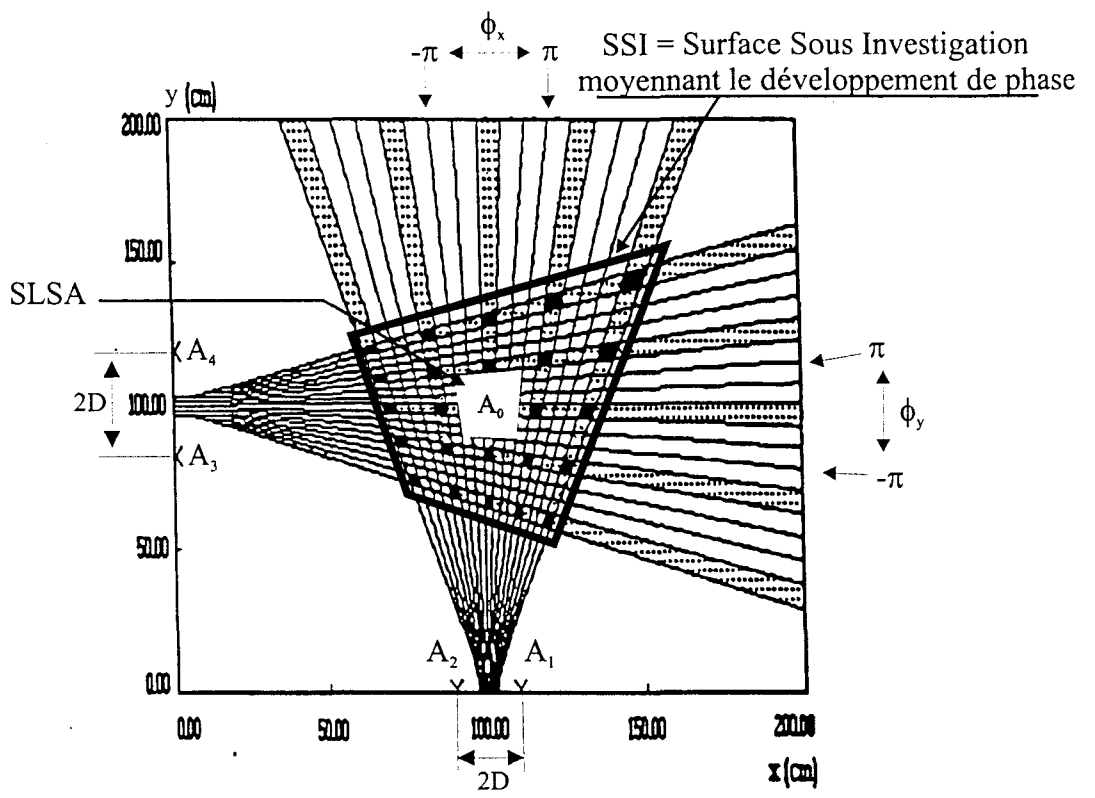


Figure V.2: SLSA obtenue en télémétrie cellulaire
F = 10 GHz, 2D= 20 cm

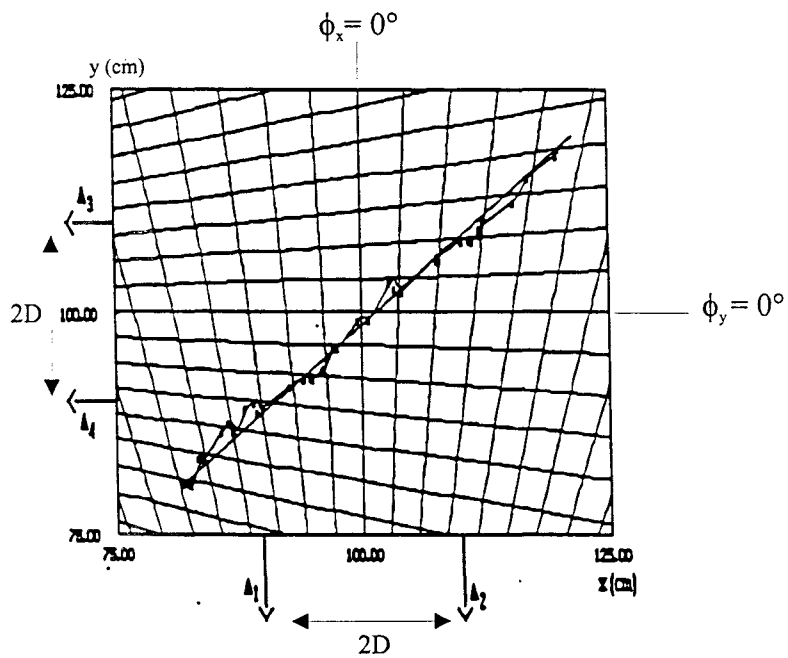


Figure V.3: Restitution de trajectoire en télémétrie cellulaire
F= 10 GHz, 2D= 20 cm

$$\begin{cases} \frac{x_0^2}{A_x^2} - \frac{y_0^2}{B_x^2} = 1 \text{ (H}_1\text{)} \\ \frac{y_0^2}{A_y^2} - \frac{x_0^2}{B_y^2} = 1 \text{ (H}_2\text{)} \end{cases} \quad \text{Eq V.1}$$

avec

$$\begin{aligned} A_x &= \frac{\lambda \phi_x}{4\pi} \\ A_y &= \frac{\lambda \phi_y}{4\pi} \\ B_x &= \sqrt{D^2 - A_x^2} \\ B_y &= \sqrt{D^2 - A_y^2} \end{aligned}$$

L'accès aux coordonnées (x_0, y_0) est obtenu, simplement, via l'inversion du système d'équations **Eq V.1** :

$$\begin{aligned} x_0 &= B_y A_x \sqrt{\frac{(A_y^2 + B_x^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \\ y_0 &= B_x A_y \sqrt{\frac{(A_x^2 + B_y^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \end{aligned} \quad \text{Eq V.2}$$

Toutefois cette solution n'est pas unique puisque la détermination de ϕ_x et ϕ_y est donnée modulo 2π . On définit par conséquent, comme souligné au paragraphe **I.5**, une fenêtre d'analyse spatiale, appelée cellule, qui correspond à la surface de localisation sans ambiguïté, SLSA, illustrée **Figure V.2** dont la taille est conditionnée par le rapport $\frac{2D}{\lambda}$ et la position de l'émetteur A_0 . Cette SLSA, qui est bordée par les hyperboles $\phi_x = \pm\pi$ et $\phi_y = \pm\pi$, vaut environ 400 cm^2 à $F = 10 \text{ GHz}$ et $2D = 20 \text{ cm}$ et n'est manifestement pas suffisante pour les applications courtes et moyennes distances concernées. Pour réaliser le développement de phase, nécessaire, lorsque l'émetteur se déplace dans la SSI (Surface Sous Investigation), plus grande que la SPSA, on se doit, et c'est là une contrainte, de connaître la position initiale de A_0 et d'opérer une incrémentation de 2π à chaque période de l'interférogramme vectoriel I-Q. Les résultats obtenus avec cette télémétrie sont donnés **Figure V.3** où une trajectoire linéaire dans un plan a été reconstituée avec une erreur inférieure au centimètre.

Les inconvénients de cette méthode tiennent au fait que l'émetteur, dans le même plan que les deux MILS, est sujet aux phénomènes de masquage, par ailleurs la SLSA est trop

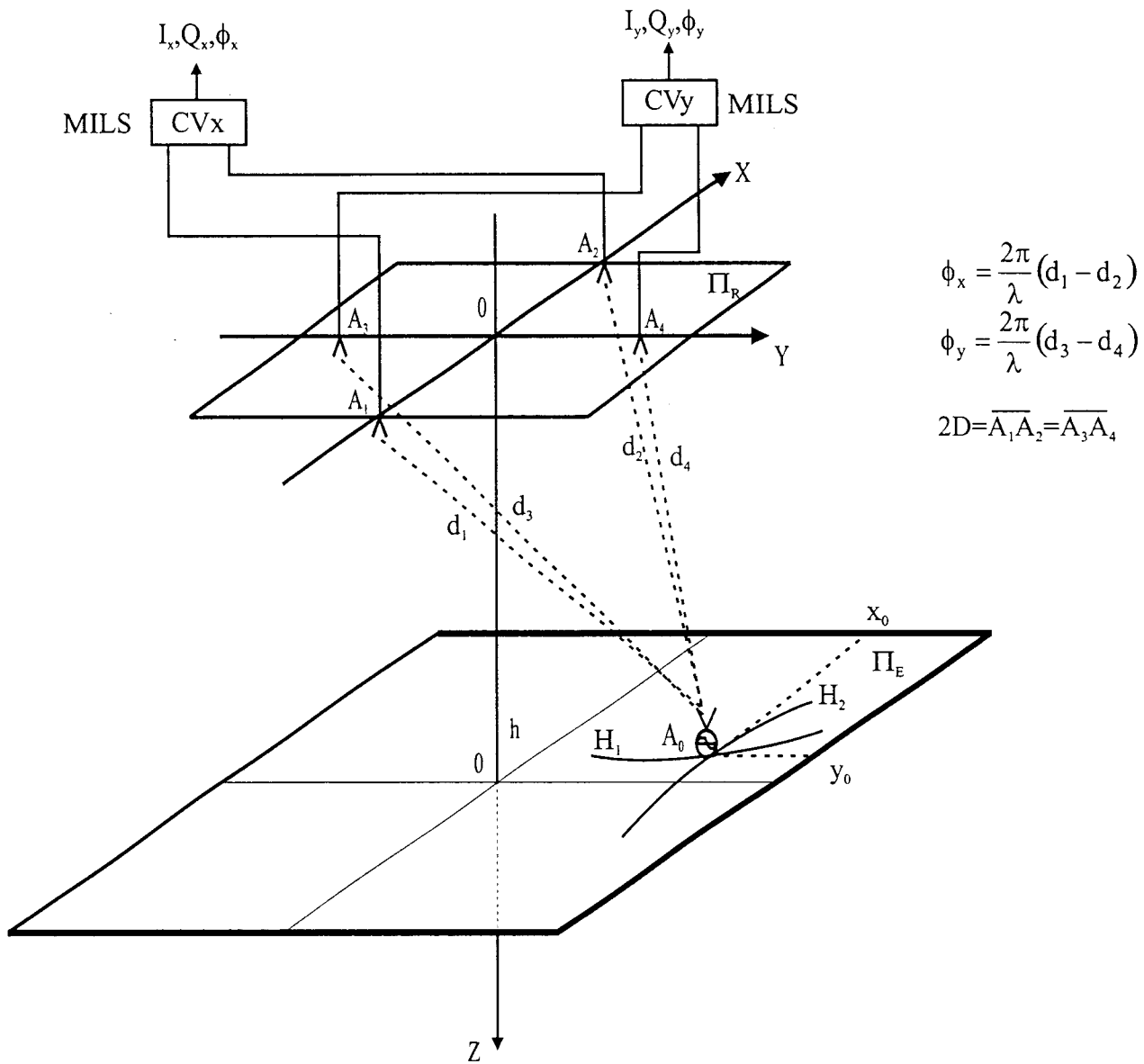


Figure V.4: Principe de la télémétrie satellitaire

faible par rapport à la surface sous investigation SSI et par conséquent la position initiale de l'objet est requise.

Pour augmenter la SLSA, éviter les phénomènes de masquage et s'affranchir de la connaissance préalable de la position initiale, une solution « de type géométrique » consiste à exploiter non plus des hyperboles mais des hyperboloïdes de révolution à deux nappes. Cette nouvelle télémétrie, appelée télémétrie satellitaire, est présentée maintenant.

V.2.3. Rappel de la télémétrie satellitaire D^2 à 10 GHz

Ce procédé, dont le schéma de principe est donné **Figure V.4**, a fait l'objet d'un dépôt de brevet européen n°96490023.7-2206. L'objet émetteur A_0 , dont on cherche à déterminer les coordonnées (x_0, y_0) , se déplace dans un plan Π_E et émet en direction des antennes A_1, A_2 et A_3, A_4 , fixées dans le plan Π_R , une onde monochromatique de longueur d'onde λ . Les DDP ϕ_x et ϕ_y , élaborées par les deux MILS, sont constantes sur des hyperboles, respectivement H_1 et H_2 , dont les foyers, dans le plan Π_E , sont fonction de $2D$ et de h . En réalité les équations vérifiées par les DDP ϕ_x et ϕ_y , décrivent respectivement des hyperboloïdes de révolution à deux nappes dont les foyers sont respectivement les positions des centres de phases des antennes A_1, A_2 et A_3, A_4 . Nous présentons **Figure V.5.a** l'hyperboloïde H_1 , lieu des DDP ϕ_x constantes, et **Figure V.5.b**, l'hyperboloïde H_2 , lieu des DDP ϕ_y constantes.

Considérant une propagation de type espace libre, le système d'équations décrivant ces hyperboloïdes est donné [COV 97] :

$$\begin{cases} \frac{x_0^2}{A_x^2} - \frac{y_0^2}{B_x^2} - \frac{z^2}{B_x^2} = 1 \quad (H_1) \\ \frac{y_0^2}{A_y^2} - \frac{x_0^2}{B_y^2} - \frac{z^2}{B_y^2} = 1 \quad (H_2) \end{cases} \quad \text{Eq V.3}$$

$$A_x = \frac{\lambda \phi_x}{4\pi}$$

$$A_y = \frac{\lambda \phi_y}{4\pi}$$

$$B_x = \sqrt{D_x^2 - A_x^2}$$

$$B_y = \sqrt{D_y^2 - A_y^2}$$

L'intersection de ces hyperboloïdes avec le plan Π_E fixe la côte z à la valeur h et permet une inversion analytique de l'Eq V.3. pour obtenir les coordonnées (x_0, y_0) l'émetteur A_0 [COU 97] :

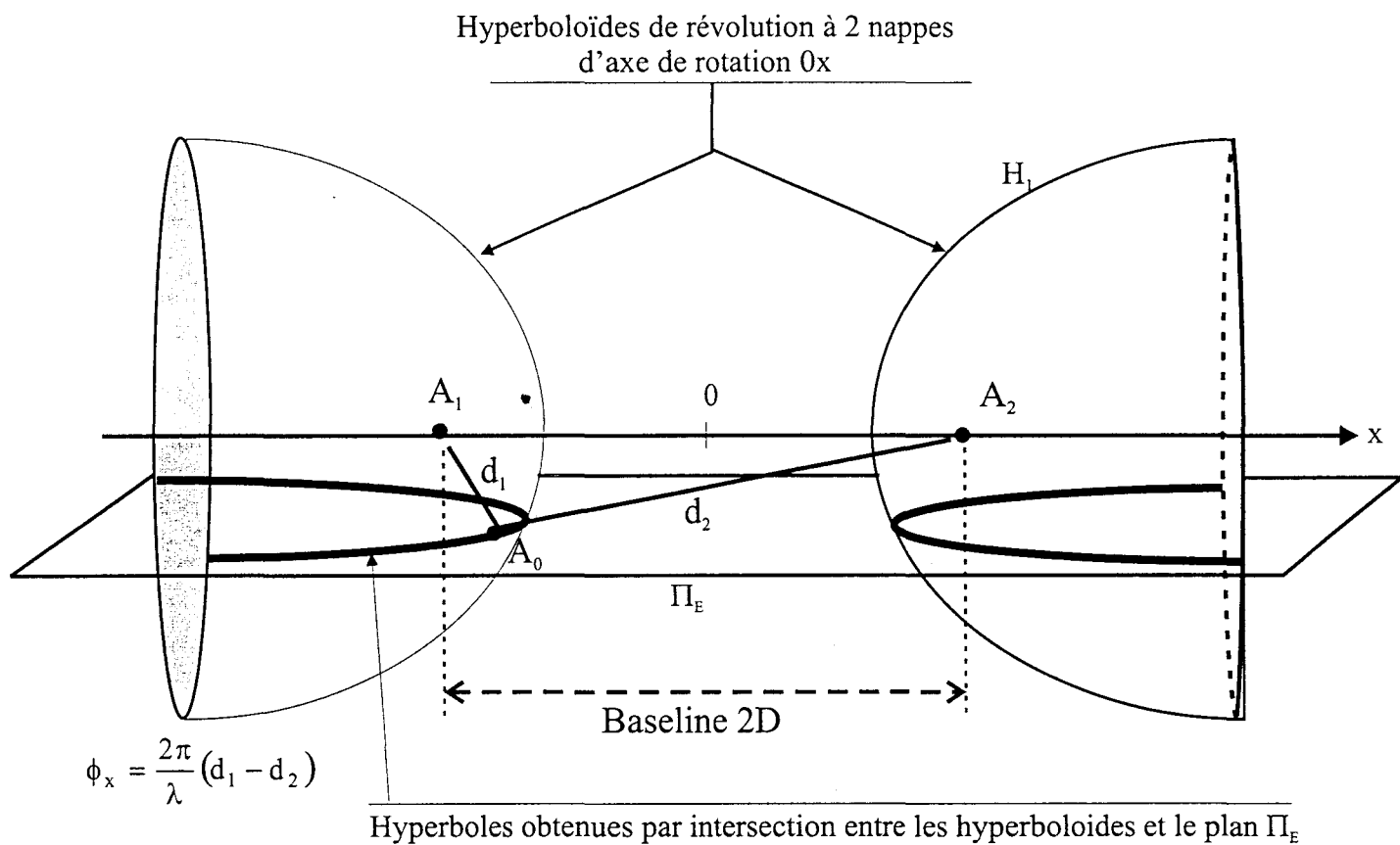


Figure V.5.a: Hyperboloïde de révolution à 2 nappes dépendante de ϕ_x

Figure V.5: Lieu des DDP constants: hyperboloïdes de révolution à deux nappes

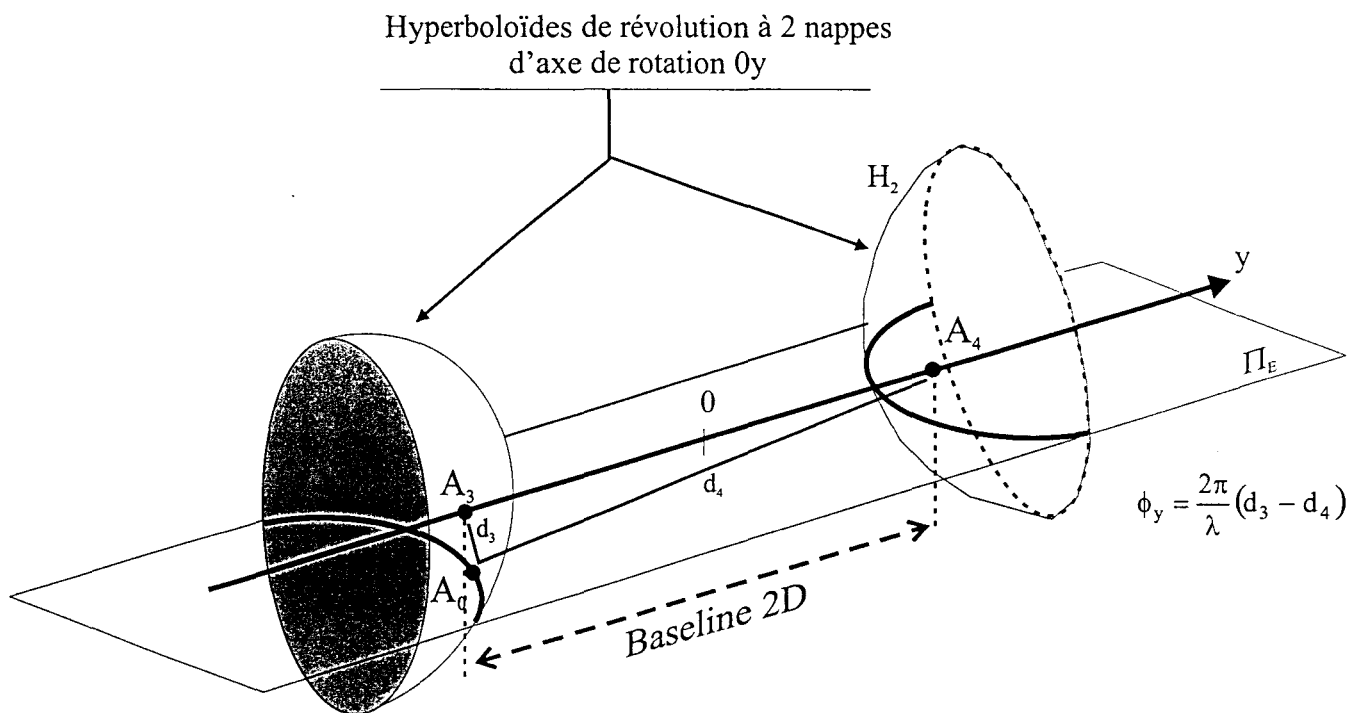


Figure V.5.b: Hyperboloïde de révolution à 2 nappes dépendante de ϕ_y

Figure V.5: Lieu des DDP constants: hyperboloïdes de révolution à deux nappes

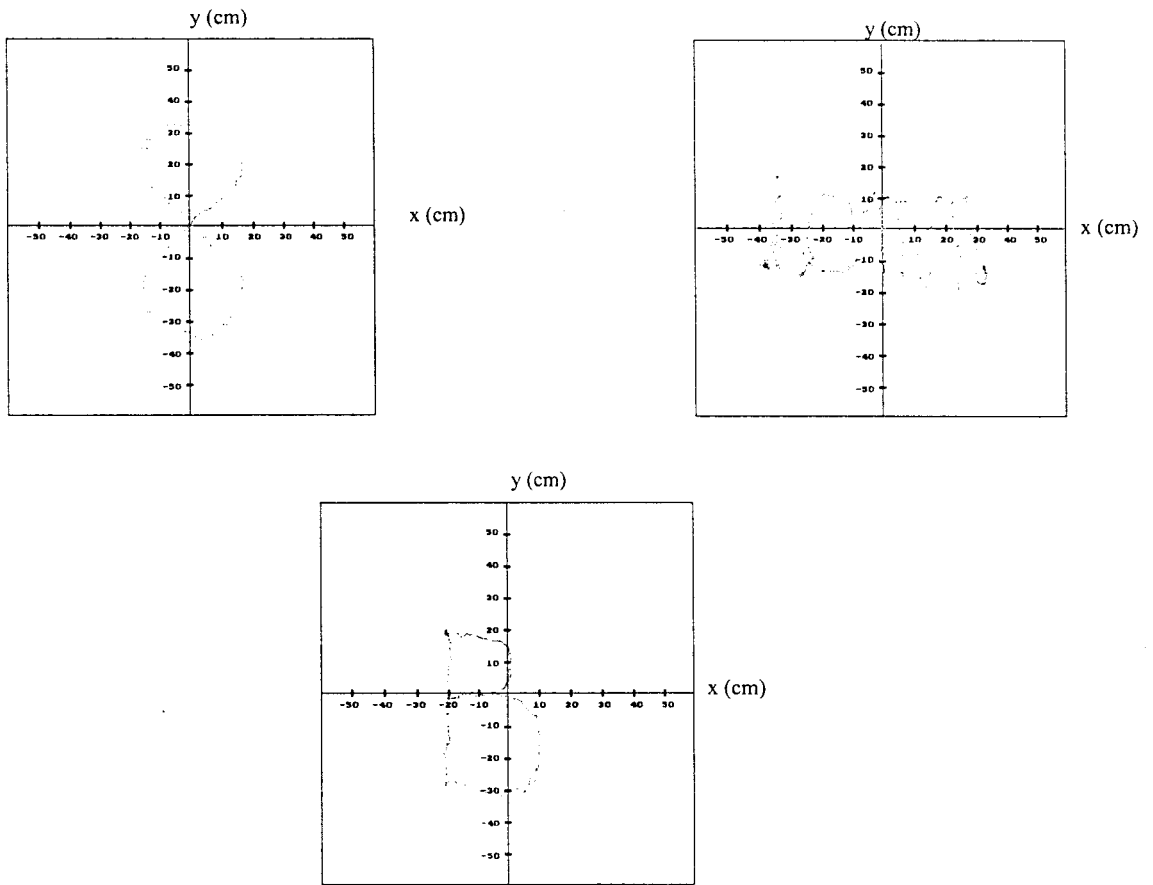


Figure V.6: Trajectoires restituées en télémétrie satellitaire
 $F = 10 \text{ GHz}$, $2D = 3 \text{ cm}$, $h = 65 \text{ cm}$

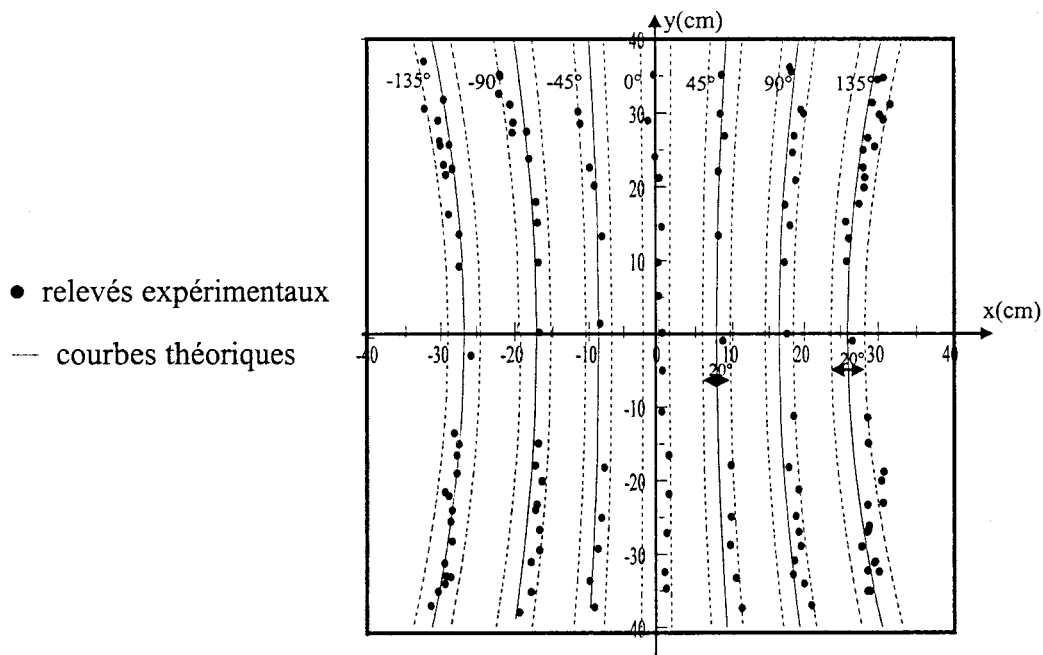


Figure V.7 : Distribution des DDP en télémétrie satellitaire
 autour d'hyperboles ϕ_x , compris entre -135° et 135°
 $F = 10 \text{ GHz}$, $2D = 3 \text{ cm}$, $h = 65 \text{ cm}$

$$\begin{aligned}
 x_0 &= A_x \sqrt{\frac{B_y^2(B_x^2 + A_y^2 + h^2) + A_y^2 h^2}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \\
 y_0 &= A_y \sqrt{\frac{B_x^2(B_y^2 + A_x^2 + h^2) + A_x^2 h^2}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}}
 \end{aligned}
 \tag{Eq V.4}$$

Là encore la solution n'est pas unique et il convient de compléter cette donnée par la définition de la SLSA qui est approximée par :

$$\text{SLSA} \approx \frac{4(\lambda h)^2}{(16D^2 - \lambda^2)}
 \tag{Eq V.5}$$

Pour $F = 10$ GHz, $2D = 3$ cm et $h = 65$ cm, la SLSA vaut environ 1m^2 soit 25 fois plus grande que la SLSA définie dans la télémétrie cellulaire. Pour certaines applications, notamment en robotique, cette SLSA se confond avec la SSI, auquel cas il n'est plus nécessaire d'opérer de développement de phase.

Plusieurs trajectoires représentant le chiffre « 8 », le logo « iemn » et la lettre « B », ont été restituées, (**Figure V.6**), avec une erreur moyenne de l'ordre de ± 2 cm sur x et y . Cette erreur, liée principalement à l'erreur sur la mesure de la DDP (erreur instrumentale et biais de propagation), est à relier à la distribution des DDP relevée autour de plusieurs hyperboles (**Figure V.7**) où on constate une variation de $\pm 10^\circ$ sur la phase.

Les principes de faisabilité de la télémétrie cellulaire et de la télémétrie satellitaire étant démontrés à 10 GHz, on s'oriente désormais vers un système opérant à 2.45 GHz bénéficiant de corrélateurs vectoriels dûment instrumentés (chapitre I) et de moyens de réduction des effets des trajets multiples en vue d'applications « indoor » (chapitre III). Ce nouveau dispositif est destiné également à couvrir des surfaces plus importantes.

V.2.4. Télémétrie satellitaire D^2 en milieu confiné

Une manière simple de s'affranchir du développement de phase consiste à jouer sur certains paramètres afin que la SPSA soit confondue avec la SSI.

Conformément à la relation **Eq V.5**, augmenter la SLSA revient à agir sur les paramètres géométriques h ou $2D$ ou sur la fréquence. Pour les applications « indoor », la hauteur h , qui devrait augmenter, est limitée par la distance sol/plafond, tandis que le « baseline » $2D$, qui devrait diminuer, est conditionné par la taille physique des antennes de réception. Le dernier paramètre, la fréquence, qui devrait baisser, a été opportunément fixée à 2.45 GHz pour des raisons de réglementation. La SLSA résultante, confondue avec la SSI, devient alors compatible avec des essais en milieu confiné, notamment dans le laboratoire et

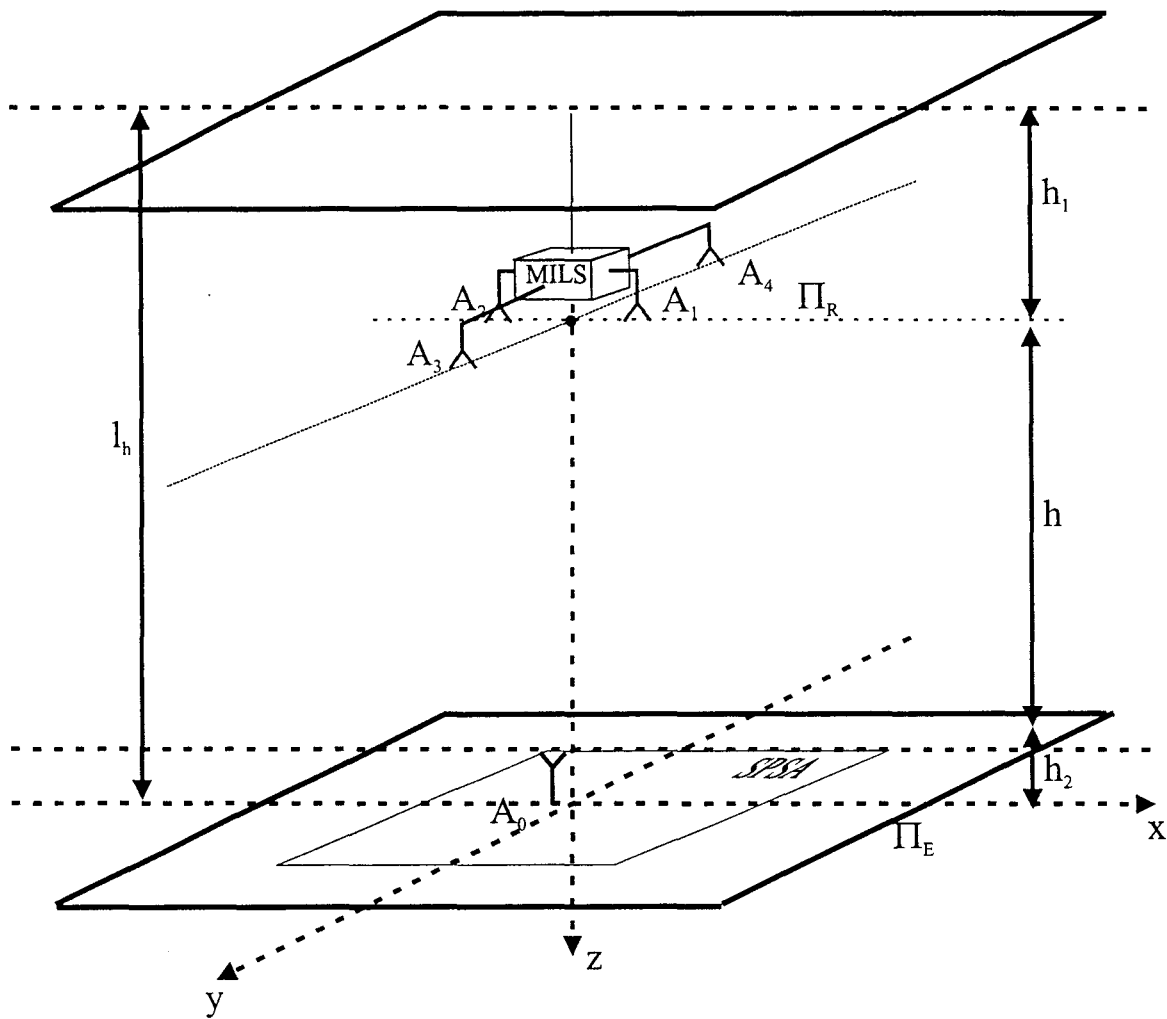


Figure V.8: Télémétrie satellitaire D^2 en milieu confiné

dans une salle de sport, lors d'une campagne de mesures menée en partenariat avec IEMN transfert et avec un industriel.

Naturellement ce type de localisation est sujet aux problèmes induits par les trajets multiples et il convient d'opérer une déconvolution en appliquant les méthodes décrites au chapitre III. Nous rappelons également que la nature du canal, de statistique ricienne, est indispensable à la mise en œuvre de ce type de localisation par interférométrie, car exempt de tout phénomène de masquage.

Notons, toutefois, que Reynolds [REY 99] propose un système de positionnement basé sur une mesure de phase à l'intérieur d'un bâtiment, admettant une distribution de type Rayleigh, où la visibilité directe entre émetteur et récepteur n'est pas assurée. Ce positionnement est rendu possible par l'utilisation de sources basses fréquences (1.9 MHz) qui interagissent faiblement avec les obstacles (parois, sol, plafond) rencontrés.

V.2.4.1. Conditions expérimentales

L'objet à localiser est une source micro onde ($F = 2.45$ GHz, $P_e = 10$ dBm) modulée en « ASK » (Amplitude Shift Keying) à une fréquence $f_{ASK} = 100$ KHz et équipée d'une antenne à PCD, A_0 . Cet objet se déplace dans le plan Π_E à l'intérieur d'une enceinte dont les parois sont considérées comme des réflecteurs parfaits (**Figure V.8**). Les ondes directes et multi réfléchies sont reçues simultanément par les deux paires d'antennes (A_1, A_2) et (A_3, A_4), fixées dans le plan Π_R parallèle au plan Π_E , de même polarisation que l'antenne A_0 . La distance $2D$ entre les antennes A_1 et A_2 est la même que celle qui sépare les antennes A_3 et A_4 et vaut 11.6 cm.

La distance entre les plans Π_E et Π_R est notée h et vaut 1.65 m pour les essais en laboratoire et 5 m pour les essais dans une salle de sport. Les corrélateurs vectoriels CV_1 et CV_2 sont ceux réalisés au laboratoire et qui utilisent soit la CAG (paragraphe I.8.2.) soit l'amplification logarithmique (paragraphe I.8.3.). Dans tous les cas leurs performances sont pratiquement identiques et sont rappelées ci-dessous :

- dynamique d'entrée : 40 dB
- puissance minimale détectable : -75 dBm (CAG)
-70 dBm (Amplificateur logarithmique)
- erreur de phase : $\pm 2^\circ$

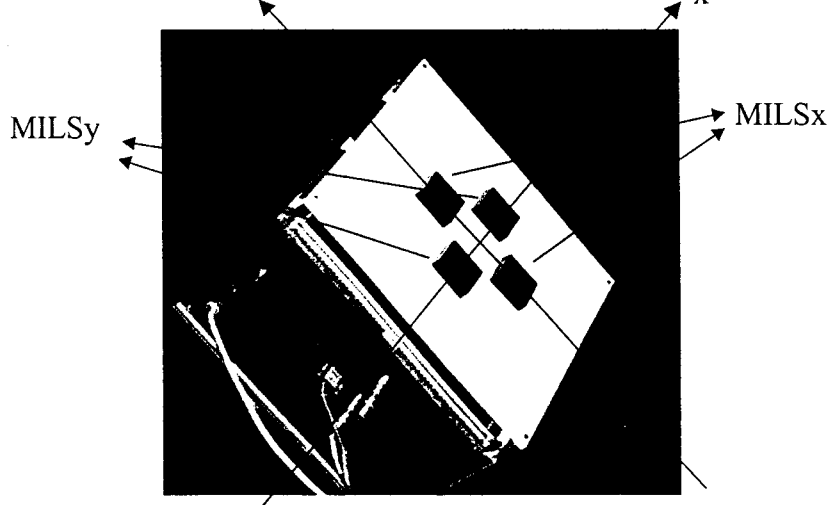
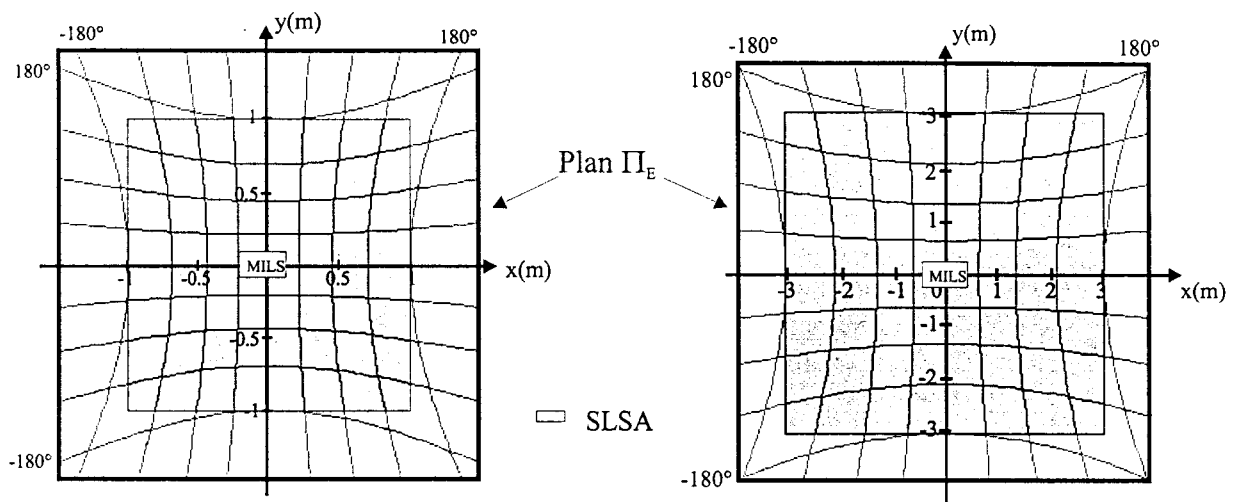


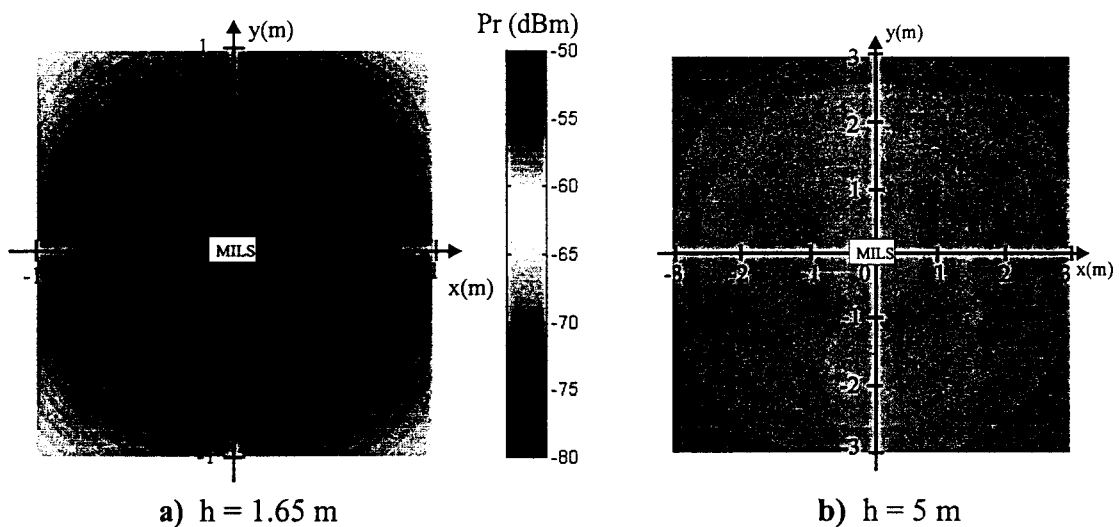
Figure V.9: Photographie des deux MILS au sein du système intégré



a) $h = 1.65$ m

b) $h = 5$ m

Figure V.10: Surface de Localisation Sans Ambiguïté et réseau d'hyperboles associées définie pour la configuration suivante
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm



a) $h = 1.65$ m

b) $h = 5$ m

Figure V.11: Carte des puissances reçues
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $P_e = 10$ dBm

- temps de réponse : 40 ms

Nous appelons MILS_x, l'ensemble formé des antennes A₁, A₂ et de CV₁, destiné à fournir la DDP ϕ_x et MILS_y, l'ensemble formé des antennes A₃, A₄ et de CV₂, destiné à fournir la DDP ϕ_y . Une photographie réunissant les deux MILS au sein d'un système intégré est présenté **Figure V.9**.

V.2.4.2. Résultats de simulation

Sur la base des conditions expérimentales définies plus haut, nous avons conduit une série de simulation afin d'appréhender différentes grandeurs comme la SLSA, la puissance reçue ou la précision de localisation attendue.

V.2.4.2.1. Surface de Localisation Sans Ambiguïté (SLSA)

On présente, **Figure V.10**, les SLSA calculées dans les conditions expérimentales du paragraphe V.2.4.1. A ces surfaces, nous superposons le réseau d'hyperboles (ϕ_x et ϕ_y constantes), résultat de l'intersection des hyperboloïdes de révolution à deux nappes (H₁ et H₂) avec le plan Π_E . Les hyperboles frontières admettent des DDP ϕ_x et des DDP ϕ_y égales à $\pm 180^\circ$, ce qui conduit à une mesure de phase sans ambiguïté à l'intérieur de l'intervalle principale défini au paragraphe I.5. La SLSA vaut 4 m² pour h = 1.65 m (**Figure V.10.a**) et 36 m² pour h = 5 m (**Figure V.10.b**).

V.2.4.2.2. Bilan de puissance

La **Figure V.11** donne la répartition des puissances reçues pour les deux situations traitées. La forme des antennes utilisées (ANP-C-116) implique des diagrammes de rayonnement identiques dans le plan E et le plan H. La puissance reçue Pr sur chaque antenne vérifie la relation suivante :

$$P_r = 10 * \log \left(P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \right) \quad \text{Eq V.6}$$

où G_e et G_r sont les gains respectifs des antennes d'émission et de réception, R est la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. Les antennes d'émission et de réception étant identiques les gains Ge et Gr s'expriment comme suit :

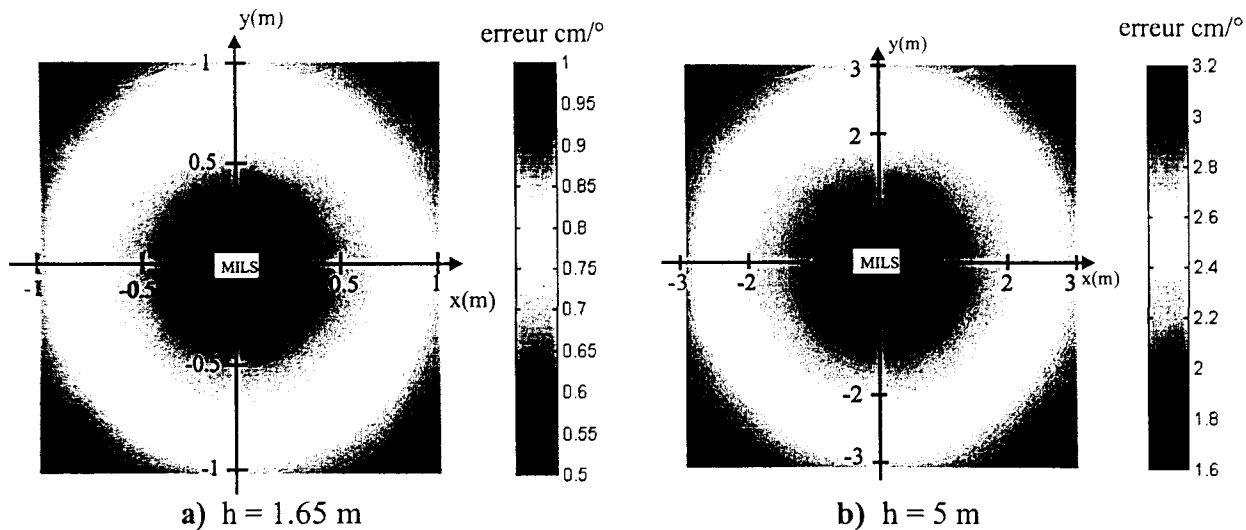


Figure V.12: Carte des erreurs de localisation en cm/deg
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm

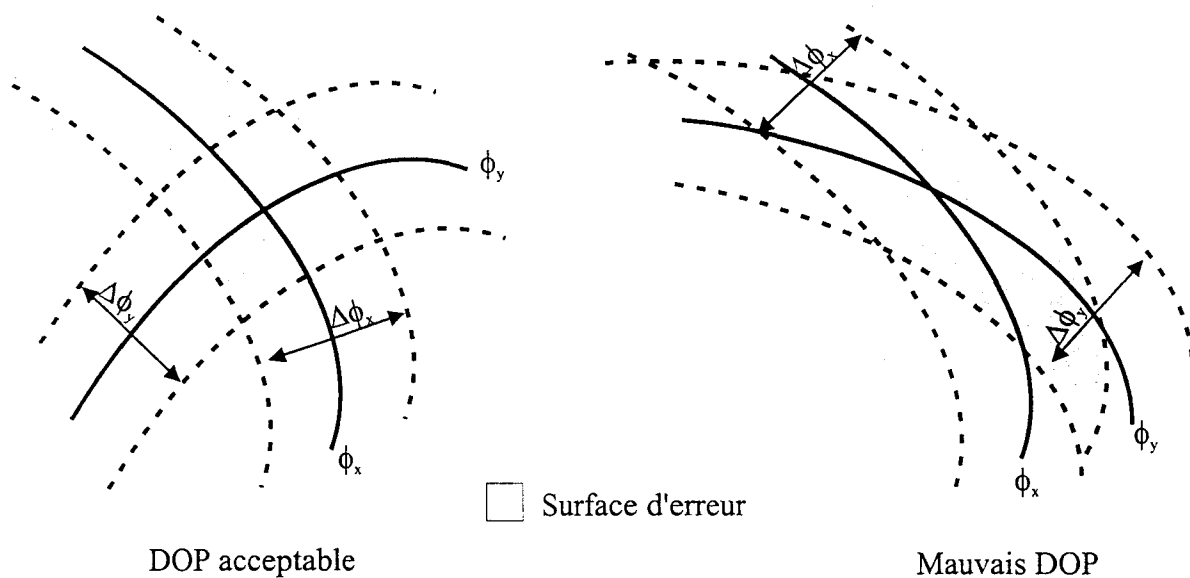


Figure V.13: DOP présenté par l'intersection de deux hyperboles

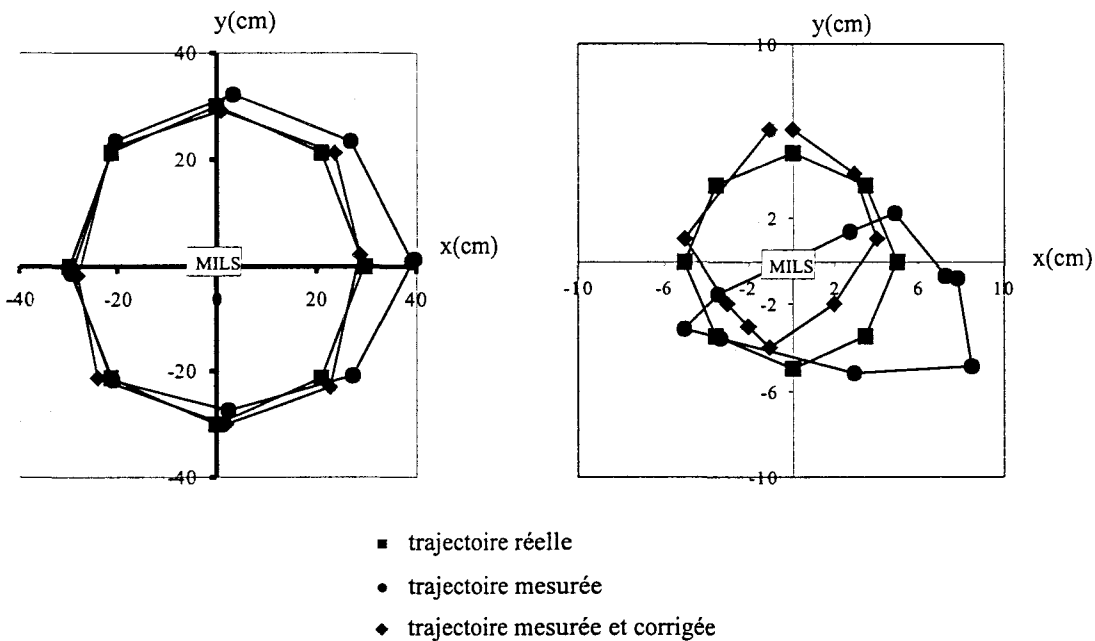


Figure V.14: Reconstitution de trajectoires octogonales
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m

$$G_e = G_r = G_{\max} \frac{\sin\left[\left(\frac{\pi a}{\lambda}\right) \sin \theta \cos \varphi\right] \sin\left[\left(\frac{\pi b}{\lambda}\right) \sin \theta \sin \varphi\right]}{\left(\frac{\pi a}{\lambda}\right) \sin \theta \cos \varphi \left(\frac{\pi b}{\lambda}\right) \sin \theta \sin \varphi} \quad \text{Eq V.7}$$

avec :

- G_{\max} : le gain maximale de l'antenne
- $a*b$: la surface de l'élément rayonnant de l'antenne
- λ : la longueur d'onde
- θ et φ sont respectivement l'élévation et l'azimuth du point d'observation

La puissance reçue, qui évolue entre -60 dBm et -55 dBm pour $h = 1.65$ m (**Figure V.11.a**) et entre -70 dBm à -65 dBm pour $h = 5$ m (**Figure V.11.b**) avec $F = 2.45$ GHz, est comprise dans la dynamique d'entrée des corrélateurs vectoriels.

V.2.4.2.3. Erreur de localisation

Nous présentons, **Figure V.12**, en fonction des coordonnées (x_0, y_0) de l'émetteur, la carte d'erreur sur la localisation (en cm), en relation avec l'erreur commise sur la mesure de la DDP (en degré). Cette erreur, qui varie entre 0.5 cm/° et 1 cm/° pour $h = 1.65$ m et entre 1.6 cm/° et 3.2 cm/° pour $h = 5$ m n'est pas équirépartie et dépend de la position de l'émetteur dans la SLSA. Nous introduisons par conséquent la notion de DOP (Dilution Of Precision), notion bien connue dans le budget d'erreur des systèmes GPS [**COR 00**], qui représente, dans notre cas, l'erreur sur la position induite par la géométrie des réseaux d'hyperbole. Nous illustrons, **Figure V.13**, les caractéristiques du DOP en fonction des angles d'intersection des hyperboles et leur impact sur la surface d'erreur $\Delta x * \Delta y$. Cette contingence est un paramètre important à considérer avant d'arrêter le choix d'une configuration géométrique du système de localisation envisagé.

V.2.4.3. Résultats expérimentaux

Nous présentons, **Figure V.14**, différentes trajectoires octogonales, à l'intérieur de la SLSA, effectuées au laboratoire et restituées à partir des mesures de DDP brutes et après correction par égalisation de canal, utilisant une technique de calibrage (paragraphe III.4.4.1). L'apport de cette correction est notable puisque l'erreur sur la localisation est passée de 10 cm à quelques millimètres.

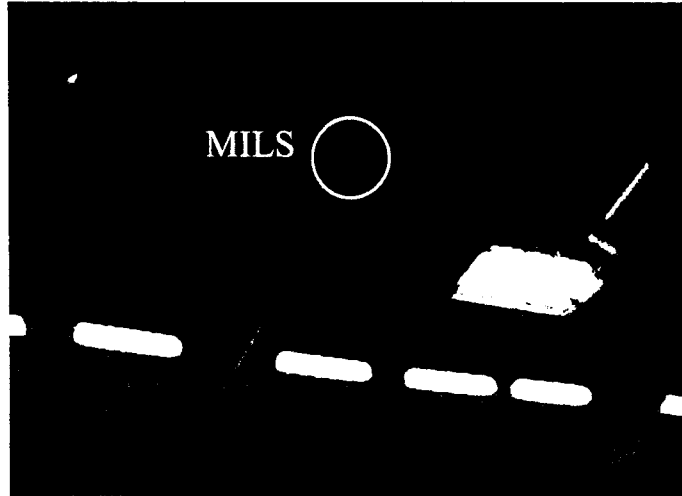


Figure V.15: Photographie du plan Π_r de la salle de sport équipée du MILS

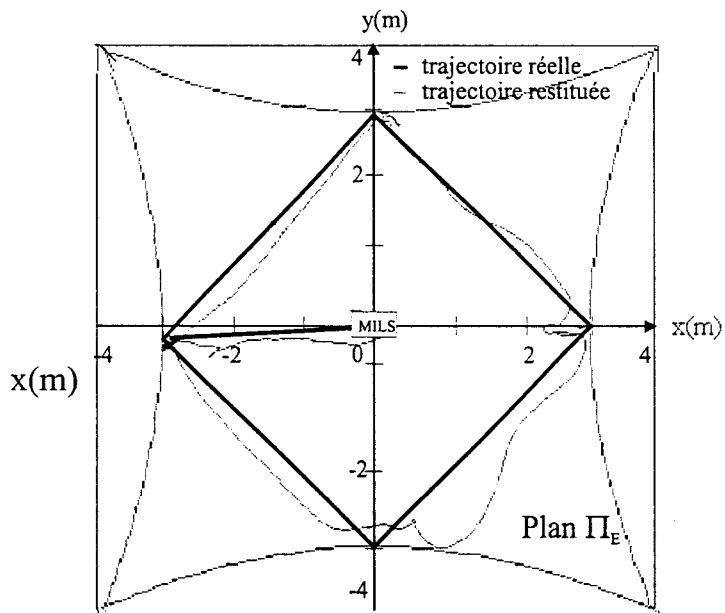


Figure V.16: Restitution de trajectoire dans un milieu confiné avec sa situation dans le réseau d'hyperboles (salle de sport Figure V.15)
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 5 \text{ m}$

Nous avons effectué une seconde campagne de mesure à l'intérieur d'une salle de sport dont on donne la photographie du plan Π_R **Figure V.15**. L'objet à localiser est un joueur équipée d'une source micro onde ($F = 2.45$ GHz et $P_e = 10$ dBm) et d'une antenne PCD.

Cette configuration, qui présente un milieu beaucoup moins confiné que le précédent, ne nécessite pas de méthode d'égalisation et de correction. Les dimensions de la salle sont $W = 20$ m et $L = 40$ m. La distance h entre le plan Π_E et le plan Π_R est maintenant de 5 m. Le système de réception constitué de deux MILS, fixés au plafond à $h_2 = 1$ m (**Figure V.8**), est placé au centre de la salle. L'émetteur est porté à hauteur d'épaule soit à 1.5 m du sol environ. Le mesureur de phase, utilisé ici, est le corrélateur vectoriel à amplification logarithmique.

La trajectoire « test » est un losange (**Figure V.16**) que nous essayons de reconstituer à partir des mesures de DDP brutes. On note une parfaite concordance sur une partie de la trajectoire, contenue dans le cadran ($x < 0$ et $y < 0$), en raison d'une visibilité directe entre émetteur et récepteur et une concordance moyenne sur les autres parties. L'erreur maximale de 50 cm, imputable à un masquage de l'émetteur par le corps du porteur, est difficilement maîtrisable et incite à réfléchir sur les caractéristiques de l'antenne d'émission et sa position sur l'objet. Pour appréhender ces aléas, il est en effet envisageable d'équiper l'objet mobile d'une antenne dont le lobe principal est incliné de manière à éviter certains obstacles comme la tête du joueur par exemple.

Dans cette partie, nous avons montré qu'il était possible d'obtenir, par interférométrie micro onde, les coordonnées spatio-temporelles d'un émetteur dans un milieu confiné avec une erreur, sur la localisation, qui peut être réduite par l'utilisation d'algorithmes d'égalisation simples (Chapitre III) et l'emploi d'antennes à polarisation circulaire.

Les surfaces sous investigation SSI, traitées jusqu'à présent, sont relativement modestes. Pour envisager d'autres types d'applications mettant en jeu le déplacement d'objet dans un grand espace « type terrain de jeu », nous considérons d'autres campagnes de mesure en espace libre qui appellent de nouvelles configurations géométriques des MILS.

V.2.5. Télémétrie satellitaire D^2 à courtes distances en espace libre

V.2.5.1. Conditions expérimentales et résultats de simulation

L'objet à localiser est là encore un joueur, équipé d'une source micro onde, modulée ASK avec $F_{ASK} = 100$ kHz, $F = 2.45$ GHz, $P_e = 30$ dBm et d'une antenne PCD, qui se déplace dans un plan Π_E et sur une SSI d'une centaine de m^2 . Les conditions de propagation sont

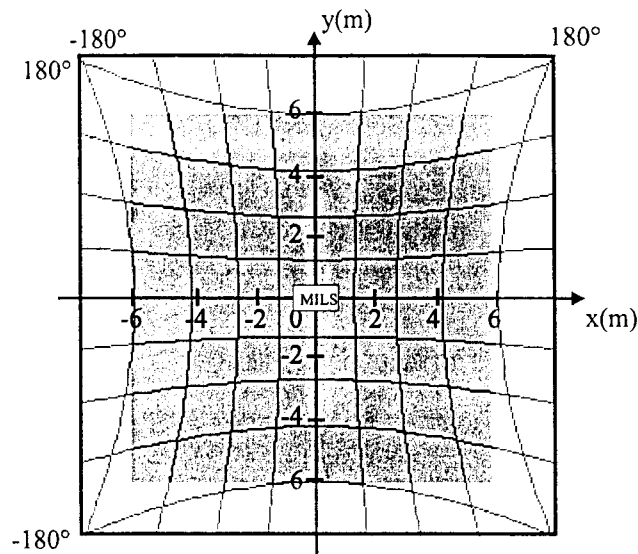


Figure V.17: SLSA obtenue dans la configuration suivante
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 10 \text{ m}$

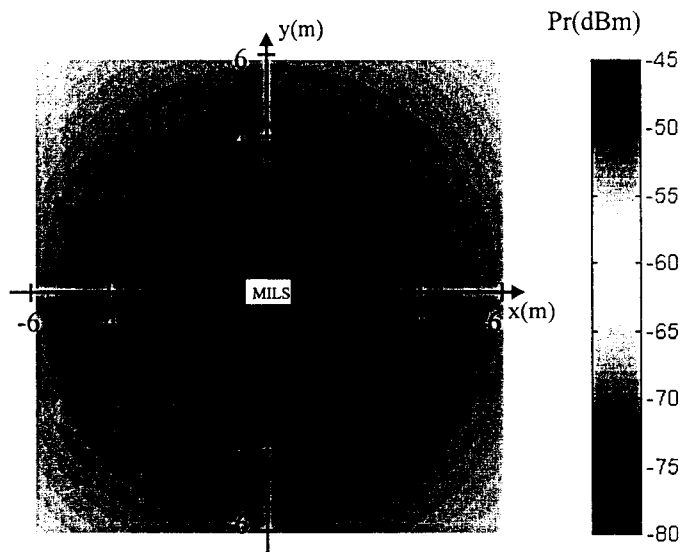


Figure V.18: Puissance reçue P_r sur les antennes de réception
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 10 \text{ m}$, $P_e = 30 \text{ dBm}$

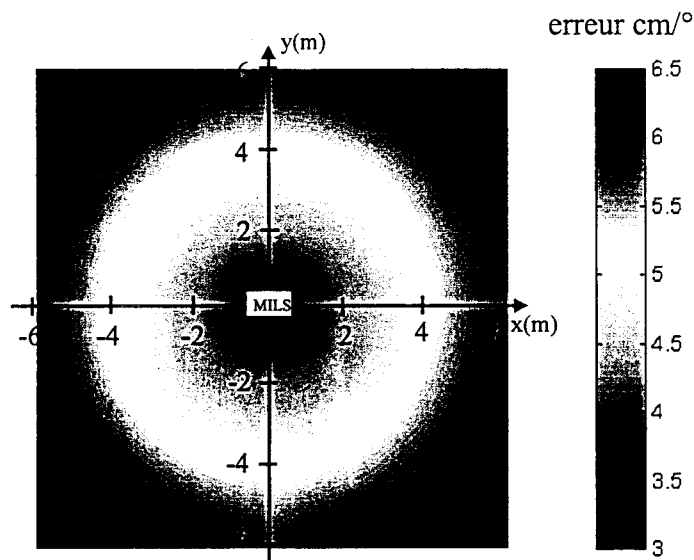


Figure V.19: Répartition des erreurs de localisation
 en fonction de la position de l'émetteur
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 10 \text{ m}$

celles de l'espace libre et les ondes directes sont reçues simultanément par les deux paires d'antennes (A_1, A_2) et (A_3, A_4) , fixées au plan Π_R parallèle au plan Π_E , de même polarisation que l'antenne A_0 . La distance $2D$ entre les antennes A_1 et A_2 est la même que celle qui sépare les antennes A_3 et A_4 et vaut 11.6 cm. Les corrélateurs vectoriels CV_1 et CV_2 utilisent les amplificateurs logarithmiques décrits au paragraphe I.8.3.

Conformément à la relation Eq IV.20 liant la SLSA à la distance h entre les plans Π_E et Π_R , une distance h égale à 10 m suffirait pour couvrir une SLSA de 144 m² (Figure V.17), compatible avec des applications courtes distances.

La carte des puissances, Figure V.18, indique que la puissance de réception P_r s'étend de -55 dBm à -50 dBm. L'erreur théorique est comprise entre 3 cm/° et 6.5 cm/° (Figure V.19).

V.2.5.2. Résultats expérimentaux

Pour conduire la campagne de mesure impliquant les conditions expérimentales définies dans le paragraphe IV.3.5.1, nous avons bénéficié, dans le cadre d'une collaboration avec IEMN transfert et à la demande d'un industriel, d'un site et d'une logistique ad hoc.

Nous montrons, Figure V.20, le dispositif de mesure, constitué de deux MILS, fixé à une nacelle mobile dont le bras télescopique peut atteindre 22 m de haut avec un déport de 6 m.

La première trajectoire reconstituée à partir des DDP brutes, Figure V.21, révèle une importante erreur sur la localisation, en dépit d'une propagation en espace libre. Cette incertitude, en partie liée au mouvement erratique, du au vent, de la nacelle, située à 10 m de hauteur, et au mouvement de vibration de l'objet en déplacement ($\cong 2$ km/h), se manifeste par la superposition, sur le signal utile, d'un signal « haute fréquence », comme le suggère la représentation paramétrique $x(t)$ et $y(t)$ de la Figure V.22. Ce signal jugé parasite est aisé à filtrer numériquement.

Nous utilisons à cette fin un filtre numérique passe bas du second ordre de Chebyshev, dont l'architecture basée sur la transformée en z [HAS 98] est présentée Figure V.23. Les coefficients α_i et β_i dépendent de la fréquence de coupure du filtre. Les échantillons $E(z)$ sont les données à filtrer et $S(z)$ sont les données obtenues après filtrage. Nous utilisons le ToolBox « Signal Processing » de Matlab [SPTOOL] pour calculer les coefficients α_i et β_i . La fréquence de coupure est conditionnée par la fréquence Doppler associée à la vitesse de



← < 6 m →

Figure V.20: Photo du dispositif expérimental en espace libre

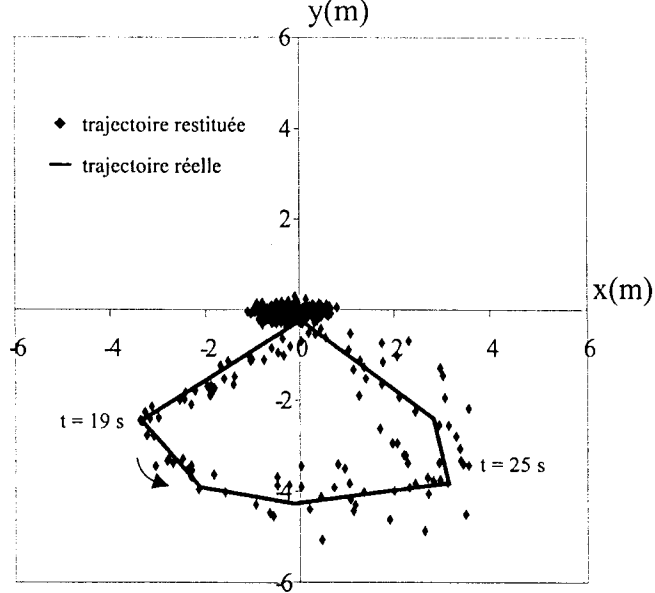
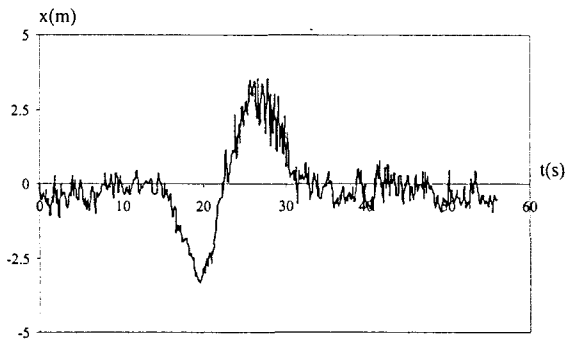
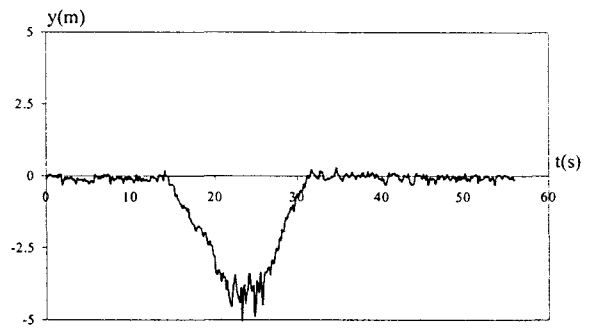


Figure V.21: Reconstitution d'une trajectoire connue
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 10 \text{ m}$



chronogramme de x



chronogramme de y

Figure V.22: Chronogrammes de x et y
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 10 \text{ m}$

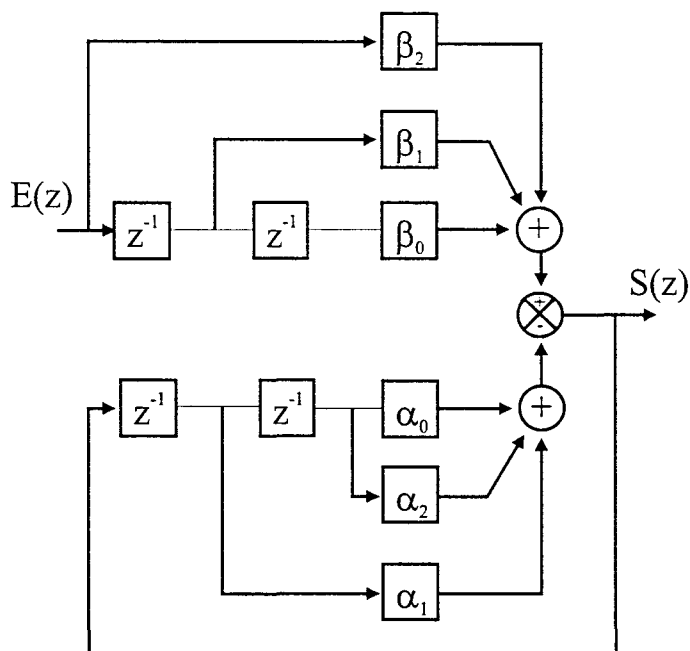
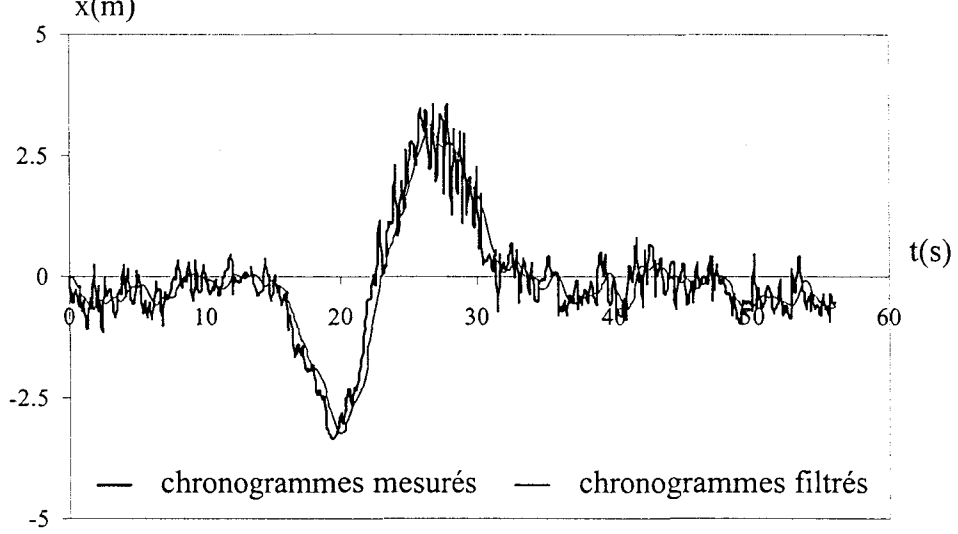
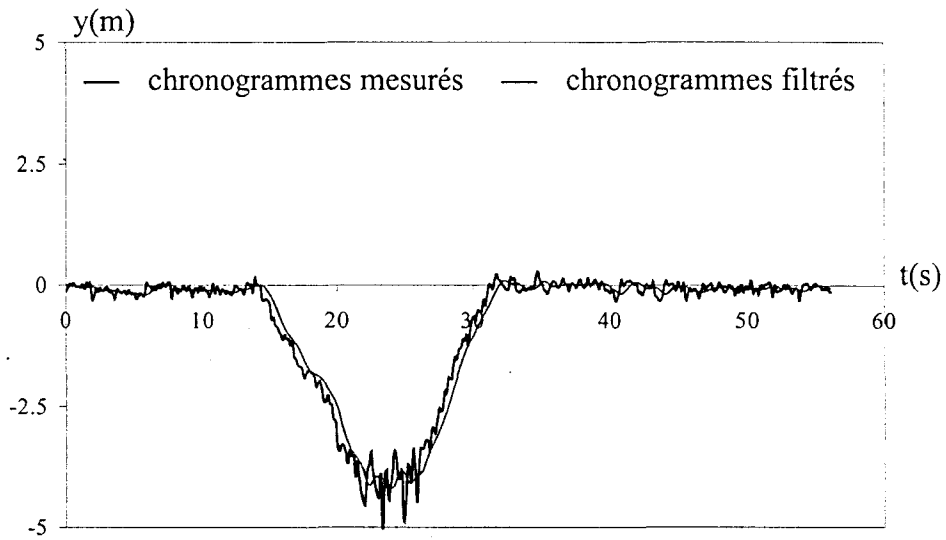


Figure V.23: Architecture du filtre du second ordre de Chebyshev utilisant la transformée en z



chronogramme de x



chronogramme de y

Figure V.24: Chronogrammes de x et y filtrés
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 10 \text{ m}$

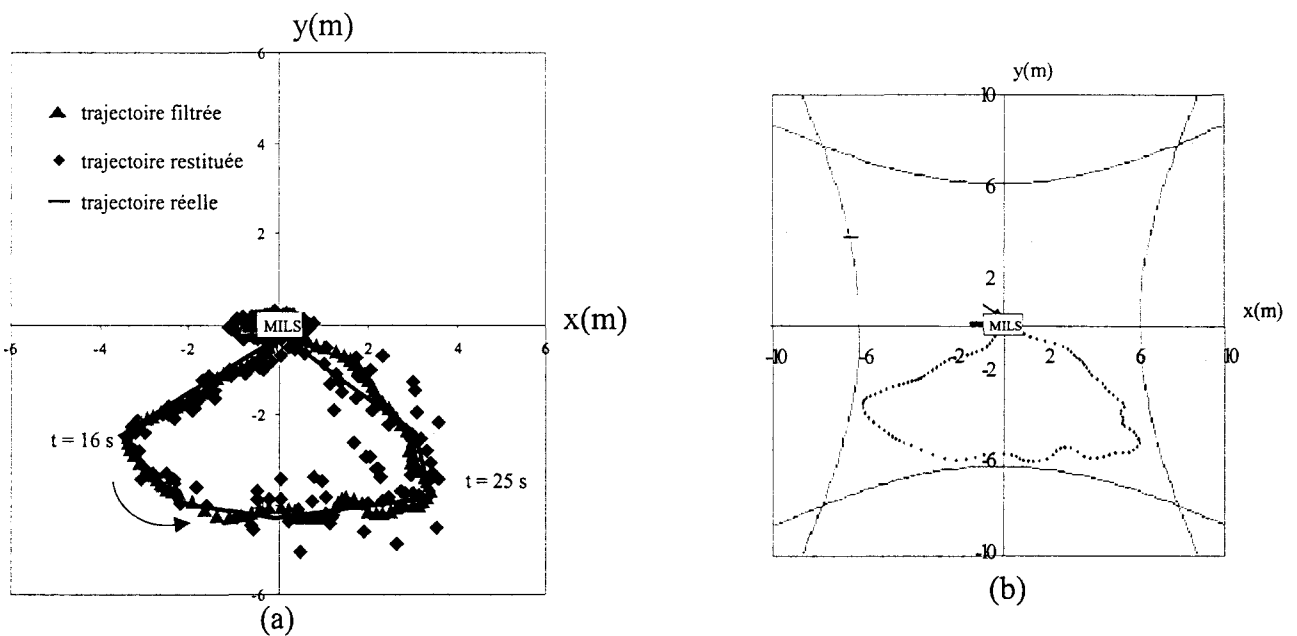


Figure V.25: Restitution d'une trajectoire en espace libre (a)
avec sa situation dans le réseau d'hyperboles (b)
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 10 \text{ m}$

l'objet. En effet pour un mobile se déplaçant à une vitesse maximale v_{\max} , les signaux I et Q admettent une fréquence maximale F_{\max} telle que :

$$F_{\max} = \frac{v_{\max}}{\sqrt{SLSA}} \quad \text{Eq V.8}$$

Dans les conditions expérimentales du paragraphe IV.3.5.1, F_{\max} vaut 0.83 Hz pour $v_{\max} = 10 \text{ m.s}^{-1}$. En choisissant une fréquence de coupure de 2Hz, la fonction de transfert s'écrit :

$$T(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{0.22 + 0.44z^{-1} + 0.22z^{-2}}{1 - 0.34z^{-1} + 0.23z^{-2}} \quad \text{Eq V.9}$$

Après application de ce filtre, aux données brutes mesurées, nous obtenons en temps réel les chronogrammes de x et y filtrés, légèrement retardés (**Figure V.24**). Nous remarquons que les perturbations sont fortement atténuées. L'erreur maximale devient inférieure à $\pm 30 \text{ cm}$ sur chaque dimension. La trajectoire reconstituée est présentée **Figure V.25**.

En conclusion, nous avons montré qu'il est possible de localiser, en temps réel et par interférométrie micro onde, un émetteur avec une précision de $\pm 30 \text{ cm}$ sur une surface sous investigation SSI de 144 m^2 . L'erreur sur la position, induite par les mouvements relatifs « parasites » de l'émetteur et du récepteur, est aisément réduite par l'utilisation d'un filtre passe bas numérique, dont la fréquence de coupure est conditionnée par la vitesse maximale de l'objet et par la taille de la SLSA.

L'augmentation de la SLSA, par action sur la distance h trouve maintenant sa limite, puisque pour couvrir, par exemple, une surface de 2000 m^2 dans le cadre d'applications moyennes distances, la distance h doit être amenée à presque 35 m, ce qui semble prohibitif pour de nombreuses applications.

Pour contourner cette limite, on introduit un nouveau paramètre géométrique portant à quatre le nombre de degrés de liberté agissant sur la SLSA.

V.2.6. Télémétrie satellitaire D^2 à moyennes distances, en espace libre

Comme déjà souligné au paragraphe V.2.3, l'augmentation la SLSA implique une action sur les données géométriques h et 2D et sur la fréquence. Nous donnons à titre d'illustration, en **annexe V.1** et **annexe V.2**, l'impact des données géométriques (h et 2D) sur la SLSA mais également sur l'erreur de localisation et sur le DOP qu'il convient d'évaluer avant de se prononcer pour une configuration géométrique donnée.

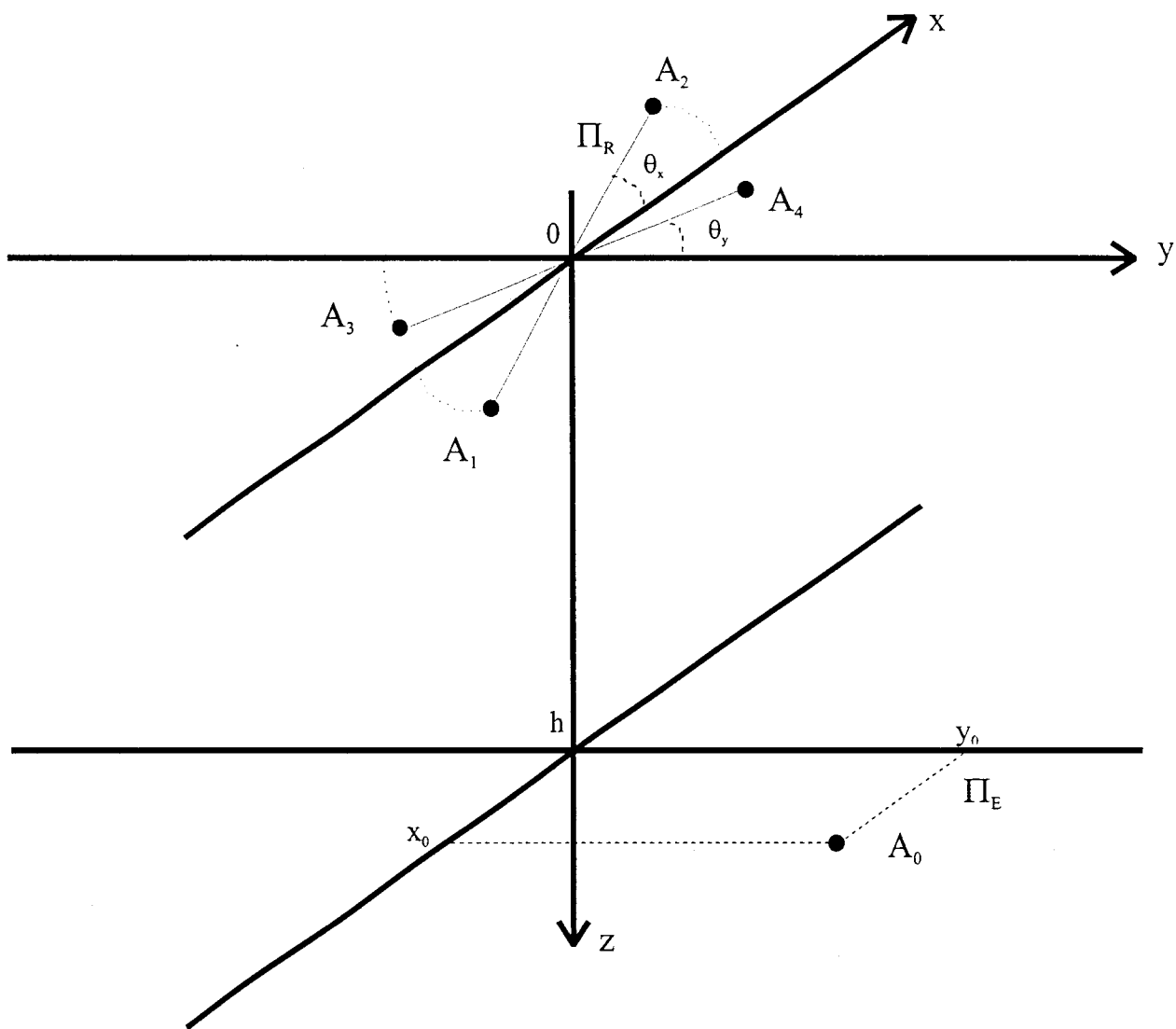


Figure V.26: Inclinaison du plan de réception Π_r dans le but d'augmenter la SLSA

Nous consacrons ce paragraphe à l'augmentation de la SLSA par action sur un nouveau paramètre géométrique, à savoir l'angle d'inclinaison entre les plans Π_E et Π_R ainsi qu'à l'expérimentation de cette nouvelle géométrie.

V.2.6.1. Influence de l'inclinaison du plan Π_R sur la SLSA et sur l'erreur de localisation

Nous inclinons le plan de réception Π_R en lui appliquant un angle θ_x suivant l'axe Ox et un angle θ_y suivant l'axe Oy (**Figure V.26**) et nous en déduisons le système d'équations décrivant les hyperboloïdes de révolution à deux nappes ($\phi_x = \text{constante}$ et $\phi_y = \text{constante}$) [COU 97]:

$$\begin{aligned} \phi_x = \text{constante} &\Rightarrow \left(\frac{x \cos(\theta_x) - z \sin(\theta_x)}{A_x} \right)^2 - \frac{y^2}{B_x^2} - \left(\frac{z \cos(\theta_x) - x \sin(\theta_x)}{B_x} \right)^2 = 1 \\ \phi_y = \text{constante} &\Rightarrow \left(\frac{y \cos(\theta_y) - z \sin(\theta_y)}{A_y} \right)^2 - \frac{x^2}{B_y^2} - \left(\frac{z \cos(\theta_y) - y \sin(\theta_y)}{B_y} \right)^2 = 1 \end{aligned} \quad \text{Eq V.10}$$

L'évolution de la SLSA en fonction des angles d'inclinaison $\theta_x = \theta_y = \theta$ pour $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm et paramétrée par h est donnée **Figure V.27** et vérifie l'expression suivante :

$$\text{SLSA} \approx \frac{4\lambda^2 h^2 (16D^2 - \lambda^2)}{(16D^2 \cos^2(\theta_x) - \lambda^2)(16D^2 \cos^2(\theta_y) - \lambda^2)} \quad \text{Eq V.11}$$

On note une augmentation notable de la SLSA en fonction de θ mais au détriment du DOP comme le montre la **Figure V.28**. Notons par ailleurs que l'intersection d'hyperboloïdes avec un plan incliné donnent des courbes iso-DDP qui ne sont plus des hyperboles.

V.2.6.2. Résultats de simulation et expérimentaux

Nous utilisons en réception, les corrélateurs vectoriels à amplificateur logarithmique (paragraphe I.8.3) et en émission et en réception les antennes à polarisation circulaire ANP-C-116.

Dans le cas étudié, le plan de réception est incliné uniquement suivant l'axe Ox d'un angle $\theta_x = 45^\circ$. Nous montrons que, pour une hauteur $h = 20$ m et $2D = 11.6$ cm, la SLSA résultante présentée, **Figure V.29**, mesure environ 2000 m^2 ($82 \text{ m} * 24 \text{ m}$).

Pour une puissance d'émission de 30 dBm, la **Figure V.30** donne la carte des puissances reçues P_r couvrant une dynamique de 30 dB entre -60 dBm et -90 dBm. Le

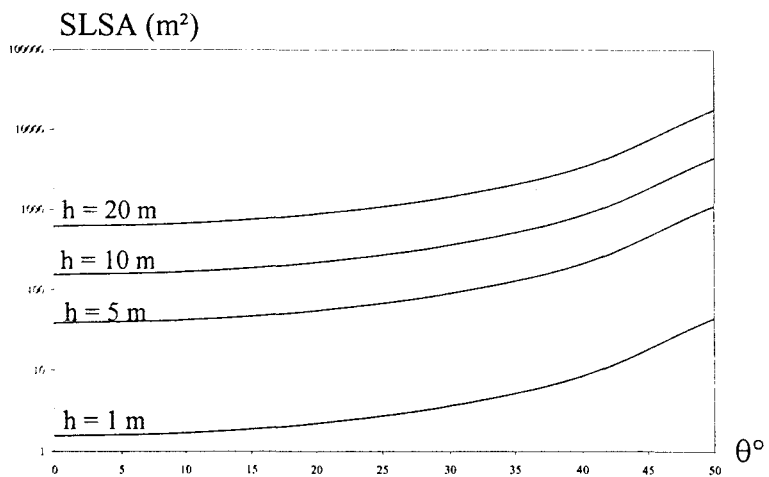


Figure V.27: Evolution de la SLSA en fonction de l'inclinaison de l'assiette θ
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m

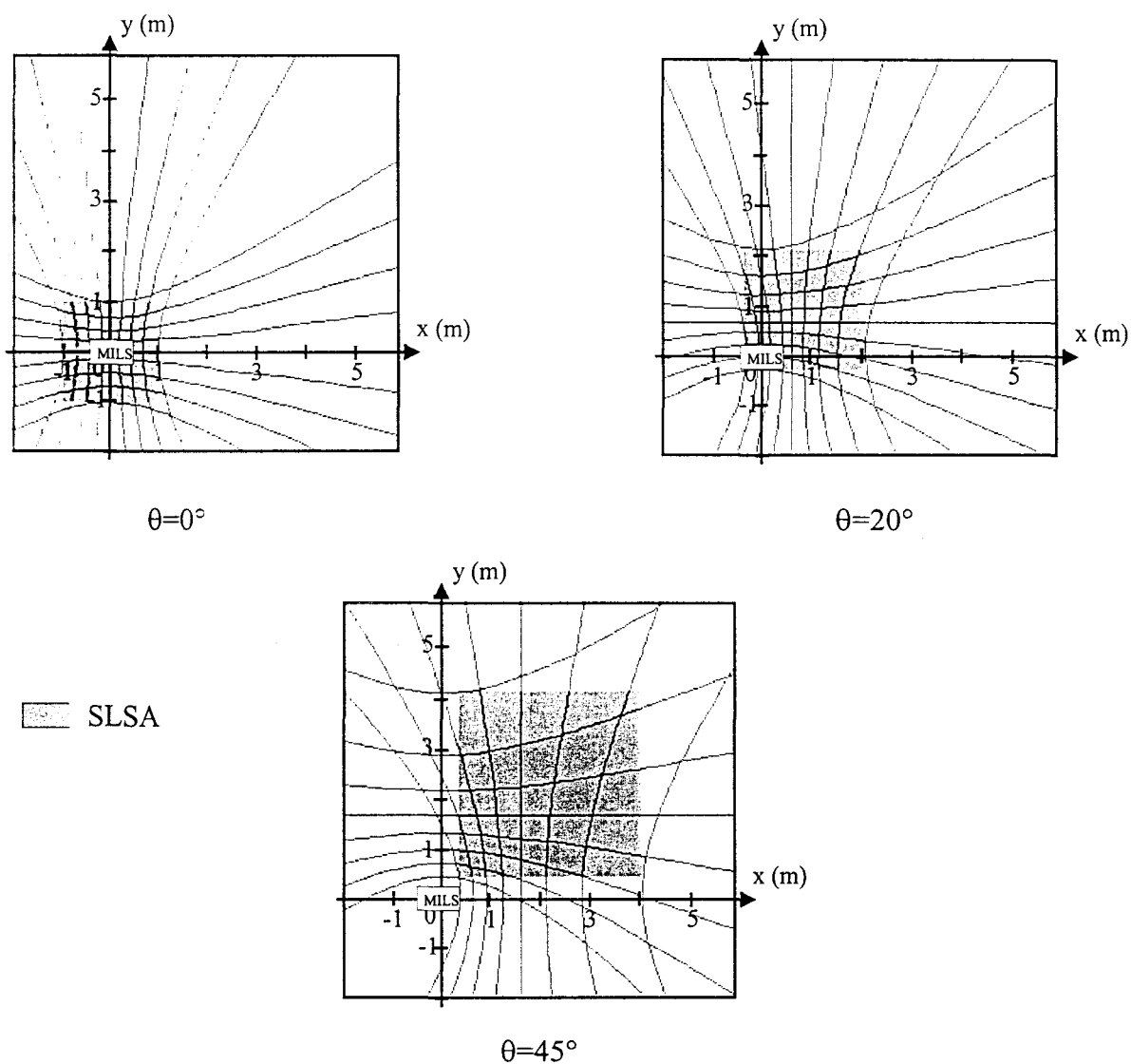


Figure V.28: Présentation de la SLSA et évolution du DOP en fonction de θ
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m

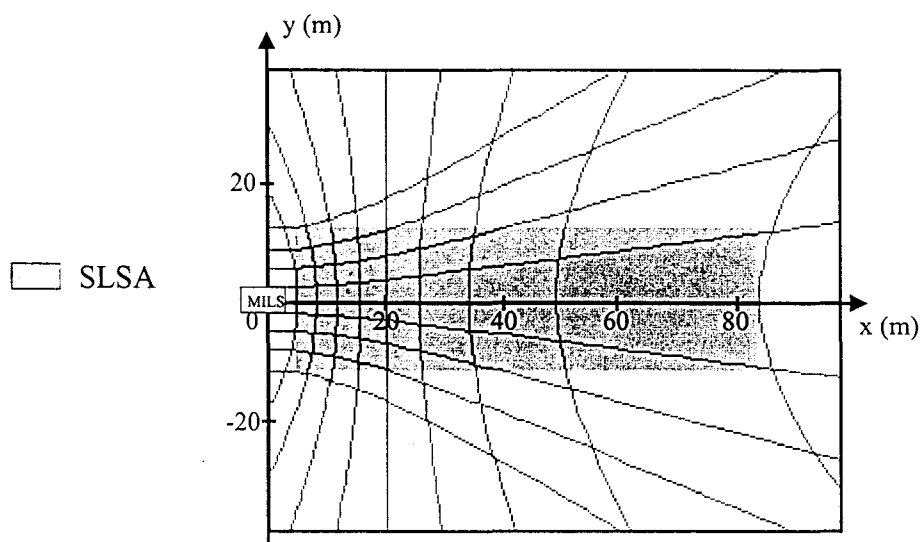


Figure V.29: SLSA obtenue dans la configuration suivante
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 20 \text{ m}$, $\theta_x = 45^\circ$, $\theta_y = 0^\circ$



Figure V.30: Puissance reçue Pr dans la configuration suivante
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 20 \text{ m}$, $\theta_x = 45^\circ$, $\theta_y = 0^\circ$, $Pe = 30 \text{ dBm}$

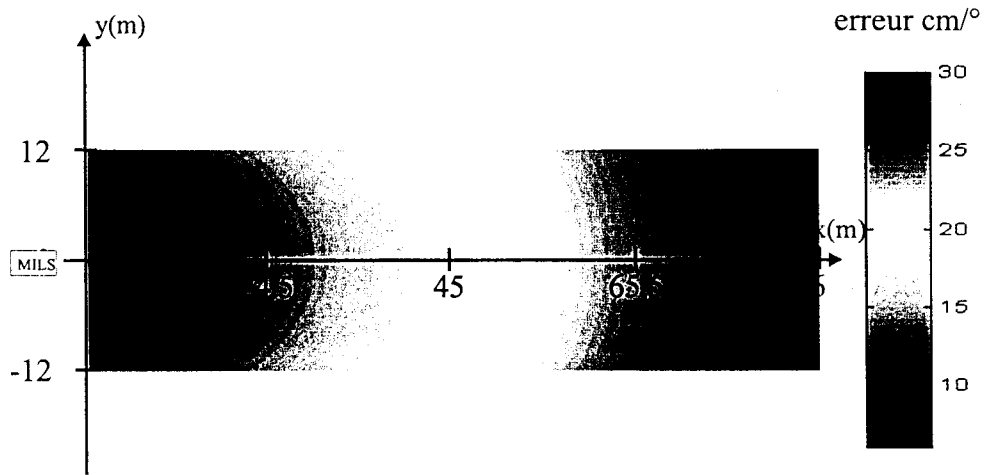


Figure V.31: Répartition des erreurs de localisation en fonction de la position de l'émetteur
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 20 \text{ m}$, $\theta_x = 45^\circ$, $\theta_y = 0^\circ$

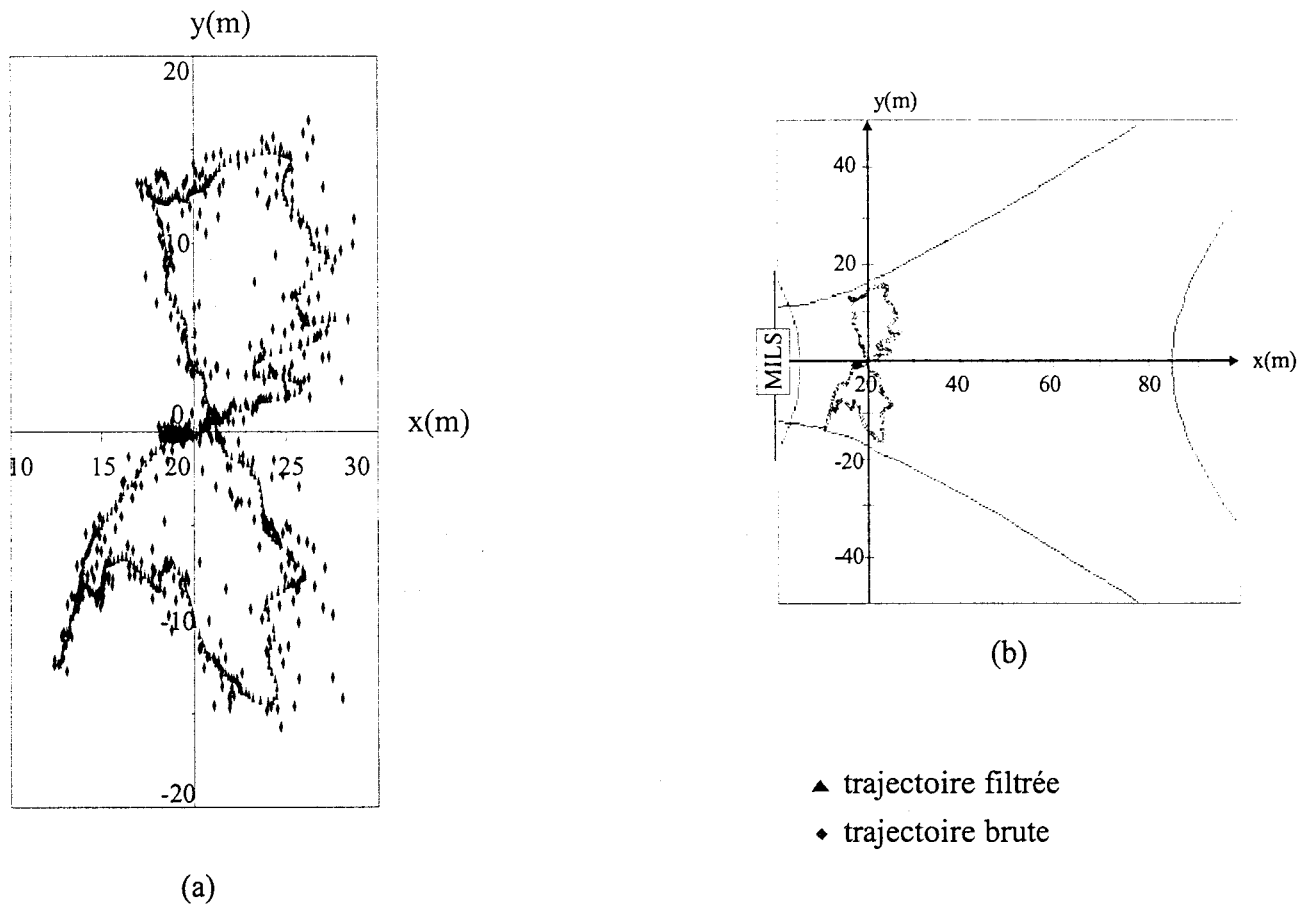


Figure V.32: Restitution d'une trajectoire en espace libre et grande SLSA (a) avec sa situation dans le réseau d'hyperboles (b)
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 20 \text{ m}$, $\theta_x = 45^\circ$, $\theta_y = 0^\circ$

minimum de puissance détectable étant de -70 dBm, nous restreignons les trajectoires à la zone respectant cette limite, soit $4 \text{ m} < x < 26 \text{ m}$ et $-12 \text{ m} < y < 12 \text{ m}$.

L'erreur sur la localisation, **Figure V.31**, est, comme attendue, non uniformément répartie et varie entre 6 cm° près du récepteur à 30 cm° en limite de la SPSA.

Nous présentons, **Figure V.32**, une trajectoire en « 8 » effectuée dans les conditions précitées. L'opération inverse, qui consiste à retrouver cette trajectoire à partir des mesures de DDP, ne peut plus être conduite analytiquement. Ce système d'équations, devenu transcendantal par la présence des termes en z et z^2 nécessite une résolution numérique mettant en œuvre l'algorithme des Newton-Raphson [**NEW RAPH**]. Pour resserrer la variance autour de la valeur moyenne, les coordonnées de chaque point sont filtrées par la fonction de transfert de l'équation **Eq V.8**.

L'erreur sur la localisation est difficile à évaluer compte tenu de l'imprécision sur la mesure de h . Si l'on admet que $h = 20 \text{ m}$ et supposant une erreur instrumentale de $\pm 3^\circ$ et un biais de propagation nul, l'erreur théorique maximale serait inférieure à 1 m . Il paraît par conséquent nécessaire, à ce stade, d'évaluer l'influence de l'erreur sur h sur l'erreur de position Δx et Δy .

V.2.6.3. Influence du biais de h sur l'erreur de position

Nous calculons ici l'influence de l'erreur Δh , commise sur h , sur l'erreur de localisation Δx et Δy .

En remplaçant h par $(h + \Delta h)$ dans l'équation **Eq IV.19**, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} x &= A_x \sqrt{\frac{B_y^2 B_x^2 + B_y^2 A_y^2 + (h + \Delta h)^2 (B_y^2 + A_y^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \\ y &= A_y \sqrt{\frac{B_y^2 B_x^2 + B_x^2 A_x^2 + (h + \Delta h)^2 (B_x^2 + A_x^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \end{aligned} \quad \text{Eq V.12}$$

En supposant $\Delta h \ll h$, on pose :

$$\begin{aligned} X^2 &= A_x^2 \frac{B_y^2 B_x^2 + B_y^2 A_y^2 + h^2 (B_y^2 + A_y^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2} + A_x^2 \frac{2h\Delta h (B_y^2 + A_y^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2} \\ Y^2 &= A_y^2 \frac{B_y^2 B_x^2 + B_x^2 A_x^2 + h^2 (B_x^2 + A_x^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2} + A_y^2 \frac{2h\Delta h (B_x^2 + A_x^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2} \end{aligned}$$

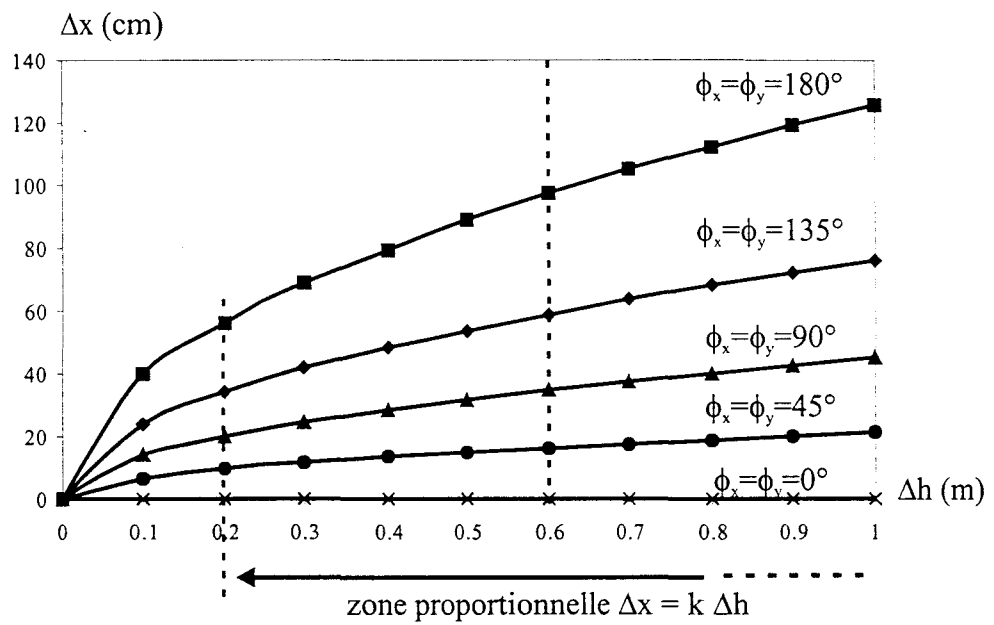


Figure V.33: Evolution de l'erreur Δx en fonction de Δh paramétrée par ϕ_x et ϕ_y ,
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 5$ m

avec

$$\begin{aligned} X^2 &= x^2 + A_x^2 \frac{2h\Delta h(B_y^2 + A_y^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2} \\ Y^2 &= y^2 + A_y^2 \frac{2h\Delta h(B_x^2 + A_x^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2} \end{aligned} \quad \text{Eq V.13}$$

on obtient alors :

$$\begin{aligned} \Delta x^2 &= A_x^2 \frac{2h\Delta h(B_y^2 + A_y^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2} \\ \Delta y^2 &= A_y^2 \frac{2h\Delta h(B_x^2 + A_x^2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2} \end{aligned} \quad \text{Eq V.14}$$

où Δx et Δy dépendent de ϕ_x et ϕ_y au travers les coefficients A_x et B_x , de h et Δh .

Nous montrons, **Figure V.33**, l'erreur Δx en fonction de Δh pour différentes phases ϕ_x et ϕ_y avec une hauteur h théorique de 5 m. Pour des raisons de symétrie, il est évident que si $\phi_x = \phi_y$ alors $\Delta x = \Delta y$.

Nous remarquons que pour $\Delta h > 20$ cm, l'erreur Δx admet une variation linéaire avec Δh et s'écrit $\Delta x = k \cdot \Delta h$ avec k un facteur de proportionnalité qui augmente avec ϕ_x et ϕ_y .

Nous reportons (**Tab V.1**) l'évolution de Δx mesurée et théorique en fonction des phases ϕ_x et ϕ_y avec $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 5$ m et $\Delta h = 50$ cm.

$\phi_x = \phi_y$	$\Delta x = \Delta y$ (cm) (théorique)	$\Delta x = \Delta y$ (cm) (mesurée)
0°	0	0
45°	16	15
90°	35	36
135°	59	60
180°	97	100

Tab V.1 : Tableau récapitulatif présentant l'erreur Δx et Δy en fonction de la phase ϕ_x et ϕ_y mesurées pour une erreur $\Delta h = 50$ cm
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm et $h = 5$ m

On constate un bon accord théorie–expérience et que, naturellement, Δh n'a aucune influence si $\phi_x = 0^\circ$. Par ailleurs on constate également que plus on s'éloigne du récepteur (ϕ

croissant), plus l'erreur, induite par Δh , est importante. Il s'agit là d'un problème supplémentaire dont on apporte la solution au paragraphe V.3.

V.2.7. Conclusion

La localisation à deux dimensions (D^2) d'un objet muni d'une source micro onde monochromatique, opérant à 10 GHz ou à 2.45 GHz a été validé expérimentalement.

L'application de moyens matériels et logiciels destiné à réduire l'impact des multitrajets en cas de localisation « indoor » donne des résultats encourageants en terme d'erreur sur la position et autorise l'utilisation des procédés interférométriques sensible à la phase. L'erreur sur la position est également améliorée par l'utilisation d'un filtrage passe bas numérique dont la fréquence de coupure est conditionnée par la fréquence Doppler maximale associée à la vitesse maximale de l'objet et à la configuration géométrique retenue.

L'erreur résultante, qui est fonction de la surface couverte, varie entre quelques millimètres et un mètre pour des SSI (Surface Sous Investigation) comprises entre 4 m² et 2000 m².

Notons par ailleurs que cette localisation D^2 est conditionnée par la connaissance précise de la troisième dimension c'est à dire la distance h entre les plans Π_E et Π_R . Dans la suite de ce chapitre, nous explorons différentes méthodes permettant soit de rendre la localisation D^2 insensible à la variable de h , soit de tendre vers une localisation D^3 .

V.3. Localisation $D^{2.5}$ et D^3 en mode coopératif

V.3.1. Introduction

De nombreux systèmes de positionnement et de localisation autorisent le calcul des coordonnées, d'un utilisateur, suivant les trois dimensions (longitude, latitude et altitude). L'association de différents capteurs est un moyen souvent utilisé pour arriver à cette fin [PEY 96].

Pour les applications que nous visons, la connaissance des coordonnées en deux dimensions est suffisante si toutefois, l'objet à localiser reste mobile dans un plan Π_E et un seul. Si tel n'est pas le cas, l'impact de la troisième dimension, la distance h , sur la précision de localisation devient prohibitive comme, démontré dans le paragraphe V.2.6.3.

Pour résoudre le problème de la troisième dimension, nous étudions deux approches différentes. La première approche, appelée localisation $D^{2.5}$, conserve une localisation D^2 mais

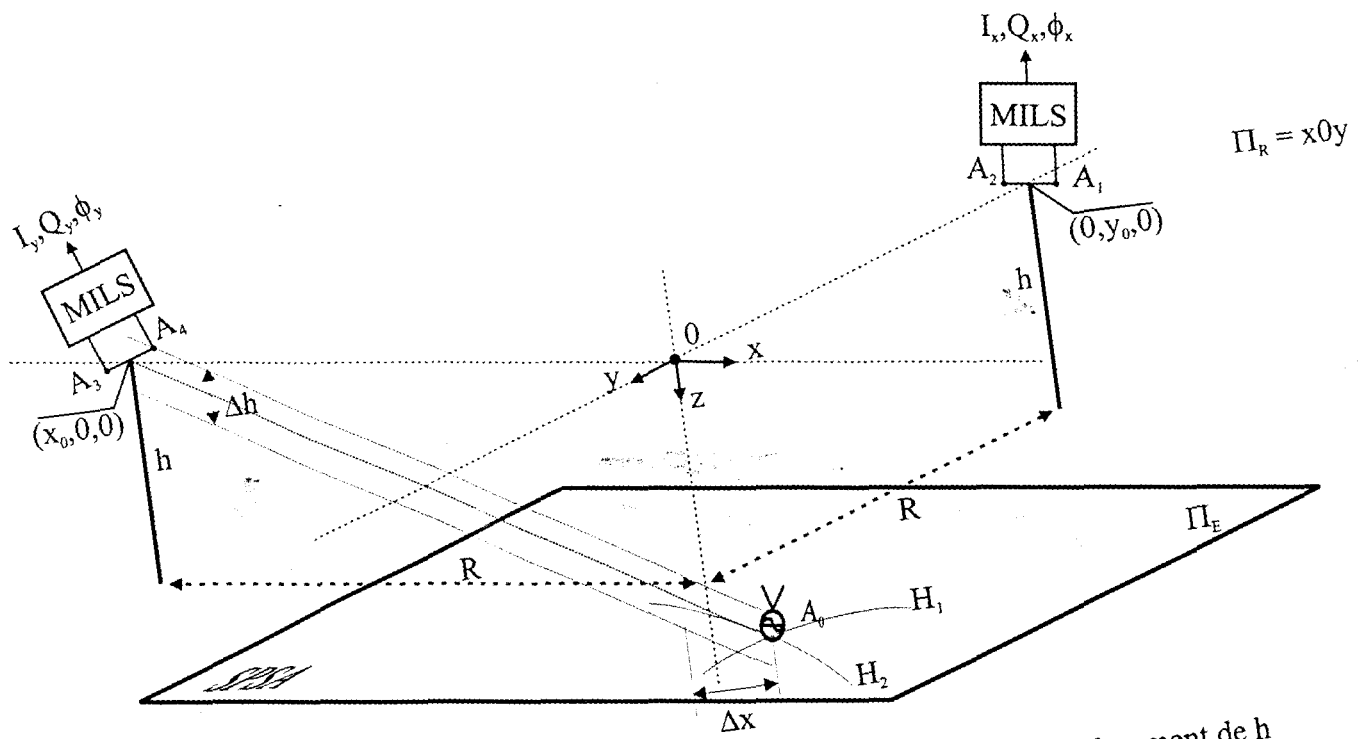


Figure V.34: Télémétrie satellitaire $D^{2.5}$ pour la localisation de A_0 indépendamment de h

minimise l'impact des fluctuations de h . La seconde approche, plus radicale, consiste à opérer une localisation D^3 . Dans ce cas, nous étudions deux méthodes de localisation D^3 . La première méthode, qualifiée de « triviale », utilise 1 MILS supplémentaire fixé sur l'axe Oz portant à trois MILS (1 par dimension) le nombre de capteurs utilisés. La seconde méthode utilise les propriétés de la stéréoscopie qui à l'image de la vision humaine, exploite les données D^2 , données par trois MILS spatialement distribués dans le même plan Π_R . Cette méthode, utilisée dans les programmes SPOT et RADARSAT [RAD 99] permet de reconstituer, à partir d'image radar ou IR, le relief de la terre.

V.3.2. Télémétrie $D^{2.5}$ en espace libre

La télémétrie satellitaire $D^{2.5}$ combine les propriétés de la télémétrie cellulaire et de la télémétrie satellitaire. En effet comme illustré, (**Figure V.34**), la disposition des MILS fait penser à une configuration de type cellulaire, alors que l'exploitation de l'intersection des hyperboloïdes de révolution avec le plan Π_E est associée à la télémétrie satellitaire. Nous avons, cependant, introduit un nouveau paramètre appelé déport et noté R , dont le réglage permet de réduire l'impact des fluctuations de h sur la précision de localisation D^2 .

Nous reprenons les équations de la télémétrie cellulaire, adaptée à la situation de la **Figure V.34** :

$$\frac{x^2}{A_x^2} - \frac{(y - R)^2}{B_x^2} - \frac{h^2}{B_x^2} = 1 \quad (H1)$$

$$\frac{y^2}{A_y^2} - \frac{(x - R)^2}{B_y^2} - \frac{h^2}{B_y^2} = 1 \quad (H2)$$

Eq V.15

avec

$$A_x = \frac{\lambda \phi_x}{4\pi}$$

$$A_y = \frac{\lambda \phi_y}{4\pi}$$

$$B_x = \sqrt{D_x^2 - A_x^2}$$

$$B_y = \sqrt{D_y^2 - A_y^2}$$

Cette nouvelle écriture montre bien que l'effet de h peut être négligée si R est choisi grand devant h . Nous montrons, **annexe V.3**, que l'erreur de localisation (Δx et Δy) s'exprime en fonction des variables R et h comme suit :

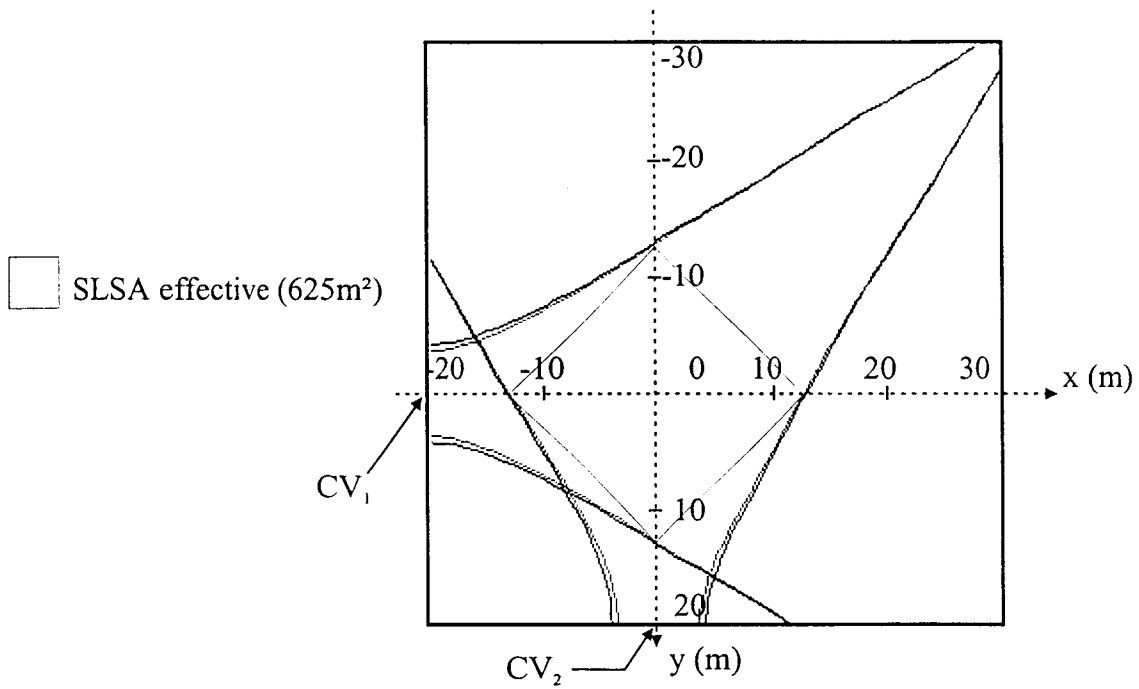


Figure V.35: Comparaison des SLSA en fonction de h
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $R = 20 \text{ m}$

Mesure de phase sans ambiguïté $h = 6 \text{ m}$

Mesure de phase sans ambiguïté $h = 7 \text{ m}$

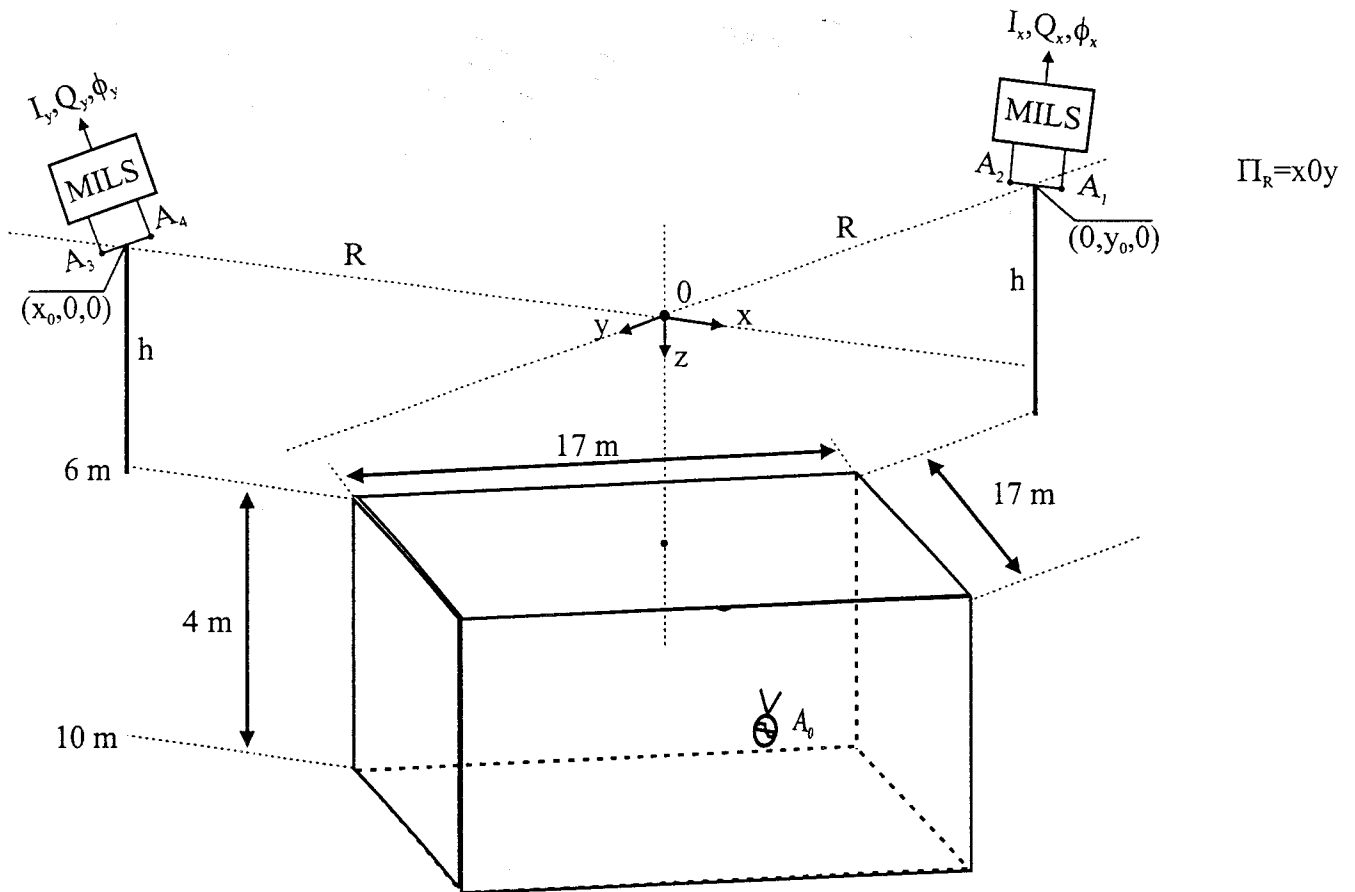


Figure V.36: Volume de Localisation Sans Ambiguïté
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $h = 6 \text{ m}$, $R = 20 \text{ m}$

$$\begin{cases} \Delta_x = \frac{A_x}{B_x} \frac{h\Delta_h}{R} \\ \Delta_y = \frac{A_y}{B_y} \frac{h\Delta_h}{R} \end{cases} \quad \text{Eq V.16}$$

et nous comparons, dans le tableau **Tab V.2**, l'erreur Δ_x maximale, celle qui correspond à $\phi_x = \pi$, en fonction du biais Δh , calculée moyennant la relation **Eq IV.15** et l'erreur calculée par la relation **Eq IV.16**. Ici, le déport R vaut 20 m et la hauteur moyenne h est de 6 m, le « baseline » 2D est fixé à 11.6 cm.

Δh (cm)	0	100	200	300	400
Δx (cm)	0	75	150	225	300
<i>Localisation D^2</i>					
Δx (cm)	0	4.1	8.4	12.6	16.8
<i>Localisation $D^{2.5}$</i>					

Tab V.2 : Erreur maximale Δx en fonction de Δh pour les deux types de localisation

($F = 2.45$ GHz, $R = 20$ m, $h = 6$ m, $2D = 11.6$ cm)

Une fluctuation sur h de 4 m, ce qui est considérable, affecte l'abscisse x de l'émetteur d'une erreur de 3 m en localisation D^2 et d'une erreur < 20 cm en localisation $D^{2.5}$, ce qui représente une amélioration sensible de la précision et justifie cette approche.

Dans les mêmes conditions que précédemment, nous donnons, **Figure V.35**, la SLSA, calculée, pour deux hauteurs différentes $h_1 = 6$ m et $h_2 = 7$ m soit une fluctuation de h de 1 m. La SLSA demeure inchangée et égale à 300m^2 environ ($17\text{m} \times 17\text{m}$).

Il est, par conséquent, opportun de définir un volume VLSA (Volume de Localisation Sans Ambiguïté) où l'émetteur A_0 est susceptible d'être localisé en deux dimensions avec une erreur, Δx ou Δy , donnée. Pour garantir, par exemple, une localisation D^2 à 20 cm près, le VLSA résultant de forme parallélépipédique rectangle, est donné **Figure V.36**. Il est de 1200m^3 soit $17\text{m} \times 17\text{m} \times 4\text{m}$. En d'autres termes, quelque soit la côte z de A_0 , comprise entre 6 m et 10 m, la localisation D^2 de A_0 est donnée dans le plan Π_E avec une erreur inférieure à 20 cm.

La solution de localisation $D^{2.5}$ qui vient d'être présentée est une réponse intéressante à la fluctuation de la distance h entre le plan d'émission et le plan de réception. Elle se heurte toutefois à un encombrement, amenée par le déport, qui n'est pas toujours compatible avec

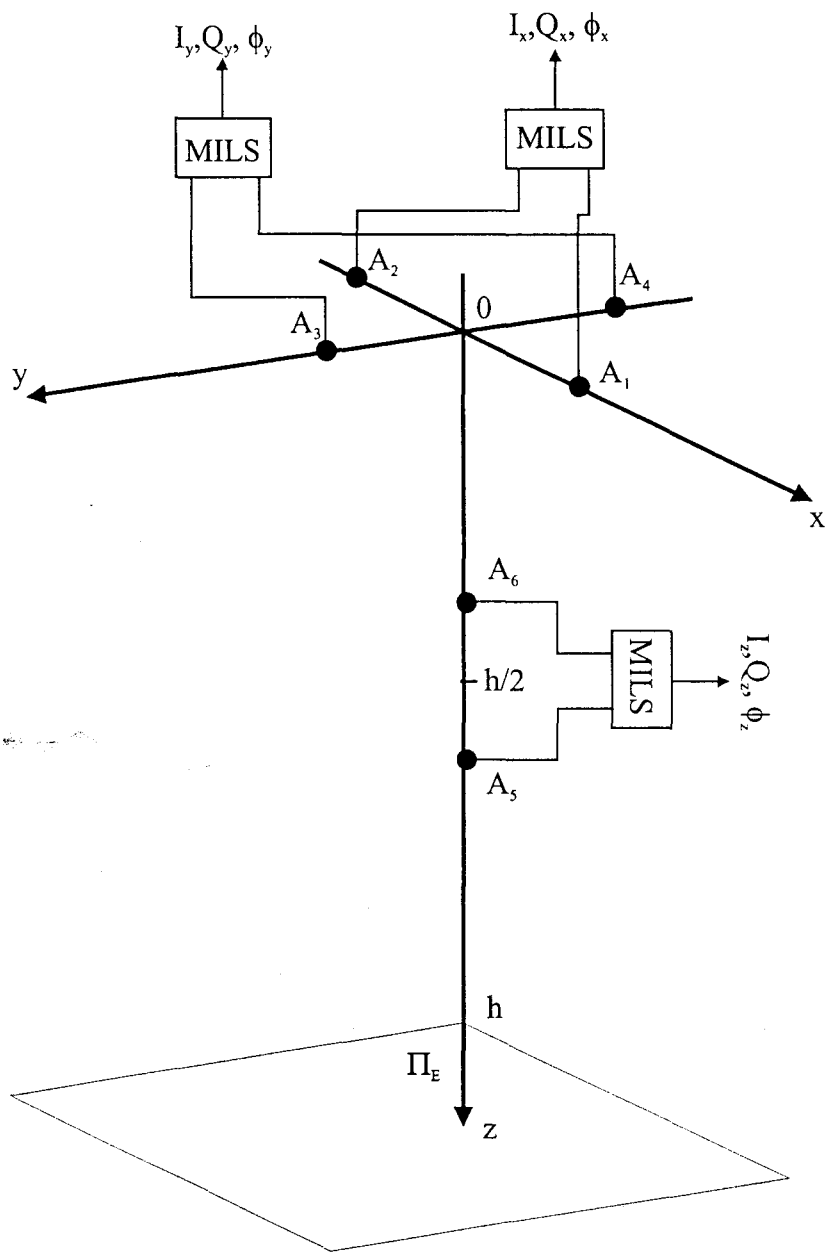


Figure V.37: Configuration tri axiale à 3 MILS pour la localisation D^3

certaines applications. Dans ce cas nous envisageons l'approche « globale » qui consiste à localiser l'objet en trois dimensions.

V.3.3. Localisation D³ tri axiale

Pour déterminer les coordonnées (x,y,z) d'un objet mobile dans l'espace, il convient de former un système à trois équations indépendantes. C'est la raison pour laquelle, nous ajoutons sur le troisième axe Oz, à la côte h/2, un troisième MILS (**Figure V.37**). Le choix de cette côte est motivé par la définition d'un volume VLSA où seraient naturellement vérifiées simultanément :

$$\begin{cases} -\pi < \phi_x < \pi \\ -\pi < \phi_y < \pi \\ -\pi < \phi_z < \pi \end{cases}$$

Le système d'équations, à inverser, pour retrouver la position de l'objet, s'écrit dans ce cas :

$$\begin{cases} \frac{x^2}{A_x^2} - \frac{y^2}{B_x^2} - \frac{z^2}{B_x^2} = 1 \\ \frac{y^2}{A_y^2} - \frac{x^2}{B_y^2} - \frac{z^2}{B_y^2} = 1 \\ \frac{\left(z - \frac{h}{2}\right)^2}{A_z^2} - \frac{x^2}{B_z^2} - \frac{y^2}{B_z^2} = 1 \end{cases} \quad \text{Eq V.17}$$

avec les paramètres :

$$\begin{aligned} A_x &= \frac{\lambda \phi_x}{4\pi} \\ A_y &= \frac{\lambda \phi_y}{4\pi} \\ A_z &= \frac{\lambda \phi_z}{4\pi} \\ B_x &= \sqrt{D^2 - A_x^2} \\ B_y &= \sqrt{D^2 - A_y^2} \\ B_z &= \sqrt{D^2 - A_z^2} \end{aligned}$$

Etant donnée la présence des termes en z et en z², la résolution de ce système dit transcendantal ne peut pas se faire analytiquement et on utilise ici encore une résolution numérique mettant en œuvre l'algorithme de Newton-Raphson.

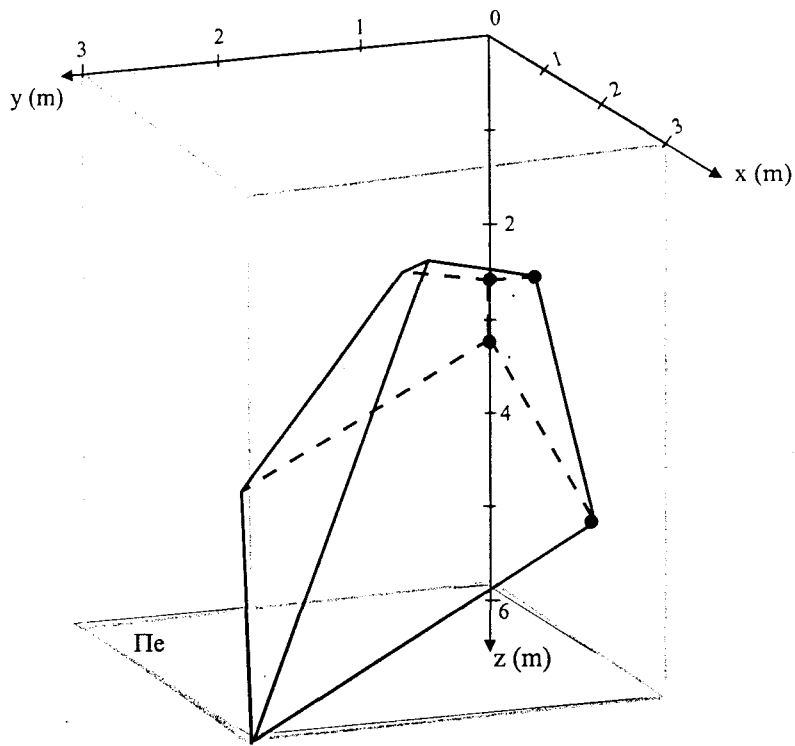


Figure V.38: Comparaison du VLSA idéal et du VLSA obtenu avec la configuration de la **Figure V.37**
($F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 6$ m)

— volume idéal
— volume obtenu avec la configuration de la **Figure V.37**

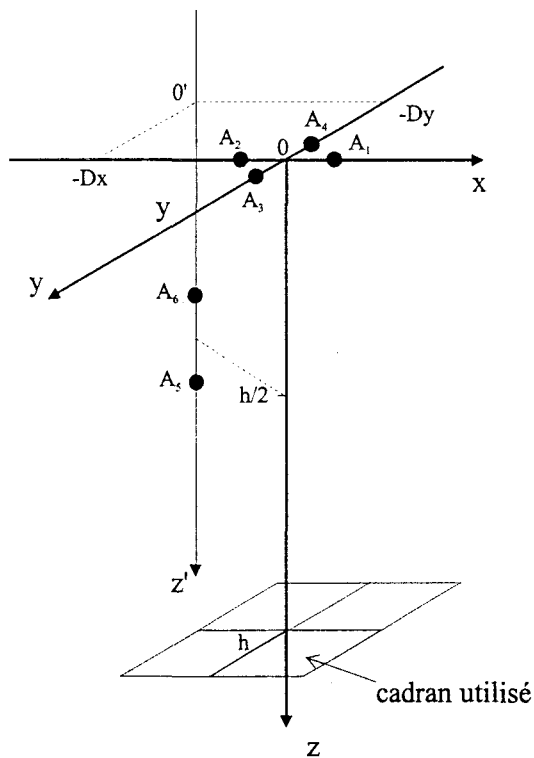


Figure V.39: Configuration des antennes de réception pour augmenter le VLSA dans le cas de la localisation D^3 tri axiale

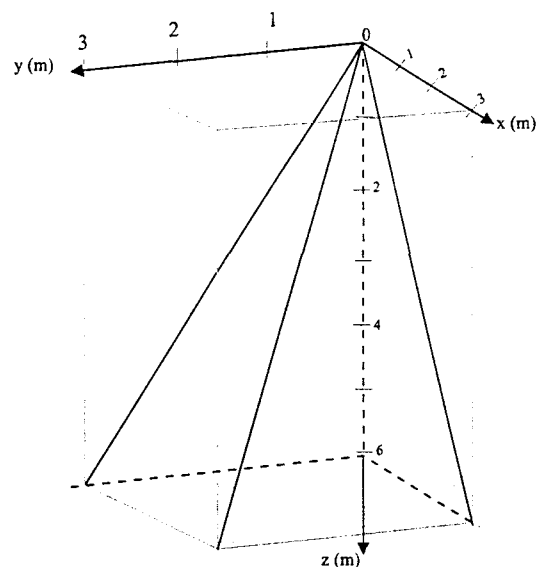


Figure V.40: Comparaison du VLSA idéal et du VLSA obtenu avec la configuration de la **Figure V.39**
($F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 6$ m)

Le calcul du VLSA déduit est un hexaèdre représentant environ 15% du volume « idéal » souhaité (**Figure V.38**). Pour augmenter ce VLSA nous proposons la solution géométrique présentée (**Figure V.39**) qui offre un VLSA de 33% du volume « idéal » souhaité (**Figure V.40**). Il est évident que l'ajout d'angle sur les axes de réception O_x et O_y permettrait d'augmenter le VLSA mais occasionnerait des DOP importants. Un compromis entre volume et précision est alors à réaliser.

Apparemment simple, la solution qui consiste à ajouter un troisième récepteur sur l'axe O_z est abandonnée du fait de la forme du VLSA. Nous nous orientons alors vers l'utilisation du principe de stéréoscopie qui permet ainsi d'appréhender la profondeur du champ. Cette technique a déjà été éprouvée dans le domaine des radars avec le développement des programmes SPOT et RADARSAT [RAD 99].

V.3.4. Télémétrie D^3 par stéréoscopie

L'utilisation de la stéréoscopie dans notre système va permettre d'appréhender la profondeur du champ, c'est à dire la distance h séparant le plan d'émission Π_E et le plan de réception Π_R . Nous obtenons alors un système de localisation en trois dimensions (D^3).

Nous présentons d'abord le principe général de la stéréoscopie puis nous étudions son adaptation au système interférométrique de localisation D^3 . Nous discutons, enfin, les résultats expérimentaux quant à la fiabilité du principe.

V.3.4.1. Principe de la stéréoscopie

L'invention de la photographie en 1822 a ouvert la voie à la mise au point des stéréoscopes. Le premier appareil stéréoscopique, qui consistait en un simple dispositif à deux miroirs, a été proposé par Sir Charles Wheatstone en 1838. (**Figure V.41**) [WHEAT].

La stéréoscopie [STEREO] repose sur l'observation de deux images en deux dimensions vues en même temps sous des angles différents. Chez l'homme, les yeux forment une paire stéréoscopique permettant d'obtenir une vision en trois dimensions à partir des deux images en deux dimensions obtenues par chaque œil.

On utilise couramment les stéréoscopes dans de nombreux domaines comme la cartographie, le génie, la foresterie, la géologie, l'hydrologie, etc... [CEOS].

Nous présentons dans le paragraphe suivant, l'application de la stéréoscopie à la localisation D^3 d'un émetteur micro onde.

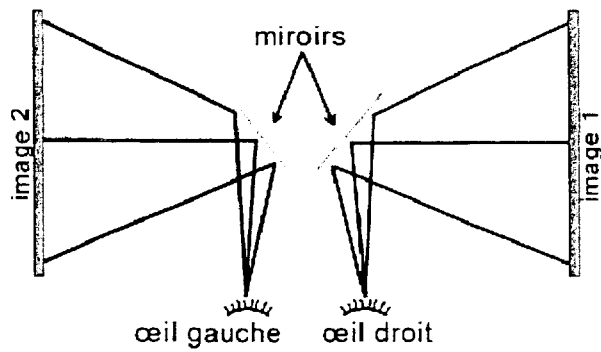


Figure V.41: Principe de la stéréoscopie présentée par Wheatstone

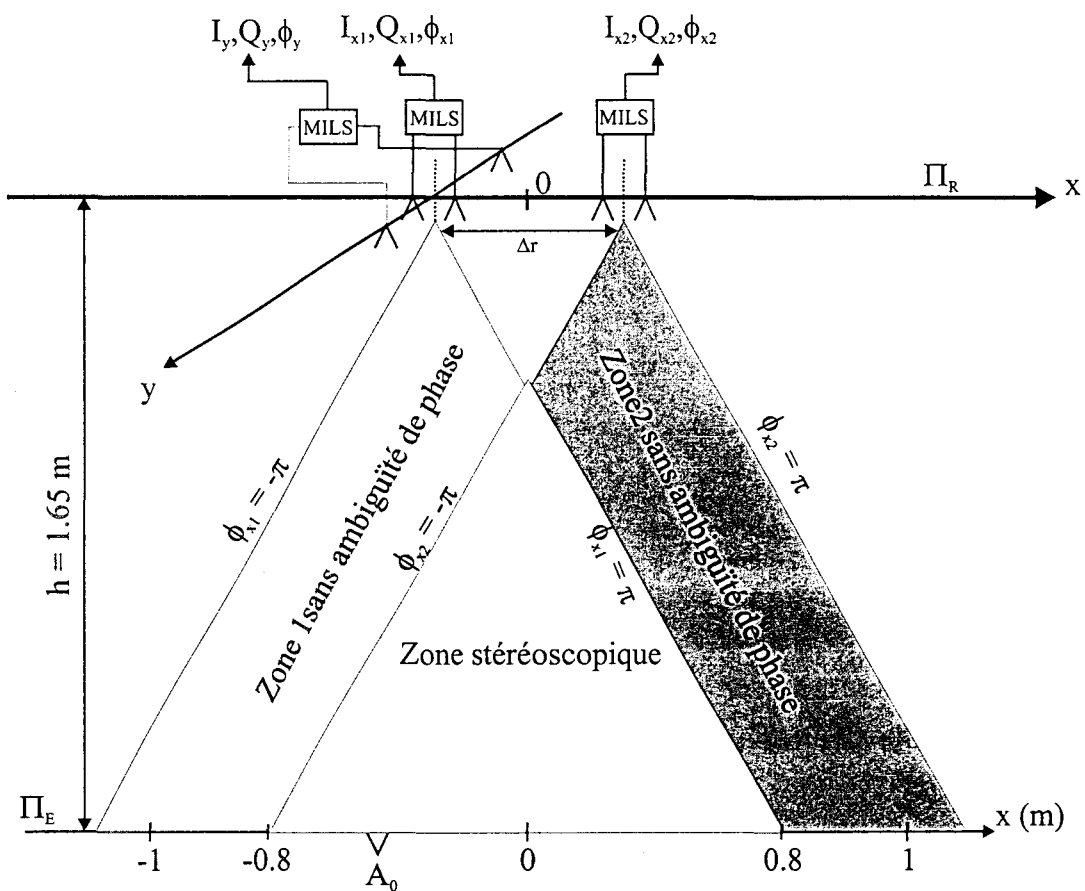


Figure V.42: Mise en oeuvre de la localisation D^3 par stéréoscopie et définition de la zone stéréoscopique

($F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $h = 1.65$ m, $\Delta r = 20$ cm)

V.3.4.2. Application de la stéréoscopie à la localisation D³

Comme dit précédemment, pour accéder à la connaissance des trois coordonnées, il suffit de former trois équations indépendantes fournies par trois MILS spatialement distincts. En stéréoscopie, la disposition des MILS dans ce plan Π_R est donnée **Figure V.42**. On identifie 2 MILS identiques à ceux utilisés en localisation D² et un MILS supplémentaire sur l'axe 0x. La distance Δr , associée aux diagrammes de rayonnement des antennes, conditionne la taille de la zone stéréoscopique et de la SLSA qui s'exprime maintenant de la manière suivante :

$$SLSA \approx \frac{2\lambda h}{\sqrt{16D^2 - \lambda^2}} \left(\frac{2\lambda h}{\sqrt{16D^2 - \lambda^2}} - \Delta r \right) \quad \text{Eq V.18}$$

Dans le cas de la **Figure V.42** où $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm et $h = 1.65$ m, la SLSA stéréoscopique est nulle pour $\Delta r = 80$ cm environ. Cette information conditionne Δr_{\max} .

La distance Δr minimale, susceptible de fournir des informations non liées, est naturellement conditionnée par l'erreur de phase instrumentale $\Delta\phi_{\text{cor}}$. On écrit Δr_{\min} ainsi :

$$\Delta r_{\min} \approx \frac{2\lambda h \Delta\phi_{\text{cor}}}{\pi \sqrt{16D^2 - \lambda^2}} \quad \text{Eq V.19}$$

Pour une erreur de $\pm 2^\circ$ et dans la configuration présentée **Figure V.42**, Δr_{\min} vaut 2.5 cm.

Après inversion des DDP ϕ_{x1} , ϕ_y et ϕ_{x2} , les coordonnées x_1 , x_2 et y sont données en fonction de l'inconnue z , qu'il convient de déterminer par une méthode dichotomique :

$$\begin{aligned} x_1 &= A_{x1} \sqrt{\frac{B_y^2(B_{x1}^2 + A_y^2 + z^2) + A_y^2 z^2}{B_{x1}^2 B_y^2 - A_{x1}^2 A_y^2}} \\ x_2 &= A_{x2} \sqrt{\frac{B_y^2(B_{x2}^2 + A_y^2 + z^2) + A_y^2 z^2}{B_{x2}^2 B_y^2 - A_{x2}^2 A_y^2}} \\ y &= A_y \sqrt{\frac{B_{x1}^2(B_y^2 + A_{x1}^2 + z^2) + A_{x1}^2 z^2}{B_{x1}^2 B_y^2 - A_{x1}^2 A_y^2}} \end{aligned} \quad \text{Eq V.20}$$

avec

$$\begin{aligned} A_{x1} &= \frac{\lambda \phi_{x1}}{4\pi} & A_{x2} &= \frac{\lambda \phi_{x2}}{4\pi} & A_y &= \frac{\lambda \phi_y}{4\pi} \\ B_{x1} &= \sqrt{D^2 - A_{x1}^2} & B_{x2} &= \sqrt{D^2 - A_{x2}^2} & B_y &= \sqrt{D^2 - A_y^2} \end{aligned}$$

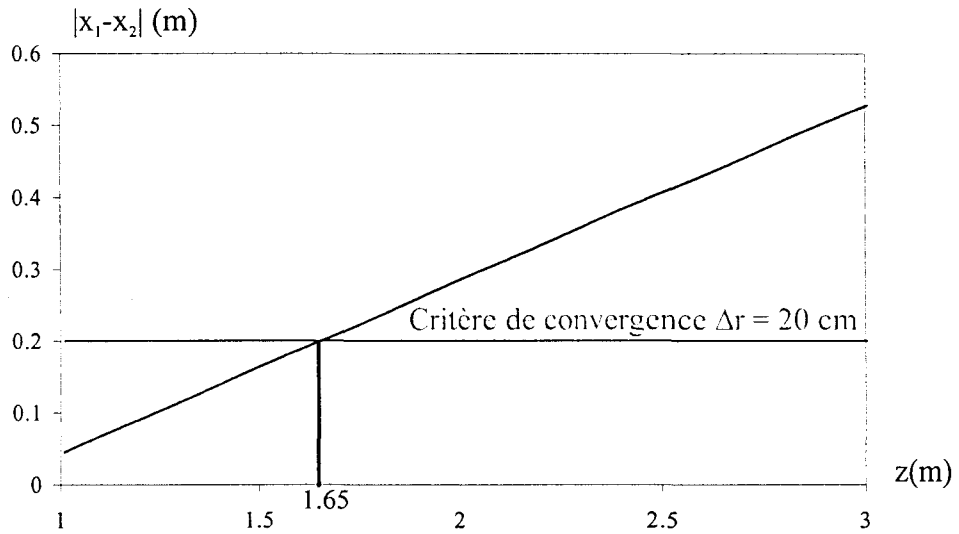


Figure V.43: Convergence de l'algorithme dichotomique pour différents x donnés
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $\Delta r = 20$ cm et $h = 1.65$ m

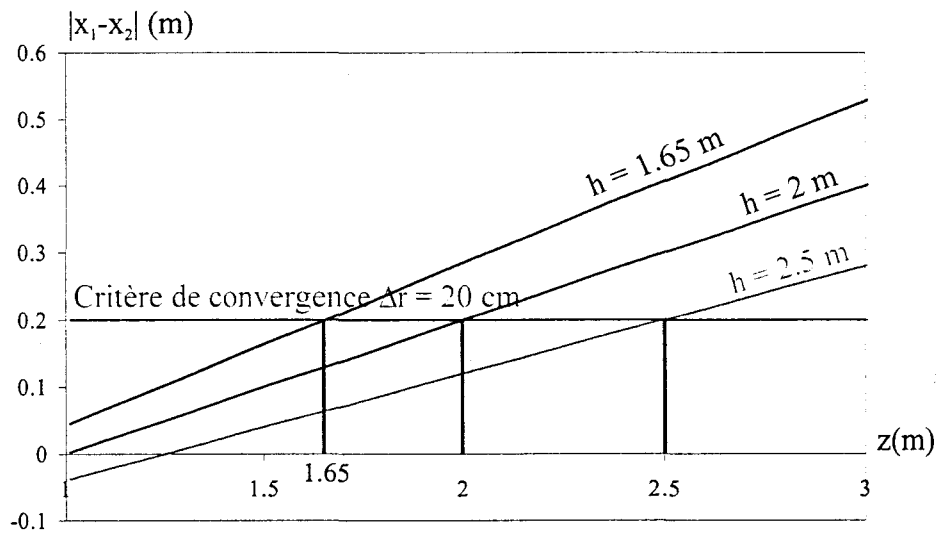


Figure V.44: Convergence de l'algorithme dichotomique pour différentes valeurs de h
 $F = 2.45$ GHz, $2D = 11.6$ cm, $\Delta r = 20$ cm

λ est la longueur d'onde du signal émis et D est le demi « baseline » séparant les antennes de réception de chaque MILS.

Pour arrêter la valeur de z , on démarre, à l'intérieur d'un algorithme dichotomique, une boucle d'incrémentatation, à partir d'une valeur initiale, qui s'arrête lorsque le critère :

$$|x_1 - x_2| = \Delta r + \text{tol} \quad \text{Eq V.21}$$

est atteint, tol étant la tolérance qui fixe la précision du calcul en relation avec le rapport S/B à la réception. On note z_F cette valeur. Les coordonnées de l'émetteur s'écrivent dans ce cas :

$$\begin{aligned} x &= \frac{x_1 + x_2}{2} \\ y &= A_y \sqrt{\frac{B_{x_1}^2(B_y^2 + A_{x_1}^2 + z_F^2) + A_{x_1}^2 z_F^2}{B_{x_1}^2 B_y^2 - A_{x_1}^2 A_y^2}} \\ z &= z_F \end{aligned} \quad \text{Eq V.22}$$

Nous appliquons maintenant cette méthode et nous présentons les premiers résultats simulés et mesurés. La profondeur h théorique entre Π_E et Π_R est de 1.65 m. L'écart Δr entre les deux récepteurs est de 20 cm. La zone stéréoscopique ($F = 2.45$ GHz et $2D = 11.6$ cm) est estimée ($-0.8 \text{ m} < x < 0.8 \text{ m}$ et $-1 \text{ m} < y < 1 \text{ m}$).

L'écart $|x_1 - x_2|$ simulé en fonction de z pour plusieurs positions x dans la zone de stéréoscopie est donné **Figure V.43**. Nous remarquons que pour les trois valeurs de x choisies ($x = 75 \text{ cm}$, $x = 50 \text{ cm}$ et $x = 0 \text{ cm}$) les trois courbes sont confondues et le point d'intersection avec la courbe « critère » est donné à l'abscisse $h = 1.65 \text{ m}$, montrant ainsi l'unicité de la solution.

Sur la **Figure V.44**, nous présentons la courbe théorique $|x_1 - x_2|$ en fonction de z pour différentes distances h ($h = 1.65 \text{ m}$, $h = 2 \text{ m}$ et $h = 2.5 \text{ m}$), supposées inconnues. Là encore l'intersection de chaque courbe avec la courbe « critère » s'effectue à la distance h attendue.

Nous reportons, **Tab V.3**, la profondeur h retrouvée expérimentalement à $F = 2.45$ GHz en fonction de x , y étant fixé à 0, $2D = 11.6 \text{ cm}$, $\Delta r = 20 \text{ cm}$ et $h_{\text{réel}} = 1.65 \text{ m}$.

$x_{\text{réel}} \text{ (m)}$	$X_1 \text{ (m)}$	$x_2 \text{ (m)}$	$h \text{ (m)}$	$x_{\text{retrouvé}} \text{ (m)}$	$ \Delta h \text{ (cm)}$	$ \Delta x \text{ (cm)}$
-0.5	-0.42	-0.61	1.62	-0.51	3	1
0	0.11	-0.1	1.64	0.01	1	1
0.5	0.6	0.41	1.66	0.5	1	0

Tab V.3 : Présentation de $x_{\text{retrouvé}}$ et h en fonction de x_1 et x_2

$$F = 2.45 \text{ GHz}, 2D = 11.6 \text{ cm et } h = 1.65 \text{ m}$$

Une erreur maximale de 3 cm sur h et de 1 cm sur x valide cette méthode destinée à la localisation D^3 .

V.3.5. Conclusion

Pour s'affranchir de l'impact des fluctuations du paramètre h sur la précision de localisation dans le plan Oxy , nous avons proposé deux approches.

La première approche, appelée localisation $D^{2.5}$, est en fait une méthode D^2 augmentée d'un paramètre appelé déport dont le réglage rend l'erreur de localisation D^2 insensible aux fluctuations de h .

La deuxième approche consiste à opérer une localisation D^3 en utilisant soit une méthode tri axiale consistant à disposer, sur l'axe Oz , un troisième MILS, soit une méthode stéréoscopique. Les résultats de simulation et expérimentaux, associés à la simplicité de mise en œuvre, militent en faveur de cette dernière solution.

V.4. Conclusion

Ce dernier chapitre, consacré aux applications de l'interférométrie micro onde en mode coopératif, traite le problème, aujourd'hui d'actualité, de la localisation d'objets dans un milieu confiné. Ces objets dotés d'émetteurs micro ondes peuvent se déplacer à l'intérieur d'une surface variant entre quelques m^2 et quelques milliers de m^2 . Là encore, l'utilisation de moyens de déconvolution, par la fonction de transfert du canal, associée à une instrumentation ad hoc des analyseurs vectoriels, autorisent une erreur sur la localisation qui varie entre quelques cm et une dizaine de centimètres. Les essais, en espace libre et sur de plus grandes surfaces, ont également été entrepris.

L'extension de ces méthodes à la localisation $D^{2.5}$ et D^3 a été envisagée et les résultats préliminaires expérimentaux obtenus sont encourageants. D'autres campagnes de mesures sont nécessaires pour valider les modèles afin d'optimiser la configuration géométrique retenue.

Bibliographie Chapitre V

- [ARGOS] : Système ARGOS
http://www.cnes.fr/WEB_UK/activites/programmes/Argos/index_argos.html
- [BEN 91] : A.BENLARBI-DELAÏ, D.MATTON, Y.LEROY
« Cellular telemetry by microwaves »
Electronics Letters, Mars 1991, vol 27, n°6, pp 509-510
- [BEN 94] : A.BENLARBI-DELAÏ, D.MATTON, Y.LEROY
« Short range two dimensions positioning by microwave cellular telemetry »
IEEE Trans. On MTT, Novembre 1994, vol 42, n°11
- [CEOS] : La représentation numérique du relief et la stéréoscopie
<http://ceos.cnes.fr:8100/cdrom-00/ceos1/science/gdta/a2fr/19.htm>
- [COR 00] : A.CORREIA
« Guide pratique du GPS »
Editions Eyrolles, 2000, p 35
- [COU 97] : J-C.COUSIN
« Contribution au positionnement 2D et 3D d'un émetteur micro-ondes »
DEA, Lille, Juillet 1997
- [COV 97] : J-P.COVILLERS
« Interférométrie micro-onde : Contrôle non destructif et positionnement »
Thèse de Doctorat, Lille, Juillet 1997
- [DEN 98] : L. DENAIRE
« Estimation aveugle de canal et accès multiple par répartition spatiale en communications mobiles »
Thèse de doctorat, ENST, Décembre 1998
- [DORIS] : Système DORIS
<http://www-projet.cst.cnes.fr:8060/DORIS/index.html>
- [HAS 98] : M. HASLER
Cours d'électricité et circuits
http://lanoshp.epfl.ch/studinfo/courses/CAScours/WebMH/SE_Circuits_et_systemes_97_98/Circuits_et_systemes.html
Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, 1998
- [PPC 99] : PinPoint Local Positioning System
http://www.autoid.org/documents/ncits/lps_t6.ppt

[LAOUFI] : M. LAOUFI

« Localisation d'usagers de la route en détresse par réseau de communication cellulaire d'appel d'urgence »

Thèse de doctorat en cours, INRETS-LEOST, Lille

[MUN1 86] : D. MUNIER

« Navigation et positionnement »

TLE, Janvier 1986, N°510, pp 42-47

[MUN2 86] : D. MUNIER

« Navigation et positionnement »

TLE, Février 1986, N°511, pp 54-62

[NEW RAPH] : Algorithmme de Newton-Raphson

<http://www.mat.ulaval.ca/anum/ch2/html/node5.html>

[NON 95] : H. NONAKA, T. DA-TE

« Ultrasonic position Measurement and its applications to human interface »

IEEE Trans. On MTT, June 1995, vol 44, n°3, pp. 771-774

[PEY 96] : F. PEYRET

« Application des techniques de localisation à la robotique routière »

Bulletin LCPC, Septembre-Octobre 1996, REF 4076, pp. 3-14

[RAD 99] : Système RADARSAT

http://www.space.gc.ca/csa_sectors/earth_environment/radarsat/radarsat_info/app_dev/carto_f.asp

[REY 99] : M.S. REYNOLDS

« A phase measurement radio positioning system for indoor use »

Master of EEECS, MIT USA, February 1999

[STEREO] : Principe stéréoscopie

<http://ceos.cnes.fr:8100/cdrom-00/ceos1/science/gdta/a2fr/7.htm>

[SPTOOL] : MATLAB

« Signal Processing Toolbox, User's guide »

The Mathworks, INC, MA USA, December 1996

[WHEAT] : Historique de la stéréoscopie

<http://www.ccrs.nrcan.gc.ca/ccrs/eduref/sradar/chap3/c3p2f.html>

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail proposé dans ce mémoire traite des méthodes interférométriques micro-ondes et de leurs intérêts dans les applications de localisation à courtes et moyennes distances, en milieu confiné. Nous distinguons ici le mode coopératif, situation qui permet de localiser, en deux ou trois dimensions, un émetteur monochromatique et le mode non coopératif, situation qui permet de localiser, en distance ou en angles, un réflecteur passif.

Considérée comme solution optimale dans les techniques d'estimation, les méthodes interférométriques se révèlent généralement inopérantes dans un contexte de propagation multimodale, où l'effet des trajets multiples se traduit par un biais sur la phase mesurée. Cette erreur est, par ailleurs, vue comme un bruit multiplicatif qui grève la qualité de la mesure et impose un traitement déconvolutif préalable à toute exploitation.

Dans ce contexte, nous avons commencé par définir le système de mesure vectorielle dont les sorties I-Q donnent accès au déphasage entre deux signaux cohérents de même fréquence. Ce système, dont la dynamique, gérée par une chaîne à contrôle automatique de gain ou une chaîne à amplification logarithmique, et dont l'erreur de phase a été optimisée pour répondre à un cahier des charges précis, affiche des performances compatibles avec les applications visées, soit une dynamique de 40 dB et une erreur instrumentale de $\pm 2^\circ$.

Suite à cet appareillage, nous avons conduit une modélisation, par une méthode déterministe (type lancer de rayons), des différents canaux de propagation susceptibles d'être rencontrés dans la pratique. Les signaux I-Q issus de ces modélisations ont été validés expérimentalement à 2.45 GHz. La connaissance de la forme générique des signaux I-Q, vue comme une fonction de transfert du canal sondé, associée à l'utilisation d'antennes à polarisation circulaire, constituent un point de départ dans les méthodes d'égalisation proposées.

Les deux premières méthodes proposées, dites logicielles, utilisent un algorithme à minimum de distance et tentent de réduire la distance mesurée entre la donnée de phase brute et la donnée de phase tabulée. Cette phase tabulée est issue soit d'une modélisation, soit d'une procédure d'étalonnage. La troisième méthode, dite matérielle, est basée sur la diversité en

fréquence de l'émetteur. Par une émission multiporteuse, dont l'occupation spectrale est ajustée à la bande de cohérence du canal, on réduit considérablement, le biais de propagation.

L'ensemble de ces méthodes, appliqué à des situations non coopératives et coopératives, a permis d'atteindre des erreurs de phases proches de l'erreur instrumentale. Notons qu'un système opérant dans le domaine temporel nécessiterait, pour des performances identiques, une résolution temporelle de l'ordre de 10 ps, à 2.45 GHz.

Les applications non coopératives qui ont bénéficié de ces méthodes interférométriques concernent la mesure de distance à un réflecteur et la mesure d'angles entre deux plans. Un capteur fusionnant les deux types d'information a été mis au point avec des résultats obtenus, en temps réel, très satisfaisants. Une erreur de l'ordre du cm sur la distance et une erreur de l'ordre du degré sur les angles ont été obtenues.

Les applications coopératives, utilisant les techniques interférométriques augmentées des procédures d'égalisation, sont rendues possibles par l'exploitation de données, fournies par les MILS (*Microwave Interferometric Location System*). Ces applications traitent, à partir de la connaissance de l'altitude, de la localisation en deux dimensions (D^2) d'un objet émetteur sur une surface prédéfinie. L'incertitude sur la détermination de l'altitude et son impact sur l'erreur de localisation D^2 nous a incité à proposer deux nouvelles approches. La première approche dénommée $D^{2.5}$ est un procédé de localisation D^2 , où l'influence de la troisième dimension est rendue faible, par le choix optimal d'une configuration géométrique de la position des MILS. La seconde approche est une solution plus générale, puisqu'on propose une localisation D^3 par une méthode tri axiale ou une méthode stéréoscopique.

Les perspectives de ce travail s'inscrivent dans une approche Télécom. De plus en plus, on se trouve confronter à une demande, formulée par de nombreux partenaires universitaires et industriels, qui consiste à réaliser de la « multi localisation indoor et outdoor ». En effet lorsqu'il s'agit de localiser plusieurs émetteurs (ou plusieurs récepteurs), il convient de préciser les formats de modulations utilisées (TDMA, FDMA, CDMA) ainsi que les schémas d'émission (OFDM). Ces contraintes nous incitent à appréhender le problème, certes complexe, de l'interopérabilité, et de proposer des solutions de localisation capables de s'intégrer dans les protocoles de communication comme Bluetooth, HYPERLAN ou la norme IEEE 802-11 à 5-6 GHz. Un travail, à plus long terme, est également envisagé. Il s'agit dans le cadre de communication à très haut débit de proposer des solutions de localisation d'objets mobiles communicants à 60 GHz.

Annexe I.1

Produit scalaire de deux signaux

La distance $d(x,y)$ de deux signaux $x(t)$ et $y(t)$ est une mesure de leur dissemblance. Elle est nulle si les signaux sont identiques.

Pour des vecteurs x et y de dimension n , la distance euclidienne classique est :

$$d^2(x, y) = \sum_{i=1}^n |x_i - y_i|^2$$

Pour deux vecteurs de dimension 1, la relation précédente devient :

$$d^2(x, y) = |x - y|^2 = |x^2 + y^2 - 2 * xy|$$

Annexe I.2

Filtrage de Kalman

Le filtre de Kalman-Bucy résout le problème du filtrage linéaire. Utilisant la notion d'état, le filtre de Kalman-Bucy se présente sous la forme d'un ensemble d'équations différentielles ou récurrentes assez faciles à résoudre sur calculateur. Sa réalisation bien adaptée au traitement numérique en ligne fournit l'estimée optimale et la variance de l'erreur d'estimation. C'est un outil de base dans le domaine aérospatial que ce soit pour la détermination des orbites ou pour la navigation. Ce filtre permet de résoudre directement la prédiction et le filtrage. Il est à la base de la théorie du lissage. Il s'applique aux systèmes dynamiques linéaires, continus ou discrets dont le bruit de mesure est blanc. Cela permet donc de pouvoir discriminer d'une meilleure façon les signaux en sortie de détecteur avec un rapport Signal/Bruit assez médiocre.

Le problème de l'estimation de l'état $x(t)$ d'un système dynamique soumis à des entrées déterministes et aléatoires à partir de mesures $z(t)$ bruitées peut être divisé en trois classes distinctes selon l'intervalle d'observation $[t_0-t_1]$:

- la prédiction si $t > t_1$
- le filtrage si $t = t_1$
- le lissage si $t_0 < t < t_1$

Dans le cas discret, on notera $x_{k|l}$ la meilleure estimée de x_k étant donné les observations z_1, z_2, \dots, z_l . Nous obtenons donc trois cas distincts :

- $k > l$ correspond à la prédiction
- $k = l$ correspond à l'estimation
- $k < l$ correspond au lissage

Modèle mathématique du système

L'évolution de l'état du système est décrite par le système d'équations différentielles suivants :

$$\dot{x}(t) = F(t)x(t) + u(t) + v(t)$$

où :

- $x(t)$ est le vecteur d'état de dimension n
- $F(t)$ est une matrice d'état de t de dimension $n \times n$
- $u(t)$ est le vecteur d'entrée de dimension n connu
- $v(t)$ est un bruit blanc gaussien à n dimensions de moyenne nulle et de covariance $Q(t)$, matrice définie positive.

L'état initial est aussi aléatoire, de statistique connue, gaussien, de moyenne m_0 et de variance Λ_0 . Il est indépendant de $v(t)$.

L'état de ce système est observé par m mesures $z(t)$ liées à l'état $x(t)$ par l'équation d'observation :

$$z(t) = H(t)x(t) + w(t)$$

où :

- $H(t)$ est une matrice observation de dimension $m \times n$
- $w(t)$ est un bruit blanc gaussien à m dimensions de moyenne nulle et de covariance $R(t)$, matrice définie positive. Il est indépendant de $v(t)$ et $x(t_0)$.

Ce modèle est obtenu soit par l'écriture des lois physiques qui régissent le système, soit par l'application de techniques d'identification expérimentales.

Le modèle discret, utilisé plus couramment, est obtenu en général par discrétisation du modèle continu et se présente sous la forme suivante :

$$x_{k+1} = F_k * x_k + u_k + v_k$$

$$z_k = H_k * x_k + w_k$$

où v_k et w_k sont des bruits pseudo-blancs gaussiens de moyenne nulle et de covariances respectives Q_k et R_k .

L'état initial x_0 est toujours une variable gaussienne, indépendantes des bruits v_k et w_k , de moyenne m_0 et de covariance Λ_0 .

Les équations du filtre de Kalman discret peuvent alors être établies :

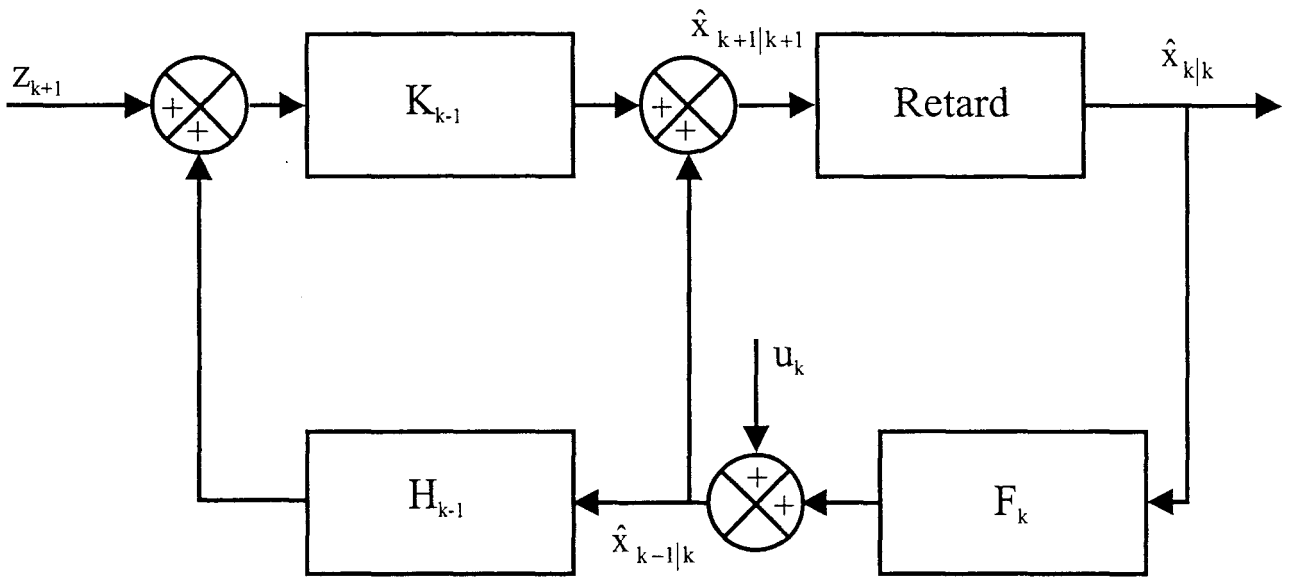


Schéma bloc du filtre linéaire de Kalman généralisé

$$\begin{aligned}\hat{x}_{k+1|k+1} &= \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1} (z_{k+1} - H_{k+1} \hat{x}_{k+1|k}) \\ \hat{x}_{k+1|k} &= F_k \hat{x}_{k|k} + u_k \\ K_{k+1} &= \frac{P_{k+1|k} H_{k+1}^T}{(H_{k+1} P_{k+1|k} H_{k+1}^T + R_{k+1})} \\ P_{k+1|k+1} &= (I - K_{k+1} H_{k+1}) P_{k+1|k} \\ P_{k+1|k} &= F_k P_{k|k} F_k^T + Q_k\end{aligned}$$

où :

- $\hat{x}_{k+1|k+1}$ est l'estimation de l'état x_{k+1}
- $\hat{x}_{k+1|k}$ est la meilleure prédiction de l'état x_{k+1} si on admet que la meilleure prédiction de v_k est nulle et que l'on ne dispose pas de l'état x_k à l'instant k , mais de son estimation $\hat{x}_{k|k}$.
- K_{k+1} est le gain du filtre à l'instant $k+1$
- $P_{k+1|k+1}$ est la matrice de covariance de l'erreur d'estimation
- $P_{k+1|k}$ est la matrice de covariance de l'erreur de prédiction, elle dépend de la précision de l'estimation précédente $P_{k|k}$ et de la taille du bruit Q_k .

Les conditions initiales sont données par :

$$\hat{x}_{0|0} = m_0$$

$$P_{0|0} = \Lambda_0$$

Le filtre de Kalman apparaît donc comme un filtre linéaire, permettant le filtrage en temps réel sans stockage des observations et des commandes passées. Il est schématisé par la figure ci-contre.

Annexe II.1

Les signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ en entrée du corrélateur vectoriel (CV), présenté **Figure II.7**, s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} e_1(t) = \sum_{i=1}^{2k-1} E_i e^{j(\omega t + \phi_i)} & i \text{ impair} \\ e_2(t) = \sum_{i'=2}^{2k} E_{i'} e^{j(\omega t + \phi_{i'})} & i' \text{ pair} \end{cases}$$

avec $2k$ le nombre de trajets.

En sortie de coupleur nous avons les signaux $S_1(t)$ et $S_2(t)$ décrits de la manière suivante :

$$\begin{cases} S_1(t) = \sqrt{\frac{\eta}{2}} \left[\sum_{i=1}^{2k-1} E_i e^{j(\omega t + \phi_i)} + \sum_{i'=2}^{2k} E_{i'} e^{j(\omega t + \phi_{i'} + \frac{\pi}{2})} \right] \\ S_2(t) = \sqrt{\frac{\eta}{2}} \left[\sum_{i=1}^{2k-1} E_i e^{j(\omega t + \phi_i + \frac{\pi}{2})} + \sum_{i'=2}^{2k} E_{i'} e^{j(\omega t + \phi_{i'})} \right] \end{cases}$$

avec η paramètre induit par le CV.

La détection quadratique fournit les tensions suivantes :

$$\begin{cases} \overline{S_1 S_1^*} = \eta \left(\sum_{i=1}^{2k} \frac{E_i^2}{2} + \sum_{i'=2}^{2k} \frac{E_{i'}^2}{2} + \sum_{i=1}^{2k-1} \sum_{i'=2}^{2k} E_i E_{i'} \sin(\phi_i - \phi_{i'}) \right) \\ \overline{S_2 S_2^*} = \eta \left(\sum_{i=1}^{2k} \frac{E_i^2}{2} + \sum_{i'=2}^{2k} \frac{E_{i'}^2}{2} - \sum_{i=1}^{2k-1} \sum_{i'=2}^{2k} E_i E_{i'} \sin(\phi_i - \phi_{i'}) \right) \end{cases}$$

La différence des deux tensions donne alors le signal Q :

$$Q = 2\eta \sum_{i=1}^{2k-1} \sum_{i'=1}^{2k} E_i E_{i'} \sin(\phi_i - \phi_{i'})$$

En séparant les signaux utiles ($i = 1$ et $i' = 2$) des signaux parasites et en introduisant le coefficient 2 dans le paramètre η , nous pouvons alors écrire l'équation précédente ainsi :

$$Q = \eta \left(E_1 E_2 \sin(\phi_1 - \phi_2) + \underbrace{\sum_{i'=4}^{2k} E_1 E_{i'} \sin(\phi_1 - \phi_{i'}) + \sum_{i=3}^{2k-1} E_2 E_i \sin(\phi_i - \phi_2) + \sum_{i'=4}^{2k} \sum_{i=3}^{2k-1} E_i E_{i'} \sin(\phi_i - \phi_{i'})}_{\sum \text{contributions}} \right)$$

En ajoutant un déphasage de 90° dans un des bras du coupleur, nous obtenons alors la relation suivante :

$$I = \eta \left(E_1 E_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) + \underbrace{\sum_{i'=4}^{2k} E_1 E_{i'} \cos(\phi_1 - \phi_{i'}) + \sum_{i=3}^{2k-1} E_2 E_i \cos(\phi_i - \phi_2) + \sum_{i'=4}^{2k} \sum_{i=3}^{2k-1} E_i E_{i'} \cos(\phi_i - \phi_{i'})}_{\sum \text{contributions}} \right)$$

Annexe III.1

2.4 GHz Patch Antenna for ISM Band

ANP-C-116

V3.00

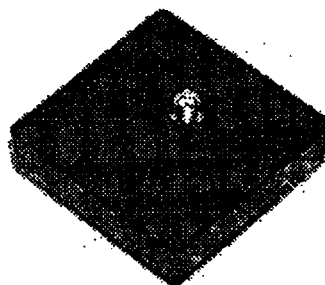
Features

- Hemispherical/Omnidirectional
- Flat Configuration
- Rugged/Durable
- Low VSWR
- Circular Polarization Minimizes Multipath Effects
- Various Types of Input Connectors Available
- Variety of ISM Applications

Description

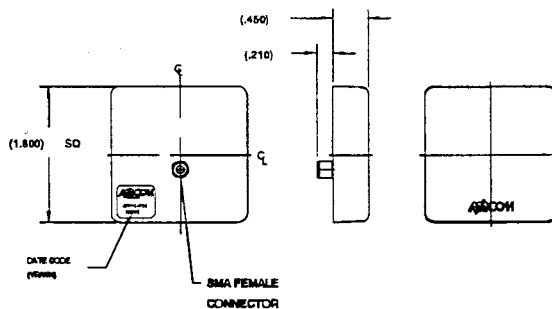
The ANP-C-116 patch antenna is a hemispherical/omnidirectional antenna. It is circularly polarized to maximize immunity to fading in high multipath environments.

This durable antenna has a flat configuration that makes it suitable for surface mount applications. It can be used for a variety of ISM applications such as bar code scanning, auto toll collection, wireless LAN and medical monitoring devices.

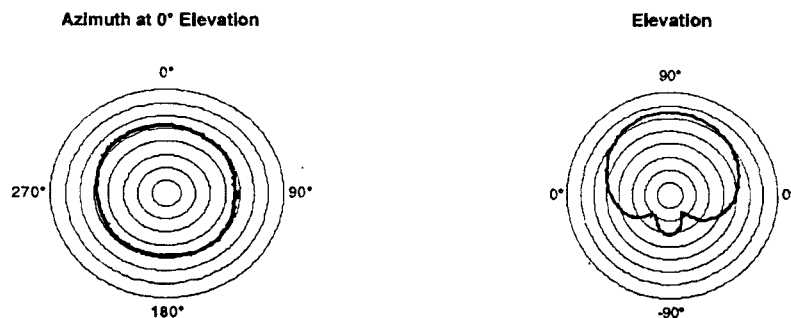


Specifications

Frequency Range	2400-2485 MHz
Peak Gain	+4 dBic Min
Polarization	Right Hand Circular
Nominal Impedance	50 Ohms
VSWR	2.0:1 Max
R. F. Power Handling	1 W Avg. Max 3 W Peak Max
Connector Type	SMA Female
Weight	1.5 oz Max



Typical Electrical Performance



Specifications Subject to Change Without Notice

M/A-COM Inc.

North America: Tel. (800) 366-2266
Fax (800) 618-8883

Asia/Pacific: Tel. +85 2 2111 8088
Fax +85 2 2111 8087

Europe: Tel. +44 (1344) 869-595
Fax +44 (1344) 300-020

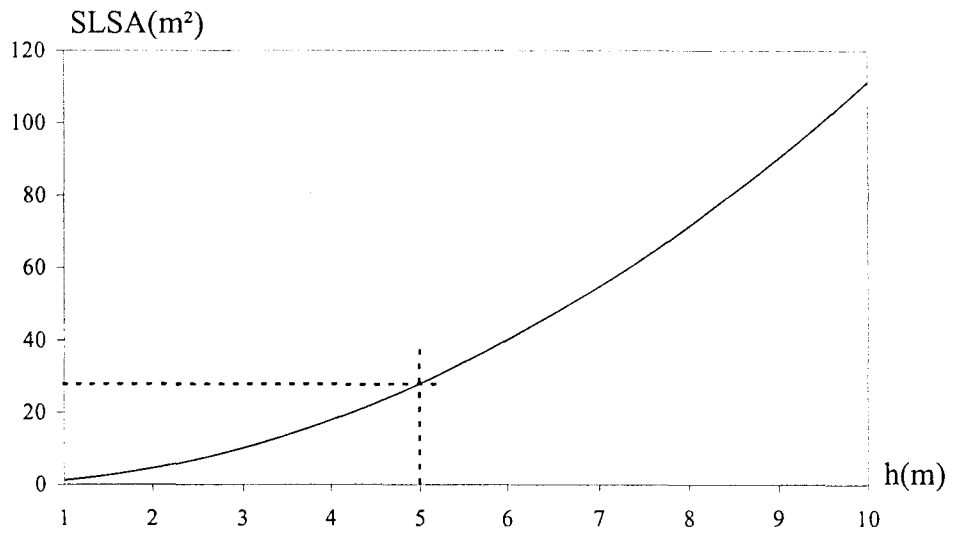


Figure A.V.1.1: Evolution de la SLSA en fonction de h
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$

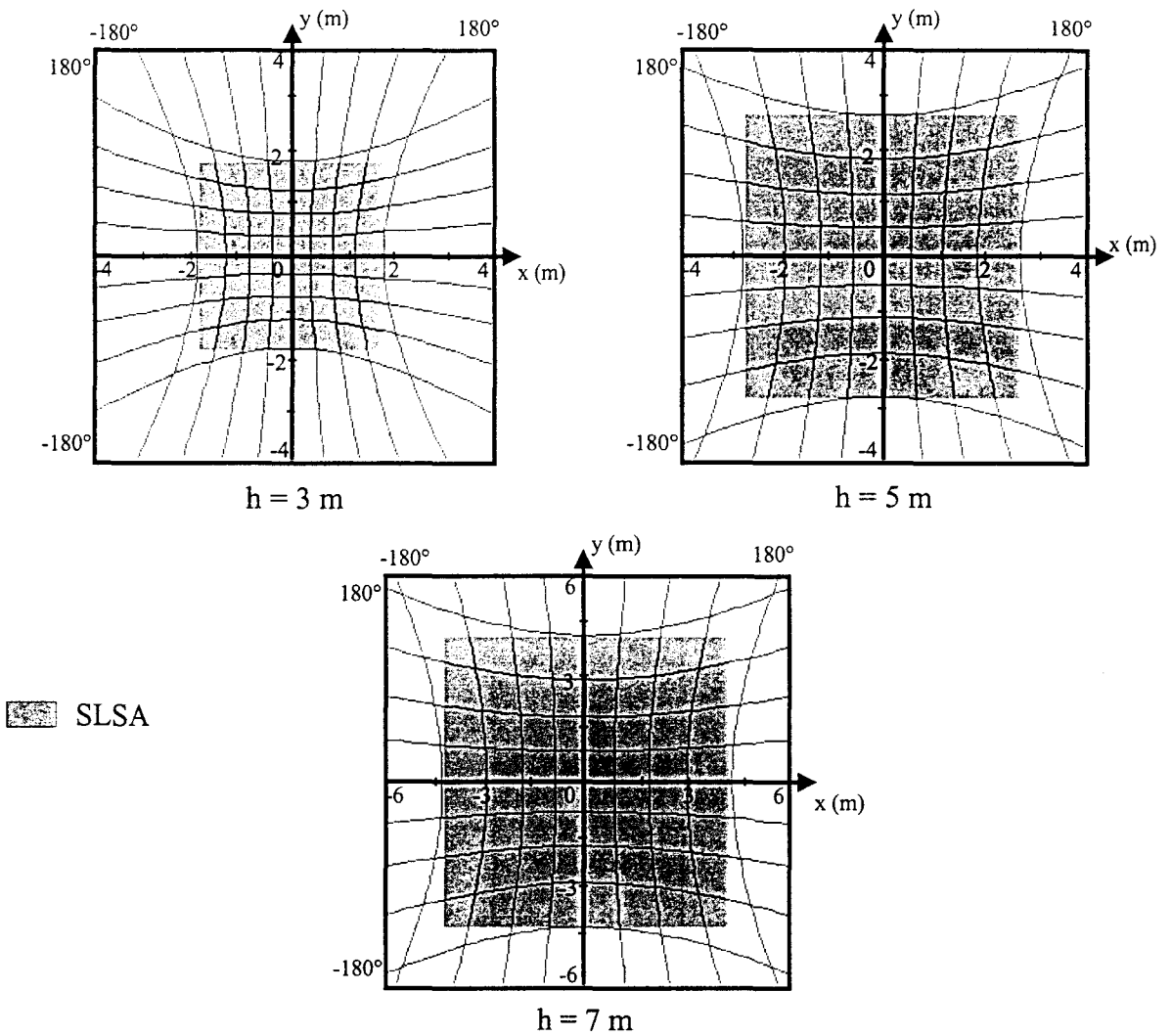


Figure A.V.1.2: Présentation de SLSA et évolution du DOP en fonction de h
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $2D = 11.6 \text{ cm}$

Annexe V.1

Influence du paramètre h sur la SLSA

Nous représentons l'évolution de la SLSA en fonction de h sur la Figure A.V.1.1 pour $F = 2.45$ GHz et $2D = 11.6$ cm.

Pour différentes hauteurs h , nous montrons que la SLSA augmente et que le DOP reste équivalent (Figure A.V.1.2). Ceci peut s'avérer intéressant puisque l'évolution de l'erreur de localisation est susceptible d'être linéaire en fonction de h .

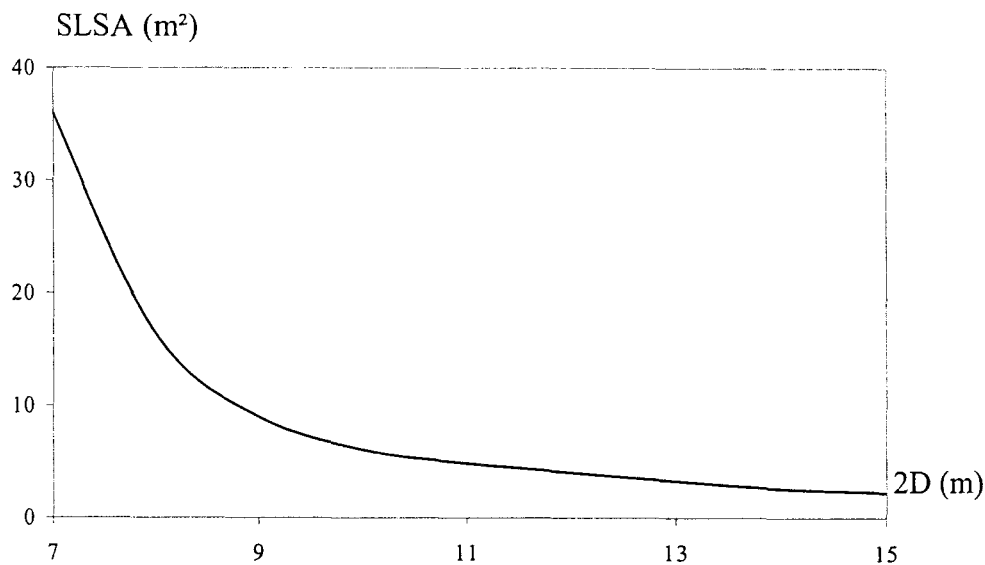


Figure A.V.2.1: Evolution de la SLSA en fonction de 2D
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $h = 1.65 \text{ m}$

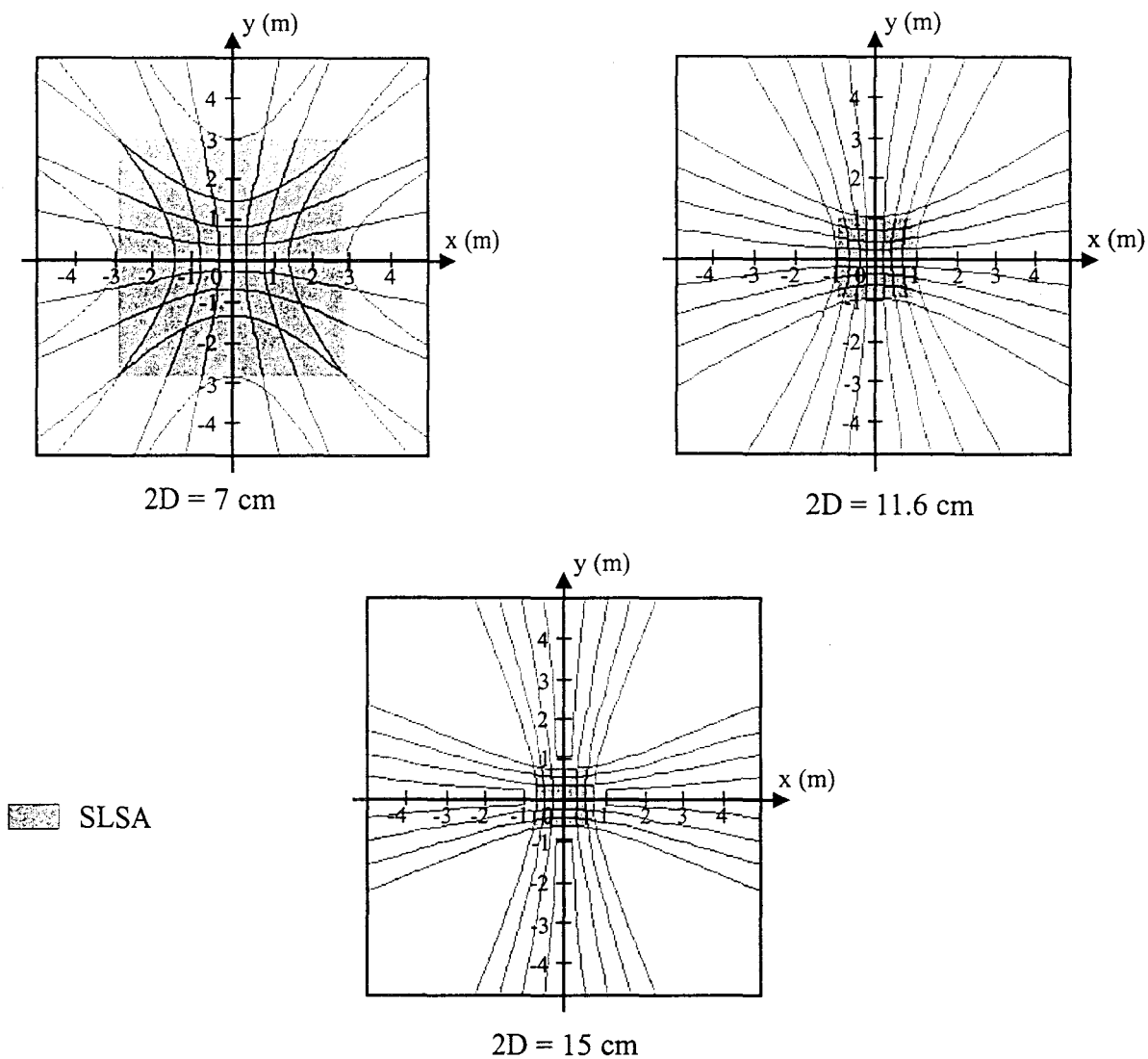


Figure A.V.2.2: Présentation de la SLSA et évolution du DOP en fonction de 2D
 $F = 2.45 \text{ GHz}$, $h = 1.65 \text{ m}$

Annexe V.2

Influence du paramètre 2D sur la SLSA et l'erreur de localisation

Ici, nous nous intéressons à l'évolution de la SLSA et du DOP en fonction du « baseline » 2D.

Nous présentons, **Figure A.V.2.1**, l'évolution de la SLSA avec $F = 2.45$ GHz et $h = 1.65$ m. Nous remarquons que cette évolution est en adéquation avec l'équation **Eq V.5** puisque la SLSA est inversement proportionnelle au carré de la distance 2D. Nous montrons, **Figure A.V.2.2**, plusieurs SLSA obtenues en fonction du baseline pour $F = 2.45$ GHz et $h = 1.65$ m. Nous confirmons bien l'évolution présentée **Figure A.V.2.1**. L'erreur se dégrade fortement lorsque 2D diminue. En effet si nous comparons la forme des intersections entre les hyperboles obtenues avec le baseline de 5 cm et celui de 15 cm, nous remarquons que les intersections pour un baseline de 5 cm sont moins franches que celles où $2D = 15$ cm, dans ce cas le DOP est un facteur qui permet de valider ou non la configuration envisagée .

Annexe V.3

Evaluation de l'erreur Δx sur la position x de l'émetteur en fonction du biais Δh sur la hauteur

A partir de l'équation suivante :

$$\frac{x^2}{A_x^2} - \frac{R^2}{B_x^2} - \frac{(h + \Delta h)^2}{B_x^2} = 1$$

avec R le recul, h la hauteur, nous définissons l'erreur Δx sur la position x de l'émetteur.

Nous pouvons écrire :

$$x_0 = \frac{A_x R}{B_x} \sqrt{1 + \frac{h^2 + 2h\Delta h}{R^2}}$$

En posant les hypothèses $\Delta h < h$ et $h < R$, nous obtenons :

$$x_0 = \frac{A_x R}{B_x} \left(1 + \frac{h^2 + 2h\Delta h}{2R^2} \right)$$

soit

$$x_0 = \underbrace{\frac{A_x R}{B_x} \left(1 + \frac{h^2}{2R^2} \right)}_x + \underbrace{\frac{A_x R}{B_x} \frac{h\Delta h}{R^2}}_{\Delta x}$$

Nous obtenons alors

$$\Delta_x = \frac{A_x}{B_x} \frac{h\Delta h}{R}$$

