

N° d'ordre : 1425

50376
1994
335

20 103070

50376
1994
335

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

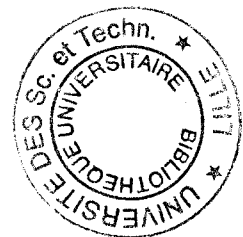
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité : électronique

par

Laaziz KAFOUNI



**ETUDE DE L'INFLUENCE DES VARIATIONS DES CARACTERISTIQUES
DE LA RETRODIFFUSION SUR LES PERFORMANCES DES
CINEMOMETRES A EFFET DOPPLER**

Soutenue le 13 Décembre 1994 devant la commission d'examen :

Membres du jury :	MM	R. GABILLARD	Président
		J. FONTAINE	Directeur de thèse
		Y. DAVID	Rapporteur
		R. BOCQUET	Rapporteur
		B. DEMOULIN	Examineur
		M. HEDDEBAU	Examineur
		C. SEMET	Examineur

*A ma femme et mes enfants
A la mémoire de ma mère
A ma famille
A mes amis*

REMERCIEMENTS

Cette thèse a été effectuée sous la direction de Monsieur le Professeur GABILLARD au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique (L.R.P.E) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille. Qu'il reçoive ici l'expression de toute ma gratitude pour m'avoir accueilli au sein de son équipe en me permettant de profiter de son expérience. Je lui adresse mes respects et ma reconnaissance pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Monsieur le Professeur DAVID, Directeur de l'INRETS, et Monsieur FONTAINE, Professeur à l'Université Blaise Pascal de Clermont-Ferrand, m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur. Qu'ils reçoivent l'expression de toute ma reconnaissance.

Que Messieurs HEDDEBAU, Directeur de recherche à l'INRETS, DEMOULIN, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, BOCQUET, du Laboratoire de Spectroscopie Hertzienne, et SEMET, ingénieur de recherches au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique, soient assurés de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail. Je les remercie de participer à mon jury.

Par sa collaboration à ce travail, Monsieur BAUDET, ingénieur CNRS, a été d'une aide précieuse. Ses conseils et sa disponibilité ont été déterminants pour mener à bien ce travail. Qu'il reçoive l'expression de toute ma gratitude.

Je remercie également tous les membres du Centre Hyperfréquence et Semiconducteurs avec qui j'ai eu la joie, à un moment ou un autre, de discuter ou de collaborer . J'ai pu apprécier leur compétence, leur patience et leur gentillesse.

Je tiens également à remercier M. GHAZLI, Y. NGUYEN, M. HAMZAOUI, et N. LAMBLAIN, partenaires efficaces pour leurs contributions à ce travail.

Mes sincères remerciements vont à Madame MEESMAECKER pour son aide dactylographique ainsi qu'à Madame CHEROUTRE pour ses nombreux services de secrétariat.

Je remercie tout particulièrement le personnel de l'atelier d'électronique, animé par Messieurs ANDRIES, MICHON et JENNEQUIN, grâce à qui il me fût possible de mener à bien ce travail.

La reproduction de ce mémoire a été assurée par Monsieur DEHORTER, qu'il trouve ici l'expression de toute ma considération.

Enfin, que toutes les personnes que j'ai côtoyé au cours de la thèse trouvent ici l'expression de ma reconnaissance pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée et qui a contribué au bon déroulement des travaux.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE I: CAPTEUR HYPERFREQUENCE

A EFFET DOPPLER.....4

I - INTRODUCTION.....5

**II - PRINCIPE (Rappel) EFFET DOPPLER PAR
RETRODIFFUSION.....7**

II.1 - Elargissement du spectre Doppler.....8

II.2 - Loi de rotation de la phase d'un signal rétrodiffusé...10

III - REALISATION (Exemple).....12

III.1 - Tête hyperfréquence.....13

III.2 - Antenne.....14

III.3 - Traitement du signal.....14

IV - RESULTATS.....15

conclusion.....16

CHAPITRE II: ETUDE THEORIQUE DU

PHENOMENE DE RETRODIFFUSION.....18

I - INTRODUCTION.....19

**II - PHENOMENE DE RETRODIFFUSION MONO ET
BISTATIQUE.....20**

II.1 - Définition de la puissance rétrodiffusée, du
coefficient de rétrodiffusion et de la surface équivalente
radar.....20

II.2 - Résultats théoriques.....23

II.3 - Conclusion.....24

III - LES ANTENNES - PRINCIPES GENERAUX.....	2 6
III.1 - Rappel sur les zones de rayonnement d'une antenne.....	2 6
III.2 - Angle d'incidence et zone de rayonnement.....	2 7
IV - INFLUENCE DES CONDITIONS CLIMATIQUES DEFAVORABLES.....	2 9
IV.1 - Etude microscopique.....	2 9
IV.2 - Etude macroscopique.....	3 0

***CHAPITRE III: ETUDE EXPERIMENTALE DU
PHENOMENE DE RETRODIFFUSION.....***

3 2

I - INTRODUCTION.....

3 3

**II - CARACTERISTIQUES DES ANTENNES
UTILISEES.....**

3 4

III - VARIATION DU GAIN D'UNE ANTENNE.....

3 4

**IV - MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE
RETRODIFFUSION.....**

3 5

V - EXPERIENCES DE REPETABILITE.....

3 6

VI - INFLUENCE DE L'ANGLE D'INCIDENCE.....

3 7

**VII - MISE EN EVIDENCE DE LA ROTATION
DE PHASE.....**

3 8

 VII.1 - Essais sur l'asphalte.....

3 9

 VII.2 - Essais sur le ballast SNCF.....

4 1

**VIII - EVOLUTION DU TAUX D'ONDE
STATIONNAIRE DE S11.....**

4 3

IX - INTERPRETATION.....

4 4

X- REPRESENTATION DE LA DISTANCE PARCOURUE.....

4 5

<i>CONCLUSION GENERALE</i>	46
BIBLIOGRAPHIE	50
ANNEXES	53

INTRODUCTION GENERALE

Le besoin de connaître la vitesse réelle et la localisation de véhicule terrestre a mené au développement d'un cinémomètre micro-ondes embarqué, utilisant l'effet Doppler.

Actuellement, sur les véhicules terrestres, ces fonctions sont fondées sur le comptage de tours de roue dont la précision n'est pas toujours satisfaisante, compte tenu de phénomènes particuliers tel que le patinage.

L'étude a évolué vers la conception d'un cinémomètre micro-ondes, embarqué, adapté si possible à tous les types de terrains et diverses conditions climatiques, tant sur les véhicules routiers que les trains et les métros.

Une solution étudiée en particulier à l'université de Lille consiste à utiliser l'effet Doppler obtenu par la rétrodiffusion d'une onde hyperfréquence sur le sol.

Plusieurs essais en laboratoire et sur site réel ont montré que la période Doppler subit des fluctuations dues aux phénomènes physiques liés à la propagation des ondes électromagnétiques. Il s'est avéré primordial de faire une étude concernant le phénomène de rétrodiffusion. Notre travail a surtout été orienté vers les applications ferroviaires dans le cadre du projet ASTREE de la SNCF. Il consiste à réunir le maximum de renseignements sur la rétrodiffusion sans pour autant chercher une étude très approfondie de l'influence de chacun des paramètres sur ce phénomène. Notre objectif étant de toucher le maximum de paramètres, en faisant des études expérimentales, pour tirer des conclusions d'ordre général.

Nous nous proposons de présenter ici des résultats théoriques et expérimentaux du phénomène de rétrodiffusion, propriété de la surface étudiée, et utilisable pour l'aide à la conduite des véhicules terrestres, c'est-à-dire pour la détermination de la vitesse, de la distance parcourue et de l'accélération de ces véhicules.

Le premier chapitre de cette thèse commence par l'étude du principe d'un capteur hyperfréquence, puis par sa réalisation et finit par les résultats et les conclusions des essais réalisés au sein de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.

Nous commençons le deuxième chapitre par une explication de la différence entre la rétrodiffusion monostatique* et la rétrodiffusion bistatique*, que nous examinerons largement dans le cas pratique. Nous rappelons les définitions mathématiques du coefficient de rétrodiffusion, de la surface équivalente radar (S.E.R) et de la puissance rétrodiffusée en partant de la formule classique des radars. Nous donnons leurs valeurs théoriques.

Ensuite nous définissons les différentes zones de rayonnement d'une antenne. Nous jugeons très important de présenter ce rappel puisqu'il permet d'expliquer le comportement des antennes vis à vis des cibles qu'elles éclairent.

Enfin nous terminons ce second chapitre en abordant l'incidence des conditions climatiques défavorables (eau, neige, glace etc...) sur la transmission d'un signal hyperfréquence.

Le troisième chapitre de cette thèse est consacré aux essais sur deux revêtements souvent utilisés dans les transports terrestres que sont le ballast SNCF et l'asphalte.

Pour cela un banc de mesure a été réalisé au laboratoire dans le but d'effectuer des mesures en rétrodiffusion mono et bistatique en utilisant comme moyen de mesures un analyseur de spectre et un analyseur de réseaux. Nous nous intéressons plus particulièrement à l'évolution du module et de la phase de la puissance rétrodiffusée en fonction des paramètres suivants :

- la fréquence
- type d'antennes
- hauteur d'antenne
- angle d'incidence θ
- angle d'azymuth Ψ

* voir § II.1

CHAPITRE I

CAPTEUR HYPERFREQUENCE A EFFET DOPPLER

I - INTRODUCTION

Afin d'automatiser la conduite de véhicules terrestres tant guidés (trains, métros...) que non guidés (voitures particulières, poids lourds, véhicules de transports en commun routiers, véhicules agricoles, etc...), il est indispensable de connaître à tout instant et avec la plus grande précision possible non seulement les valeurs de la vitesse et de la distance parcourue mais aussi la position et le sens de déplacement du véhicule. Les mesures doivent être fiables, précises et effectuées en temps réel. Elles requièrent préférentiellement l'utilisation de capteurs sans contact, permettant d'obtenir des informations de meilleures qualités, en éliminant des phénomènes parasites comme le patinage ou l'usure des roues du mobile.

L'un des phénomènes physiques couramment utilisés pour ces mesures est l'effet Doppler. Il a donné naissance à de nombreux types de capteurs travaillant dans des domaines de fréquences extrêmement variées: les ultrasons, l'infrarouge, les microondes...

Cet effet est resté jusqu'à des temps récents relativement peu exploité car mettant en oeuvre des appareillages bien souvent volumineux et complexes ayant pour conséquence directe un coût élevé. Le récent accroissement d'intérêt pour ce type de capteurs est dû en grande partie à une miniaturisation des composants hyperfréquences (d'où un abaissement du coût) et à une vulgarisation possible des systèmes, par la diversité des utilisations.

Ces différents points ont amené la SNCF, par exemple, dans le cadre du projet ASTREE (Automatisation du Suivi des Trains en temps Réel), à envisager la possibilité de localisation exacte et continue de tout train en circulation sur l'ensemble du réseau ferroviaire. Outre l'extrême précision requise sur les mesures de vitesses et de distances, le système doit posséder une excellente tenue aux conditions climatiques difficiles (pluie, neige, glace). De même de grands constructeurs automobiles envisagent de remplacer le traditionnel capteur de boîte de vitesse par un capteur à effet

Doppler pour indiquer à l'automobiliste sa vitesse de circulation et sa distance parcourue.

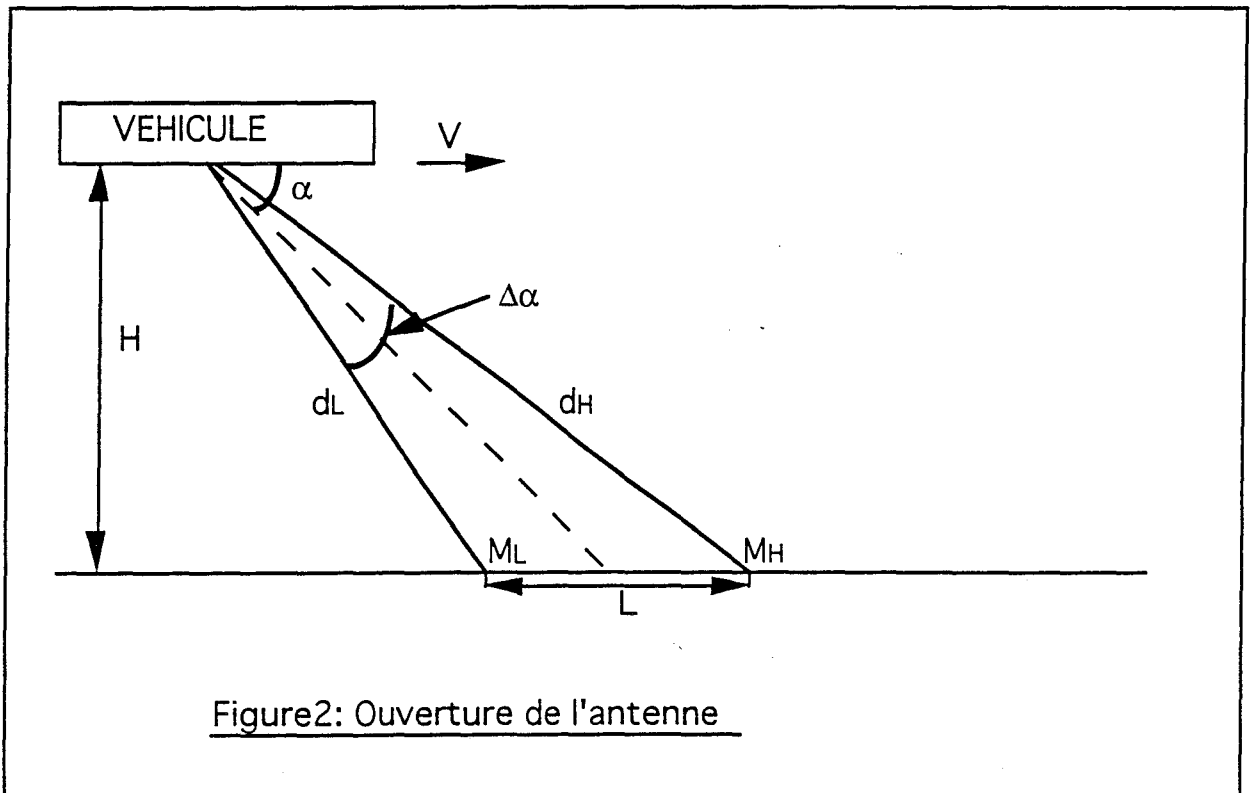
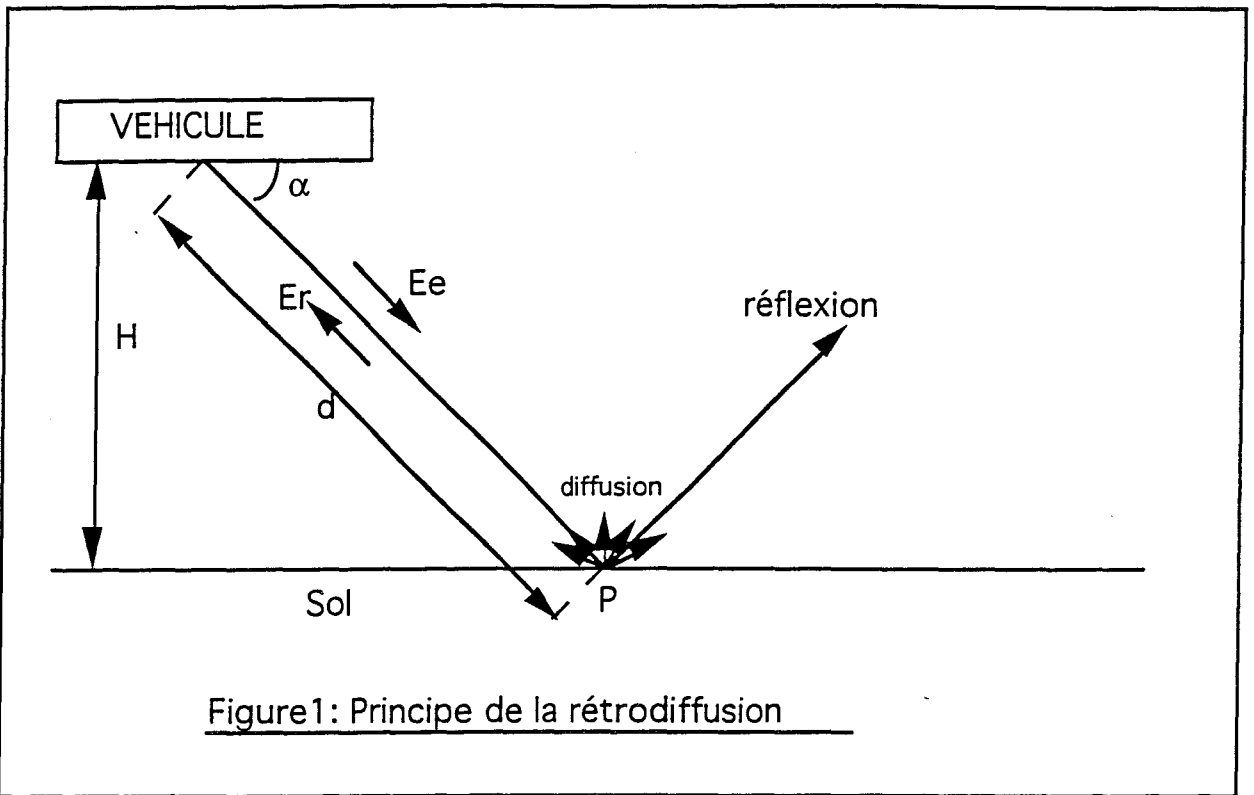
Mentionnons également l'utilisation de ce nouveau type de capteurs dans le milieu agricole afin de déterminer directement et précisément les aires labourées, semées ou moissonnées.

Le choix de la fréquence d'émission dépend des conditions d'utilisation et des contraintes de l'environnement. L'utilisation des ultrasons convient bien, par exemple, pour les appareils photographiques, mais plus difficilement dans les environnements industriels, où un bruit "acoustique" perturbe le dispositif, si celui-ci n'est pas suffisamment durci.

L'utilisation des infrarouges est couramment rencontrée dans les applications domestiques où le risque de souillure est assez bien maîtrisé.

Dans le cas d'application industrielle, où très souvent l'environnement est hostile, l'utilisation des fréquences dans le domaine des micro-ondes s'avère assez bien adapté. Il s'agit, dans le cas du domaine des transports d'illuminer le sol à l'aide d'une antenne embarquée et d'exploiter la rétrodiffusion des ondes hyperfréquences.

Différentes études ont été développées ces dernières années par plusieurs laboratoires privés et universitaires dont le CHS (Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs) et le LRPE (Laboratoire de RadioPropagation et Electronique), de l'Université des Sciences et Technologies de Lille. Ces deux laboratoires ont en particulier mis au point, avec la participation du CRESTA (Centre de Recherche et d'Evaluation des Systèmes de Transports Automatisés) de l'INRETS (Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité), une centrale odométrique en bande X (10 GHz), capable de fournir la vitesse et la distance parcourue pour des mobiles aussi différents que trains, automobiles, tracteurs, etc.



Les têtes hyperfréquences sont réalisées, soit par le CHS, soit par le CRITT (Centre Régional d'Innovation et de Transfert de Technologie de Bretagne-Lannion), l'analyse et le traitement de signal sont pris en charge par le LRPE. Les problèmes de sécurité sont confiés au CRESTA.

Une forte demande pour de tels capteurs est également susceptible de provenir d'industries très diverses. En effet, bien d'autres applications sont envisageables dans des domaines tels que la sidérurgie pour contrôle de convoyeurs, par exemple, et dans le domaine des transports (systèmes antiblocage de freins (A.B.S), de systèmes antipatinage, de suspensions actives.....etc).

II-PRINCIPE (Rappel): EFFET DOPPLER **PAR RETRODIFFUSION**

Lorsqu'un rayonnement électromagnétique est émis vers une cible constituée d'un matériau diélectrique, les ondes diffusent dans l'espace limitrophe de façon irrégulière, en fonction des aspérités. Certaines reviennent vers la source, on les appelle les ondes rétrodiffusées. Ce sont elles qui fourniront l'information de vitesse recherchée dans les cinémomètres. La figure 1 représente schématiquement cet effet.

Si l'on est capable d'extraire la fréquence "différence" entre la fréquence de la source et celle issue de la rétrodiffusion, la valeur de la fréquence doppler s'obtient par la relation (1), dans laquelle apparaît un terme vitesse V:

$$F_d = (2 V \cos \alpha) / \lambda \quad (1)$$

Les deux autres paramètres sont α et λ , où λ est la longueur d'onde de l'onde émise et α est l'angle du faisceau d'émission avec le vecteur de déplacement (figure 2). Cet angle peut prendre des valeurs entre 30 et 50 degrés. Il est un compromis entre le besoin

d'obtenir une puissance rétrodiffusée suffisamment élevée et un rapport fréquence-vitesse significatif.

II.1 - Elargissement du spectre Doppler

Malheureusement le signal rétrodiffusé reçu par une antenne étant la résultante d'ondes issues d'un grand nombre de rugosités, la durée des périodes Doppler consécutives est variable. Seule une approche statistique permet de prévoir la précision que l'on peut obtenir du caractère erratique du signal rétrodiffusé.

T.M HYLTIEN [1] en a développé l'étude, nous rappelons ses principaux résultats.

Deux causes d'erreurs existent, toutes deux liées à l'angle d'ouverture de l'antenne (figure 2). La première est due au fait que des périodes Doppler peuvent être produites selon différentes valeurs de α , puisque l'énergie fournie par l'antenne ne l'est pas sous forme de rayons parallèles. La dispersion qui en résulte peut être mise sous la forme [1]:

$$\frac{\Delta F_{d1}}{F_d} = \Delta \alpha \frac{\operatorname{tg} \alpha}{2} \quad (2)$$

La deuxième est due au fait que la durée de vie de l'information n'est pas infinie car une rugosité n'est vue que pendant un temps fini. La dispersion qui en résulte peut être mise sous la forme [1]:

$$\frac{\Delta F_{d2}}{F_d} = \frac{\lambda}{4\pi H} \frac{\sin \alpha \operatorname{tg} \alpha}{\Delta \alpha} \quad (3)$$

où H est la hauteur du centre d'émission de l'antenne par rapport au plan des rugosités.

L'angle α ne pouvant être réduit sous peine de ne plus recueillir d'énergie rétrodiffusée et H étant pratiquement imposé pour des raisons d'implantation sur le mobile, il apparaît qu'il existe pour une fréquence donnée, un angle d'ouverture optimum minimisant ces deux causes d'erreur. Sa valeur est de l'ordre de 3 degrés à 10 GHz. Les antennes disponibles actuellement ont des angles d'ouverture supérieurs à cet optimum et bien que la valeur effective de $\Delta\alpha$ soit réduite par le fait que c'est la même antenne qui fait à la fois office d'émetteur et de récepteur, la seule erreur à prendre en compte est celle due à la dispersion angulaire. La relation 2 caractérise la dispersion possible entre les différentes périodes.

Si l'on fait un moyennage sur un temps T pour améliorer la connaissance de la fréquence, il faut faire appel à des notions d'indépendance d'échantillons temporel (ergodisme) pour obtenir la valeur de la fluctuation fréquentielle possible durant T. Cette dispersion est donnée par [1]:

$$\frac{\Delta F_{43}}{F_d} = \frac{\sqrt{\lambda \Delta\alpha \sin\alpha}}{2 \cos\alpha \sqrt{VT}} \quad (4)$$

Comme l'une des applications de la cinémométrie (par exemple pour la SNCF) est d'obtenir la valeur de distance parcourue avec la meilleure précision possible, nous pouvons étendre la relation 4 [1]:

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\sqrt{\lambda \Delta\alpha \sin\alpha}}{2 \cos\alpha \sqrt{D}} \quad (5)$$

Il existe une autre cause d'erreur non plus liée à l'obtention de l'information, mais liée au fait qu'il est très difficile de garantir la constance de la valeur de l'angle α sur un mobile. En effet les antennes sont disposées sous un châssis fixé aux essieux à l'aide de suspension. Selon la répartition de charge, les accélérations ou les pentes, la valeur de l'angle α peut prendre des valeurs sensiblement différentes. Or α est prépondérant dans la relation fréquence-vitesse (relation 1): un écart de 1° pour $\alpha = 30^\circ$

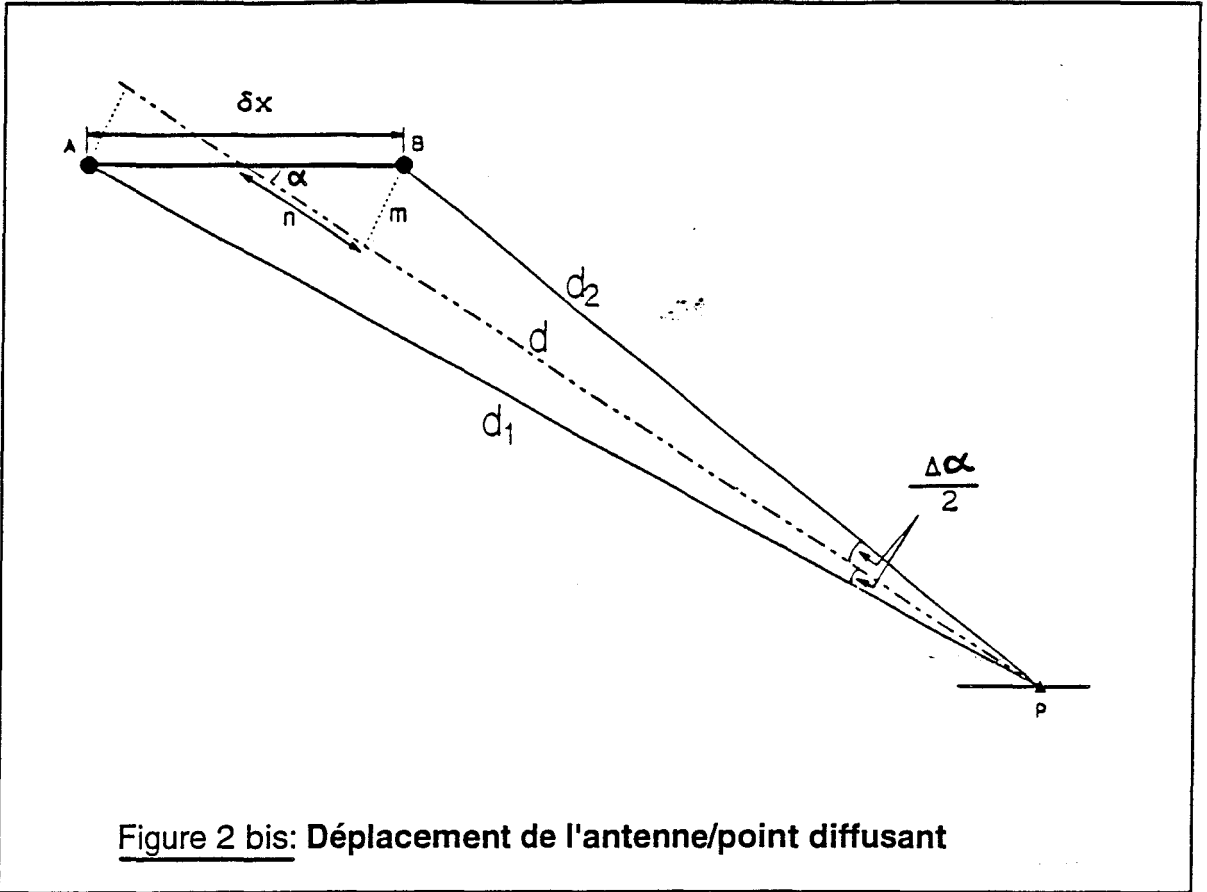


Figure 2 bis: Déplacement de l'antenne/point diffusant

introduit une erreur de 1% sur la connaissance de la vitesse et par conséquent de la distance parcourue.

Il existe une solution pour réduire cette erreur. Elle consiste à rendre rigoureusement solidaire deux antennes, l'une visant vers l'avant du véhicule et l'autre vers l'arrière (système Janus), et de faire la demi somme des résultats obtenus par l'intermédiaire des deux antennes. Un tel système est très efficace et fait diminuer d'un ordre de grandeur l'erreur due à une mauvaise connaissance de la valeur de α .

II.2 - Loi de rotation de la phase d'un signal rétrodiffusé

Le véhicule se déplaçant d'une distance δx du point A au point B (figure 2 bis), La distance d change. Etant donné l'angle d'ouverture $\Delta\alpha$ fini de l'antenne, nous admettons que le point P est encore "visible" par cette dernière quand elle est en B. Le déplacement δx produit une variation δd de la distance d .

$$\boxed{\delta d = d1 - d2} \quad (6)$$

La projection de $d1$ et $d2$ sur d permet d'écrire (figure 2 bis):

$$d - \frac{\delta x}{2} \cos \alpha = d2 \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \quad (a)$$

$$d + \frac{\delta x}{2} \cos \alpha = d1 \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \quad (b)$$

$$(b) - (a) \Rightarrow \delta x \cos \alpha = \delta d \cos \frac{\Delta\alpha}{2}$$

soit:

$$\boxed{\frac{\delta d}{\delta x} = \frac{\cos \alpha}{\cos \frac{\Delta\alpha}{2}}} \quad (7)$$

Le déplacement du véhicule se traduit par une variation du déphasage φ , noton $\Delta\varphi$ cette variation:

$$\Delta\varphi = \frac{2\omega}{c} \delta d$$

soit:

$$\Delta\varphi = \frac{2\omega}{c} \frac{\cos \alpha}{\cos \frac{\Delta\alpha}{2}} \delta x \quad (8)$$

Déterminons à présent le déplacement Δx_e pour lequel φ effectue un tour complet du cercle trigonométrique ($\Delta\varphi = 2\pi$):

$$\frac{2\omega}{c} \frac{\cos \alpha}{\cos \frac{\Delta\alpha_e}{2}} \delta x = 2\pi$$

où $\Delta\alpha_e$ est l'angle de rotation, pour un déplacement Δx_e , du faisceau par rapport au point diffusant (figure 2 bis).

Donc:

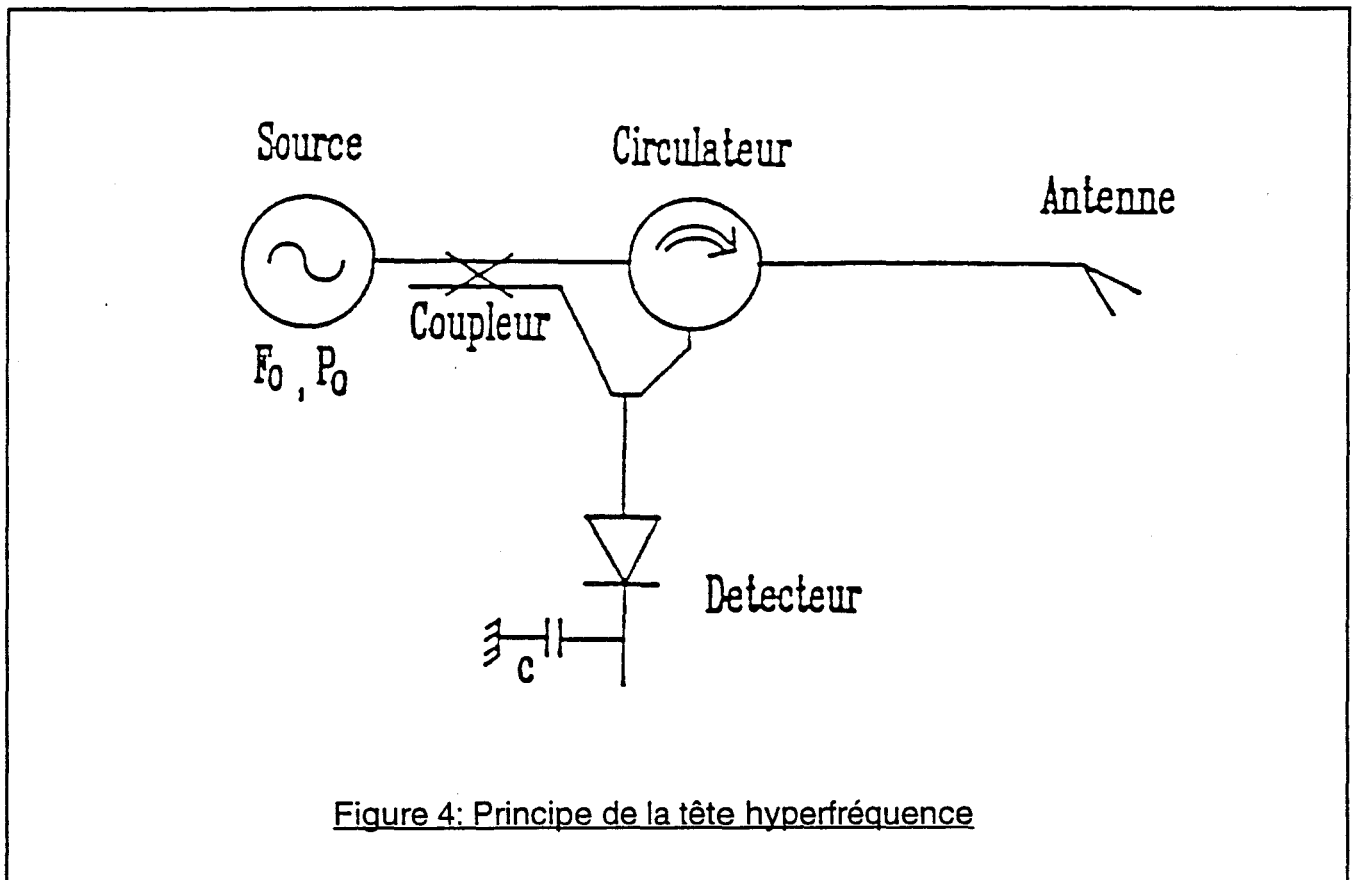
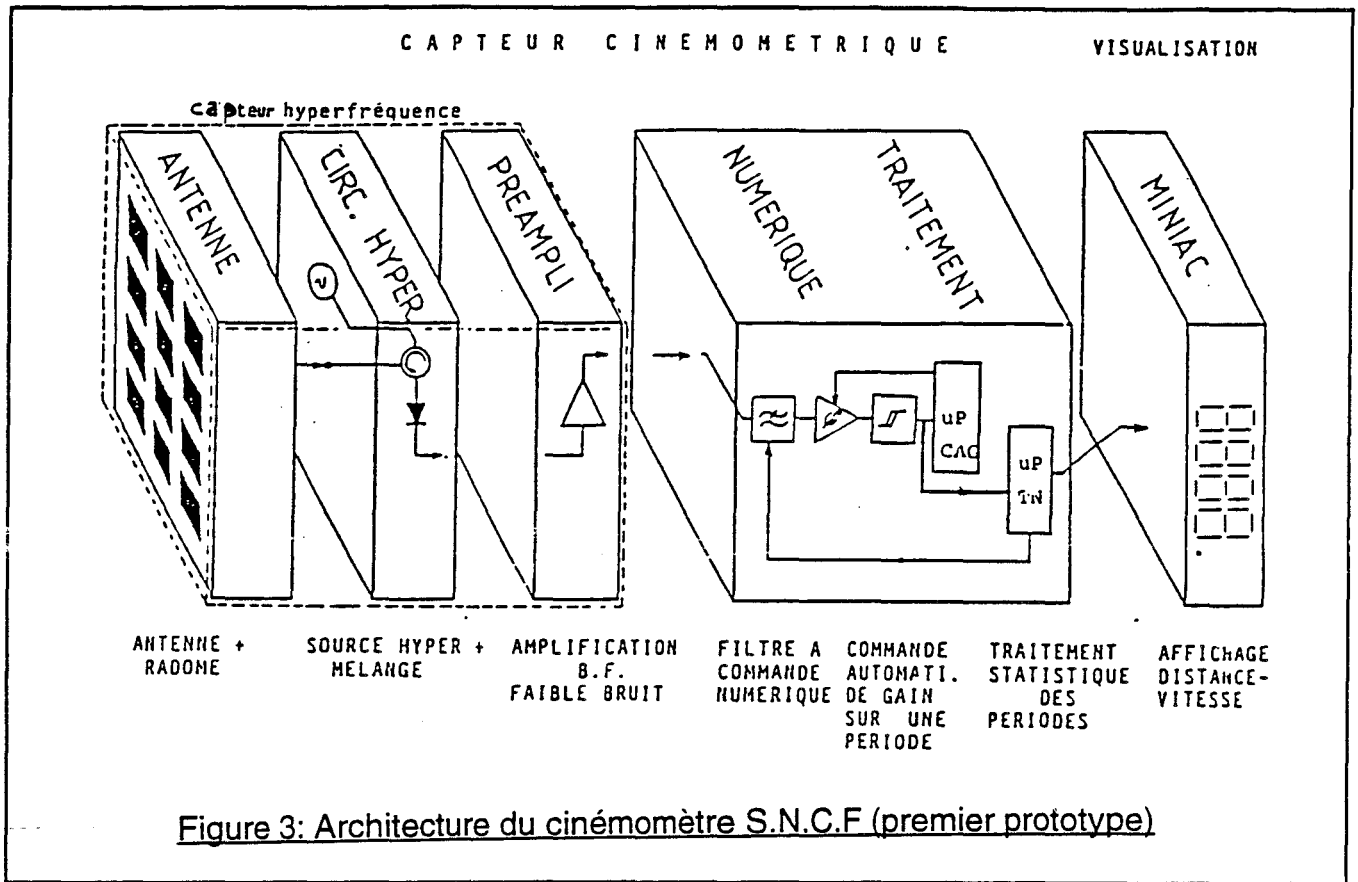
$$\Delta x_e = \frac{\pi}{\omega} c \frac{\cos \frac{\Delta\alpha_e}{2}}{\cos \alpha} \quad (9)$$

Sachant que $\omega = 2\pi f_e$ et $\lambda = c/f_e$, l'équation (9) s'écrit:

$$\Delta x_e = \frac{\lambda}{2} \frac{\cos \frac{\Delta\alpha_e}{2}}{\cos \alpha} \quad (10)$$

Etant donné la géométrie du système (hauteur H de l'ordre de 50 cm et $\alpha = 30^\circ$), et pour un déplacement δx petit, l'angle $\Delta\alpha_e/2$ est très petit, d'où:

$$\cos \frac{\Delta\alpha_e}{2} \approx 1$$



et donc

$$\Delta x_e \approx \frac{\lambda}{2 \cos \alpha} \quad (11)$$

Le déplacement Δx_e pour lequel la phase ϕ effectue un tour complet du cercle trigonométrique ($\Delta\phi = 2\pi$) est proportionnel à la longueur d'onde, mais inversement proportionnel au cosinus de l'angle α .

L'expression (11) peut aussi s'écrire:

$$\Delta x_e = \frac{c}{2 f_e \sin\theta} \quad (12)$$

Application numérique: $f_e = 10 \text{ GHz}$, $\theta = 60^\circ$

la formule (12) donne $\Delta x_e = 1,732 \text{ cm}$.

Une rotation complète du déphasage se produit à chaque fois que le véhicule se déplace de 1,732 cm.

III - REALISATION (Exemple)

Un cinémomètre à effet Doppler hyperfréquence (10 GHz) a été entièrement réalisé à l'Université des Sciences et Technologies de LILLE [2]. L'appareil complet est représenté schématiquement en figure 3. Sur cette architecture globale du cinémomètre, on peut distinguer trois sous ensembles distincts:

- le capteur hyperfréquence, composé d'une antenne d'émission-réception, d'une tête hyperfréquence et d'un amplificateur
- l'unité de traitement numérique
- l'unité d'affichage.

Plusieurs rapports d'activités détaillent chacun des modules constituant le cinémomètre. Nous limitons notre commentaire à un résumé, présenté dans les pages qui suivent, de l'important travail réalisé par nos collègues [2] [3] [4] [5] [10].

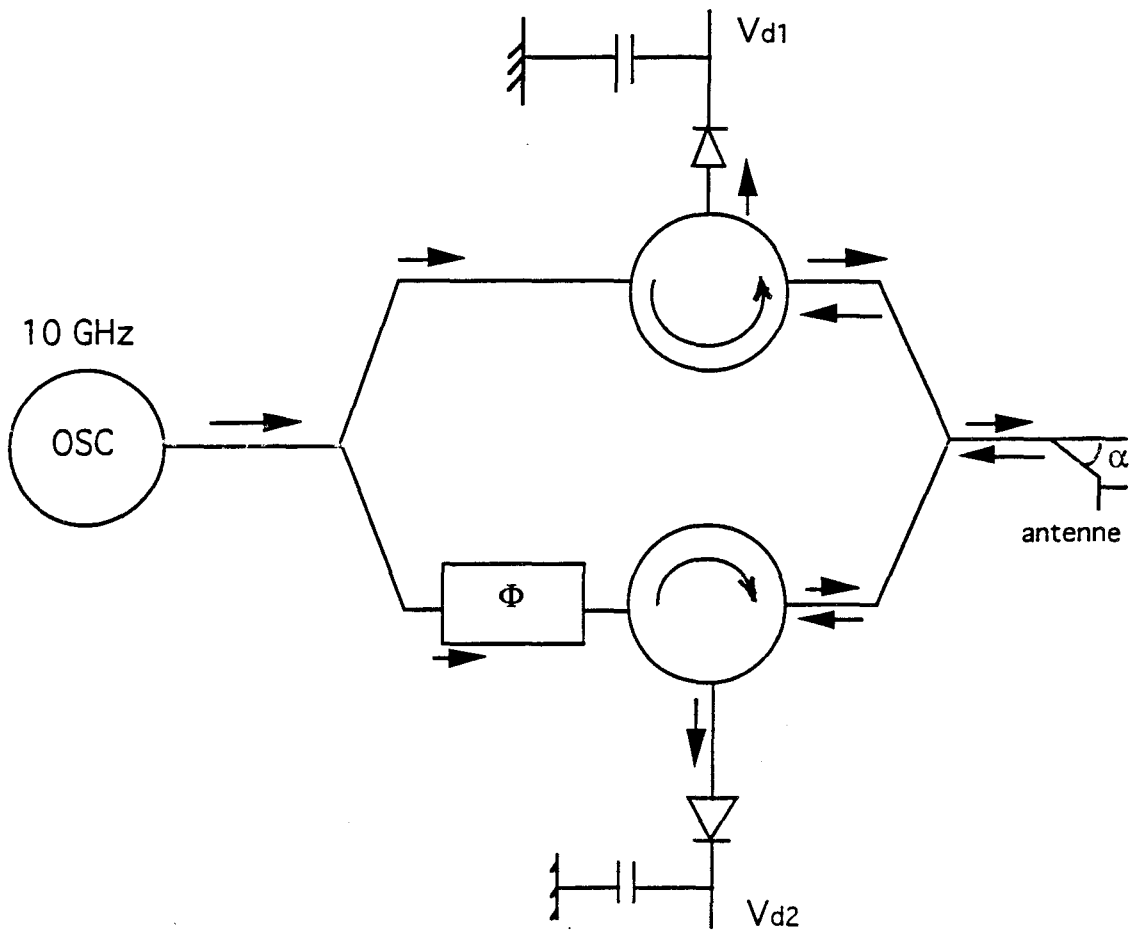


Figure 5: Principe de détermination du sens de marche.

III.1 - Tête hyperfréquence

Sur le schéma de principe de la tête hyperfréquence du cinémomètre (figure 4), on peut distinguer trois parties distinctes:

- 1) l'oscillateur microonde
- 2) le circulateur
- 3) le détecteur

L'oscillateur de la tête hyperfréquence est un oscillateur à FET GaAs, stabilisé par résonateur diélectrique et dont la puissance de sortie est de 12 dBm.

Le circulateur est un modèle hybride à ferrite, dont l'isolation est de 20 dB et qui présente un T.O.S sur chaque port inférieur à 1,3 dans la gamme de fréquence allant de 9,5 à 10,5 GHz.

Le mélangeur est une diode schottky.

Les dimensions de la tête sont de 75x50 mm. Elle est réalisée en technologie microruban sur un substrat PolyTétraFluoroEthylène de forte permittivité relative ($\epsilon_r = 10,5$). Pour minimiser les effets des interférences électriques possibles, deux amplificateurs basse fréquence, réalisés en technologie CMS, sont disposés immédiatement à la sortie de la tête hyperfréquence.

Sens de marche:

La tête hyperfréquence permet de détecter le sens de marche. Pour cela le signal émis est divisé afin de procéder à un double mélange sur deux voies différentes dont l'une est déphasée de 90° électrique par rapport à l'autre (figure 5). La réalisation de la tête hyperfréquence a fait l'objet de plusieurs travaux de thèse [3],[4].

III.2 - Antenne

L'antenne d'émission-réception utilisée est une antenne plaquée [5],[6]. Elle comporte 48 éléments rayonnants, et réalisée sur un substrat en PTFE de faible permittivité ($\epsilon_r = 2,35$); ses dimensions sont de 170 à 125 mm. Sa géométrie est déterminée par l'intermédiaire d'un programme de CAO et d'optimisation mis au point au CHS (Centre Hyperfréquence et Semi conducteurs) [5],[7]. Ses caractéristiques en rayonnement électromagnétique sont: angle d'ouverture de 10° dans le plan H et de 12° dans le plan E, les lobes secondaires sont à un niveau de - 25 dB sous le lobe principal [8].

III.3 - Traitement du signal

Pour améliorer les résultats à partir du signal **brut Doppler**, un traitement numérique spécifique a été appliqué au signal **basse fréquence**. L'unité procède à un échantillonnage et à un tri des données.

Afin de valider l'ensemble, plusieurs campagnes de mesures ont été développées aux ateliers techniques régionaux SNCF d'Hellemmes et sur route à partir de capteurs hyperfréquences à 10 GHz [9]. Par ailleurs l'USTL a eu à sa disposition pour une durée limitée à des essais, une tête hyperfréquence fonctionnant à la fréquence de 24 GHz* . Après dépouillement d'essais et mesures sur plus de 1000 km un certain nombre d'observations a été fait sur le signal Doppler obtenu par rétrodiffusion.

* Matériel prêté par le CRITT (Centre d'Innovation et de Transfert de Technologie de Bretagne-Lannion)

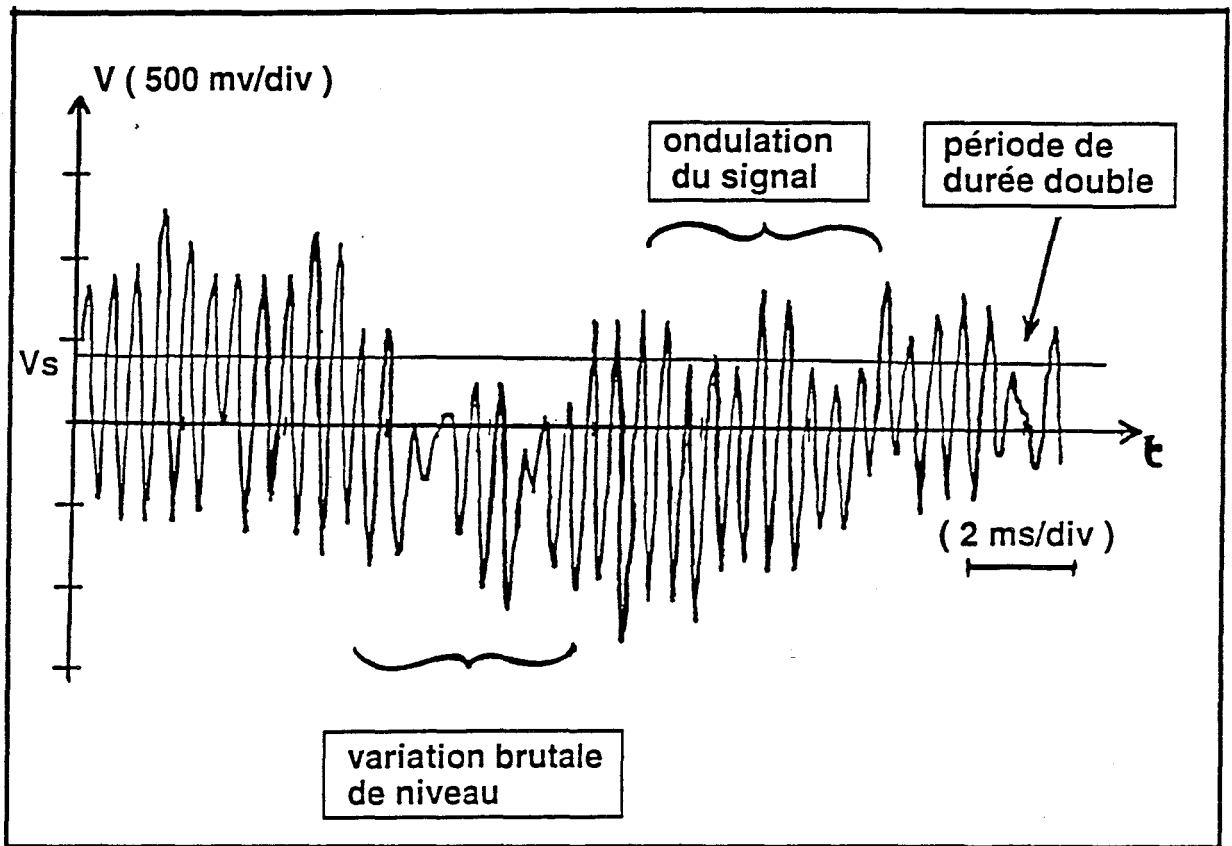


Figure 6: Exemple de signal Doppler obtenu sur voie SNCF ($V = 140$ km/h)

IV - RESULTATS

Les résultats obtenus confirment le caractère d'ordre statistique des signaux Doppler. En fonction de l'ensemble des informations revenant du sol et de leur recombinaison, il ressort:

- une périodicité très fluctuante
- une amplitude très variable d'une période Doppler sur l'autre. Certains niveaux peuvent être noyés dans le bruit pendant l'équivalent de quelques périodes du signal. Par ailleurs, suite aux oscillations de la caisse du véhicule ou aux variations de la hauteur moyenne du ballast, des ondulations de fréquences généralement beaucoup plus basses peuvent se superposer au signal. La figure 6 illustre ces différents cas.

Pour extraire de ce signal la fréquence la plus représentative de la vitesse du véhicule [10], notre laboratoire a agit d'abord au niveau du conditionnement du signal (filtrage analogique), puis ensuite au niveau microinformatique (traitement numérique).

Le système fournit un signal rectangulaire dont la fréquence est, aux fluctuations dues à la rétrodiffusion près, proportionnelle à la vitesse moyenne du convoi.

Des exemples de résultats obtenus avec différents cinémomètres et dépouillés au LRPE sont présentés dans les trois figures 7, 8 et 9 [2]. Le système cinéométrique est installé à bord d'une voiture attelée à un convoi commercial régulier et le capteur est placé sous une voiture en visant le sol avec un angle de 30° par rapport à l'horizontale. Le convoi effectue deux ou trois trajets exploitables par campagne de mesures. Les figures 7, 8 et 9 représentent les résultats relatifs aux vingt premiers kilomètres.

L'abscisse porte les numéros des points kilométriques (P.K), les ordonnées des figures portant la lettre A représentent les distances absolues mesurées par le système pour chacun des

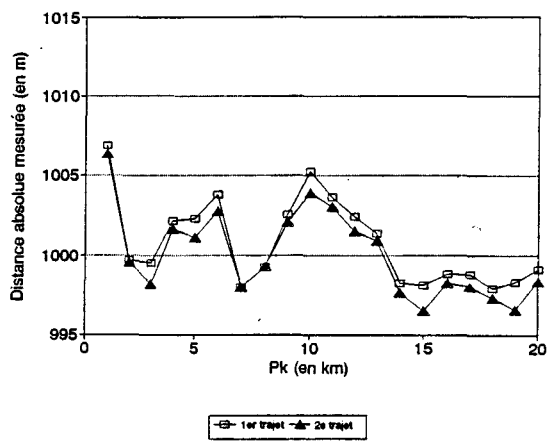


Figure 7A

10 GHz: visée le long des rails

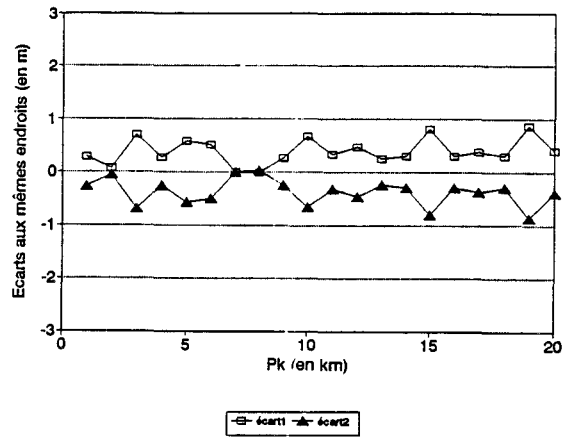


Figure 7B

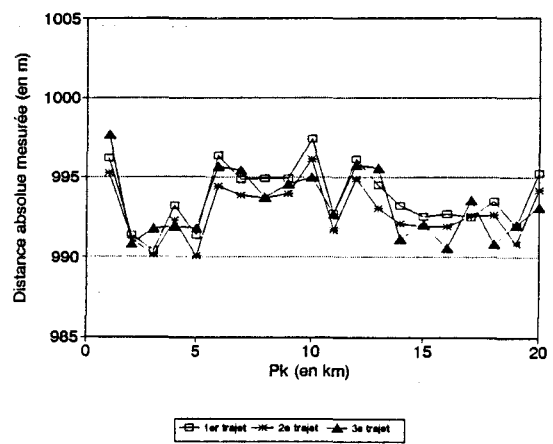


Figure 8A

10 GHz: visée entre les rails

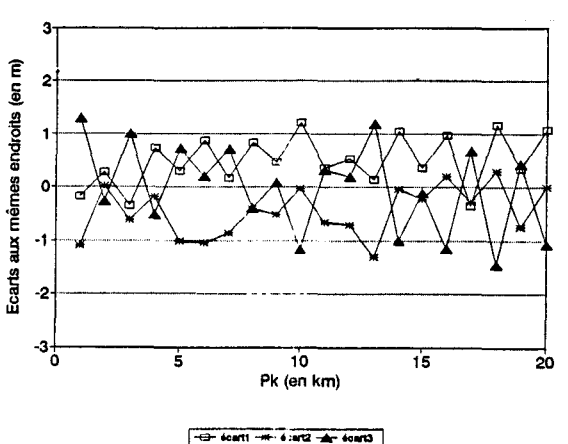


Figure 8B

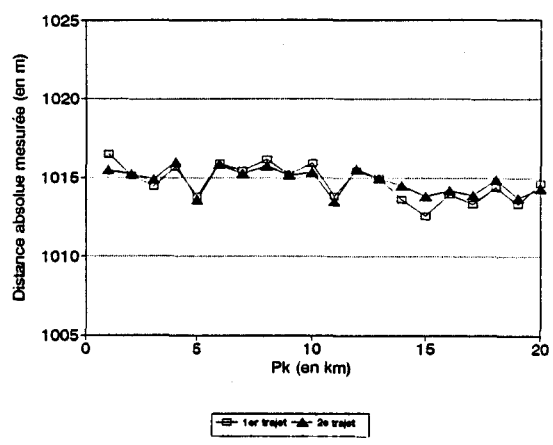


Figure 9A

24 GHz: visée entre les rails

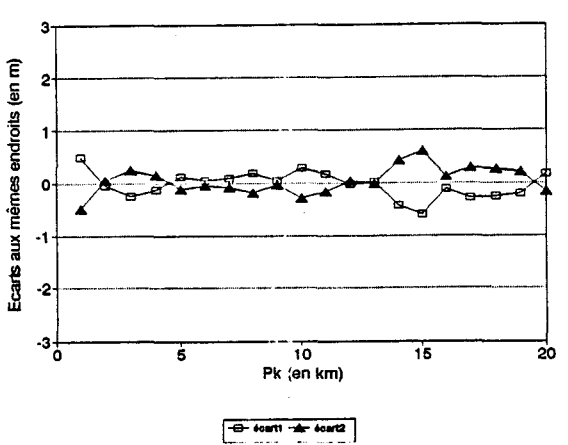


Figure 9B

kilomètres parcourus, et les figures portant la lettre B représentent les écarts aux mêmes endroits entre les différents trajets effectués. On remarquera que les distances absolues ne sont pas exactement centrées autour de 1000 m (distance réelle parcourue). Il ressort des courbes présentées que les mesures à 10 GHz et 24 GHz n'ont pas donné les mêmes écarts de distances kilométriques autour d'une valeur idéale de 1 km. Les écarts à 24 GHz sont moins importants que ceux à 10 GHz (figures 8A et 9A).

Pour le radar à 10 GHz où la cible a été choisie comme étant le ballast d'une part et le bord des rails d'autre part, les réponses ne sont pas les mêmes. Il apparaît deux éléments importants:

- le premier concerne la "signature" des 20 kilomètres parcourus avec le même radar. Selon qu'il vise le centre de la voie ou les bords des rails la réponse n'est pas la même.

- le second élément fait ressortir un écart entre deux trajets identiques. Cet écart est plus important lors d'une visée le long du bord des rails que lors d'une visée au centre de la voie (figures 7B et 8B).

Conclusion:

L'ensemble des essais et des dépouillements effectués par les laboratoires de l'Université des Sciences et Technologies de Lille montrent que:

- les résultats obtenus sont en assez bonne conformité avec une théorie simplifiée qui permet d'évaluer à priori l'ordre de grandeur de la précision que l'on peut espérer,

- des fluctuations excédentaires persistent. Elles peuvent être liées à l'armement de la voie ou au type de revêtement,

- la corrélation est délicate à mettre en évidence et nécessite de mettre en oeuvre un plan de mesures complémentaires afin

d'analyser au niveau du signal hyperfréquence, le comportement de l'onde rétrodiffusée.

L'analyse de ce comportement fait l'objet des chapitres suivants de ce mémoire et de notre travail de recherche.

CHAPITRE II

ETUDE THEORIQUE DU PHENOMENE

DE

RETRODIFFUSION

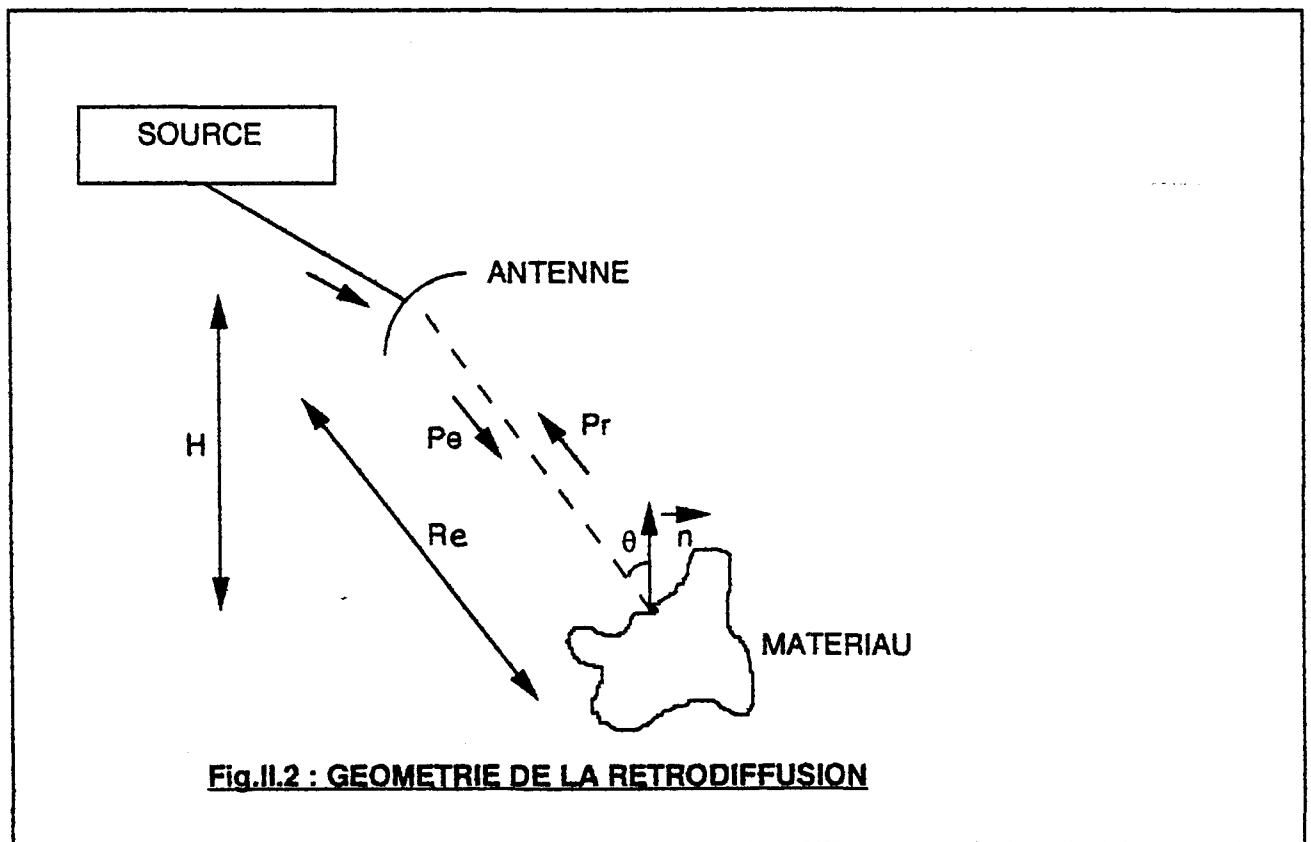
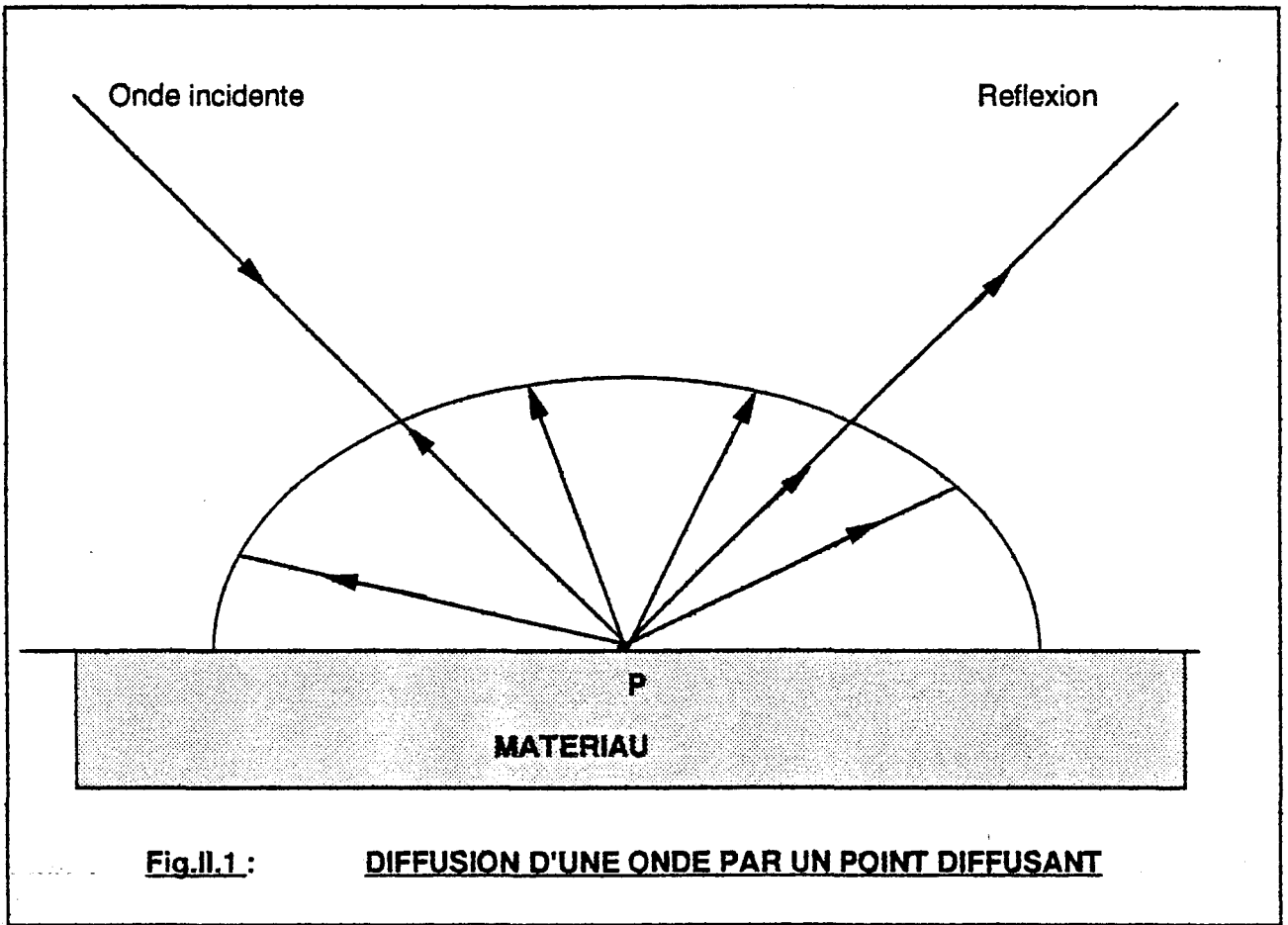
I - INTRODUCTION

Après avoir défini les paramètres habituellement rencontrés dans le phénomène de rétrodiffusion mono et bistatique, cette deuxième partie de la thèse en donne quelques résultats théoriques.

Par ailleurs, parce que l'étude de la rétrodiffusion implique nécessairement des antennes, nous rappelons les bases et les principes généraux concernant le fonctionnement des antennes. Nous insistons en particulier sur les différentes zones de rayonnement. Il s'agit là, comme nous le verrons ultérieurement de fait important pour l'interprétation des résultats expérimentaux.

Nous n'insistons pas sur les justifications de pure technique mathématique, en renvoyant souvent le lecteur à une littérature facilement accessible.

Enfin, sachant que le système hyperfréquence évoluera dans un environnement climatique qui peut être hostile (présence d'eau, de neige ou de glace), nous avons étudié dans le paragraphe IV l'influence de ces paramètres sur le signal rétrodiffusé.



II - PHENOMENE DE RETRODIFFUSION MONO ET BISTATIQUE

Si on éclaire un matériau par une onde électromagnétique, une fraction de l'énergie incidente est soustraite à l'onde et rayonnée dans tout l'espace (Figure II.1).

Une partie de cette énergie est réémise dans toutes les directions, à la même fréquence que la fréquence incidente. C'est le phénomène de rétrodiffusion, appelé encore diffusion cohérente ou diffraction, provoqué par la présence, sur le trajet de l'onde, d'un milieu rugueux de constante diélectrique différente de celle du vide. Une autre partie est réfléchi suivant un angle de réflexion égal à l'angle d'incidence.

II.1 - Définition de la puissance rétrodiffusée, du coefficient de rétrodiffusion et de la surface équivalente radar (S.E.R.)

Signalons d'abord que dans le cas où une seule antenne est utilisée en émission et en réception, la rétrodiffusion est dite **monostatique**.

Dans le cas où une première antenne émet, et une deuxième reçoit, la rétrodiffusion est dite **bistatique**.

La puissance incidente, par unité de surface, sur l'obstacle est donnée par l'expression (Figure II.2) :

$$P_e = \frac{P_t G_t}{4\pi R_e^2}$$

où:

P_t est la puissance transmise par la source à l'antenne

G_t est le gain de l'antenne émettrice

R_e est la distance antenne-obstacle

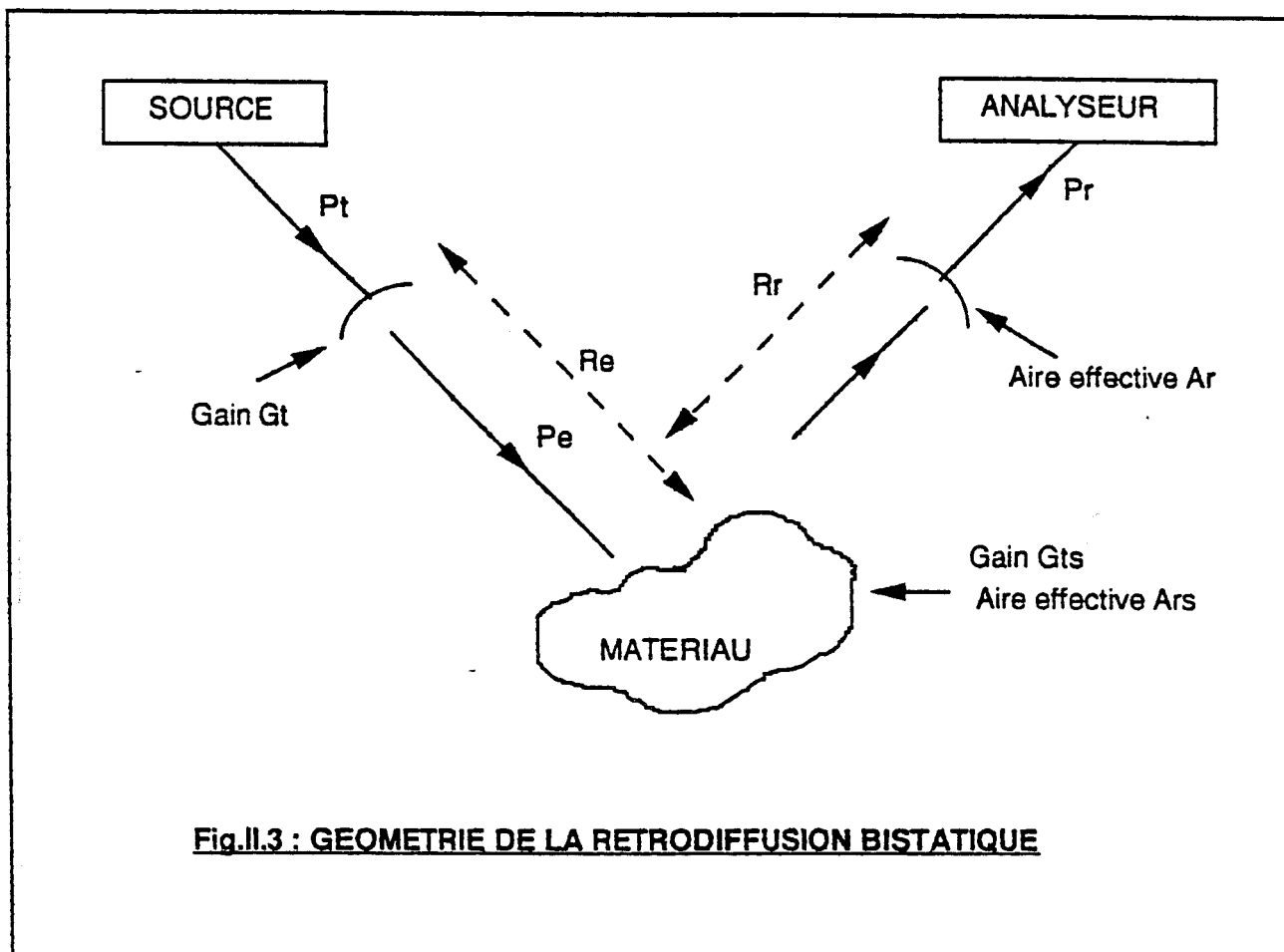


Fig.II.3 : GEOMETRIE DE LA RETRODIFFUSION BISTATIQUE

La puissance interceptée par l'obstacle est :

$$Prs = Pe.Ars = \frac{PtGt}{4\pi Re^2} Ars$$

Ars* étant la surface effective de l'obstacle.

Une quantité "q" de cette puissance est absorbée par l'obstacle lui même. Par conséquent la fraction totale rerayonnée est fonction du terme (1 - q). La puissance rerayonnée s'exprime par la relation:

$$Pts = Prs (1 - q)$$

A la réception, l'antenne capte une puissance rétrodiffusée Pr qui a pour expression (Figure II.3) :

$$Pr = \frac{Pts Gts}{4\pi Rr^2} Ar$$

Gts est le gain de l'obstacle.

Ar est la surface "effective" de l'antenne réceptrice et non sa surface géométrique.

Ar et Gr de l'antenne réceptrice sont liés par la relation :

$$Ar = \frac{Gr}{4\pi} \lambda^2, \lambda \text{ étant la longueur d'onde.}$$

La puissance Pr reçue par l'antenne peut s'écrire :

$$Pr = Prs (1 - q) \frac{Gts}{4\pi Rr^2} Ar$$

$$Pr = \frac{Pt Gt}{4\pi Re^2} Ars (1 - q) \frac{Gts}{4\pi Rr^2} Ar$$

$$Pr = \frac{Pt Gt Ar}{(4 \pi Re Rr)^2} [Ars (1 - q) Gts]$$

* le matériau est équivalent à une antenne de surface effective Ars et de gain Gts

$$Pr = \frac{Pt Gt \lambda^2}{(4 \pi)^3 Re^2 Rr^2} [Ars (1 - q) Gts]$$

La quantité $Ars(1-q)Gts$, associée à la cible peut être combinée en un seul facteur, la surface équivalente radar (S.E.R) :

$$\sigma = Ars (1-q) Gts$$

On retrouve l'équation des radars :

$$Pr = \frac{Pt Gt Gr \lambda^2 \sigma}{(4 \pi)^3 Re^2 Rr^2} \quad (II.1)$$

Equation générale dans le cas de la rétrodiffusion bistatique (Fig.II.3).

En rétrodiffusion monostatique ($Re = Rr = R$), l'équation (II.1) s'écrit :

$$Pr = \frac{Pt G^2 \lambda^2 \sigma}{(4 \pi)^3 R^4} = \frac{Pt A^2}{4\pi \lambda^2 R^4} \sigma \quad (II.2)$$

Lors de travaux antérieurs, VATERKOWSKI [11] a présenté l'expression (II.2) sous la forme suivante :

$$Pr = \frac{Pt G^2 \lambda^2 \gamma A \cos \theta}{(4 \pi)^3 R^4} \quad (II.3)$$

où γ est le coefficient de rétrodiffusion.

Dans les expressions (II.1) et (II.2) σ désigne la surface équivalente radar.

En comparant (II.1) et (II.3), on remarque que le coefficient de rétrodiffusion et la surface équivalente radar sont liés par la relation :

$$\sigma = \gamma A \cos \theta$$

RESULTATS THEORIQUES

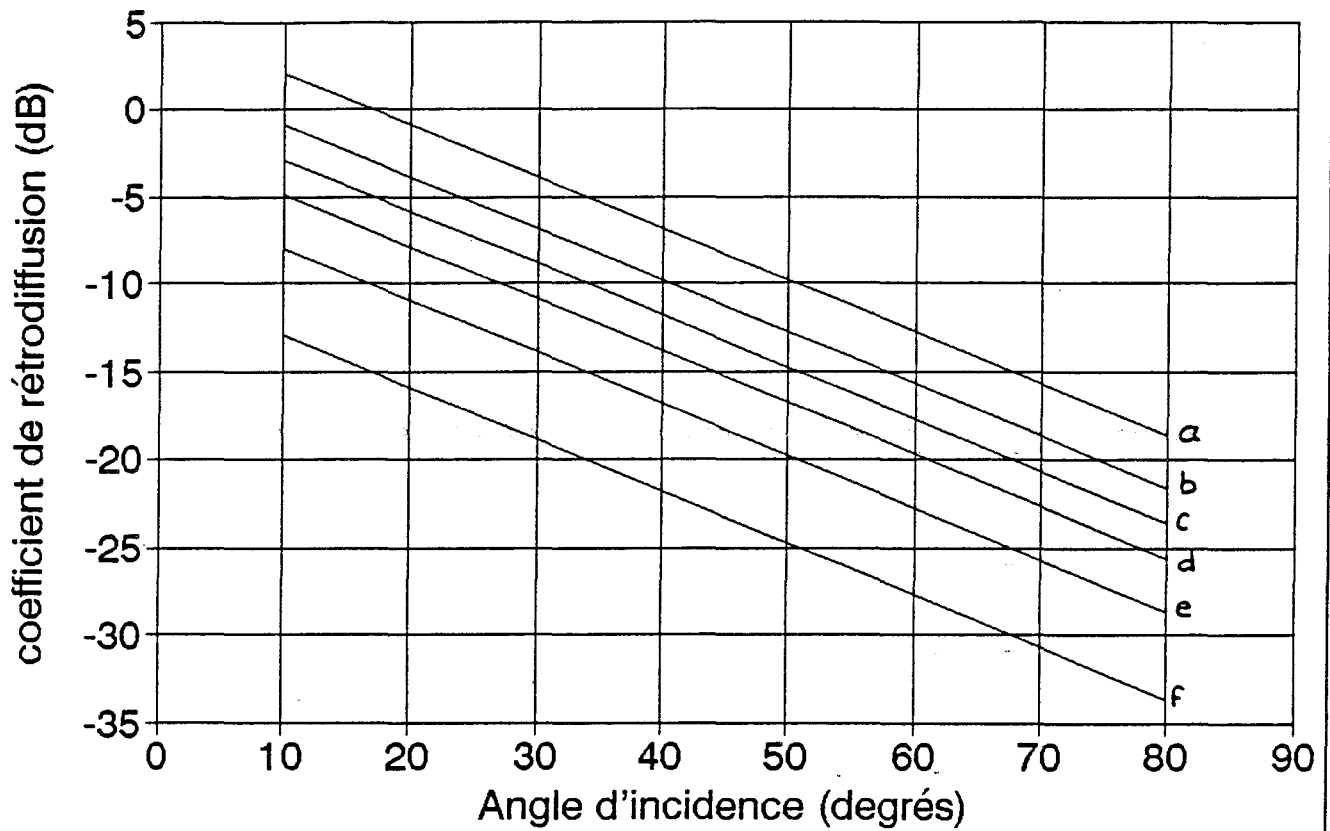


Figure II.4: Variation du coefficient de rétrodiffusion en fonction de l'angle d'incidence.

cas	a	b	c	d	e	f
γ_0 (dB)	5	2	0	-2	-5	-10

$$\text{soit } \sigma = \gamma \lambda^2 G \cos \theta / 4\pi \quad (\text{II.4})$$

L'ampleur du phénomène de la rétrodiffusion dépend de la nature du matériau caractérisé par un coefficient de rétrodiffusion qui traduit la faculté de la surface à renvoyer vers l'antenne réceptrice une fraction de l'énergie incidente.

II.2 - Résultats théoriques

A partir de la bibliographie existante [3], nous avons retenu une proposition de la loi d'évolution pour le coefficient de rétrodiffusion γ en fonction de l'angle d'incidence θ :

$$\gamma = \gamma_0 e^{D\theta} \quad (\text{II.5})$$

L'expression (II.5) peut s'écrire:

$$10 \log \gamma = 10 \log \gamma_0 + D\theta/2,3$$

où θ est en radians,

γ_0 est le coefficient de rétrodiffusion à $\theta = 0$,

et D est une constante qui caractérise le revêtement.

L'expression de γ en dB est (avec $D = -39$ dB/rad):

$$\gamma \text{ (dB)} = \gamma_0 \text{ (dB)} - 16,94 \theta \text{ (rad)} \quad (\text{II.6})$$

L'évolution de γ en fonction de θ , pour diverses valeurs de γ_0 est donnée sur la figure II.4.

De l'équation (II.4), nous pouvons déduire l'expression de la surface équivalente radar σ en fonction de l'angle d'incidence θ :

$$10 \log \sigma = 10 \log \gamma + 10 \log G + 10 \log (\lambda^2/4\pi) + 10 \log (\cos \theta) \quad (\text{II.7})$$

Application numérique: $F = 10$ GHz et $10 \log G = 20$ dB, on a:

$$\sigma \text{ (dB)} = -21,45 + \gamma \text{ (dB)} + 10 \log (\cos \theta) \quad (\text{II.8})$$

La représentation graphique de σ (dB), en fonction de θ est donnée sur la figure II.5.

RESULTATS THEORIQUES

F=10 GHz; G=20 dB

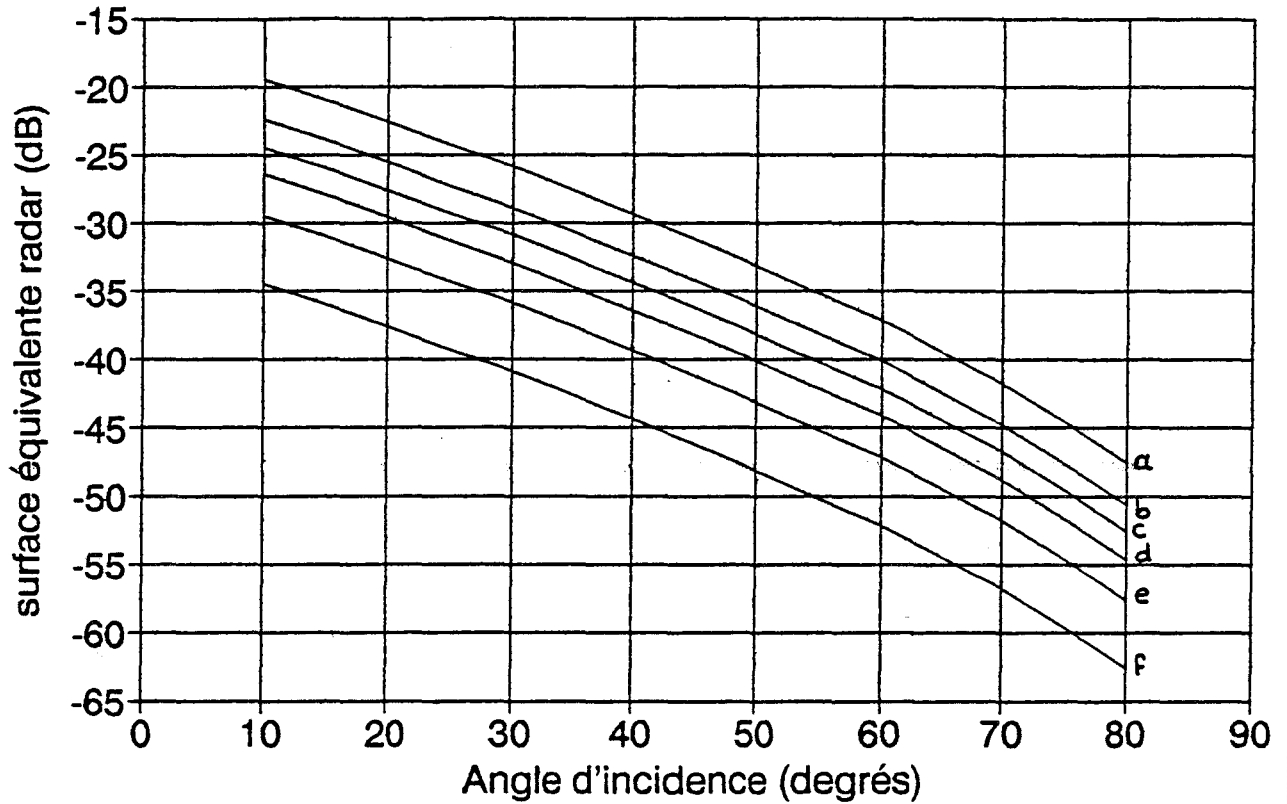


Figure II.5: Variation de la surface équivalente radar en fonction de l'angle d'incidence.

cas	a	b	c	d	e	f
γ_0 (dB)	5	2	0	-2	-5	-10

D'autre part, l'égalité (II.2) peut être présentée en fonction de l'angle θ . En effet, puisque

$$R = H / \cos \theta \quad , \quad \text{alors}$$

$$Pr = \frac{Pt G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 H^4} \cos^4 \theta$$

soit,

$$10 \log \left(\frac{Pr}{Pt} \right) = 10 \log \sigma + 10 \log (\cos^4 \theta) + 10 \log G^2 + 10 \log \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 H^4} \quad (\text{II.9})$$

Application numérique: $F = 10 \text{ GHz}$, $G = 20 \text{ dB}$ et $H = 70 \text{ cm}$, on a:

$$\frac{Pr}{Pt} (\text{dB}) = -38,7 + \gamma (\text{dB}) + 50 \log (\cos \theta) \quad (\text{II.10})$$

La figure II.6 illustre les variations de Pr/Pt en fonction de l'angle d'incidence.

II.3 - Conclusion

Les graphiques II.4 à II.6, relatifs aux résultats théoriques des paramètres de la rétrodiffusion (γ , σ et Pr/Pt) montrent les points suivants:

- la valeur des trois paramètres diminue lorsque l'angle d'incidence augmente. Pour le coefficient de rétrodiffusion cela se traduit par une chute de 3 dB par 10 degrés environ, et d'autre part, Pr/Pt baisse de 20 dB lorsque, par exemple, θ passe de 30° à 60° .

RESULTATS THEORIQUES

F=10 GHz; G=20 dB; H=70 cm

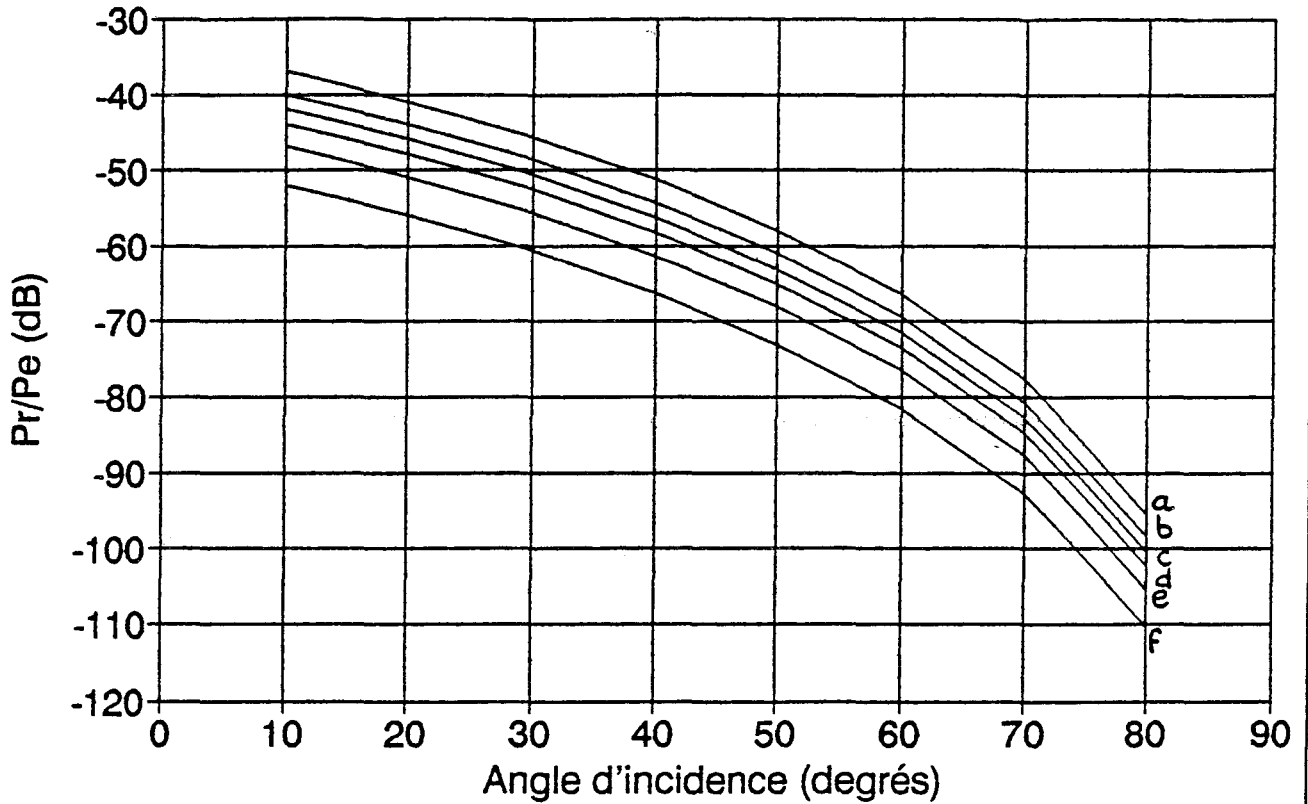


Figure II.6: Variation de la puissance rétrodiffusée en fonction de l'angle d'incidence.

cas	a	b	c	d	e	f
γ_0 (dB)	5	2	0	-2	-5	-10

- La puissance P_r est inversement proportionnelle à H^4 . Ainsi, par exemple si H passe du simple au double, P_r sera réduite de $1/16$, c'est à dire subira une atténuation de 12 dB environ.

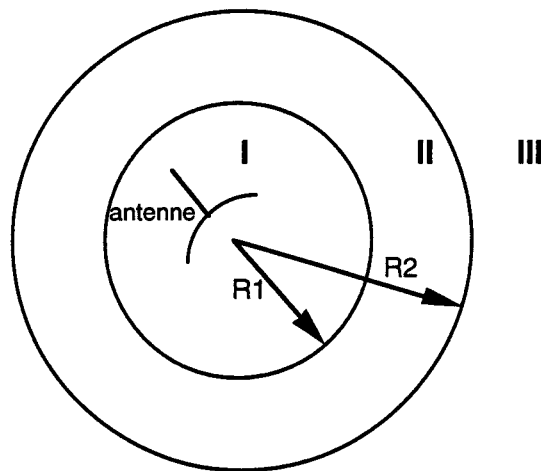
- la formule (II.2) montre, en outre, que P_r est fonction de la fréquence et du gain de l'antenne.

L'ensemble de ces résultats théoriques retenus pour notre contexte d'application, suppose une cible suffisamment éloignée de l'antenne, afin de ne pas en modifier les caractéristiques. Le paragraphe suivant précise les conditions d'altération des paramètres lorsque la distance antenne-cible change.

III - LES ANTENNES - PRINCIPES GENERAUX

III.1 - Rappel sur les zones de rayonnement d'une antenne

Les différentes zones de rayonnement sont résumées dans le schéma suivant :



$$R1 \approx 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad \text{et} \quad R2 \approx \frac{2 D^2}{\lambda}$$

D: plus grande dimension de l'antenne

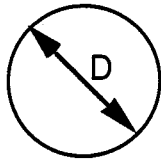
I: zone champ très proche dite réactive

II: zone champ proche dite radiative (Fresnel) où le rayonnement commence à s'installer

III: zone champ lointain (Fraunhofer) où les composantes du champ sont essentiellement transversales et la distribution angulaire est indépendante de la distance à l'antenne.

III.2- Angle d'incidence et zone de rayonnement

1) Antenne parabolique (10 GHz)



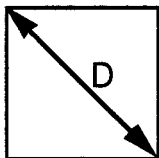
$$D = 30 \text{ cm}$$

Pour faire des mesures en champ lointain, il faut se placer à une distance $L_{\min} = \frac{2D^2}{\lambda}$ soit 6 m.

Au laboratoire, avec une telle antenne les conditions de mesures sont difficiles à maîtriser. La surface éclairée devient importante et risque d'engendrer des réflexions multiples dues à l'entourage.

Cette antenne n'a été utilisée que dans un nombre réduit d'expériences, en monostatique, comme nous le verrons ultérieurement.

2) Antenne réseau patch (24 GHz)



$$D = 22 \text{ cm. } L_{\min} = 7,7 \text{ m}$$

Ce qui serait idéal pour faire des mesures au laboratoire c'est une antenne qui présente :

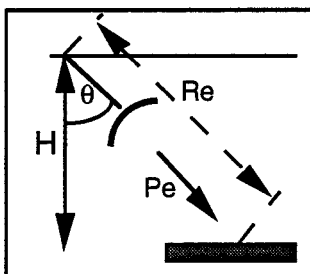
- une diagonale D petite
- une bonne directivité.

Nous allons établir les différentes zones de rayonnement pour les trois antennes que nous avons souvent utilisées, l'antenne réseau à 48 éléments (1), l'antenne cornet à polarisation circulaire (2) et l'antenne du CRITT (3):

Type d'antenne	(1)	(2)	(3)
D(cm)	15	10	22
R1(cm)	20,8	11,3	57,2
R2(cm)	150	66,7	774,4

Tableaux III: différentes zones de rayonnements pour les divers types d'antennes: (F = 10 GHz pour (1) et (2), et 24 GHz pour (3))

H(cm)	30	60	90
Re (cm)	35	69	104
$\theta = 30^\circ$			
$\theta = 45^\circ$	42	85	127
$\theta = 60^\circ$	60	120	180



Pour l'antenne (3) du CRITT, d'après ces deux tableaux, et pour les deux hauteurs $H = 30$ et $H = 90$ cm, on se trouve respectivement dans la zone I (zone champ très proche dite réactive) et dans la zone II (zone champ proche dite de Fresnel, où le rayonnement commence à s'installer).

Au vu des résultats de ces tableaux on remarque aussi que pour l'antenne (3) ($F = 24$ GHz), aux deux hauteurs $H = 60$ cm et $H = 90$ cm, le rayonnement se fait dans la zone II de Fresnel quelle que soit la valeur de θ . (zone III pour l'antenne (2)).

IV - INFLUENCE DES CONDITIONS CLIMATIQUES DEFAVORABLES

L'objet du présent paragraphe est de rappeler les limitations de fonctionnement de capteurs hyperfréquences dans des conditions climatiques sévères. A savoir quelle va être l'influence de la pluie, d'une couche neigeuse ou de verglas sur le signal de rétrodiffusion.

Dans ce but, nous rappelons en particulier les coefficients d'absorption des différents diélectriques souvent rencontrés dans les transports terrestres que sont l'eau, la neige et la glace.

Les caractéristiques de propagation des ondes de fréquences comprises entre 10 et 300 GHz (que l'on appelle encore ondes millimétriques) sont notablement différentes de celles des ondes de plus basse fréquence, dont les caractéristiques sont pratiquement celles régnant en espace libre : l'absorption et la diffusion des ondes millimétriques par les diélectriques du climat (pluie, grêle, neige, cristaux de glace, brouillard,...) provoquent des baisses de niveau du signal émis (affaiblissement), des rotations du plan de polarisation des ondes (dépolarisations) et des scintillations (variations rapides de l'amplitude et de la phase du signal reçu), qui dégradent la qualité des transmissions et des liaisons.

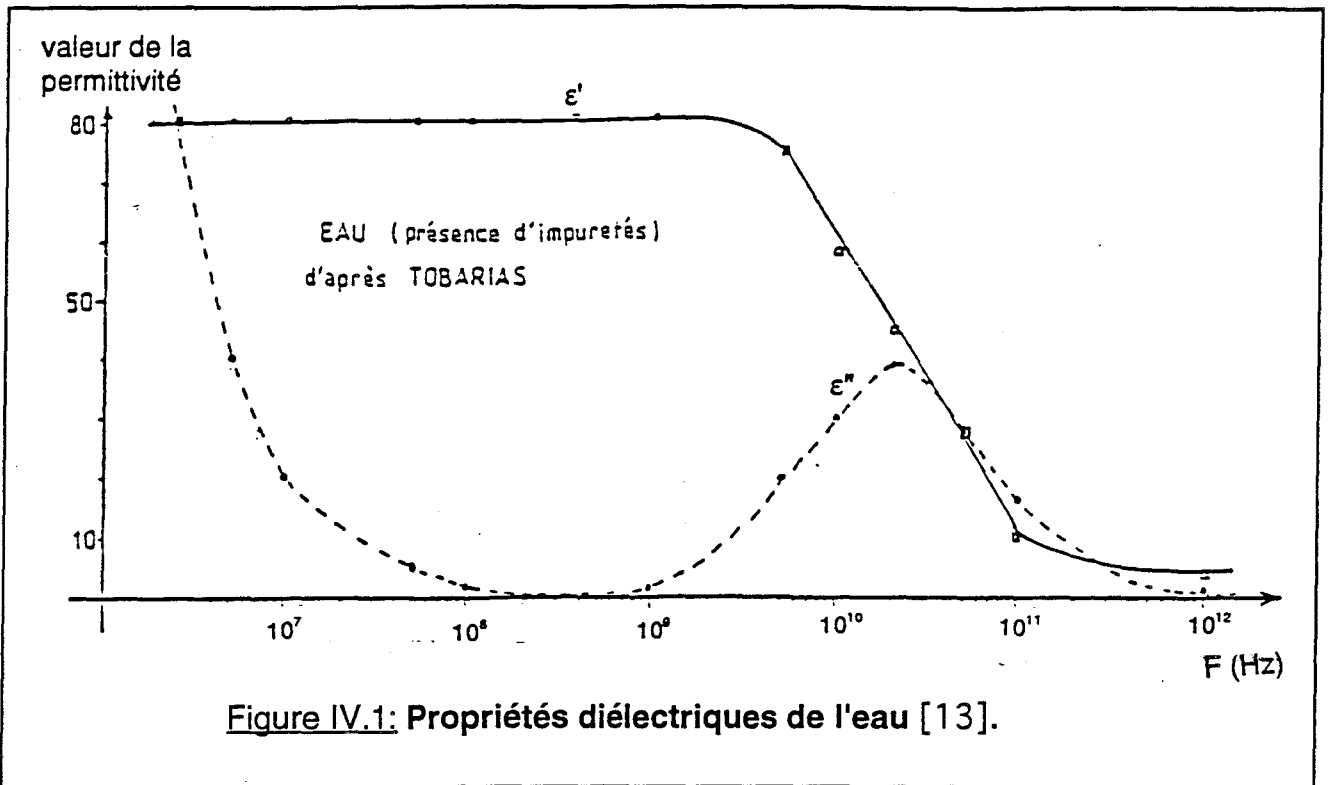
Les ondes millimétriques sont beaucoup moins atténuées par les nuages, les fumées ou les brouillards que les ondes infrarouges ou visibles [12].

IV.1 - Etude microscopique

Les diélectriques du climat se composent essentiellement de gouttes d'eau et de particules de glace. Leur influence sur le champ électromagnétique environnant dépend de leur forme, de leur dimension et de leur indice de réfraction d'une part, de la fréquence de l'onde incidente d'autre part.

Les dimensions des cristaux de glace sont relativement réduites et n'excèdent pas 5 mm. Cependant, les cristaux peuvent s'agréger entre eux et former des blocs de glace ou de neige de dimensions beaucoup plus importantes.

En ce qui concerne la propagation des ondes électromagnétiques, un matériau est caractérisé par son indice de réfraction. C'est un nombre complexe dont la partie réelle est égale



F (GHz)	10^{-3}	10^{-2}	0,3	3	10
ϵ'	1,2	1,2	1,2	1,2	1,26
ϵ''/ϵ'	$2,15 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-4}$	$4,2 \cdot 10^{-4}$

Figure IV.2: Propriétés diélectriques de la neige à -20°C [14],
(sauf à 10 GHz, $T = 6^{\circ}\text{C}$).

F (GHz)	10^{-3}	10^{-2}	1	10
ϵ'	4,15	3,7	3,2	3,17
ϵ''/ϵ'	0,12	$1,8 \cdot 10^{-2}$	$9 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-4}$

Figure IV.3: Propriétés diélectriques de la glace à -12°C [14].

au rapport de la vitesse des ondes dans le vide et de la vitesse des ondes dans le matériau considéré, et dont la partie imaginaire rend compte de l'absorption de l'énergie électromagnétique par le matériau. La détermination de cet indice est un problème assez difficile car il dépend de la fréquence des ondes ainsi que de la température du diélectrique et de sa nature. Ces variations sont illustrées par les figures IV.1 à IV.3. On peut y constater par exemple qu'une des différences principales entre la glace et l'eau réside dans la valeur de leur permittivité complexe. Nous verrons par la suite que l'eau et la glace n'ont pas du tout le même effet sur la propagation. Cette différence de comportement est due à leurs différences de permittivité complexe et de forme.

IV.2 - Etude macroscopique

Il nous faut maintenant déterminer l'effet d'un ensemble d'objets sur le champ électromagnétique mesuré au niveau de l'antenne de réception. Plus précisément, nous avons besoin de connaître la granulométrie des diélectriques, c'est-à-dire leur répartition en nature, en forme et en dimension à l'intérieur de l'espace séparant l'émission et la réception.

Evaluer l'influence de l'ensemble des objets ainsi caractérisés, sur le champ mesuré à l'antenne de réception est l'objet de la théorie de la diffusion multiple, car l'onde peut "ricocher" de particule en particule avant d'atteindre l'antenne de réception.

Les perturbations apportées sur le rayonnement électromagnétique sont l'atténuation, le déphasage, la rotation du plan de polarisation et la perte de cohérence, c'est-à-dire le fait qu'à tout instant, le champ électrique possède une partie aléatoire qu'on peut considérer comme un bruit.

Pour résumer brièvement, nous dirons que l'absorption de l'onde dépend de la partie imaginaire de la permittivité, tandis que les déphasages sont fonctions de la partie réelle.

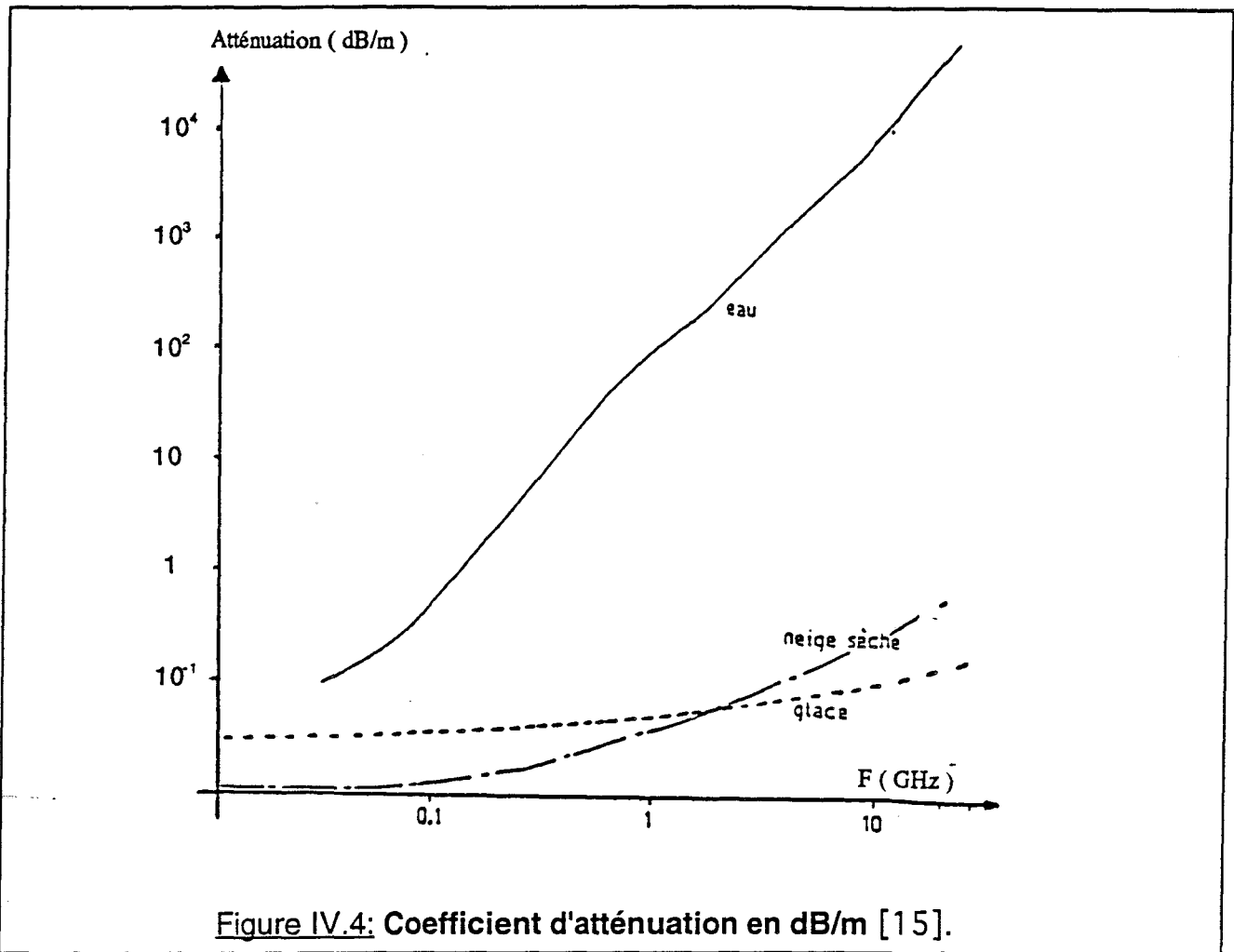


Figure IV.4: Coefficient d'atténuation en dB/m [15].

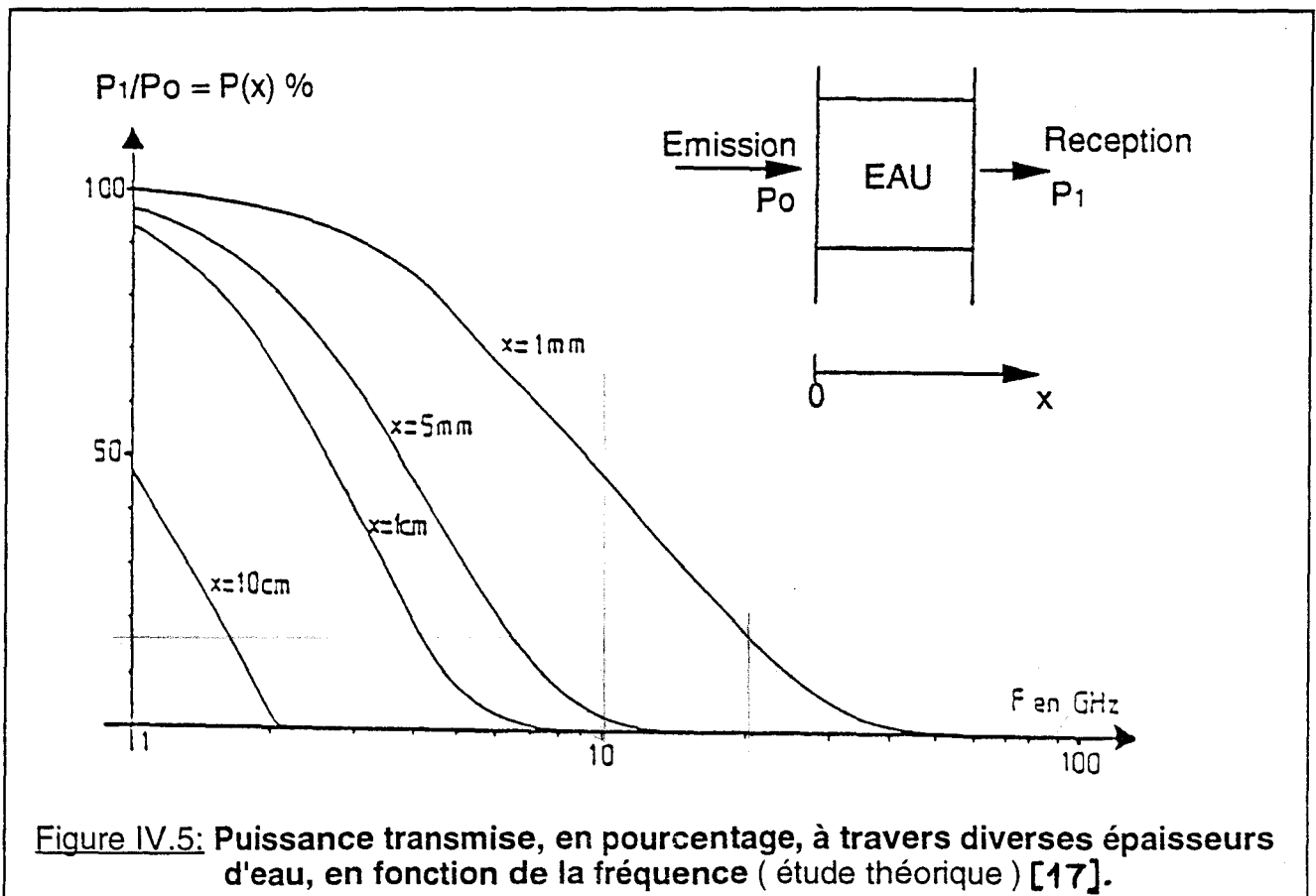


Figure IV.5: Puissance transmise, en pourcentage, à travers diverses épaisseurs d'eau, en fonction de la fréquence (étude théorique) [17].

Nous donnons sur les figures IV.4 et IV.5 quelques résultats qualitatifs :

- *Les absorptions de la neige sèche et de la glace sont négligeables, mais selon la fréquence de travail, l'absorption de l'eau peut être considérable.*

- *L'affaiblissement dû à l'eau est le phénomène qui perturbe le plus fortement la propagation des ondes millimétriques.*

- *A mesure que la fréquence s'élève, l'effet de l'eau devient de plus en plus important. On remarque qu'à 10 GHz, une épaisseur d'eau de 1 cm suffit pour faire disparaître totalement le signal émis.*

- *Signalons enfin que le comportement de la neige dépend de sa teneur en eau [14], [15], [16]. En effet les courbes d'absorption de la neige fondante tendent vers celles de l'eau.*

Une étude expérimentale a été faite au sein de notre laboratoire pour confirmer ces résultats [17], [18]. Elles montrent l'importance des phénomènes d'ordre climatique (eau, neige, glace), sur le niveau du signal transmis pour les fréquences supérieures à 1 GHz. Nous nous sommes limités dans ce paragraphe aux considérations d' "ondes transmises". L'étude de la rétrodiffusion sur l'eau et sur la neige ne relève pas de ce travail. Il fera l'objet de recherches ultérieures. Le chapitre suivant est donc consacré à l'étude expérimentale de la rétrodiffusion sur deux matériaux secs courants.

CHAPITRE III

ETUDE EXPERIMENTALE DU PHENOMENE

DE

RETRODIFFUSION

I - INTRODUCTION

Dans cette troisième partie de la thèse, nous nous intéressons aux essais de rétrodiffusion **mono** et **bistatique** sur deux revêtements différents, le ballast SNCF et l'asphalte. Secs d'une part, puis soumis à l'influence des intempéries (eau, glace et neige) d'autre part.

Afin d'évaluer expérimentalement les résultats obtenus par la théorie, un banc de mesure a été réalisé par notre laboratoire. Il permet d'étudier l'influence des différents paramètres concernant la rétrodiffusion, en l'occurrence l'effet de la hauteur de l'antenne par rapport à la cible (le revêtement), l'angle d'incidence, l'angle d'azimut et bien sûr l'influence d'un changement de fréquence.

Enfin, parce que la surface éclairée par une antenne croît lorsque la hauteur de l'antenne augmente, nous étions contraints, pour nos essais, de choisir des hauteurs convenables afin d'éviter d'éclairer des éléments rétrodiffusants autres que le revêtement qui concerne notre étude. Ce risque augmentant encore lorsque l'angle d'incidence prend des valeurs assez grandes.

Nous tenons aussi à souligner l'importance des zones de rayonnement pour une antenne donnée. Des exemples précis laissent apparaître une influence de la hauteur et de l'angle d'incidence sur ces différentes zones.

Notre objectif est de mettre en évidence et de quantifier le plus précisément possible le ou les paramètres liés au phénomène de rétrodiffusion, intervenant sur le signal haute fréquence entrant dans le récepteur.

Signalons aussi que pour certaines mesures, nous avons présenté la valeur absolue de la puissance reçue (P_r en dBm et P_e # cte). Dans d'autres essais, nous avons reporté le rapport des puissances (P_r/P_e en dB).

La dernière partie de ce chapitre est consacrée, d'une part, à la mise en évidence de la rotation de phase d'un signal rétrodiffusé. Nous présentons les résultats de l'asphalte et du ballast. D'autre part, à titre d'information, nous donnons les résultats de mesures du taux d'onde stationnaire (TOS) de S11 pour le ballast à 10 GHz.

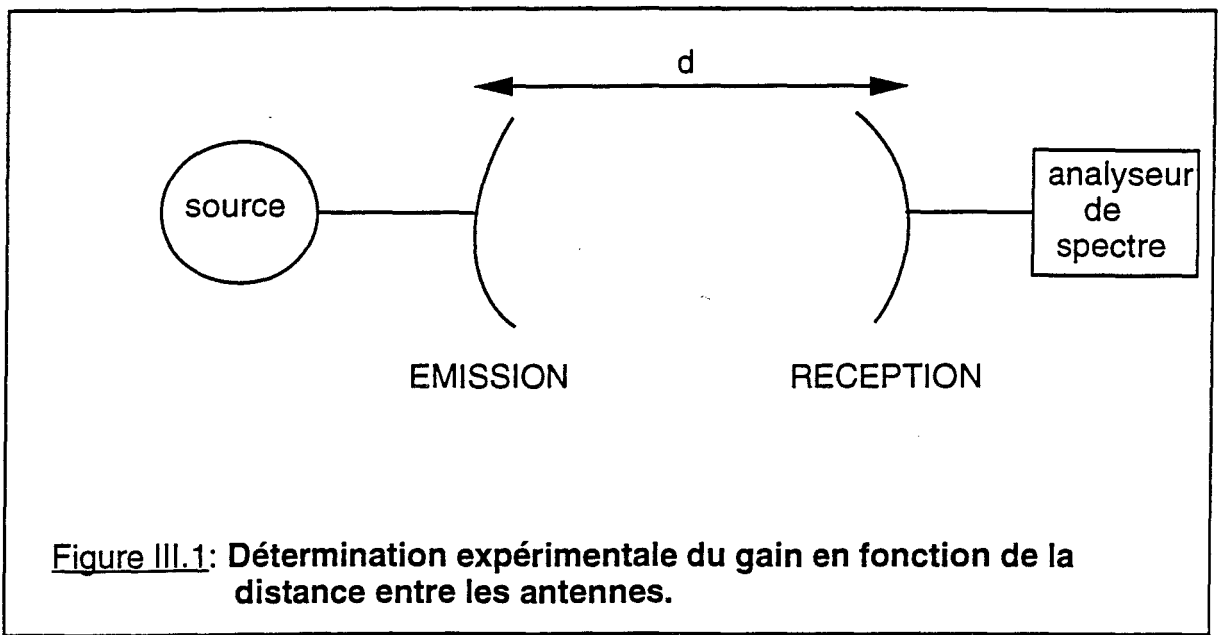


Figure III.1: Détermination expérimentale du gain en fonction de la distance entre les antennes.

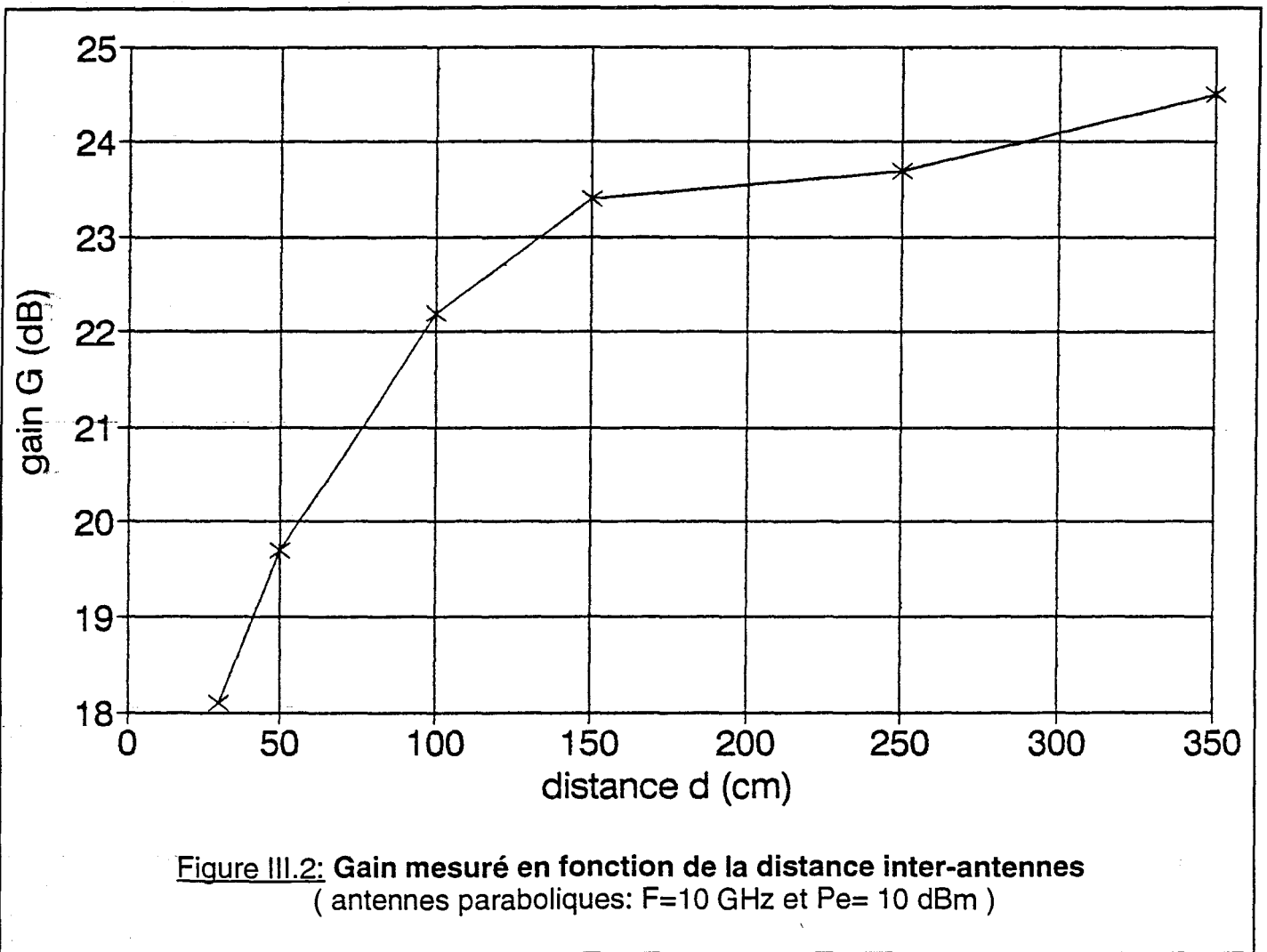


Figure III.2: Gain mesuré en fonction de la distance inter-antennes (antennes paraboliques: F=10 GHz et $P_e = 10$ dBm)

II - CARACTERISTIQUES DES ANTENNES UTILISEES

Les antennes utilisées pour nos différentes expériences sont les suivantes :

1- antennes paraboliques, dont l'angle d'ouverture est égal à 7° , de gain 24 dB, et de fréquence centrale voisine de 10 GHz.

2- antennes cornet double-ridge (annexe 1), à large bande (1 à 18 GHz), et dont les caractéristiques dépendent de la fréquence de travail.

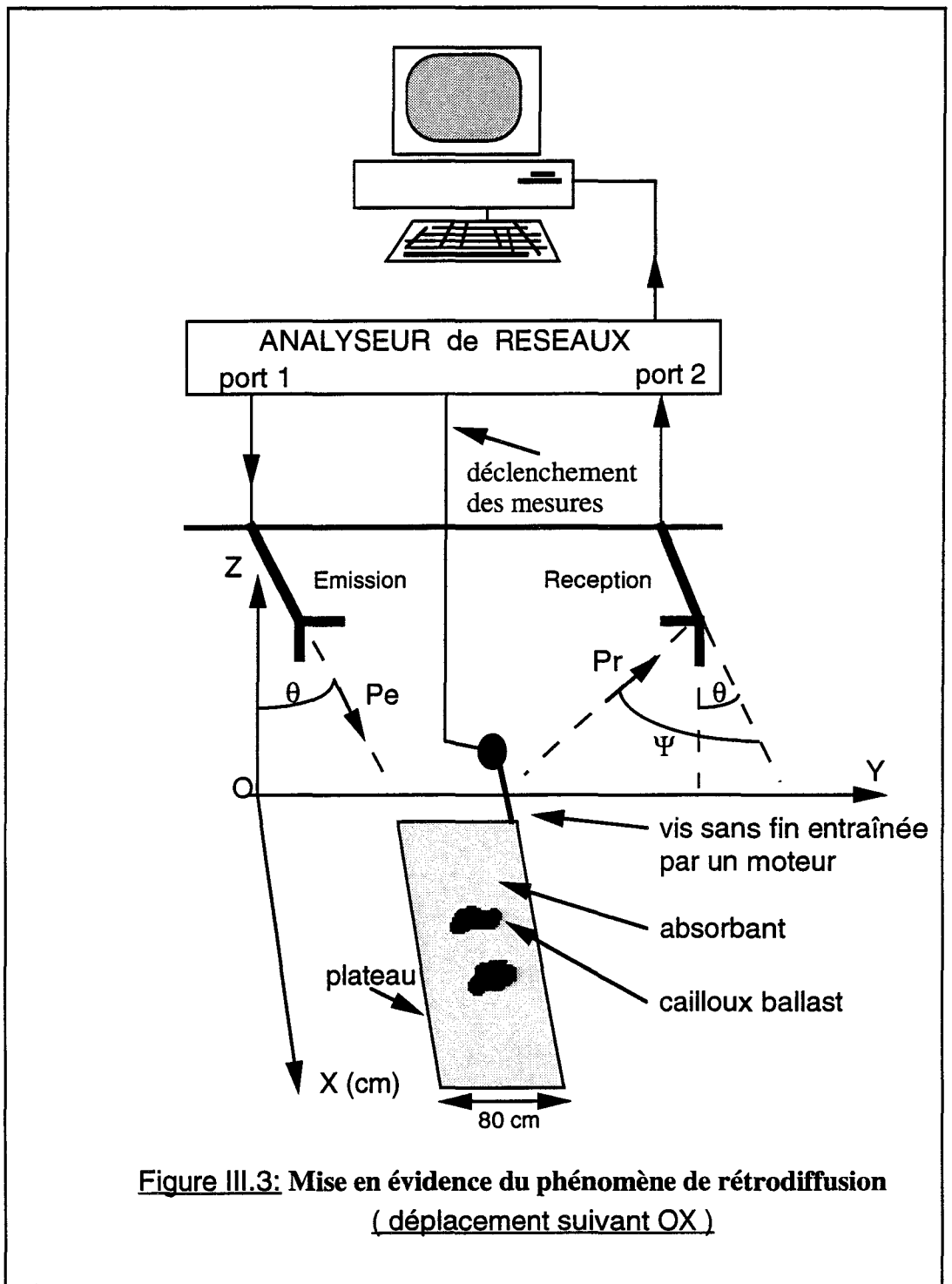
3- antennes cornet (annexe 2), de gain 20 dB, de fréquence allant de 8,2 à 12,5 GHz, et d'angle d'ouverture voisin de 15° .

4- antennes cornet à polarisation circulaire, dont la fréquence centrale est de $10,450 \text{ GHz} \pm 200 \text{ MHz}$, d'angle d'ouverture égal à 15° et de gain voisin de 15 dB.

III- VARIATION DU GAIN D'UNE ANTENNE

Comme nous l'avons précisé au chapitre II, le gain d'une antenne n'est pas une constante en fonction de la distance antenne-cible. Il est donc nécessaire de procéder à une mesure afin de connaître les conditions de fonctionnement de l'antenne dans le cas de notre configuration.

Pour relever les variations du gain en fonction de la distance antenne-cible, nous avons utilisé deux antennes paraboliques identiques. Les caractéristiques sont données au paragraphe II de ce chapitre. Nous présentons dans la figure III.1 le principe de l'essai.



La puissance P_r reçue par l'antenne s'écrit (§ II.1, chap II):

$$P_r = \frac{P_e G_1 G_2 \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (1)$$

Dans le cas où $G_1 = G_2 = G$, on a: $G^2 = \frac{P_r (4\pi d)^2}{P_e \lambda^2}$

$$G \text{ (dB)} = \frac{P_r}{P_e} \text{ (dB)} + 10 \log \frac{4\pi d}{\lambda}$$

Dans les conditions de notre expérience, $F = 10 \text{ GHz}$ et $P_e = 10 \text{ mW}$.

En fixant la distance d , on mesure P_r par l'analyseur de spectre et on détermine le gain G . les résultats sont résumés dans la figure III.2.

Cette expérience simple, non seulement elle vérifie que le gain d'une antenne varie selon la valeur de la distance antenne-cible, mais qu'il est meilleur lorsqu'on s'approche de la zone des champs lointains, c'est à dire pour notre expérience lorsque $d > 300 \text{ cm}$.

IV - MISE EN ÉVIDENCE DU PHÉNOMÈNE DE RETRODIFUSION

Le schéma du principe de l'expérience est donné sur la figure III.3.

Nous avons procédé en 4 étapes :

- rétrodiffusion sur absorbant,
- rétrodiffusion sur un seul cailloux normalisé C1 du ballast SNCF,
- rétrodiffusion sur 2 cailloux C1 et C2 espacés de 12 cm, et
- rétrodiffusion sur 3 cailloux C1, C2 et C3.

Les résultats de ces expériences sont donnés sur les figures III.4 à III.7. Ils mettent en évidence les phénomènes suivants:

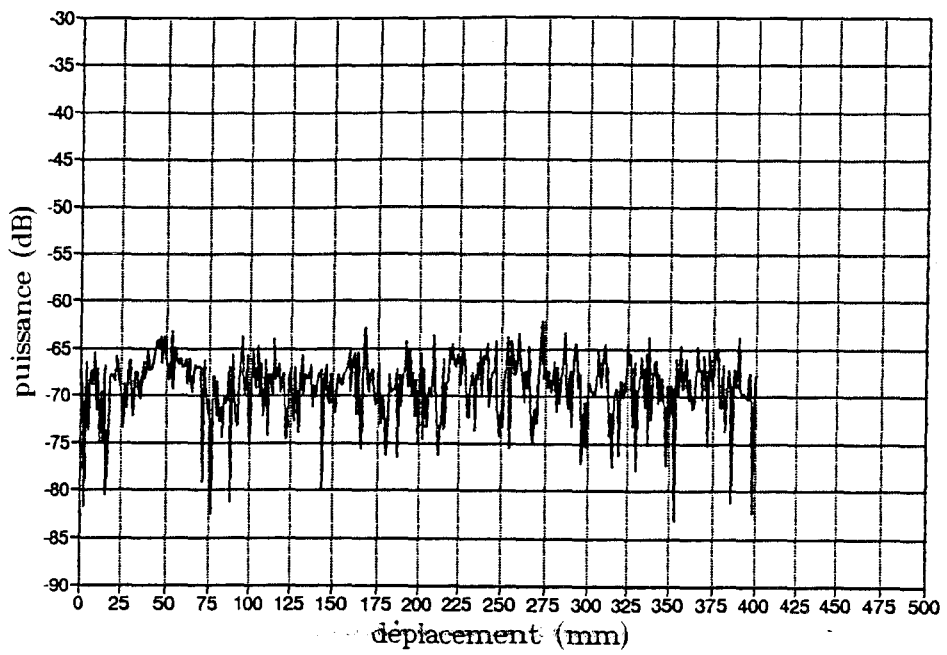
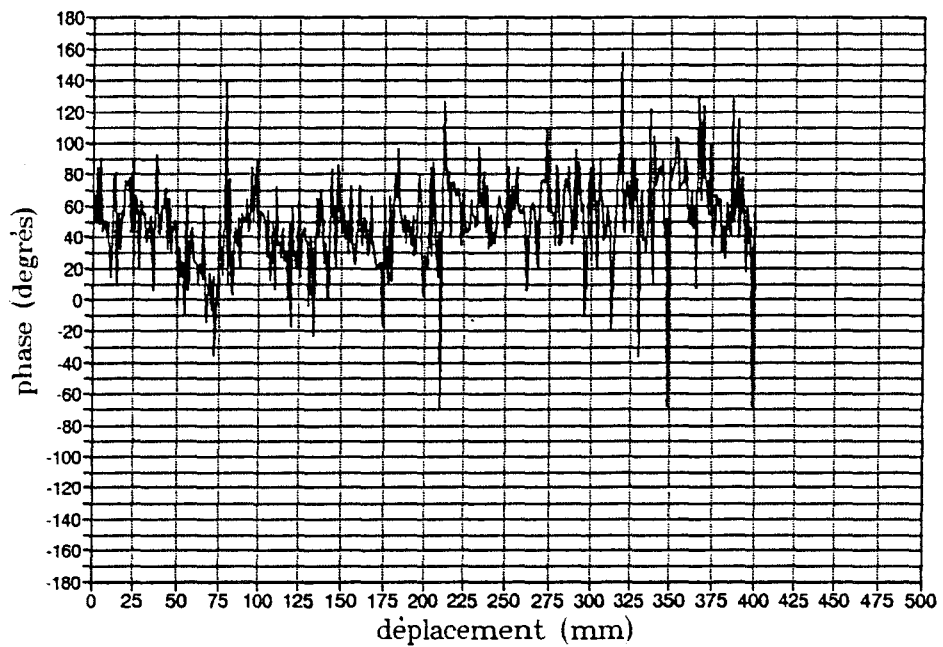


Figure III.4: Rétrodiffusion sur absorbant.
 ($F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



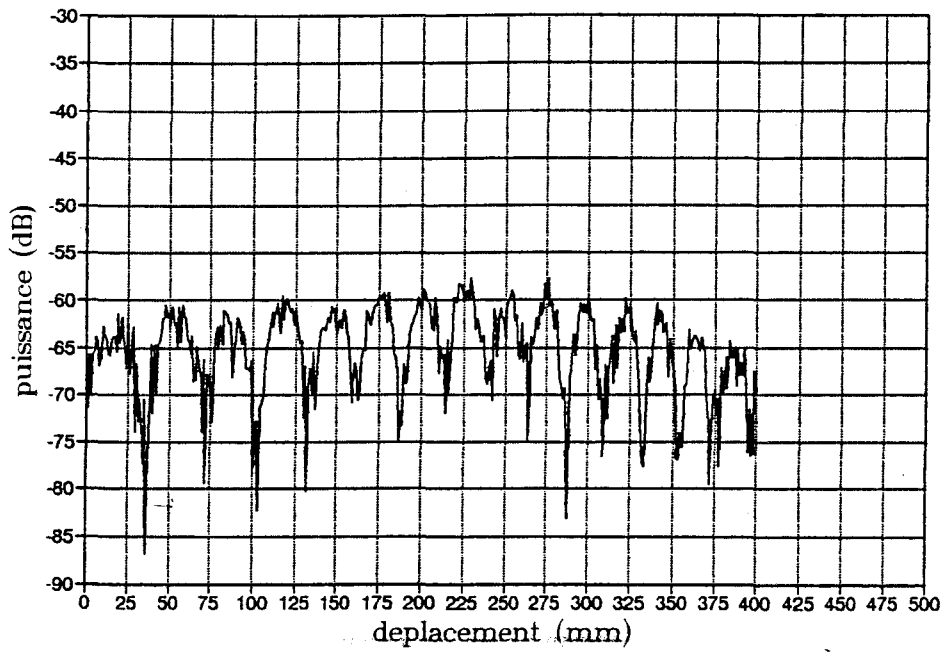
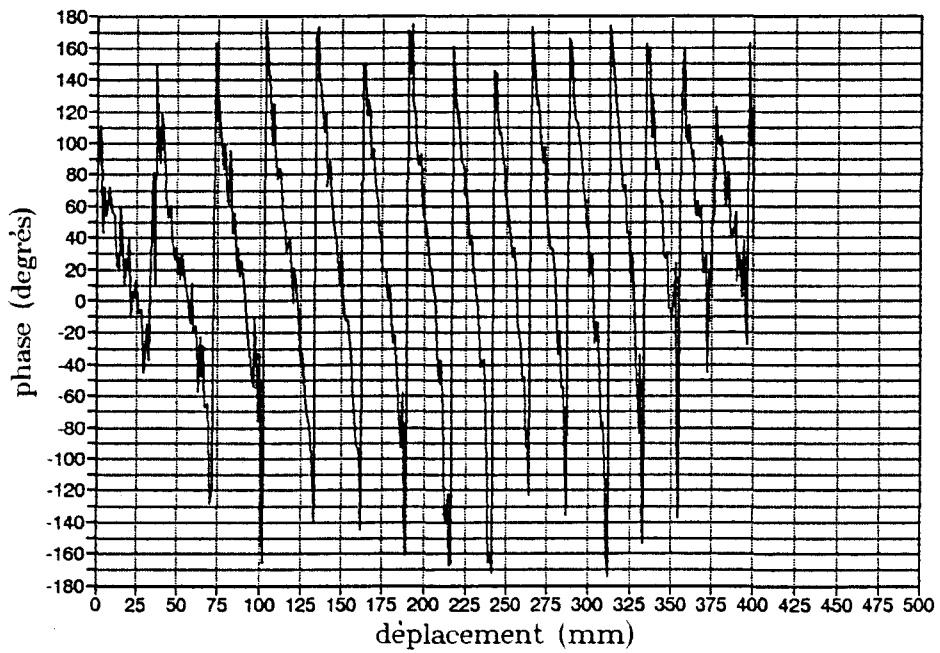


Figure III.5: Rétrodiffusion sur un cailloux C1.
 ($F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



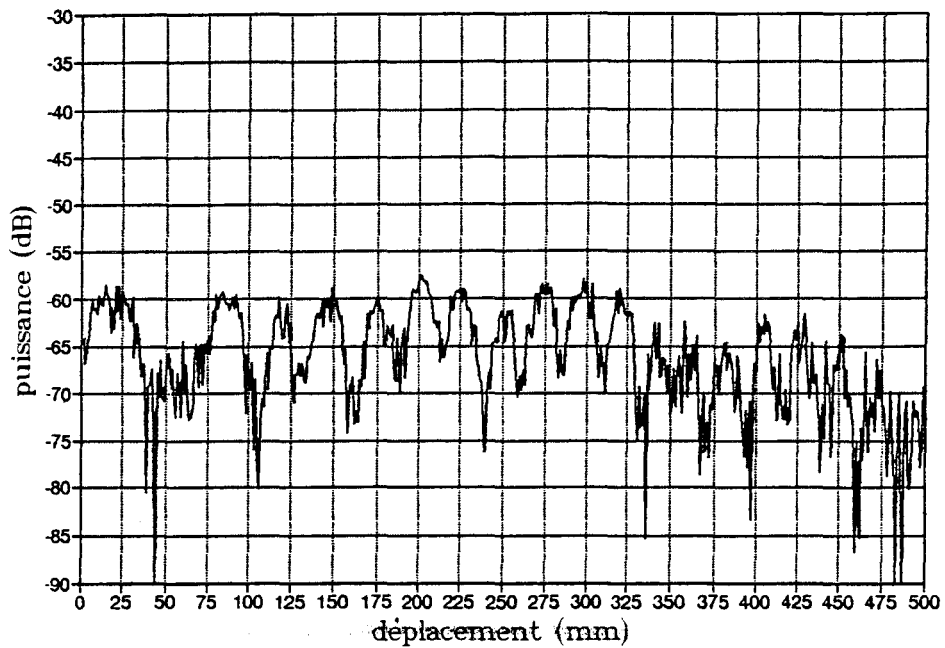
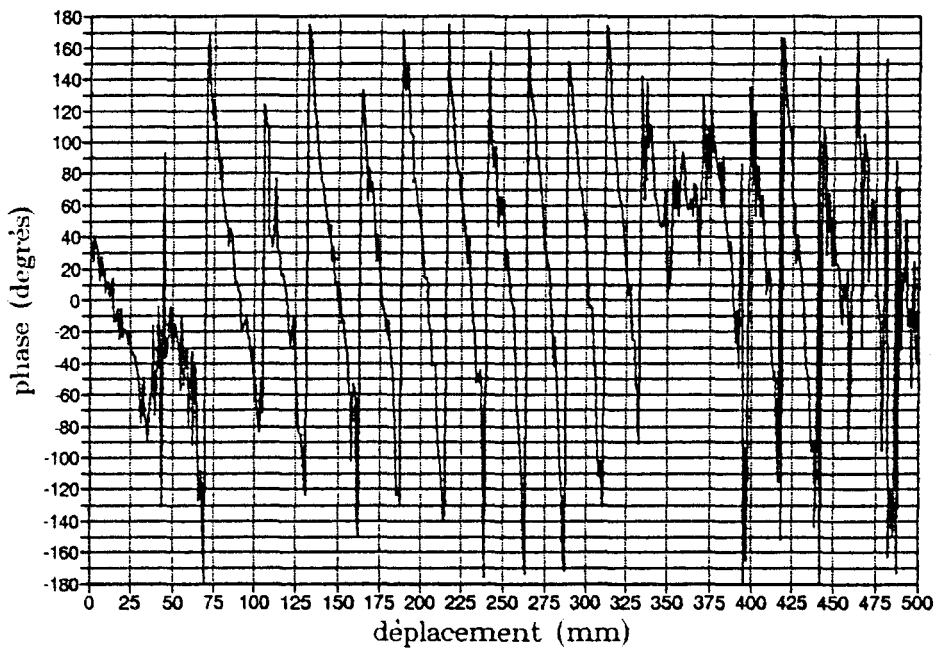


Figure III.6: Rétrodiffusion sur deux cailloux C1 et C2.
 ($F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



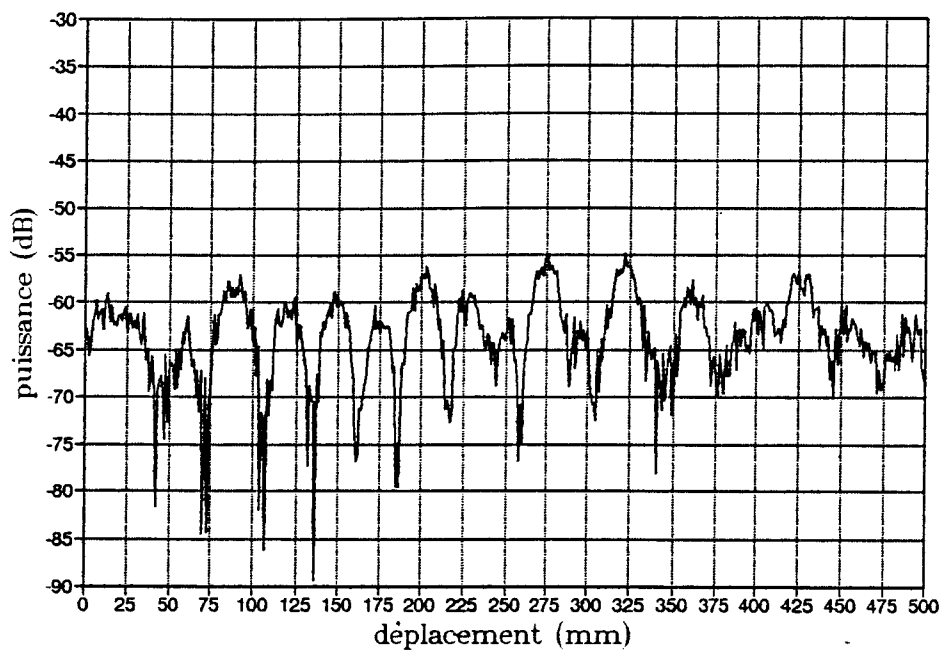
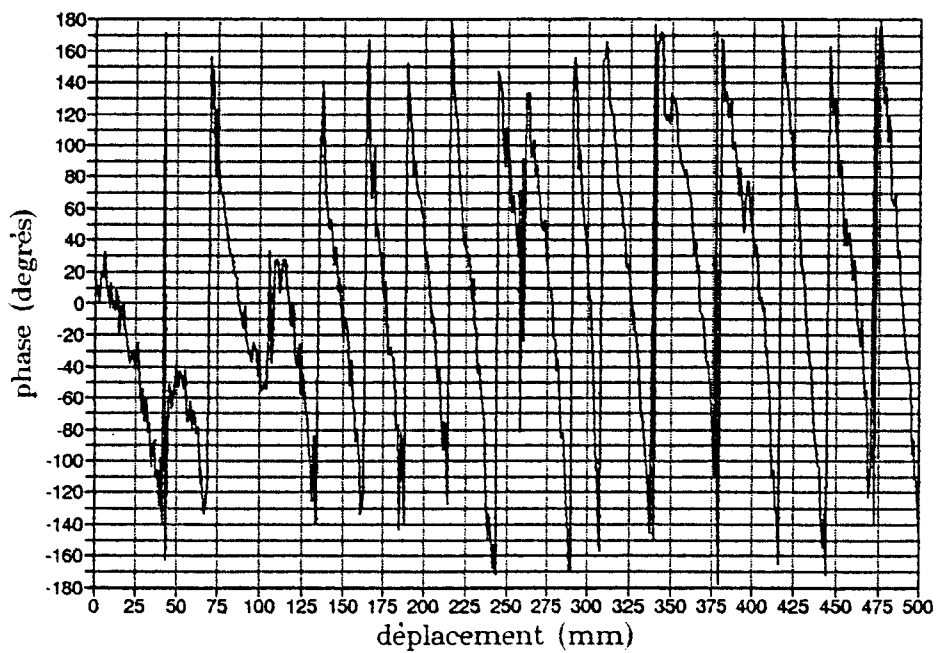
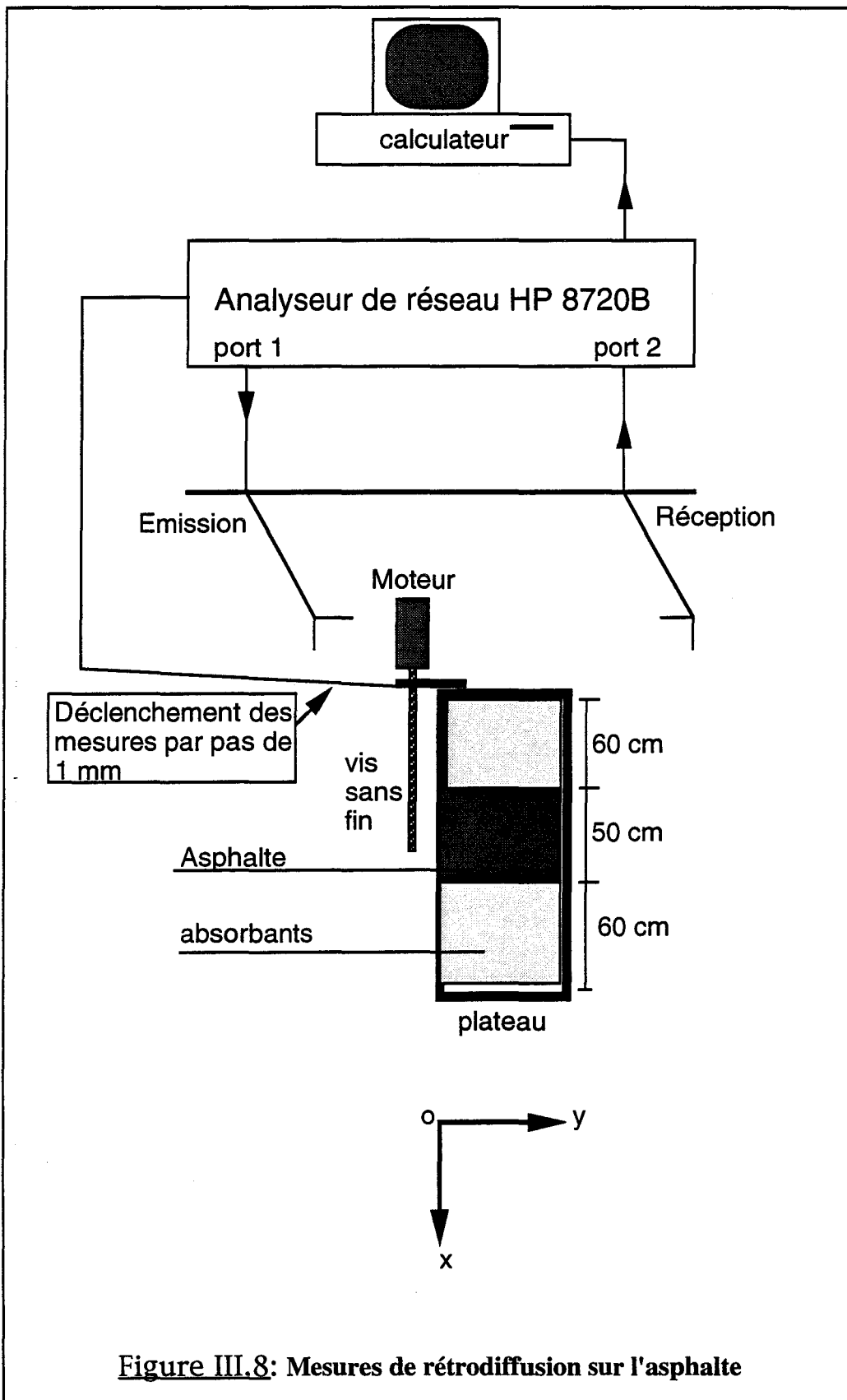


Figure III.7: Rétrodiffusion sur trois cailloux C1, C2 et C3.
 ($F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)





- le phénomène de rétrodiffusion apparaît dès que la surface éclairée comporte une irrégularité, ici c'est le cailloux C1. Le phénomène présente des maximums et des minimums régulièrement espacés.

- la rétrodiffusion pour 1, 2 ou 3 cailloux est légèrement différente. En effet quand le nombre d'éléments éclairés augmente, la puissance maximale augmente. Il est aussi possible de gagner jusqu'à 7 dB avec 3 cailloux.

Compte tenu que l'expérience n'a pas été renouvelée un grand nombre de fois, ce second résultat ne peut pas être généralisé, mais mentionné à titre d'information. Par contre, l'allure générale du signal rétrodiffusé fait apparaître des minimums et des maximums analogues à ceux obtenus dans le cas d'une illumination sur un seul cailloux.

V- EXPERIENCES DE REPETABILITE

Pour mettre en évidence la répétabilité de nos mesures, nous avons fait deux types d'essais. Le premier sur l'asphalte et le deuxième sur le ballast. Le schéma de principe est donné sur la figure III.8.

- **asphalte** :

Les conditions de mesures sont:

$\theta=30^\circ$, $H=70$ cm, $F=10$ GHz, antennes cornets (annexe 2).

Pour une position fixe x_0 , nous avons effectué 500 mesures, tout en intercalant, pendant le déroulement des acquisitions, un absorbant entre l'asphalte et les antennes. L'insertion s'effectue à des instants d'acquisitions tout à fait aléatoires. Notre objectif est de simuler la fonction Marche/Arrêt de la source et de vérifier l'incidence de son fonctionnement sur la répétabilité des mesures.

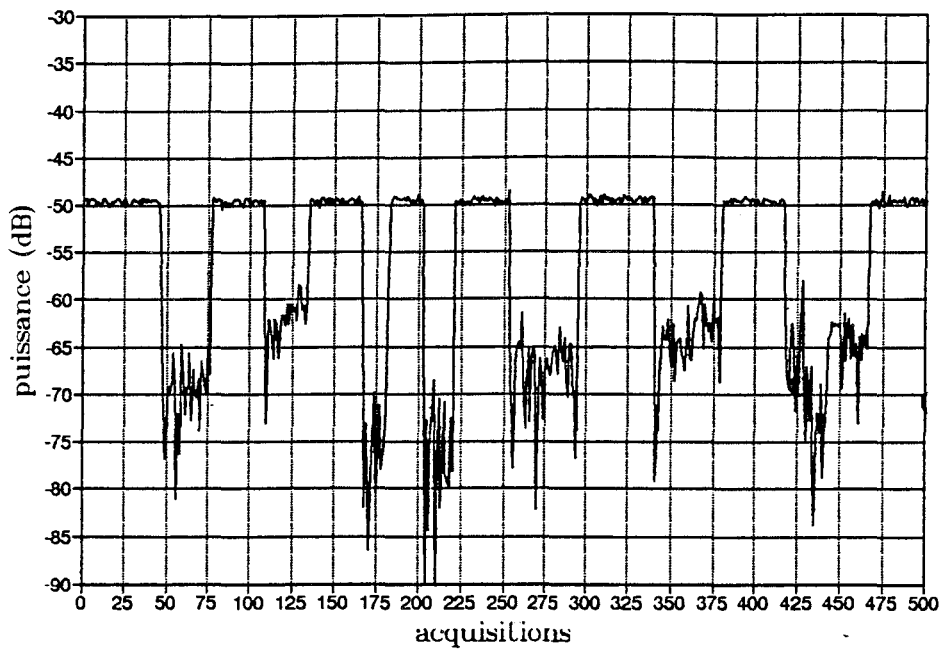
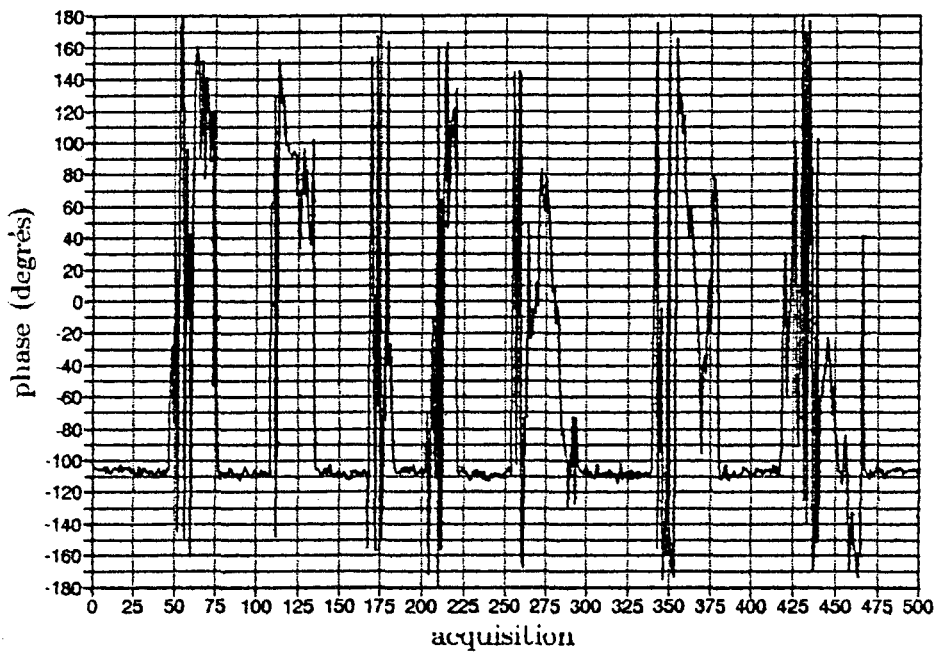


Figure III.9: Expérience de répétabilité: effet de la source.
 ($F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



Les graphiques de la figure III.9 montrent que le module et la phase d'une position x_0 retrouvent leurs valeurs (-50 dB et -110°) dès que l'absorbant est retiré.

- ballast:

Les conditions de mesures sont les suivantes:

$\theta=30^\circ$, $H=70$ cm, $F=10$ GHz, antennes double-ridge (annexe 1).

Pour le même déplacement du plateau au laboratoire, nous avons effectué des mesures à des temps différents. La figure III.10 montre des graphiques extrêmement semblables qui prouvent une excellente répétabilité des mesures.

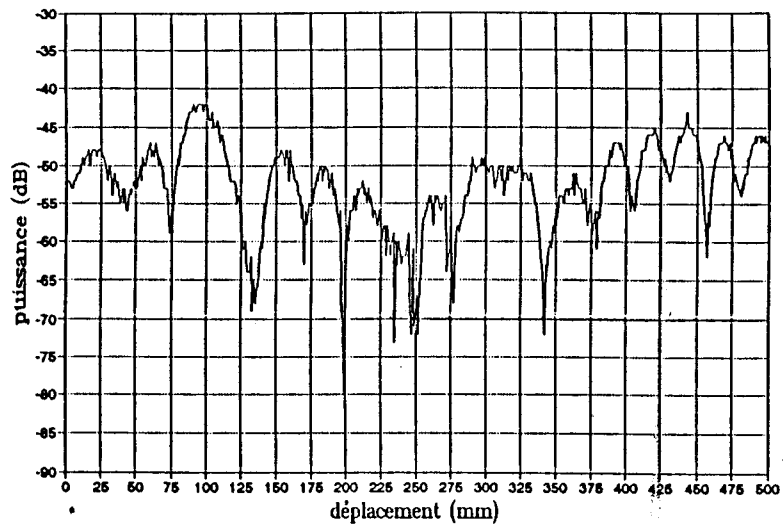
Nous pouvons donc conclure que la répétabilité est garantie pour nos mesures de rétrodiffusion.

VI. INFLUENCE DE L'ANGLE D'INCIDENCE

Nous avons réalisé des mesures sur l'asphalte avec le matériel schématisé dans la figure III.11. L'antenne parabolique a un gain de 25 dB et un angle d'ouverture de 7° dans les deux plans. La source délivre une puissance de 30 mW, et le chariot sur lequel est mis le matériel nécessaire, est mobile électriquement. Parmi les avantages de cette méthode, citons:

- Le chariot électrique étant facilement transportable (poids de 15 kg environ), nous pouvons faire des expériences sur plusieurs types de revêtements (ballast SNCF, Asphalte, terre, gazon, végétations, etc....).

- Nous pouvons aussi étudier l'effet des intempéries sur la rétrodiffusion d'un revêtement donné en faisant des mesures, avec revêtement sec dans un premier temps, puis en recouvrant ce même revêtement, dans un deuxième temps par de l'eau, de la glace ou de la neige.



instant t1

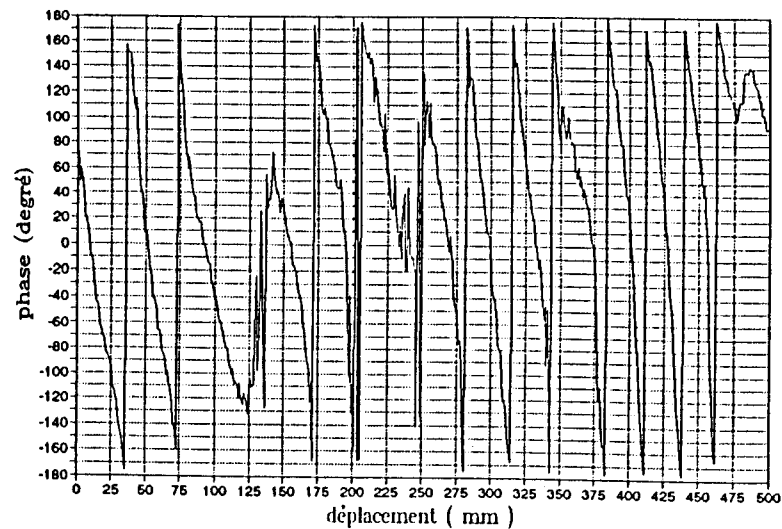
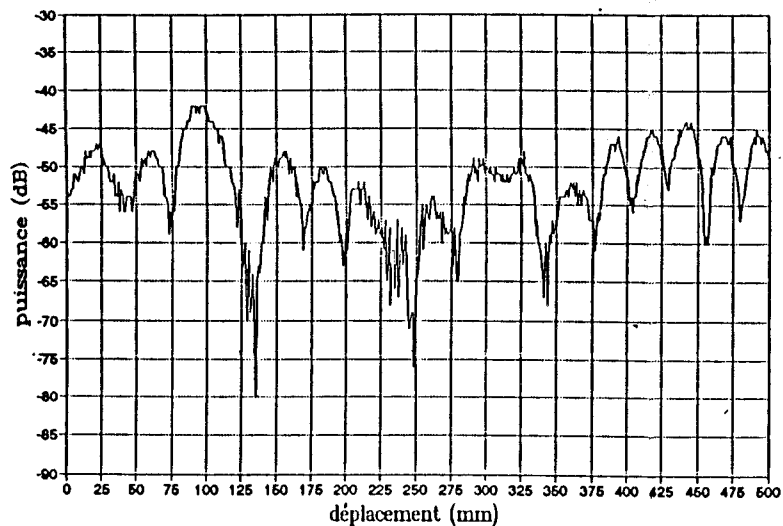
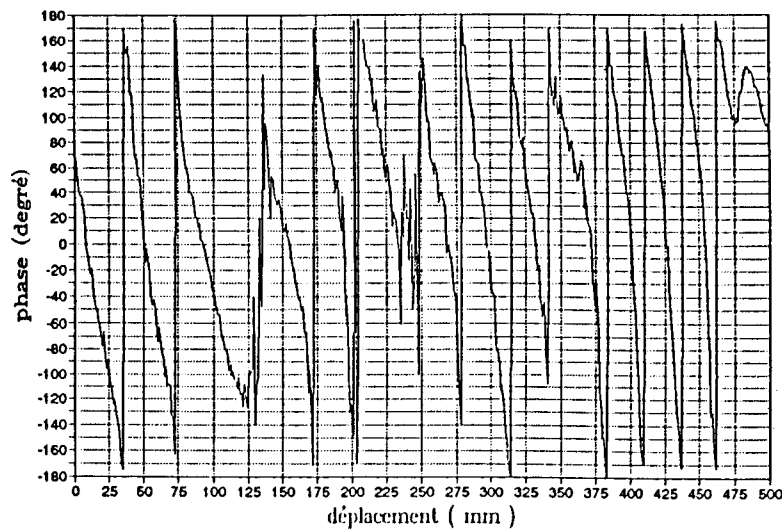
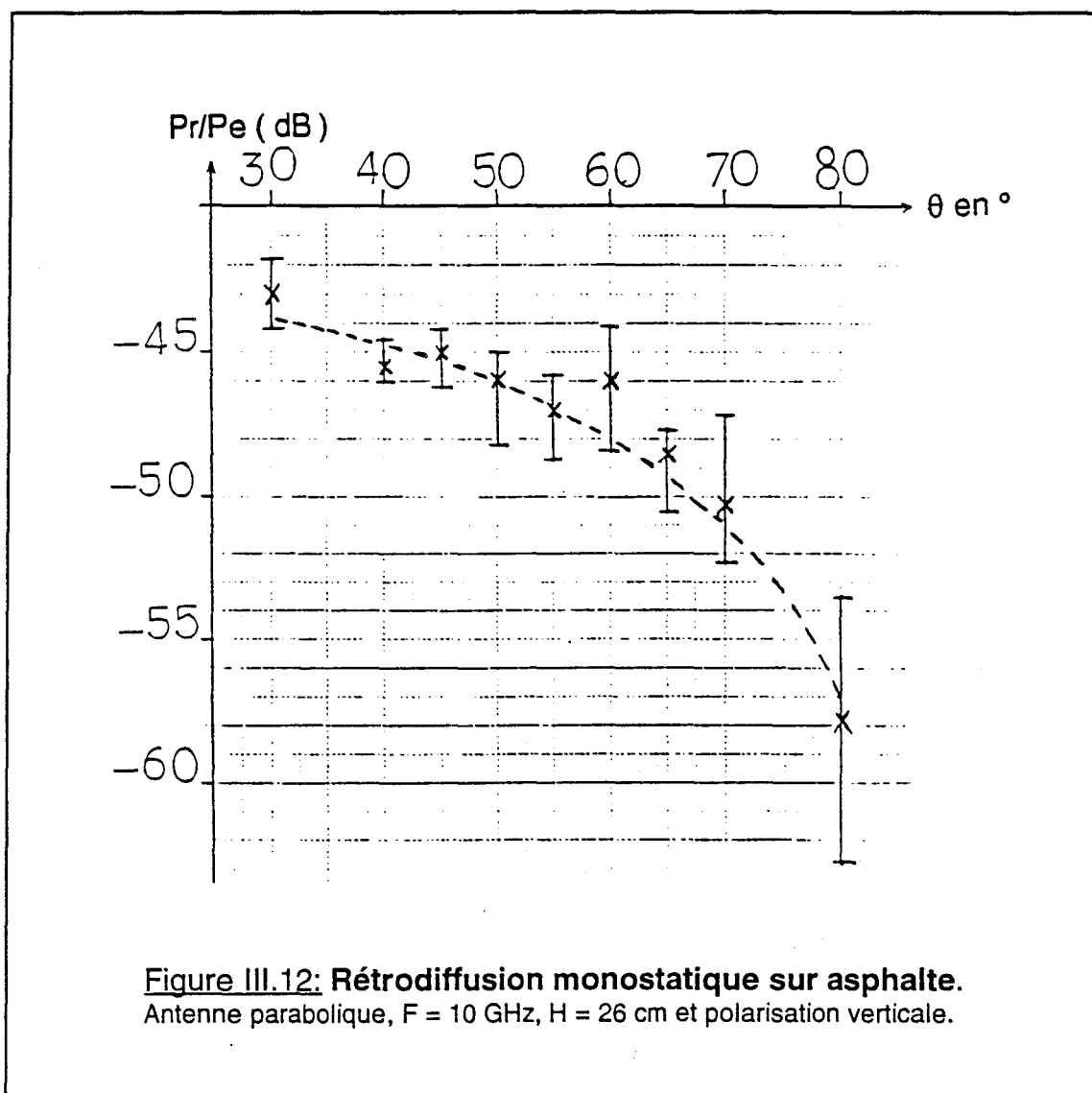
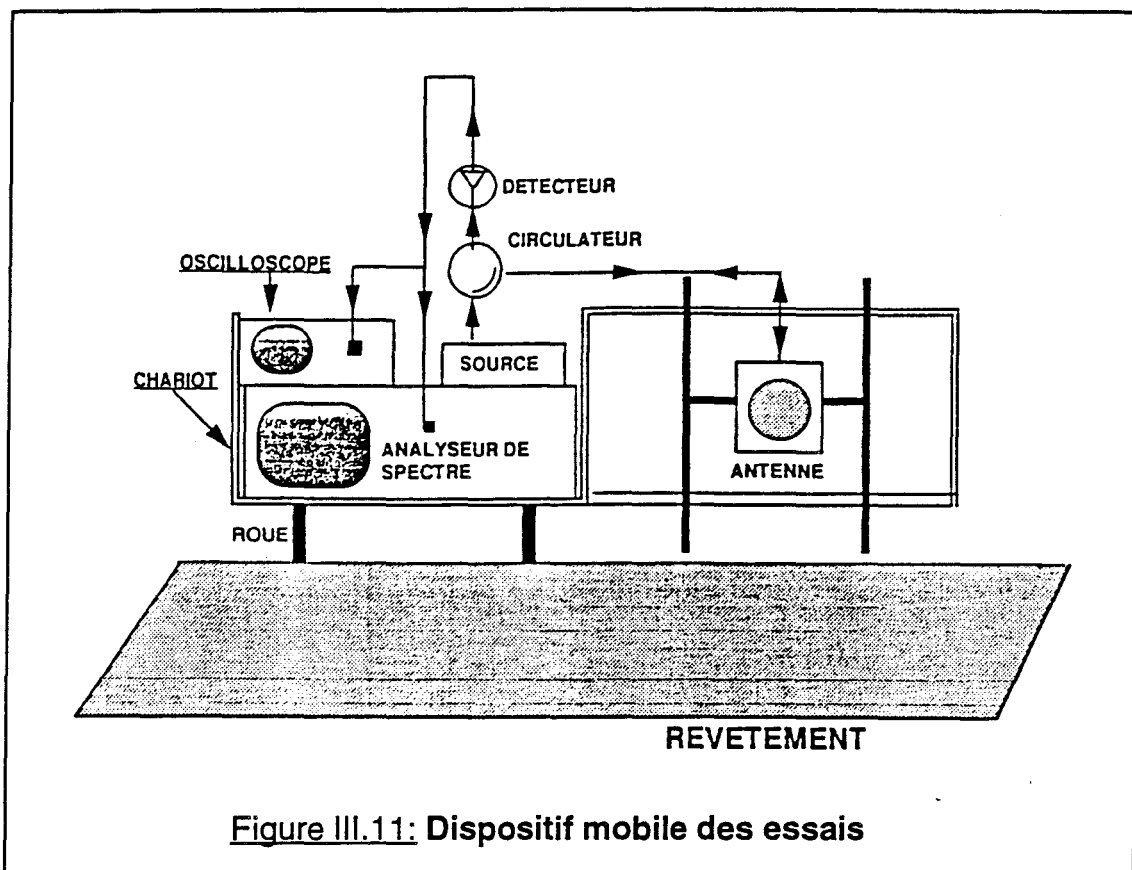


Figure III.10: Expérience de répétabilité: même trajet à des instants différents
 ($F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



instant t2





- On peut aussi faire des expériences liées à la vitesse du chariot. Cette vitesse étant variable par modification de la tension du moteur de déplacement du chariot.

- Enfin, parce que l'alimentation de l'ensemble du matériel peut se faire avec un petit groupe électrogène, ou un équipement batterie-onduleur, des expériences peuvent être faites indépendamment de toute source de tension E.D.F, en particulier en pleine campagne.

Résultats des essais:

Les résultats des mesures sont illustrés sur le graphique de la figure III.12 où chaque point est la moyenne d'une dizaine de mesures. Nous avons représenté également pour chaque point l'écart observé sur les mesures par rapport à la moyenne. Celle-ci étant représentée par le symbole "x".

Au vu de ces résultats, nous pouvons remarquer les points suivants:

- La puissance rétrodiffusée diminue lorsque l'angle d'incidence augmente (le faisceau devient plus rasant). Ce résultat est en parfait accord avec les résultats expérimentaux trouvés par ULABY [19], ainsi que COSGRIFF, PEAKE et TAYLOR [20] de l'Université de l'état d'OHIO d'Amérique qui ont abordé des essais sur l'asphalte.

- Lorsque θ augmente, les écarts par rapport à la moyenne deviennent importants.

VII- MISE EN EVIDENCE DE LA ROTATION DE PHASE

Nous avons relevé l'amplitude et la phase de l'onde rétrodiffusée, pour deux revêtements différents: le ballast et l'asphalte. Toutes ses expériences se sont déroulées dans une **chambre anéchoïde**.

Nous disposons du matériel suivant (figure III.8) :

- un analyseur de réseau HP 8720B muni de deux câbles à faibles pertes et maintenus immobiles pendant les essais en transmission (rétrodiffusion bistatique),

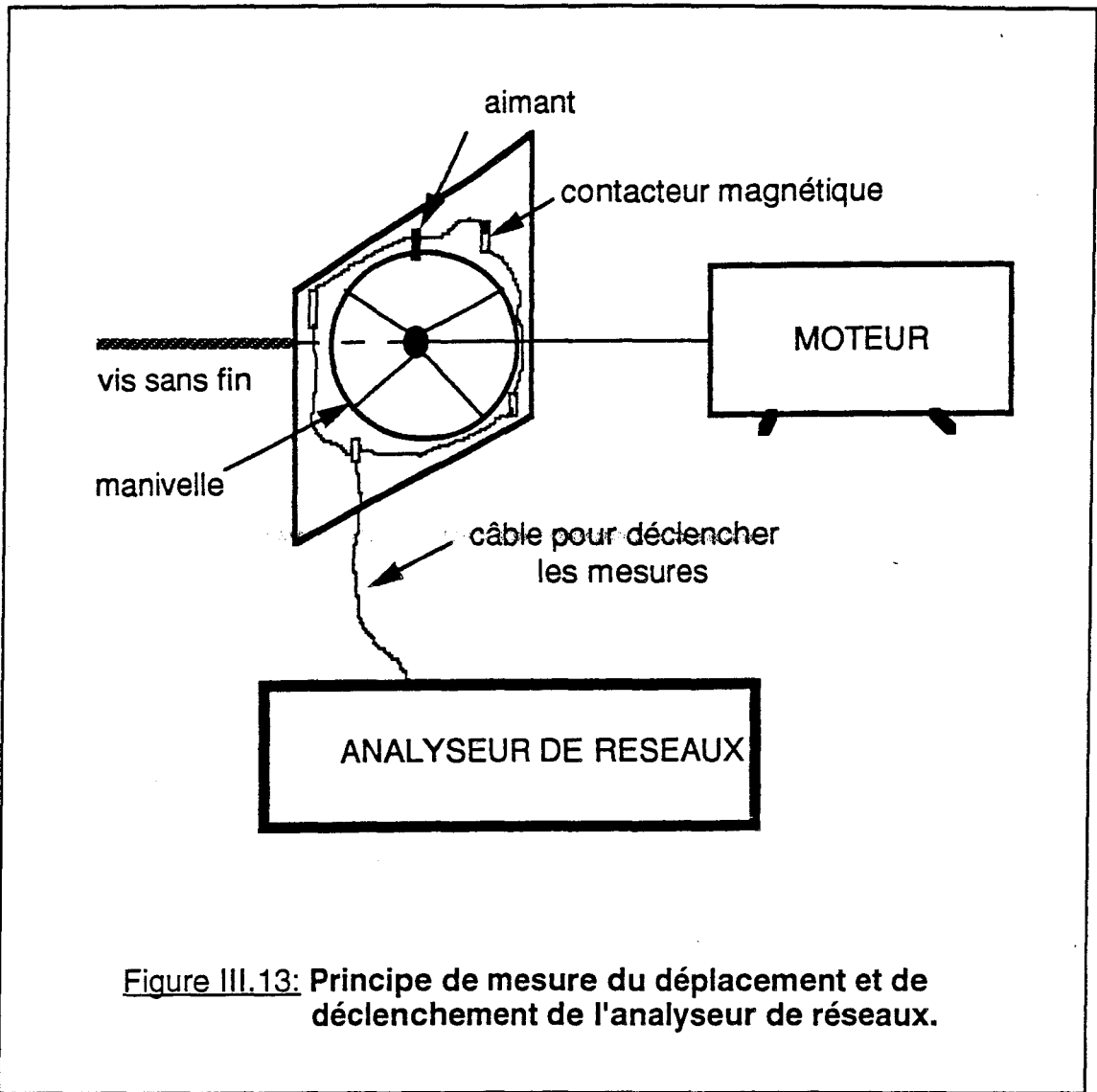


Figure III.13: Principe de mesure du déplacement et de déclenchement de l'analyseur de réseaux.

- deux antennes cornet à double ridge modèle 3115, utilisables dans la plage de fréquence 1-18 GHz et dont les caractéristiques sont données dans l'annexe 1,

- deux antennes cornet utilisables dans la gamme de fréquence 8,2-12,5 GHz et dont les caractéristiques sont données dans l'annexe 2,

- un plateau " porte - cible " en bois, monté sur roues. Le déplacement se fait à l'aide d'une vis sans fin entraînée par un moteur à courant continu,

- un dispositif magnétique (figure III.13) permettant un déclenchement de l'analyseur de réseau à chaque fois que le plateau se déplace de 1 mm,

- un microordinateur qui permet l'acquisition automatique des mesures du module et de la phase grâce à un programme informatique que nous avons réalisé.

Nous avons vérifié l'influence des paramètres suivants, sur l'amplitude et la phase du signal retrodiffusé :

- la fréquence
- l'angle d'incidence , et
- la nature de la cible.

La hauteur des antennes est fixée à 70 cm environs, la distance inter-antennes à 40 cm (mesures en bistatique) et la puissance émise P_e à -10 dBm (la puissance maximale délivrée par la source de l'analyseur de réseau HP 8720B). Nous faisons avancer le plateau à l'aide d'un moteur alors que les antennes restent fixes.

Pour chaque type d'expérience, nous donnons les résultats de référence constitués par la rétrodiffusion sur absorbants.

VII.1- Essais sur l'asphalte

Pour deux angles d'incidence différents ($\theta = 30^\circ$ et 60°), nous avons relevé les mesures d'amplitude et de phase de la puissance rétrodiffusé dans le cas de l'asphalte. Les fréquences de travail varient de 2 à 18 GHz.

Nous présentons dans les figures III.14 à III.17 les résultats qui concernent les essais à 10 GHz avec des antennes cornet

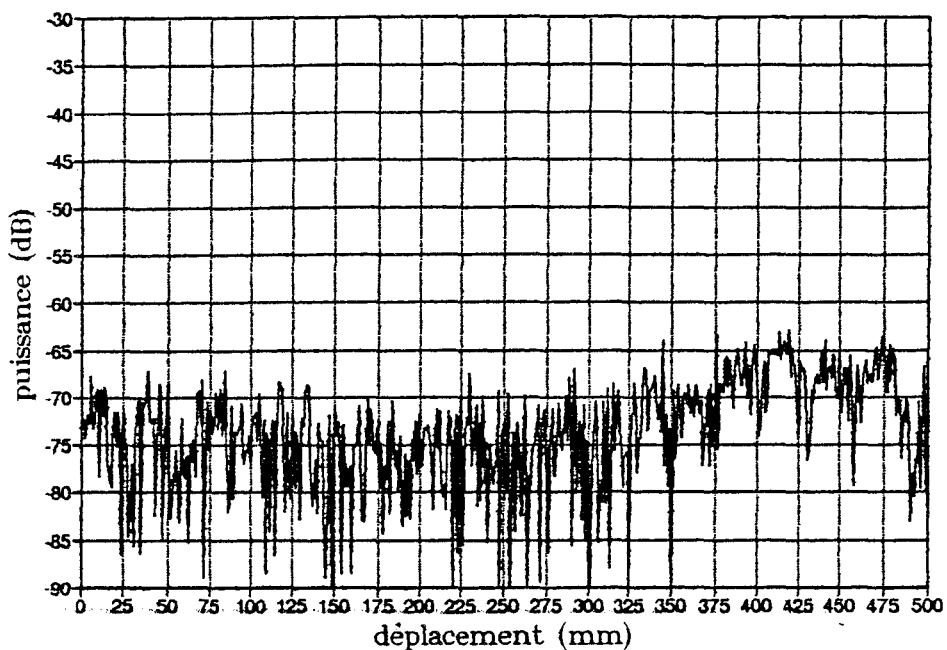
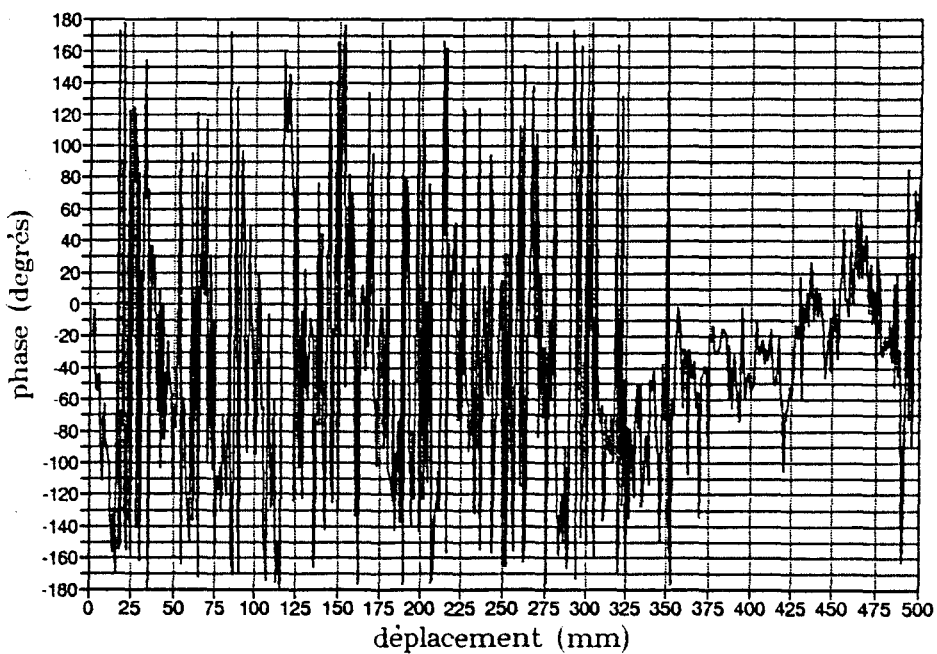


Figure III.14: Rétrodiffusion sur absorbant.
 (antennes cornet, $F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



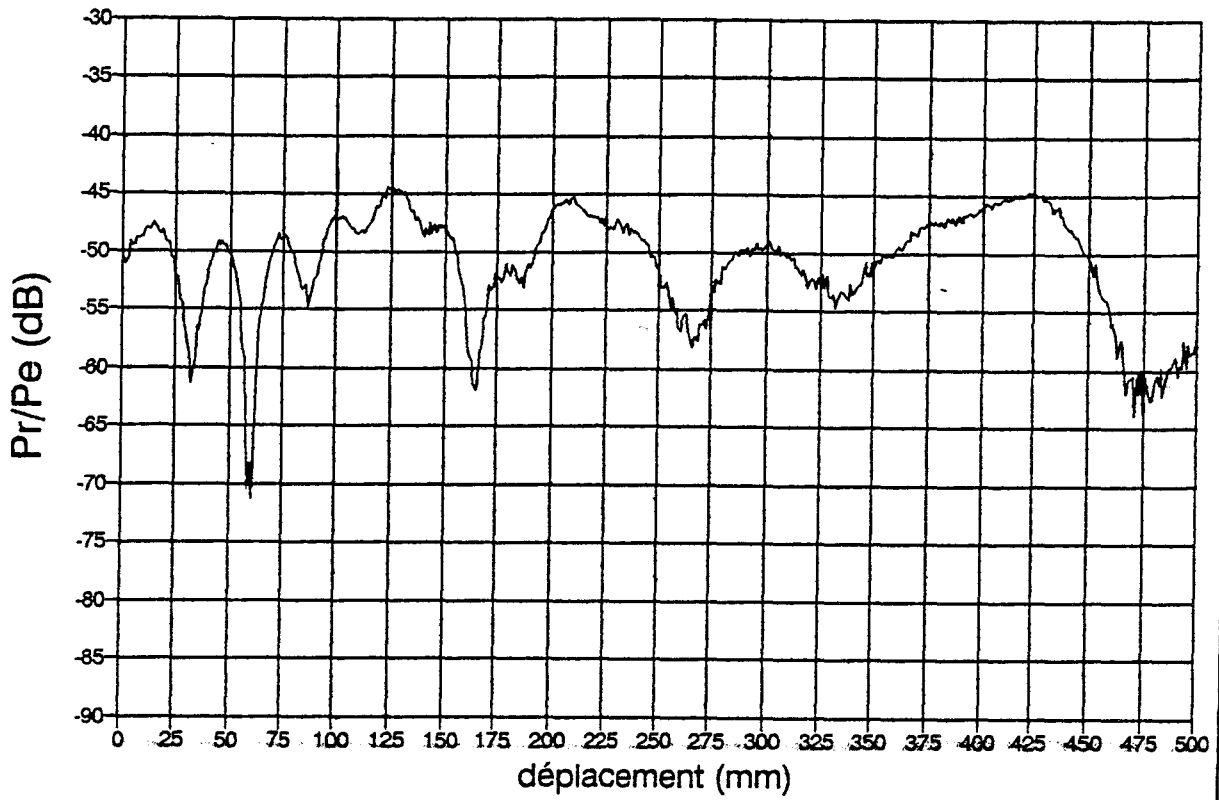
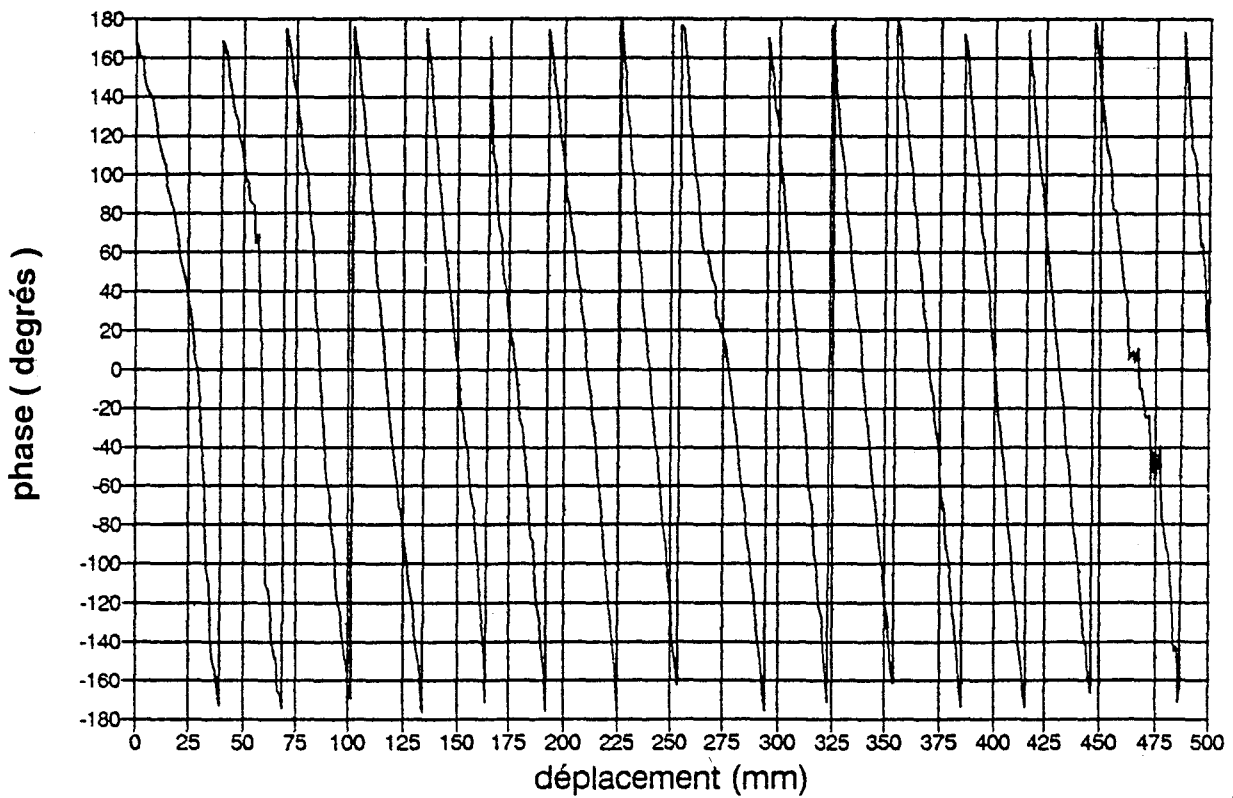


Figure III.15: Rétrodiffusion sur asphalte.
 (antennes cornet, $F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



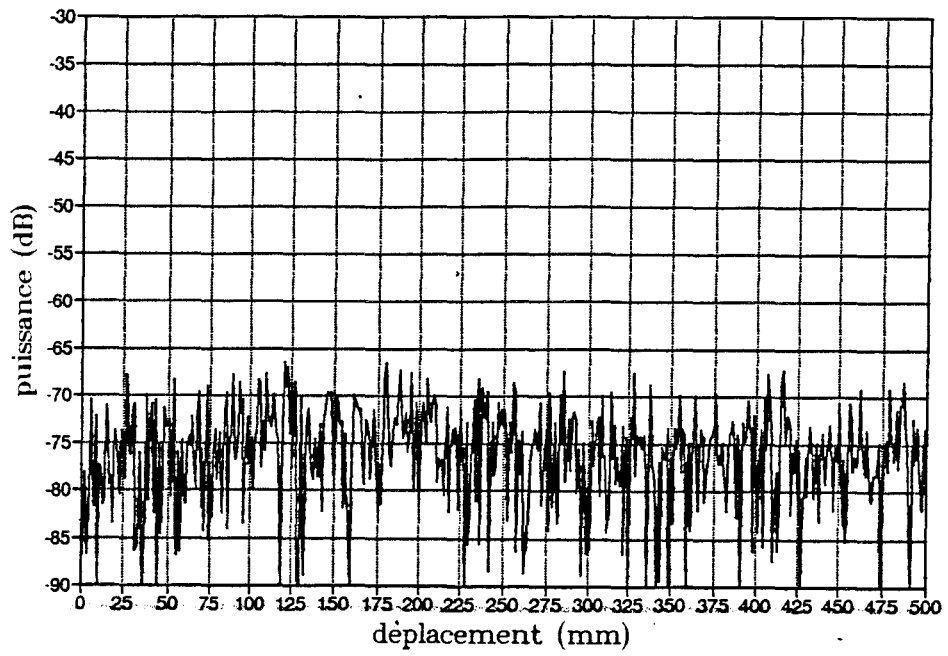
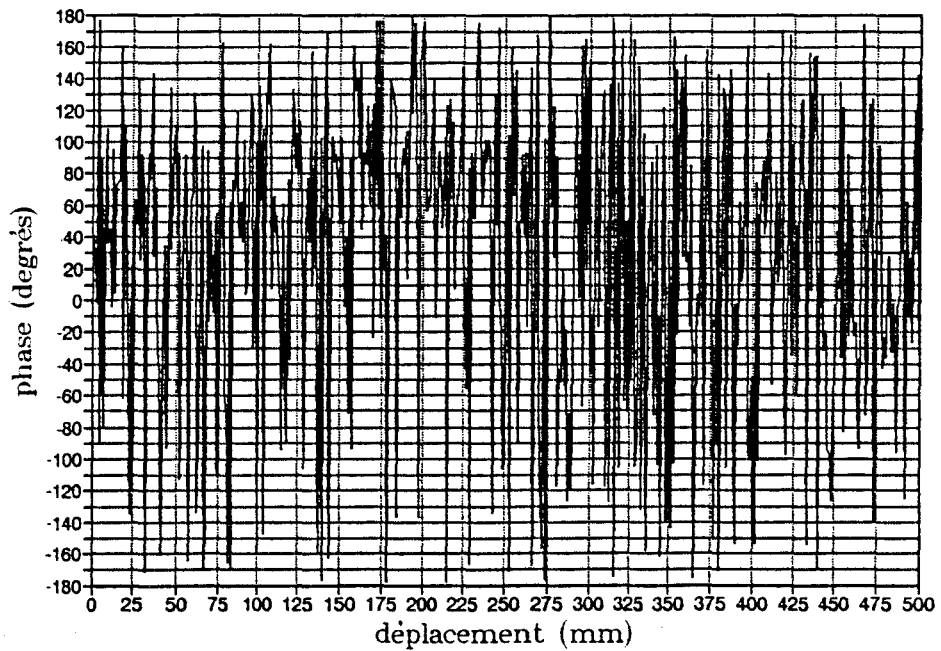


Figure III.16: Rétrodiffusion sur absorbant.
 (antennes cornet, $F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 60^\circ$)



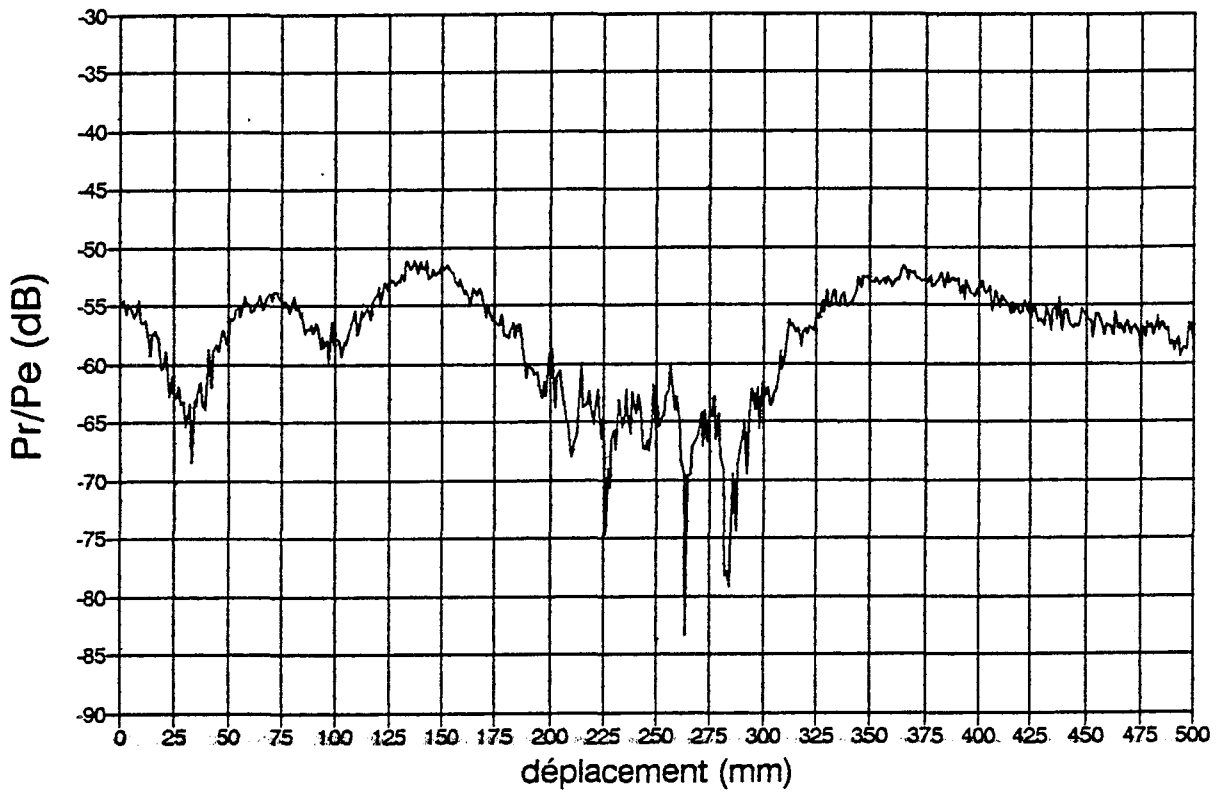
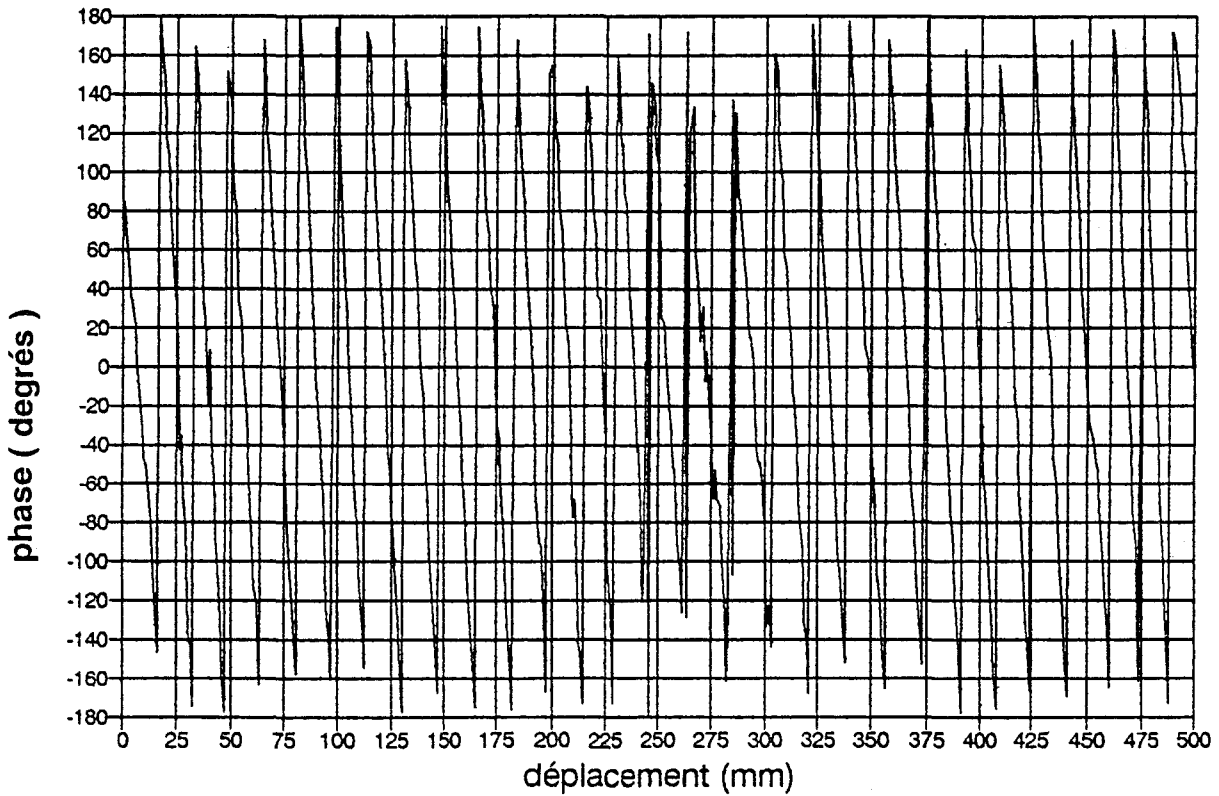


Figure III.17: Rétrodiffusion sur asphalte.
 (antennes cornet, $F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 60^\circ$)



(annexe 2). Nous donnons (annexe3), à titre d'exemple, les résultats à 12 GHz ($\theta = 30^\circ, 60^\circ$) et à 16 GHz ($\theta = 30^\circ$).

COMMENTAIRES DES ESSAIS:

En examinant les résultats relatifs à ces essais, nous pouvons dégager les remarques suivantes :

- pour les deux angles d'incidence mis en évidence, lorsque nous dirigeons les antennes vers les absorbants, nous relevons des couplages inférieurs à -63 dB. Les valeurs de la phase fluctuent aléatoirement entre -180° et 180° .

- La rétrodiffusion de l'asphalte met en évidence les points suivants :

1- l'amplitude diminue lorsque l'angle d'incidence augmente. Cela confirme les résultats expérimentaux du paragraphe VI de ce chapitre, ainsi que les résultats théoriques exposés au chapitre précédent,

2- dans les zones où l'amplitude du signal rétrodiffusé est importante, la phase tourne d'une façon régulière et périodique en fonction du déplacement (la périodicité ΔX_e est la distance qui correspond à un tour complet de la phase),

3- pour la phase, la période diminue lorsque l'angle d'incidence augmente ou quand la fréquence augmente. Ce résultat est en parfait accord avec la théorie (§ II.2, chap.I), qui prévoit une rotation complète de la phase (une période), à chaque déplacement, selon la formule:

$$\Delta X_e = \frac{c}{2 f_e \sin \theta}$$

Cette expression montre, en effet que ΔX_e diminue si f_e ou θ augmente.

Nous présentons ci-après, à titre de **simple vérification des ordres de grandeur**, les valeurs théoriques et expérimentales de ΔX_e , pour trois fréquences différentes et deux angles différents. L'écart entre ces 2 valeurs est précisé également:

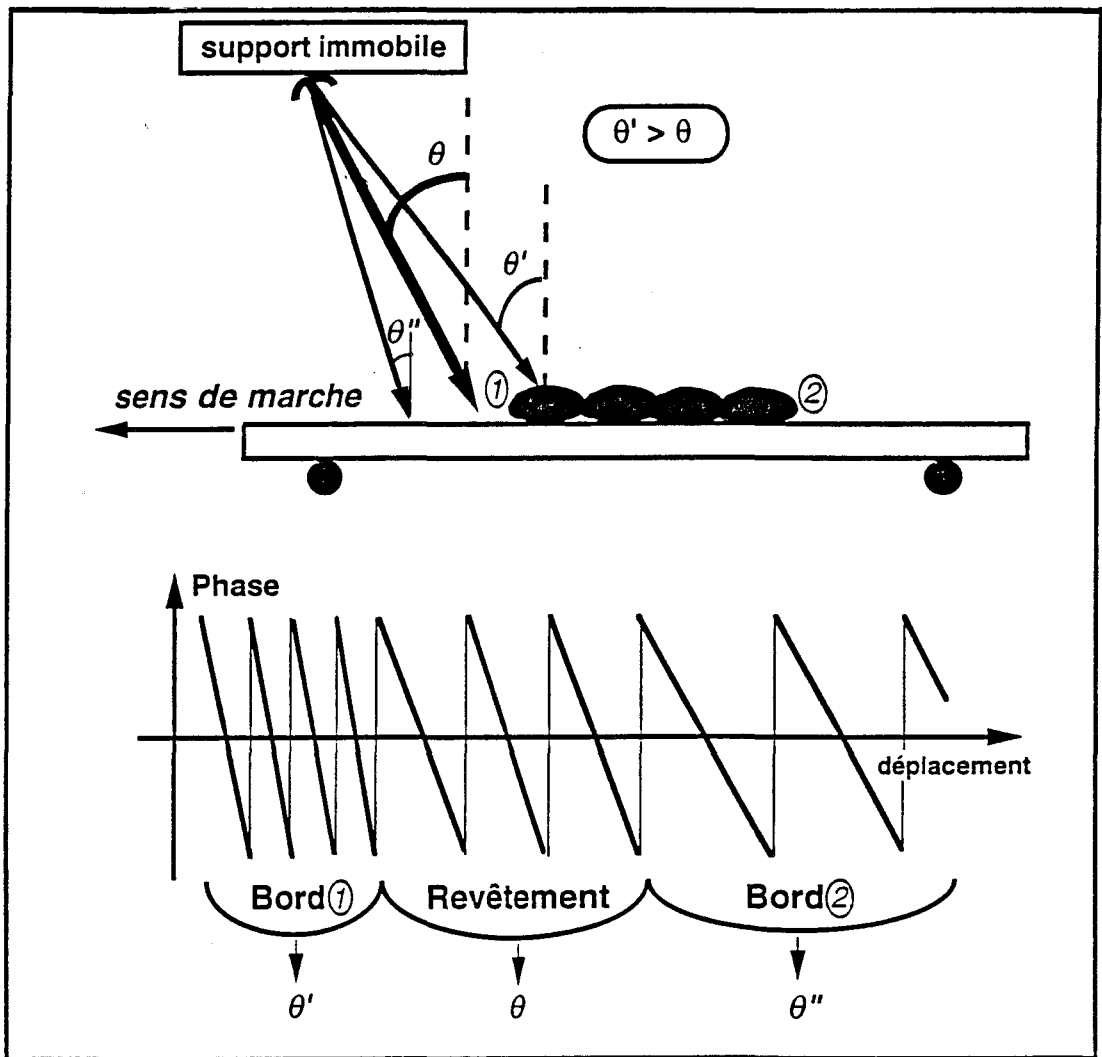


Figure III.17bis: erreur due à l'effet de bords

Fréquences	θ	ΔX_e Th.(mm)	ΔX_e Exp.(mm) moyen	Ecart % moyen
10 GHz	30°	30	31,5	5
	60°	17,32	16,80	3
12 GHz	30°	25	23,81	4,76
	60°	14,43	15,53	7,6
16 GHz	30°	18,75	18	4

4- l'écart entre la valeur expérimentale et la valeur théorique de ΔX_e est dû principalement aux erreurs suivantes:

1°) **Erreur sur la correspondance impulsion-distance parcourue:** en théorie, on devrait avoir un déplacement de 1 mm entre deux impulsions déclenchées par les contacteurs magnétiques.

2°) **Erreur sur la fixation géométrique de l'angle d'incidence:** une erreur de 2° sur θ à 10 GHz, entraîne un écart pour ΔX_e , de 6% à $\theta = 30^\circ$ et 2% à $\theta = 60^\circ$.

3°) **Erreur due à l'effet de bords, lié à l'angle d'ouverture:** la figure III.17 bis montre ce phénomène. Le bord 1 est éclairé sous l'angle $\theta' > \theta$ et le bord 2 sous $\theta'' < \theta$. Les variations de la phase montrent la dépendance de ΔX_e de cet effet.

Des renseignements peuvent, en outre, être extraits grâce à ce phénomène. La figure III.17 tiers, montre qu'en changeant le sens de déplacement, l'ordre d'apparition des périodes de phase est inversé par rapport à celui de la figure 17 bis. On peut donc grâce à ce phénomène lié aux bords du revêtement, déterminer le sens de marche, détecter une transition et savoir sa longueur.

VII.2- Essais sur le ballast SNCF

Nous présentons dans les figures III.18 et III.19 les résultats de ces essais à 10 GHz et pour un angle d'incidence égal à 30°. Les antennes utilisées sont des antennes cornet double-ridge (annexe 1). Les résultats des essais à 18 GHz sont donnés dans l'annexe 4.

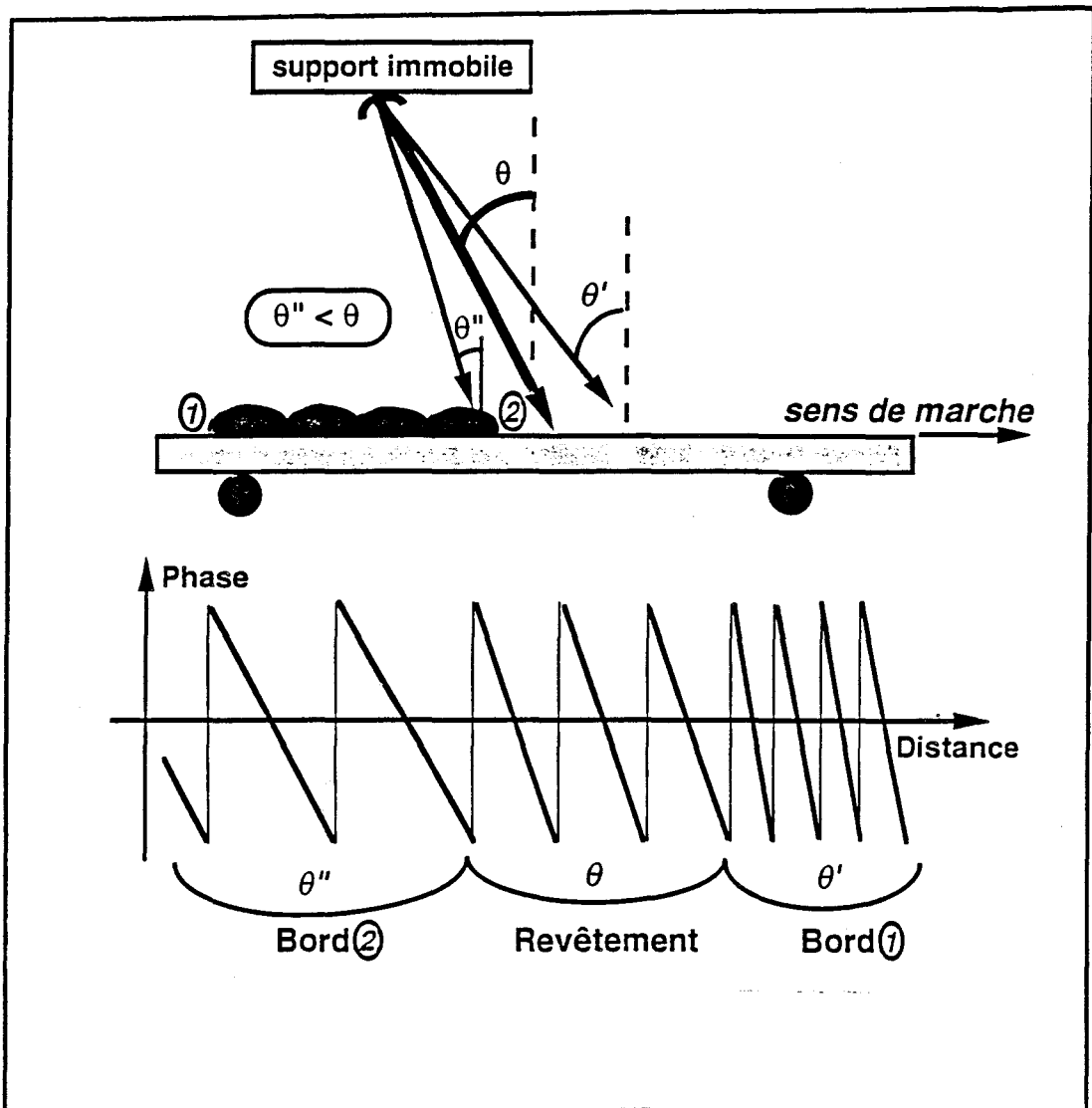


Figure III.17 tiers

renseignements dus à l'effet de bords

COMMENTAIRES DES ESSAIS:

En examinant les résultats relatifs à ces essais , nous pouvons dégager les remarques suivantes :

- Les antennes dirigées vers les absorbants , nous avons relevé des couplages inférieurs à -60 dB pour les deux fréquences 10 et 18 GHz .

- La rétrodiffusion du ballast SNCF montre les points suivants:

1- L'amplitude diminue lorsque l'angle d'incidence augmente (résultat commun aux deux fréquences). Ce résultat est en concordance avec la théorie.

2- L'amplitude est plus importante à 10 GHz qu'à 18 GHz. Cela est dû, d'une part, au fait que le gain des antennes est plus élevé à 10 GHz, et d'autre part, au fait que la valeur du TOS de l'antenne y est plus faible (annexe 1).

3- Dans les zones où l'amplitude du signal rétrodiffusé est importante, en fonction du déplacement on constate que la phase tourne d'une façon régulière et périodique (la périodicité ΔX_e est la distance qui correspond à un tour complet de la phase) .

4- pour la phase, la période diminue lorsque l'angle d'incidence augmente ou quand la fréquence augmente. Les mesures de ces périodes donnent des résultats sensiblement identiques à celles de l'asphalte. A titre d'exemple, à 10 GHz et pour $\theta = 30^\circ$, on mesure 31,68 mm pour le ballast et 31,5 mm pour l'asphalte.

5- l'écart entre la valeur expérimentale et la valeur théorique de ΔX_e est dû à l'erreur de positionnement absolue angulaire.

6- pour les graphiques III.19 et III.20 où seule la disposition des cailloux du ballast est différente, on remarque que l'évolution de la phase a changé, alors que l'amplitude est peu modifiée.

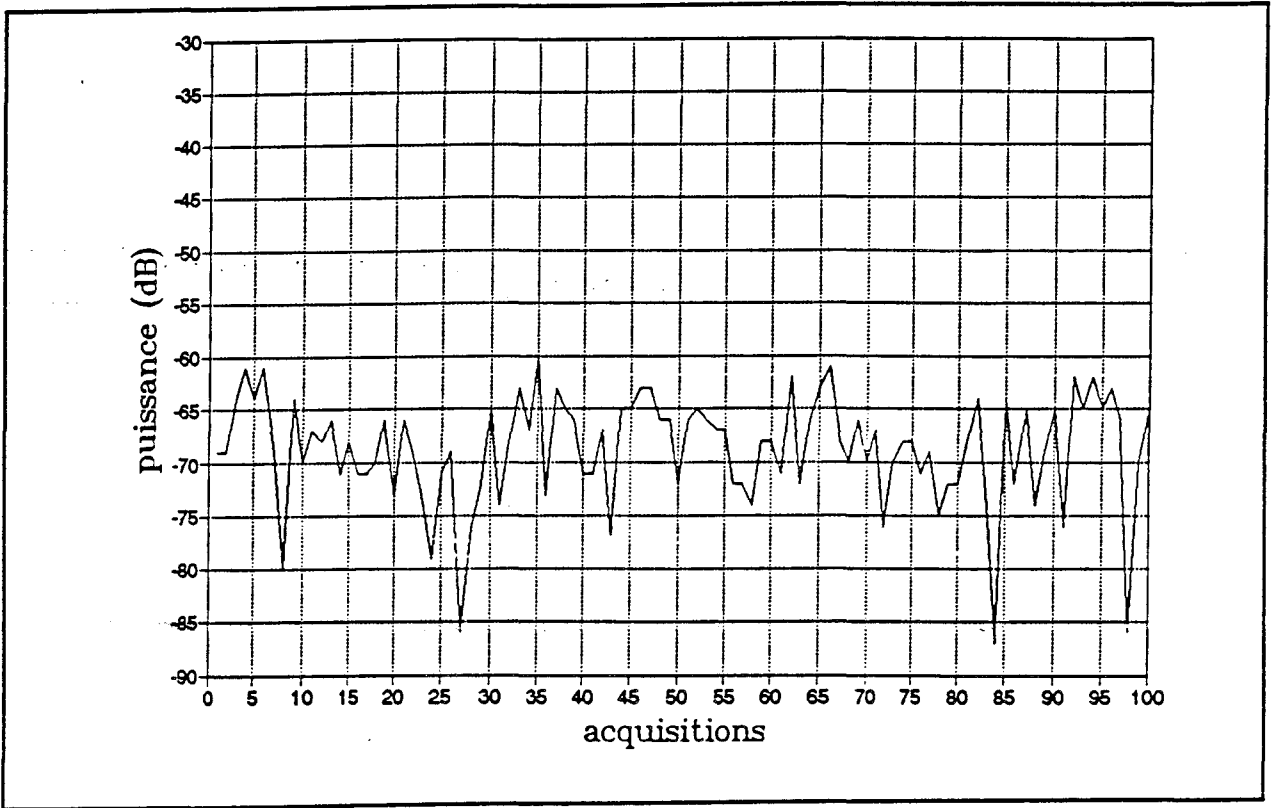
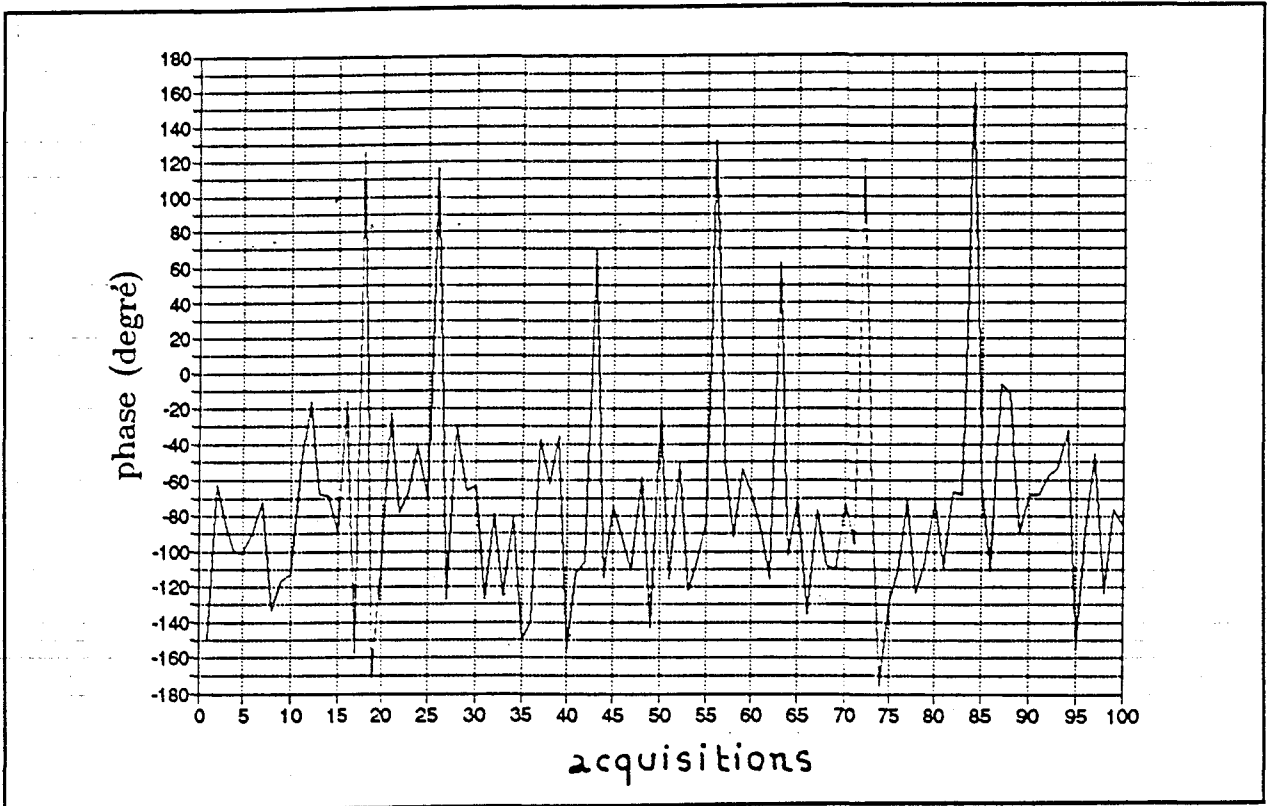


Figure III.18: Rétrodiffusion sur absorbant.
 (antennes cornet double-ridge, $F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



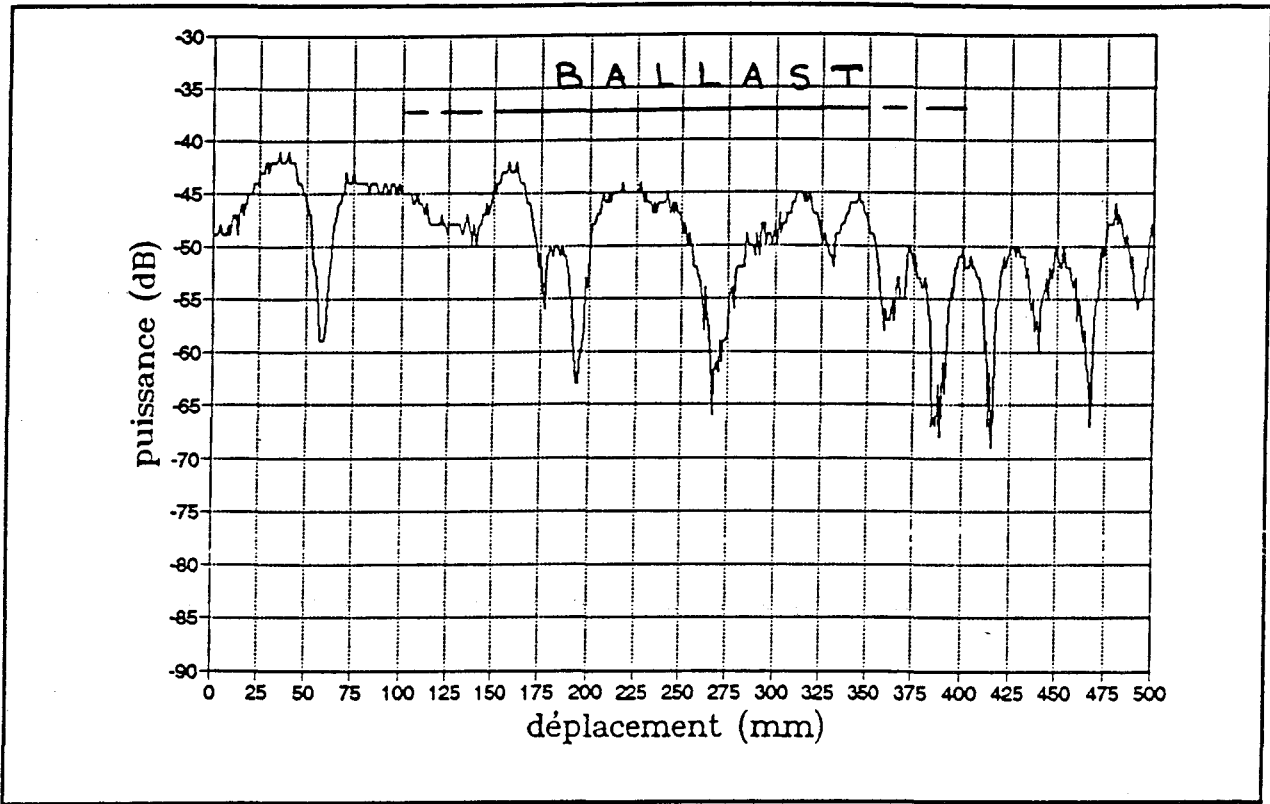
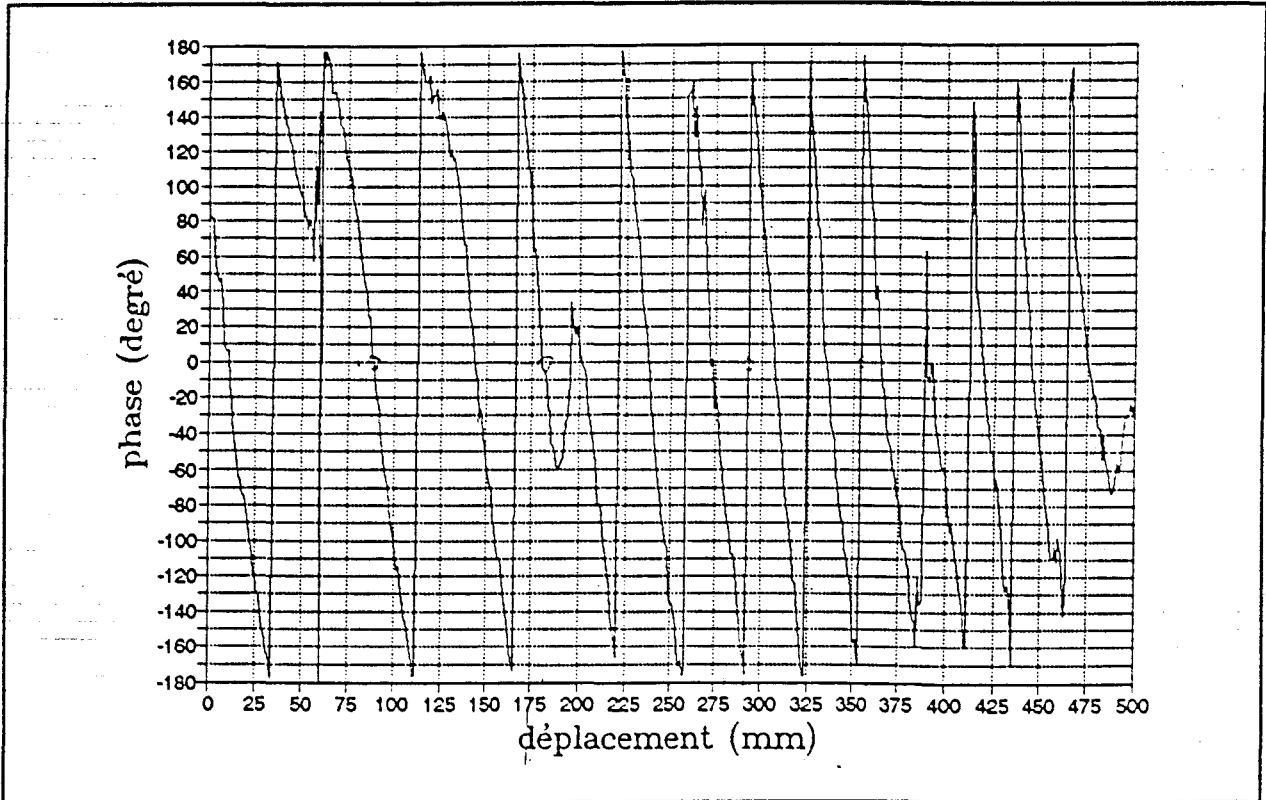


Figure III.19: Rétrodiffusion sur ballast SNCF.
 (antennes cornet double-ridge, $F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



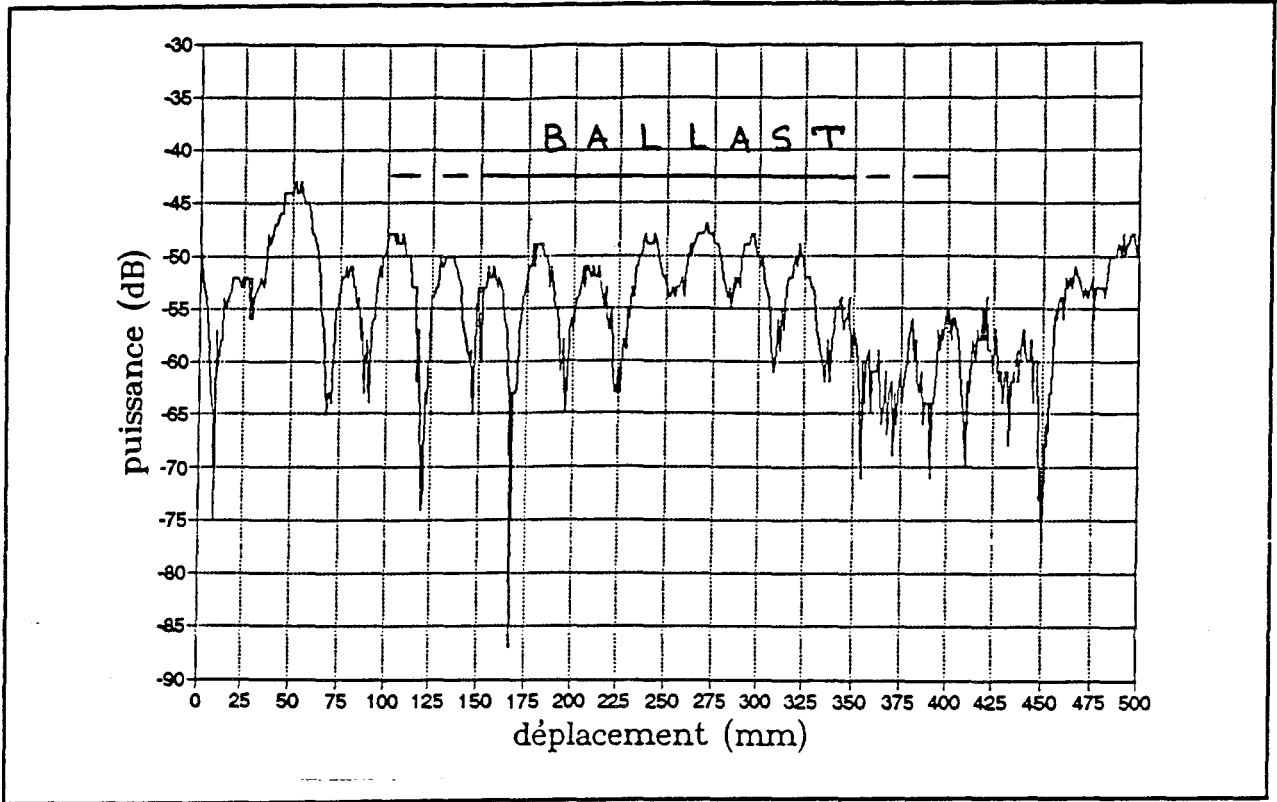
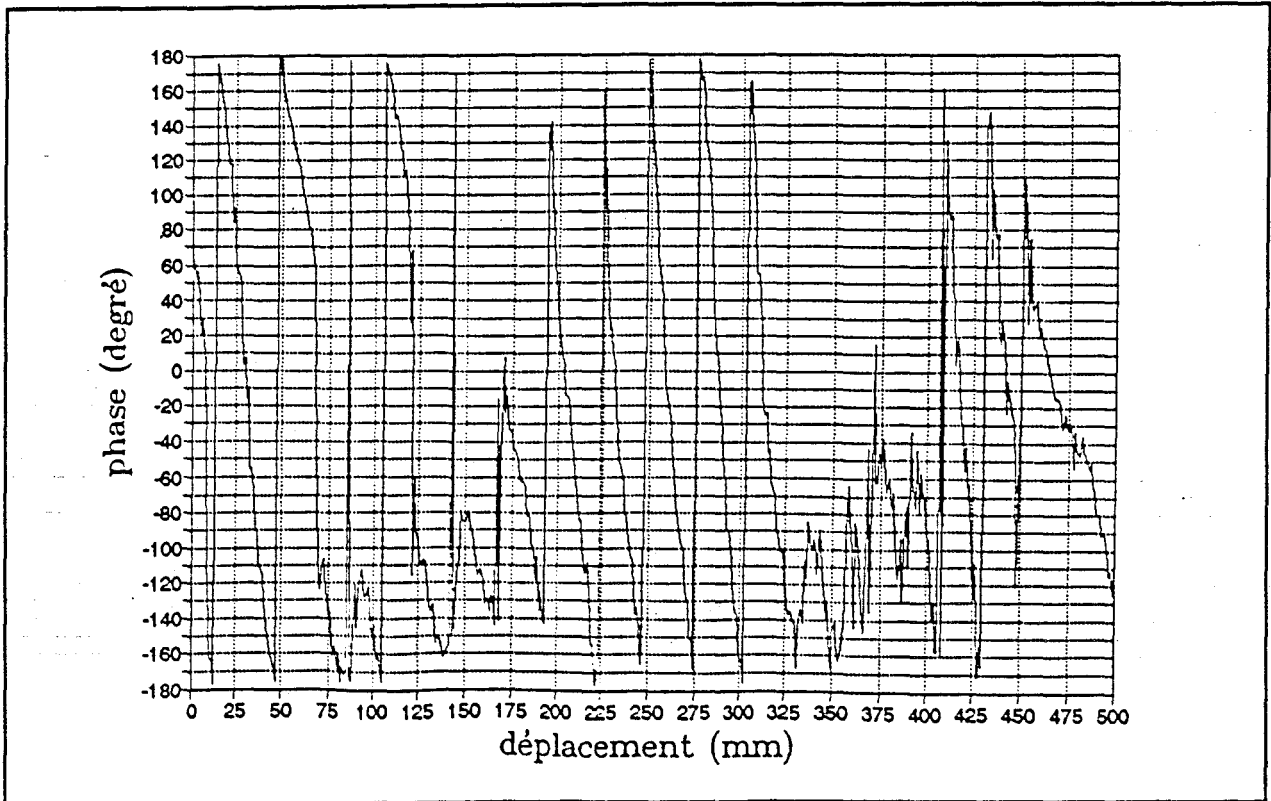


Figure III.20: Rétrodiffusion sur ballast SNCF: autre disposition des cailloux
 (antennes cornet double-ridge, $F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



VIII- EVOLUTION DU TAUX D'ONDE STATIONNAIRE de S11

Pour une fréquence de 10 GHz, en polarisation circulaire, nous avons relevé l'évolution du taux d'onde stationnaire (TOS) relatif au S11 (coefficient de réflexion) pour le plateau vide, puis pour l'absorbant déposé sur le plateau et enfin pour le ballast déposé sur l'absorbant. Les antennes sont des cornets dont la fréquence centrale est de 10,450 GHz, d'angle d'ouverture égal à 15° et de gain voisin de 15 dB.

En déplaçant le plateau, nous mesurons les valeurs du TOS de S11 en fonction du déplacement. Nous nous sommes limités à 100 acquisitions pour l'absorbant.

Les résultats de ces essais sont présentés sur un même graphique (figure III.21) qui suggère les remarques suivantes:

1) Le TOS varie en fonction du déplacement et ses variations sont plus importantes dans le cas du plateau vide et du ballast.

2) Les variations du TOS du plateau vide d'une part et de l'absorbant d'autre part sont aléatoires. Par contre le TOS du ballast oscille autour d'une valeur moyenne de 1,46.

3) Dans la zone du ballast, le TOS est meilleur et présente une périodicité voisine de 28,5 mm. Cette périodicité se perd dès que les antennes s'éloignent de cette zone.

4) Les mesures sur le TOS montrent qu'elles peuvent nous renseigner sur la distance parcourue. En effet, la période mesurée est voisine de la distance ΔX_e . Remarquons aussi que les mesures sur le TOS sont soumises aux erreurs déjà évoquées à la fin des commentaires du paragraphe VII.1.

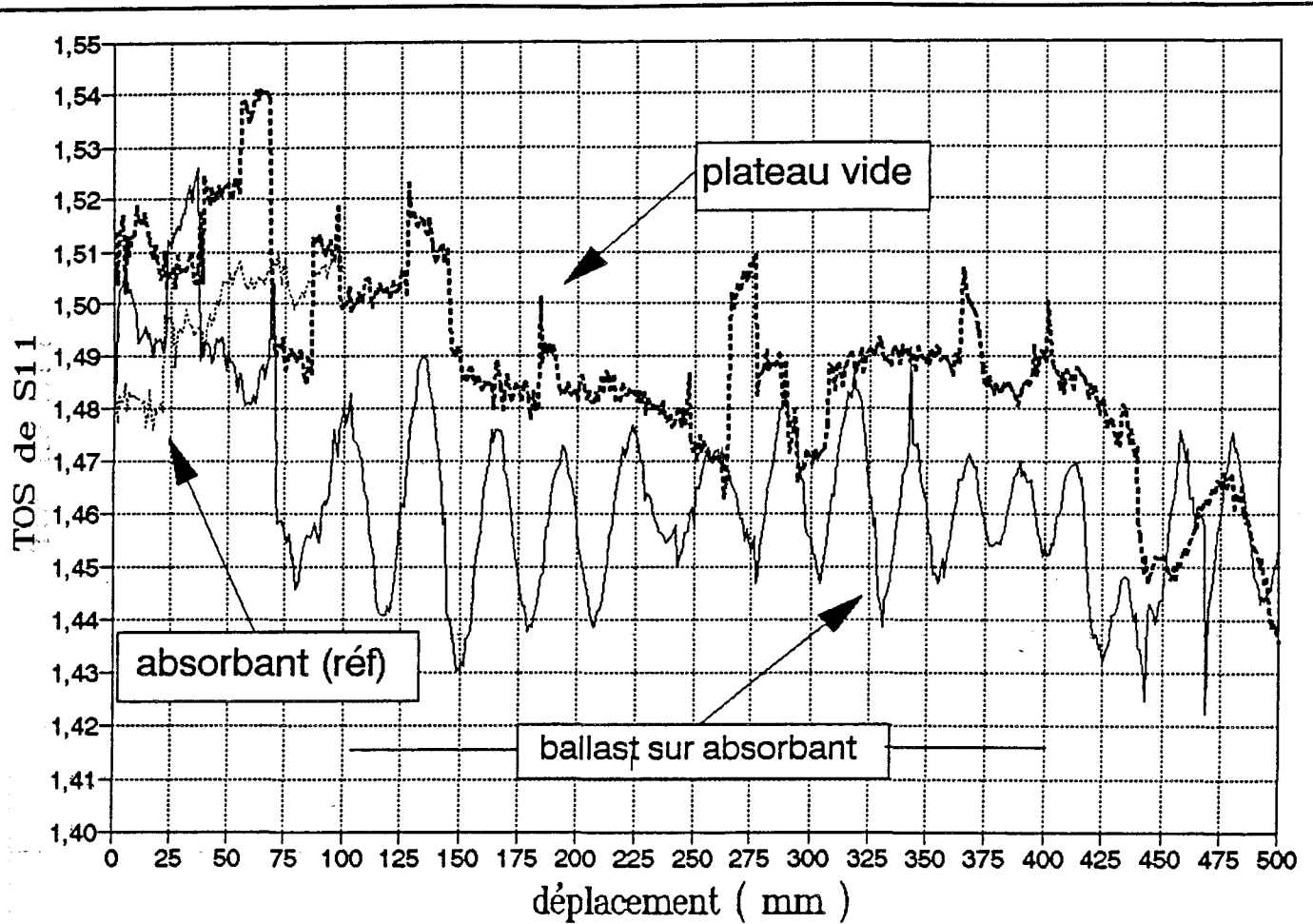


Figure III.21: **Rétrodiffusion sur absorbant, plateau vide et ballast SNCF: mesure de TOS de S11.**

(antennes cornet double-ridge, $F = 10$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)

IX- INTERPRETATION

A la lumière des résultats de nos expériences, nous pouvons faire les constatations suivantes :

1) L'évolution de l'amplitude en fonction de l'angle d'incidence est en accord avec la théorie (puisqu'elle diminue lorsque l'angle d'incidence augmente) .

2) Dès que l'amplitude est assez importante , la phase tourne régulièrement et présente une périodicité en fonction du déplacement .

3) Le déplacement ΔX_e correspondant à un tour complet de la phase a été mesuré en fonction de la fréquence et de l'angle d'incidence. Ces mesures sont en accord avec les résultats théoriques qui prévoient que la distance ΔX_e est inversement proportionnelle à la fréquence et à l'angle d'incidence.

4) L'évolution du TOS de S11 en fonction du déplacement montre qu'il présente une périodicité dans la zone du ballast où il oscille autour d'une certaine valeur moyenne.

5) La courbe du TOS du ballast est nettement distincte de celle du plateau vide et de l'absorbant qui constituent la référence.

6) **Les évanouissements et les affaiblissements:** la nature apparemment homogène du type asphalte ou ballast est en réalité, compte tenu des longueurs d'ondes utilisées, un milieu de rugosité aléatoire. Nous mettons en évidence pour ce type de revêtement la présence de nombreux évanouissements similaires à ceux rencontrés dans d'autres milieux et dans d'autres bandes de fréquences, en particulier pour les ondes millimétriques et l'optique.

Les variations d'amplitude sont importantes et peuvent être supérieures à 20 dB. Dans de nombreux cas de positions particulières, il s'agit au niveau de l'antenne réceptrice de la récupération d'ondes dont la combinaison est fortement destructive.

7) Les enregistrements de la phase en fonction du déplacement montrent une rotation régulière et prévisible de celle-ci. Par contre, il apparaît des transitions brutales de

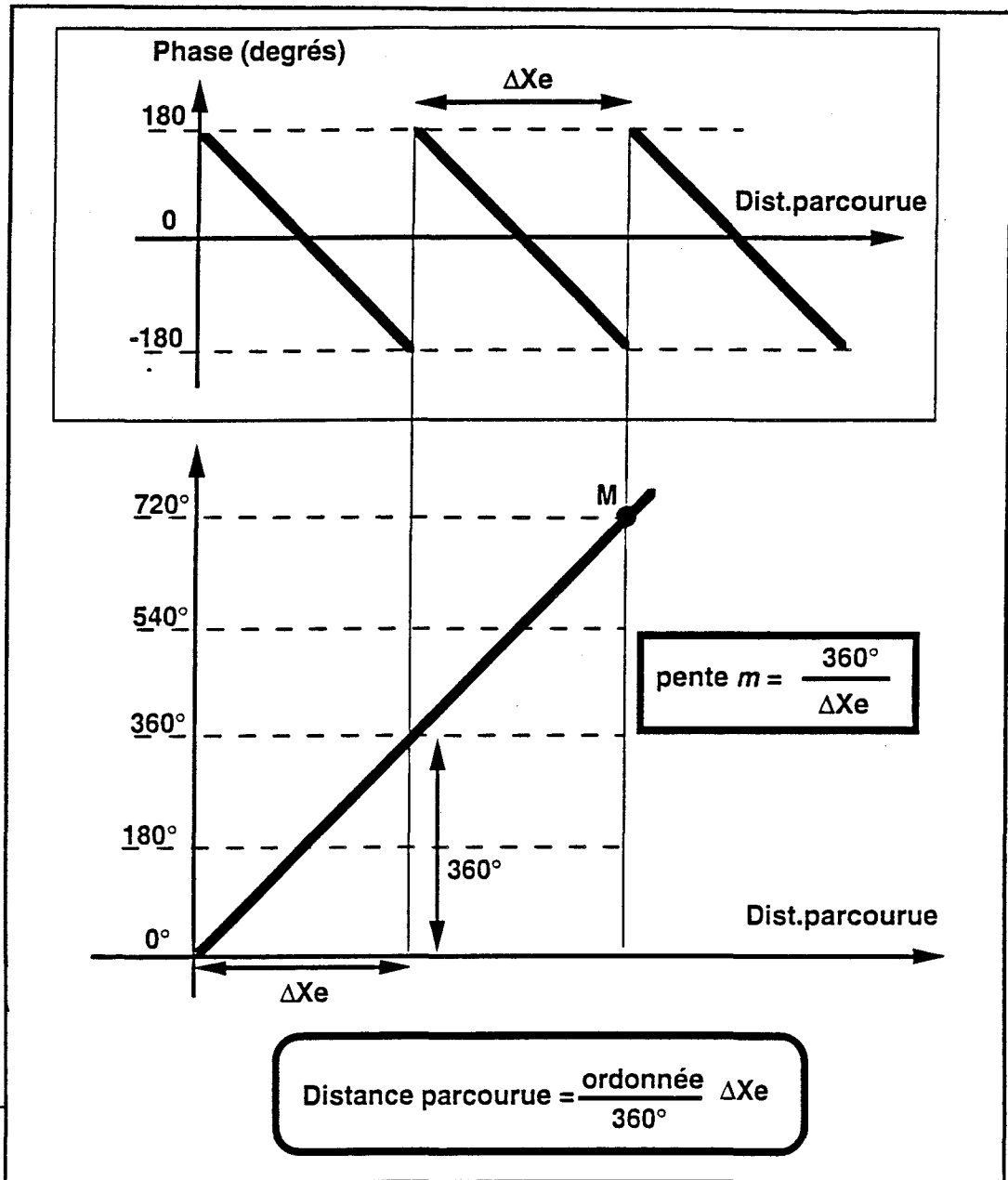


Figure III.22: Méthode de détermination de la distance parcourue

variations angulaires de valeurs plus ou moins importantes, liées à la présence simultanée des évanouissements.

X- REPRESENTATION DE LA DISTANCE PARCOURUE

Comment allons-nous représenter la distance parcourue à partir des mesures faites sur la phase?

L'idée, comme le montre la figure III.22, est de changer l'évolution en "dent de scie" de la phase, en évolution en droite. Celle-ci a pour pente $m = (360^\circ/\Delta X_e)$.

Au point M, la distance parcourue est égale à:
(l'ordonnée de M)/m

soit:

$$\text{distance parcourue} = \text{Ordonnée} \cdot (\Delta X_e / 360^\circ)$$

Les figures III.23 et III.24 montrent des exemples de résultats obtenus avec cette méthode, pour l'asphalte à 10 GHz. On obtient une excellente concordance théorie-expérience.

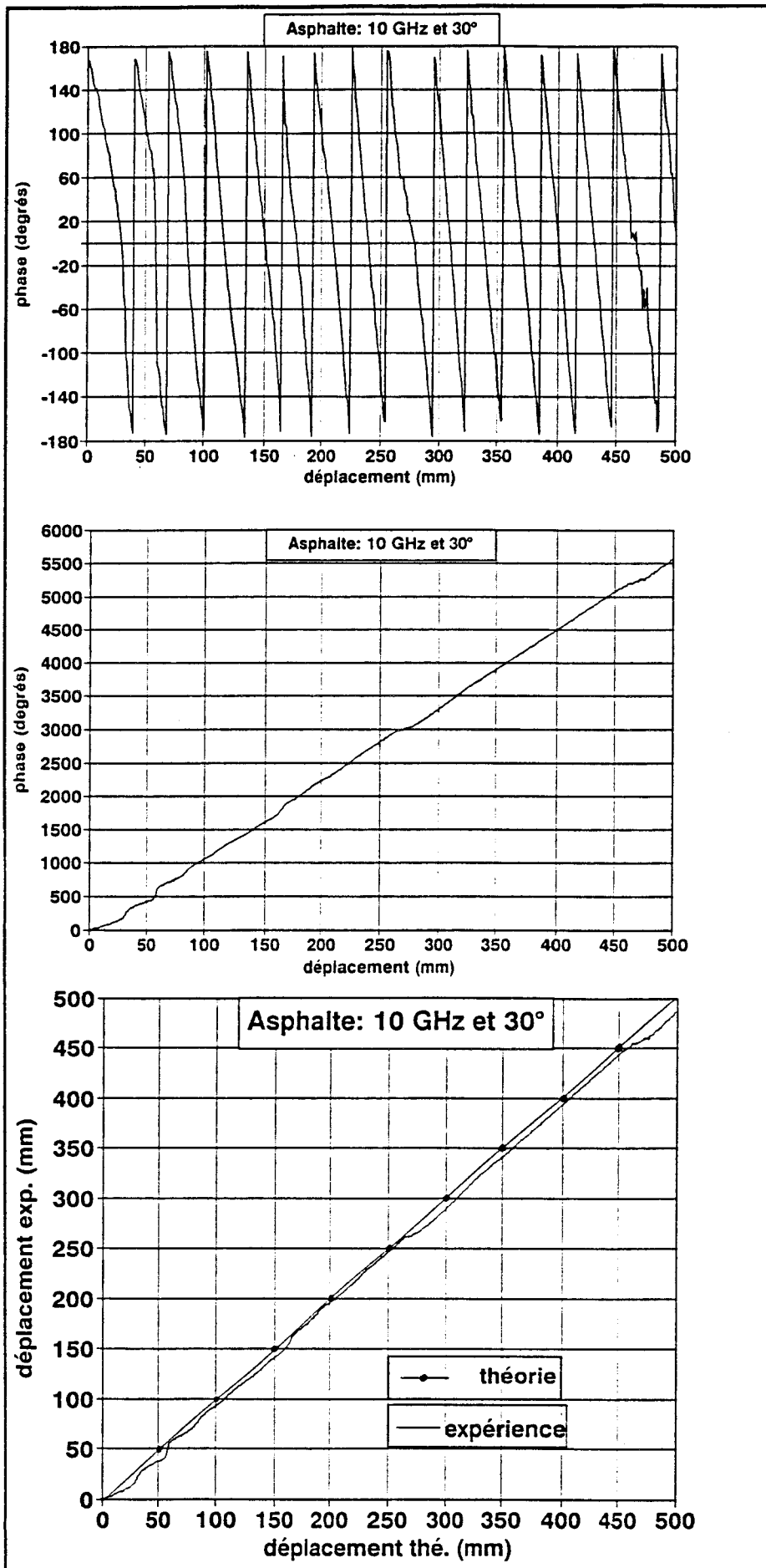


Figure III.23: Détermination de la distance parcourue

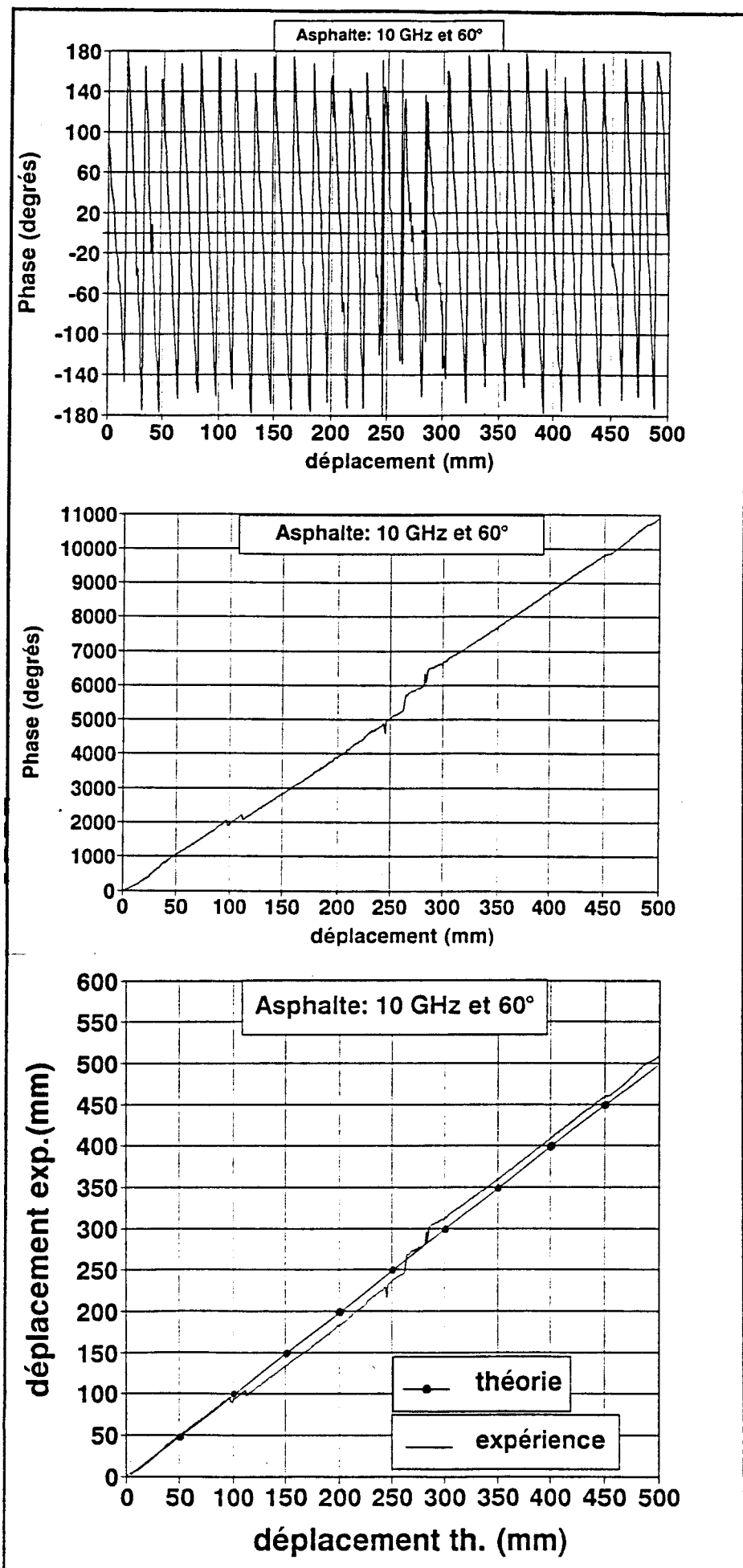


Figure III.24: Détermination de la distance parcourue

CONCLUSION GENERALE

L'étude théorique nous a permis de présenter les évolutions du coefficient de rétrodiffusion, de la surface équivalente radar et de la puissance rétrodiffusée, en fonction de plusieurs paramètres, tels que l'angle d'incidence, la hauteur d'antenne et la fréquence d'émission.

Notre étude expérimentale a porté sur les deux revêtements les plus fréquemment rencontrés dans les transports terrestres: l'asphalte et le ballast SNCF.

Durant notre campagne d'essais nous avons constaté qu'il faut prendre les précautions suivantes:

1) en rétrodiffusion bistatique, il faut éviter de travailler avec des antennes de directivité médiocre et qui présentent des lobes secondaires assez importants, car, dans ce cas, le phénomène du couplage fausserait la mesure exacte de la puissance rétrodiffusée

2) les vibrations des cordons reliant les antennes à l'appareil de mesures ont beaucoup d'influence sur le résultat de la mesure. C'est pour cela qu'il est conseillé de travailler avec des câbles suffisamment rigides

3) au laboratoire, où l'espace est restreint, il faut travailler en choisissant des hauteurs d'antennes réduites, car la surface éclairée par l'antenne étant alors plus petite, on évite ainsi la contribution d'autres "cibles étrangères" à la rétrodiffusion.

Au regard de tous les résultats de nos expériences sur le ballast SNCF et l'asphalte, nous pouvons dégager les conclusions suivantes :

1) le pouvoir rétrodiffusant dépend de la disposition des éléments rétrodiffusants

2) la puissance rétrodiffusée moyenne du revêtement diminue lorsque l'angle d'incidence augmente. Son allure est celle prévue par la théorie. Ce résultat est d'autant plus vrai que la cible se trouve hors de la zone des champs très proches de l'antenne émettrice. Pour minimiser les erreurs liées à la fixation géométrique de θ , il est conseillé de travailler avec un angle assez grand ($\theta = 60^\circ$ par exemple)

3) les enregistrements graphiques obtenus pour le module de la puissance rétrodiffusée ont tous une allure semblable: ils comportent des valeurs maximales et minimales (évanouissement)

4) les valeurs mesurées dépendent du type d'antenne utilisée (directivité, gain, polarisation, etc...)

5) la zone de rayonnement d'une antenne varie beaucoup selon le choix de la hauteur d'antenne et de l'angle d'incidence. Par exemple à 24 GHz pour $H = 30$ cm, si $\theta = 45^\circ$ on est dans la zone très proche du rayonnement, et si θ passe à 60° , on passe dans la zone proche (zone de Fresnel). Cela se traduit par des allures inhabituelles des courbes de rétrodiffusion

6) dès que l'amplitude est assez importante, la phase tourne normalement et présente une périodicité en fonction du déplacement. Le déplacement ΔX_e correspondant à un tour complet de la phase a été mesuré en fonction de la fréquence et de l'angle d'incidence. Ces mesures sont en accord avec les résultats théoriques qui annoncent que ΔX_e est inversement proportionnelle à la fréquence et à l'angle d'incidence. Ceci est vérifié par nos expériences

7) le phénomène d'évanouissement est mis en évidence pour les deux revêtements (asphalte et ballast). Les variations d'amplitude sont importantes et peuvent être supérieures à 20 dB. Dans de nombreux cas de positions particulières, il s'agit au niveau de l'antenne réceptrice de la récupération d'ondes dont la combinaison est fortement destructive. Les enregistrements de la phase en fonction du déplacement montrent dans ce cas, des transitions brutales de variations angulaires, de valeurs plus ou moins importantes, liées à la présence simultanée des évanouissements

8) la courbe du TOS de S11 du ballast est nettement distincte de celle du plateau vide et de l'absorbant qui constituent une référence. Cette courbe peut être exploitée pour représenter la distance parcourue;

9) en ce qui concerne l'influence des intempéries, nous constatons que :

- jusqu'à une hauteur d'une dizaine de centimètres, la glace et la neige sèches ne masquent pas la rétrodiffusion du revêtement sur lequel elles forment un dépôt. Mais dès qu'elles

commencent à devenir humides, elles modifient les caractéristiques de la transmission de l'onde

- pour l'eau liquide, il suffit d'une dizaine de millimètres pour constituer un masque à la rétrodiffusion d'un revêtement

- les conditions climatiques sévères sont d'autant plus défavorables que la fréquence de travail est élevée;

10) enfin, pour les travaux ultérieurs, il faut procéder à:

- des mesures en polarisation croisée (utilisation dans le domaine militaire)

- des études approfondies sur le TOS

- des mesures de phase sur site réel.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] T.M HYLTIIN, T.D. FUCHSER, H.B. TYSON and W.R. REGUEIRO, " Int. Automotive Engineering Congress and Exposition ", Michigan, January 1973.
- [2] J. Baudet, J. Vindevoghel et C. Semet, " Capteur cinémométrique à effet Doppler destiné aux applications ferroviaires ". Symposium ITTG (Innovation Technologique dans les Transports Guidés), Lille, septembre 1993.
- [3] G. DUMOULIN, " Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour applications ferroviaires ", Thèse d'Université, Lille, 1989.
- [4] L. DHALLUIN, " Conception d'oscillateurs microondes (bande X) en vue de l'intégration monolithique d'un capteur cinémométrique ", Thèse d'Université, Lille, 1989.
- [5] M. EL BEKKALI, " Capteurs cinémométriques à antennes plaquées en bande X. Applications ", Thèse d'Université, Lille, 1991.
- [6] M. BOGUAIS, J.P. DANIEL et C. TERRET, " Deux méthodes de synthèse de réseaux d'antennes. Application aux antennes imprimées ", J.I.N.A, Nice, 1986.
- [7] M. EL BEKKALI, J. VINDEVOGHEL et G. DUMOULIN, " Antennes plaquées pour application radar Doppler " 6^{ème} J.N.M, Montpellier, Juin 1989.
- [8] J. VINDEVOGHEL, M. EL BEKKALI, P. DESCAMPS et E. CONSTANT " An integrated microwave Doppler cinemometer for transport applications " 20th EuMC, Budapest, Septembre 1990.
- [9] H.P. WANG, " Conception et réalisation d'une unité de traitement de cinémomètre à effet Doppler en vue d'applications ferroviaires ", Thèse d'Université, Lille, 1992.
- [10] N. EL SALEOUS, " Etude et réalisation d'un traitement de signal pour cinémomètre Doppler ", Thèse d'université, Lille, 1990.
- [11] J.L. VATERKOWSKI, E. CONSTANT, J. VANBREMEERSCH et J.P. DELGUTTE, "Aide à la conduite des véhicules terrestres - Etude de faisabilité d'une télémétrie à hyperfréquences". Rapport final du C.H.S., Lille 1, 1980.

[12] J.P. MON, "La propagation des ondes millimétriques sur les trajets terre-espace", L'écho des Recherches, n° 105, 1981.

[13] J. TOBARIAS, "Propriétés diélectriques de la neige - Application à la mesure de la teneur en eau", Thèse de 3ème cycle, Grenoble, 1977.

[14] R. VON HIPPEL, "Les diélectriques et leurs applications," Dunod, paris.

[15] V. LIVA, "Emissivité et transmission de la neige en ondes centimétriques - Application à la détection radiométrique des victimes d'avalanches", Thèse de docteur-ingénieur, Grenoble, 1976.

[16] P.M. HALLEY, "Propagation characteristics of surface materials and interface aspects", Agard, CP, 208, 1977.

[17] L. KAFOUNI, "Influence des conditions climatiques "défavorables" sur les systèmes hyperfréquences - Applications à la détection des balises sur le système V.A.L. (Véhicule Automatique Léger) de Lille", D.E.A. d'Electronique, L.R.P.E., Lille, 1987.

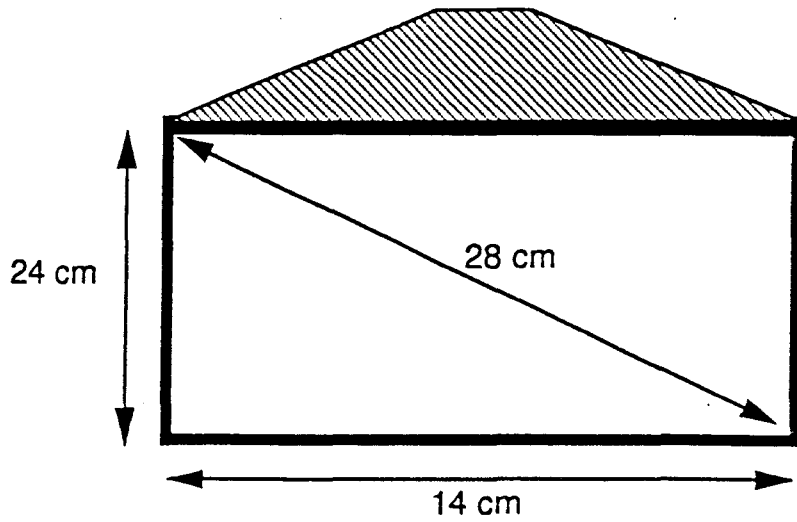
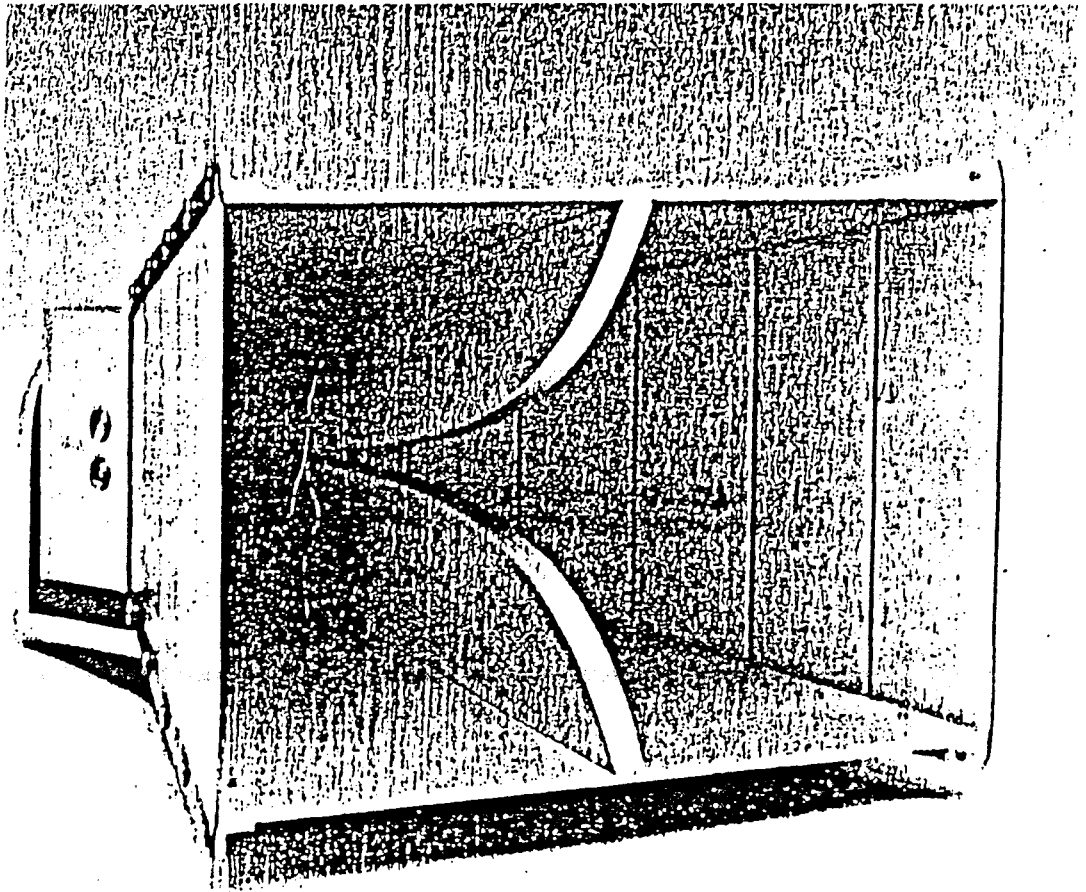
[18] P. LECOCQ, "Contribution à l'étude du fonctionnement de balises de localisation de véhicules ferroviaires dans des conditions climatiques défavorables", Thèse d'université, Lille, 1992.

[19] F.T. ULABY, W.H. STILES and M. ABDELRAZIK, "Snowcover Influence on Backscattering from Terrain", IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING, Vol. GE-22, N°2, March 1984.

[20] R.L. COSGRIFF, W.H. PEAKE et R.C. TAYLOR "Terrain scattering properties for sensor system design". In terrain Handbook II, Ohio State Univ. Experimental Station 1960.

ANNEXES

ANNEXE 1



DIMENSIONS DES ANTENNES DOUBLE-RIDGE

THE ELECTRO-MECHANICS CO.
 GAIN AND ANTENNA FACTORS
 FOR
 DOUBLE RIDGE GUIDE HORN ANTENNA
 MANUFACTURED BY
 THE ELECTRO-MECHANICS CO.
 MODEL NUMBER 3115
 S/N 3739

1 METER CALIBRATION

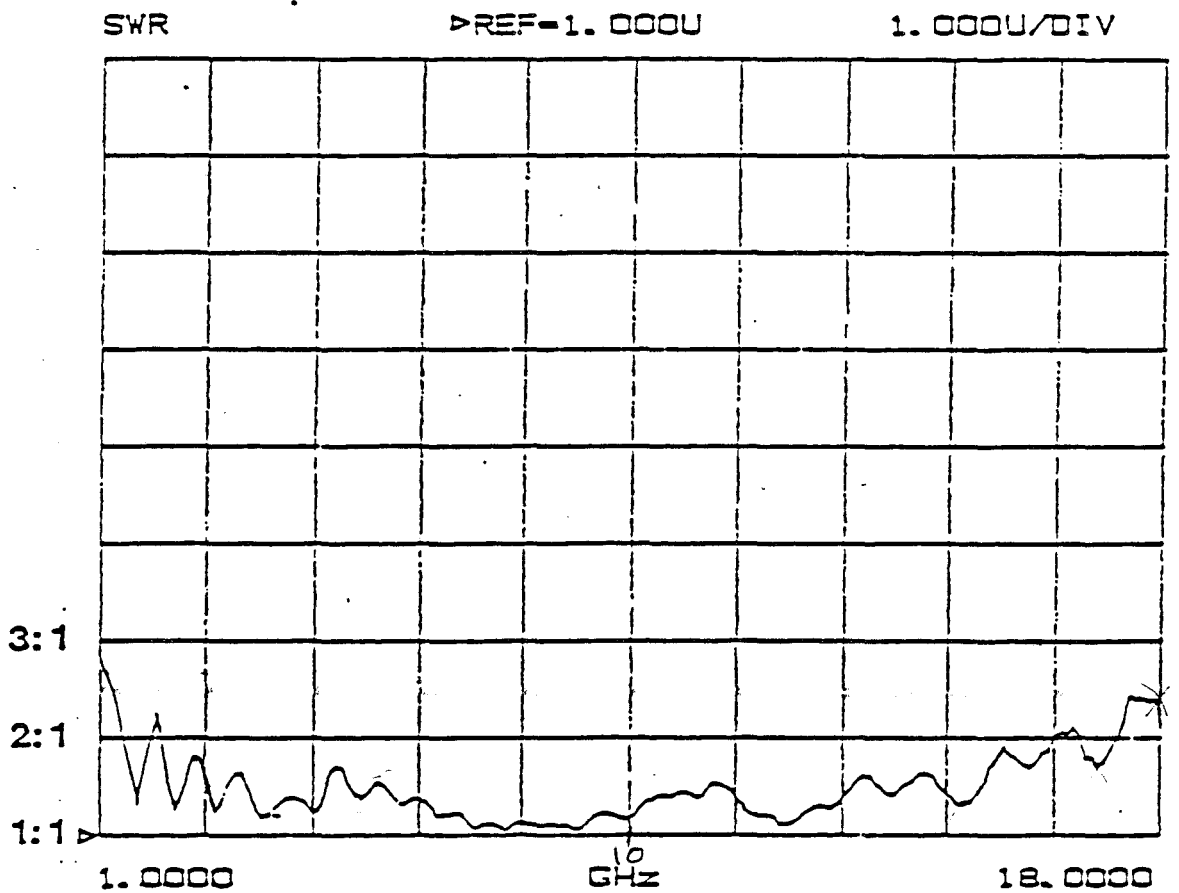
FREQUENCY (MHz)	ANTENNA FACTOR (dB)	GAIN NUMERIC	GAIN dBi
1000	24.2	3.95	5.0
1500	25.5	6.74	8.3
2000	27.8	7.06	8.5
2500	28.9	8.43	9.3
3000	31.3	7.00	8.4
3500	32.2	7.70	8.9
4000	33.2	8.03	9.0
4500	33.2	10.14	10.1
5000	34.7	8.95	9.5
5500	35.0	10.07	10.0
6000	35.0	11.91	10.8
6500	35.1	13.66	11.4
7000	35.5	11.42	10.6
7500	37.7	9.95	10.0
8000	37.4	12.18	10.9
8500	39.0	12.08	10.8
9000	39.0	13.39	11.3
9500	38.3	13.98	11.5
10000	38.5	14.88	11.7
10500	38.3	17.13	12.3
11000	38.7	17.34	12.4
11500	39.0	17.51	12.4
12000	38.5	21.47	13.3
12500	38.9	21.11	13.2
13000	39.4	20.26	13.1
13500	40.1	19.54	12.7
14000	40.7	17.53	12.4
14500	40.2	21.09	13.2
15000	38.3	35.38	15.5
15500	36.9	51.05	17.1
16000	37.2	50.91	17.1
16500	40.7	24.56	13.9
17000	42.5	17.11	12.3
17500	46.0	8.05	9.1
18000	47.7	5.79	7.6

SPECIFICATION COMPLIANCE TESTING FACTOR (1 METER SPACING)
 TO BE ADDED TO RECEIVER METER READING IN dBuV TO CONVERT TO
 FIELD INTENSITY IN dBuV/METER. CALIBRATED 12/26/91 (DD/MM/YY).
 CALIBRATION PER ARP 958 METHODOLOGY.

MODEL 3115

DOUBLE RIDGED WAVEGUIDE HORN ANTENNA

S11 FORWARD REFLECTION



TYPICAL VSWR VS FREQUENCY

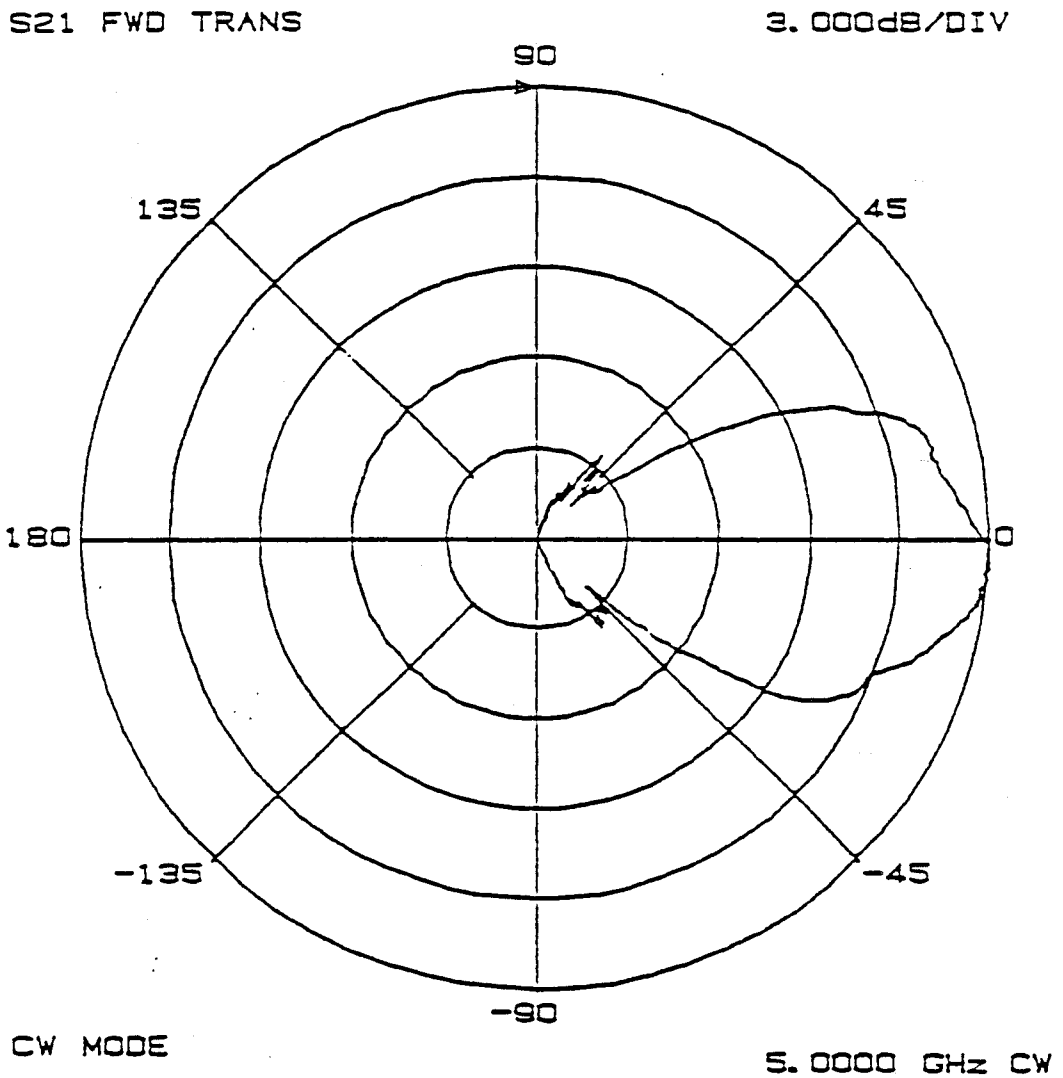
MODEL 3115

DOUBLE RIDGED WAVEGUIDE HORN ANTENNA

FREQUENCY: 5.0000 GHz

POLARIZATION: HORIZONTAL

ANTENNA AXIS: PARALLEL TO GROUND



TYPICAL ANTENNA RADIATION PATTERN (E PLANE)

FIGURE 1

MODEL 3115

DOUBLE RIDGED WAVEGUIDE HORN ANTENNA

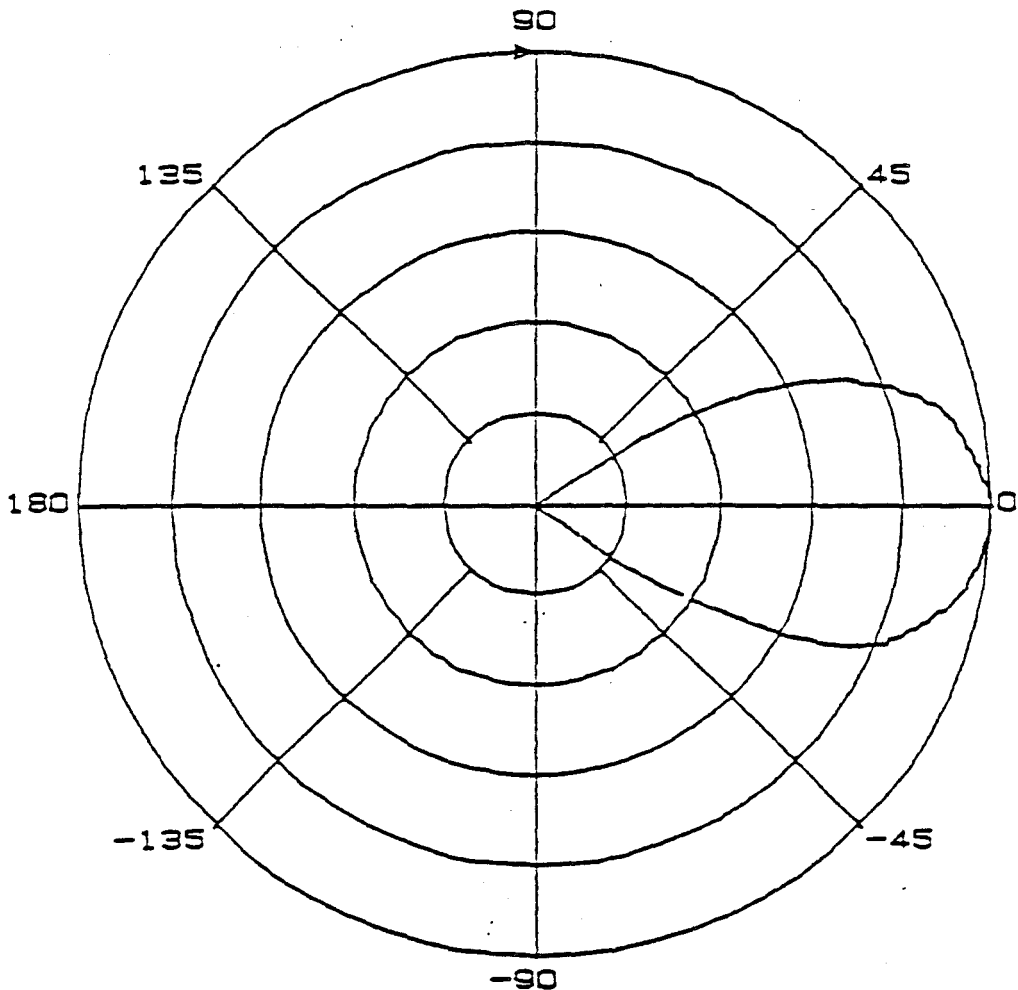
FREQUENCY: 5.0000 GHz

POLARIZATION: VERTICAL

ANTENNA AXIS: PARALLEL TO GROUND

S21 FWD TRANS

3.000dB/DIV



CW MODE

5.0000 GHz CW

TYPICAL ANTENNA RADIATION PATTERN (H PLANE)

FIGURE 2

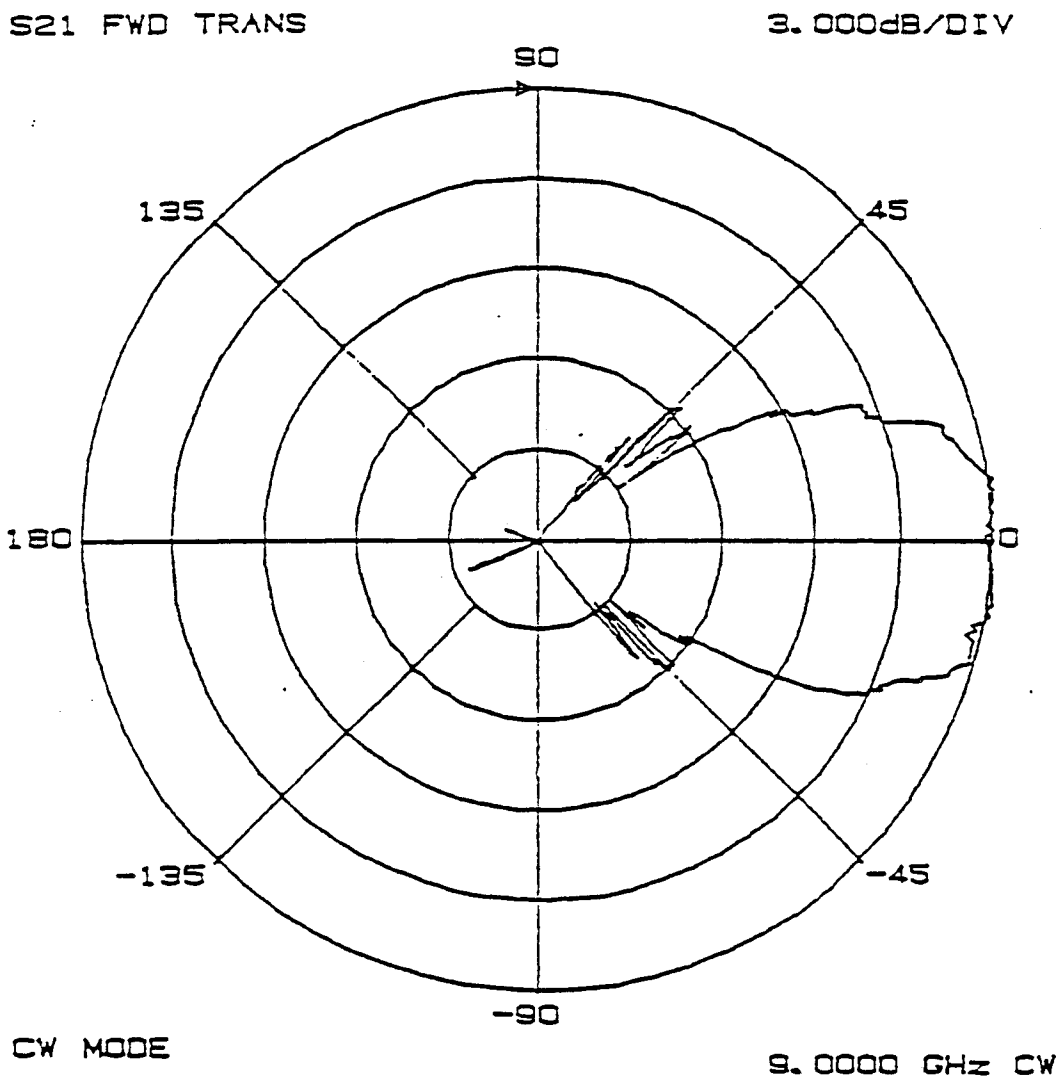
MODEL 3115

DOUBLE RIDGED WAVEGUIDE HORN ANTENNA

FREQUENCY: 9.0000 GHz

POLARIZATION: HORIZONTAL

ANTENNA AXIS: PARALLEL TO GROUND



TYPICAL ANTENNA RADIATION PATTERN (E PLANE)

FIGURE 3

MODEL 3115

DOUBLE RIDGED WAVEGUIDE HORN ANTENNA

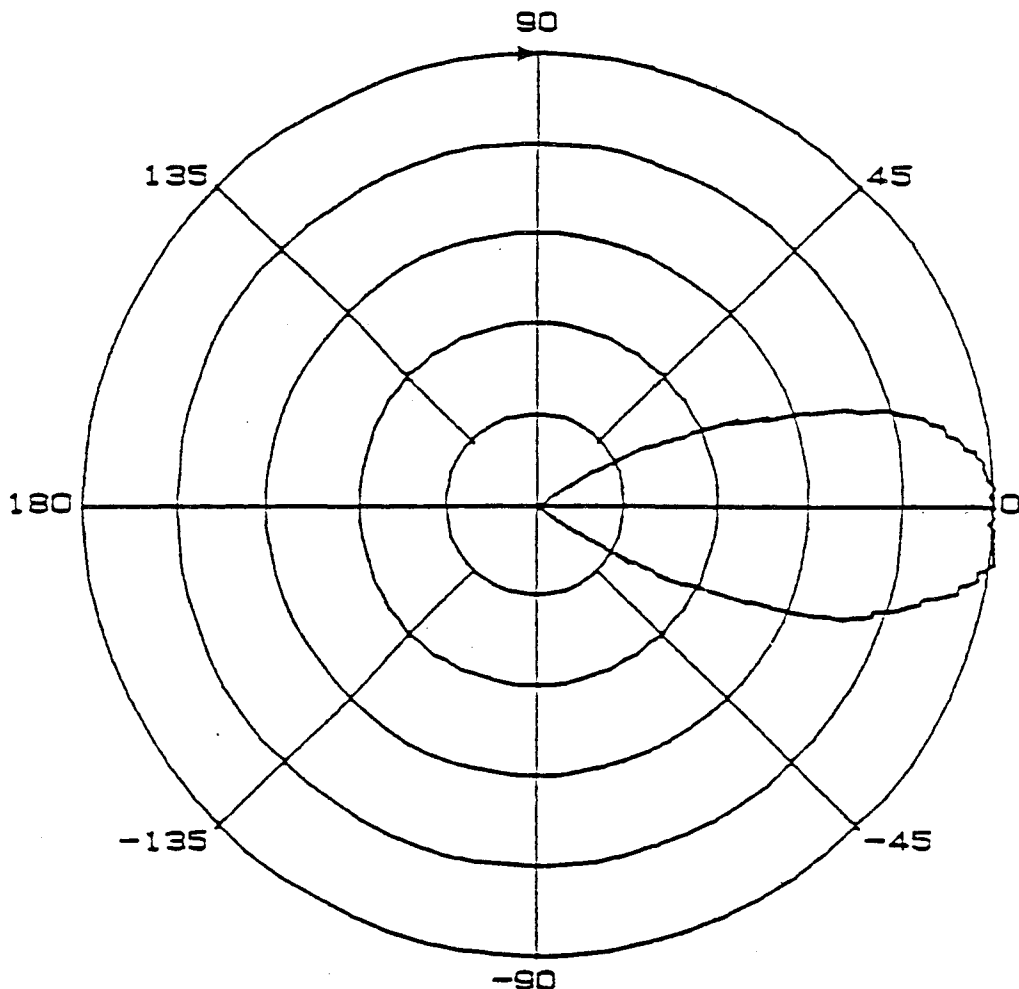
FREQUENCY: 9.0000 GHz

POLARIZATION: VERTICAL

ANTENNA AXIS: PARALLEL TO GROUND

S21 FWD TRANS

3.000dB/DIV



CW MODE

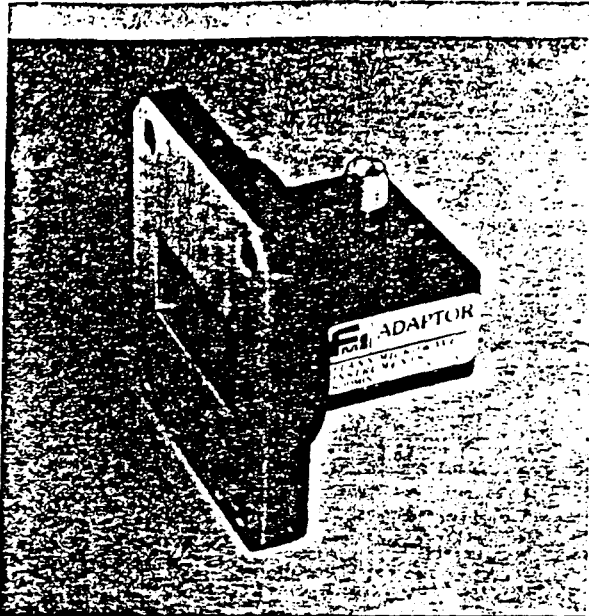
9.0000 GHz CW

TYPICAL ANTENNA RADIATION PATTERN (H PLANE)

FIGURE 4

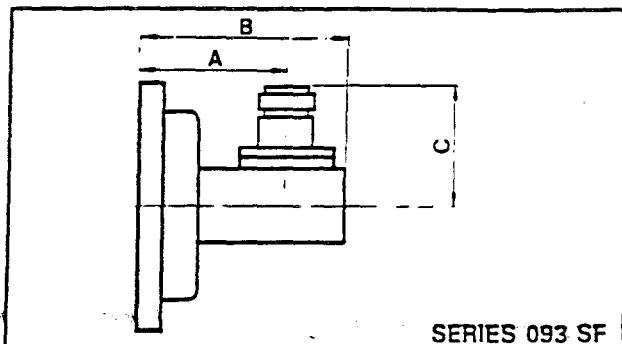
ANNEXE 2

Waveguide — Coax Adaptors SMA 3.94 to 26.7GHz



LOW VSWR FULL OR NARROW BAND MODELS

The F.M.I. Waveguide to Coax Adaptors in this series are available both for full waveguide band operation and also limited band applications (eg. link bands) where a much improved VSWR performance is offered. The following tables indicate a wide choice of adaptor specification. F.M.I. Waveguide to Coax Adaptors in this series are fitted, with SMA female connectors as standard. SMA male connectors are available on most models to special order. Alternative requirements can be accommodated provided the customer submits full details of the specification required.



SERIES 093 SF

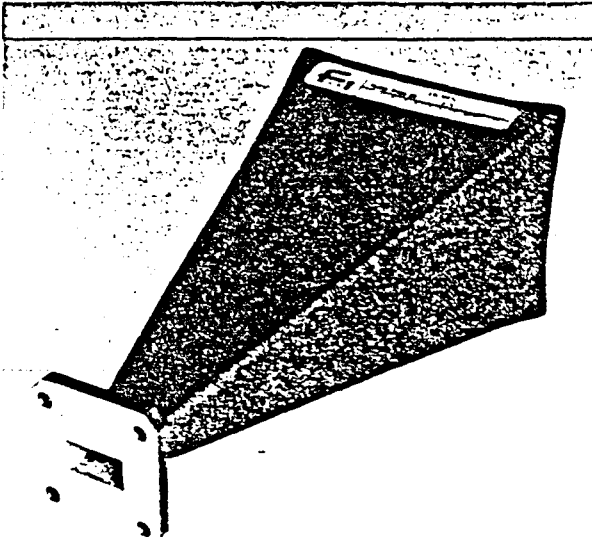
Waveguide			Frequency * range GHz	Maximum VSWR	MODEL (ordering code)	Dimensions			Weight Kg
WG	R	WR				A	B	C	
12	48	187	3.94-5.99 Full band	1.20	12093-SF40	41	55	23	0.60
			5.200-5.400	1.05	12093-SF41				
13	58	159	4.64-7.05 Full band	1.20	13093-SF40	33	48	22	0.50
14	70	137	5.38-8.18 Full band	1.20	14093-SF40	27	41	20	0.40
15	84	112	6.58-10.0 Full band	1.20	15093-SF40	24	34	18	0.16
			7.212-7.712	1.05	15093-SF41				
			7.938-8.438	1.05	15093-SF42				
			7.250-7.750	1.05	15093-SF43				
			7.900-8.400	1.05	15093-SF44				
16	100	90	6.20-12.5 Full band	1.2	16093-SF40	25	34	16	0.12
			8.600-9.430	1.05	16093-SF41				
			9.220-10.08	1.05	16093-SF42				
			10.00-10.40	1.05	16093-SF43				
			10.00-11.00	1.10	16093-SF44				
			11.00-11.30	1.05	16093-SF45				
			9.250-9.750	1.05	16093-SF47				
			10.95-11.70	1.10	16093-SF48				
17	120	75	9.84-15.0 Full band	1.20	17093-SF40	25.5	34	16	0.08
			10.90-11.30	1.05	17093-SF41				
			11.40-11.90	1.10	17093-SF42				
			12.40-12.60	1.05	17093-SF43				
			14.00-14.50	1.05	17093-SF44				
			10.70-11.70	1.10	17093-SF45				
			11.40-12.50	1.10	17093-SF46				
18	140	62	11.9-18.0 Full band	1.20	18093-SF40	20	29	15	0.04
			13.60-13.60	1.05	18093-SF41				
			14.00-14.50	1.05	18093-SF42				
			15.40-16.50	1.05	18093-SF43				
			16.40-17.50	1.05	18093-SF44				
			17.30-18.00	1.05	18093-SF45				
			13.40-14.60	1.05	18093-SF46				
19	180	51	14.5-22.0 Full band	1.50	19093-SF40	20	28	14	0.04
			17.30-18.10	1.10	19093-SF41				
			15.50-17.50	1.20	19093-SF42				
20	220	42	17.6-26.7 Full band	1.50	20093-SF40	21	28	13	0.03
			17.70-19.70	1.20	20093-SF41				

* Alternative narrow band units can generally be accommodated on request

ORDERING INFORMATION

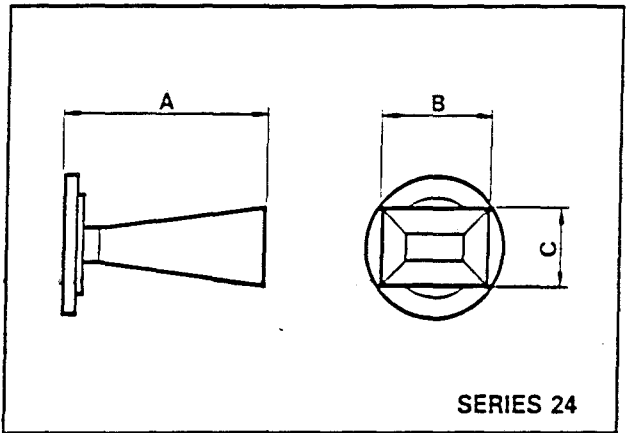
WAVEGUIDE TO COAX ADAPTOR SMA
Model (example: 17093-SF44 would be a WG17 to SMA female adaptor operating over the frequency range 14.00 to 14.50GHz.)

Standard Gain Horns



MODELS TO 220GHz

The F.M.I. standard gain horns have a wide range of applications, (eg: as transmitting, receiving or sampling antennae or for feeding reflectors.) The lower frequency horns, models 0624 to 1724 inclusive, are accurately fabricated from brass sheet. Models 1824 to 3024 inclusive are copper electroformed on precision ground mandrels to ensure high quality and repeatability. Typical Gain/Bandwidth curves are provided for all standard gain horns. 10dB, 15dB and 25dB gain horns are also available in many waveguide sizes.



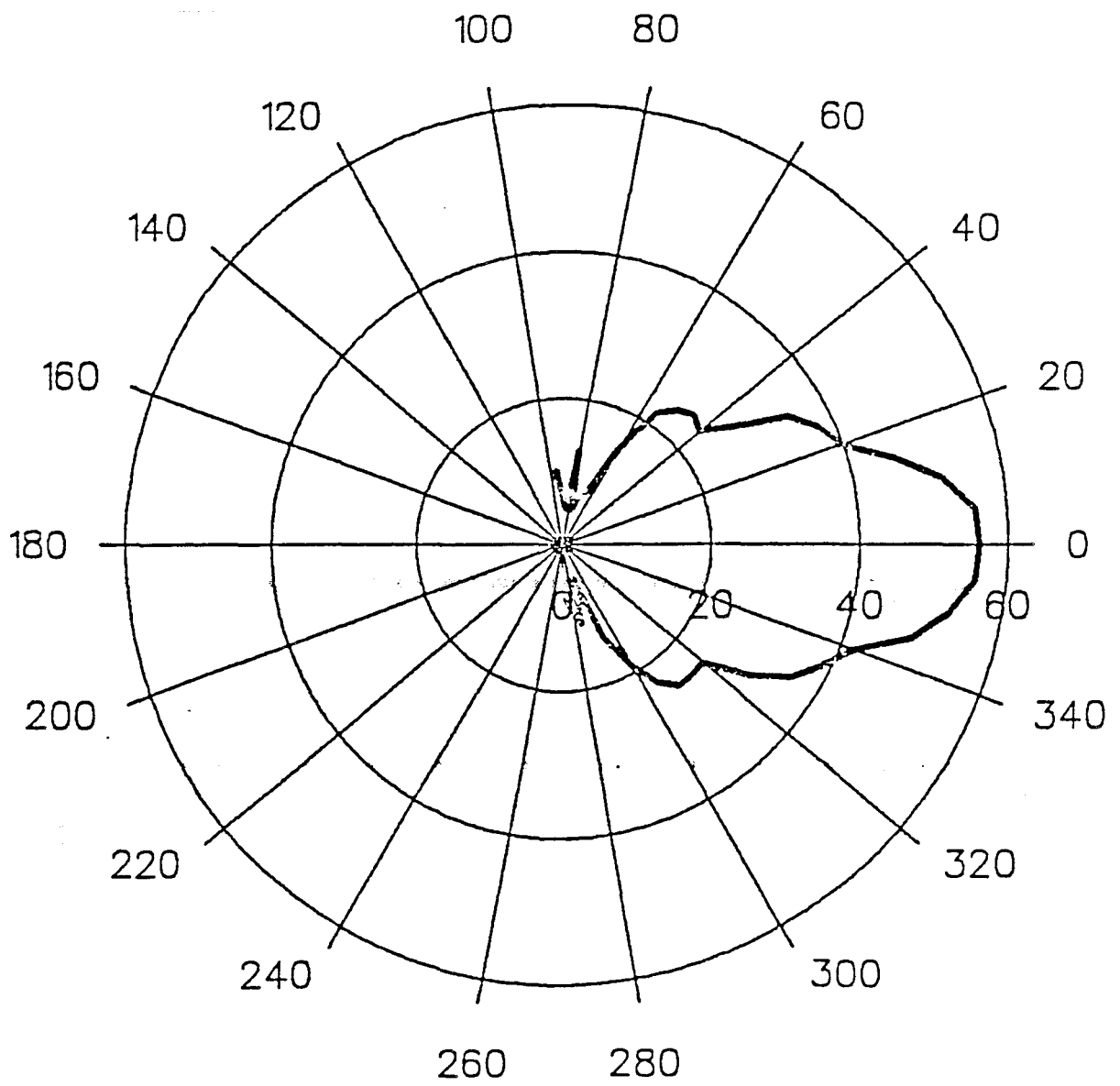
Variation of mid-band gain with frequency ± 2 dB.
Maximum VSWR 1.2

MODEL	Frequency range GHz	Waveguide			Standard mid-band gain, dB	Dimensions			Weight Kg
		WG	R	WR		A	B	C	
0624	1.14-1.63	6	14	650	10	480	247	182	11.0
0824	1.72-2.61	8	22	430	10	318	168	120	9.5
1024	2.60-3.95	10	32	284	15	253	210	150	8.5
11A24	3.30-4.90	11A	40	229	15	290	161	120	4.5
1224	3.94-5.99	12	48	187	20	500	235	172	3.8
1424	5.38-8.18	14	70	137	20	375	175	130	2.4
1524	6.58-10.0	15	84	112	20	332	153	115	1.5
1624	8.20-12.5	16	100	90	20	246	115	85	1.5
1724	9.84-15.0	17	120	75	20	217	100	74	0.65
1824	11.9-18.0	18	140	62	20	156	82	63	0.45
1924	14.5-22.0	19	180	51	20	135	74	56	0.28
2024	17.6-26.7	20	220	42	20	120	57	42	0.14
2224	26.4-40.1	22	320	28	20	85	39	28	0.11
2324	33.0-50.1	23	400	22	20	63	31	23	0.07
2424	39.3-59.7	24	500	19	20	54	27	23	0.07
2524	49.9-75.8	25	620	15	20	41	21	16	0.06
2624	60.5-92.0	26	740	12	20	38	18	14	0.02
2724	73.8-112	27	900	10	20	34	15	11	0.02
2824	92.3-140	28	1200	8	20	33	14	10	0.02
2924	114-173	29	1400	7	20	23	13	9	0.02
3024	145-220	30	1800	5	20	18	12	8	0.02

ORDERING INFORMATION

STANDARD GAIN HORN

- (i) Model
 - (ii) Gain
- (example: Model 1624-15 is a 15dB gain horn in waveguide size WG16.)



**Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet
modèle 1624 à 10 GHz, dans le plan \vec{E} .**

ANNEXE 3

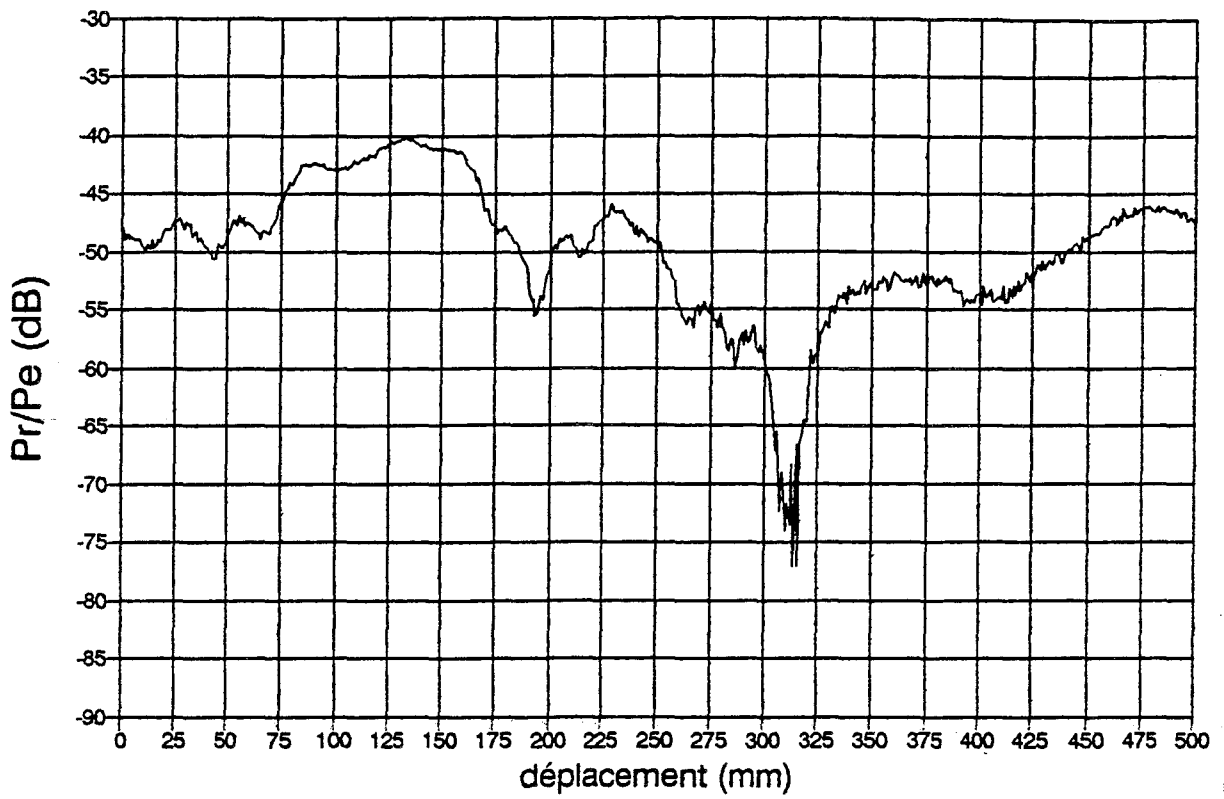
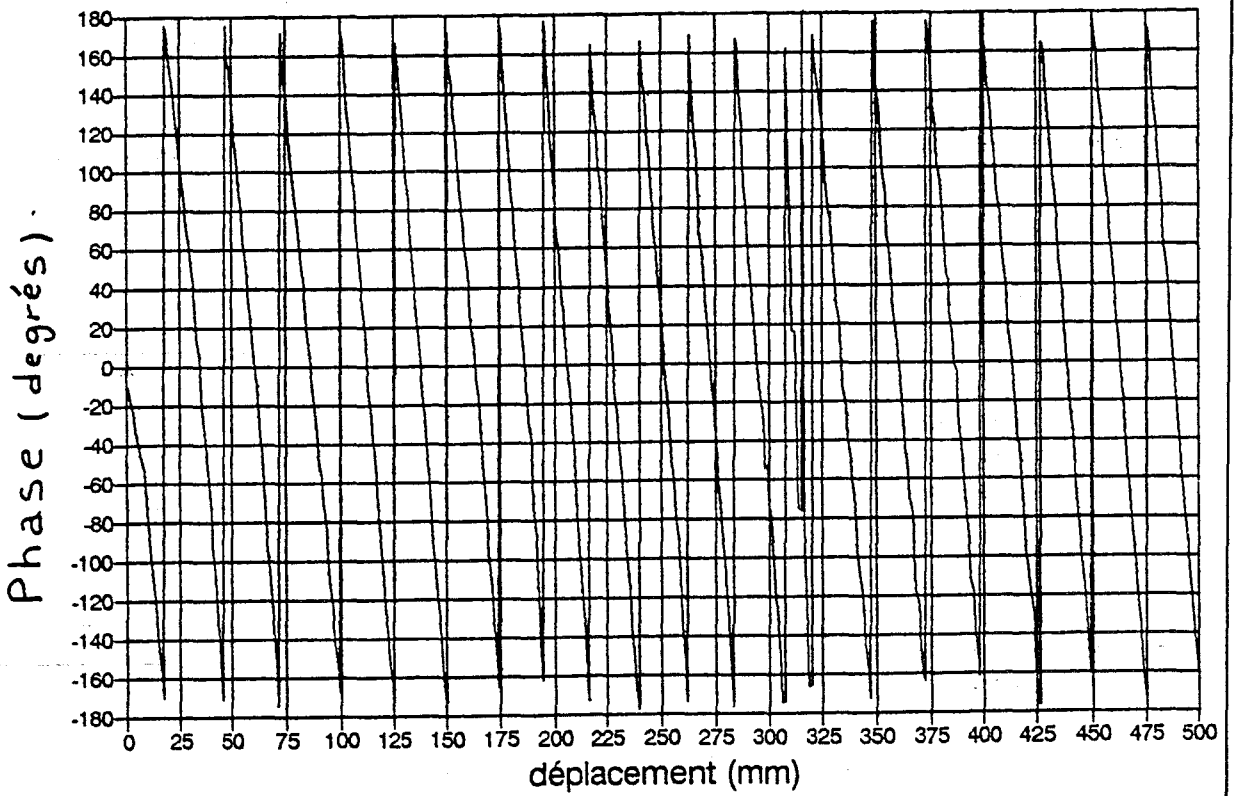


Figure 1: Rétrodiffusion sur asphalte.
 (antennes cornet, $F = 12$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)



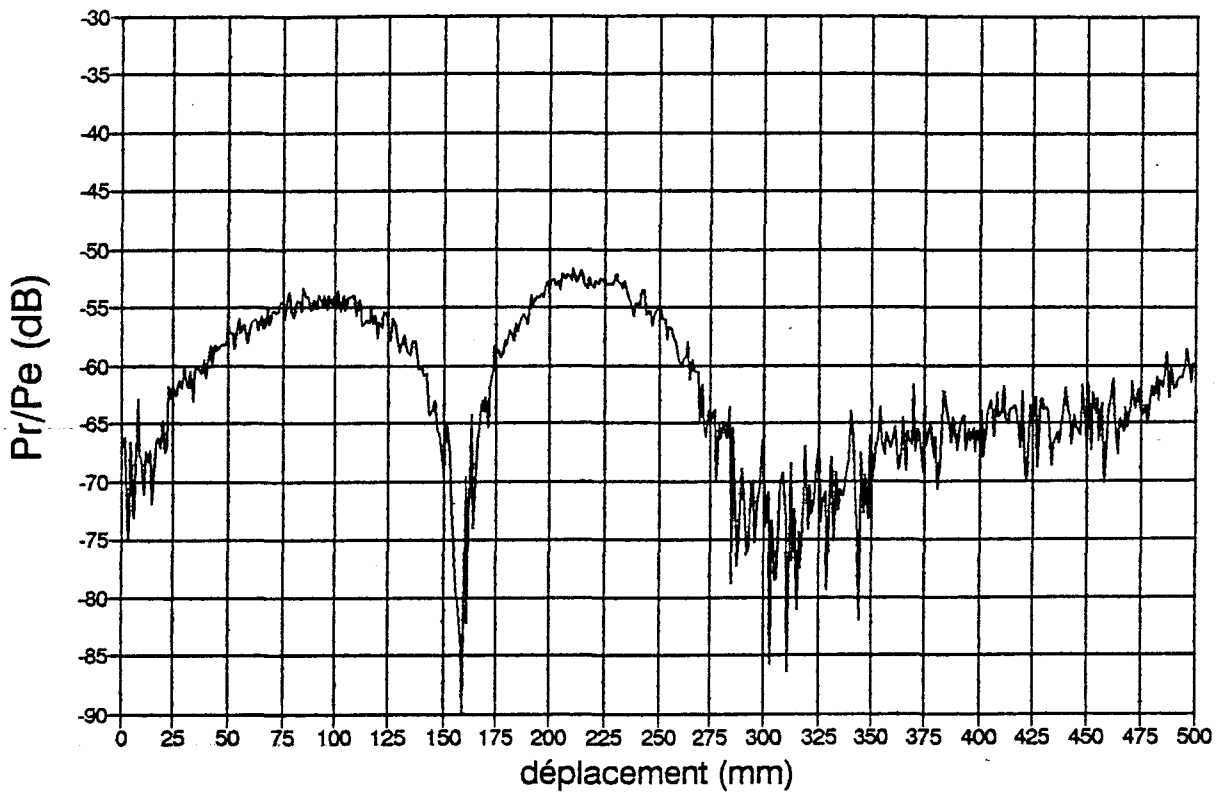
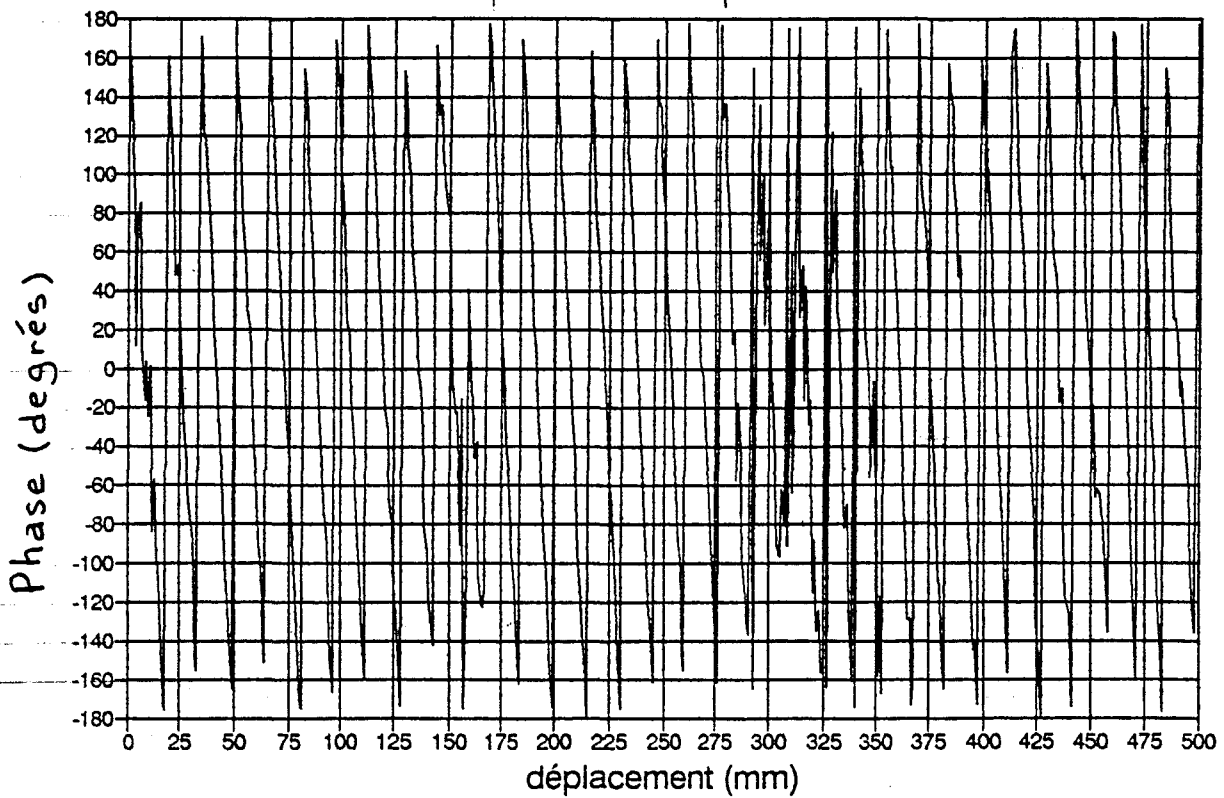


Figure 2: Rétrodiffusion sur asphalte.
(antennes cornet, $F = 12$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 60^\circ$)



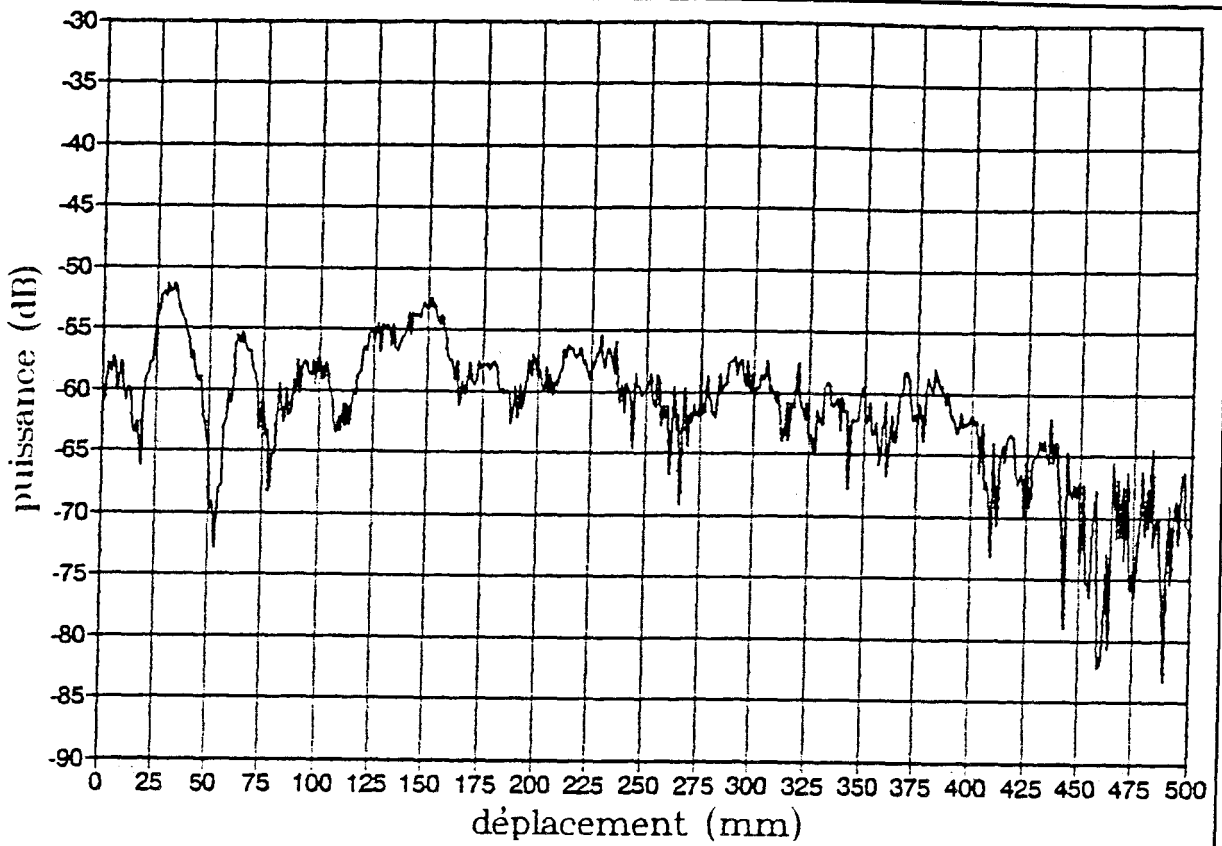
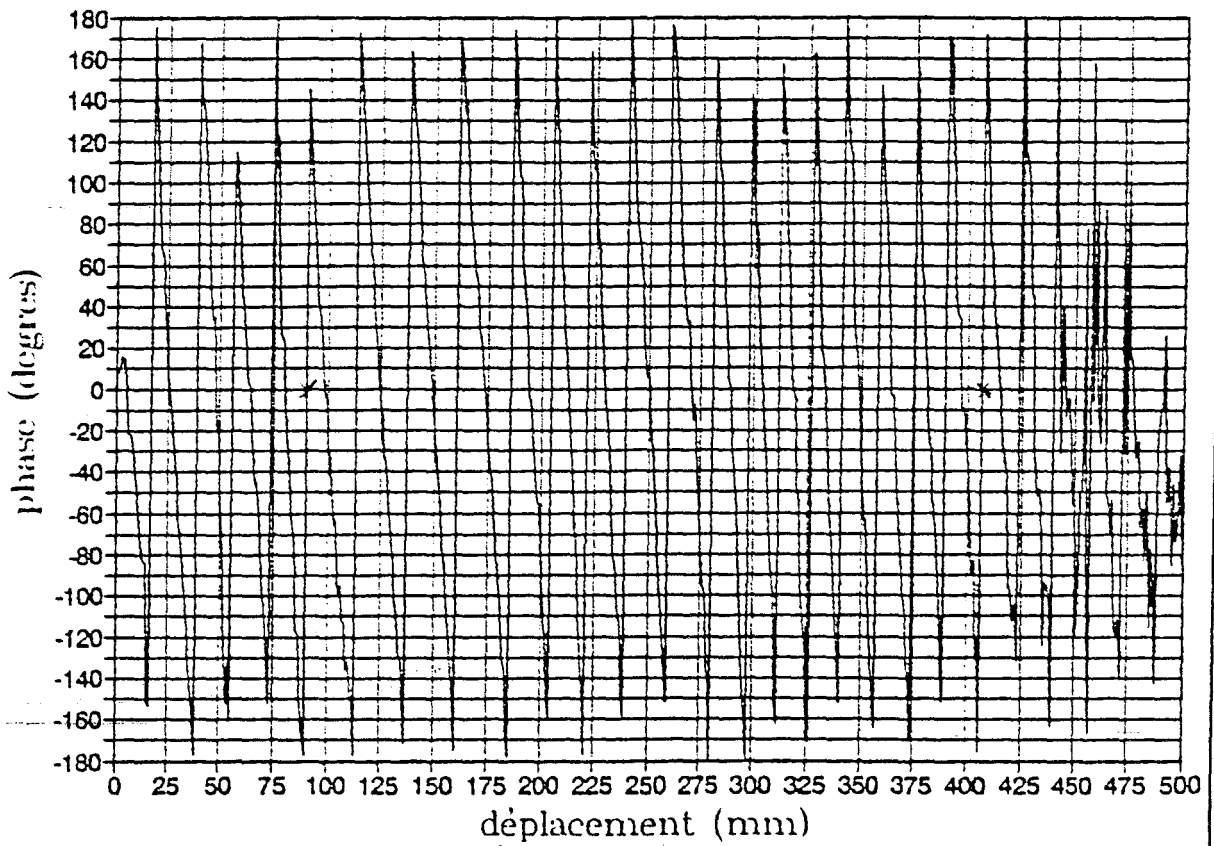
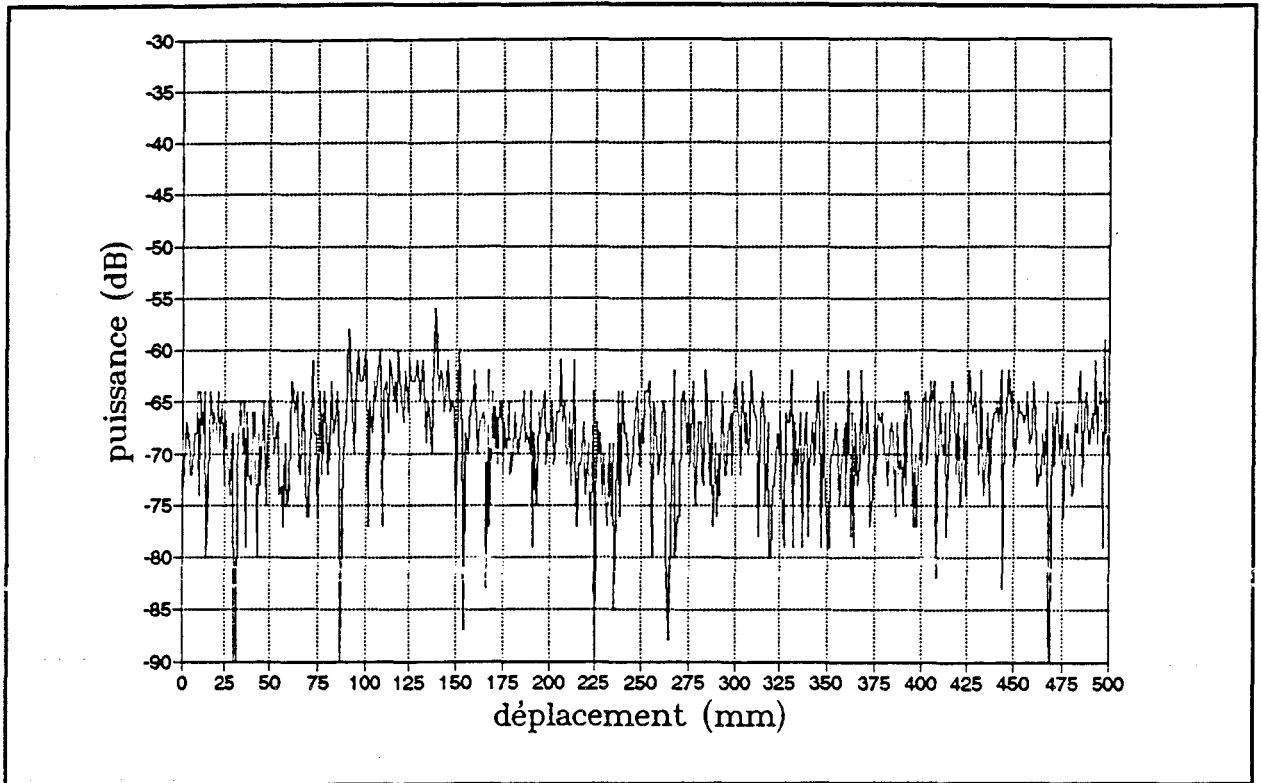


Figure 3: Rétrodiffusion sur asphalte.

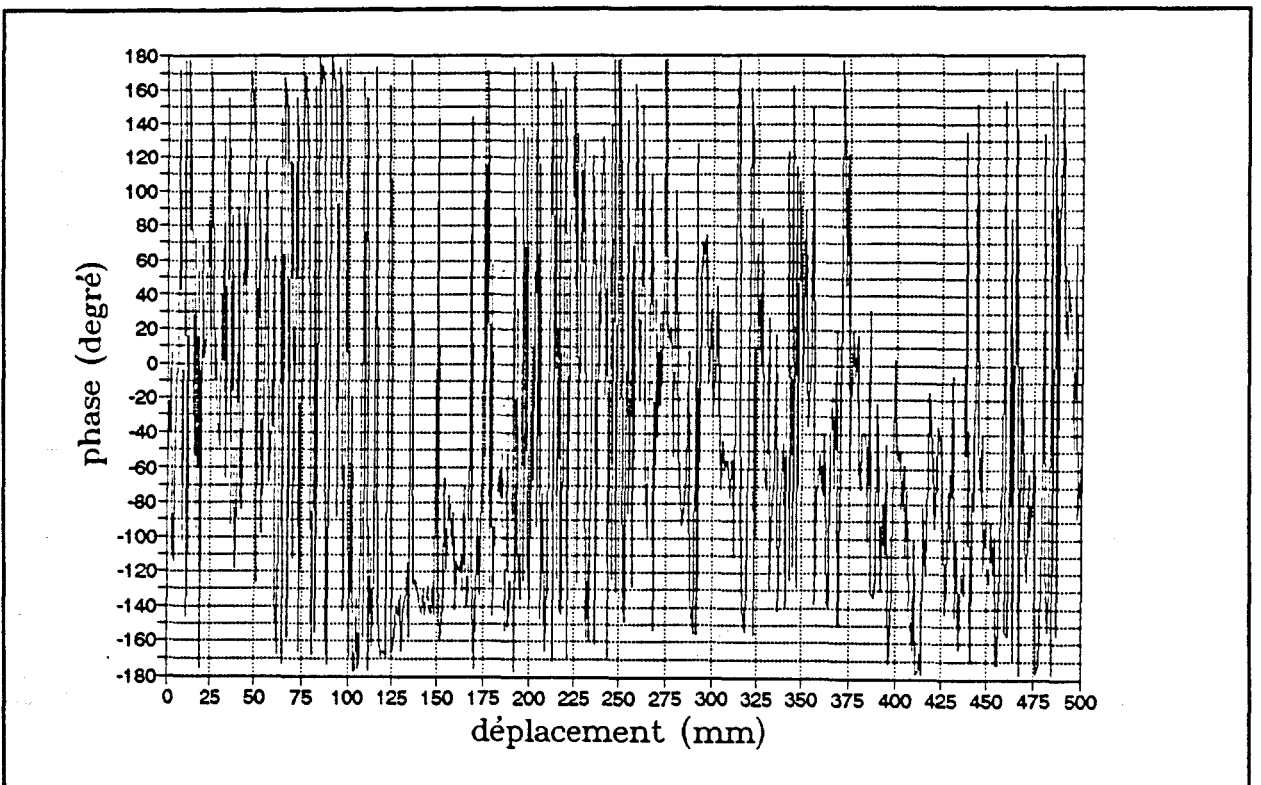
(antennes cornet double-ridge, $F = 16$ GHz, $H = 70$ cm et $\theta = 30^\circ$)

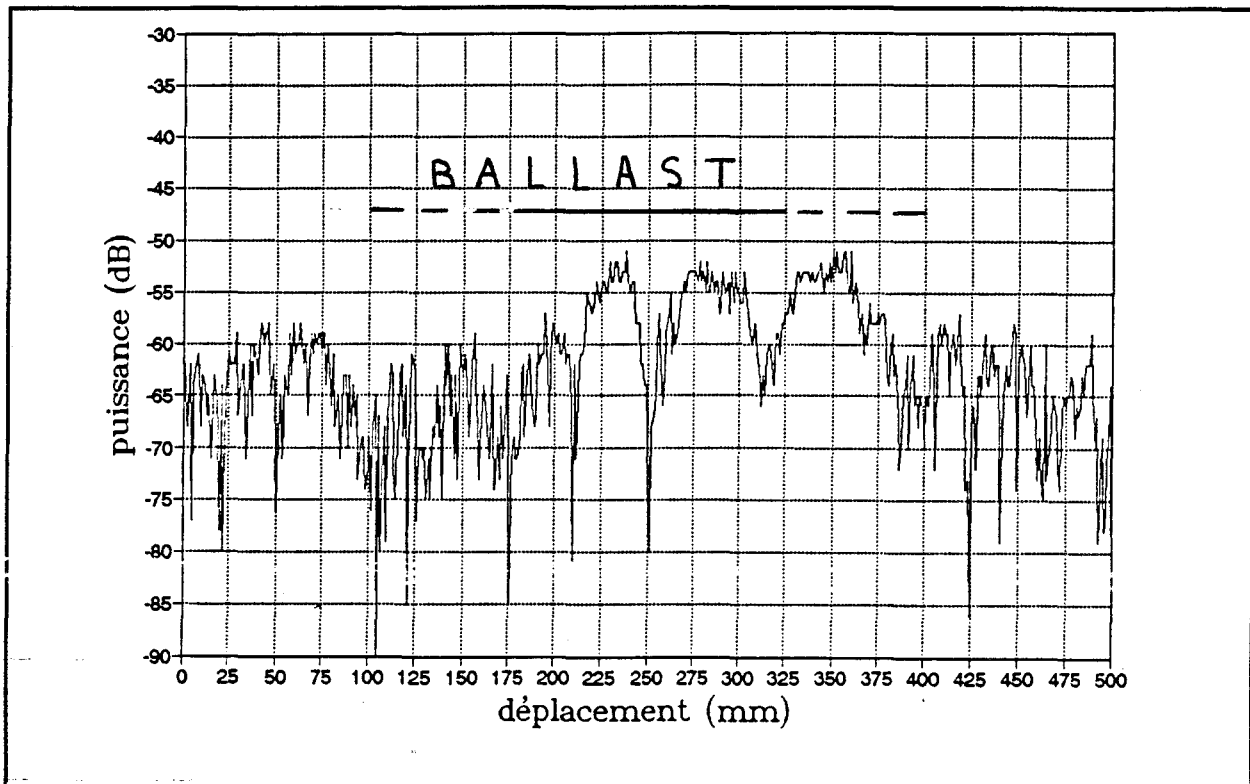


ANNEXE 4

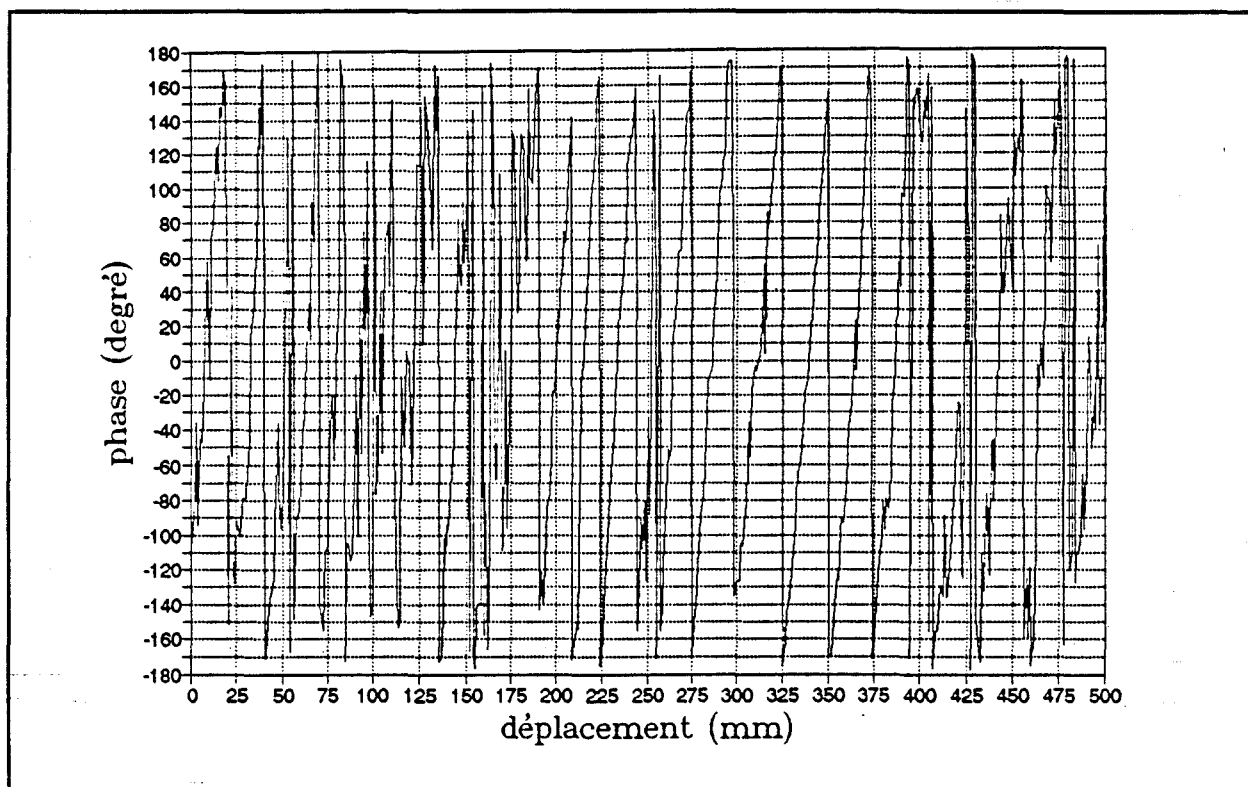


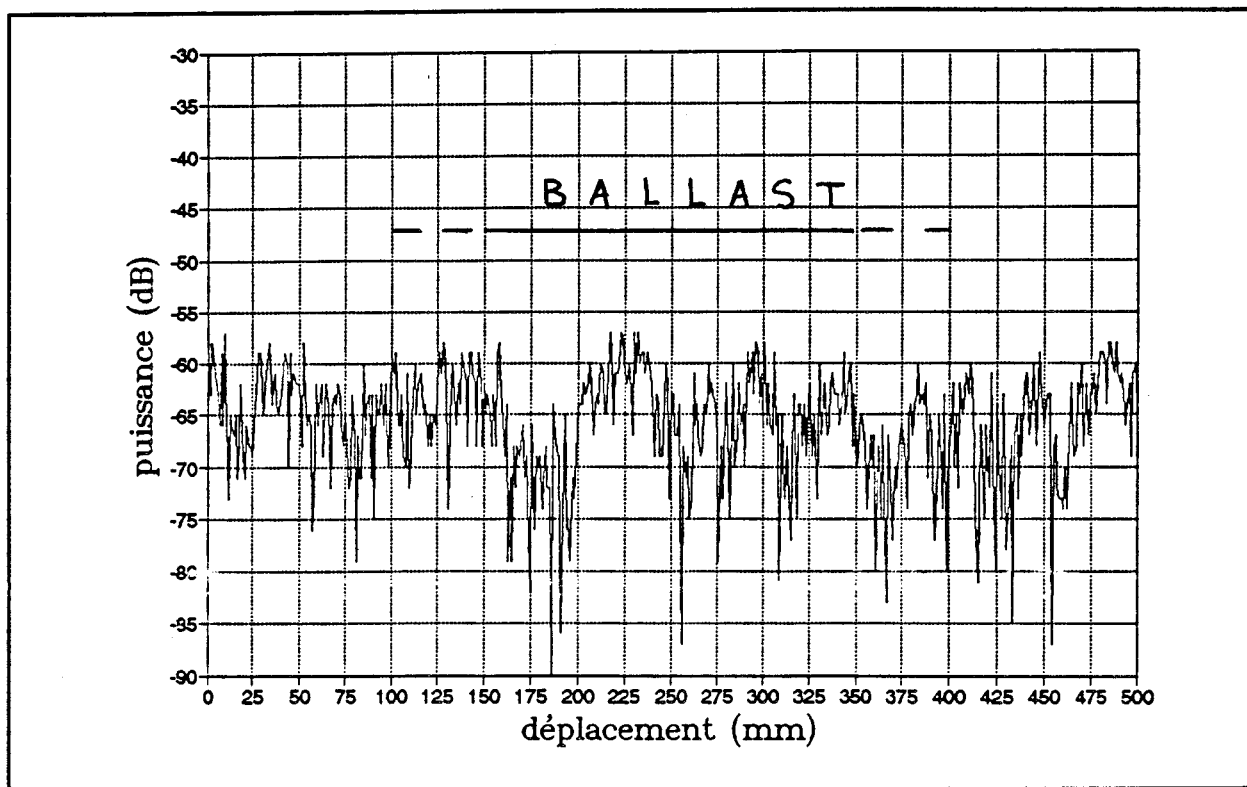
Figures 4 : Rétrodiffusion sur plateau vide (référence).
F = 18 GHz, $\theta = 30^\circ$ et polar.HH



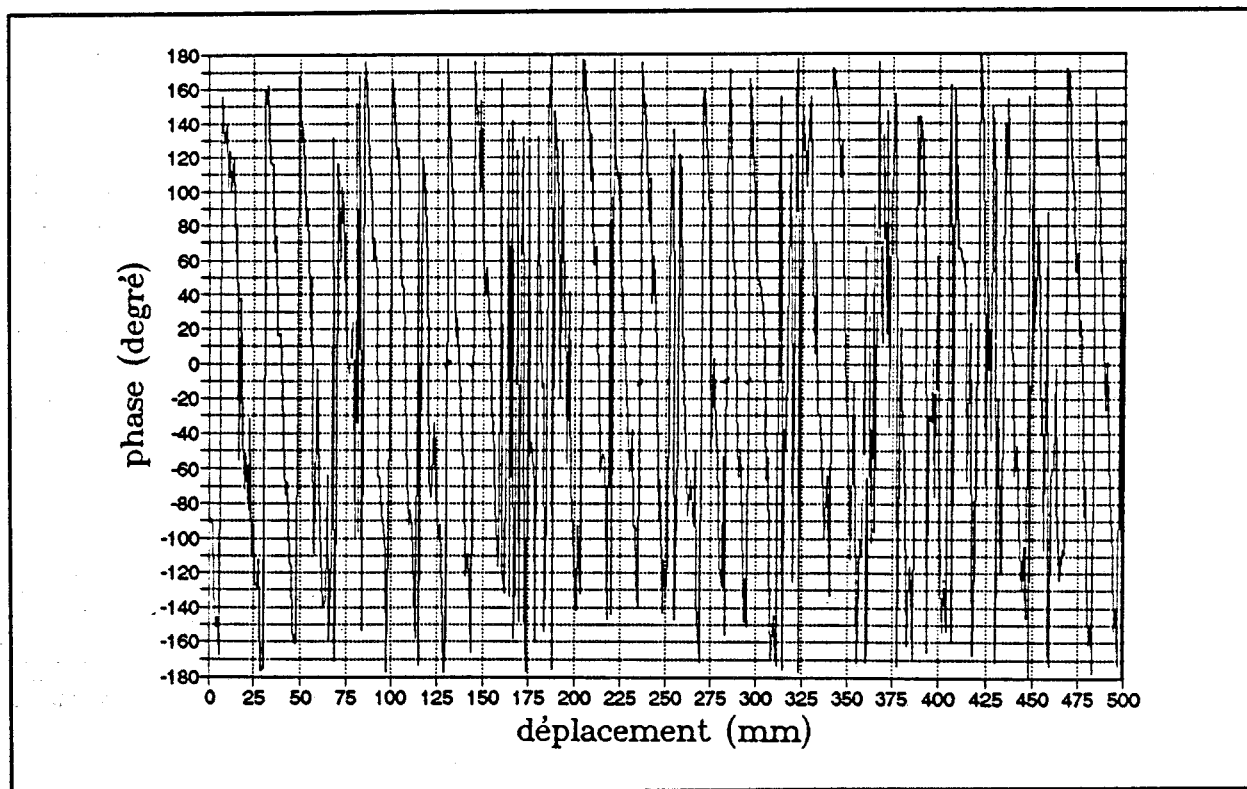


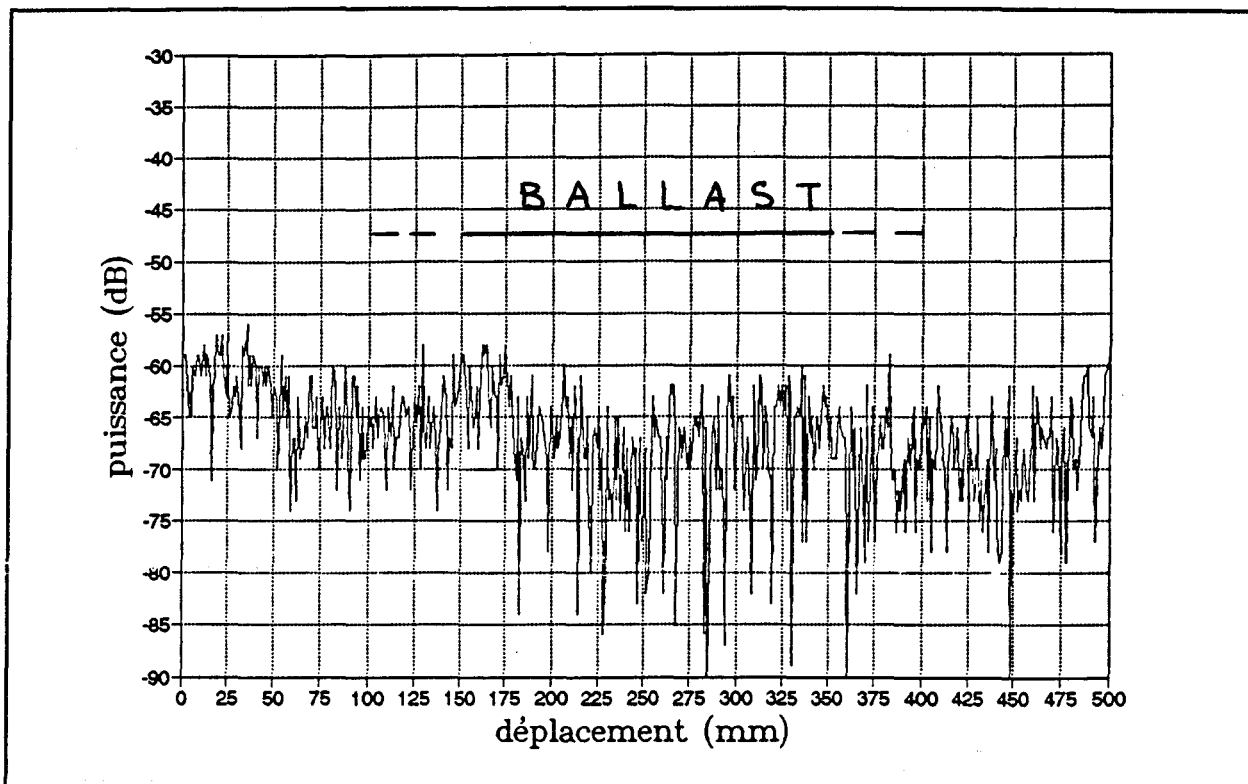
Figures 2 : Rétrodiffusion sur ballast SNCF.
F = 18 GHz, $\theta = 30^\circ$ et polar.HH





Figures 3 : Rétrodiffusion sur ballast SNCF.
 $F = 18 \text{ GHz}$, $\theta = 45^\circ$ et polar.HH





Figures 4 : Rétrodiffusion sur ballast SNCF.
F = 18 GHz, $\theta = 60^\circ$ et polar.HH

