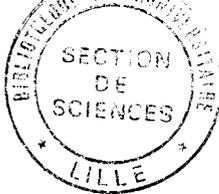


N° d'ordre : 328

50376
1989
37



50376
1989
37

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Guy DUMOULIN

**ETUDE ET REALISATION D'UNE CENTRALE
CINEMOMETRIQUE HYPERFREQUENCE POUR
APPLICATIONS FERROVIAIRES**

Soutenu le 12 février 1989 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

M. GABILLARD
M. VINDEVOGHEL
M. ZURCHER
M. CONSTANT
M. DAVID
M. GAZET
M. LEROY
M. TOUTAIN

Président
Directeur de Thèse
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur

A Nathalie

A mes parents

AVANT - PROPOS

Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de Lille dirigé par le professeur G. SALMER.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur R. GABILLARD de l'honneur qu'il me fait en présidant la commission d'examen.

Monsieur le Professeur CONSTANT, me fait l'honneur de juger ce travail et d'en être l'un des rapporteurs. Je profite de l'occasion qui m'est donnée pour lui exprimer toute ma reconnaissance pour les nombreux conseils prodigués et l'intérêt continu porté à ce travail.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur J.F. ZURCHER, ingénieur à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, dont la présence dans ce jury en tant que rapporteur, m'honore.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance envers Monsieur J. VINDEVOGHEL qui m'a proposé le sujet de ce travail et en a assuré la direction. Son soutien continu, son intérêt permanent pour ce travail m'ont particulièrement touché. Tout en assurant son rôle de directeur, il a su devenir un ami. Aussi je lui dédie ce travail et lui exprime ma plus profonde reconnaissance.

J'exprime mes plus vifs remerciements à Monsieur A. GAZET, ingénieur à la S.N.C.F. dont la présence au sein de ce jury montre l'intérêt croissant du secteur industriel des transports pour les travaux menés dans ce laboratoire universitaire.

Monsieur Y. DAVID, Directeur du C.R.E.S.T.A. me fait l'honneur de participer à ce jury et je l'en remercie tout particulièrement. L'organisme, qu'il dirige, assure le lien ombilical nécessaire qui doit exister entre le monde industriel et l'université, trop longtemps isolée.

J'adresse ma plus profonde gratitude à Monsieur le Professeur Y.LEROY, de l'Université des Sciences et Techniques de Lille et à Monsieur S.TOUTAIN, professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Je tiens à remercier tout particulièrement Messieurs J.BAUDET, R.BOCQUET, G.BROQUET et C.SEMET du L.R.P.E., dirigé par Monsieur le professeur R.GABILLARD. Tout au long de ces années d'étroite collaboration, j'ai pu apprécier leur compétence, leur patience, leur extrême gentillesse et leur profonde volonté à mener à bien le projet qui nous était confié.

Je ne peux oublier d'associer à ce travail Messieurs L.DHALLUIN et M EL BEKKALI avec qui j'ai eu beaucoup de plaisir à travailler pendant toutes ces années. Qu'ils trouvent ici mes plus sincères remerciements.

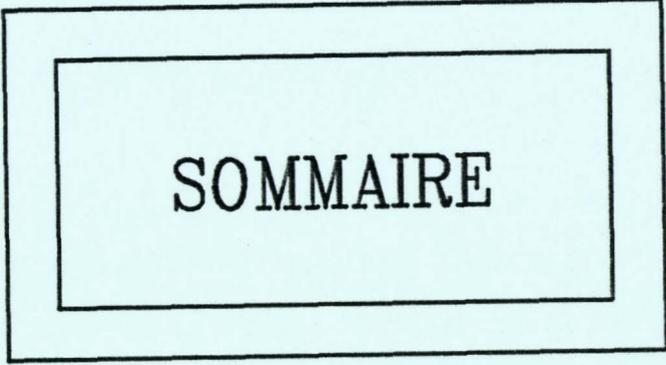
Je remercie également tous les membres du laboratoire avec qui j'ai eu la joie à un moment ou à un autre de discuter ou de travailler - en centrale de technologie, Monsieur J.VAMBREMEERSCH et toute sa sympathique équipe, en centrale de caractérisation Monsieur E.PLAYEZ et son équipe - pour leur aide, leur compétence et leur sympathie. Enfin je ne saurais oublier Monsieur D.VANDERMOERE. Par sa constante disponibilité et la qualité de son travail, il m'a permis de mener à terme le travail qui m'était confié. Qu'il trouve ici mes remerciements les plus sincères.

Je ne peux oublier Mesdames J.LECHIEN et D.VAMBREMEERSCH et Monsieur P.ARMANT pour leur dévouement continu et leur extrême gentillesse. Qu'ils trouvent ici mes plus chaleureux remerciements.

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

La reproduction a été assurée par Monsieur J.P DEHORTER, qu'il trouve ici l'expression de ma profonde sympathie.

Enfin je tiens à remercier profondément Mademoiselle N.DREYER pour sa patience et son soutien permanent, tout au long de ces années pour mener à bien ce travail.



SOMMAIRE

TABLE DES MATIERES

	PAGE
<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	
<u>CHAPITRE I: CONTRIBUTION A L'ETUDE THEORIQUE DE L'EFFET DOPPLER</u>	4
<u>I.1 GENERALITES SUR LA RETRODIFFUSION</u>	5
I.1.1 <i>Principes fondamentaux : L'effet Doppler</i>	5
I.1.2 <i>Cinémomètre - Odomètre</i>	6
<u>I.2 PHENOMENES PHYSIQUES MIS EN JEU</u>	7
I.2.1 <i>La Rétrodiffusion : définitions</i>	7
I.2.2 <i>Bilan de puissances de la liaison Radar-Sol</i>	9
I.2.2.1 <i>Définitions générales - Equation du radar</i>	9
I.2.2.2 <i>Loi de variation du coefficient de rétrodiffusion en fonction de l'angle d'incidence :</i>	10
<i>Applications au Ballast S.N.C.F.</i>	
I.2.2.3 <i>Expression de la puissance rétrodiffusée.</i>	11
<i>Bornes du Domaine d'intégration</i>	
I.2.2.4 <i>Expression du gain de l'antenne</i>	12

I.2.3	<i>Limites de validité du modèle théorique</i>	13
I.2.4	<i>Premiers résultats sur ordre de grandeur du rapport puissance rétrodiffusée sur puissance émise.</i>	13
I.3	<u>PREMIER CHOIX DES CARACTERISTIQUES DU CAPTEUR</u>	16
I.3.1	<i>Remarques préliminaires</i>	16
I.3.2	<i>Effet sur l'élargissement spectral de la largeur angulaire du faisceau principal de l'aérien</i>	17
I.3.3	<i>Effet d'elargissement spectral lié au temps de corrélation.</i>	18
I.3.4	<i>Notion de précision sur la mesure du système</i>	19
I.3.5	<i>Minimisation de l'erreur relative ERR commise sur la mesure de distance ou de vitesse.</i>	22
I.3.6	<i>Tableau récapitulatif des performances de trois systèmes hyperfréquences possibles</i>	23
I.3.7	<i>Choix de la fréquence d'émission du radar</i>	24
I.4	<u>CONCLUSION</u>	26

CHAPITRE II : SIMULATION NUMERIQUE D'UN SYSTEME HYPERFREQUENCE 30

A EFFET DOPPLER

<u>INTRODUCTION</u>	30
<u>II.1 SIMULATION NUMERIQUE DU SIGNAL DOPPLER DETECTE</u>	31
II.1.1 <i>Principe général de la simulation</i>	31
II.1.1.1 <i>Définition</i>	31
II.1.1.2 <i>Simulation du ballast d'une voie S.N.C.F.</i>	31
<i>Notion de densité d'obstacles</i>	
II.1.1.3 <i>Simulation du déplacement de N_T obstacles</i>	33
<i>sous le faisceau de l'aérien.</i>	
<i>Création du signal Doppler</i>	
II.1.1.3.1 <i>Discrétisation du déplacement</i>	33
<i>d'obstacles le long d'un parcours</i>	
<i>simulé</i>	
II.1.1.3.2 <i>Respect de la règle :</i>	34
<i>Densité d'obstacles constante à</i>	
<i>l'intérieur du contour S_U</i>	
II.1.1 <i>Calcul du signal Doppler détecté</i>	34
II.1.2.1 <i>Equation générale du signal hyperfréquence</i>	34
<i>rétrodiffusé</i>	
II.1.2.1.1 <i>Amplitude complexe du signal</i>	34
<i>hyperfréquence rétrodiffusé</i>	

II.1.2.1.2	<i>Simulation de l'aérien</i>	36
II.1.2.2	<i>Principe du battement entre les deux signaux hyperfréquences</i>	37
II.1.2.2.1	<i>Description du dispositif hyperfréquence d'émission réception. Représentation adoptée pour la simulation.</i>	37
II.1.2.2.2	<i>Technique du mélange des signaux hyperfréquences rétrodiffusé et d'émission.</i>	38
II.1.2.3	<i>Simulation du détecteur</i>	38
	<i>- Equation du signal Doppler détecté.</i>	
II.1.2.3.1	<i>Equation caractéristique du détecteur</i>	38
II.1.3	<i>Conclusion</i>	40
II.2	<u><i>SIMULATION D'UN TRAITEMENT STATISTIQUE SUR LE SIGNAL DOPPLER</i></u>	41
II.2.1	<i>Principes généraux</i>	41
II.2.2	<i>Détermination de période moyenne du signal Doppler par le calcul de la fonction d'autocorrélation</i>	41
II.2.2.1	<i>Rappels théoriques</i>	41
II.2.2.2	<i>Transposition numérique du problème</i>	42
II.2.2.3	<i>Détermination de la période moyenne du signal Doppler</i>	43
II.2.2.4	<i>Conclusion</i>	43

II.2.3	<i>Méthode reposant sur le comptage de périodes succéssives du signal Doppler et sur leur exploitation statistique</i>	44
II.2.3.1	<i>Rappels théoriques</i>	44
II.2.3.2	<i>Calcul de la période moyenne du signal Doppler</i>	45
II.2.3.3	<i>Calcul des grandeurs statistiques : Ecart types - Notion de fenêtre temporelle Périodes ratées -</i>	46
II.2.3.4	<i>Calcul de l'erreur minimale commise sur la simulation d'un parcours et extrapolation à la mesure de la distance de 1000 m</i>	47
II.3	<u><i>RECAPITULATIF DES GRANDEURS PRISES EN COMPTE PAR LA SIMULATION</i></u>	48
II.4	<u><i>RESULTATS STATISTIQUES :</i></u>	49
	<u><i>PREMIERE DEFINITION DU SYSTEME DOPPLER</i></u>	
II.4.1	<i>Récapitulatif des grandeurs de sortie</i>	49
II.4.2	<i>Simulation du passage d'un obstacle sous le faisceau de l'aérien.</i>	50
II.4.2.1	<i>Effet des caractéristiques de rayonnement des diverses antennes simulées</i>	51
II.4.2.2	<i>Effet de la configuration géométrique du système</i>	51
II.4.2.3	<i>Etude d'un effet défavorable : Les lobes secondaires</i>	52
II.4.2.4	<i>Conclusion</i>	52

II.4.3	<i>Simulation du déplacement d'un système Doppler visant une surface simulant le ballast d'une voie S.N.C.F., sur un parcours de 3 mètres</i>	54
II.4.3.1	<i>Paramètres expérimentaux</i>	54
II.4.3.2	<i>Effet des caractéristiques de rayonnement de l'aérien</i>	55
II.4.3.2	<i>Effet de la configuration géométrique du système</i>	57
II.4.4	<i>Interprétation des résultats</i>	59
II.4.4.1	<i>Choix de l'antenne optimale</i>	59
II.4.4.2	<i>Choix de la configuration géométrique du support</i>	60
II.4.5	<i>Conclusion</i>	61
II.5	<u><i>ETUDE D'UN EFFET INDESIRABLE :</i></u>	62
	<u><i>LE DEBATTEMENT VERTICAL DU SUPPORT</i></u>	
II.5.1	<i>Définition et principe de la simulation</i>	62
II.5.2	<i>Présentation des résultats obtenus</i>	63
II.5.3	<i>Interprétation des résultats</i>	64
II.5.4	<i>Conclusion : Comment remédier à ce phénomène ?</i>	64

III.1.6.3	<i>Antenne réseau plaquée</i>	82
III.1.6.3.1	<i>Caractéristiques théoriques de rayonnement</i>	82
III.1.6.3.2	<i>Caractéristiques du réseau</i>	84
III.1.6.3.3	<i>Réalisation et mesures</i>	85
III.2	<u><i>ESSAIS SUR SITE. PHASE D'ÉVALUATION DU PROTOTYPE</i></u>	85
III.2.1	<i>Description du matériel utilisé</i>	85
III.2.2	<i>Essais de caractérisation des aériens</i>	86
III.2.2.1	<i>Conditions expérimentales</i>	86
III.2.2.2	<i>Résultats statistiques</i>	87
III.2.3	<i>Premiers essais de mesure de distance parcourue</i>	89
III.2.3.1	<i>Conditions expérimentales</i>	89
III.2.3.2	<i>Tableaux de résultats</i>	89
III.2.3.3	<i>Interprétation des résultats et conclusion</i>	90
III.2.4	<i>Essais Climatiques</i>	91
III.3	<u><i>CONCLUSION</i></u>	91

CHAPITRE IV : OPTIMISATION DU CINEMOMETRE	96
<hr/>	
<u>INTRODUCTION</u>	96
IV.1 <u>AMELIORATION DES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT DES AERIENS</u>	97
IV.1.1 <i>Préambule historique</i>	97
IV.1.2 <i>Choix de la structure rayonnante élémentaire</i>	98
IV.1.2.1 <i>Définitions générales</i>	98
IV.1.2.2 <i>Modèle de la cavité</i>	99
IV.1.2.2.1 <i>Equation d'onde du problème</i>	99
IV.1.2.2.2 <i>Fréquence de résonance</i>	101
IV.1.2.2.3 <i>Expression du champ rayonné</i>	103
IV.1.2.2.4 <i>Expression de l'impédance d'entrée</i>	104
IV.1.3 <i>Fonction caractéristique de rayonnement d'un réseau</i>	105
IV.1.3.1 <i>Définitions</i>	105
IV.1.3.2 <i>Expression de la fonction caractéristique de rayonnement d'un réseau lineaire</i>	106
IV.1.3.3 <i>Etude qualitative</i>	107
IV.1.4 <i>Méthode de pondération DOLPH - CHEBYSCHEV</i>	108
IV.1.4.1 <i>Introduction</i>	108
IV.1.4.2 <i>Mise en équation du problème</i>	108
IV.1.4.3 <i>Interprétation des résultats</i>	110
IV.1.4.4 <i>Conclusion</i>	111
IV.1.5 <i>Proposition de réalisation d'un réseau pondéré</i>	112

IV.1.5.1	<i>Caractéristique de la structure rayonnante</i>	112
IV.1.5.2	<i>Caractéristiques du réseau</i>	114
IV.1.5.2.1	<i>Sous réseau PLAN-H</i>	115
IV.1.5.2.2	<i>Sous réseau PLAN-E</i>	115
IV.1.5.3	<i>Calcul des caractéristiques du distributeur série</i>	116
IV.1.5.4	<i>Première réalisation du réseau pondéré</i>	117
IV.1.6	<i>Conclusion</i>	118
IV.2	<u><i>SIMULATION NUMERIQUE D'UN FILTRE PASSE BANDE</i></u>	119
IV.2.1	<i>Introduction</i>	119
IV.2.2	<i>Principe général</i>	120
IV.2.3	<i>Equation générale de la simulation numérique</i>	121
IV.2.4	<i>Quelques résultats apportés par la simulation</i>	122
IV.2.4.1	<i>Résultats graphiques</i>	122
IV.2.4.2	<i>Résultats statistiques</i>	123
IV.2.4.3	<i>Amélioration de la précision sur la distance</i>	124
IV.2.5	<i>Description du filtre asservi L.R.P.E.</i>	125
IV.3	<u><i>CONFIGURATION JANUS</i></u>	125
IV.3.1	<i>Description générale</i>	125
IV.3.2	<i>Erreur relative due à l'écart d'assiette pour un système JANUS</i>	126
IV.3.2.1	<i>Cas d'un système monofaisceau</i>	126
IV.3.2.2	<i>Cas d'un système JANUS</i>	127

IV.3.3	<i>Erreur relative liée à une composante verticale de la vitesse</i>	128
IV.3.3.1	<i>Application au système monofaisceau</i>	128
IV.3.3.2	<i>Application au système JANUS</i>	128
IV.3.4	<i>Conclusion</i>	129
IV.4	<u>ESSAIS SUR SITE</u>	130
IV.4.1	<i>Conditions expérimentales</i>	130
IV.4.2	<i>Résultats des essais</i>	131

CHAPITRE V : DETERMINATION DU SENS DE MARCHÉ

<u>INTRODUCTION</u>	136
V.1 <u>METHODE STEREO</u>	137
V.1.1 <i>Principes généraux</i>	137
V.1.2 <i>Vérification expérimentale de la méthode stéréo</i>	139
V.1.3 <i>Proposition de réalisation d'une maquette hybride en technologie micro - ruban</i>	141
V.2 <u>METHODE BIFREQUENCE</u>	142
V.2.1 <i>Principe</i>	142
V.2.2 <i>Application de la simulation à la méthode bifrèquence</i>	144
V.2.2.1 <i>Premiers résultats graphiques</i>	144
V.2.2.2 <i>Amélioration de la simulation</i>	145
V.2.3 <i>Vérification expérimentale de la méthode bifrèquence</i>	148
V.2.3.1 <i>Conditions expérimentales</i>	148
V.2.3.2 <i>Résultats expérimentaux</i>	149
V.3 <u>CONCLUSION</u>	150
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	152

ANNEXE I : Résultats numériques obtenus par la simulation

*ANNEXE II : Caractéristiques hyperfréquences des composants
utilisées pour la réalisation de la tête
d'émission - réception*

ANNEXE III : Synoptiques des cartes du traitement de signal

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Depuis quelques années, la potentialité d'automatisation de pilotage de véhicules terrestres s'est considérablement accrue. Ceci est dû, entre autres facteurs, à l'apparition sur le marché de systèmes informatiques rapides, de grande diffusion et de coût abordable. Ces systèmes travaillent en temps réel et il faut donc disposer de capteurs dont le temps de réponse est le plus faible possible.

Parmi les grandeurs à saisir, la vitesse et la localisation sont certainement parmi les plus importantes. Afin d'obtenir des informations fiables, qui éliminent des phénomènes parasites comme le patinage ou le glissement des roues du mobile, des capteurs sans contact physique avec le support de mesure (sol, voie) sont nécessaires.

L'un des phénomènes physiques couramment utilisé pour ces mesures est l'effet Doppler. Celui-ci a donné naissance à de nombreux types de capteurs travaillant dans le domaine des ultrasons, de l'infrarouge ou des microondes.

Ce dernier domaine était resté jusqu'à des temps récents relativement peu exploité car mettant en oeuvre des appareillages bien souvent volumineux, complexes et de ce fait très onéreux. Le récent accroissement d'intérêt pour ce type de capteurs microondes est dû en grande partie à une vulgarisation des composants hyperfréquences (d'où un abaissement du coût) et à une miniaturisation possible des systèmes de mesures par utilisation de technologies telles que la technologie hybride (microruban) ou même monolithique.

Ces différents points ont amené la SNCF à se pencher sur la possibilité de localisation exacte de l'une de ses rames (ou même de ses motrices) par l'utilisation de capteurs Radar à effet Doppler en hyperfréquences.

Le problème, qui nous était posé, était donc de réaliser un cinémomètre, miniature, capable de mesurer :

- La vitesse absolue d'un mobile avec une précision de 1% dans 95% des cas dans la gamme 0-220 km/h

- La distance parcourue sur une base de 1000 m avec une précision de 0.01% dans 95% des cas

D'autre part une indication sur le sens de marche devrait être disponible à tout instant.

Afin de définir au mieux les caractéristiques optimales d'un tel cinémomètre hyperfréquence, nous avons entrepris, dans un premier temps, une simulation systématique du fonctionnement d'un cinémomètre. Puis nous avons développé des prototypes à partir de ces résultats de simulation.

Le premier chapitre rappelle l'origine physique et le principe de l'effet Doppler ; il décrit la première étude statistique effectuée sur l'effet Doppler causé par la rétrodiffusion d'un signal hyperfréquence par le sol. De cette étude, nous déduirons une première définition de notre capteur et surtout nous fixerons le choix de la fréquence d'émission.

Dans le second chapitre, nous avons effectué une simulation numérique du signal Doppler obtenu par rétrodiffusion où nous avons chiffré l'influence des différents composants du cinémomètre. Ceci nous permet d'optimiser séparément chacun des éléments constituant notre capteur.

Le troisième chapitre est relatif à la réalisation d'un premier prototype du cinémomètre. Nous présentons les différents éléments mis en jeu ainsi que les premiers résultats obtenus lors de la phase de validation de notre simulation.

Le chapitre IV décrit les améliorations apportées au prototype suite aux essais décrits dans le chapitre précédent. Ces améliorations affectent aussi bien les composants du capteur que sa configuration. Nous décrirons alors les premiers essais menés dans la phase de qualification du prototype optimisé.

Dans le chapitre V, on propose différentes méthodes de détermination du sens de marche ainsi qu'une simulation numérique de ce problème. Nous exposerons succinctement les premiers résultats obtenus.

CHAPITRE I

Contribution
à l'étude théorique
de l'effet Doppler

CHAPITRE I: CONTRIBUTION A L'ETUDE THEORIQUE DE L'EFFET DOPPLER

INTRODUCTION

Le besoin de connaître la vitesse réelle ou la position précise par rapport au sol d'un véhicule terrestre a conduit au développement de dispositifs hyperfréquences exploitant l'effet Doppler. Nous rappellerons dans un premier paragraphe l'origine physique et le principe de l'effet Doppler.

Le capteur hyperfréquence que nous devons concevoir doit obéir à des spécifications techniques, regroupées dans un cahier des charges. Nous allons en rappeler les principales clauses :

- * objectif de précision : en cumul de distance, sur 1000 m la précision sera meilleure que le millième dans 95% des figures d'utilisation.

- * fonctionnement correct assuré lors de son utilisation dans des conditions météorologiques sévères. Il nous faudra établir les limites d'utilisation à partir desquelles le signal Doppler n'est plus exploitable.

- * le prototype à réaliser doit être, fiable, de faible coût de réalisation, minaturisé au maximum, compte tenu de l'état de l'art dans la technologie utilisée.

Dans le paragraphe suivant, nous entreprendrons une première étude statistique de l'effet Doppler par rétrodiffusion d'un signal hyperfréquence par le sol. Elle devrait nous permettre de vérifier simplement si les objectifs de précision imposés, peuvent traduire une première définition du capteur. Nous pourrions aussi motiver le choix de la fréquence d'émission.

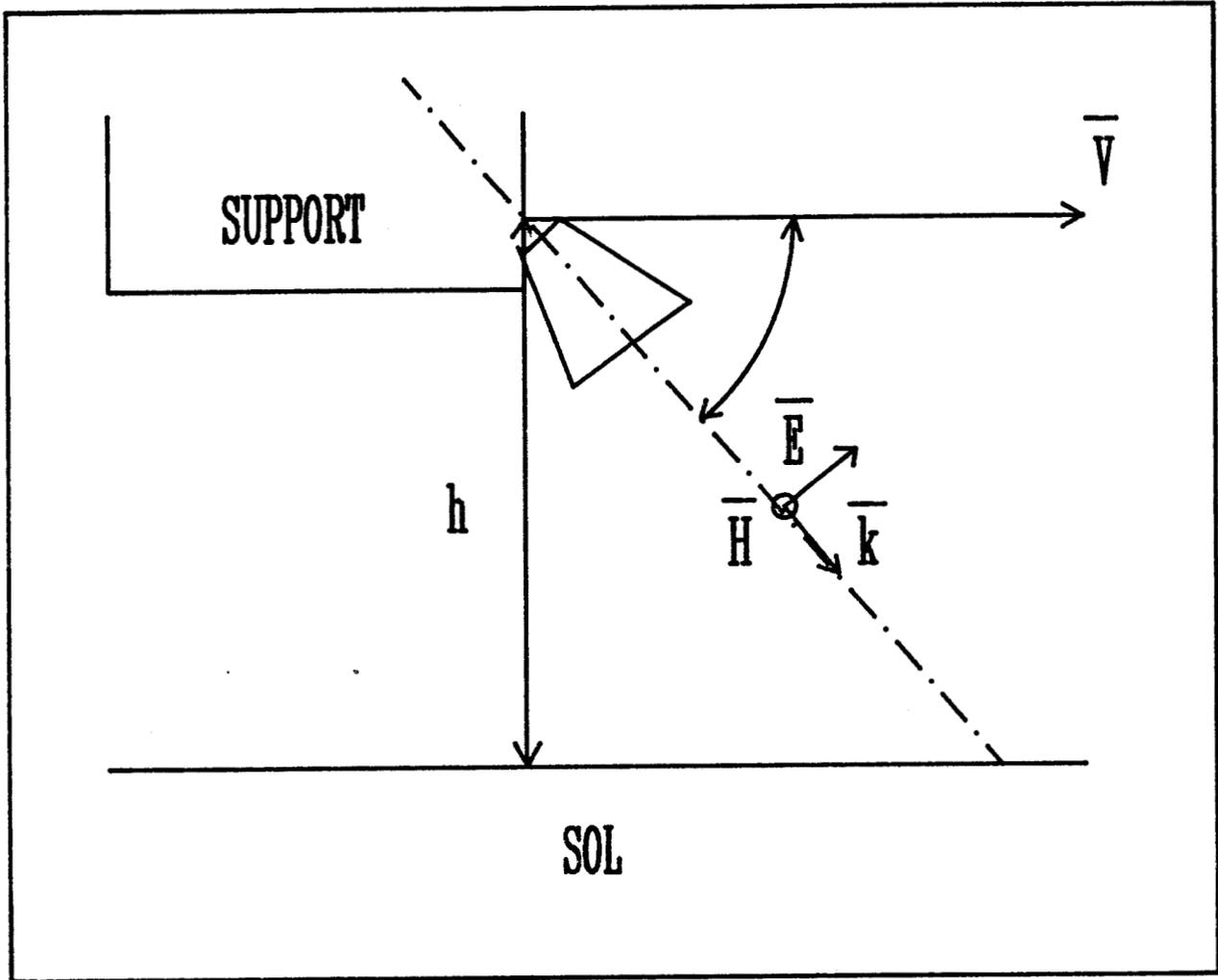


Fig L1 : principe du capteur

I.1. GENERALITES SUR LA RETRODIFFUSION

I.1.1 PRINCIPES FONDAMENTAUX : L'EFFET DOPPLER

Un dispositif hyperfréquence, fonctionnant à la fréquence f_0 , embarqué sur un mobile se déplaçant à une vitesse V , émet une onde électromagnétique W_e sous forme d'onde plane, en direction du sol, sous une incidence $\pi/2 - \theta$ par rapport à la direction du vecteur vitesse : [fig 1.1].

$$W_E = A_0 \times \sin (2\pi f_0 t) \quad (I.1)$$

La surface de roulement - en l'occurrence il s'agit ici du ballast d'une voie type S.N.C.F - est constituée d'obstacles, de taille voisine de la longueur d'onde du signal hyperfréquence, de géométrie quelconque, répartis sur le sol de façon complètement aléatoire. Nous assimilerons ces obstacles à des centres ponctuels diffuseurs [BOC88].

On suppose qu'un point P du sol est irradié par l'onde incidente. La majeure partie de cette onde est diffusée dans le demi-espace supérieur, alors qu'une faible partie est absorbée. En particulier l'onde reçue par le capteur s'écrit:

$$W_R = A_1 \times \sin(2\pi f_0 (t - \delta)) \quad (I.2)$$

avec δ : retard dû au trajet A/R de l'onde électromagnétique; si D est la distance séparant le capteur du point P diffusant, alors :

$$\delta = \frac{2D}{c} \quad (I.3)$$

Nous développerons le calcul de l'amplitude du signal hyperfréquence rétrodiffusé dans le paragraphe suivant.

Le point P est animé d'une vitesse relative constante $v = V \times \sin \theta$ par rapport au véhicule (on néglige la composante verticale de la vitesse). On peut alors écrire l'équation du mouvement du point P :

$$D = D_0 + vt.$$

d'où :

$$W_r = A_1 \times \sin \left\{ t \left[2\pi f_0 - \frac{4\pi V \sin \theta}{c} f_0 \right] - \frac{4\pi D_0 f_0}{c} \right\} \quad (1.4)$$

En effectuant le battement fréquentiel entre les deux ondes W_e et W_r , on peut alors extraire une information basse fréquence qui s'exprime :

$$f_D = \frac{2f_0 V \sin \theta}{c} \quad (1.5)$$

Il s'agit de la fréquence Doppler; elle est proportionnelle à la vitesse V du mobile. Si la vitesse V est nulle, il n'y a qu'une différence de phase entre l'onde émise et l'onde rétrodiffusée, exprimée dans la relation précédente [1.3].

1.12 CINÉMOMÈTRE - ODOMÈTRE

L'approche théorique précédente montrant que la fréquence Doppler est proportionnelle à la vitesse, un capteur hyperfréquence utilisant ce principe peut alors être utilisé comme cinémomètre.

L'équation 1.5 peut être interprétée différemment. En effet la fréquence Doppler est un nombre N de périodes pendant un temps donné T . De même la vitesse V est associée à la distance L parcourue pendant le temps T . On peut alors écrire la relation suivante :

$$F_D = \frac{N}{T} = \frac{2(L/T) \sin \theta}{c} f_0 \quad \text{d'où} \quad L = N \frac{\lambda_0}{2 \sin \theta} \quad (1.6)$$

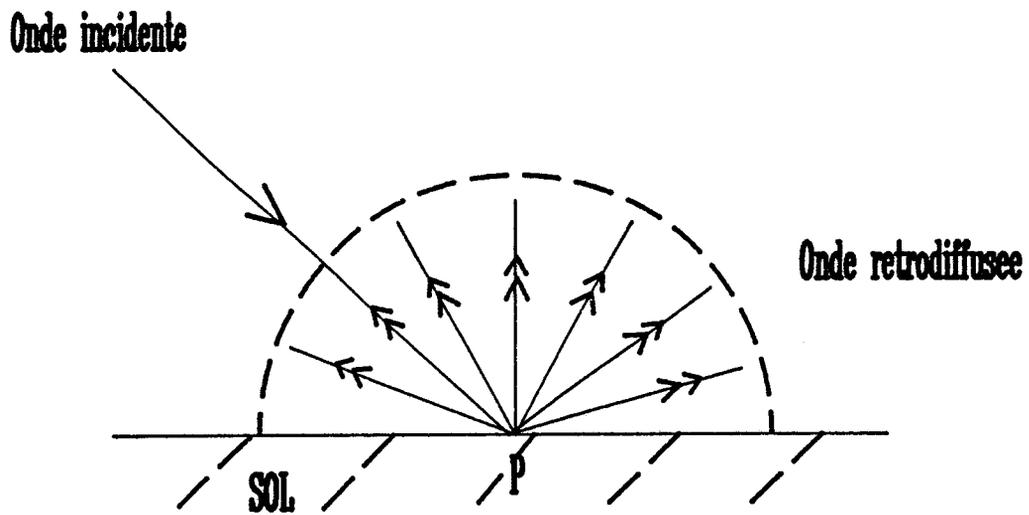


fig 12 : Retrodiffusion d'une onde par un point diffusant

Conformément à l'équation précédente, chaque période du signal Doppler est proportionnelle à la distance parcourue par le véhicule : il s'agit du déplacement élémentaire d_E soit :

$$d_E = \frac{\lambda_0}{2\sin\theta} \quad (1.7)$$

Le capteur est alors utilisé comme roue phonique délivrant une impulsion tous les $\lambda_0/(2\sin\theta)$: c'est un odomètre.

En fait le signal Doppler résulte de la superposition d'un grand nombre de signaux élémentaires semblables à celui que nous venons de décrire. Il s'agit en effet de la contribution de l'ensemble des points *rétrodiffusants* éclairés par le faisceau de l'antenne. Il n'y a plus à proprement dit de fréquence privilégiée mais une superposition de signaux élémentaires sous forme de spectre centré sur la fréquence moyenne théorique f_D .

Avant de poursuivre il faut rappeler en quelques mots le principe de la **RETRODIFFUSION**.

1.2. PHENOMENES PHYSIQUES ENTRANT EN COMPTE

1.2.1 LA RÉTRODIFFUSION : DÉFINITIONS

La rétrodiffusion est le phénomène par lequel une onde hyperfréquence incidente sur une obstacle de géométrie quelconque est dispersée de façon isotrope dans le demi espace supérieur au sol (fig 1.2). L'ampleur d'un tel phénomène dépend de la nature du sol caractérisée par un coefficient complexe de rétrodiffusion σ : il traduit la faculté de la surface à renvoyer vers l'antenne émettrice une fraction de l'énergie incidente. Cette notion est relativement commode dans le cas d'une surface homogène où les objets rétrodiffusants sont petits devant la longueur d'onde λ . On peut alors évaluer le rapport entre la puissance du signal rétrodiffusée vers l'émetteur et la puissance émise.

L'expression de l'amplitude du champ rétrodiffusé, à l'instant t , dans l'hypothèse d'une onde plane incidente, est :

$$E_{ret} = \sigma E_{inc}^0 e^{j\omega(t - \frac{2d}{c})} \quad (I.8)$$

où σ est le coefficient de rétrodiffusion avec :

$$\sigma = \sigma_0(\theta, \phi) e^{j\Phi} \quad (I.9)$$

- θ : angle incidence

- ϕ : angle d'azimuth

Le coefficient de rétrodiffusion σ résulte en fait de la contribution de deux composantes [ULA83] :

→ la première, noté σ_{coh} , est associée au phénomène de réflexion spéculaire : il s'agit des ondes réfléchies par l'obstacle, éclairé sous incidence normale (tout au moins sous des angles proche de cette direction) [ULA82]. Ce terme dépend particulièrement de la polarisation de l'onde incidente ainsi que des caractéristiques de la cible. Dans le reste de l'étude, en supposant des ouvertures d'antenne relativement faibles et des angles d'incidence $\theta < 80^\circ$, nous négligerons l'influence de ce terme.

→ la seconde, notée σ_{inc} , est associée à la diffusion des ondes incidentes sous toutes les directions θ , [ULA82]. Elle dépend de la nature de l'obstacle, en particulier de sa permittivité diélectrique ϵ ,

Nous négligerons la dépendance de σ avec l'angle d'azimuth, ϕ . On pose donc :

$$\sigma_0 = \sigma_{coh}(\theta) + \sigma_{inc}(\theta) \cong \sigma_{inc}(\theta) \quad (I.10)$$

Dans le paragraphe suivant, nous allons établir l'équation générale, exprimant le rapport entre les puissances émise et rétrodiffusée.

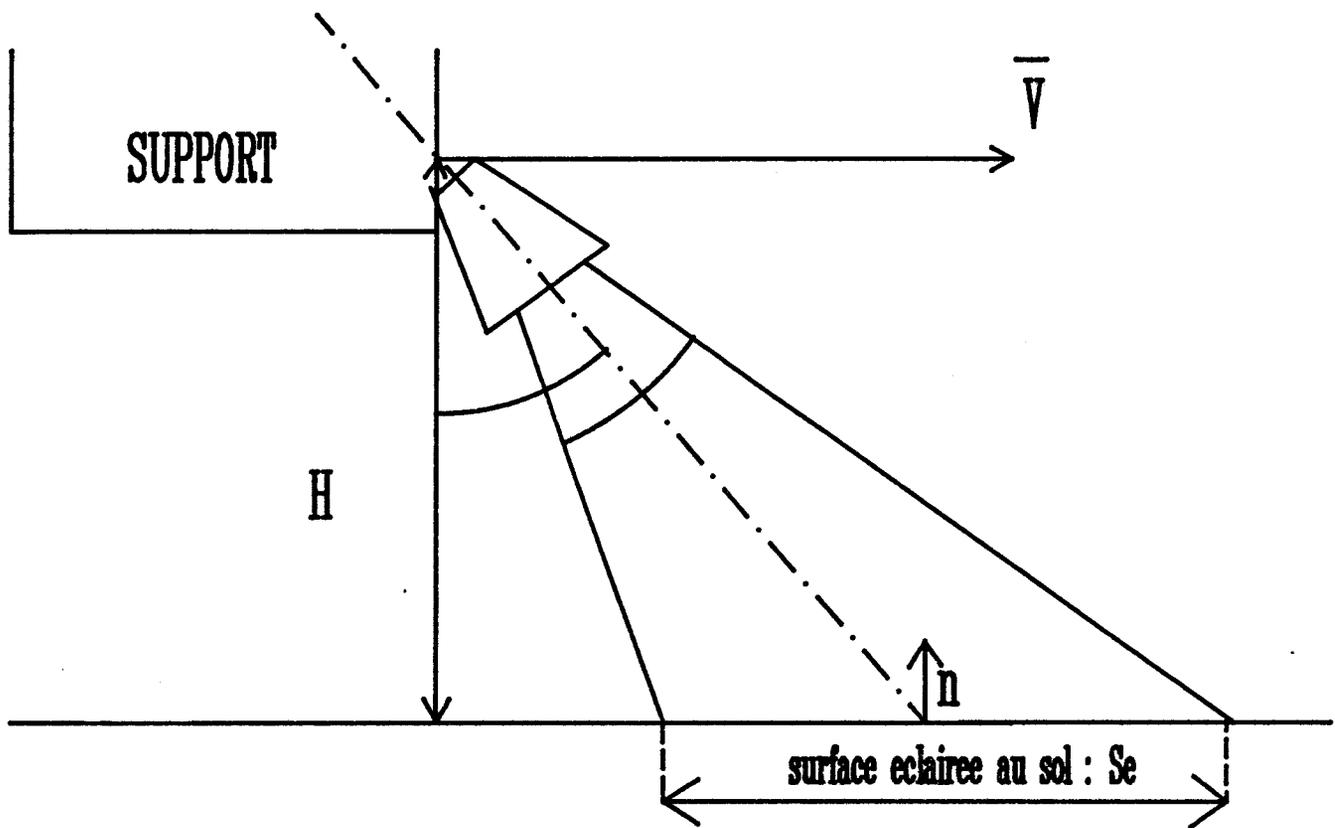


Fig L3 : Principales Notations Utilisees

1.2.2 BILAN DE PUISSANCES DE LA LIAISON RADAR - SOL

1.2.2.1 DEFINITIONS GENERALES - EQUATION DU RADAR

Nous allons appliquer l'équation générale des radaristes [SKOL80] pour évaluer le rapport entre la puissance rétrodiffusée par le sol et la puissance émise par le radar. On considère un radar émettant une impulsion de puissance crête P_0 en direction du sol sous l'incidence θ_0 . Nous repérerons cet angle par rapport à la direction normale. (fig 1.3).

L'antenne, solidaire mécaniquement du radar, est caractérisée par :

→ son gain $G(\theta, \phi)$, défini par rapport à une source rayonnante isotrope. Il est important de noter que l'on doit distinguer le comportement de l'antenne en émission et en réflexion. On définira pour cela le gain G_e de l'antenne à l'émission et le gain G_R de l'antenne à la réception.

→ son ouverture géométrique à mi puissance, caractérisée par les angles $\Delta\theta$ et $\Delta\phi$, secteurs angulaires définis par la projection du lobe principal de rayonnement dans les plans de symétrie horizontal et vertical (fig 1.3). Dans cette étude, les lobes secondaires de rayonnement seront négligés.

A l'instant t , l'antenne balaye une surface S_e que l'on calcule aisément en supposant le lobe d'émission global de l'antenne conique. Cette surface résulte de l'intersection du faisceau avec le plan horizontal figurant la surface du sol. Pour le calcul ultérieur, nous décomposerons la surface en éléments de surface rectangulaires Δs : (fig 1.4)

$$\Delta s = \frac{H^2 \delta\theta \delta\phi}{\cos^3 \theta \cos^3 \phi} \quad (1.11)$$

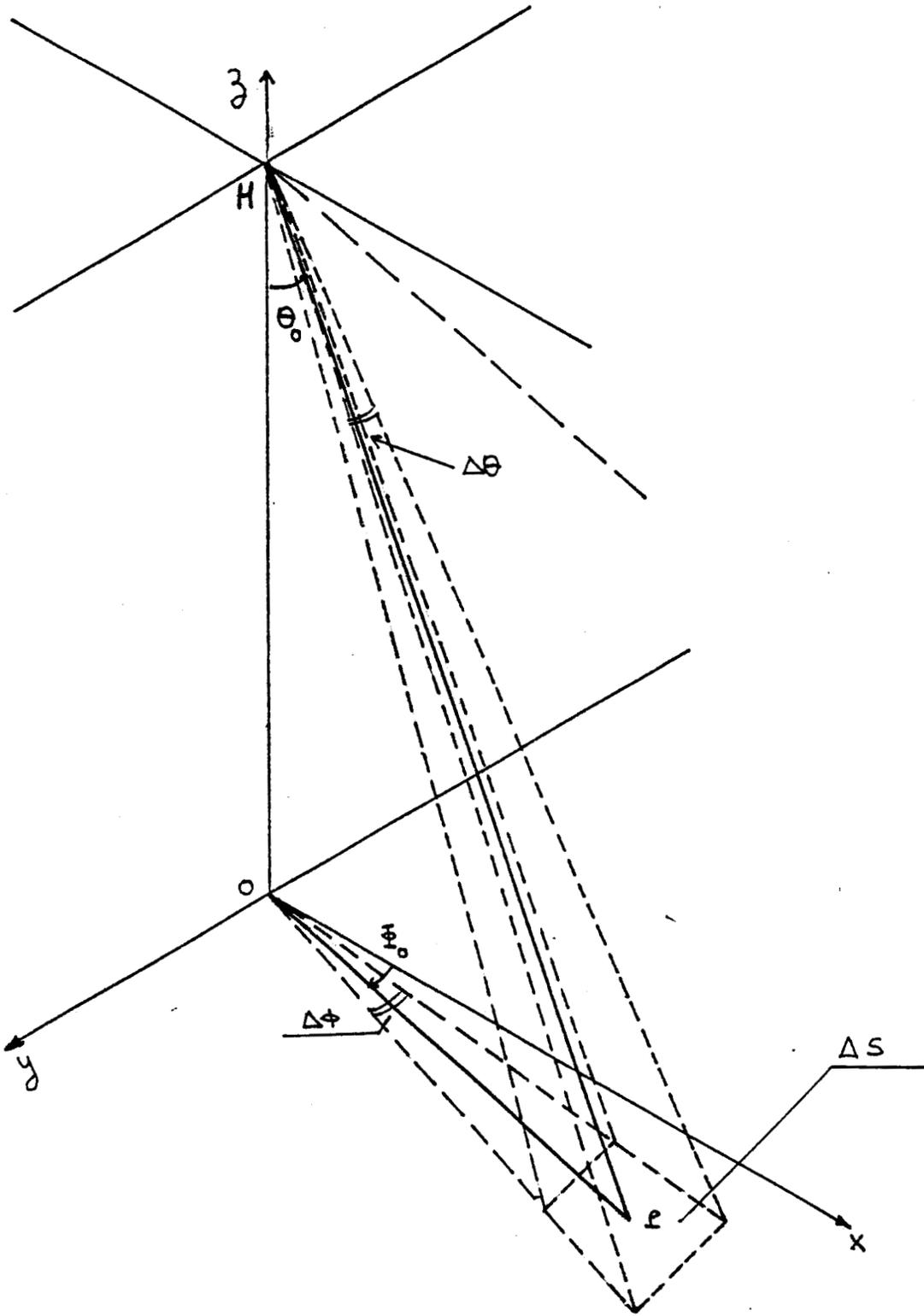


Fig I.4 : Surface élémentaire ΔS .

Ainsi la contribution de chaque surface élémentaire à la puissance rétrodiffusée s'exprime alors d'après l'équation générale des radars :

$$dP_{\text{ret}} = P_0 \frac{G_e(\theta, \Phi) G_r(\theta, \Phi) \lambda^2}{4\pi^3 D^4} \sigma(\theta, \Phi) \Delta s \quad (I.12)$$

où

- * P_0 : puissance incidente
- * $G_e(\theta, \Phi)$: gain antenne en émission
- * $G_r(\theta, \Phi)$: gain antenne en réception
- * D : distance sol/ émetteur
- * λ : longueur d'onde définie par le rapport $\frac{c}{f_0}$
- * $\sigma(\theta, \Phi)$: coefficient de rétrodiffusion

1.2.2.2 LOI DE VARIATION DU COEFFICIENT DE RETRODIFFUSION SUIVANT L'ANGLE D'INCIDENCE : APPLICATION AU BALLAST SNCF

Pour des surfaces présentant des irrégularités réparties de façon périodiques, par exemple un champ labouré, σ varie en fonction θ et Φ . Dans notre cas où le ballast visé peut être considéré comme une surface irrégulière quelconque, σ ne dépend pas de Φ :

$$\sigma = \sigma(\theta) \quad (I.12)$$

Le choix de la loi de variation de σ en fonction de θ pose un réel problème. L'évaluation de son expression demande une mise en oeuvre de moyens expérimentaux énormes. Dans le cadre de cette étude, elle n'a pu être mise en oeuvre. De plus l'irrégularité de la nature du ballast, constitué de cailloux de géométrie chaotique, ne plaide pas en faveur de la simplification du problème. A partir de la bibliographie existante [BAR70], nous avons trouvé une proposition de loi d'évolution pour σ , dans le cas d'un revêtement relativement régulier : l'asphalte.

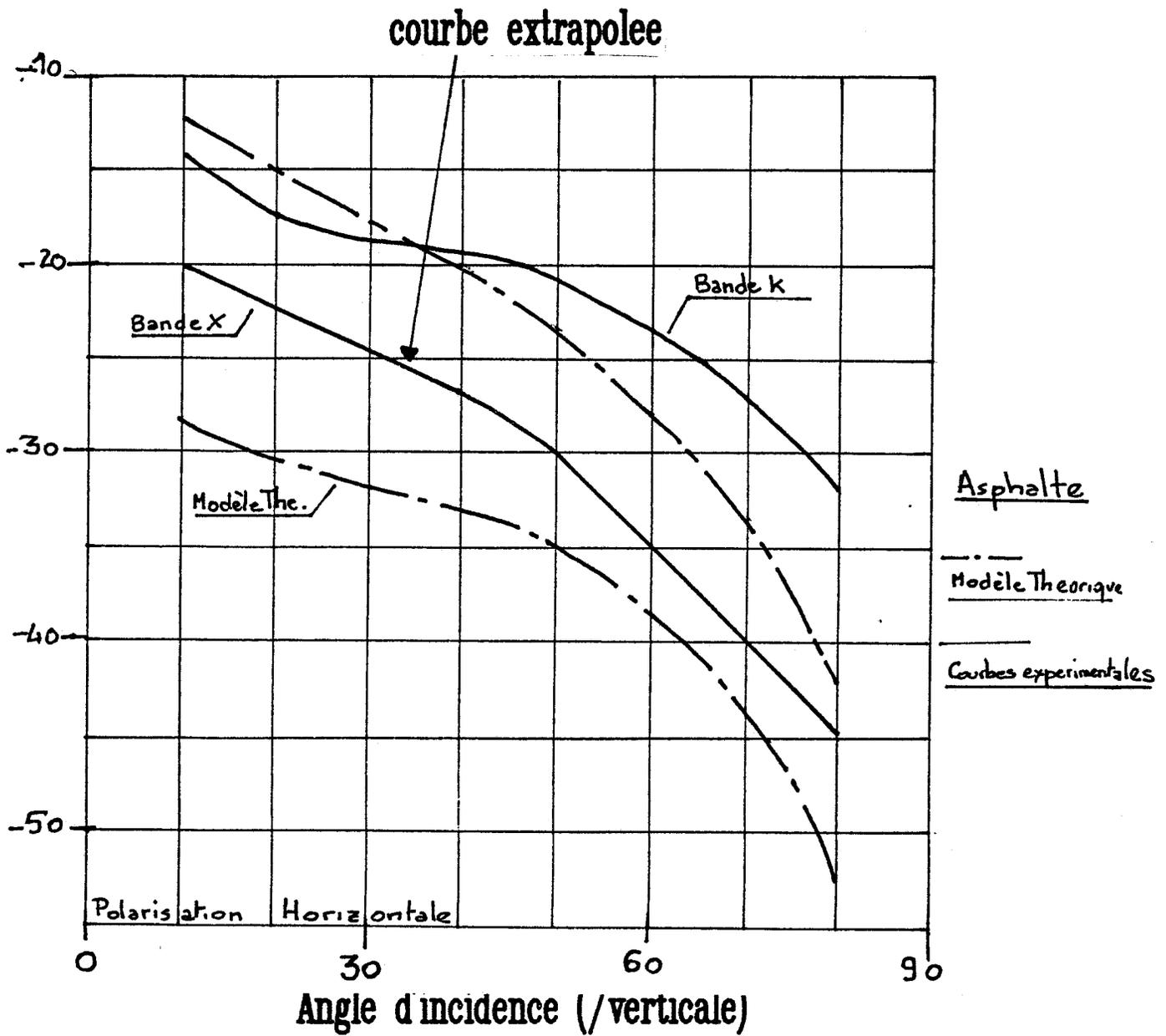


Fig 15 : Evolution du coefficient de retrodiffusion en fonction de l'angle incident (resultats Barrick)

Nous avons retrouvé l'équation de la courbe expérimentale mesurée en BANDE X (8 - 12 GHz) pour ce revêtement (fig 1.5), à partir de quelques points, en utilisant une interpolation polynomiale :

$$\sigma = \sigma_0 + A\theta^4 + B\theta^3 + C\theta^2 + D\theta \quad (1.13)$$

→ où :

* $\sigma_0 = -15$ dB : cette constante caractérise la nature du sol. Elle dépend de sa rugosité, ses caractéristiques intrinsèques.

* $A = 20$ dB/rad

* $B = -68$ dB/rad

* $C = 69$ dB/rad

* $D = -39$ dB/rad

Nous ne considérerons pas dans un premier temps l'hypothèse simplificatrice $\sigma = \sigma_0$. Elle est trop restrictive, dans le sens où l'antenne doit avoir une couverture angulaire au sol la plus réduite possible et éclairer ainsi une très faible portion de la surface, qui sera supposée en outre homogène [SKOL80].

Afin d'étendre notre étude à des antennes d'ouverture angulaire plus importante donc réalisables, comme la parabole ou l'antenne cornet nous utiliserons l'approximation à l'ordre 1 pour σ , soit l'équation suivante :

$$\sigma = \sigma_0 \exp D\theta \quad (1.15)$$

1.2.2.3 EXPRESSION DE LA PUISSANCE RETRODIFFUSÉE. BORNES DU DOMAINE D'INTEGRATION

La puissance totale rétrodiffusée s'évalue en sommant la contribution de chaque élément de surface sur la totalité de la surface S_0 éclairée par le faisceau de l'antenne.

Il suffit donc d'évaluer numériquement l'intégrale suivante :

$$P_{\text{ret}}^{\text{Tot}}(\theta_0) = \frac{P_0 \lambda^2}{(4\pi)^3 H^2} \int \int G^2(\theta, \Phi) \sigma(\theta) \cos\theta \cos\Phi \, d\theta \, d\Phi \quad (1.16)$$

Nous avons posé $G_E = G_R = G(\theta, \Phi)$. On considère un comportement équivalent de notre antenne à l'émission et à la réflexion, compte tenu de la faible portée de notre capteur (distance cible/radar inférieure à quelques mètres) et des dimensions réduites des cibles.

L'intégrale s'évaluera sur la surface éclairée au sol par le faisceau de l'antenne. Nous travaillerons à angle d'azimut Φ nul ainsi, nous supposerons que le gain de l'antenne ne dépend que de la variable θ . Pour une valeur θ_0 de l'angle d'inclinaison du faisceau nous calculerons cette intégrale (1.14) pour des valeurs de θ variant de :

$$0 \leq \theta \leq \pi/2$$

1.2.2.4 EXPRESSION DU GAIN DE L'ANTENNE

La fonction $G(\theta)$ décrit la répartition spatiale du rayonnement de l'antenne. Nous considérons, dans cette étude, un lobe principal de rayonnement que nous caractérisons par une ouverture angulaire à mi-puissance.

La loi de variation suivant θ a été déterminée à partir des représentations des diagrammes de rayonnement des diverses antennes étudiées.

On posera donc :

$$G(\theta) = \frac{G_{\text{max}}(\theta = 0^\circ)}{1 + \left[\frac{\theta - \theta_0}{\Delta\theta_{3\text{db}}} \right]^2} \quad (1.17)$$

où $G_{\text{max}}(\theta = 0^\circ)$ est le gain maximum dans la direction principale de rayonnement.

1.2.3 LIMITES DE VALIDITE DU MODELE

Deux critères limitent le domaine d'application de notre modèle théorique :

- le premier est lié à l'ordre de grandeur de la taille moyenne des obstacles par rapport à la longueur d'onde. Ce modèle s'applique parfaitement dans le cas d'obstacles de taille d très petite devant la longueur d'onde λ_0 .

- le second est lié à l'ordre de grandeur du rapport existant entre la longueur d'onde λ_0 et la portée du radar, représentée par la distance D cible/émetteur. Le rapport D/λ_0 fixe en effet le domaine de validité de l'approximation champ lointain, hypothèse émise sur les champs électromagnétiques mis en jeu.

1.2.4 PREMIERS RESULTATS SUR ORDRE DE GRANDEUR DU RAPPORT DE PUISSANCES P_{ret}/P_0

Un programme de calcul de l'équation intégrale (1.16) a été mis en oeuvre. Nous avons discrétisé cette équation sur les valeurs de θ couvrant le faisceau de l'antenne considéré, soit :

$$\theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} \leq \theta \leq \theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2}$$

Ce programme permet une estimation du rapport entre la puissance rétrodiffusée par le sol P_{ret} et la puissance émise P_0 et en particulier son évolution par rapport à l'angle d'incidence θ . Nous rappelons que l'angle d'incidence θ est repéré par rapport à la normale au faisceau.

Nous présentons deux résultats particulièrement intéressants sous forme de courbes (FIG 1.8)

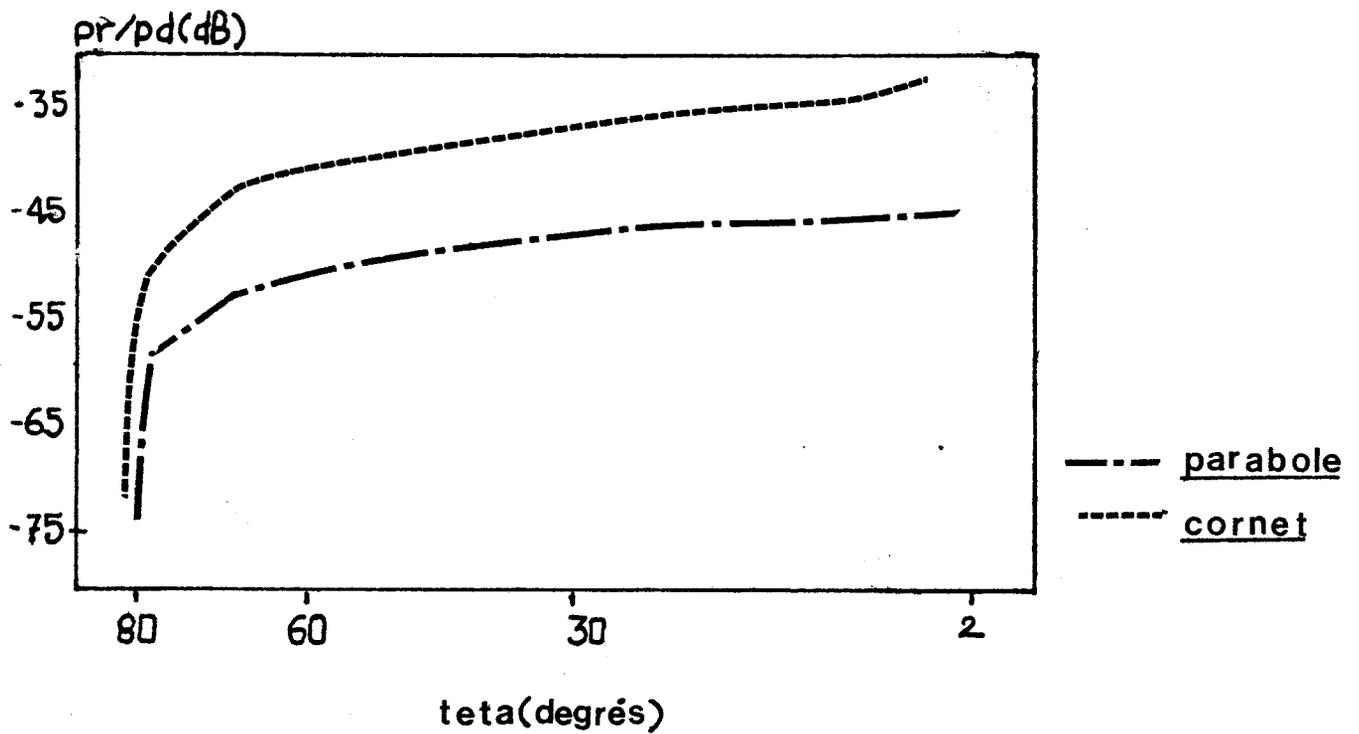


Fig I.6.1 : rapport puissance retrodiffusee/emise p_r/p_d (dB)
 en fonction de l'angle d'incidence θ

* courbe I : (FIG I.6.1)

Pour deux types d'antenne que nous avons eu l'occasion d'expérimenter, nous avons tracé la loi d'évolution du rapport P_{ret} / P_0 en fonction de θ . Il s'agit :

→ d'une antenne type cornet pyramidal :

- * $G_{max}(\theta = \theta_0) = 17$ dB
- * angle d'ouverture à mi puissance lobe principal : $\Delta\theta = 20^\circ$
- * lobes secondaires négligeables (< -20 dB)

→ d'une antenne type parabole :

- * $G_{max}(\theta = \theta_0) = 25$ dB
- * angle d'ouverture à mi puissance lobe principal : $\Delta\theta = 6^\circ$
- * lobes secondaires négligeables (< -25 dB)

Les courbes obtenues montrent :

sous incidence rasante : $\theta_0 \leq 70^\circ$, il est plus judicieux de choisir une antenne à faible couverture au sol, telle la parabole.

sous incidence quasi normale : $\theta_0 \geq 30^\circ$, il est alors plutôt conseillé de choisir une antenne type cornet avec une zone éclairée au sol beaucoup plus importante que celle obtenue avec la parabole. Le niveau du rapport de puissance obtenu en réception par les deux antennes, évolue dans un rapport 10.

* courbe II : (FIG I.6.2)

Pour une antenne de type parabole, (caractéristiques identiques au cas précédent), nous avons étudié l'effet du positionnement géométrique du faisceau de l'antenne, en travaillant à deux hauteurs H différentes :

- * H = 30 cm et 60 cm

Nous retrouvons un résultat bien connu. La position géométrique H de l'antenne par rapport au sol n'est pas un paramètre à optimiser. En effet un doublement de la hauteur de visée n'entraîne qu'une diminution de 5 dB du rapport des puissances. Cette perte de niveau est parfaitement tolérable

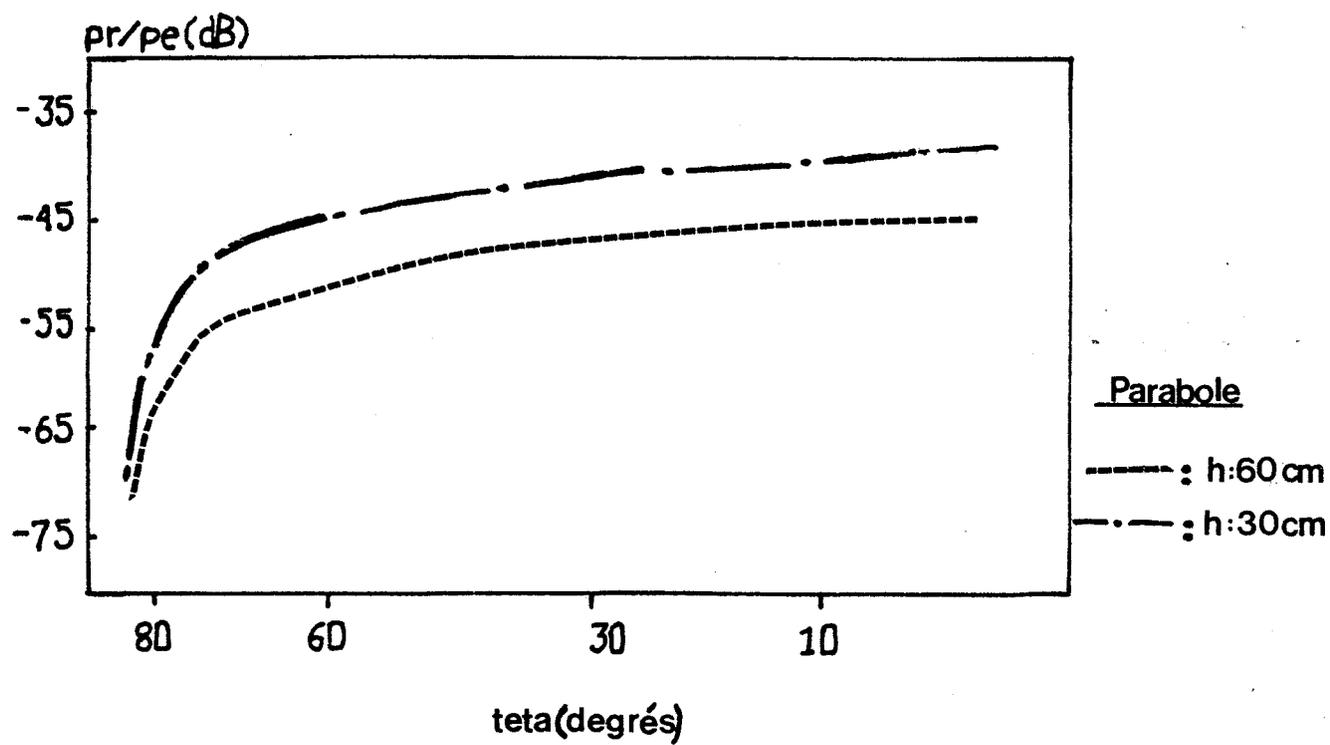


Fig L6.2 : Effet de la hauteur

dans le cas d'une exploitation du signal rétrodiffusé pour notre application. Cette remarque est très importante dans notre cas, compte tenu du peu de degré de liberté dont on dispose pour l'emplacement du cinémomètre dans le cadre de l'application SNCF.

Cette étude a permis de donner un premier ordre de grandeur du rapport entre la puissance rétrodiffusée et la puissance émise. Compte tenu des hypothèses de départ, nous pouvons dire que :

$$\forall \theta_0 \text{ angle incidence} \quad \frac{P_{\text{RET}}}{P_0} \geq -55 \text{ dB}$$

Ce résultat est intéressant, car il montre que compte tenu des différents détecteurs existant sur le marché, il n'y a aucun obstacle à l'extraction du signal rétrodiffusé par rapport au niveau de bruit.

Nous avons confirmé l'ordre de grandeur de ces valeurs en effectuant des mesures à l'analyseur de réseaux. Le coefficient moyen de rétrodiffusion est évalué à partir de la désadaptation induite dans le champ d'une antenne parabolique, au préalable parfaitement adaptée, d'un ou plusieurs cailloux de ballast S.N.C.F.. Nous avons pu remarquer une fluctuation importante des valeurs trouvées suivant que l'on ajoute ou l'on retire un caillou du champ de l'antenne.

En outre, un ordre de grandeur du rapport P_{RET}/P_0 ainsi qu'une évaluation du coefficient de rétrodiffusion ont été établis à partir de résultats de mesures effectuées dans le cadre de cette étude par Monsieur R. BOCQUET (L.R.P.E) [BOC88].:

il a entrepris dans le cadre du projet "Cinémomètre" la vérification expérimentale de cette hypothèse. Compte tenu des divers problèmes rencontrés (réglage des stubs pour annuler la réflexion parasite due à la mise en place de l'antenne) la détermination du coefficient σ s'avère particulièrement délicate et aléatoire, les résultats présentés tendent à confirmer notre étude numérique.

En effet, divers paramètres comme la géométrie du système ou l'hétérogénéité du sol (ici il s'agit du ballast constitué de cailloux de taille diverse \approx à la longueur d'onde) entrent en compte.

De l'ensemble de ces résultats, un ordre de grandeur du coefficient moyen de rétrodiffusion a pu être donné :

$$-30 \leq \langle \sigma(\theta) \rangle \text{ (dB)} \leq -20$$

Nous allons dans le paragraphe suivant, définir les principales caractéristiques du cinémomètre à partir d'une étude statistique effectuée sur le signal Doppler.

I.3 PREMIER CHOIX OPTIMAL DES CARACTERISTIQUES DU CAPTEUR

I.3.1 REMARQUES PRELIMINAIRES

Pour obéir aux recommandations du cahier des charges, l'objectif est de rechercher les caractéristiques optimales du cinémomètre. Trois paramètres sont contrôlables :

- la fréquence de travail
- les caractéristiques de l'antenne
- les paramètres géométriques

Leur choix minutieux nous permettra de déterminer le meilleur compromis possible entre le caractère monochromatique du signal Doppler et son amplitude pour une puissance d'émission donnée.

Notre hypothèse de départ repose sur la remarque suivante :

le signal Doppler résulte de la superposition d'un très grand nombre de signaux élémentaires, associés au passage de micro-obstacles sous le faisceau de l'antenne. Nous sélectionnerons ainsi un spectre fréquentiel centré sur la valeur théorique (1.5).

Dans les paragraphes suivants, les principales causes d'élargissement du spectre Doppler seront examinées et en particulier :

→ étude de l'effet d'élargissement du spectre dû à l'ouverture angulaire de l'antenne.

→ étude de l'effet d'élargissement du spectre dû aux paramètres géométriques (position angulaire du faisceau par rapport à la normale et hauteur du point d'émission par rapport au sol).

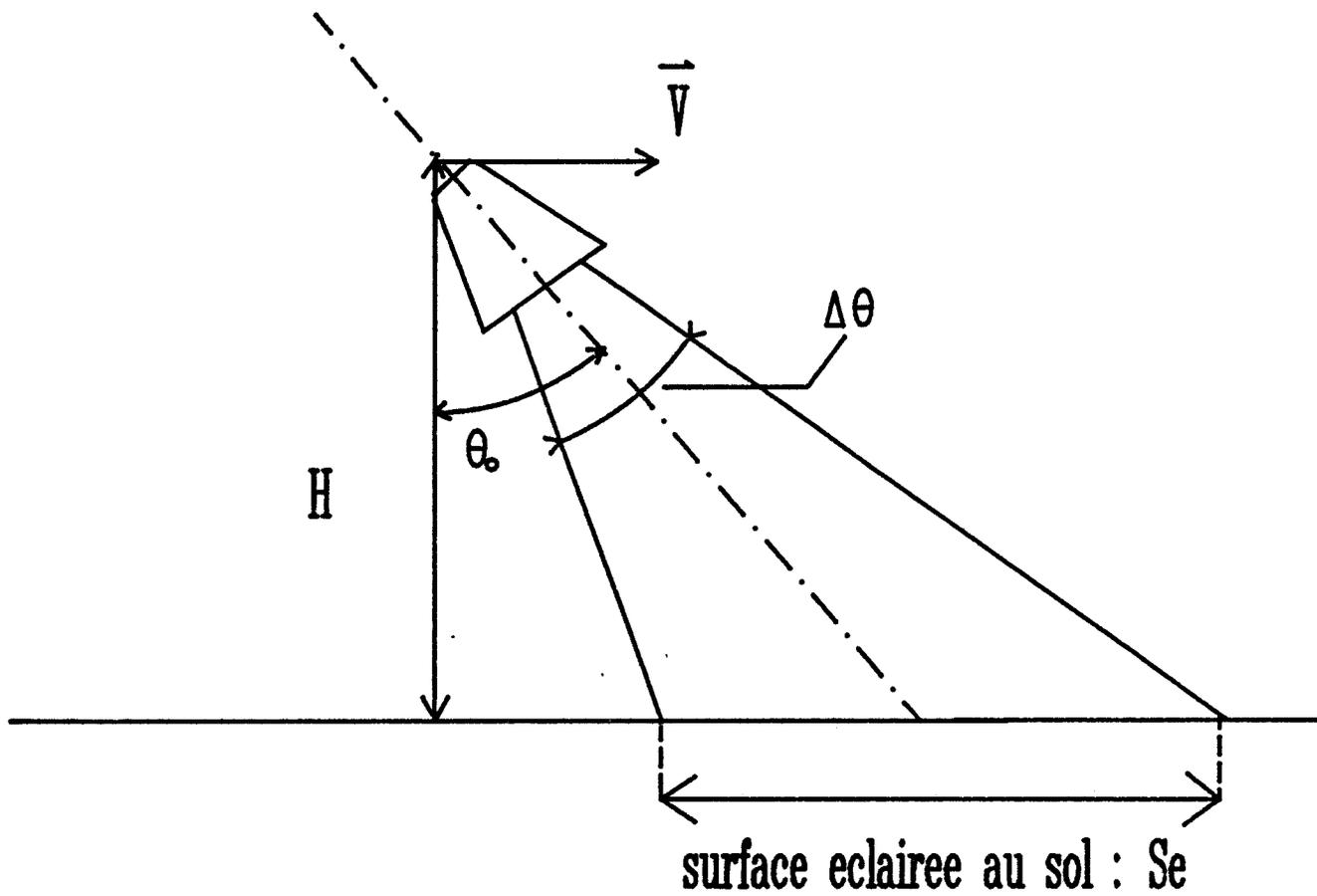


Fig L7 : Effet lie a l'ouverture angulaire

Ces deux effets combinés, nous pourrons alors établir par le calcul l'élargissement spectral minimal possible pour ensuite établir notre choix pour une configuration de l'émetteur hyperfréquence. Nous proposerons sous forme de tableau diverses possibilités.

1.3.2 EFFET DE LA LARGEUR ANGULAIRE DU FAISCEAU

Un dispositif hyperfréquence, se déplaçant à vitesse constante V , à une altitude H rapport au sol, émet sous une incidence θ_0 un pulse de puissance crête unité, à la fréquence f_0 (fig 1.7). D'après les résultats précédents la fréquence du signal Doppler est obtenue à partir du battement entre l'onde émise et l'onde rétrodiffusée vers l'émetteur par le sol :

$$f_D = \frac{2 V \sin \theta_0}{c} f_0$$

En réalité le faisceau émis ne peut se réduire à une simple impulsion de largeur angulaire nulle. Il existe toujours une certaine dispersion angulaire que l'on associe à l'ouverture maximale à mi puissance $\Delta\theta$ du faisceau de l'antenne. Pour une valeur de la vitesse V et un angle θ_0 fixés, nous aurons une dispersion fréquentielle Δf autour de f_D . Pour calculer cet élargissement Δf il suffit de calculer la dérivée partielle de f_D , soit:

$$(\partial f_D)_{\theta} = \left[\frac{\partial f_D}{\partial \theta} \right]_{\theta_0, V} \delta \theta \quad (1.18)$$

En sommant sur l'ouverture maximale $\Delta\theta$ tous les termes (∂f_D) , on obtient l'expression de la contribution de la dispersion angulaire à l'élargissement fréquentiel Δf_D :

$$(\Delta f_D)_{\text{ouv}} = \frac{\Delta\theta}{\tan \theta_0} f_D \quad (1.19)$$

Le fait de travailler avec un angle Φ_0 d'azimuth nul rend l'élargissement fréquentiel est indépendant de l'ouverture $\Delta\psi$ du lobe d'antenne. La prise en compte éventuelle de l'angle Φ nous oblige à calculer la différentielle totale de f_D en fonction de θ et Φ . Si l'on suppose que le lobe principal est suffisamment étroit pour que les angles $\Delta\theta$ et $\Delta\psi$ soient des infiniment petits, on peut développer à l'ordre 2 l'élargissement relatif $\Delta f_D / f_D$.

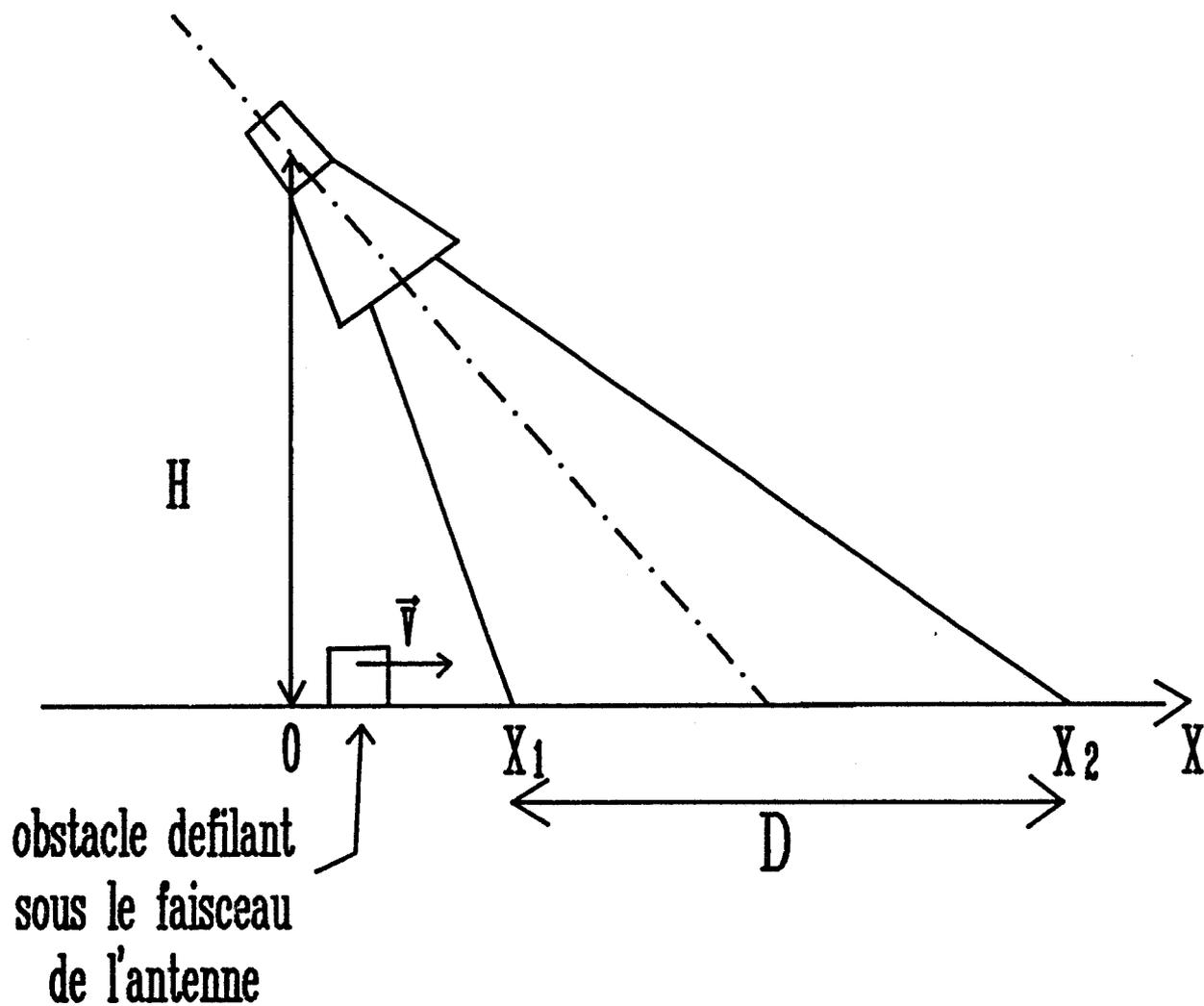


Fig 18 : Effet lie au temps de passage de l'obstacle sous l'antenne

Les calculs ont été effectués en supposant $\Phi_0 = 0$ (BOC88), on établit la formule suivante :

$$\left[\frac{\Delta f_D}{f_D} \right]_{\text{OUV}} = \frac{\Delta\theta}{\tan \theta_0} - \frac{1}{3} \frac{(\Delta\theta)^3}{\tan \theta_0} + \frac{(\Delta\psi)^2}{8} \quad (I.20)$$

Dans ce cas particulier, l'ouverture du lobe principal $\Delta\psi$ n'intervient qu'au second ordre : le terme est alors négligeable devant la contribution à l'ordre 1 de l'angle d'ouverture $\Delta\theta$. Notre hypothèse de départ semble donc justifiée pour les antennes de faible ouverture angulaire.

1.3.3 EFFET D'ÉLARGISSEMENT LIÉ AU TEMPS DE CORRELATION

La notion de temps de corrélation τ est liée à la durée finie de passage de chaque micro-obstacle sous le faisceau de l'antenne. Statistiquement, cette notion se traduit par une contribution à l'élargissement spectral. Dans une première approximation cet élargissement est inversement proportionnel à τ (HYL73). On peut alors écrire :

$$\Delta f_D \cong \frac{2}{\tau} \quad (I.21)$$

Le calcul du temps de corrélation τ s'effectue aisément en évaluant le déplacement D d'un obstacle, défilant à vitesse constante V sous le faisceau de l'aérien (fig 1.8), soit :

$$D = X_2 - X_1 = H \left\{ \tan\left(\theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2}\right) - \tan\left(\theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right\} \quad (I.22)$$

En supposant l'angle d'ouverture moitié comme un angle très petit, on peut alors écrire des relations du type :

$$\tan\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cong \frac{\Delta\theta}{2} \text{ et } \left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)^2 \ll \tan^2(\theta_0) \quad (I.23)$$

et dans ce cas :

$$D \cong \frac{H \Delta\theta}{\cos^2 \theta_0} \quad (I.24)$$

L'expression du temps de corrélation τ se déduit immédiatement de l'expression (1.24) :

$$\tau \cong \frac{H \Delta\theta}{V \cos^2\theta_0} \quad (1.25)$$

De cette expression, on en déduit la contribution Δf_D à l'élargissement fréquentiel, soit :

$$\Delta f_D \cong \frac{2 V \cos^2\theta_0}{H \Delta\theta} \quad (1.25')$$

Compte tenu de l'expression (1.5) de la fréquence moyenne du signal Doppler, on obtient alors en éliminant, la vitesse V , l'écart relatif :

$$\left(\frac{\Delta f_D}{f_D} \right)_{\text{cor}} = \frac{\lambda_0 \cos\theta_0}{H \Delta\theta \tan\theta_0} \quad (1.26)$$

En établissant le bilan des deux élargissements, on obtient l'expression de l'écart relatif global, que nous appellerons ERR :

$$\text{ERR} = \left(\frac{\Delta f_D}{f_D} \right)_{\tau} = \frac{1}{\tan\theta_0} \left\{ \Delta\theta + \frac{\lambda_0 \cos\theta_0}{H \Delta\theta} \right\} \quad (1.27)$$

Nous remarquons que la fonction ERR s'annule pour $\theta_0 = \pi/2$. On retrouve alors les conditions de fonctionnement par réflexion du radar de gendarmerie. Après avoir éliminé ce cas particulier, il est important de minimiser cette erreur relative ERR. En effet, la précision relative sur la vitesse ou la distance lui est strictement proportionnelle.

1.3.4 NOTION DE PRÉCISION SUR LA MESURE DU SYSTÈME

Suivant que le système hyperfréquence sera utilisé en cinémomètre ou en odomètre, les remarques suivantes peuvent être formulées.

L'écart relatif global (1.27) correspond à une mesure effectuée sur le temps de corrélation τ (1.25). Si le mouvement du véhicule est uniforme, on définit alors la notion de distance de résolution ou de corrélation d_c du faisceau, soit :

$$d_c = V \tau = \frac{H \Delta \theta}{\cos^2 \theta_0} \quad (1.28)$$

On admet que l'erreur relative commise sur la mesure de la fréquence Doppler sur un intervalle de temps T , au cours duquel on prélève N échantillons Doppler indépendants, espacés de τ , s'exprime en fonction de l'erreur relative élémentaire (1.26) par la relation [HYL73] :

$$\left[\frac{\Delta f_D}{f_D} \right]_{T,f} = \left[\frac{\Delta f_D}{f_D} \right]_f \sqrt{\frac{\tau}{T}} \quad (1.29)$$

Ainsi la précision relative $\frac{\Delta d_{mes}}{d_{mes}}$ sur la mesure de la distance d_{mes} s'obtient à partir de l'expression de l'écart relatif $\Delta f_D / f_D$ en écrivant la relation suivante :

$$\frac{\Delta d_{mes}}{d_{mes}} = \frac{\Delta f_D}{f_D} \sqrt{\frac{d_c}{d_{mes}}} \quad (1.30)$$

Compte tenu du cahier des charges, l'erreur relative sur la mesure d'une distance $d_{mes} = 1$ km doit être inférieure au millième de la mesure. Ainsi l'écart relatif global sur la fréquence Doppler doit être minimisé. Par exemple, pour une configuration du système type :

→ fréquence de travail $f_0 = 10$ Ghz ou $\lambda_0 = 3$ cm

→ angle d'inclinaison du faisceau $\theta_0 = 45^\circ$

L'écart relatif global maximum toléré sur la fréquence Doppler pour obtenir la précision requise du millième sur 1 km parcouru est dans ce cas :

$$\frac{\Delta f_D}{f_D} \leq 0.217 \quad \text{soit } \sigma \leq 0.108 \quad (1.31)$$

Nous examinerons dans les paragraphes suivant les différentes conditions à remplir pour améliorer cette valeur limite.

Quant à l'erreur sur la mesure de la vitesse absolue du mobile, elle dépend uniquement du temps de mesure τ correspondant au prélèvement de N périodes du signal Doppler.

La précision relative sur la vitesse s'écrit en fonction de l'écart relatif sur la fréquence Doppler $\Delta f_D / f_D$ et du nombre N :

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta f_D}{f_D} \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (1.32)$$

Le nombre N de périodes du signal Doppler s'exprime alors à partir de la fréquence f_0 , du temps de mesure τ , et du rapport V/c :

$$\frac{\Delta V}{V} \cong \left[\frac{\Delta f_D}{f_D} \right]_{\tau} \sqrt{\frac{c}{\tau V f_0}} \quad (1.33)$$

L'erreur relative sur la vitesse V est donc inversement proportionnel à la racine carrée de la vitesse V , au temps d'acquisition τ , et la fréquence d'émission f_0 . Les remarques suivantes peuvent être formulées :

→ plus la vitesse du véhicule sera élevée, meilleure sera la précision sur la valeur mesurée.

→ plus la fréquence d'émission sera élevée, plus les objectifs de précision seront aisés à atteindre.

→ plus le temps d'acquisition τ sera grand, meilleure sera la précision.

Il est donc important de minimiser l'écart global relatif sur la valeur de la fréquence Doppler. Nous allons déterminer l'ouverture angulaire minimale pour laquelle l'écart relatif global $\Delta f_D / f_D$ est minimum.

1.3.5 MINIMISATION DE LA FONCTION ERR

Rappelons l'expression de l'écart relatif global, ERR :

$$ERR = \left[\frac{\Delta f_D}{f_D} \right]_T = \frac{1}{\tan \theta_0} \left\{ \Delta \theta + \frac{\lambda_0 \cos \theta_0}{H \Delta \theta} \right\} \quad (1.27)$$

Il faut donc évaluer la dérivée par rapport à l'ouverture angulaire $\Delta \theta$ de la fonction ERR. La valeur qui annule cette dérivée, est l'ouverture optimale $\Delta \theta_{OPT}$ recherchée, soit :

$$\Delta \theta_{OPT} = \sqrt{\frac{\lambda_0 \cos \theta_0}{H}} \quad (1.34)$$

On en déduit l'expression minimale de la fonction ERR :

$$ERR_{OPT} = \sqrt{\frac{4 \lambda_0 \cos \theta_0}{H \tan^2 \theta_0}} \quad (1.35)$$

De même, sur une distance D parcourue, on peut en déduire la valeur minimale de la précision relative en remplaçant dans (1.27) l'ouverture $\Delta \theta$ et la distance de corrélation d_c (1.28) par leurs expressions respectives :

$$\left[\frac{\Delta D}{D} \right]_{MIN} = \sqrt{\frac{4 \cos \theta_0}{\sin^2 \theta_0} \left[\frac{\lambda_0}{D} \right] \left\{ \frac{\lambda_0 \cos \theta_0}{H} \right\}^{0.5}} \quad (1.36)$$

On montre ainsi que pour une valeur du couple hauteur H du support et angle de visée θ_0 , il existe une ouverture angulaire optimale $\Delta \theta_{OPT}$ de l'antenne pour laquelle la précision relative sur la mesure de la distance D sera la meilleure possible.

Dans le paragraphe suivant, nous présenterons sous forme de tableau les résultats concernant une première définition de notre système Doppler.

1.3.6 TABLEAU RECAPITULATIF

Dans le tableau suivant, nous indiquons les erreurs relatives obtenues sur la mesure d'une distance $D = 1000$ m par différentes configurations du système Doppler. Nous avons ainsi calculé l'ouverture $\Delta\theta_{OPT}$, l'écart relatif global $\Delta f_D/f_D$, pour trois valeurs de la fréquence et une valeur de la hauteur de visée H , fixée à 40 cm.

Les trois valeurs de fréquence choisies, représentent un échantillonnage de tous les dispositifs hyperfréquences qui existent sur le marché à l'heure actuelle pour des applications similaires à la nôtre:

$$\rightarrow f_0 = 1 \text{ Ghz} ; 10 \text{ Ghz} ; 24 \text{ Ghz}$$

Pour chaque valeur du couple hauteur - fréquence d'émission, nous avons choisi de travailler sous 3 angles de visée θ_0 , soit :

$$\theta_0 = 80^\circ ; 60^\circ ; 45^\circ$$

Le choix de ces valeurs angulaires résulte des différentes indications rencontrées dans l'abondante bibliographie sur le sujet.

θ_0 (°)	FREQUENCE : 3 Ghz			FREQUENCE : 10 Ghz			FREQUENCE 24 Ghz		
	80°	60°	45°	80°	60°	45°	80°	60°	45°
$\Delta\theta_{OPT}$ (°)	12°	20°	24°	6°30'	11°	13°	4°	7°30'	8°30'
$\frac{\Delta f_D}{f_D}$ (%)	7.3	40	83	3.6	22.1	45	2.4	15	30
$\frac{\Delta d}{d}$ (%)	0.38	0.94	1.52	0.13	0.38	0.61	0.07	0.22	0.32

TABLEAU RECAPITULATIF : PERFORMANCES THEORIQUES COMPAREES

Au vu de ces résultats, l'objectif de précision sera atteint si l'on choisit de travailler à la fréquence de 24 Ghz, voire à limite 10 Ghz. Cependant, ce serait aller vite en besogne que de limiter notre choix à ce tableau de résultats. Il faut faire quelques remarques.

1.3.7 CHOIX DE LA FREQUENCE D'EMISSION DU RADAR

Divers travaux ([WIL73],[HAL75],[TOB77]..) ont montré que les conditions climatiques sévères peuvent perturber notablement les performances des dispositifs hyperfréquences. En effet les propriétés de rétrodiffusion du sol sont modifiées lorsque celui-ci est recouvert de neige, de glace ou d'une fine pellicule d'eau. Nous reviendrons dans le chapitre III sur l'influence d'une couche de neige sur les performances du cinémomètre. Le problème le plus critique est la présence d'une fine couche d'eau sur le ballast.

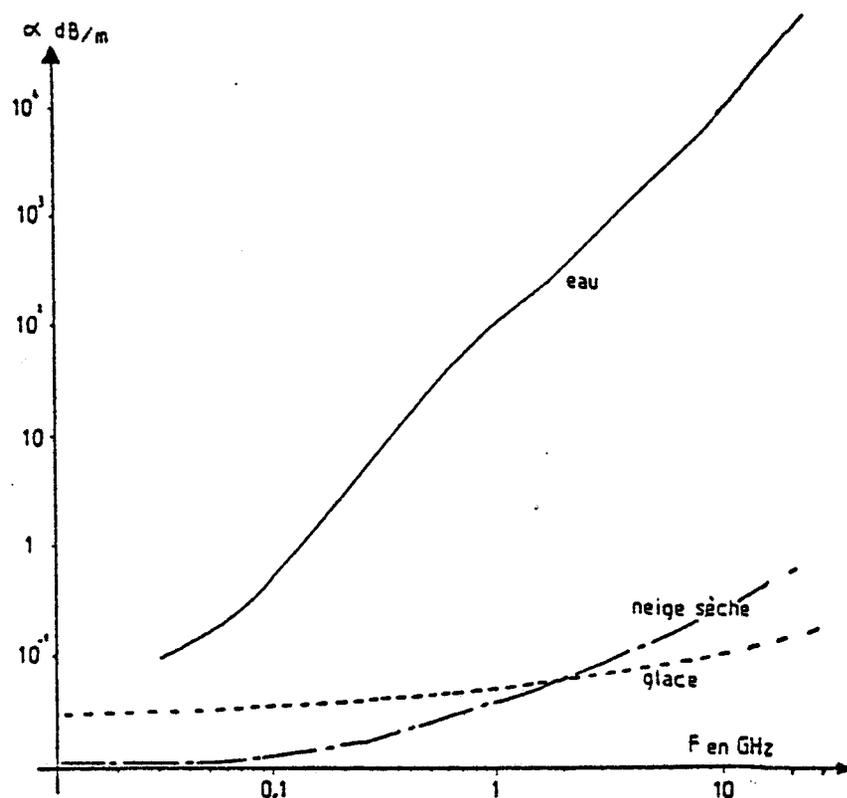


Fig L9.a : Coefficient d'atténuation en dB/m (Liv 76)

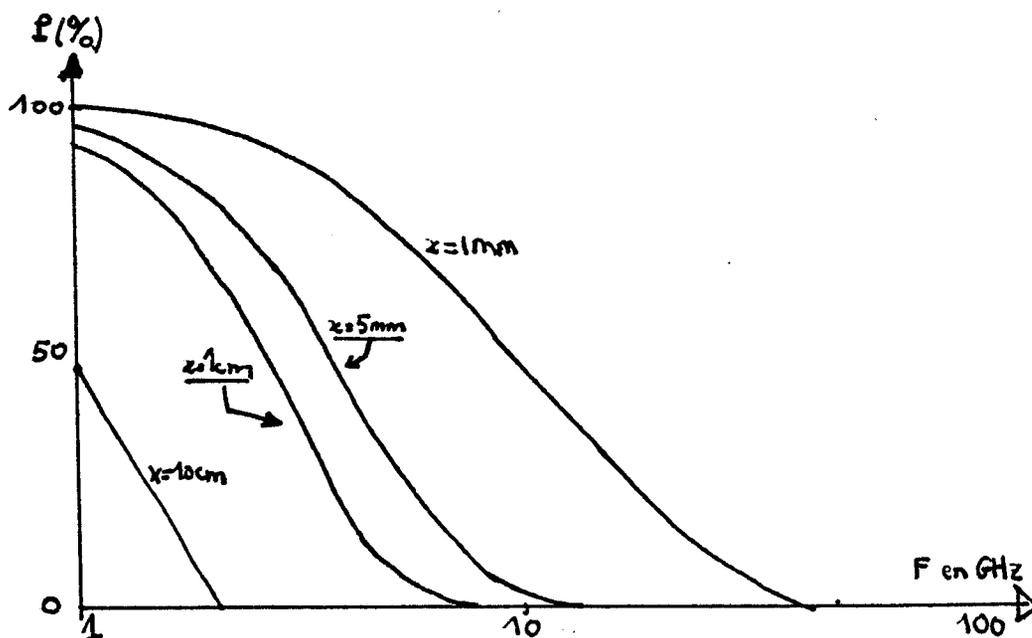


Fig L9.b : Puissance transmise a travers diverses épaisseurs d'eau en fonction de la fréquence GHz

coefficients d'atténuation α (dB/m) de ces trois diélectriques versus la fréquence, il apparaît que la neige sèche et la glace présentent des valeurs de α négligables à condition de travailler à des fréquences inférieures à 30 GHz. Néanmoins, pour l'eau ce facteur d'atténuation devient très important pour des fréquences voisines de 20 GHz : $\alpha > 10^4$ dB/m. De plus une autre étude [BOCS7], menée par le L.R.P.E a montré l'influence de l'épaisseur e (mm) d'une pellicule d'eau sur le pourcentage de puissance transmise (fig 1.9).

Ces remarques montrent que plus la fréquence d'émission sera élevée, plus les limites de fonctionnement s'avèreront limitées dans le cas d'une utilisation dans des conditions climatiques sévères. Le choix d'une fréquence de $f_0 = 3$ GHz, voire à la limite 10 GHz s'avère judicieux si l'on veut être en accord avec une spécification du cahier des charges :

→ précision de 1/1000 sur 1 km dans 95 % des cas d'utilisation

Nous devons répondre à des exigences de coût, d'encombrement, et de fiabilité. Les propos suivants concernent le choix technologique à adopter pour la réalisation de notre capteur, constitué d'un aérien de taille réduite et d'une tête émission/reception intégrée.

Les derniers développements dans la réalisation des antennes hyperfréquences montrent une évolution vers une technologie plaquée [GAR88] :

Il s'agit de la réalisation d'éléments rayonnants sur substrat diélectrique de permittivité effective la plus faible possible $\epsilon_{eff} \leq 2$ et de hauteur diélectrique H suffisamment faible pour améliorer l'efficacité de l'élément rayonnant : $h \leq 1$ mm [SAF88].

Cette technique n'est utilisable de façon rentable que pour des fréquences supérieures à 5 GHz. En effet l'encombrement réduit de tels aériens n'est compatible qu'avec une fréquence élevée. Tout concepteur d'antenne connaît la formule de synthèse suivante :

$$\Delta\theta_{min} = \frac{\lambda_0}{D} \quad (1.38)$$

FREQUENCE de TRAVAIL	3 GHz	10 GHz	24 GHz
PRECISION du SYSTEME	-	++	+++
CARACTERISTIQUES des ANTENNES	-	++	+++
MINIATURISATION	-	+++ (monolithique)	++
COÛT	++	+++ (monolithique)	+
FIABILITE	++	+++	++
PERTURBATIONS METEOROLOGIQUES	+++	-	-

Signification des signes :

- —————> +++
adéquation du système

FIG I.10 : TABLEAU II : CHOIX DE LA FREQUENCE D'EMISSION

Cette relation permet d'obtenir, pour une fréquence d'émission fixée, la plus petite ouverture angulaire du faisceau principal de rayonnement $\Delta\theta_{\min}$ pour un encombrement minimum de l'aérien, représenté par sa plus grande dimension D [ROUS1].

Autrement dit, à caractéristiques de rayonnement identiques, plus la fréquence sera élevée et moins l'antenne plaquée sera encombrante.

A moyen terme, il est prévu de pousser à son maximum l'intégration de la tête d'émission/reception grâce à une réalisation monolithique sur épitaxie Arséniure de Gallium.

Il résulte de toutes les remarques précédentes que la fréquence d'émission de $f_0 = 10$ GHz présente un excellent compromis pour être en accord avec le cahier des charges imposé. Nous résumons l'ensemble des facteurs qui nous ont conduit à effectuer ce choix dans le tableau II (fig 1.10).

Ce tableau purement formel, établi en collaboration avec le L.R.P.E, a constitué le fondement de toute la conception et de la réalisation du capteur hyperfréquence dont il est ici question.

1.4 CONCLUSION

Des paramètres comme la taille des obstacles, la valeur moyenne du coefficient de rétrodiffusion σ ainsi que sa loi d'évolution vs l'angle d'incidence θ , et les limites d'application des lois de l'électromagnétisme, sont très difficilement contrôlables. De ce fait, une théorie complète n'a pu être échafaudée dans le cadre de ce travail. Nous nous contenterons de supposer parfaitement fixés les domaines d'application de ces principes :

→ Taille moyenne d des obstacles petite devant la portée D du radar.

→ Nous supposerons travailler en limite de champ lointain. Les caractéristiques de rayonnement de l'aérien seront alors parfaitement connues.

→ L'équation générale des radars (1.12) peut s'appliquer à notre problème sous réserve du respect des deux remarques précédentes.

A partir de l'étude statistique théorique entreprise, nous avons pu arrêter le choix de la fréquence de fonctionnement du cinémomètre :

$$f_0 = 10 \text{ Ghz}$$

Au stade de l'étude, les objectifs de précision sont difficiles à atteindre. Nous nous proposons de poursuivre maintenant cette étude en étudiant une simulation numérique statistique du phénomène Doppler. Nous allons émuler le principe d'un traitement statistique du signal Doppler et examiner la configuration optimale du dispositif hyperfréquence en accord avec les objectifs de précision du cahier des charges.

BIBLIOGRAPHIE : CHAPITRE I

- [BAR 70] : RUCK, BARRICK
Radar Cross Section Handbook, Vol 1-2, Ruck Barrick, Plenum
press, 1970.
- [BOC 87] : BOCQUET.R
"Détection de balise hyperfréquence, étude de faisabilité sur
site métro Val"
Rapport contrat CUDL-USTL 1987
- [BOC 88] : BOCQUET.R
Rapport phase A2 contrat SNCF-LRPE
- [DEL 80] : DELGUTTE.J.P
"Etude et réalisation d'un cinémomètre à effet Doppler"
mémoire CNAM, Decembre 1980
- [GAR 88] : Gardiol F.E.
"Design and layout of microstrip structures"
I.E.E.E. proceedings, Vol 135 (n°3), June 1988
- [HAL 75] : Halley P.M.
"Propagation characteristics of surface materials and
interfaces aspects"
AGARD - CP-208
- [HYL 73] : HYLTIIN T.M., FUSCHER T.D., TYSON H.B., REGUEIRO W.R.
"Vehicular Radar speedometer"
International automotive Engineering Congress and Exposition
Cobo Hall - DETROIT, MICHIGAN, January 1973

- [LIV 76] : LIVA V
Thèse de docteur ingénieur, Grenoble 1976

- [ROU 81] : ROUBINE E., BOLOMEY Ch
Antennes (tome I) Masson 1978

- [SAF 86] : SAFRIOUI A.
Thèse de doctorat de l'université, Lille 1986

- [SKO 80] : SKOLNIK I., MERRILL
"Radar Handbook"
Mac Graw - Hill BOOK compagny 1980 (NE)

- [TOB 77] : TOBOORIAS J.
Thèse de troisième cycle, Grenoble 1977

- [ULA 83] : ULABY F.T, ALLEN C.T., FUNG K.F
"Retrieving the thru backscattering coefficient from
measurements with a real antenna"
I.E.E.E. on Geoscience and Remote Sensing, vol GE21 (3) JULY
1983

- [VAT 80] : VATERKOWSKI J.L, CONSTANT E, VANBREMEERSCH J., DELGUTTE j.p.
"Aide à la conduite des véhicules terrestres, étude de la
faisabilité d'une télémétrie hyperfréquence"
Rapport CHS 1980

CHAPITRE II
Simulation numérique
d'un système hyperfréquence
à effet Doppler

CHAPITRE II : SIMULATION NUMÉRIQUE D'UN SYSTÈME HYPERFRÉQUENCE À EFFET DOPPLER

INTRODUCTION

Nous présentons, dans ce chapitre, une simulation numérique du signal Doppler issu d'une onde hyperfréquence rétrodiffusée par le sol, en l'occurrence le ballast d'une voie ferrée .

Le but de la simulation est de déterminer l'effet sur le spectre doppler des différents éléments constituant le cinémomètre à effet DOPPLER :

- l'aérien
- l'oscillateur
- le mélange des signaux et l'obtention du signal basse fréquence
- le positionnement géométrique du système

(hauteur par rapport au sol et angle d'inclinaison)

L'intérêt de la simulation réside dans la possibilité d'optimisation de chacun de ces éléments afin d'obtenir le spectre doppler le plus monochromatique possible.

Afin de faciliter l'opération de traitement de signal il est nécessaire de minimiser au mieux l'erreur sur la variable à traiter : vitesse du mobile ou encore distance parcourue entre deux repères par le mobile se déplaçant à vitesse constante .

Il apparaît indispensable d'optimiser un second paramètre tout aussi important le rapport signal sur bruit recueilli pour une puissance d'émission , spécifiée au préalable par le cahier des charges.

Notre travail a surtout consisté à déterminer le meilleur compromis possible quant au choix de chaque composant de la tête hyperfréquence .

Dans une première partie nous décrivons le principe général sur lequel repose la simulation numérique, nous décrivons en particulier le calcul de l'amplitude complexe du signal Doppler détecté.

Dans une seconde partie nous exposerons le principe du traitement statistique effectué sur le signal détecté .

Dans une troisième partie nous exposerons les résultats obtenus par simulation afin de tirer les conclusions quant au choix optimal de chaque sous ensemble (aérien, tête hyperfréquence).

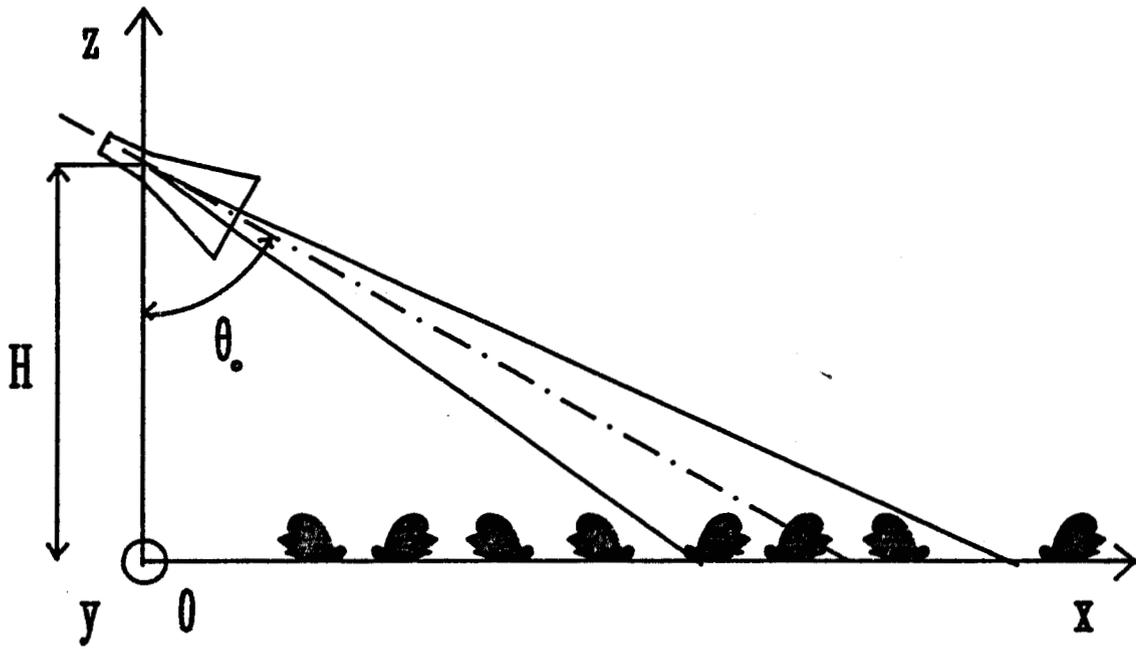


Fig II.1 : Antenne visant sous une incidence θ_0 un nombre fini de cailloux d'un ballast S.N.C.F.

II.1. SIMULATION NUMERIQUE DU SIGNAL DOPPLER DETECTE

II.1.1 PRINCIPE GENERAL DE LA SIMULATION

II.1.1.1 DEFINITION GENERALE

Le but de la simulation réside dans l'étude du signal Doppler, obtenu par le battement entre le signal hyperfréquence d'émission, issu d'un dispositif hyperfréquence approprié et le signal rétrodiffusé par un nombre fini de cailloux d'un ballast de voie S.N.C.F. défilant, à l'instant t , à vitesse constante sous le faisceau d'une antenne (FIG II.1).

Le système Doppler, dont nous décrivons le principe de simulation dans le paragraphe suivant, est repéré géométriquement par rapport au sol par deux grandeurs (fig II.3) :

→ l'angle d'inclinaison du système θ_0 : il s'agit de l'angle d'orientation du point d'émission du faisceau de l'antenne, pris par rapport à la direction normale au déplacement du système.

→ la hauteur H du système par rapport au sol.

Le ballast d'une voie ferrée est constitué de cailloux dont les dimensions sont sensiblement de l'ordre de la longueur d'onde du faisceau hyperfréquence. Ces cailloux sont répartis aléatoirement entre les deux rails. Dans le paragraphe suivant, nous décrivons le principe de la simulation des cailloux.

II.1.1.2 SIMULATION DU BALLAST D'UNE VOIE S.N.C.F - NOTION DE DENSITÉ D'OBSTACLES.

Un caillou du ballast est représenté dans notre simulation par une entité que nous appellerons **obstacle**. Cet obstacle est représenté par un petit élément carré de surface S_R , et est caractérisé par un coefficient de rétrodiffusion $\sigma(\theta)$. Cette notion a été introduite dans le chapitre I.

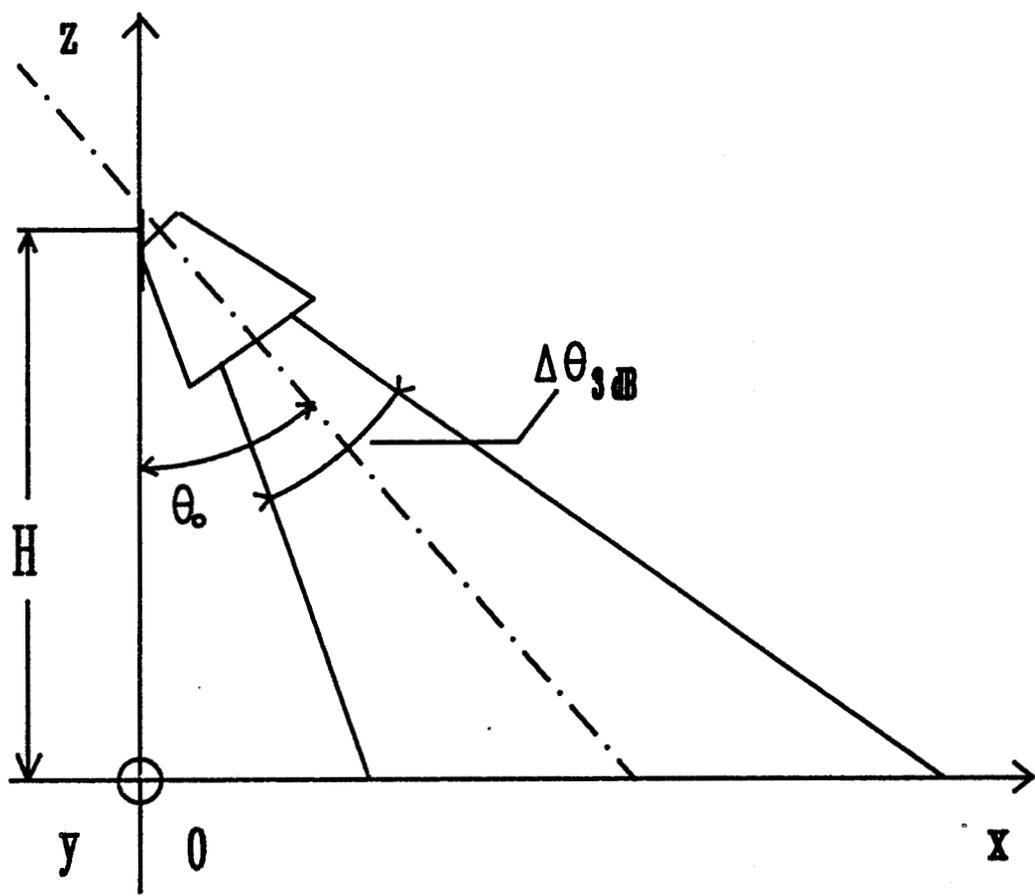


Fig II.3 : Configuration geometrique

Théoriquement ces entités doivent être réparties aléatoirement sur une surface simulant le ballast entre les deux rails. Compte tenu de la faible directivité de nos aériens et des faibles hauteurs de travail ($H \leq 1$ m), la surface alors utile est beaucoup plus réduite. Nous nous contenterons de répartir au hasard ces obstacles à l'intérieur d'un contour rectangulaire S_U , fixée au préalable par les dimensions (FIG II.2):

$$LON = 2H \tan \theta_0 \quad (II.1)$$

$$LAR = 16 \text{ cm}$$

soit la surface utile S_U :

$$S_U = LON \times LAR \quad (II.2)$$

Pour des raisons de simplification, nous retiendrons l'hypothèse d'un déplacement longitudinal des obstacles sous le faisceau de l'antenne. L'effet de l'ouverture angulaire latérale de l'antenne est alors négligeable. C'est pour cette raison qu'il a été choisi de fixer une fois pour toute la dimension LAR.

Nous pouvons donc définir la notion de densité d'obstacles à l'intérieur de la surface S_U . Cette grandeur, notée DENS, est fixée par l'utilisateur au départ du calcul. Le nombre d'obstacles N_T , présents pendant toute la durée de la simulation est calculé à partir de la relation suivante:

$$N_T = DENS \times S_U \quad (II.3)$$

Chaque obstacle est réparti aléatoirement à l'intérieur de la surface S_U . Si on se définit un repère géométrique, dont l'origine O est le point E d'émission de l'antenne et la trace des axes X et Y confondues respectivement avec les dimensions LON et LAR ; les coordonnées X_I et Y_I de l'obstacle i s'écrivent alors (FIG II.2) :

$$\begin{cases} X_I = LON \times \text{rnd} \\ Y_I = LAR \times \text{rnd} \end{cases} \quad (II.4)$$

où rnd est un nombre aléatoire tiré au sort et dont la valeur est :

$$0 \leq \text{rnd} \leq 1$$

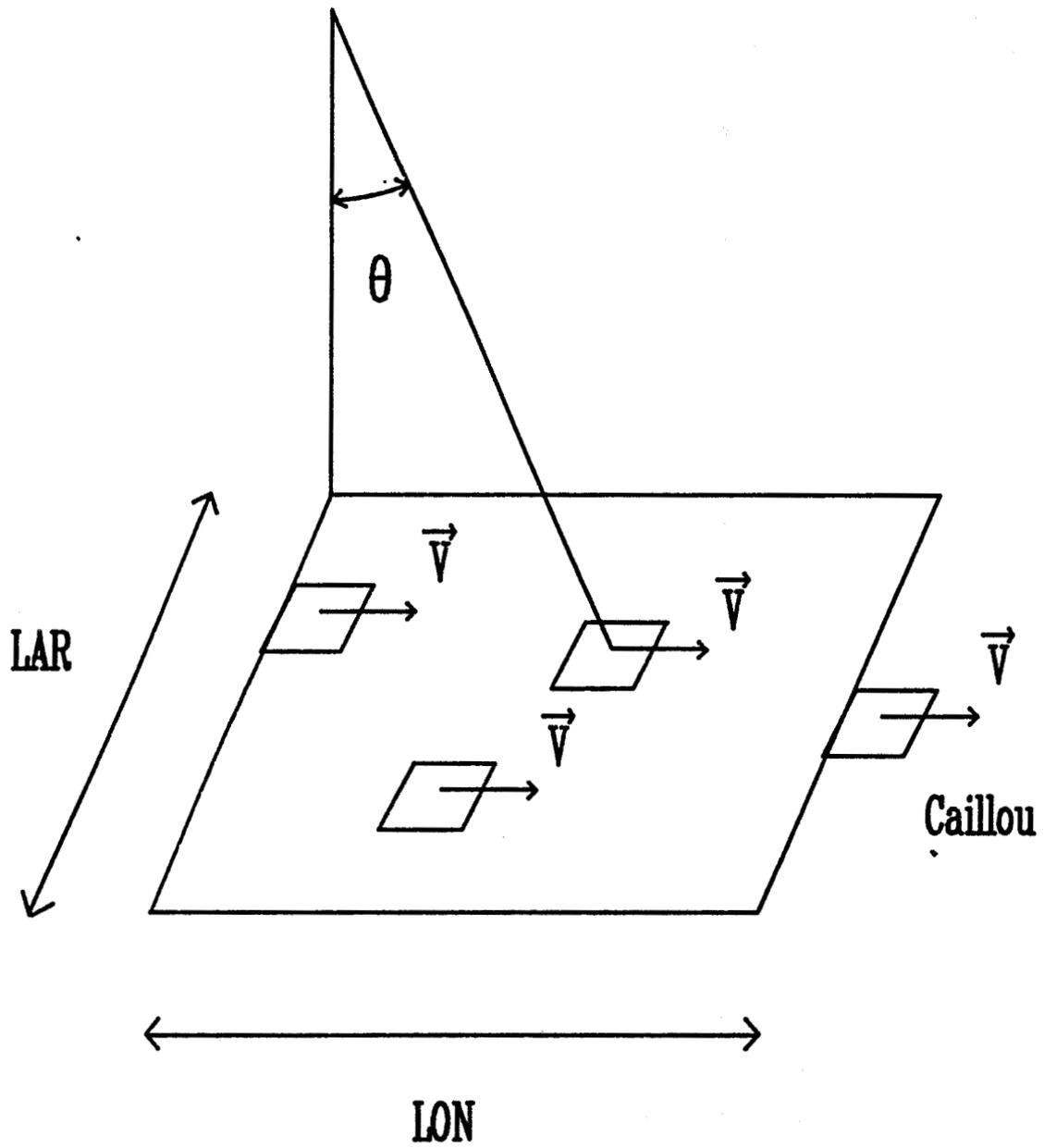


Fig II.2 : Simulation du defilement des cailloux sous l'antenne

Au début de chaque simulation, après avoir défini le nombre d'obstacles, toutes les positions (X_I, Y_I) sont calculées dans une boucle.

Nous allons décrire maintenant le principe de la simulation du déplacement des obstacles sous le faisceau de l'antenne.

II.1.1.3. SIMULATION DU DÉPLACEMENT DES N_T OBSTACLES SOUS LE FAISCEAU DE L'AÉRIEN - CRÉATION DU SIGNAL DOPPLER

II.1.1.3.1 DISCRÉTISATION DU DÉPLACEMENT D'OBSTACLES LE LONG D'UN PARCOURS SIMULÉ

Afin d'obtenir la loi d'évolution du signal rétrodiffusé, contribution des N_T obstacles se déplaçant et se trouvant à l'intérieur du contour S_U , il faut maintenant pouvoir simuler le déplacement de ces obstacles le long d'un parcours choisi.

Nous discrétiserons le calcul sur un parcours PARC (en cm) fixé au préalable. Le pas de notre simulation ou déplacement élémentaire est ainsi défini

à chaque itération du calcul, les n_T obstacles se déplacent d'une quantité Dx à l'intérieur de S_U (FIG II.2).

Cette valeur est choisie par l'utilisateur et elle s'exprime à partir du nombre Kx de pas par longueur d'onde λ_0 désiré, soit :

$$Dx = \frac{\lambda_0}{kx} \quad (II.5)$$

La valeur Kx sera choisi suffisamment grande pour permettre une résolution très précise au niveau de la mesure de la distance réellement mesurée à la fin du parcours simulé. Nous travaillons avec une valeur $kx = 50$.

Nous en déduisons la durée DUR de notre simulation ainsi que le nombre d'itérations J nécessaires pour calculer l'évolution du signal rétrodiffusé par les N_T obstacles. Cette grandeur s'écrit :

$$DUR = \frac{PARC}{Dx} \quad (II.6)$$

II.1.1.3.2 RESPECT DE LA RÈGLE : DENSITÉ CONSTANTE D'OBSTACLES A L'INTÉRIEUR DU CONTOUR S_U

De plus nous procédons à chaque itération J à des tests sur la position instantanée des obstacles. En effet, pour pouvoir travailler avec une densité constante d'obstacles, la condition suivante doit être vérifiée :

A tout obstacle sortant du champ de la surface S_U , se substitue un obstacle entrant dont l'abscisse X_I est à nouveau tirée au sort, que l'on traduit par le test suivant :

$$\text{si } X_I \geq \text{LON alors } X_I = H_E \times \text{rnd}$$

où H_E est une dimension qui s'exprime à partir de la densité d'obstacles :

$$H_E = \frac{1}{\sqrt{\text{DENS}}} \quad (\text{II.7})$$

II.1.2 CALCUL DU SIGNAL DOPPLER DETECTE

II.1.2.1 EQUATION GÉNÉRALE DU SIGNAL HYPERFRÉQUENCE RETRODIFFUSÉ

II.1.2.1.1 AMPLITUDE COMPLEXE DU SIGNAL RÉTRODIFFUSÉ

Pour évaluer le signal hyperfréquence retrodiffusé par un des obstacles, nous utiliserons dans la simulation l'équation générale (I.12) établie dans le chapitre précédent.

On assimilera l'élément de surface Δs à la surface équivalente réfléchissante S_r d'un obstacle que l'on fixe arbitrairement à une valeur constante (pour les n_T obstacles) égale à 0.01 cm^2

Le coefficient de rétrodiffusion $\sigma(\theta)$ sera supposé constant pour l'ensemble des n_T obstacles et indépendant dans un premier temps de l'angle d'incidence θ . Compte tenu des divers résultats de mesures effectués on a choisi :

$$\langle \sigma(\theta) \rangle = \sigma_0 = -20 \text{ dB}$$

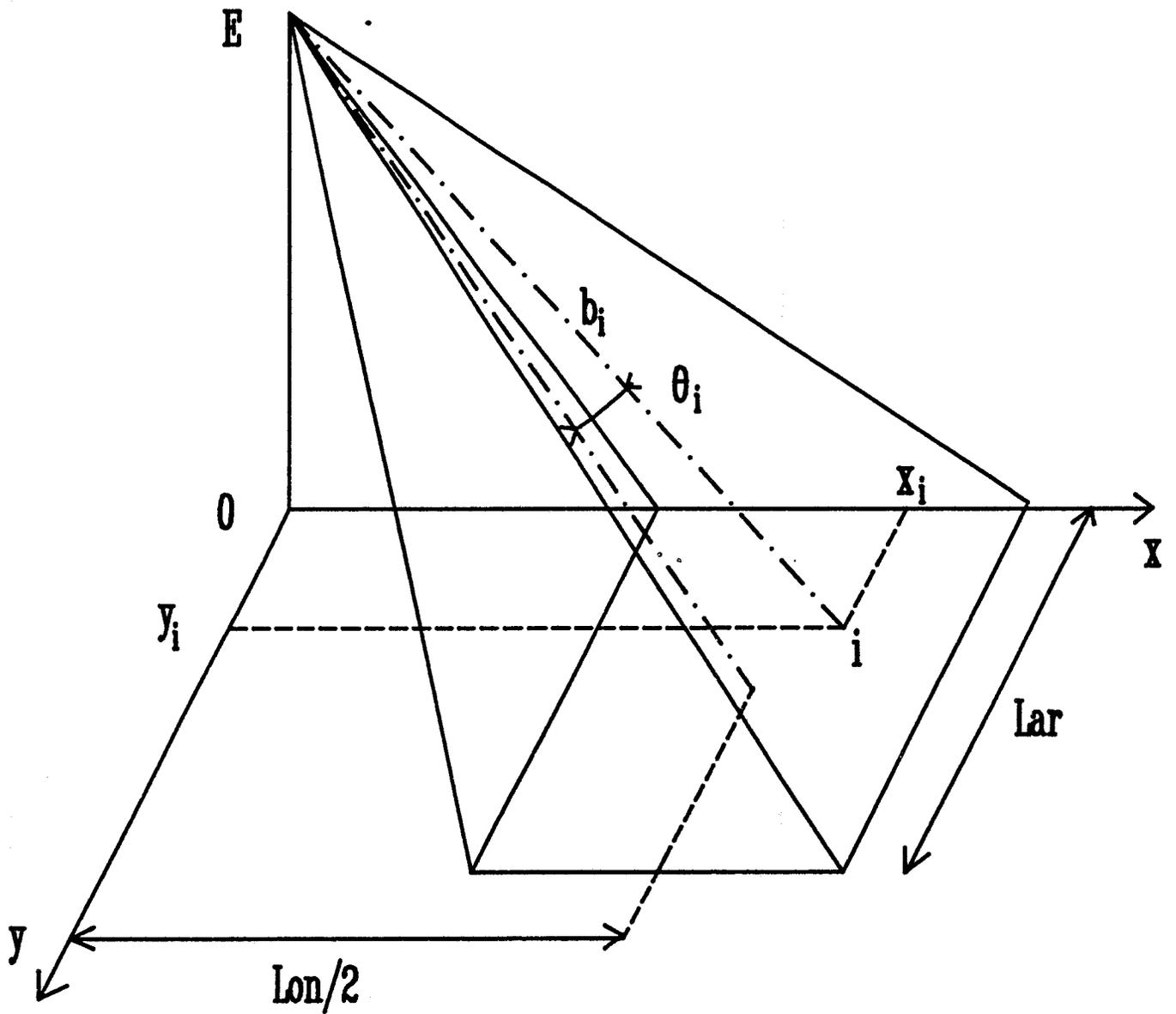


Fig II.4 : Repere geometrique

Le Gain $G(\theta, \phi)$ de l'antenne est exprimé à partir de la fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne, calculée à partir des équations décrites dans le paragraphe suivant (II.1.2.1.2). Ces équations prennent en compte toutes les caractéristiques de rayonnement : ouverture angulaire du lobe principal, gain maximum, lobes secondaires. Comme nous travaillons à angle d'azimut nul, l'ouverture latérale $\Delta\phi$ de l'antenne n'a pas d'effet particulier. Nous négligerons donc la dépendance de cette fonction caractéristique avec l'angle d'azimut.

On peut ainsi alors écrire la contribution d'un microbstacle i défilant à l'instant t sous le faisceau de l'aérien, à l'amplitude du signal hyperfréquence disponible à la réception :

$$V_{RET}^I \cong \left[\frac{P_{OSC} \lambda^2 G(\theta_i)^2 \sigma_0 S_r}{64 \pi^3 D_i^4} \right]^{1/2} \quad (II.8)$$

où la distance D_i est définie comme la distance séparant le point E d'émission et l'obstacle i . Elle est calculée à partir des grandeurs a_i, b_i, c_i et l'angle θ_i , comme l'indique (FIG II.4)

De même la contribution à la phase s'écrit :

$$\phi_I = \frac{4\pi D_I}{\lambda_0} \quad (II.9)$$

On généralise facilement pour calculer le signal total rétrodiffusé par un ensemble de cibles, passant sous le faisceau de l'antenne à un instant t .

La sommation s'effectue sur les n_T obstacles présents dans le champ de l'antenne à l'instant t , à l'itération J de la simulation et on obtient :

$$V_{RET} = \sum_{i=1}^{n_T} V_{RET}^I \exp(j\phi_I) \quad (II.10)$$

II.1.2.12 SIMULATION DE L'AÉRIEN

La fonction $G(\theta)$ décrit la répartition spatiale du rayonnement de l'antenne : cette loi varie comme la puissance $-n$ de θ avec $2 \leq n \leq 3$. Elle doit tenir compte des caractéristiques de l'antenne (son ouverture à mi puissance et s'il y a lieu l'existence de lobes secondaires).

On définit alors un angle d'ouverture du lobe principal pour un niveau de puissance spécifié, en l'occurrence, ici à mi puissance: $\Delta\theta_{ouv}^{3db}$. Les lobes latéraux ou lobes secondaires seront référencés par rapport au lobe principal. On parlera de position angulaire relative d'un maximum secondaire par rapport au maximum principal, noté θ_{smax} et d'une amplitude relative k_{sec} . De même, on définira aussi l'ouverture angulaire lobe secondaire pour un niveau de puissance donnée : $\Delta\theta_{sec}^{-3dB}$

Dans ces conditions :

$$G(\theta) = G_{max} \left[\frac{1}{F_n(\theta)} + \frac{1}{F_{n'}(\theta)} \right] \quad (II.11)$$

où G_{max} est le gain de l'antenne dans la direction principale de rayonnement.

Compte tenu de la définition du gain

$$P_{tot} = \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} P_{tot} \left[\frac{1}{F_n(\theta)} + \frac{1}{F_{n'}(\theta)} \right] G_{max} d\Omega \quad (II.11')$$

avec $d\Omega = 2\pi \sin(\theta)d\theta$ et $F_n(\theta)$ fonction caractéristique angulaire

La fonction caractéristique angulaire prend en compte la géométrie angulaire du lobe principal : son ouverture angulaire $\Delta\theta$ dans les plans principaux, la position angulaire du maximum principal θ_0 , la loi de variation angulaire n . Il en est de même pour les lobes secondaires principaux éventuels : leur ouverture $\Delta\theta_s$, l'amplitude relative par rapport au lobe principal ζ_{1s} , la position angulaire de leurs maxima θ_{smax} , la loi de variation angulaire n' .

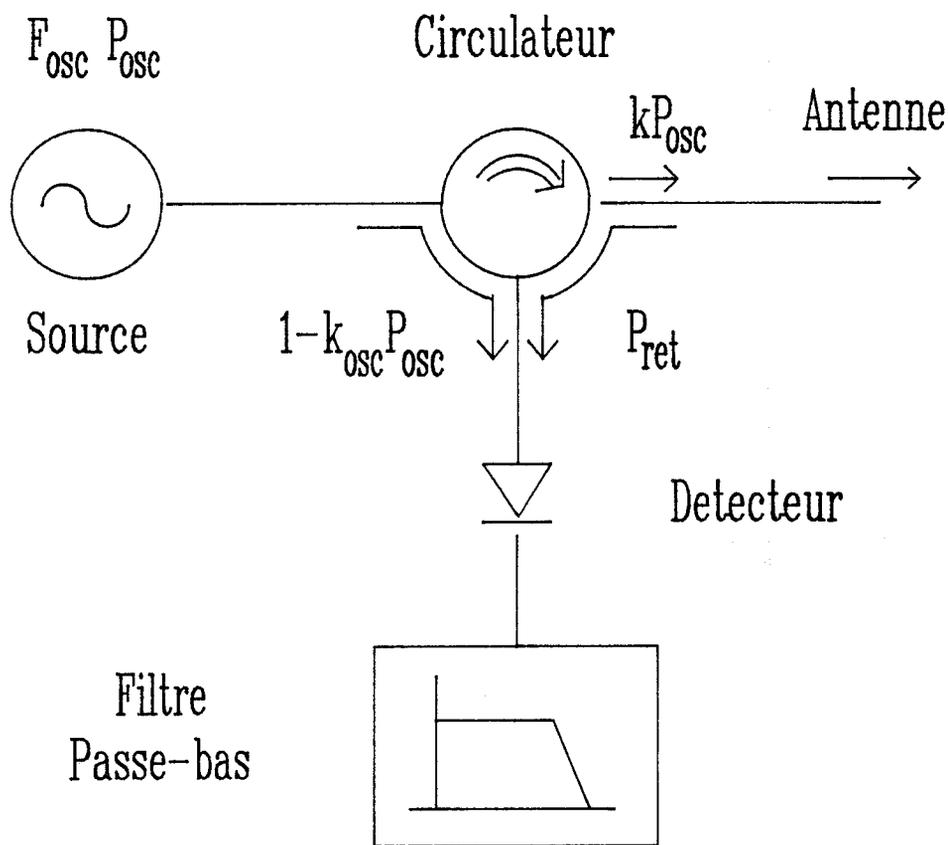


Fig II.5 : Description du dispositif composant la tete d'emission-reception

On peut alors écrire :

$$F_n(\theta) = 1 + \left[\frac{\theta - \theta_0}{\Delta\theta} \right]^n \text{ et } F_{n'}(\theta) = \frac{1}{\zeta_{1S}} * \left\{ 1 + \left[\frac{\theta - \theta_{smax}}{\Delta\theta_{Sec}} \right]^{n'} \right\} \quad (II.12)$$

par simplification, on choisira $n = n' = 2$

II.1.2 PRINCIPE DU BATTEMENT ENTRE LES DEUX SIGNAUX HYPERFRÉQUENCES

II.1.2.1 DESCRIPTION DU DISPOSITIF HYPERFRÉQUENCE

D'ÉMISSION - RÉCEPTION. REPRÉSENTATION ADOPTÉE POUR LA SIMULATION.

La tête d'émission - réception associée à l'antenne peut être simulée à partir de la description des dispositifs qui la composent (FIG II.5) :

→ Un oscillateur que l'on caractérise par sa fréquence d'émission f_0 et la puissance associée P_{osc} .

→ Un circulateur, dont l'isolement des voies est représenté par un coefficient K_{osc} , inférieur à 1. Il permet d'évaluer la répartition des ondes hyperfréquences entre l'aérien et le mélangeur-détecteur.

→ Un système de mélange et de détection. A partir de sa caractéristique $V_{OUT} = f(P_{IN})$, on peut extraire l'information basse fréquence Doppler : elle résulte du battement entre les signaux hyperfréquences rétrodiffusé et incident.

L'émetteur délivre une puissance P_{osc} , une partie de celle-ci αP_{osc} est transmise vers l'antenne alors que la puissance restante est utilisée dans le mélange des signaux afin d'autopolariser correctement le détecteur. Il est possible de trouver le meilleur compromis et de déterminer α_{opt} .

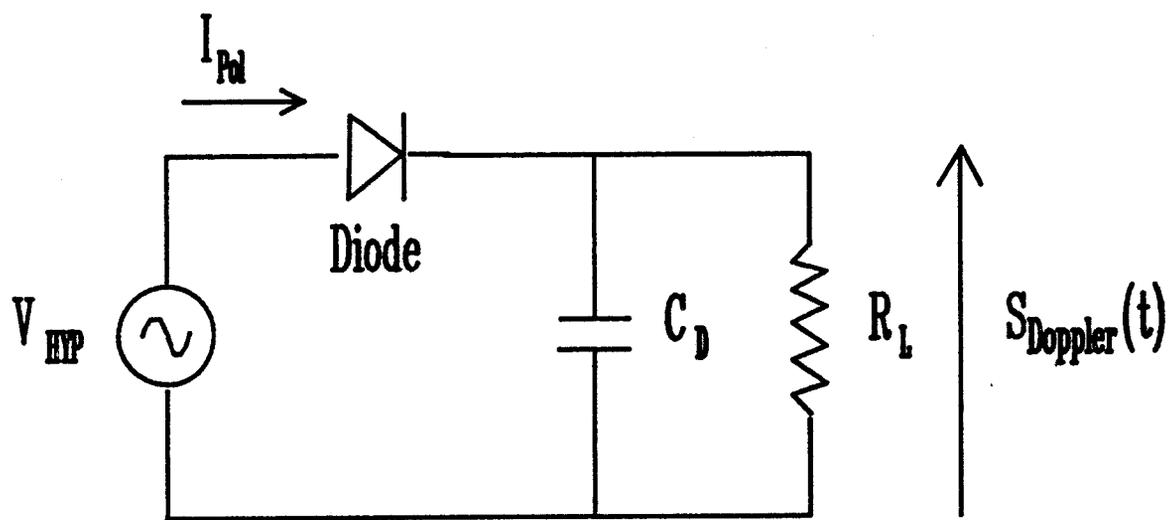


Fig II.6 : Detection

Nous allons maintenant la technique numérique utilisée pour réaliser le battement entre les deux signaux.

II.1.2.2 TECHNIQUE DU MÉLANGE DES SIGNAUX HYPERFRÉQUENCES RÉTRODIFFUSÉ ET D'ÉMISSION

Afin de réaliser le battement entre le signal hyperfréquence rétrodiffusé issu de l'antenne et le signal issu de la source d'émission, on utilise les fuites d'isolation du circulateur précédemment décrit. Les signaux en présence sur la voie (3) sont :

- amplitude complexe du signal rétrodiffusé issu de l'antenne à l'itération J du calcul :

$$V_1(J) = |V_{RET}| \left[\cos \phi_I + j \sin \phi_I \right] \quad (II.13)$$

- une partie V_2 du signal d'émission:

$$V_2 = \left[Z_0 (1 - K_{OSC}) P_{OSC} \right]^{1/2} \quad (II.14)$$

Le mélange des signaux $V_{MEL}(J)$ s'écrit donc :

$$V_{MEL}(J) = \sqrt{V_1(J)^2 + V_2^2 + 2 |V_{RET}| \cos \phi_I} \quad (II.15)$$

Nous allons maintenant décrire le principe de l'extraction du signal Doppler à partir du signal hyperfréquence $V_{MEL}(J)$

II.1.2.3 SIMULATION DU DETECTEUR _ EQUATION DU SIGNAL DOPPLER

II.1.2.3.1 EQUATION CARACTERISTIQUE DU DETECTEUR

Détecter un signal microonde consiste à obtenir à l'aide d'un dispositif approprié, une tension continue dont l'amplitude est fonction de celle du signal H F. Le circuit schématisé (fig II.6) est susceptible de remplir ce rôle.

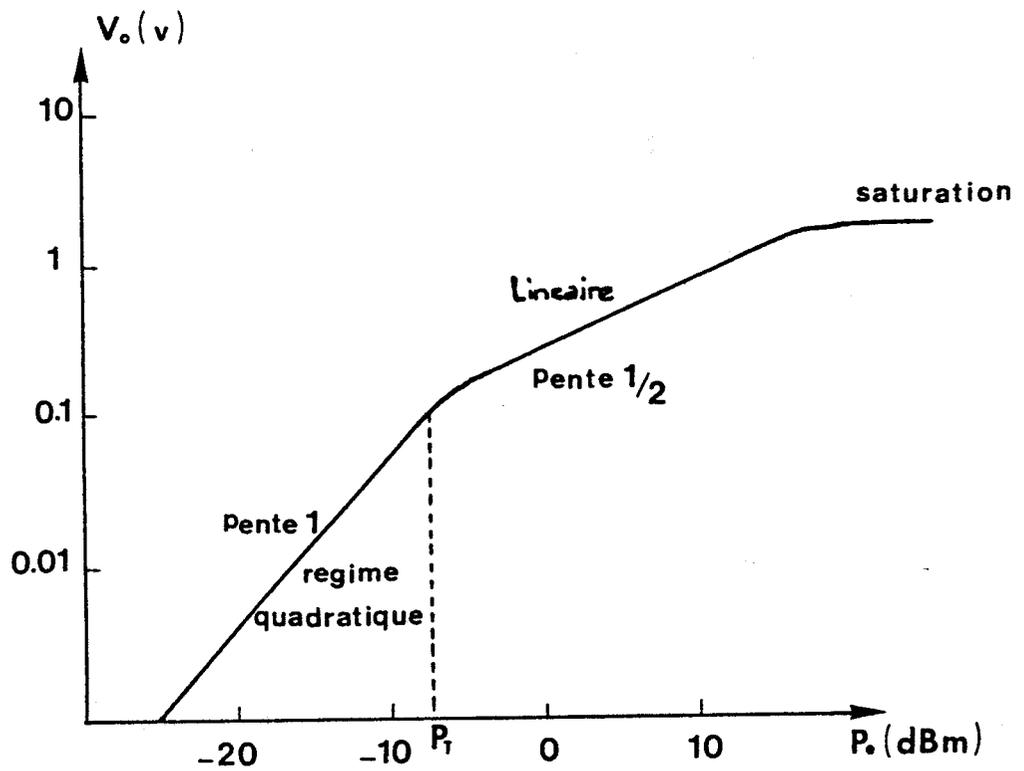


Fig II.7 : Caractéristique typique $V_{out} = f (P_{in})$ d'un détecteur

Ainsi dans notre application, à ce niveau continu se superpose un signal basse fréquence porteur de l'information doppler.

On distingue sur ce circuit quatre éléments principaux :

- 1 le générateur de signaux hyperfréquences V_{hyp}
- 2 le détecteur diode Schottky autopolarisé par le signal hyperfréquence
- 3 un condensateur de découplage du signal hyperfréquence
- 4 une résistance de charge (adaptation d'impédance)

Dans notre simulation, nous ne considérons que le détecteur suivi d'un simple filtre passe bas supposé parfait. Le détecteur, dont les caractéristiques sont supposées connues, est assimilé à un opérateur non linéaire qui convertit le signal hyperfréquence V_{MEL} en un signal V_{det} porteur de l'information basse fréquence. A partir de sa caractéristique $V_{det} (mV) = f(P_{in} (dBm))$ (fig II.7), relevée avec une configuration identique à la précédente (à la différence près de l'utilisation d'un générateur hyperfréquence étalon), on en déduit par interpolation polynomiale les coefficients de l'équation suivante :

$$V_{det} = \frac{a V_{MEL}^2}{1 + b V_{MEL} + c V_{MEL}^2} \quad (II.16)$$

Le numérateur décrit le régime quadratique : il est établi pour de faibles niveaux du signal hyperfréquence, ≤ -20 dBm. On caractérise ce mode de fonctionnement par deux caractéristiques intrinsèques du détecteur :

la sensibilité Tangentielle (T.S.S.) : elle traduit le meilleur compromis possible entre la capacité de la diode à extraire un signal de faible niveau du bruit hyperfréquence environnant.

La sensibilité $\gamma (mV/\mu W)$: ce facteur permet d'évaluer, pour un niveau du signal d'entrée, l'amplitude maximale possible du signal de sortie. Il est intéressant de noter que la sensibilité dépend de la charge R_L . Les détecteurs autopolarisés présentent des coefficients γ très faibles si on les compare aux coefficients obtenus avec des détecteurs prépolarisés. puissance d'entrée, d'obtenir l'amplitude optimale du signal de sortie (il s'agit du facteur sensibilité $\gamma (mV/\mu W)$: ce facteur dépend de la charge) [HPDOC].

Le dénominateur traduit l'écart à la loi quadratique : le détecteur est alors soit en régime linéaire ($V_{DET} \cong \alpha V_{MEL}$: on alors $c \cong 0$) ou en régime de saturation ($V_{DET} \cong cste$: on a alors $b \cong 0$).

Chacune des caractéristiques des différents détecteurs utilisés sont représentée par cette équation où a,b,c sont déterminés au préalable .Les résultats présentés dans cette simulation ont été obtenus à partir de la caractéristique d'un détecteur de commerce OMNI SPECTRA:

- * détecteur large bande DC-15 GHz
- * sensibilité $\gamma = 4 \text{ mV} / \mu\text{W}$ à 10 GHz
- * sensibilité tangentielle TSS = - 40 dBm
- * détecteur autopolarisé par fuites du circulateur
- * sortie signal détecté : SMA 50 ohms

Une simulation avec le détecteur type Schottky HP 5082-2275, utilisé pour le premier prototype du cinémomètre ,ne pose aucun problème et pourra être effectuée si cela se trouvait justifié. Rappelons pour mémoire ses caractéristiques :

- * détecteur bande étroite centrée sur 10 GHz
- * sensibilité $\gamma = 8 \text{ mV} / \mu\text{W}$ pour $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$
- * sensibilité tangentielle TSS = -50 dBm
- * autopolarisation par coupleur de proximité $I_{pol} = 2 \text{ mA}$

II.1.4 CONCLUSION

L'objectif de la simulation est de rechercher un compromis satisfaisant entre :

le meilleur rapport signal sur bruit pour une puissance d'émission donnée

la nécessité d'obtenir un signal Doppler aussi monochromatique que possible.

La seconde propriété nécessite une étude statistique du phénomène. Elle permettra de donner une estimation de la fréquence Doppler moyenne ;de la largeur du spectre obtenu ainsi que de l'erreur quadratique moyenne par rapport à la théorie. Dans le paragraphe suivant nous établirons le principe de cette statistique .

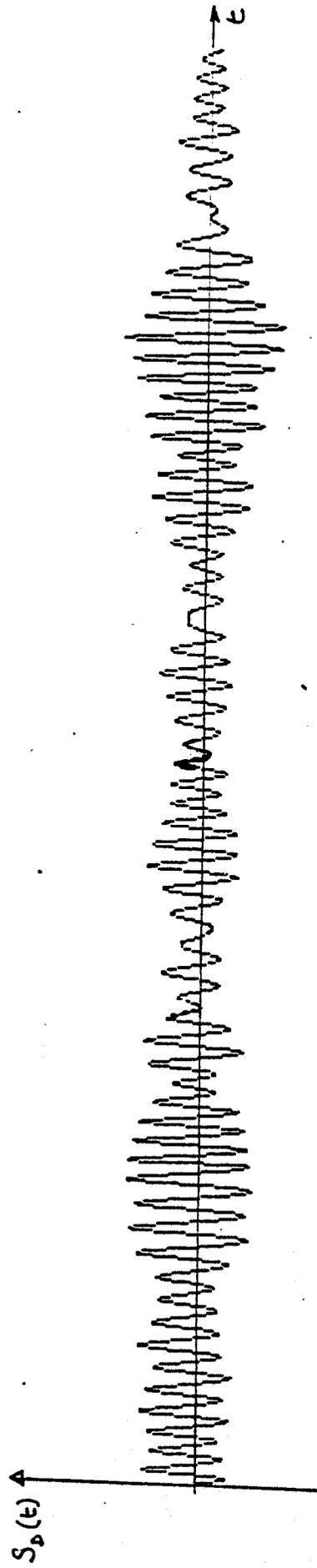


Fig II.8 : Signal Doppler

II.2. SIMULATION STATISTIQUE

II.2.1 PRINCIPES GENERAUX

Après la détection ,on récupère un signal Doppler. C'est un signal dont l'amplitude et la période sont plus ou moins perturbés. Ces phénomènes sont principalement liés à l'hétérogénéité du revêtement considéré. On observe des signaux Doppler d'aspects disparates (fig II.8).

Théoriquement la fréquence Doppler est parfaitement définie; pratiquement il est nécessaire de traiter statistiquement le signal Doppler pour en extraire cette information sous forme d'un spectre centré sur la fréquence Doppler .

Deux méthodes d'exploitation du signal Doppler sont à notre disposition : l'une repose sur le repérage des "zéros" successifs du signal détecté et de leur traitement statistique [BAU88], [SAL88], [WAN86] l'autre utilise la fonction d'autocorrélation du spectre Doppler. [DEL80]

Si la fréquence sélectionnée par rétrodiffusion est de répartition gaussienne autour de la fréquence Doppler théorique, relative à la vitesse du véhicule, on peut alors retrouver la valeur exacte de F_D par la méthode de la fonction d'autocorrélation. Sa description fait l'objet du paragraphe suivant. Sa puissance et sa facilité de transposition en font une méthode séduisante.

II.2.2 METHODE DE CALCUL PAR FONCTION D'AUTOCORRELATION

II.2.2.1 RAPPELS THÉORIQUES

Compte tenu du caractère quasi-Gaussien du spectre fréquentiel du signal Doppler , il est difficile d'extraire simplement par mesure l'information vitesse ou distance parcourue à partir de l'expression de la fréquence moyenne. Une méthode basée sur le calcul de la fonction d'autocorrélation du signal Doppler permet d'obtenir plus rapidement la valeur de la fréquence recherchée. Le calcul théorique est relativement simple si l'on considère un spectre gaussien centrée sur f_D . Si on applique le théorème de WIENER-KITCHINE, la fonction d'autocorrélation est alors la

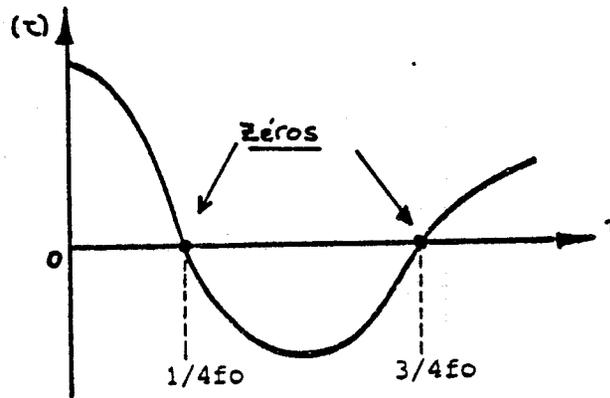


Fig II9 : Representation de la fonction d'autocorrelation

$$R(\tau) = \cos(2\pi f_0 \tau) \exp(-2\pi^2 \sigma^2 \tau^2)$$

transformée de Fourier de l'intensité spectrale (DEL80).

On peut alors écrire la fonction d'autocorrélation $R(\tau)$:

$$R(\tau) = \cos(2\pi f_D \tau) * \exp(-2\pi^2 \sigma^2 \tau^2) \quad (II.17)$$

La figure (II.9) est la représentation graphique de cette fonction. L'expression (II.19) s'annule pour $\tau = 1/(4*f_D)$; $3/(4*f_D)$... A partir du calcul des zéros de la fonction d'autocorrélation, on peut déterminer la fréquence centrale du spectre Doppler f_D (f_D est la fréquence DOPPLER définie par I.5). Quoique simple de principe, cette méthode est difficilement transposable à notre simulation numérique. Compte tenu de la discrétisation du phénomène dans le domaine temporel, nous allons évaluer la fonction d'autocorrélation dans ce domaine .

II.2.3.2 TRANSPOSITION NUMÉRIQUE DU PROBLÈME

Le signal DOPPLER $V_D(t)$ est un processus aléatoire stationnaire . Soient t_1 et t_2 deux événements indépendants. La fonction d'autocorrélation $R_V(t_1, t_2)$ est donc le moment d'ordre 2 du processus $V_D(t)$:

$$R_V(t_1, t_2) = \langle V_D(t_1) * V_D(t_2) \rangle \quad (II.18)$$

En fait R_V ne dépend que de $\tau = t_1 - t_2$. On peut alors écrire :

$$R_V(\tau) = \langle V_D(t) * V_D(t-\tau) \rangle \quad (II.19)$$

Le problème se réduit au calcul d'une valeur moyenne. Il est facilement adaptable à notre simulation . Il suffit de discrétiser $R_V(\tau)$ sur une partie du parcours simulé . Nous avons choisi de calculer R_V sur un intervalle de durée $DUR/2$ au maximum . On définit deux indices I J :

A chaque valeur de I , (I entier compris entre 0 et 1000), on calcule la fonction $R_V(\tau)$ nommée $COR(I)$ pour J valeurs, (J variant de 1 à

DUR-I).

A chaque itération de J on calcule la quantité :

$$\text{COR}(J) = (V_D(J) - V_{DM}) * (V_D(J+I-1) - V_{DM}) \text{ et } \text{COR}(I) = \frac{1}{\text{DUR}-I} \sum_J^{\text{DUR}-I} \text{COR}(J) \quad (\text{II.20})$$

Cette fonction est construite, point par point, avec un pas de simulation identique au cas précédent : Dx .

II.2.3 DÉTERMINATION DE LA PÉRIODE DU SIGNAL DOPPLER

A chaque valeur de COR(I), des tests sont effectués pour reconnaître un zéro de la fonction d'autocorrelation. On peut alors définir une pseudopériode de cette fonction, appelée PERCOR, intervalle séparant le passage par zéro de la fonction d'autocorrelation :

$$\text{PERCOR} = \frac{\text{TOR}(M-1) - \text{TOR}(0)}{M-1} \quad \text{pour } M \text{ zéros trouvés} \quad (\text{II.21})$$

En général le calcul se révèle suffisamment précis pour 5 zéros calculés .

II.2.4 CONCLUSION

Cette méthode est intéressante mais peut devenir fastidieuse et coûteuse en temps calcul .Celui-ci peut être alors amélioré celui ci en utilisant un algorithme plus performant.

Il apparait que le spectre Doppler ne se compose pas d'une raie unique centrée sur f_D mais d'un ensemble de raies parasites soit de fréquences voisines (élargissement du spectre) soit de fréquences très différentes qui détériorent le signal. Ces phénomènes apparaissent

(1) : domaines des très basses fréquences (qq Hz); il s'agit de phénomènes liés au débattement du support radar

(2) : domaine haute fréquence ; il s'agit de phénomènes liés à des perturbations électriques (câbles haute tension) ou phoniques (vibrations du support ou parasites captés par le radar)

Si la répartition fréquentielle est toujours Gaussienne, ces phénomènes dégradent considérablement la qualité du signal Doppler.

La méthode, précédemment décrite est alors difficile à mettre en oeuvre. En effet, la prise en compte de ces événements peut aboutir à un résultat complètement erroné pour le calcul de la période moyenne du signal Doppler. Une méthode statistique classique par classement dynamique des événements paraît être plus adaptée. Son étude fait l'objet du paragraphe suivant.

II.2.3 METHODE REPOSANT SUR LE COMPTAGE DES PERIODES SUCCESSIVES

SIGNAL DOPPLER ET SUR LEUR EXPLOITATION STATISTIQUE

II.2.3.1 RAPPELS THÉORIQUES

Cette méthode est très intéressante puisqu'elle est voisine du principe du traitement en temps réel du signal Doppler.

Il s'agit d'effectuer sur un signal Doppler parfait un prélèvement de n échantillons, d'en mesurer la durée et d'en effectuer le classement. Ces échantillons suivent en principe une loi de Gauss définie par une moyenne m et un écart type σ . Une telle loi peut s'écrire si on définit une variable aléatoire x :

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} * \exp \left\{ - \frac{1}{2} \left[\frac{x - m}{\sigma} \right]^2 \right\} \quad (II.22)$$

Le signal DOPPLER résulte de la sommation de signaux élémentaires , contribution de chacun des micro-obstacles se déplaçant sous le faisceau de l'antenne. Dans la réalité, ces obstacles sont répartis de façon totalement aléatoire. Globalement la rétrodiffusion suit une loi normale et notre hypothèse de travail semble donc justifiée. Des phénomènes comme l'existence d'une composante verticale de la vitesse viennent dégrader le caractère gaussien de la rétrodiffusion en induisant une erreur sur l'information moyenne ou en augmentant l'écart type. L'effet de ces phénomènes parasites est supprimé en écartant tous les échantillons non significatifs ; on introduit alors la notion de fenêtre, centrée sur la valeur moyenne. Chaque échantillon est alors testé : si la mesure est hors fenêtre nous la rejettons ; sinon on considère l'échantillon comme correct et on l'ajoute à la somme des valeurs déjà retenues pour effectuer le calcul des grandeurs précédemment définies.

Les paramètres m et σ se calculent aisément à partir des formules bien connues. A chaque acquisition correcte, on calcule donc une nouvelle valeur moyenne et on génère ainsi une nouvelle fenêtre .

Nous avons tenu compte de ces principes dans le cadre de notre simulation. Dans le paragraphe suivant, nous allons établir les étapes du calcul et énumérer les grandeurs résultantes.

II.2.3.2 CALCUL DE LA PÉRIODE MOYENNE DU SIGNAL DOPPLER

Le signal $V_{det}(t)$ est calculé pour chaque valeur du pas Dx de discrétisation de manière à obtenir l'évolution temporelle du signal Doppler sur l'intervalle de la simulation :DUR. Il est alors facile de calculer l'amplitude moyenne de ce signal à chaque itération soit $V_{dm} = V_{det}(t) / DUR$. On peut alors déterminer l'évolution du signal DOPPLER autour de ce niveau moyen et calculer les zéros du signal $V_{det} = V_{dm}$ et $V_{det}(t)$ strictement décroissant.

La notion de pseudo période PER(k) de ce signal Doppler comme étant l'intervalle séparant deux zéros consécutifs :

$$\text{à l'itération } K : \text{PER}(k) = \text{ZERO}(k) - \text{ZERO}(k-1) \quad (II.23)$$

Il est alors également possible de définir une période spatiale du signal Doppler, puisque chaque période PER(k) nous indique que le véhicule s'est déplacé de:

$$\text{DIST}(K) = \frac{c}{2\cos\theta} * \left\{ \text{ZERO}(k) - \text{ZERO}(k-1) \right\} \quad (\text{II.24})$$

Les grandeurs statistiques précédemment définies (comme la valeur moyenne ou l'écart quadratique moyen) peuvent être calculées à partir de l'ensemble des valeurs de PER(k) ou DIST(k) et nous pouvons appliquer la notion de fenêtre.

II.2.3.3 CALCUL DES GRANDEURS STATISTIQUES : ÉCARTS TYPES -

NOTION DE FENÊTRE TEMPORELLE - PÉRIODES RATÉES

A chaque nouvelle valeur de PER(k), on effectue trois tests :

1. la valeur calculée constitue-t-elle une période ratée ?

En effet si $0.6*PERM \leq PER(k) \leq 1.6*PERM$ cette valeur est conservée ; dans le cas contraire elle est rejetée. Un compteur R est incrémenté; il représente le nombre de périodes ratées sur la durée de la simulation et on recalcule les nouvelles valeurs des paramètres statistiques

2. on définit une première fenêtre dite 10 % de la valeur moyenne

Si $0.9*PERM \leq PER(k) \leq 1.1*PERM$ cette valeur est conservée. Un autre compteur NU10R est incrémenté, il comptabilise les périodes dans la fenêtre et on calcule alors l'écart quadratique moyen à l'intérieur de la fenêtre.

3. On définit une seconde fenêtre dite à 25 % de la valeur moyenne

Si $0.75*PERM \leq PER(k) \leq 1.25*PERM$ cette valeur est conservée. Un compteur NU25R est incrémenté, il répertorie les périodes dans la fenêtre et recalcule alors l'écart quadratique associé.

II.2.3.4 CALCUL DE L'ERREUR MINIMALE COMMISE SUR LA
SIMULATION D'UN PARCOURS ET EXTRAPOLATION À LA
MESURE DE LA DISTANCE DE 1000 M

L'analyse statistique réelle s'effectue à partir de l'acquisition répétée de 1024 périodes. Afin de pouvoir effectuer une étude comparative entre la théorie et l'expérience nous avons extrapolé les résultats obtenus durant la simulation : ceci concerne le nombre R de périodes ratées ou le nombre de périodes en fenêtre et enfin l'erreur quadratique moyenne commise sur la mesure d'une distance DIST. Pour l'exploitation pratique de la simulation, ces grandeurs peuvent être calculées à partir d'une simple extrapolation:

Par exemple on obtient facilement l'erreur quadratique moyenne commise sur un parcours simulé PARC à partir de la même erreur mais commise sur une période du signal en supposant vérifiée la règle statistique (I.29), soit :

$$\epsilon_{\text{sim}} = \epsilon_{\text{MOY}} \sqrt{\frac{d_{\text{TH}}}{\text{PARC}}} \quad (II.25)$$

où d_{TH} est la distance théorique entre deux zéros du signal Doppler, son expression a déjà été donnée dans le chapitre I (I.7).

De même on peut extrapoler ϵ_{MOY} au calcul de l'erreur commise sur la mesure d'une distance DIST de 1000 m, en appliquant la même règle :

$$\epsilon_{1000} = \epsilon_{\text{MOY}} \sqrt{\frac{d_{\text{TH}}}{\text{DIST}}} \quad (II.26)$$

Cette approximation est valable. En effet dans la réalité on considère qu'en moyenne au plus deux périodes du signal Doppler sont traités simultanément. Ainsi dans le pire des cas l'erreur ϵ_{MOY} commise théoriquement sur une période l'est en fait pour deux périodes. L'erreur (II.26) est alors multiplié par un terme correctif proportionnel au nombre N de périodes du signal traitées simultanément.

On écrirait donc, avec $N = 2$:

$$\epsilon_{1000} = \epsilon_{MOY} \sqrt{N \frac{d_{TH}}{DIST}} \quad (II.27)$$

Afin d'affiner les résultats de la simulation, nous répétons N fois l'ensemble de la simulation pour chaque paramètre étudié (compte tenu du temps calcul nous imposons un nombre $N \leq 20$). Une analyse statistique plus fine est ainsi réalisée :

- * statistique sur les différentes valeurs de PER
- * erreur minimale sur l'ensemble des valeurs ϵ_{1000}
- * analyse du pire cas : erreur maximale commise

II.3.RECAPITULATF DES GRANDEURS PRISES EN COMPTE

Nous allons maintenant résumer toutes les grandeurs caractéristiques d'une tête DOPPLER prises en compte par notre simulation :

- * 1) caractéristiques hyperfréquences de la tête : la fréquence de travail f_0 et la puissance P_{osc}
- * 2) loi de détection de la diode utilisée
- * 3) gain de l'antenne fonction de (θ, ϕ) avec ou sans lobes secondaires et ses caractéristiques de rayonnement
- * 4) configuration géométrique du système : hauteur H par rapport au sol, angle de visée θ_0
- * 5) section aléatoire radar $\sigma_r \rho(\theta)$ d'un nombre quelconque d'objets ($n_t < 50$).

Nous allons maintenant dans le paragraphe suivant exposer les principaux résultats obtenus par simulation .Ils nous permettrons de proposer à la fin de ce chapitre les caractéristiques optimales d'une tête hyperfréquence .

II.4.RESULTATS DE SIMULATION : PREMIERE DEFINITION DU SYSTEME DOPPLER

II.4.1 RÉCAPITULATIF DES GRANDEURS DE SORTIE

Sur un parcours PARC simulé (entre 1 et 6 mètres), pour un ensemble de conditions initiales, on obtient les grandeurs caractéristiques suivantes à la fin de la simulation :

*1) évolution sur le parcours du signal Doppler V_{DET} sous forme de graphique.

*2) périodes de ce signal, avec ou sans fenêtre de validité (expression en particulier de la valeur moyenne et de l'écart quadratique moyen)

*3) caractère monochromatique du signal, indiqué par le nombre de périodes à 12.5% et 25% de la valeur moyenne .

*4) calcul de la fonction d'autocorrelation et de ses zéros pour en déduire la notion de période moyenne PERCOR .

On extrapolera aisément l'ensemble de ces résultats sur un parcours de 1000 mètres . On peut ainsi exprimer, par analyse du pire cas la plus petite erreur ainsi que la plus grande commise sur cette distance pour une configuration donnée du système.

Afin d'optimiser le système , les paramètres suivants seront étudiés:

* 1) l'effet de l'angle d'ouverture de l'antenne. Quatre angles seront examinés $\Delta\theta/2 = 3^\circ, 5^\circ, 8^\circ, 12^\circ$ pour une configuration géométrique du système : hauteur H et angle de visée θ_0 constants.

* 2) pour une ouverture d'antenne $\Delta\theta/2$ et un angle de visée fixes, on étudiera l'effet de la variation de hauteur H : 3 hauteurs différentes.

* 3) l'effet de l'angle d'inclinaison pour H et $\Delta\theta$ constants. Quatre valeurs possibles sont choisies : 15° , 30° , 45° , 60° .

* 4) l'effet des lobes secondaires sera examiné pour une ouverture $\Delta\theta$ donnée (en l'occurrence 10°) à H et θ constants.

Cependant avant de présenter tous ces résultats, il paraît intéressant d'étudier le passage d'un obstacle unique sous le faisceau de l'antenne. Afin de valider nos résultats, nous les comparerons avec les résultats obtenus par VATERKOWSKI [VAT80].

II.4.2 SIMULATION DU PASSAGE D'UN OBSTACLE SOUS L'AERIEN

Nous présentons plusieurs spectres associés à diverses configurations possibles du système. Cette étude ne peut être que qualitative : le nombre de périodes du signal Doppler comptabilisées est très faible et ne permet pas un calcul statistique correct. Cependant, il est important de signaler que l'on retrouve les deux causes principales de l'élargissement du spectre du signal Doppler :

1. les périodes sont très dispersées : ce phénomène est lié à la variation de l'angle de visée dans le faisceau de l'antenne.

2. Le signal Doppler a une durée de "vie" limitée : on retrouve la notion de temps de corrélation décrite dans le chapitre I.

Du point de vue théorique, notre simulation semble concorder avec les formulations du chapitre I. Etablissons maintenant cette concordance au niveau des résultats pratiques obtenus par d'autres simulations [VAT80].

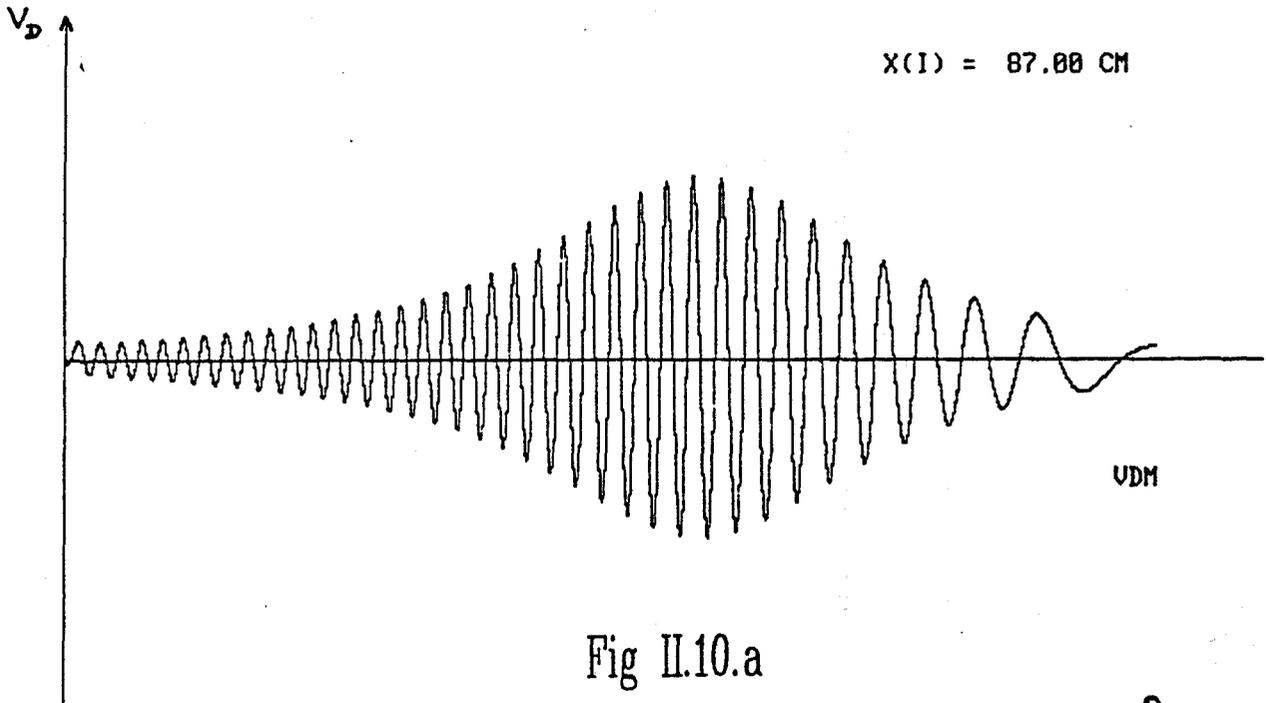
sur 37 periodes

Amplitude tension oscillateur local .2236068248748779

Amplitude moyenne du signal doppler 1.097558252513409E-002

Periode moyenne du signal 75.4166259765625

Erreur relative quadratique moyenne .5895372200012207



X(I) = 87.00 CM

Fig 11.10.a

ANGLE DE VISEE 45°

OUVERTURE ANTENNE 25°

RESULTATS OBTENUS

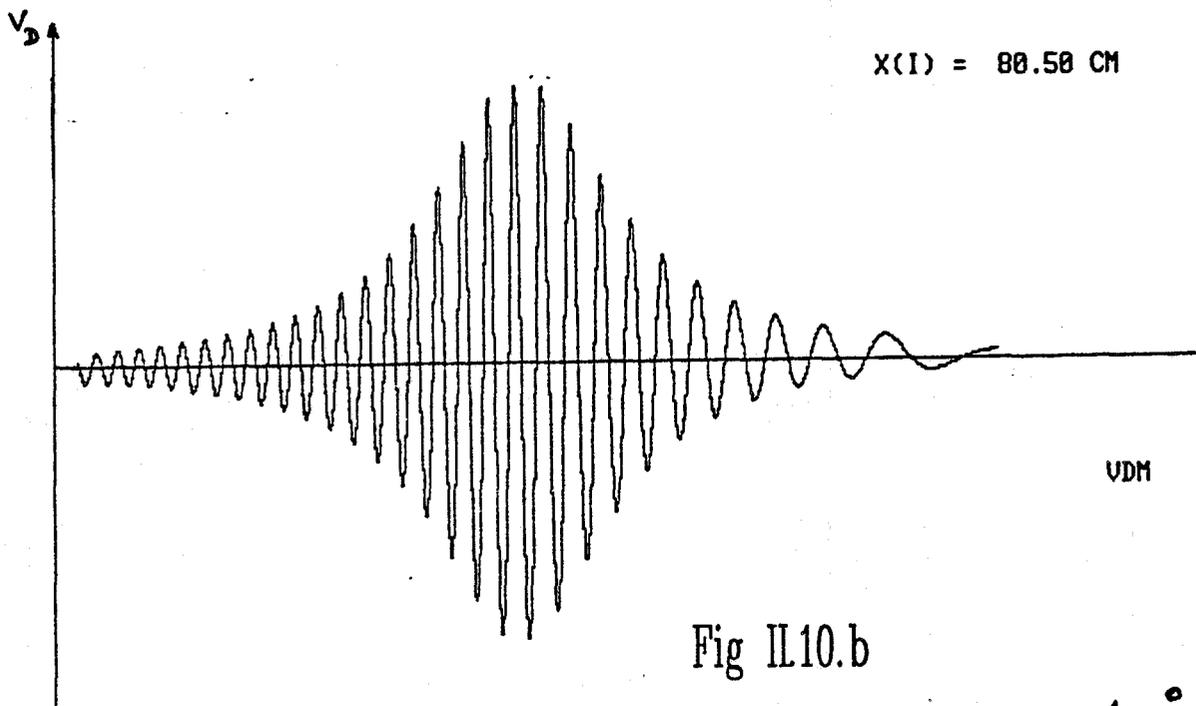
sur 30 periodes

Amplitude tension oscillateur local .2236068248748779

Amplitude moyenne du signal doppler 2.18323040753603E-002

Periode moyenne du signal 80.22446441650391

Erreur relative quadratique moyenne .479638546705246



X(I) = 80.50 CM

Fig 11.10.b

ANGLE DE VISEE 45°

OUVERTURE ANTENNE 10°

4.2.1 EFFET DES CARACTÉRISTIQUES DE RAYONNEMENT DES DIVERSES

ANTENNES SIMULÉES L'ANTENNE

Dans un premier cas (fig II.10a), nous considérons une antenne de type cornet dont les caractéristiques sont :

- * ouverture dans les plans principaux $\Delta\theta = 25^\circ$
- * pas de lobes secondaires
- * gain expérimental = 18 dB
- * hauteur du système : 40 cm
- * angle inclinaison / horizontale : 45°

Le spectre résultant est relevé sur un parcours simulé de 1 mètre. Toutes les franges à 30% de la valeur maximale sont comptées. Le traitement statistique révèle une erreur quadratique moyenne très importante. Le spectre est donc très large.

Si on diminue l'angle d'ouverture de l'antenne en conservant la même configuration géométrique, pour une antenne directive où $\Delta\theta = 10^\circ$, on exalte seulement quelques fréquences proches de la valeur moyenne présumée. Ainsi pour un nombre de périodes relativement faible, on note encore une erreur quadratique moyenne encore importante (fig II.10b).

II.4.2.2 EFFET DE LA CONFIGURATION GÉOMÉTRIQUE DU SYSTÈME

Nous allons maintenant examiner, pour les mêmes caractéristiques d'antenne, l'effet de la configuration géométrique sur les résultats. Soit une antenne d'angle d'ouverture $\Delta\theta = 12^\circ$ de gain estimé à 20dB. Nous négligerons pour cette étude l'effet des lobes secondaires.

Si on diminue l'angle de visée du système, le nombre de périodes simulées pour un même parcours augmente. Le signal Doppler, obtenu (fig II.11) est d'allure régulière tant en amplitude qu'en période. Les résultats statistiques sont par ailleurs nettement plus satisfaisants, en particulier pour l'erreur quadratique moyenne qui diminue au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'incidence rasante. Néanmoins il faut remarquer que l'amplitude moyenne du signal rétrodiffusé diminue. Il doit exister un compromis entre l'angle de visée le plus faible possible pour un niveau rétrodiffusé le plus élevé possible.

RESULTATS OBTENUS

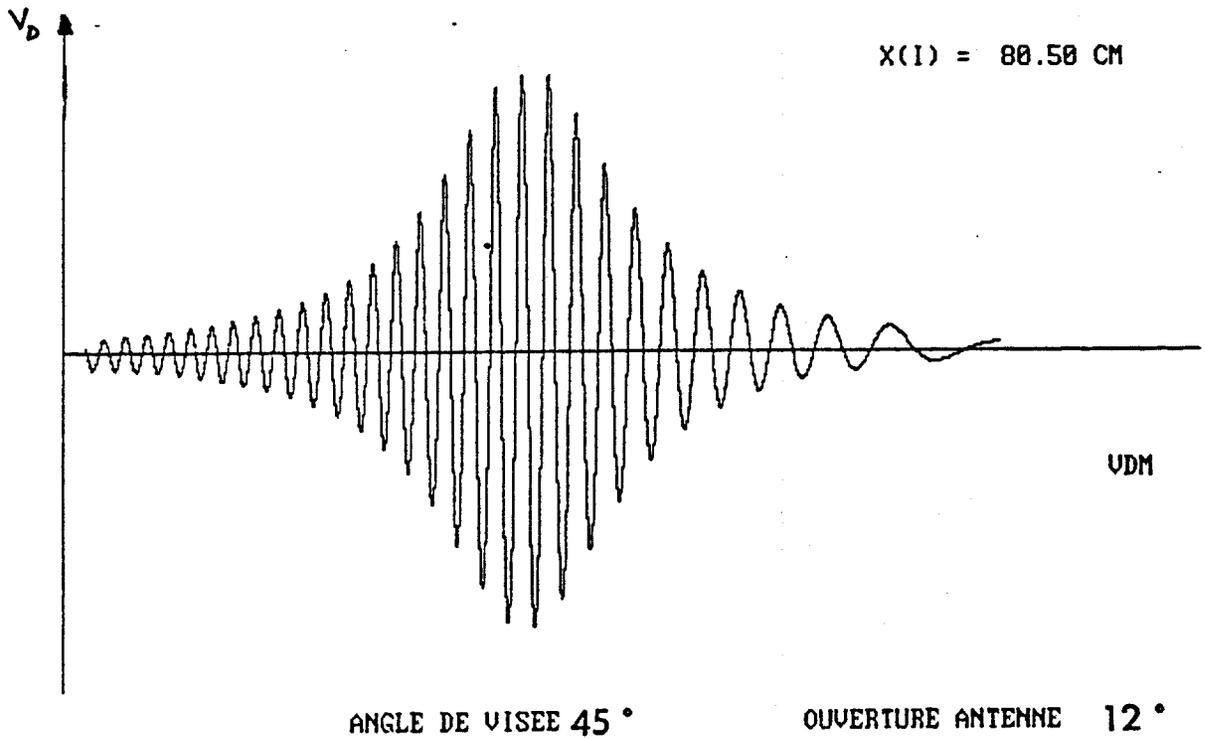
sur 30 periodes

Amplitude tension oscillateur local .2236068248748779

Amplitude moyenne du signal doppler 2.18323040753603E-002

Periode moyenne du signal 80.22446441650391

Erreur relative quadratique moyenne .479638546705246



RESULTATS OBTENUS

sur 48 periodes

Amplitude tension oscillateur local .2236068248748779

Amplitude moyenne du signal doppler 1.308796089142561E-002

Periode moyenne du signal 64.74185180664062

Erreur relative quadratique moyenne .3226016163825989

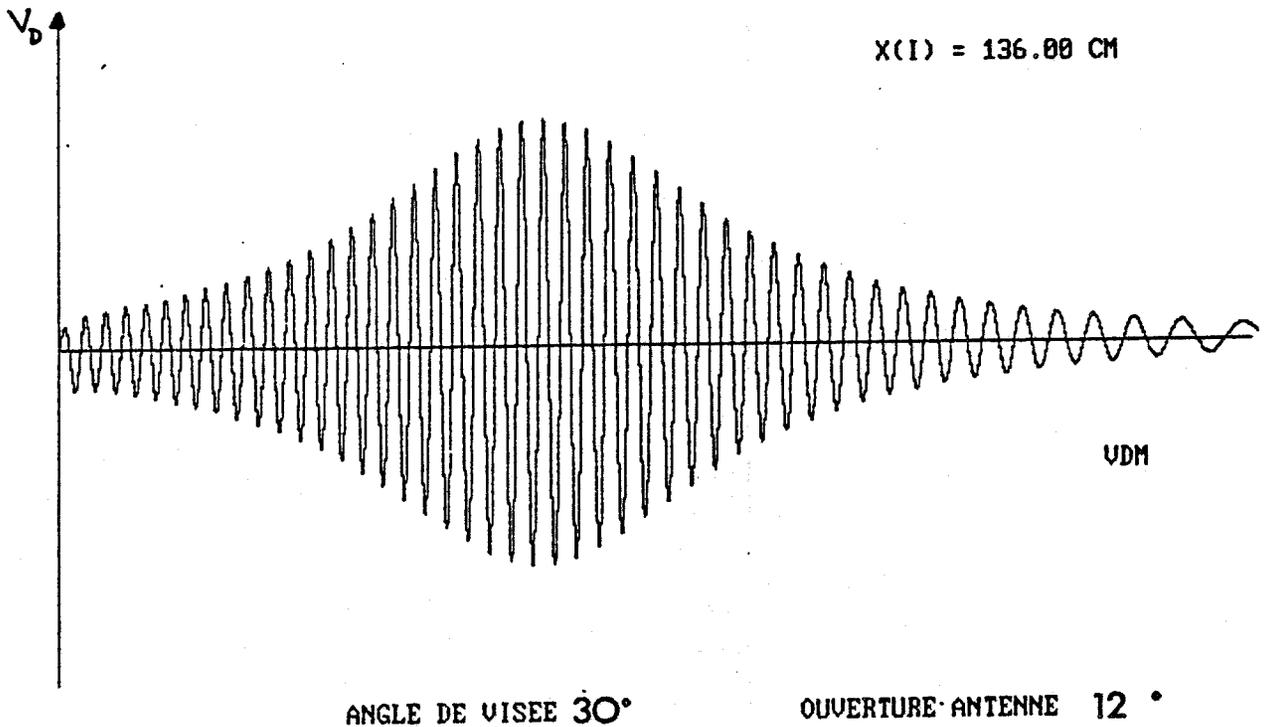


Fig II.11 : Effet de l'angle d'incidence

RESULTATS OBTENUS

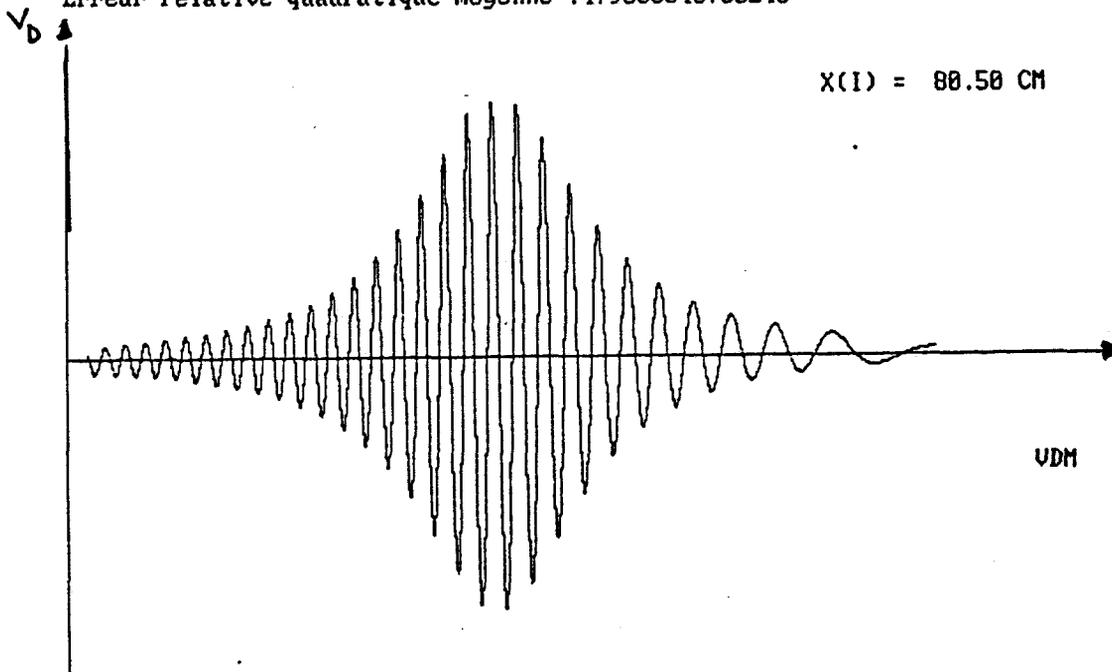
sur 30 periodes

Amplitude tension oscillateur local .2236068248748779

Amplitude moyenne du signal doppler 2.18323848753603E-002

Periode moyenne du signal 88.22446441650391

Erreur relative quadratique moyenne .479638546705246



ANGLE DE VISEE 45 °

OUVERTURE ANTENNE 12 °

RESULTATS OBTENUS

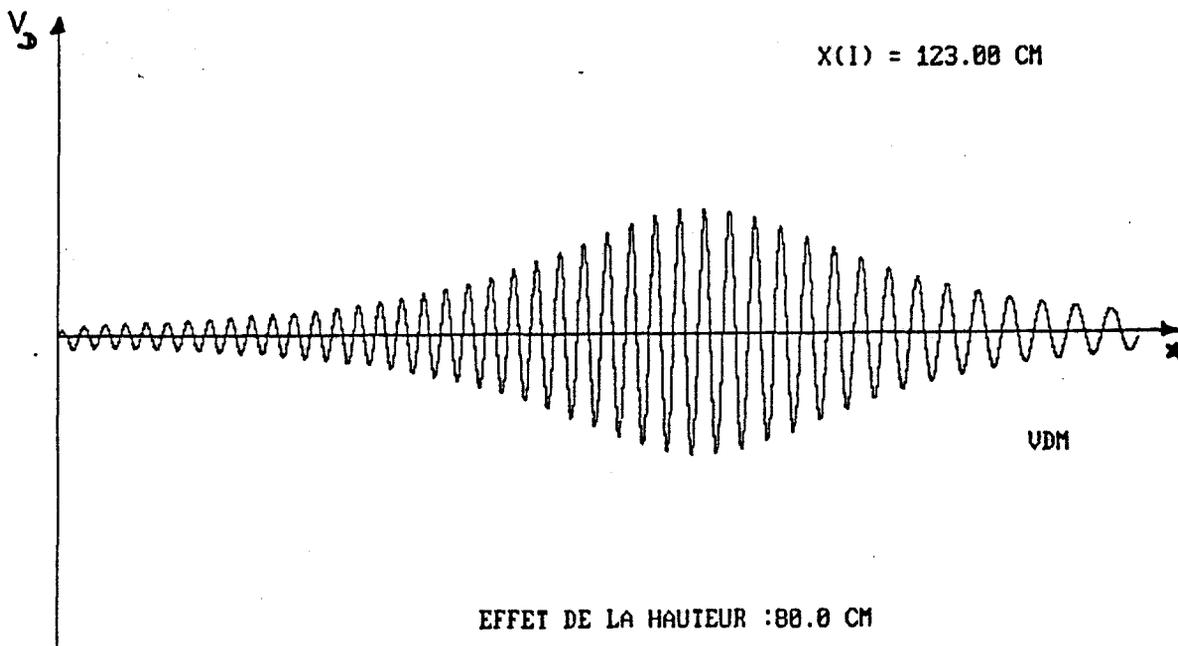
sur 45 periodes

Amplitude tension oscillateur local .2236068248748779

Amplitude moyenne du signal doppler 7.981631904848469E-003

Periode moyenne du signal 66.59395599365234

Erreur relative quadratique moyenne .2656154836521912



EFFET DE LA HAUTEUR : 88.0 CM

ANGLE DE VISEE 45 °

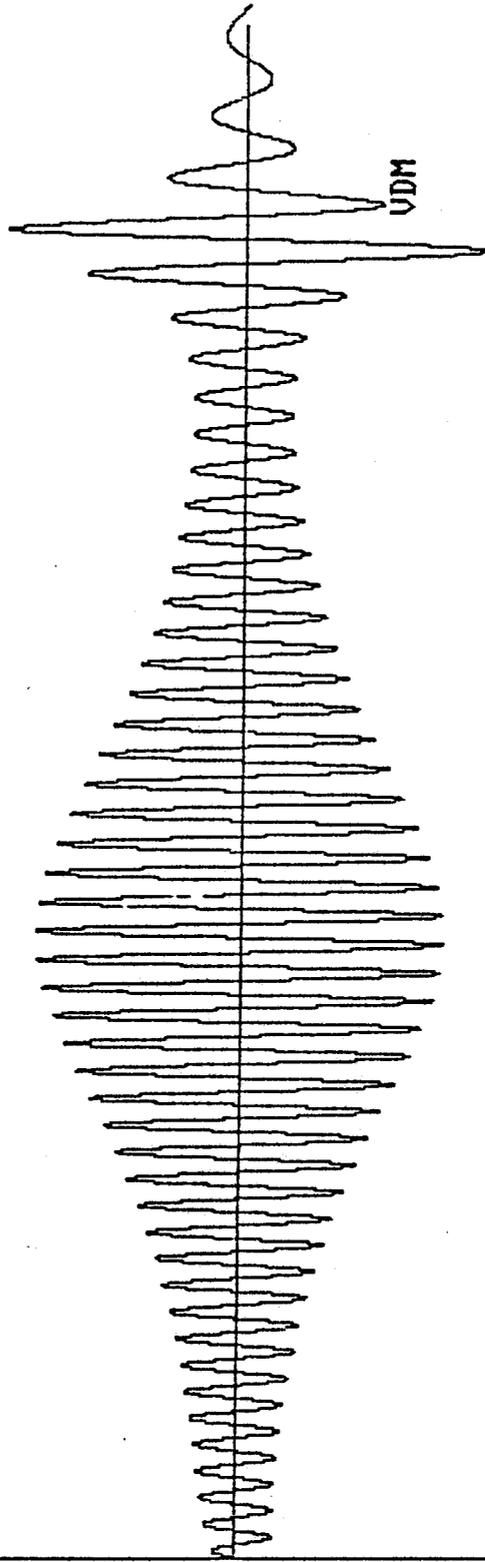
OUVERTURE ANTENNE 12 °

Fig II.12 : Effet de la hauteur

RESULTATS OBTENUS

sur 48 periodes
Amplitude tension oscilateur local .2236068248748779
Amplitude moyenne du signal doppler 8.024846203625202E-003
Periode moyenne du signal 64.81917572021484
Erreur relative quadratique moyenne .3259515166282654

X(1) = 140.50 CM



II.13

Figure : PRISE EN COMPTE DES LOBES SECONDAIRES

ANGLE DE VISEE 30'

OUVERTURE ANTENNE 12°

On peut pour un angle de visée et une ouverture d'antenne fixées modifier la hauteur H de l'antenne. Si on augmente H (fig II.12), le nombre de franges simulées augmente. Ainsi l'erreur commise sur le parcours diminue considérablement. Sur les résultats obtenus, on remarque comme précédemment que l'amplitude du signal rétrodiffusé diminue lorsque H augmente. Il est donc encore souhaitable de trouver une hauteur optimale représentant le meilleur compromis possible entre la monochromaticité du signal et le rapport signal sur bruit.

II.4.2.3 ETUDE D'UN EFFET DÉFAVORABLE : LES LOBES SECONDAIRES

Nous avons aussi pris en compte les lobes secondaires de rayonnement d'une antenne dont les caractéristiques sont les suivantes :

- angle ouverture dans les plans principaux : $\Delta\theta = 12^\circ$
- amplitude relative des lobes secondaires : $L_S/L_P = 0.4$
- largeur à -10 Db du maximum secondaire : $\Delta\theta_{LS} = 8^\circ$
- position angulaire du maximum secondaire : $\theta_{smax} \cong 45^\circ$

Comparons les simulations de deux configurations, ne différent que par la présence de lobes secondaires, (fig II.13). On remarque que sous l'effet de ces lobes, apparait une oscillation de grande amplitude créant une période DOPPLER, complètement erronée. Les résultats statistiques montrent une erreur quadratique moyenne importante.

Physiquement, ces résultats s'expliquent par un phénomène de réflexion sous incidence normale résultant du passage du micro-obstacle, à la verticale du faisceau, associée au maximum du lobe secondaire.

II.4.2.4 CONCLUSION

Cette étude a permis de retrouver en partie les résultats de VATERKOVSKI [VAT80], en ce qui concerne le compromis à choisir entre les caractéristiques de l'antenne (diagramme de rayonnement sans lobes secondaires) et son positionnement géométrique.

Pour obtenir le système le plus précis quant à la mesure de distance parcourue, les antennes utilisées doivent être les plus directives possible et présenter un gain le plus élevé possible .

La prise en compte des lobes secondaires éventuels montre qu'il faut minimiser le plus possible leur effet; c'est à dire diminuer leur amplitude relative et leur largeur a mi puissance. Nous donnerons en II.4.3 un ordre de grandeur de ces variables.

Les résultats montrent que pour une antenne donnée (ouverture et gain fixés), il existe une configuration optimale du système, permettant d'obtenir la meilleure précision possible. Par exemple pour une antenne dont les caractéristiques sont $\Delta\theta = 12^\circ$, lobes secondaires négligeables (amplitude relative faible, ouverture à mi puissance réduite) et enfin $G_{\max} = 20$ dB, la configuration optimale proposée est la suivante :

* angle de visée: $\theta \approx 30^\circ$ (angle par rapport à l'horizontale)

* hauteur du système: $H \leq 40$ cm; la limite inférieure constitue la hauteur minimale autorisée entre le ballast et le support du cinémomètre.

II.4.3 SIMULATION DU DEPLACEMENT D'UN SYSTEME DOPPLER VISANT U

SURFACE SIMULANT LE BALLAST D'UNE VOIE S.N.C.F. SUR UN PARCOURS DE 3 METRES

II.4.3.1 PARAMÈTRES EXPÉRIMENTAUX

Afin d'optimiser la tête hyperfréquence nous avons étudiée l'effet des paramètres géométriques du système et des caractéristiques intrinsèques de la tête hyperfréquence.

La simulation numérique s'est effectuée dans les conditions suivantes:

- * fréquence de travail $F_0 = 10$ Ghz
- * puissance d'émission $P_0 = 10$ Dbm
- * parcours simulé PARC = 300 cm : nombre de pas de la simulation = 5000; nombre de points par période = 50 et pas de la simulation $D_x = \lambda_0/50$
- * nombre d'obstacles simulés: $n < 50$
- * un obstacle est associé à une SER $\sigma_r = 0.01$ cm²
- * $\rho(\theta) = \rho =$ constante
- * repartition aléatoire des obstacles sur la surface éclairée par l'antenne.

Nous avons donc successivement étudié l'influence des facteurs suivants:

1. Effet de l'angle d'ouverture de l'antenne
2. Effet de l'angle de visée θ
3. Effet de la hauteur H
4. Effet des lobes secondaires
5. Effet du débattement du véhicule

Nous présentons les résultats de simulation sous forme de tableau où nous indiquons les données suivantes:

- colonne 1.: erreur quadratique moyenne non corrigée extrapolée sur 1000 m
- colonne 2.: erreur quadratique moyenne corrigée sur 1000 m
- colonne 3.: nombre de périodes dans une fenêtre 10 % de la valeur moyenne.
- colonne 4.: nombre de périodes ratées hors toute fenêtre
- colonne 5.: gain del'antenne en dB ou amplitude du signal Doppler en (mV)

II.4.3.2 EFFET DES CARACTÉRISTIQUES DE RAYONNEMENT DE L'AÉRIEN

Dans le tableau I (fig II.14) sont présentés les résultats concernant l'étude de l'effet de l'angle d'ouverture du lobe principal de l'antenne. Nous négligeons ici les lobes secondaires.

Les paramètres de la simulation sont indiqués ci-dessous. L'angle d'inclinaison est repéré par rapport à l'horizontale. Le choix de θ_0 et de H est pour le moment purement spéculatif.

Conditions:

- *Inclinaison $\theta = 60^\circ$, Hauteur = 30 cm
- *Oscillateur: source MARCONI $P_o = 10$ mW
90 % de P_o vers l'antenne
- * Obstacles : $S_r = 1.10^{-6} \text{ m}^2$, $N_{\text{obst/cm}^2} = 0.01$
- * Détecteur : OMNI SPECTRA

$\theta_{\text{ouv}}/2$ ($^\circ$)	Erreur moyenne	Erreur corrigée	Fenêtre 10 %	Périodes ratées	Signal Doppler	Gain (dB)
3	0.040 %	0.029 %	88 %	8 / 1024	76 mV	27
5	0.053 %	0.041 %	84 %	8 / 1024	51 mV	24
8	0.061 %	0.061 %	78 %	0 / 1024	32 mV	20
10	0.079 %	0.062 %	74 %	24 / 1024	25 mV	18
12	0.086 %	0.071 %	71 %	8 / 1024	20 mV	16
15	0.104 %	0.089 %	70 %	40 / 1024	15 mV	14
20	0.125 %	0.114 %	62 %	56 / 1024	11 mV	12

FIG II.14 TABLEAU I : EFFET DE L'ANGLE D'OUVERTURE DU LOBE PRINCIPAL

Dans le tableau II (fig II.15) sont présentés les résultats concernant l'étude de l'effet des lobes secondaires, pour un angle d'ouverture fixé et des paramètres identiques au cas précédent. Les deux dernières lignes du tableau simulent pour une même configuration des lobes secondaires l'amélioration possible des performances apportée en modifiant l'angle d'inclinaison du support. On a choisi ainsi $\theta = 30^\circ$ et $\theta = 45^\circ$.

Conditions:

- * Aérien : Antenne type "réseau patches"
 $\theta_{ouv} = 10^\circ$ (plan E-plan H)
Gain estimé à 19 dB, $\theta = 30^\circ$
- * Oscillateur: source MARCONI , $P_o=10$ mW, 90 % de P_o vers antenne
- * Obstacles : $S_r = 1.10^{-6} m^2$, $N_{obst}/cm^2 = 0.01$
- * Détecteur : OMNI SPECTRA

Caract.: lobes secondaires	Erreur moyenne	Erreur corrigée	Fenêtre 10 %	Périodes ratées	Gain + Signal Doppler
Sans	0.053 %	0.041 %	84 %	8/1024	24 dB 51 mV
$L_s/l_p: 0.2$ $\theta_{ls}/2: 2^\circ$ $\theta_{lsmax}: 35^\circ$	0.104 %	0.090 %	66 %	32/1024	20 dB 22 mV
$l_s/l_p: 0.3$ $\theta_{ls}/2: 3^\circ$ $\theta_{lsmax}: 45^\circ$	0.268 %	0.126 %	26 %	120/1024	15 dB 7 mV
$l_s/l_p: 0.5$ $\theta_{ls}/2: 5^\circ$ $\theta_{lsmax}: 45^\circ$	0.347 %	0.196 %	3.5 %	200/1024	13 dB 6 mV
$l_s/l_p: 0.5$ $\theta_{ls}/2: 5^\circ$ $\theta_{lsmax}: 45^\circ$ $\theta = 45^\circ$	0.240 %	0.122 %	31 %	80/1024	13 dB 4 mV

FIG II.15

TABLEAU II : EFFET DES LOBES SECONDAIRES

II.4.3.3 EFFET DE LA CONFIGURATION GÉOMÉTRIQUE DU SYSTÈME

Dans le tableau III (fig II.16) sont présentés les résultats concernant l'étude de l'effet de l'angle d'inclinaison du support de l'aérien, repéré par rapport à l'horizontale. Nous avons choisi d'étudier cet effet pour un antenne de type cornet sectoral, bande X, que nous avons utilisé au cours d'essais préliminaires. Ses caractéristiques de rayonnement sont rassemblées dans l'annexe : AERIENS.

Conditions:

- * Aérien : Cornet $\theta_{ouv}/2 = 12^\circ$, Gain: 17 dB, F = 10 GHz
- * Oscillateur : Source MARCONI $P_o = 10$ mW, 90 % de P_o vers antenne
- * Obstacles : $S_r = 1.10^{-6} m^2$, $N_{obst}/cm^2 = 0.01$
- * Détection : OMNI SPECTRA
- * Parcours simulé : 3 m

θ	Erreur moyenne	Erreur corrigée	Fenêtre 10 %	nombre de périodes ratées
45°	0.132 %	0.108 %	47 %	24 / 1024
40°	0.090 %	0.090 %	53 %	8 / 1024
30°	0.076 %	0.071 %	71 %	8 / 1024
20°	0.065 %	0.060 %	77 %	8 / 1024
10°	0.044 %	0.037 %	90 %	8 / 1024

FIG II.16 : TABLEAU III : EFFET DE L'ANGLE DE VISÉE DU SUPPORT DE L'AÉRIEN

Dans le tableau IV (fig II.17) sont présentés les résultats concernant l'étude de l'effet de la hauteur H du support de l'antenne. Les valeurs de H sont comprises dans l'intervalle possible stipulé par le cahier des charges.

Conditions:

- * Aérien : Antenne réseau 16 patches
 $\theta_{ouv} = 10^\circ$, lobes secondaires < -20 dB
Gain estimé à 19 dB
- * Angle d'inclinaison $\theta = 60^\circ$
- * Oscillateur: source MARCONI , $P_o=10$ mW, 90 % de P_o vers antenne
- * Obstacles : $S_r = 1.10^{-6} m^2$, $N_{obst}/cm^2 = 0.01$
- * Détecteur : OMNI SPECTRA
- * Parcours simulé : 3 m

Hauteur (cm)	Erreur moyenne	Erreur corrigée	Fenêtre 10 %	Périodes ratées	Signal Doppler
20	0.051 %	0.051 %	84 %	0 / 1024	57 mV
30	0.053 %	0.041 %	84 %	8 / 1024	50 mV
40	0.107 %	0.041 %	83 %	24 / 1024	42 mV
50	0.043 %	0.043 %	87 %	0 / 1024	51 mV
60	0.057 %	0.045 %	88 %	16 / 1024	48 mV
70	0.062 %	0.056 %	83 %	8 / 1024	41 mV
80	0.043 %	0.043 %	81 %	0 / 1024	26 mV

FIG II.17 TABLEAU IV : EFFET DE LA HAUTEUR DU SUPPORT DE L'AÉRIEN

II.4.4 INTERPRETATION DES RESULTATS

Les résultats sont particulièrement significatifs. Ils confirment les conclusions pressenties dans la simulation précédente. Il existe donc pour un système hyperfréquence (oscillateur, circulateur, mélangeur-détecteur) précis, une configuration géométrique (angle d'inclinaison θ_0 et hauteur H) optimale

II.4.4.1 CHOIX DE L'ANTENNE OPTIMALE

D'après le tableau I (fig II.14) le choix de l'antenne la plus directive possible est impératif. En effet plus le faisceau est étroit, plus s'affirme le caractère monochromatique du signal DOPPLER : le nombre de périodes dans la fenêtre "10%" est supérieur à 80 % pour une ouverture à mi puissance du lobe principal de rayonnement inférieure à 10° . L'étude confirme ainsi le choix d'une antenne parabolique d'ouverture $\Delta\theta = 7^\circ$ et de gain $G = 25$ dB comme antenne de référence pour les essais préliminaires de faisabilité du cinémomètre.

Pour des raisons technologiques la réalisation d'une antenne plaquée possédant de telles caractéristiques est délicate. Les antennes réalisées au du laboratoire représentent encore un bon compromis entre la facilité de réalisation et la précision requise par le cahier des charges. Par exemple, ce sont des antennes type réseau parallèle de 16 éléments rayonnants équidistants et équialimentés dont l'ouverture dans les plans principaux est $\Delta\theta = 12^\circ$ et le gain maximum mesuré G_{\max} , suivant la direction principale de rayonnement, vaut 19 Db (on se reportera au chapitre III pour des renseignements complémentaires).

Le tableau II (fig II.15) montre l'effet néfaste des lobes secondaires sur les résultats tant en précision qu'en amplitude du signal Doppler. Nos antennes présentent encore un niveau de lobes secondaires important mais tolérable dans le cadre d'une réalisation préliminaire: les premiers lobes secondaires ont une amplitude au moins dix fois plus petite que le lobe principal de rayonnement. Les résultats correspondants sont indiqués dans la deuxième ligne du tableau II (fig II.15).

A la lumière de ces résultats il convient donc de réaliser des structures rayonnantes possédant des lobes secondaires les plus étroits possibles pour une amplitude relative la plus faible possible. Par la suite, nous utiliserons une ouverture équivalente d'un lobe secondaire prise à 10 dB du maximum secondaire.

Nous proposons compte tenu des différentes contraintes le choix suivant:

→ ouverture du lobe principal dans les plans principaux $\Delta\theta(\text{à } 3\text{dB}) \leq 12^\circ$

→ lobes secondaires: $\Delta\theta_{LS}(\text{à } 10 \text{ dB du max}) = 2^\circ$; $1_s/1_p \leq -20 \text{ dB}$

Nous exposerons dans le cadre du chapitre IV les différentes méthodes de contrôle des lobes secondaires.

D'autre part les tableaux ont indirectement montré qu'il était préférable de travailler avec une puissance d'émission la plus élevée possible. Des contraintes technologiques nous imposent cependant le choix d'une puissance maximale possible de 20 mW.

4.4.2 CHOIX DE LA CONFIGURATION GÉOMÉTRIQUE DU SUPPORT

Le tableau III (fig II.16) montre que plus on se rapproche de l'incidence rasante, meilleurs sont les résultats. Ils sont d'autant plus significatifs que l'antenne choisie présente des caractéristiques de rayonnement défavorables. Il s'agit en effet d'une antenne type CORNET d'ouverture $\Delta\theta = 25^\circ$ et de gain à la fréquence de travail, $G_{\text{max}} = 19 \text{ dB}$. On remarque que le nombre de périodes dans la fenêtre à 10 % augmente lorsque l'angle de visée θ se rapproche de l'incidence rasante. De même l'erreur quadratique moyenne corrigée diminue de moitié. A l'inverse, le rapport puissance rétrodiffusée sur puissance d'émission diminue. En effet la distance cible / point d'émission augmente lorsque l'angle de visée se rapproche de l'incidence rasante. Rappelons que ce rapport des puissances varie en $1/D^4$.

Il faut donc pour chaque type d'antenne trouver le meilleur compromis possible, entre l'angle de visée et le niveau de puissance rétrodiffusée.

Nous proposons donc pour le choix effectué dans le paragraphe II.4.4.1, précédent un angle de visée $\theta \cong 30^\circ$.

Le tableau IV (fig II.17) montre que dans la gamme étudiée, la hauteur influe peu sur les grandeurs calculées. Seule l'amplitude du signal Doppler diminue de façon sensible lorsque la hauteur augmente. Nous avons renouvelé cette simulation pour différentes valeurs d'angle d'ouverture de l'antenne considérée. On néglige l'effet éventuel des lobes secondaires.

Pour chaque valeur de $\Delta\theta$, il existe une hauteur minimale H en dessous de laquelle on observe un élargissement anormal du spectre Doppler. Cette valeur de H augmente lorsque le lobe principal de l'aérien, caractérisé par l'ouverture $\Delta\theta$ se rétrécit. Par exemple:

* avec $\Delta\theta = 5^\circ$ on a $H_{\min} = 60 \text{ cm}$

* avec $\Delta\theta = 10^\circ$ on a $H_{\min} = 40 \text{ cm}$

Compte tenu de l'emplacement du cinémomètre sous la caisse d'un véhicule ferroviaire, la gamme des hauteurs de positionnement du capteur est limitée. Pour notre choix d'antenne il nous paraît difficile de descendre en dessous de 30 centimètres, pour des raisons de protection du capteur.

4.5 CONCLUSION

Nous résumons maintenant la configuration optimale du cinémomètre d'après les résultats de notre simulation:

* 1) puissance d'émission: $10 \leq P_{\text{osc}} \text{ (dBm)} \leq 20$

* 2) répartition de la puissance: 90 % de P_{osc} vers l'antenne.
On autopolarise le détecteur avec 10 % de la puissance d'émission.

* 3) caractéristiques de l'antenne plaquée:

Fréquence de résonance $f_0 = 10$ GHz ; $TOS_{BP:4\%} \leq 1.5$

Ouverture à 3 db du lobe principal: $\Delta\theta = 12^\circ$

lobes secondaires: $\Delta\theta_{1s} (10 \text{ dB}) = 2^\circ$; $1_s / 1_p \leq -20 \text{ dB}$

Gain $G_{\max} = 20 \text{ dB}$

* 4) configuration géométrique du système

angle de visée $\theta = 30^\circ$

hauteur minimale $H = 40 \text{ cm}$

Avec une approche théorique différente nous retrouvons les résultats obtenus à partir de l'étude théorique menée par le L.R.P.E. [BOC88].

Pour des raisons de clarté, nous n'avons pu exposer dans ce chapitre l'ensemble de toutes les simulations entreprises.

Par exemple chaque cas simulé a été répété dix fois pour en extraire une statistique (cas moyen et analyse du pire cas). Nous présentons en Annexe un relevé complet des résultats obtenu pour un cas intéressant : une antenne réseau imprimée.

II.5. ETUDE D'UN EFFET INDISERABLE : LE DEBATTEMENT VERTICAL DU SUPPORT

II.5.1 DÉFINITION ET PRINCIPE DE LA SIMULATION

L'effet de débattement vertical ou plus justement appelé effet de pompage du support est essentiellement dû à l'apparition d'une suroscillation basse fréquence (qq hertz) qui se superpose au signal Doppler : cette oscillation parasite est lié au mouvement du centre de gravité du support [STAN78].

On simule cet effet en introduisant une variation de la hauteur H du support :

$$H = H_0 + dH \cdot \sin\left(J \frac{\Omega_{TBF} Dx}{V_c}\right) \quad (II.28)$$

où dH : débattement (en cm) et Ω_{TBF} fréquence de ce phénomène: dépendant de la vitesse du mobile V_c , support de la tête hyperfréquence .

II.5.2 PRÉSENTATION DES RÉSULTATS OBTENUS

Le tableau V (fig II.18) résume les résultats pour une valeur du débattement et deux valeurs de la vitesse du véhicule. Nous avons effectué cette simulation dans le cas le plus favorable: structure optimale dont les caractéristiques sont rappelées ci-dessous.

Conditions:

- * Aérien : Antenne réseau 16 patchs
 $\theta_{ouv} = 10^\circ$, lobes secondaires < -20 dB
 Gain estimé à 19 dB
- * Système : $P_{osc} = 10 \text{ mW}$, 90 % de P_{osc} sur l'antenne
 Détecteur : OMNI SPECTRA
 Hauteur = 30 cm , $\theta = 60^\circ$
- *Obstacles : $S_r = 1.10^{-6} \text{ m}^2$, $N_{obst}/\text{cm}^2 = 0.01$
 Débattement: 10 cm, 2 Vitesses: 10 et 100 km/h

Débattement	Erreur moyenne	Erreur corrigée	Fenêtre 10 %	Nombre de périodes ratées
sans débattement	0.053 %	0.041 %	84 %	8 / 1024
débattement 10 km/h	0.110 %	0.089 %	50 %	24 / 1024
débattement 100 km/h	0.060 %	0.060 %	81 %	8 / 1024

fig II.18 TABLEAU V : EFFET DU DÉBATTEMENT VERTICAL DU SUPPORT

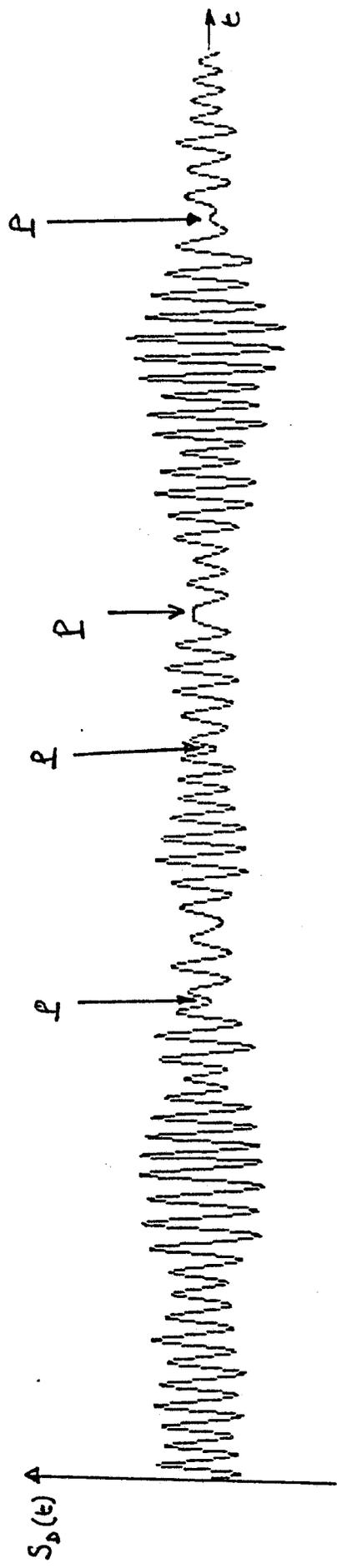


Fig II.19 Effet du debatement vertical

II.5.3 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Le système s'avère sensible au débattement dans le cas des faibles vitesses. A 10 km/h le nombre de périodes à l'intérieur de la fenêtre à 10 % diminue sensiblement; le nombre de périodes ratées s'accroît; l'erreur moyenne commise double. Ce phénomène disparaît pratiquement à 100 km/h; on retrouve en effet les résultats du cas idéal.

A petite vitesse une oscillation très basse fréquence associée au débattement se superpose au signal Doppler. On a une modulation d'amplitude qui déforme le signal Doppler. Cette modulation parasite s'explique physiquement par un dépointage systématique du capteur hyperfréquence embarqué. Le signal comporte alors de nombreux sauts de phase intempestifs ainsi que des pertes de signal qui en détériorent la qualité. Dans le cas le plus défavorable, $V_c = 10$ km/h, nous avons choisi de représenter graphiquement le signal Doppler sur 1000 pas d'itération, soit sur 60 centimètres, (fig II.19). Les sauts de phase sont indiqués par un "P" et les atténuations anormales du signal par un "A".

Du point de vue statistique, le spectre résultant s'élargit et la mesure de vitesse n'est plus correcte.

Aux basses vitesses, il semble nécessaire de s'affranchir de ce phénomène indésirable. Nous exposerons dans le paragraphe suivant les méthodes à notre disposition.

5.4 CONCLUSION : COMMENT REMÉDIER À CE PHÉNOMÈNE ?

Il existe deux méthodes pour s'affranchir de ce phénomène:

* On double le système hyperfréquence. Deux capteurs identiques, pointant dans des directions opposées (donc non corrélées) produisent deux informations Doppler. La sommation de ces signaux permet d'éliminer la composante parasite de la vitesse associée au débattement. Il s'agit d'une configuration JANUS. [SAL88].

* On peut aussi procéder à un filtrage du signal DOPPLER. On peut alors restituer une information correcte et éliminer tout parasite lié au débattement. Pour assurer avec succès une telle opération le filtre passe-bande doit avoir un coefficient de qualité très élevé: $Q \geq 10$. Sa réalisation peut poser problème. Dans le chapitre IV , nous montrerons l'effet d'un tel filtre sur un signal Doppler parasité après en avoir étudié son principe.

Nous présentons dans le chapitre III les résultats des essais S.N.C.F. menés dans le but de confirmer l'étude théorique et la simulation numérique que nous venons de décrire.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II

- [BAU 88] : BAUDET.J
Rapport d'avancement des travaux concernant le
cinémomètre à effet Doppler.
PHASE AV CONTRTA S.N.C.F. (diffusion interne)

- [DEL 80] : DELGUTTE J.P.
"Etude et réalisation d'un cinémomètre à effet Doppler
Mémoire C.N.A.M. Decembre 1980

- [SAL 88] : N. el SALEOUS
"Adaptation du logiciel pré-existant et conception d'une
unité centrale à base d'un microcontrôleur 16 bits pour le traitement du
signal Doppler"
D.E.A. Lille 1988

- [VAT 80] : VATERKOWSKI J.L, CONSTANT .E, VAMBREMEERSCH J.
" Aide à la conduite des véhicules terrestres, mesure de
la vitesse vraie des véhicules."
RAPPORT de CONTRAT (U.S.T.L. C.H.S./ C.U.D.L.) 1980

- [WAN 86] : WANG H.P
"Contribution au traitement du signal issu de la tête
hyperfréquence."
THESE de DOCTORAT de l'université de Lille (à paraître)

- [HPDOC] : Documentation technique H.P :

- NOTE APPLICATION n° 988
" All Schottky Diodes are Zéro Bias Détectors"

- NOTE APPLICATION n° 986

"Square Law and Linear Detection"

- NOTE APPLICATION n° 969

" An Optimum Zero Bias Schottky Detector Diode"

- NOTE APPLICATION n° 956-5

" Dynamic Range Extension of Schottky Detectors"

- NOTE APPLICATION n° 956-1

" The Criterion for The Tangential Sensivity measurement"

CHAPITRE III

Réalisation

d'un premier prototype
et essais de validation

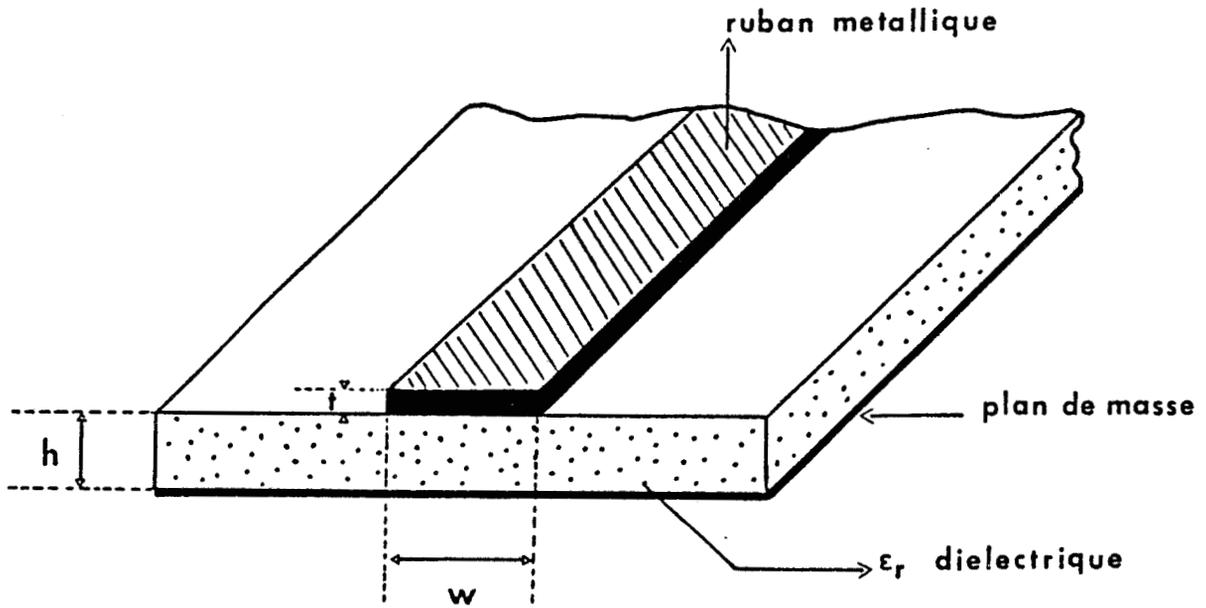


Fig III.1 : Ligne microruban

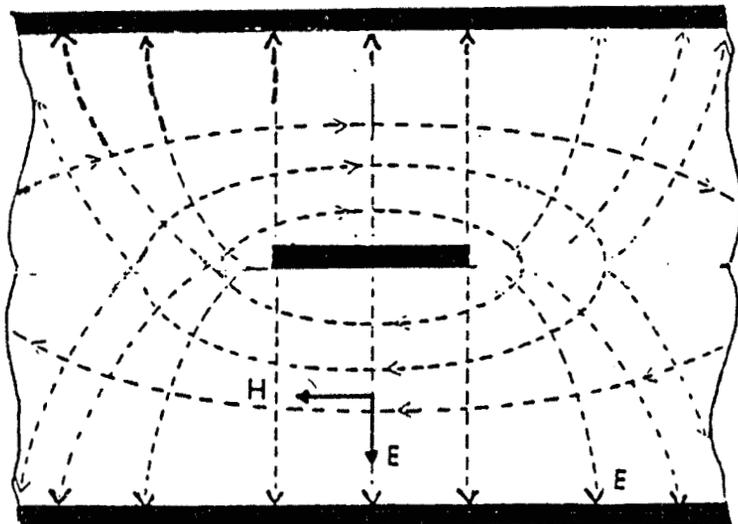


Fig III.2 : Mode T.E.M. propage entre deux conducteurs metalliques

CHAPITRE III : REALISATION D'UN PREMIER PROTOTYPE ET ESSAIS DE VALIDATION

III.1 DEFINITION DU PROTOTYPE

III.1.1 TECHNOLOGIE MICRO-RUBAN

III.1.1.1 DESCRIPTION

Une ligne microruban est constituée par une bande métallique, déposée sur l'une des faces d'un substrat diélectrique de faible épaisseur, l'autre face, entièrement métallisée, constitue un plan réflecteur ou un plan de masse [ASS52]. La gravure d'une ligne microruban s'effectue par une méthode classique : la photolithogravure.

La théorie des lignes montre qu'entre deux conducteurs infinis, dans un milieu diélectrique homogène et isotrope, le champ se propage en mode T.E.M. (fig III.2). En toute rigueur, dans une structure microruban, compte tenu de la non homogénéité du milieu de propagation (association air-diélectrique), les lignes de champ subissent des réfractions au niveau de l'interface entre les deux milieux (fig III.3). Lorsque la largeur du conducteur supérieur diminue, des modes de propagation d'ordre supérieur apparaissent. Cependant, jusqu'à une valeur limite de la largeur du conducteur supérieur, les modes de propagation d'ordre élevé n'ont que peu d'importance : on dit alors que le mode propagé est quasi T.E.M. [CAP74]. C'est dans cette hypothèse que nous examinerons le comportement des lignes microrubans.

Comme les pertes du substrat sont faibles, la majeure partie de l'énergie est transportée par la ligne.

Un substrat est décrit par différentes grandeurs :

→ caractéristiques géométriques :

t : épaisseur de métallisation (μm)

h : hauteur du diélectrique (mm)

Pratiquement on choisit $t/h \ll 1$ de façon à atténuer les effets de sous gravure.

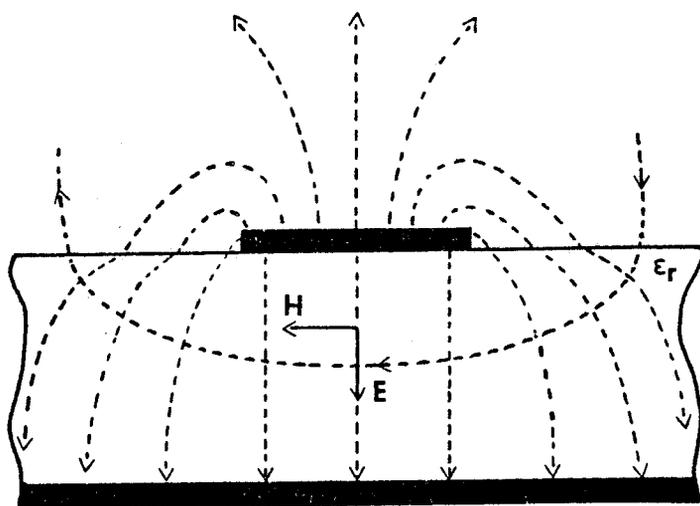


Fig III3 : Effet de refraction des lignes de champ

→ caractéristiques électriques :

ϵ_r : permittivité relative du substrat

$\text{tg}\delta$: tangente de pertes

σ : conductivité du ruban métallique

III.1.1.2 EQUATIONS DE PROPAGATION DES LIGNES

Tant que la longueur d'onde du signal hyperfréquence est telle que le rapport $h/\lambda_0 \ll 1$ (h épaisseur de substrat), les équations de propagation restent valables à condition d'introduire la notion de permittivité effective, ϵ_{reff} définie par [SCH69] :

- si $w/h < 1$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left[1 + \frac{12 h}{w} \right]^{-0.5} + 0.04 \left[1 - \frac{w}{h} \right]^2 \right\} \quad (\text{III.1})$$

- si $w/h \geq 1$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12 h}{w} \right]^{-0.5} \quad (\text{III.1}')$$

La notion de longueur d'onde guidée s'introduit de la même façon :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (\text{III.2})$$

Les lignes microrubans sont caractérisées par leur impédance caractéristique Z_c , dépendant de la largeur de la ligne w et des caractéristiques du substrat h et ϵ_r . Nous utiliserons les formules d'analyse de Schneider [SCH69] :

$$\left\{ \begin{array}{l} * \text{ si } w/h > 1 : Z_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \frac{120 \pi}{\frac{w}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{w} + (1 - \frac{h}{w})^6} \\ * \text{ si } w/h \leq 1 : Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \text{Log} \left[\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right] \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

A partir de ces relations, on trace des abaques : $\epsilon_{\text{reff}} = f(w/h)$ et $Z_c = f(w/h)$ pour chaque valeur de la permittivité relative ϵ_r du substrat.

Cependant il faut noter que la permittivité ϵ_r du substrat varie en fonction de la fréquence. De ce fait, la permittivité effective ϵ_{reff} et l'impédance caractéristique Z_c en sont affectées. Ce modèle dispersif s'applique à des fréquences supérieures à 10 GHz [KIR82].

* pour un substrat $\epsilon_r = 2.2$, l'écart relatif entre la valeur dynamique $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ et la valeur ϵ_{reff} obtenue avec le modèle quasi statique (III.1) est de l'ordre de 2 %, pour $f = 10$ GHz.

* pour un substrat $\epsilon_r = 10.5$, l'écart relatif peut atteindre 6 % à 10 GHz.

Nous utiliserons dans le cadre de notre conception un modèle dynamique équivalent [GET75].

Après avoir rappelé les principes utilisés pour modéliser les lignes micro-rubans, nous allons aborder la conception de la tête hyperfréquence et de l'antenne plaquée dont il est question dans ce chapitre.

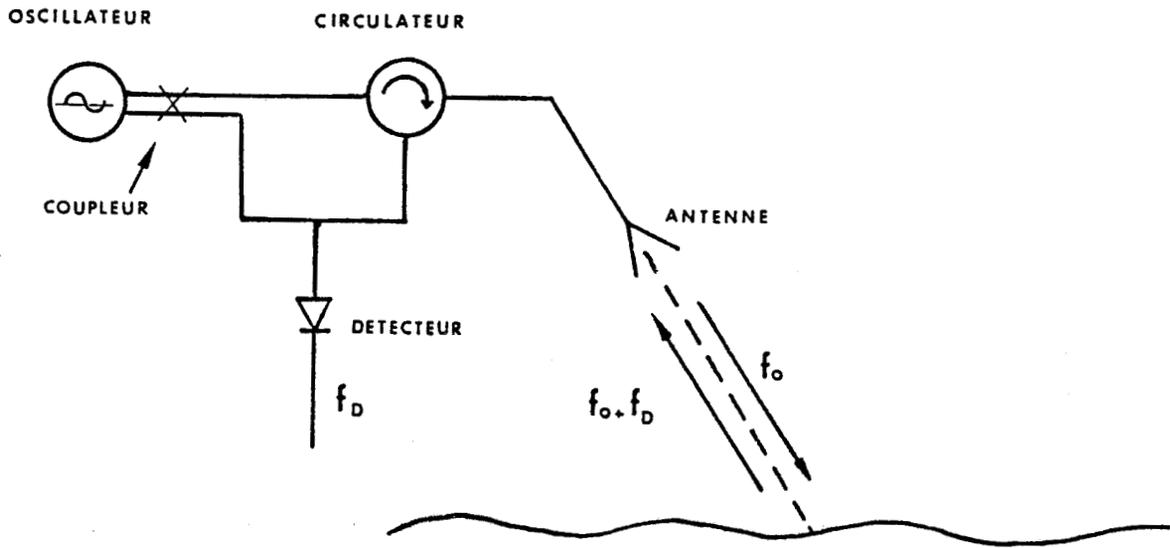


Fig III.4 : Principe du cinemometre

III.1.2 PRESENTATION DE LA TETE EMISSION-RECEPTION HYPERFREQUENCE

III.1.2.1 PRINCIPE

Il faut réaliser l'intégration en technologie microruban des fonctions suivantes :

- Emission d'un signal hyperfréquence de fréquence $f_0 = 10$ GHz et d'une puissance $P_{osc} \geq 10$ mW.
- Réception du signal hyperfréquence rétrodiffusé $f_0 \pm f_D$.
- Mélange de ces signaux source et rétrodiffusé en effectuant le battement fréquentiel entre les deux signaux.
- Détection du signal basse fréquence.

Le schéma de principe du cinémomètre est indiqué (fig III.4). Nous allons décomposer ce paragraphe en trois parties :

- * 1 : oscillateur micro-ondes
- * 2 : système de circulation des ondes
- * 3 : mélangeur et détecteur

III.1.2.2 OSCILLATEUR HYPERFREQUENCES

Dans un premier temps, nous avons utilisé un oscillateur à résonateur diélectrique (NEC 5808E). C'est un oscillateur à transistor à effet de champ (T.E.C.) en Arséniure de Gallium. Sa fréquence d'oscillation est calée sur 10 GHz et il délivre une puissance crête de 14 dBm. Il est réalisé en technologie microruban.

Par la suite il est envisagé de remplacer cet oscillateur hybride par un oscillateur intégré monolithique sur AsGa, dont l'étude est en cours au laboratoire.

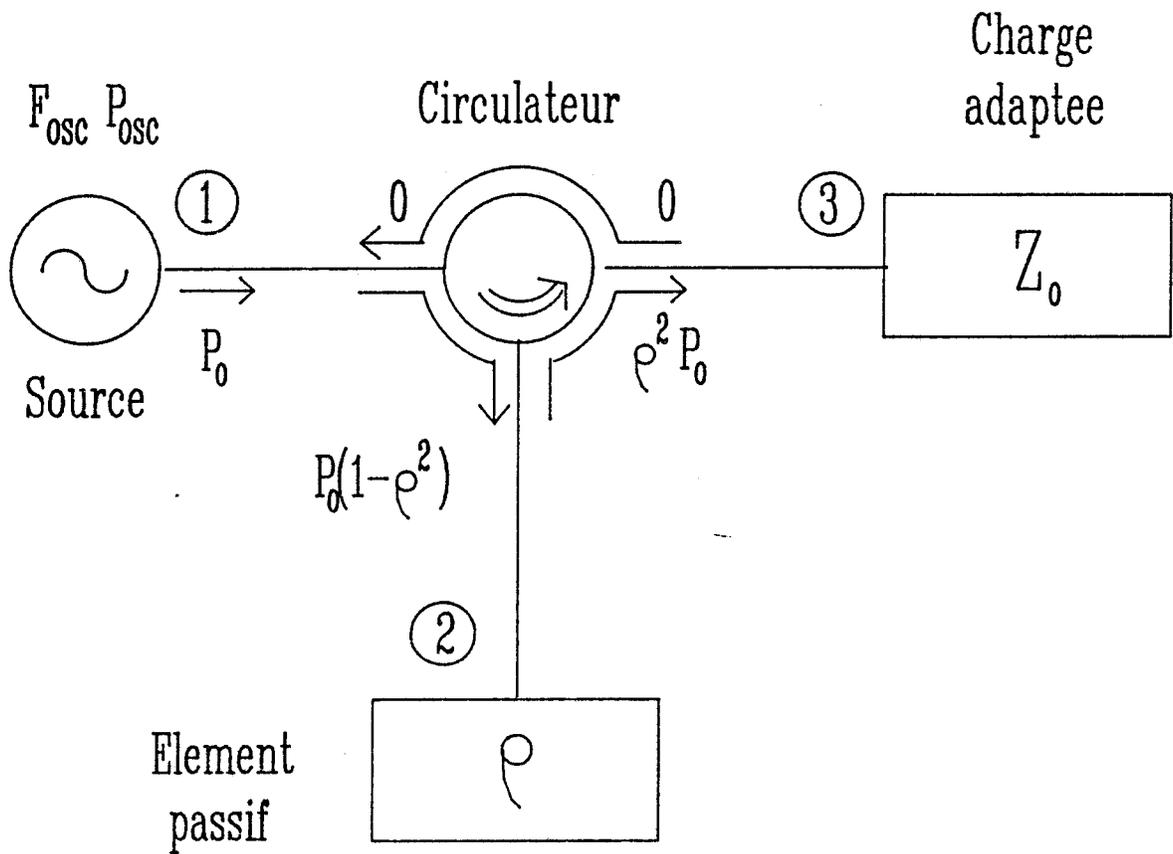


Fig III5 : Principe du circulateur integre

III.1.2.3 SYSTEME DE CIRCULATION DES ONDES

Un circulateur permet le couplage entre deux entrées adjacentes, compte tenu du sens de circulation des ondes, une troisième entrée ne recevant aucun signal.

Sa caractéristique principale est la non réciprocity, dépendant de l'orientation de la composante principale du champ électromagnétique de l'onde.

Ainsi un signal hyperfréquence de puissance P_{osc} (à la fréquence f_0) est envoyé vers un élément passif (caractérisé par un coefficient de réflexion ρ), disposé sur la voie (2). Le signal réfléchi est recueilli sur la voie (3) par un détecteur adapté (fig III.5).

Dans notre application, un tel dispositif permet de transférer l'énergie hyperfréquence à l'antenne et de récupérer le signal rétrodiffusé qui est envoyé ensuite vers le mélangeur (fig III.6). Il s'agit d'un élément intégré : sur un substrat, sont gravées trois lignes microrubans figurant les ports (1), (2), (3). Pour imposer un sens de circulation, on induit un moment magnétique par l'intermédiaire d'une bille de ferrite, collée au point de convergence des trois lignes d'accès.

L'inconvénient d'un tel composant au niveau de l'intégration de la tête hyperfréquence autour de l'antenne est celui de son implantation. En effet, il est nécessaire de percer le substrat pour aligner le plan de masse du circulateur avec celui de la tête. Par ailleurs, les ports du circulateur doivent être reliés à ceux de la source, de l'antenne et du détecteur par des points de colle conductrice. Nous n'avons pu chiffrer ni la perturbation du signal en terme d'atténuation, ni la robustesse aux vibrations, induites par ces connections.

Pour une application industrielle, nous réaliserons plutôt un séparateur d'ondes en ligne microruban, gravé sur le même substrat diélectrique que le reste des constituants de la tête d'émission/réception.

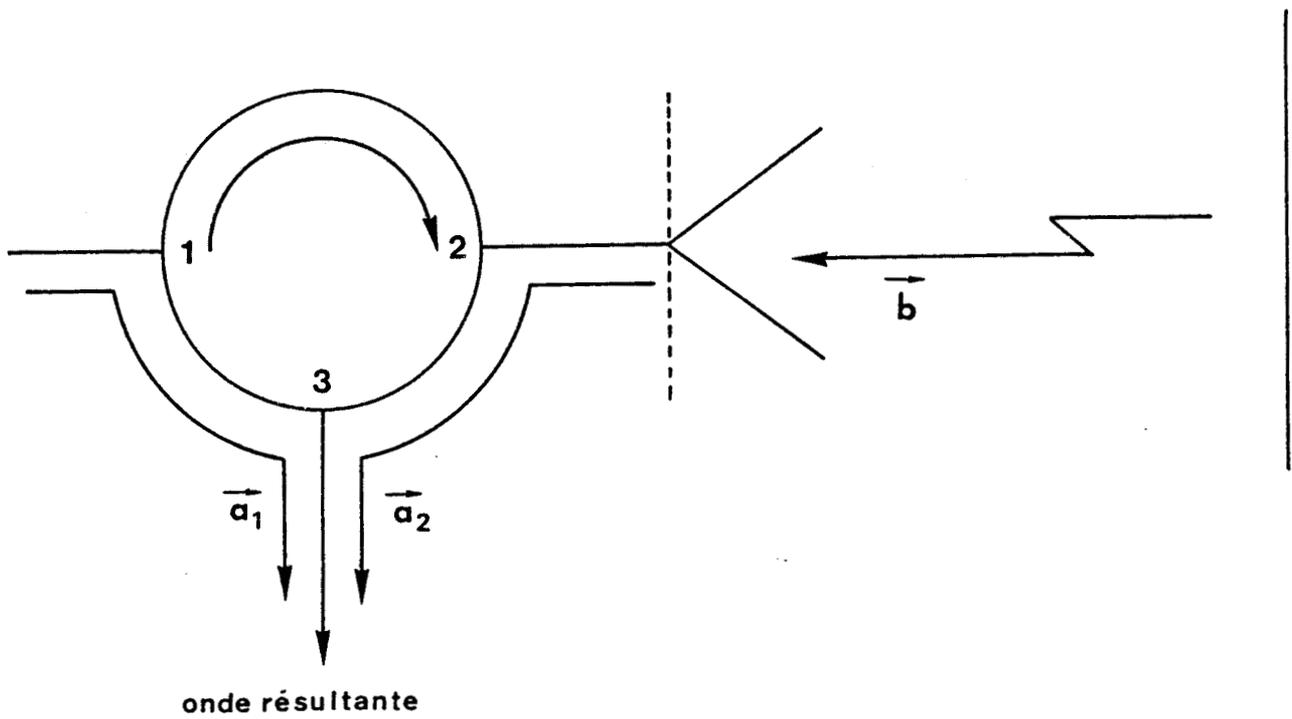


Fig III.6 : Principe du circulateur pour notre application

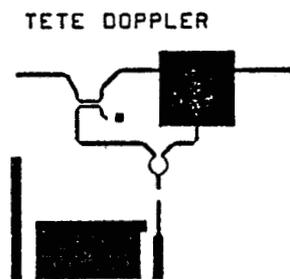


Fig III.7 Masque (Echelle 1) de la tete d'émission reception

III.1.2.4 MELANGEUR ET DETECTEUR

Sur la voie (3) du circulateur (fig III.6), on recueille le signal hyperfréquence rétrodiffusé. Il faut en effectuer le mélange avec le signal issu de la source d'émission. En général, on utilise les fuites liées aux pertes d'isolation entre les deux ports adjacents (1) et (3). En effet il y a un couplage indirect des deux signaux. L'ordre de grandeur de ce couplage parasite peut être évalué facilement : environ -20 dB du signal d'émission est transmis directement de la voie (1) vers la voie (3).

Les niveaux des signaux en présence sur la voie (3) sont sensiblement de même ordre :

$$\rightarrow \text{signal rétrodiffusé} : P_{\text{ret}}^{\text{moy}} \cong P_{\text{osc}} / 1000$$

$$\rightarrow \text{signal de fuite} : P_{\text{fui}} \cong P_{\text{osc}} / 100$$

Le signal résultant disponible sur la voie (3) doit être traité afin d'en extraire l'information Doppler basse fréquence. Détecter un signal hyperfréquence consiste à obtenir à l'aide d'un dispositif approprié, une tension continue dont l'amplitude est fonction de celle du niveau H.F. Le détecteur que nous utiliserons pour notre application, est un détecteur à diode Schottky. Afin d'améliorer sa sensibilité tangentielle, caractérisée par le facteur T.S.S. [HPDOC], la diode bénéficie d'une prépolarisation automatique. A cet effet nous avons inséré entre l'oscillateur et le circulateur un coupleur "10 dB" qui prélève la puissance d'émission nécessaire pour amener le détecteur à son point de fonctionnement optimum.

III.1.3. REALISATION DE LA TETE EMISSION - RECEPTION

Cette première maquette est gravée sur un substrat diélectrique P.F.T.E. type Duroid 6010 (FIG III.7) dont les caractéristiques sont :

- permittivité relative diélectrique : $\epsilon_r = 10.5$
- hauteur de substrat : $h = 0.787 \text{ mm}$
- tangente de pertes : $t_g \delta = 5 \cdot 10^{-4}$
- épaisseur de métallisation : $t = 17.5 \mu\text{m}$

Scale 4 : 1

TETE DOPPLER

5010/10 · 5 / · 635

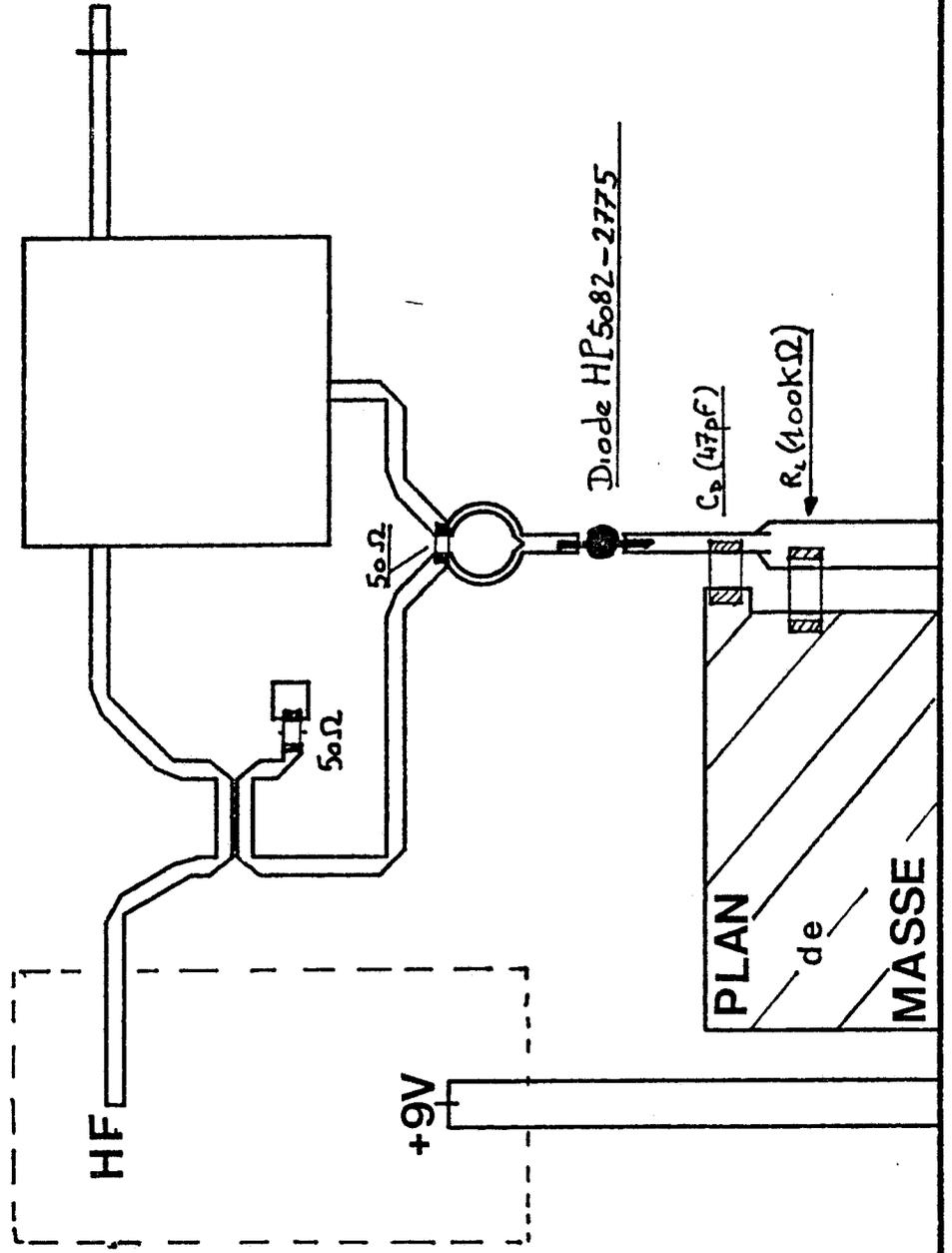


Fig III.8 Schema d'implantation des composants

Le schéma d'implantation (fig III.8) comprend :

* une source hybride, en boîtier, délivrant une puissance moyenne de 13 dBm autour de 10 GHz, sous une tension de polarisation $V = 9V$. Notons que cet oscillateur, stabilisé par un résonateur diélectrique présente une très bonne stabilité en fréquence, meilleure que 10^{-4} , dans la gamme de températures préconisée par le constructeur à savoir $-40^{\circ}C$ à $+50^{\circ}C$. (notice technique en annexe (II.1))

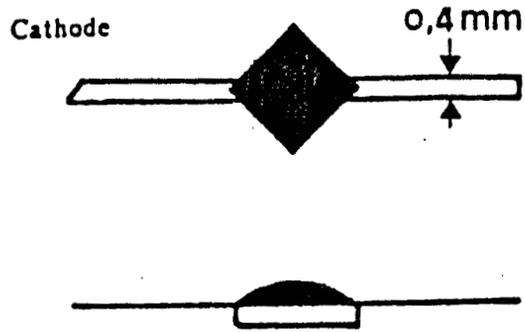
* un coupleur de proximité "10 dB" [AKH75], en ligne micro-ruban. Il prélève une portion de la puissance d'émission nécessaire au mélange des signaux en présence, afin d'autopolariser correctement le détecteur. La majeure partie de la puissance est transmise à l'antenne, via le port (1) du circulateur. La synthèse d'un tel coupleur (Annexe II.2) s'effectue à partir d'un programme de calcul numérique. Les caractéristiques pratiques de cette structure s'écrivent :

- fréquence de travail : 10 GHz
- substrat diélectrique : $\epsilon_r = 10.5$, $h = 0.635$ mm, $t = 17.5$ μ m
- couplage désiré $C(\text{dB})$: -10
- impédance caractéristique mode pair : $Z_{oe} = 69.37$ Ω
- impédance caractéristique mode impair : $Z_{oe} = 36.03$ Ω
- longueur d'onde guidée mode pair : $\lambda_{ge} = 10.86$ mm
- longueur d'onde guidée mode impair : $\lambda_{go} = 12.75$ mm
- longueur de la région de couplage : $l = (\lambda_{go} + \lambda_{ge})/4 = 2.9$ mm
- largeur w des lignes couplées : $w = 0.472$ mm
- largeur s de la région de couplage : $s = 0.185$ mm

La voie isolée (2) du coupleur est chargée par une résistance chip de 50 Ω , ses caractéristiques hyperfréquences sont rassemblées en (Annexe II.3)

* un circulateur hybride de marque TDK dont les caractéristiques sont les suivantes (Annexe II.4) :

- gamme de fréquences : 9.5 \rightarrow 10.5 GHz
- isolation ≥ 20 dB entre chaque port adjacent
- pertes d'insertion ≤ 0.4 dB
- TOS ≤ 1.3



DIODE HP 5082-2775

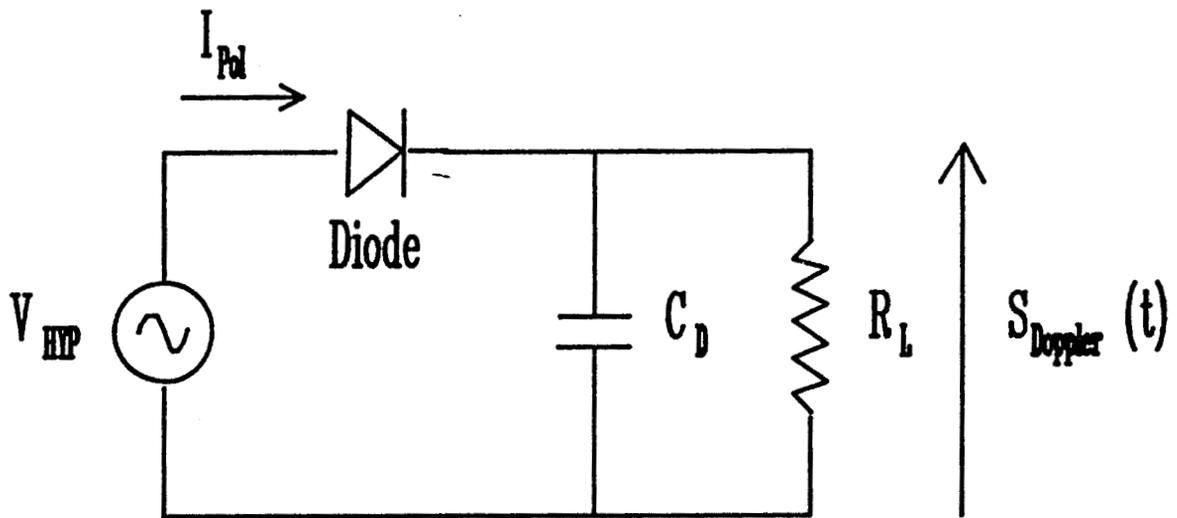


Fig III9 : Rappel Principe de la detection

* un détecteur Schottky HP 5082-2775 et son circuit de sortie, de caractéristiques (fig III.9) :

- détecteur bande étroite adapté autour de 10 GHz
- sensibilité $\gamma = 8 \text{ mV}/\mu\text{W}$ pour $R_L = 100 \text{ k}\Omega$
- sensibilité tangentielle : TSS = -50 dBm
- sortie positive
- autopolarisation $I_{POL} \cong 2 \text{ mA}$
- capacité découplage hyperfréquence : $C = 47 \text{ pF}$
- résistance de charge $R_L = 100 \text{ k}\Omega$
- autres données constructeurs annexe (II.5)

L'encombrement total de cette maquette n'excède pas :

60 mm \times 40 mm \times 0.79 mm

Une maquette complètement intégrée (incluant un système de séparation des ondes en technologie microruban, par exemple un anneau hybride) est en cours de réalisation. Le calcul et le design de cette maquette sont effectués par l'utilisation d'un logiciel de D.A.O. hyperfréquence : "MICROS VI"[ZUR85].

III.14 MAQUETTE LABORATOIRE

Pour la caractérisation des antennes hyperfréquences choisies, nous avons aussi décidé d'utiliser une maquette dite de laboratoire, incorporant du matériel de référence et comprenant :

* une source, oscillateur à Y.I.G., Marconi dont on peut ajuster à la fois la fréquence d'émission entre 8 et 12.4 GHz et la puissance de sortie. Nous avons toujours travaillé à un niveau maximum : 14 dBm.

* un circulateur CHANNEL MICROWAVE C8012, de caractéristiques hyperfréquences :

- isolation entre les voies adjacentes : $\cong -17$ dB
- T.O.S. < 1.35
- pertes d'isolation inférieures à 0.5 dB

Le défaut d'isolation permet d'obtenir sur la voie (3) du circulateur, un signal de référence à la fréquence de f_0 .

* un mélangeur - détecteur NARDA 4503 de caractéristiques :

- sensibilité $\gamma = 0.4$ mV/ μ W
- sensibilité tangentielle TSS = -50 dBm
- T.O.S. < 1.8
- sortie positive

Nous allons décrire maintenant les principales caractéristiques des aériens utilisés dans cette phase de validation des principes, mis en évidence dans ce chapitre.

III.15 ANTENNES DE REFERENCE

III.15.1 LA PARABOLE [BUI78]

Un élément imprimé, placé au foyer d'un réflecteur parabolique, l'illumine. Le faisceau hyperfréquence est alors focalisé, à l'infini suivant une direction bien déterminée. Le plan réflecteur a pour diamètre $D \cong 30$ cm. On peut alors évaluer son gain à la fréquence de travail en considérant une ouverture circulaire de même diamètre à éclairissement uniforme, soit :

$$G_{\max} = 10 \log_{10} \left[\pi \frac{D}{\lambda_0} \right]^2 \cong 25 \text{ dB} \quad (\text{III.4})$$

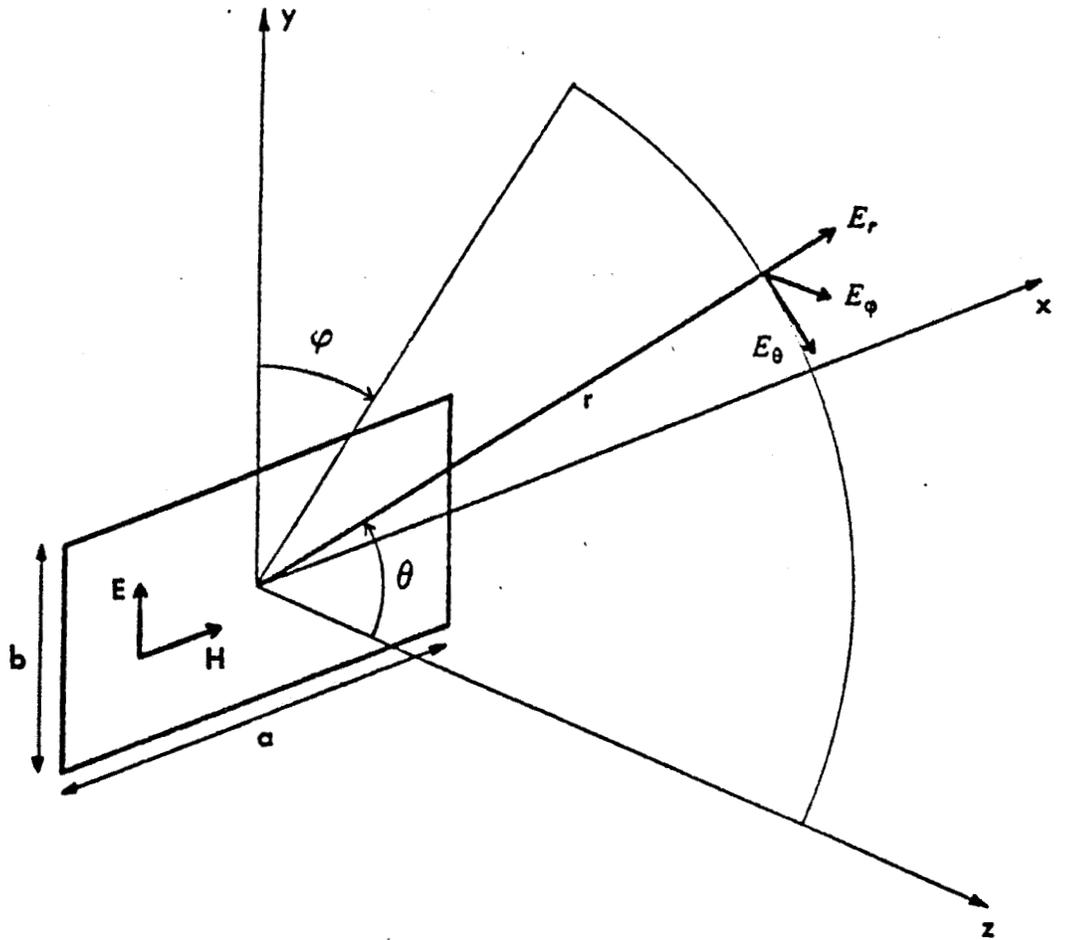


Fig III.10 : Referentiel des Champs rayonnés par le cornet pyramidal

L'ouverture du lobe principal dans les plans de rayonnement a été mesurée, à la fréquence de 10 GHz :

$$\rightarrow \text{PLAN-H} : \theta_H = 5^\circ$$

$$\rightarrow \text{PLAN-E} : \theta_E = 5^\circ$$

Les lobes secondaires, dans les plans principaux de rayonnement sont négligeables :

$$\rightarrow \text{PLAN-H} : L_s / L_p \leq -30 \text{ dB}$$

$$\rightarrow \text{PLAN-E} : L_s / L_p \leq -23 \text{ dB}$$

Cette antenne présente des caractéristiques de rayonnement très performantes. Elle constituera notre antenne étalon à partir de laquelle nous jugerons des performances de nos antennes plaquées.

III.15.2 CORNET PYRAMIDAL PLAN-H [WOL66]

Pour effectuer la transition entre un guide d'ondes et le milieu de propagation libre, on utilise des aériens constitués par un élément dont la section croît progressivement. Ils sont communément appelés cornets électromagnétiques.

Un cornet évasé suivant les deux dimensions est un cornet pyramidal. On obtient un faisceau directif dans les deux plans principaux de rayonnement.

Dans le cas d'un guide d'ondes rectangulaire, le champ excité dans l'ouverture du cornet est un mode TE_{01} . Les modes d'ordre supérieur peuvent être créés au niveau des discontinuités.

En supposant que seule l'ouverture rayonne, on peut déterminer les composantes principales du champ rayonné à grande distance (fig III.10).

$$\text{PLAN-E (yOz)} : E_E(\theta) = E_0 \frac{\sin\left(\frac{\pi b \sin\theta}{\lambda}\right)}{\frac{\pi b \sin\theta}{\lambda}} \left[1 + \cos\theta\right] \quad (\text{III.5})$$

$$\text{PLAN-H (xOz)} : E_H(\theta) = E_0 \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \cos\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 + \left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta\right)^2} \left[1 + \cos\theta\right] \quad (\text{III.6})$$

où a et b sont les dimensions géométriques du cornet.

A partir de ces expressions on en déduit pour chaque plan les ouvertures géométriques, par exemple :

$$\theta_H = 68^\circ - \frac{\lambda}{a} = 21^\circ \quad (\text{III.7})$$

$$\theta_E = 56^\circ - \frac{\lambda}{b} = 24^\circ \quad (\text{III.8})$$

Le gain maximum dans la direction principale de rayonnement s'écrit :

$$G_{\max} = 10 \log_{10} \left[0.6 \frac{4\pi ab}{\lambda^2} \right] \cong 18 \text{ dB} \quad (\text{III.9})$$

Cette antenne a été testée, car comme ses caractéristiques sont parfaitement connues, elle constitue une autre antenne de référence.

III.1.6 ANTENNE RESEAU PLAQUEE [JAM80]

Nous nous contenterons de présenter le choix de la structure retenue ainsi que ces principales caractéristiques de rayonnement. Pour plus de précision, on pourra se référer aux études précédentes : [SAF86], [BIG87], [KOU87].

III.1.6.1 CHOIX DU SUBSTRAT DIELECTRIQUE

Les caractéristiques hyperfréquences des antennes plaquées dépendent tout particulièrement de la nature du substrat ainsi que de la définition de la gravure. Nous rappelons que nous utilisons une méthode classique de photolithographie.

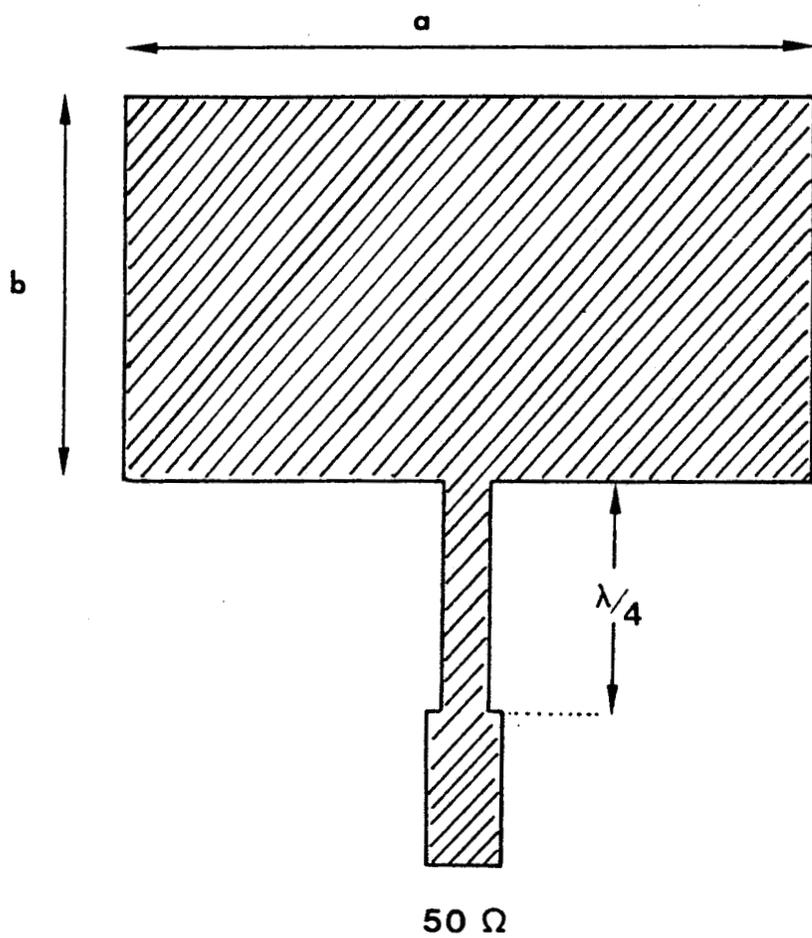


Fig III.11 : Patch rectangulaire

Le substrat utilisé est un diélectrique type polytétrafluoroéthylène (PTFE), renforcé de microfibres de verre : marque Duroid 5880.

La nature et l'épaisseur du substrat diélectrique sont des paramètres importants. Ils influent directement sur l'efficacité de rayonnement et les caractéristiques électriques du réseau imprimé.

Ce matériau présente outre de bonnes propriétés électriques, des propriétés mécaniques appréciables :

faible tangente de pertes : $8.10^{-4} \leq t_g \delta \leq 9.10^{-4}$ à 10 GHz

permittivité relative : $\epsilon_r = 2.2 \pm 0.02$ en bande X

hauteur de diélectrique : $h = 0.787 \pm 0.051$ mm

épaisseur de métallisation, ici du (Cu) : $t = 17 \mu\text{m}$

bonne stabilité thermique : la constante diélectrique tend à décroître lorsque la température augmente. La variation relative de la fréquence est alors de l'ordre de 0.03 %

matériau très facile à usiner : coupe et perçage simples. Ce substrat peut supporter d'importantes contraintes (courbure ou flexion).

III.1.6.2 CHOIX DE LA SOURCE ELEMENTAIRE

Nous avons choisi de modéliser des antennes imprimées de forme géométrique simple, en l'occurrence il s'agit d'une structure rectangulaire, attachée sur le milieu d'une arête par une ligne microruban (fig III.11).

La modélisation d'une telle structure peut être abordée de plusieurs manières, en particulier citons les deux méthodes les plus courantes :

méthode de la ligne de transmission [DER76] :

L'antenne est représentée par deux ouvertures rayonnantes (FIG III.12A), séparées une ligne de transmission de longueur l et parcourue par des courants magnétiques de surface \vec{M}_s . La structure microruban de la ligne permet de définir une impédance caractéristique Z_0 dans l'approximation quasi-TEM. La détermination des courants M_s permet de calculer la conductance de rayonnement G_r d'une ouverture pour accéder, ensuite à la détermination de l'impédance Z_{IN} au point d'attaque.

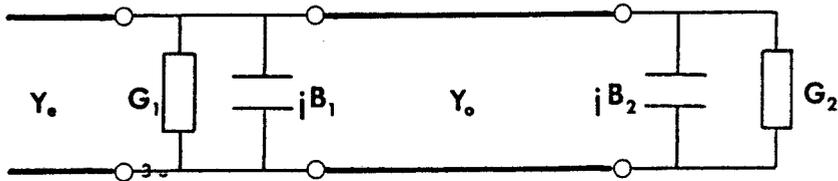
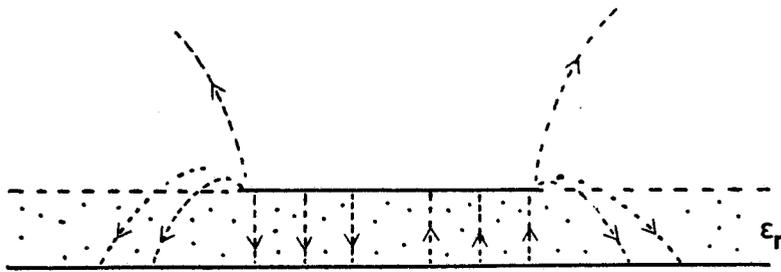
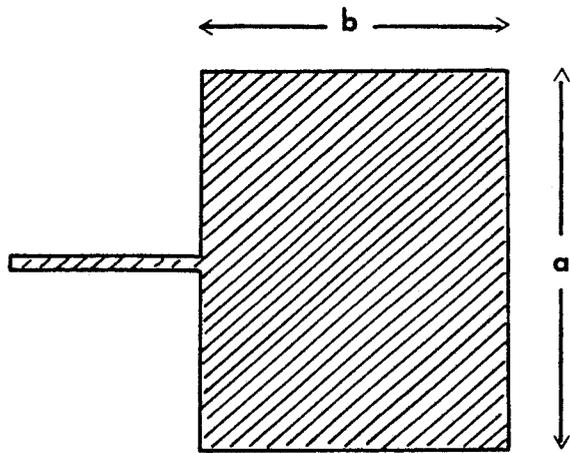


Fig III.12.a : Modele ligne de transmission.

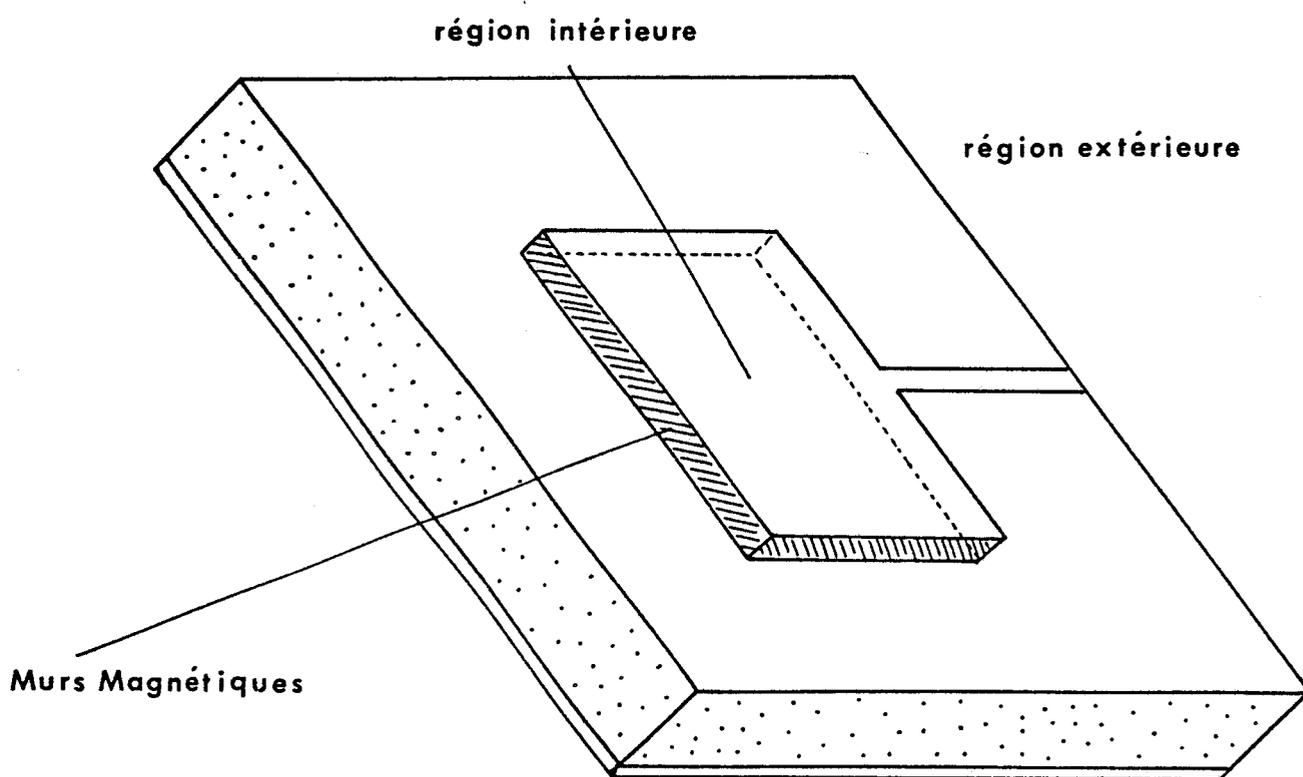


Fig III.12.b : Modele de la cavite

méthode de la cavité [PEN82]

L'antenne est assimilée à une cavité (FIG III.12B) à modes TM_z dont les parois rayonnent. Nous traiterons plus en détail ce modèle par la suite. On peut calculer à partir de ce modèle l'expression du champ rayonné par une telle structure.

Nous avons ainsi élaboré un programme de synthèse "PATDUB", reposant sur la méthode de la ligne de transmission.

Nous avons utilisé les formules de l'article de synthèse de Dubost [DUB87], en y ajoutant l'effet de dispersion en fréquence sur la permittivité relative ϵ_r [KIR82].

Après avoir fixé la fréquence de résonance, et la largeur w (à une valeur égale à $\lambda_0/2$) de notre antenne, on peut calculer :

→ la dimension résonante l (mm) [DUB82] :

Elle est fixée par la condition suivante :

$$l + 2\Delta l = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}} \quad (\text{III.10})$$

où Δl [WEE77] est l'expression de l'élargissement causé par l'épanouissement des lignes de champ des fentes de longueur w : ce terme correctif tient compte des capacités de bout aux extrémités de la ligne de transmission. On peut alors approximer pour ce modèle le terme d'élargissement $2\Delta l$ à h (hauteur du substrat diélectrique).

→ l'impédance d'entrée Z_{IN} (Ω)

Elle est déterminée à partir du calcul des parties réelles et imaginaires de la conductance de chaque fente rayonnante. Les calculs, confirmés par l'expérience [DUB82], donnent pour l'expression de la conductance d'entrée :

$$G_{\text{IN}} = G_0 \frac{2\pi^3}{5} \left[\frac{w}{\lambda_0} \right]^2 + \frac{\pi w}{2h} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)} \left[t_9\delta + \frac{\Delta}{h} \right] \quad (\text{III.11})$$

où Δ est l'épaisseur de peau du ruban métallique de hauteur t et de conductivité σ , soit $\Delta = (\pi \mu_0 \sigma f_0)^{-0.5}$.

: Diagramme de rayonnement théorique
d'une antenne plaquée rectangulaire (Dim(mm):9x15).

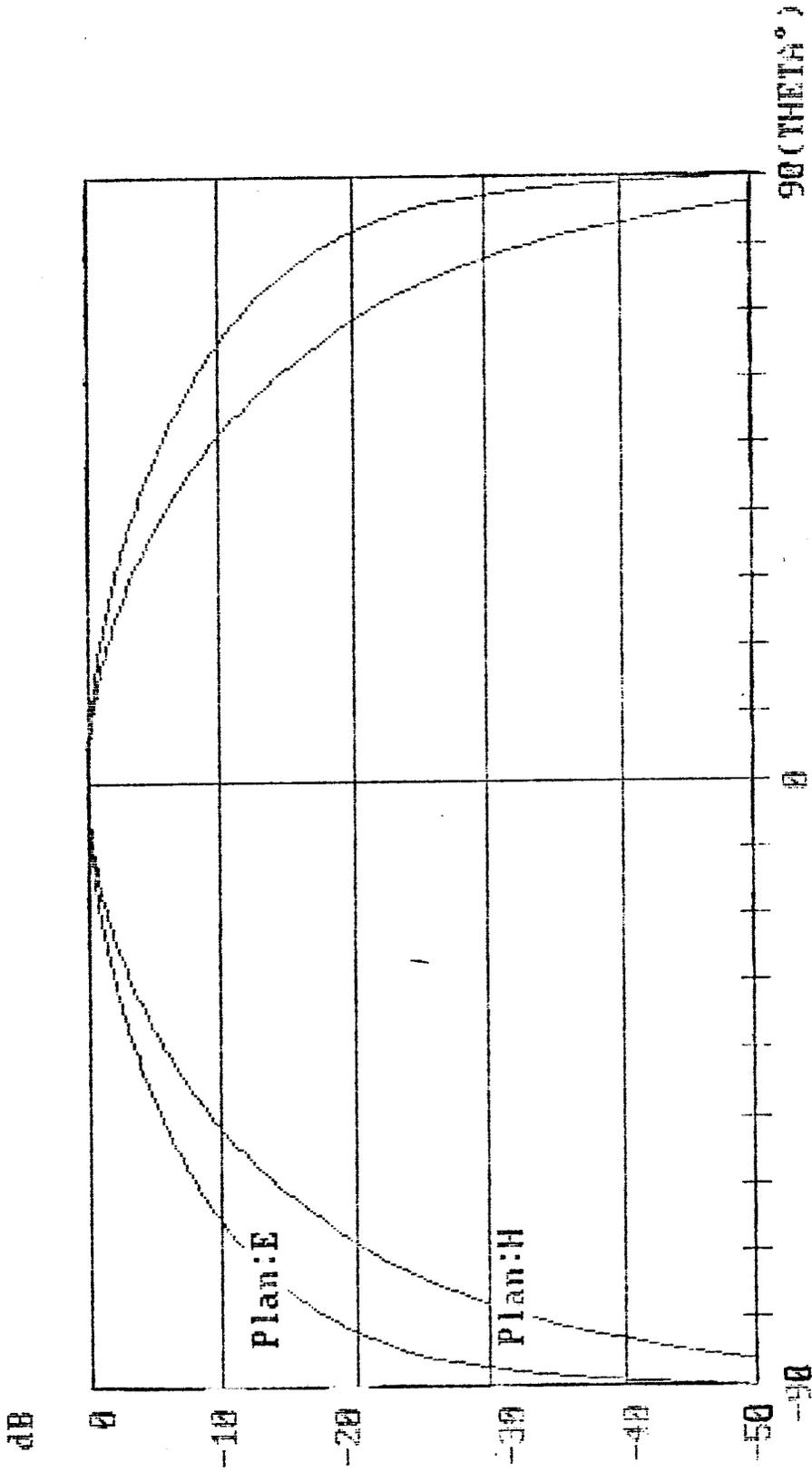


Fig III.13 : Notation Plan E / Plan H

→ la bande passante : BP(%)

Elle est définie autour de f_0 , fréquence de résonance, pour une valeur du T.O.S admissible à l'entrée. La valeur choisie en général par les concepteurs est : T.O.S. ≤ 2 . A partir du bilan énergétique, de l'évaluation des différentes pertes de la structure (par rayonnement, diélectriques, ohmiques), on introduit la notion de coefficient de surtension Q de l'antenne imprimée, et la bande passante est alors calculée :

$$BP = \frac{TOS - 1}{Q \sqrt{TOS}} \times 100 \% \quad (III.12)$$

→ les diagrammes de directivité et les angles d'ouverture associés en PLAN-E et en PLAN-H.

Nous trouverons le tracé de ces diagrammes (fig III.13). Le programme nous permet d'évaluer les ouvertures géométriques, pour la configuration étudiée.

$$PLAN-H : \Delta\theta_{3dB} = 71^\circ \quad (III.13A)$$

$$PLAN-E : \Delta\phi_{3dB} = 106^\circ \quad (III.13B)$$

→ le couplage entre deux éléments : C(dB)

Ce coefficient est défini dans les deux configurations précédentes possibles. L'évaluation de ce facteur permet de définir la distance minimale D acceptable entre deux éléments rayonnants :

$$C_H : \text{couplage PLAN-H} \quad \rightarrow \quad C_H \leq -25 \text{ dB pour } \frac{D}{\lambda_0} \geq 0.5 \quad (III.14A)$$

$$C_E : \text{couplage PLAN-E} \quad \rightarrow \quad C_E \leq -20 \text{ dB pour } \frac{D}{\lambda_0} \geq 0.4 \quad (III.14B)$$

Grandeurs	Frequence resonance	Diagramme plan H	Diagramme plan E	$Z_{in} (\Omega)$
Theoriques	10 GHz	71°	106°	120
Mesurees	9,84 GHz	80°	92°	NON Mesurée

Fig III14 : Tableau recapitulatif

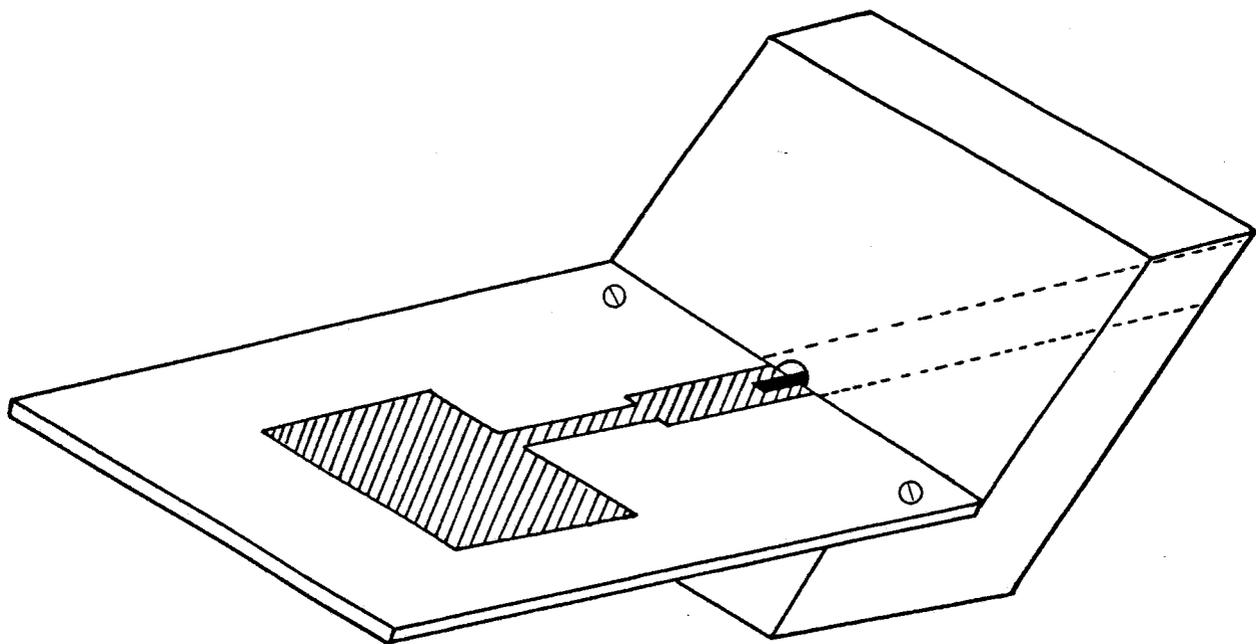


Fig III.15 : Antenne microruban + Support

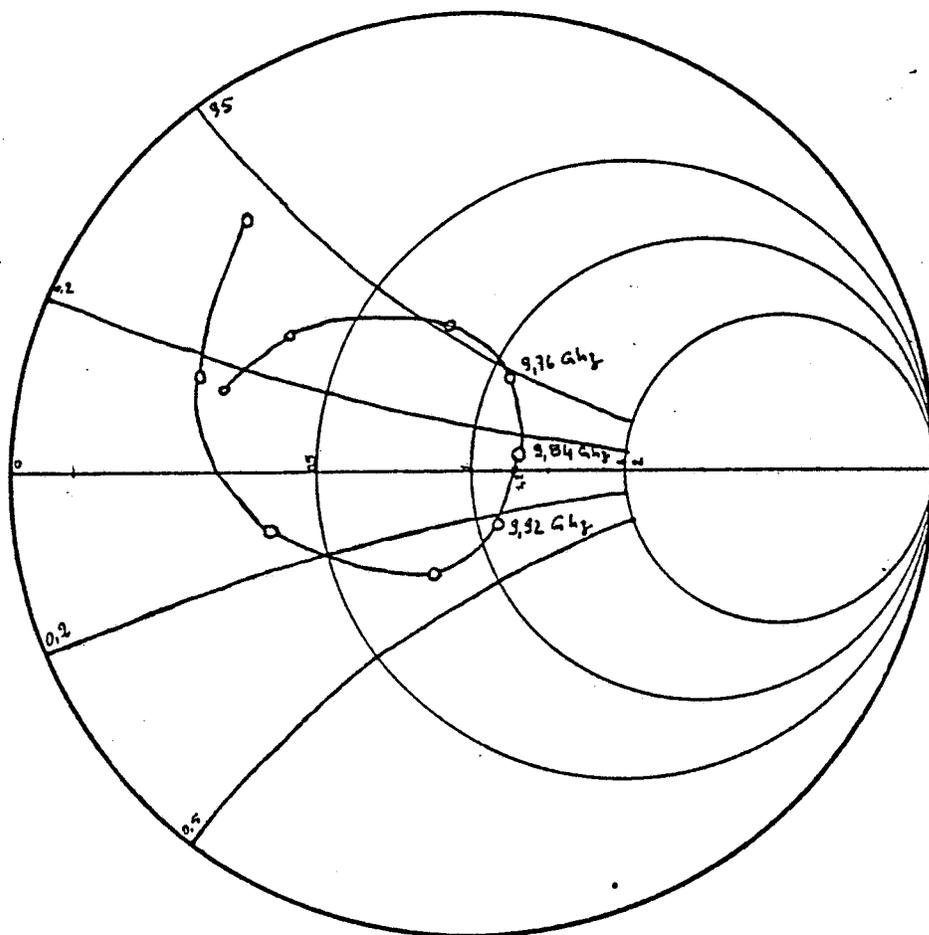
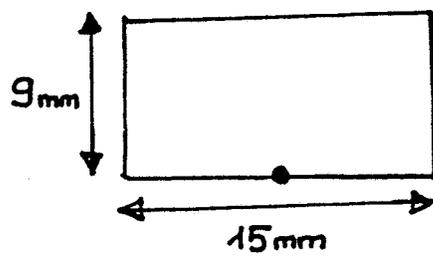


Fig III.16 : T.O.S. mesure

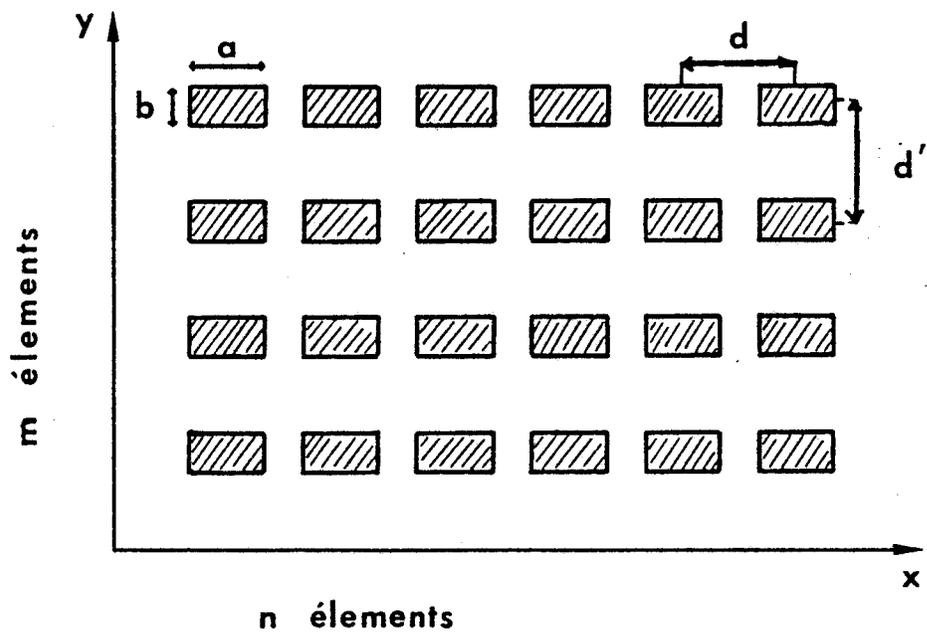


Fig III.17 : Reseau a $m \times n$ elements

Nous avons regroupé toutes ces grandeurs dans le tableau I (fig III.14)

A partir de ces résultats, nous avons réalisé un élément imprimé et son feeder d'alimentation (fig III.15), que nous avons caractérisé. On relève ainsi à l'analyseur de réseau HP8510 son coefficient de réflexion. En reportant ces mesures sur un abaque de Smith (fig III.16), nous obtenons les résultats suivants :

1/ fréquence de résonance mesurée : 9.84 GHz

L'écart par rapport à la fréquence choisie pour notre modèle est de l'ordre de 160 MHz, ce qui représente un écart relatif de l'ordre de 2% . Ainsi l'accord théorie expérience est relativement bon en ce qui concerne la détermination de la dimension résonante 1.

2/ bande passante pour une valeur du T.O.S ≤ 2 : 3%

La relative sélectivité de notre antenne semble liée à la mauvaise adaptation de notre élément imprimé ainsi qu'aux pertes engendrées par la transition ligne- coaxial (fig III.15)

Après avoir défini et calculé la structure rayonnante élémentaire, la réalisation du réseau mesuré sera décrite dans le paragraphe suivant.

III.1.6.3 ANTENNE RESEAU PLAQUÉE

III.1.6.3.1 CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT

Le rayonnement d'une antenne rectangulaire imprimée est peu directif. Aussi pour augmenter la directivité, on crée dans une zone privilégiée, des interférences constructives entre les champs rayonnés provenant de différentes sources élémentaires [SAF86]. On considère alors un arrangement bidimensionnel d'antennes rectangulaires (fig III.17).

Soit n le nombre de sources, supposées ponctuelles, suivant Ox espacées de d et déphasées de Ψ mais équialimentées.

Soit m le nombre de sources ponctuelles alignées suivant Oy , espacées de d' et déphasées de Ψ' .

L'amplitude du champ électromagnétique à grande distance, au point $M(\theta, \phi)$ s'écrit donc :

$$|E(\theta, \phi)| = E_e \frac{\sin\left(\frac{n\alpha}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \frac{\sin\left(\frac{m\alpha'}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\alpha'}{2}\right)} \quad (\text{III.15})$$

où

→ E_e : l'amplitude du champ rayonné par une antenne plaquée rectangulaire.

→ α : différence de phase entre les champs rayonnés en M de deux sources adjacentes en Ox, [BAD84] soit :

$$\alpha = \left[\frac{2\pi d}{\lambda_0} \cos \phi \sin \theta \right] - \Psi \quad (\text{III.16})$$

→ α' : différence de phase entre les champs rayonné en M de deux sources adjacentes en Oy, soit :

$$\alpha' = \left[\frac{2\pi d'}{\lambda_0} \sin \phi \sin \theta \right] - \Psi' \quad (\text{III.17})$$

On projette cette équation dans les deux plans principaux de rayonnement pour obtenir l'expression du champ rayonné total dans chacun de ces plans.

Cette mise en équation constitue une première approche dans la conception d'un réseau d'antennes plaquées. Cependant certaines hypothèses de départ sont hasardeuses :

l'expression (III.15) n'est valable que pour les réseaux possédant un grand nombre d'éléments.

le calcul du champ rayonné n'est valable que dans le cadre de l'approximation champ lointain : vis à vis de la position du point d'observation M, une source doit apparaître comme ponctuelle, ce qui n'est pas toujours vérifié dans notre application.

Fig III.17 : Diagramme de rayonnement theorique PLAN-H

Antenne a 16 patches
Plan d'observation : H
Distance d'observation : 10.0 m
Increment sur l'angle 1.0°

Angle du maximum : -0.0°
Angle du lobe secondaire : -19.0°
Angle d'ouverture a 3dB : 12.0°
Lobe principal / lobe secondaire : 4.16

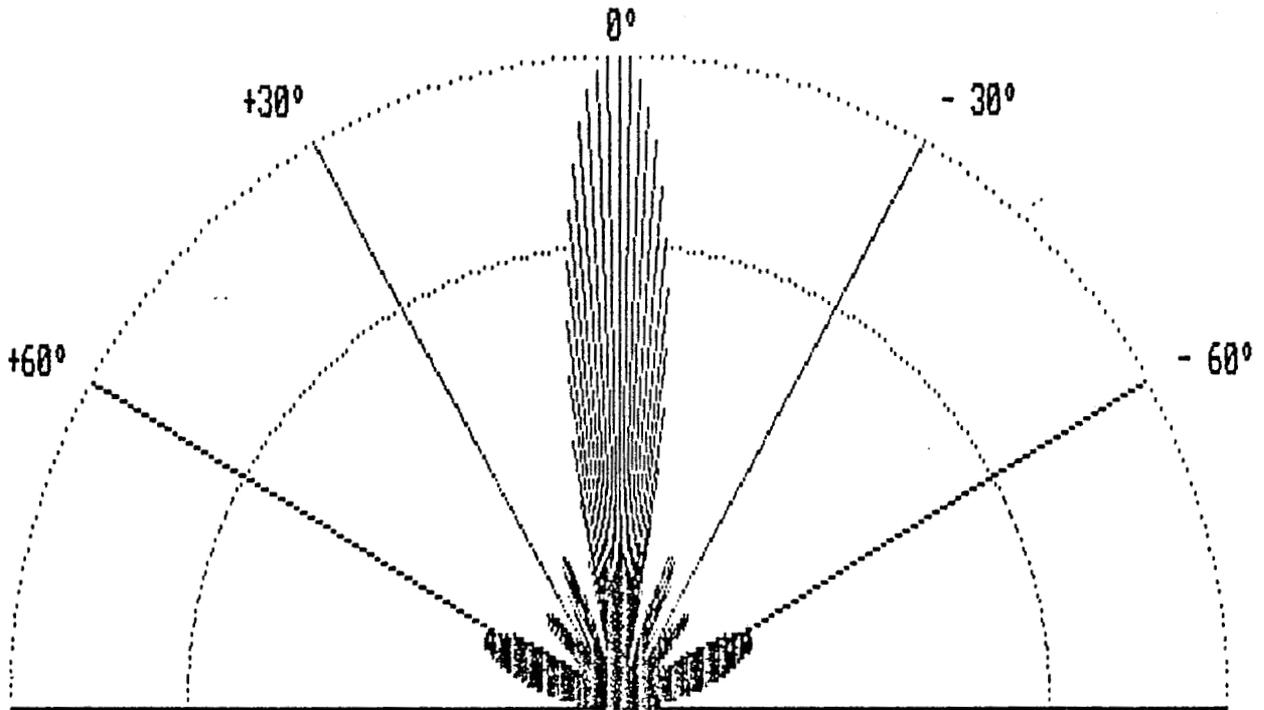
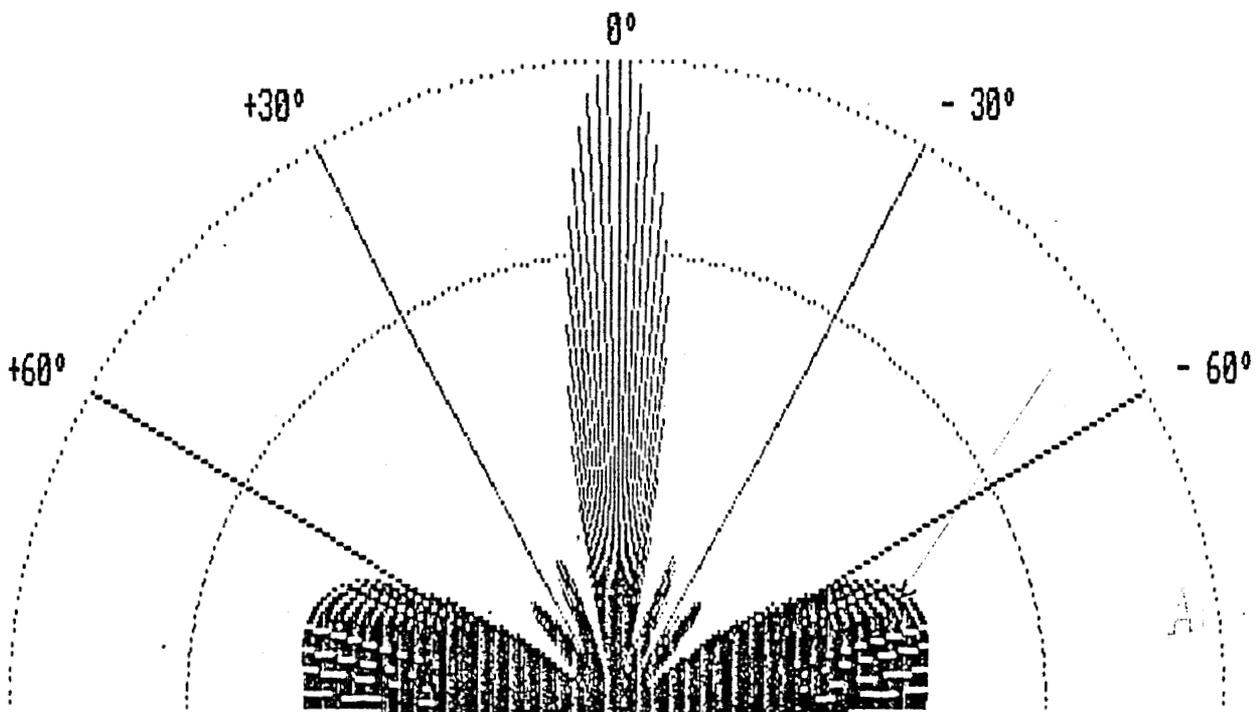


Fig III.18 : Diagramme de rayonnement theorique PLAN-E

Antenne a 16 patches
Plan d'observation : E
Distance d'observation : 10.0 m
Increment sur l'angle 1.0°

Angle du maximum : -0.0°
Angle du lobe secondaire : -73.0°
Angle d'ouverture a 3dB : 12.0°
Lobe principal / lobe secondaire : 1.90



III.1.6.3.2 CARACTERISTIQUES DU RESEAU

Une étude récente [KOUS7] a montré que pour chacun des plans, lorsqu'on augmente la distance intersource d (resp d') de 5mm à 25 mm, on remarque :

- réduction de l'angle d'ouverture de 16° à 8°
- augmentation du nombre de lobes secondaires
- augmentation du rapport lobe secondaire dominant sur lobe principal.

Compte tenu des résultats de cette étude, nous avons choisi d'obtenir un compromis respectable entre l'ouverture du lobe principal la plus étroite possible et le niveau de lobes secondaire le plus faible possible.

Pour la réalisation présentée :

chaque source est une antenne rectangulaire imprimée, nous rappelons ici les dimensions :

largeur du patch : 15 mm

longueur de résonance à 10 GHz : 9.2 mm

PLAN-H : alignement suivant Ox

- nombre de sources : 4
- distance intersource : 22 mm
- le diagramme de rayonnement est présenté (fig III.17), les principaux paramètres sont :

$$\rightarrow \Delta\theta_{3dB} = 12^\circ$$

→ position angulaire du lobe secondaire dominant : 60°

$$\rightarrow L_s/L_p \cong -13 \text{ dB}$$

largeur du lobe secondaire dominant : 4°

PLAN-E : alignement suivant Oy

- nombre de sources : 4
- distance intersource : 16 mm
- le diagramme de rayonnement est présenté (fig III.18), les principaux paramètres sont :

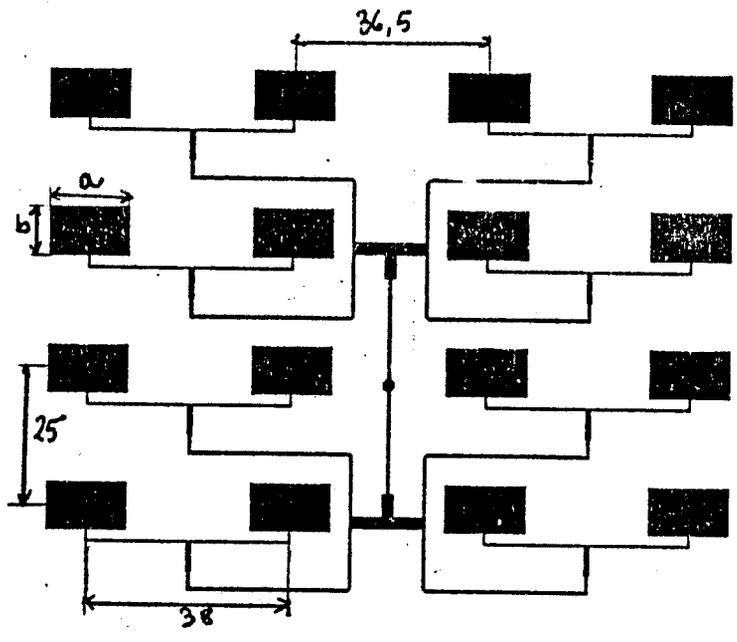
$$\rightarrow \Delta\theta_{3dB} = 12^\circ$$

→ position angulaire du lobe secondaire dominant : 70°

$$\rightarrow L_s/L_p \cong -10 \text{ dB (difficile à évaluer ici)}$$

largeur du lobe secondaire dominant : 6°

Antenne reseau



Caracteristiques:

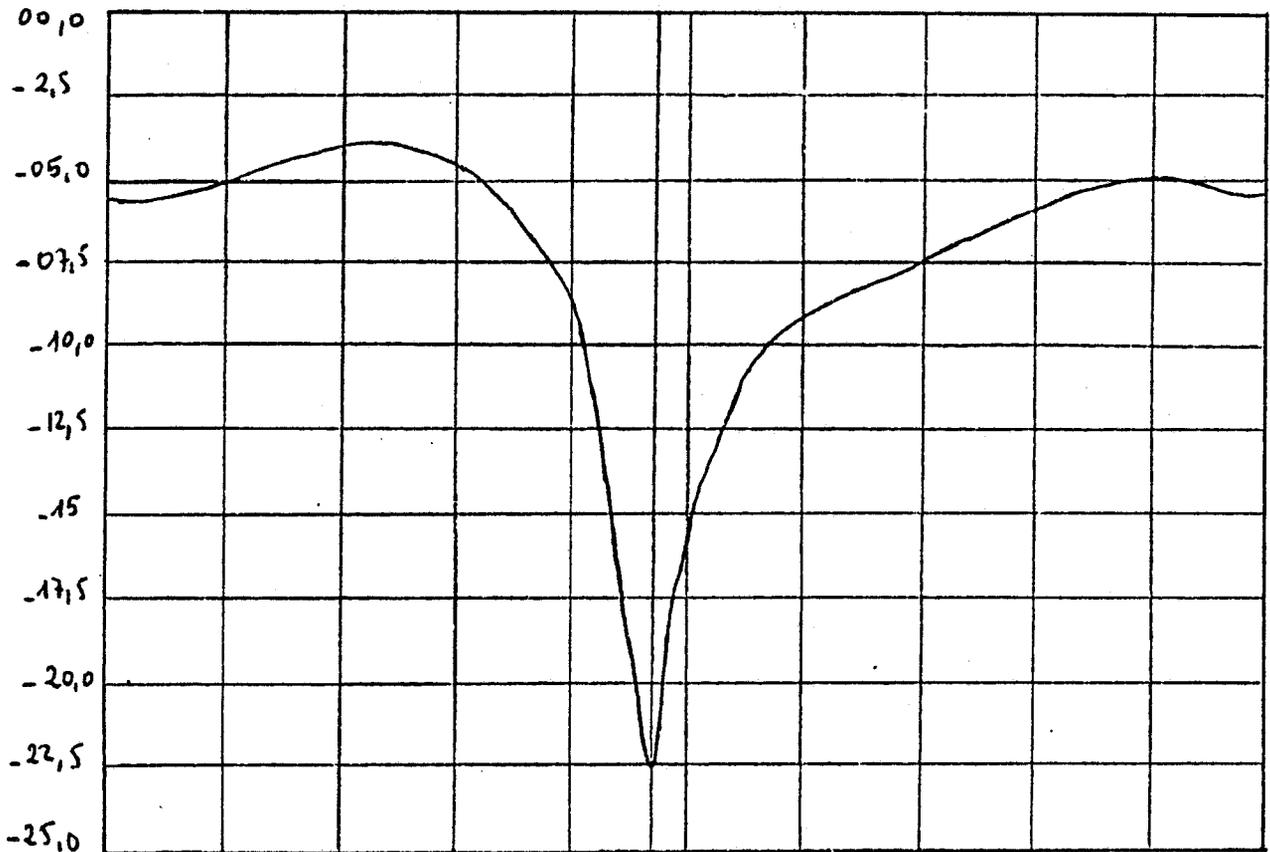
$\epsilon_r = 2,33$ $h = 0,73 \text{ mm}$ $t/h = 0,0443$

Dimensions d'un élément: $\begin{cases} a = 15 \text{ mm} \\ b = 38 \text{ mm} \end{cases}$

Fig III.19 : Masque de l'antenne reseau

Gain dB

$S_{11}(9,94 \text{ GHz}) = -22,53 \text{ dB}$



9 GHz

11 GHz

Fig III.20 : T.O.S. mesure

Fig III.21.b : Diagramme mesure plan H

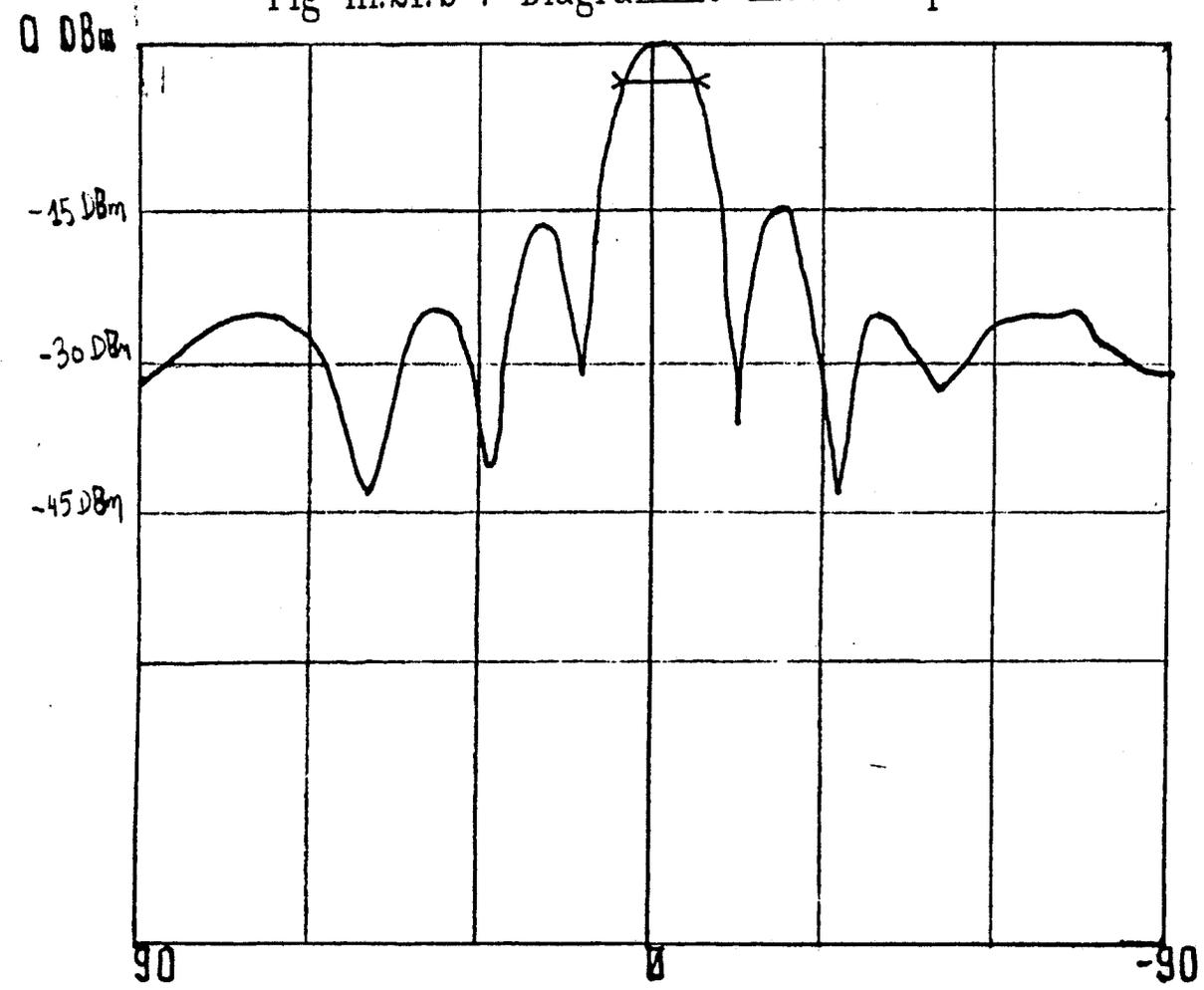
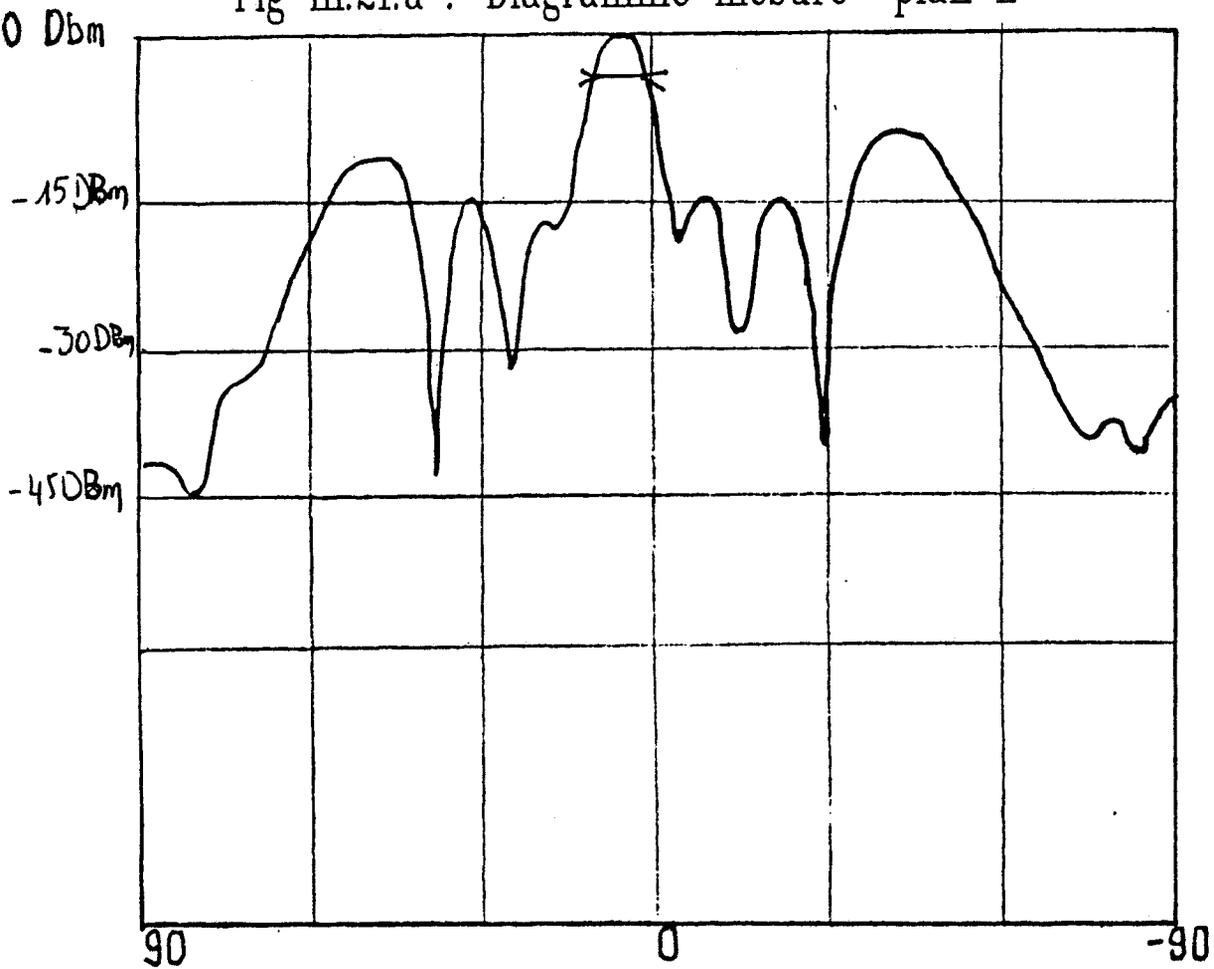


Fig III.21.a : Diagramme mesure plan E



III.1.6.3.3 REALISATION ET MESURES

Nous présentons le masque (à l'échelle 1) de ce réseau (fig III.19). La gravure de ce circuit effectué, nous avons alimenté ce réseau par un mini coaxial (connecteur SMA Radiall R125630). Nous avons alors procédé à la mesure de ses caractéristiques principales :

→ mesure du T.O.S. d'entrée (fig III.20)

à 9.94 GHz on relève une valeur de $|S_{11}| \cong -23$ dB

une bande passante relative pour un T.O.S. $\leq 2 = 2$ %

→ diagramme de rayonnement en PLAN-H (fig III.21A)

$\Delta\theta_{3dB} = 12^\circ$

$L_s/L_p = -15$ dB

position angulaire du lobes secondaire dominant : $\theta_s^{\max} = 20^\circ$

largeur du lobe secondaire dominant : $\Delta\theta_{\text{sec}} = 2^\circ$

nombre de lobes secondaires : 4

→ diagramme de rayonnement en PLAN-E (fig III.21B)

$\Delta\theta_{3dB} = 10^\circ$

$L_s/L_p = -10$ dB

position angulaire du lobes secondaire dominant : $\theta_s^{\max} = 45^\circ$

largeur du lobe secondaire dominant : $\Delta\theta_{\text{sec}} = 6^\circ$

nombre de lobes secondaires : 6

Nous avons décrit les différentes antennes utilisées lors de cette phase des essais. Nous allons passer à la description de essais sur site.

III.2 ESSAIS SUR SITE : PHASE DE DEFINITION DU PROTOTYPE

III.2.1 DESCRIPTION DU MATERIEL UTILISE [VIN87]

Afin d'évaluer expérimentalement les résultats obtenus par la simulation, un banc de mesure sur site S.N.C.F. a été réalisé par le L.R.P.E.

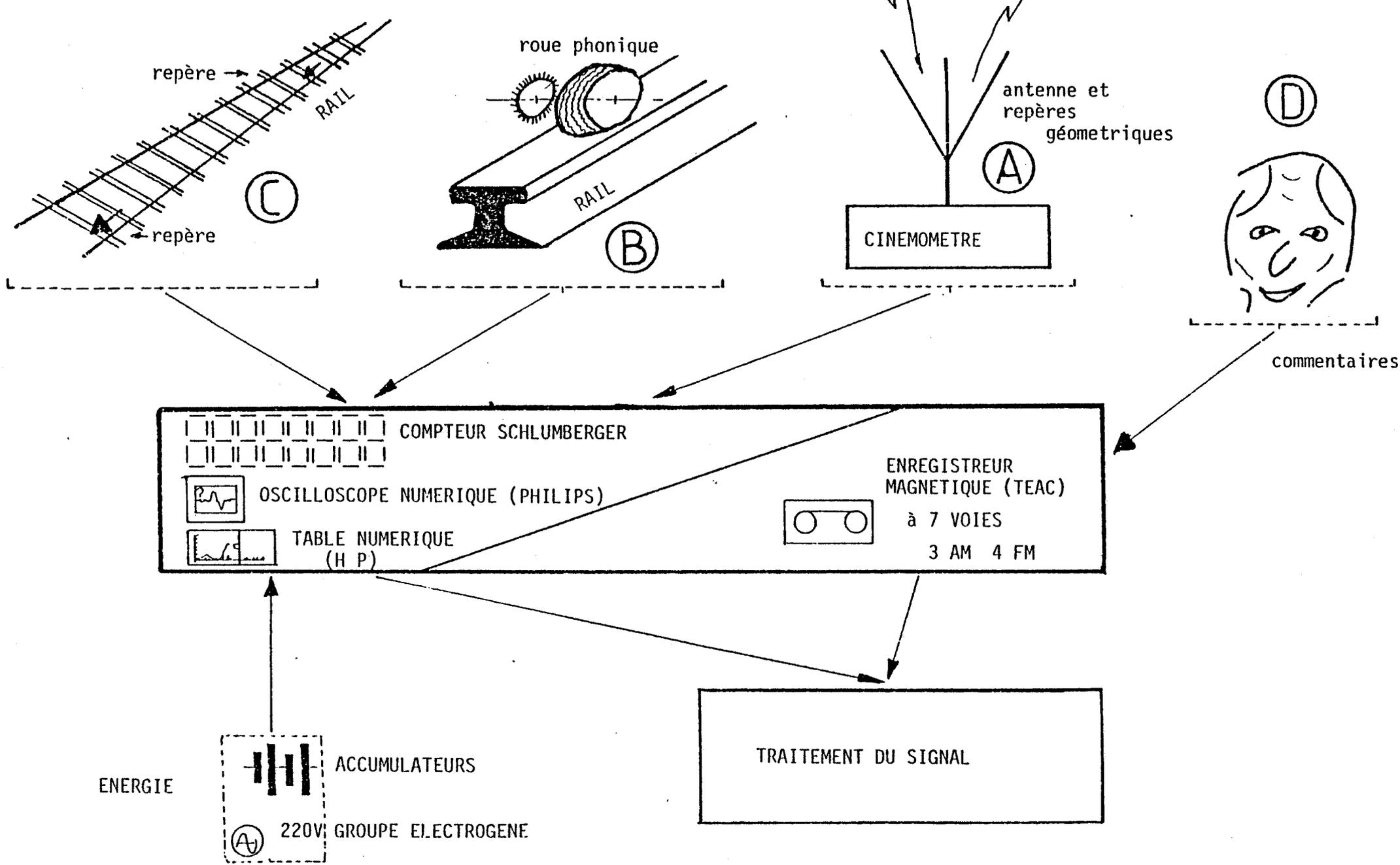


Fig III.22 : Synoptique du banc de mesure

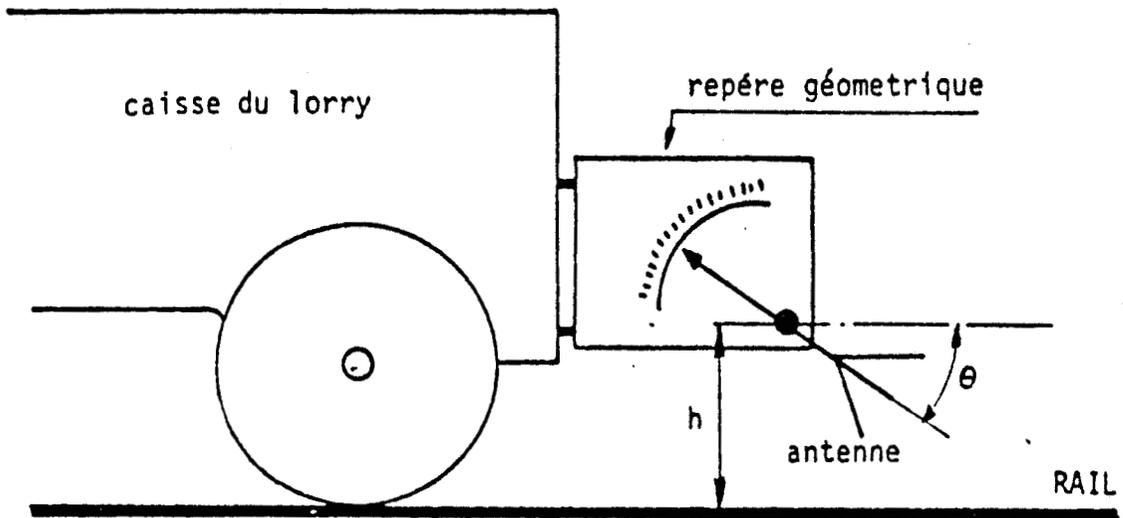


Fig III.23 : Repere geometrique

Ce banc permet :

- d'enregistrer le signal Doppler pour différentes configurations
- d'enregistrer des signaux de référence délivrés par une roue phonique, indispensable pour la mesure de déplacement ainsi que les points précis repérés sur la voie.
- d'enregistrer les conditions expérimentales, en vue du dépouillement en laboratoire.

Nous présentons, grâce à l'aimable collaboration de Monsieur C. SEMET, une description de ce banc de mesures (fig III.22).

Nous nous intéresserons plus particulièrement au repère géométrique (fig III.23) du radar (antenne + tête émission réception), fixé sur le véhicule mis à notre disposition, en l'occurrence un Lorry (petit véhicule de service poussé à la main).

On peut régler sur ce repère deux paramètres importants :

angle d'orientation du faisceau : cet angle est modifiable par pas de 1° de 0° à 90° avec une résolution de 30 minutes d'arc.

hauteur du point d'émission de l'antenne par rapport au sol : cette hauteur est prise par rapport au sommet de la tête du rail. Elle peut être réglée de 20 à 60 cm par pas de 4 cm.

Les signaux de références - tops de départ et d'arrivée - , le signal de roue phonique, le signal Doppler amplifié sont tous enregistrés sur un magnétophone à bandes (7 voies).

III.2.2 ESSAIS DE CARACTERISATION D'AERIENS [VIN87]

III.2.2.1 CONDITIONS EXPERIMENTALES

Chaque antenne a été caractérisée en employant différentes configurations géométriques. Les mesures sont effectuées en faisant varier la hauteur de positionnement h indépendamment de l'angle de visée θ .

Ainsi pour trois valeurs possibles de h , on fait varier θ (angle d'inclinaison repéré par rapport à l'horizontale):

les valeurs de h choisies :

- $h = 30$ cm
- $h = 38$ cm
- $h = 60$ cm

pour chaque valeur de h on fait varier :

- $\theta = 45^\circ$
- $\theta = 35^\circ$
- $\theta = 25^\circ$
- $\theta = 15^\circ$

Lors de cette phase le matériel hyperfréquence utilisé est la maquette dite de laboratoire, soit :

- un générateur hyperfréquence Marconi
- un circulateur bande X Channel Microwave
- un détecteur Narda

Les résultats peuvent être présentés sous forme de spectres (fonction de répartition) obtenus par le traitement informatique, élaboré par le L.R.P.E. ou sous forme de tableaux regroupant les différentes valeurs moyennes et écarts types relatifs à chaque essai. Pour ces résultats, on peut signaler que l'on procède à chaque essai à l'acquisition de 1024 périodes du signal Doppler.

III.2.2.3 RESULTATS STATISTIQUES

Nous présentons pour chaque essai les écarts types relatifs. Nous nous intéressons uniquement aux valeurs corrigées résultant de la prise en compte du concept de fenêtre temporelle. Ces valeurs nous permettront de comparer les antennes entre elles.

ANTENNE PARABOLIQUE

ANGLE / verticale	HAUTEUR	30 cm	38 cm	60 cm
75°	aller	10.7	13	55.2
	retour	20.1	17.9	18.9
65°	aller	13.4	13.5	43.5
	retour	10.7	7	35.8
55°	aller	8.1	11.4	10.9
	retour	12.9	6.4	12.9
45°	aller	9.3	10.6	9.3
	retour	12.8	8	10.4

ECART TYPE BRUT (%)

ANGLE / verticale	HAUTEUR	30 cm	38 cm	60 cm
75°	aller	3.3	4.2	4.3
	retour	4.1	4.7	4.6
65°	aller	4.1	4	4
	retour	3.6	3.4	4.4
55°	aller	4.8	4.8	4.6
	retour	4.3	4.4	4.6
45°	aller	5.5	6	5.8
	retour	6	5.8	5.9

ECART TYPE CORRIGE EN (%)

Fig III.24 : Antenne parabolique

CORNET PYRAMIDAL PLAN- H

ANGLE / verticale	HAUTEUR	30 cm	38 cm	60 cm
75°	aller retour	27.3 27.9	41.2 49.3	NON CALCULE NON CALCULE
65°	aller retour	21.3 21.8	22.4 24.8	17.6 17.3
55°	aller retour	19.6 21.4	21.1 24.7	21 18.4
45°	aller retour	22.2 23.3	22.2 22	22.1 21.2

ECART TYPE BRUT (%)

ANGLE / verticale	HAUTEUR	30 cm	38 cm	60 cm
75°	aller retour	9.8 9.5	9.9 9.5	NON CALCULE NON CALCULE
65°	aller retour	9.3 9	9.5 8.8	9.2 9.3
55°	aller retour	9.6 10.3	9.6 9.5	9.8 9.7
45°	aller retour	10.7 10.5	10.4 10.6	10.5 10

ECART TYPE CORRIGE (%)

Fig III.25 : Antenne cornet

Fig III.26 ANTENNE RESEAU A 16 ELEMENTS IMPRIMES

ANGLE / verticale	HAUTEUR	30 cm	38 cm	60 cm
75°	aller	36.4	25.4	32.4
	retour	34.1	33.8	33.3
65°	aller	23.9	23.8	18.4
	retour	23.2	23.2	24.5
55°	aller	23.5	21	16.9
	retour	25.1	18.5	21.3
45°	aller	27.2	22.8	19.4
	retour	28.6	23.3	20.1

ECART TYPE BRUT (%)

ANGLE / verticale	HAUTEUR	30 cm	38 cm	60 cm
75°	aller	7.9	8.8	11.3
	retour	8.3	9.5	9.1
65°	aller	8.4	8.3	9
	retour	8.4	8.6	8.2
55°	aller	9.3	8.6	8.6
	retour	9.7	9.1	8.6
45°	aller	10.5	9.8	9.5
	retour	10.8	9.6	9.4

ECART TYPE CORRIGE EN (%)

Nous présentons les résultats sous forme de tableau :

→ le tableau II (fig III.24) regroupe les résultats pour l'antenne parabolique.

→ le tableau III (fig III.25) regroupe les résultats pour l'antenne cornet.

→ le tableau IV (fig III.26) regroupe les résultats pour l'antenne réseau plaquée.

A la lumière de ces résultats, on peut établir un classement de ces aériens en termes d'efficacité et de qualité du signal Doppler :

- 1 : l'antenne parabolique
- 2 : l'antenne réseau plaquée
- 3 : le cornet pyramidal

Ces résultats confirment ainsi le choix d'une antenne de faible ouverture géométrique et de gain élevé. Notre antenne plaquée, quoique perfectible (influence non négligeable des lobes secondaires), représente une alternative acceptable à la parabole, compte tenu de son encombrement réduit et de sa planéité.

L'effet de l'angle d'inclinaison est aussi très significatif. Les écarts types, corrigés ou non, diminuent sensiblement au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'incidence rasante et ceci se vérifie pour les trois antennes testées.

Quant à l'effet de la hauteur, on ne peut déceler aucune amélioration tangible sur les valeurs présentées. On peut cependant éliminer la hauteur la plus importante $h = 60$ cm, puisque les écarts types corrigés se sont sensiblement dégradés pour la parabole.

Il est à noter que ces résultats confirment particulièrement les simulations numériques, décrites dans le chapitre II. En particulier pour l'antenne réseau plaquée, on a pu observer :

- le nombre de périodes ratées (hors fenêtre 25%) diminue lorsque l'angle d'inclinaison diminue (cf TABLEAU fig II.13)

- l'écart type moyen non corrigé diminue quand l'angle d'inclinaison diminue.

Lors de cette étude, nous avons pu aussi noter l'influence néfaste des lobes secondaires sur la qualité des résultats. En utilisant une antenne réseau plaquée dont le rapport L_S/L_P était particulièrement défavorable, nous obtenons des résultats bien en deça des performances atteintes par le cornet.

III.2.3 PREMIERS ESSAIS DE MESURE DE DISTANCE PARCOURUE [BAUB8]

III.2.3.1 CONDITIONS EXPERIMENTALES

Pour affiner les résultats précédents, nous avons procédé à des essais complémentaires. Nous avons effectué des mesures de distances entre deux repères optiques séparés d'une distance de 25 m.

Notre système Doppler complet (tête hyper miniature fixée sur le repère géométrique + traitement de signal) était embarqué à bord du lorry.

Les deux antennes utilisées, en l'occurrence la parabole et l'antenne réseau plaquée, étaient dans la configuration optimale déterminée au préalable :

- Parabole : $\theta = 25^\circ$ et $H = 38$ cm
- Antenne Réseau plaquée : $\theta = 25^\circ$ et $H = 30$ cm

Nous avons procédé à cinq allers et retours par antenne. Les signaux Doppler, enregistrés sur bande magnétique, ont été dépouillés en laboratoire où l'on relu 9 fois chaque enregistrement pour s'assurer de la répétabilité du logiciel de traitement de signal.

III.2.3.2 TABLEAUX DE RESULTATS

Les résultats obtenus sont regroupés dans :

- Tableau V (fig III.27) pour la parabole
- Tableau VI (fig III.28) pour l'antenne réseau plaquée.

Fig III.27 : Tableau de resultats obtenus avec l'antenne parabolique

PASS	ALLER1	RETOUR1	ALLER2	RETOUR2	ALLER3	RETOUR3	ALLER4	RETOUR4	ALLER5	RETOURS	* MOY	MAX	MIN	ETR(o/o)
1	23.673	23.546	23.566	23.588	23.597	23.590	23.593	23.692	23.698	23.702	* 23.624	23.702	23.546	0.2401
2	23.650	23.530	23.540	23.574	23.622	23.588	23.609	23.689	23.697	23.696	* 23.619	23.697	23.530	0.2509
3	23.627	23.527	23.563	23.589	23.598	23.605	23.610	23.692	23.694	23.694	* 23.620	23.694	23.527	0.2313
4	23.667	23.527	23.564	23.592	23.608	23.598	23.598	23.699	23.708	23.717	* 23.628	23.717	23.527	0.2632
5	23.685	23.533	23.544	23.587	23.615	23.601	23.592	23.690	23.709	23.686	* 23.624	23.709	23.533	0.2569
6	23.674	23.529	23.557	23.591	23.598	23.597	23.613	23.696	23.710	23.686	* 23.625	23.710	23.529	0.2506
7	23.677	23.529	23.570	23.585	23.596	23.601	23.608	23.696	23.706	23.699	* 23.627	23.706	23.529	0.2515
8	23.673	23.546	23.567	23.601	23.602	23.590	23.599	23.693	23.708	23.684	* 23.626	23.708	23.546	0.2314
9	23.663	23.533	23.561	23.590	23.601	23.591	23.605	23.691	23.695	23.696	* 23.623	23.696	23.533	0.2380
10	23.667	23.540	23.563	23.585	23.594	23.589	23.596	23.690	23.702	23.700	* 23.623	23.702	23.540	0.2441
MOY	23.666	23.534	23.559	23.588	23.603	23.595	23.602	23.693	23.703	23.696	* 23.624: moy T			0.2458
MAX	23.685	23.546	23.570	23.601	23.622	23.605	23.613	23.699	23.710	23.717				
MIN	23.627	23.527	23.540	23.574	23.594	23.588	23.592	23.689	23.694	23.684				
ETR%	0.0659	0.0297	0.0399	0.0273	0.0367	0.0246	0.0300	0.0129	0.0250	0.0389				<u>ETR(1km) : 0.038%</u>

Fig III.28 : Tableau de resultats avec l'antenne reseau imprimee

PASS	ALLER1	RETOUR1	ALLER2	RETOUR2	ALLER3	RETOUR3	ALLER4	RETOUR4	ALLER5	RETOURS	* MOY	MAX	MIN	ETR(o/o)
1	23.742	23.725	23.765	23.724	23.819	23.604	23.666	23.683	23.654	23.722	* 23.710	23.819	23.604	0.2442
2	23.692	23.711	23.793	23.741	23.794	23.708	23.692	23.663	23.615	23.743	* 23.715	23.794	23.615	0.2216
3	23.736	23.707	23.800	23.742	23.789	23.696	23.637	23.664	23.589	23.757	* 23.712	23.800	23.589	0.2684
4	23.675	23.728	23.760	23.734	23.823	23.665	23.707	23.680	23.634	23.738	* 23.714	23.823	23.634	0.2179
5	23.725	23.707	23.798	23.793	23.766	23.698	23.651	23.690	23.624	23.747	* 23.720	23.798	23.624	0.2302
6	23.727	23.702	23.764	23.726	23.787	23.707	23.676	23.692	23.610	23.731	* 23.712	23.787	23.610	0.1948
7	23.752	23.733	23.817	23.743	23.793	23.645	23.676	23.692	23.592	23.716	* 23.716	23.817	23.592	0.2701
8	23.711	23.720	23.776	23.741	23.838	23.711	23.619	23.689	23.663	23.773	* 23.724	23.838	23.619	0.2484
9	23.738	23.732	23.782	23.758	23.780	23.672	23.613	23.668	23.610	23.756	* 23.711	23.782	23.610	0.2613
10	23.729	23.707	23.772	23.743	23.830	23.713	23.687	23.665	23.609	23.745	* 23.720	23.830	23.609	0.2410
MOY	23.723	23.717	23.793	23.745	23.802	23.682	23.662	23.679	23.620	23.743	* 23.715: moy T			0.2405
MAX	23.752	23.733	23.817	23.793	23.838	23.713	23.707	23.692	23.663	23.773				
MIN	23.675	23.702	23.760	23.724	23.766	23.604	23.613	23.663	23.589	23.716				
ETR	0.0948	0.0469	0.0747	0.0781	0.0951	0.1426	0.1264	0.0495	0.0975	0.0682				<u>ETR(1km) : 0.037%</u>

L.R.P.E.

C.H.S.

Ces tableaux sont à deux entrées :

→ suivant les lignes : nous comparons la distance parcourue déterminée à partir de l'acquisition du signal Doppler entre les deux repères.

→ suivant les colonnes : pour chaque parcours enregistré le traitement est réitéré 9 fois.

Par l'exploitation des tableaux on peut accéder aux grandeurs suivantes:

- valeurs moyennes des différentes mesures
- valeurs maximales et minimales relatives à ces mesures
- écart type moyen (exprimé en %) sur la mesure de distance
- la valeur moyenne sur les 10 trajets, de l'écart type moyen est extrapolée à la mesure d'une distance de 1 Km. Ce calcul est effectué à partir de la formule suivante :

$$ETR(1000 \text{ m}) = ETR(D_{eff}) \sqrt{\frac{D_{eff}}{1000}} \quad (III.18)$$

où D_{eff} : est la distance moyenne effectivement parcourue entre les deux repères soit 23.625 m.

III.2.3.3 CONCLUSION

L'écart type, relatif à la mesure de distance est de l'ordre 0.25 % , pour les deux antennes.

Pour l'antenne réseau plaquée on retrouve des résultats cohérents avec la valeur de l'écart type sur une période du signal Doppler, précédemment trouvée (TABLEAU IV fig III.26). Un tel écart type correspondrait à une erreur moyenne de 6 cm sur une mesure de 23.624 m.

On trouve des résultats identiques pour la parabole. Il aurait été alors souhaitable de travailler sur une fenêtre temporelle réduite à 12.5 % L'écart type moyen trouvé correspondrait alors à une erreur moyenne d'environ 3 cm sur la même distance.

ESSAIS CLIMATIQUES : ANTENNE PARABOLIQUE

ANGLE / verticale	HAUTEUR	30 cm	38 cm	60 cm
65°	aller	15.1	NON MESURE	7.6
	retour	14.4	NON MESURE	12.0
55°	aller	13.0	NON MESURE	24.5
	retour	11.7	NON MESURE	6.8
45°	aller	12.2	NON MESURE	17.9
	retour	11.0	NON MESURE	17.8
35°	aller	9.3	NON MESURE	15.6
	retour	11.2	NON MESURE	12.8

ECART TYPE BRUT (%)

ANGLE / verticale	HAUTEUR	30 cm	38 cm	60 cm
65°	aller	3.8	NON MESURE	4.7
	retour	4.4	NON MESURE	4.6
55°	aller	4.5	NON MESURE	4.7
	retour	4.8	NON MESURE	4.9
45°	aller	5.9	NON MESURE	5.7
	retour	6.7	NON MESURE	6.0
35°	aller	6.7	NON MESURE	7.3
	retour	6.9	NON MESURE	7.4

ECART TYPE CORRIGE EN (%)

Les valeurs extrapolées des écarts types relatifs à la mesure d'une distance de 1000 m concordent avec la valeur spécifiée dans le cahier des charges.

Ces résultats encourageants viennent confirmer le choix effectué à partir de la simulation numérique. Il faut cependant améliorer les caractéristiques de rayonnement de nos aériens afin d'améliorer la qualité du signal Doppler.

III.2.4 ESSAIS CLIMATIQUES [BOC88]

En collaboration avec le L.R.P.E. nous avons eu l'opportunité d'organiser des essais sur voie enneigée à Pontarlier. Les essais se sont déroulés de la même manière que précédemment.

Le cinémomètre, constitué par la maquette laboratoire et l'antenne parabolique fixée sur son repère géométrique, était embarqué à bord du lorry.

La voie S.N.C.F. était recouverte d'une épaisseur de neige gelée de l'ordre de 10 cm, découvrant néanmoins le pignon du rail.

Nous avons procédé de façon identique, pour 3 valeurs de h et 4 valeurs de θ ; pour chaque essai l'acquisition de 1024 périodes du signal Doppler a été effectuée.

Les résultats obtenus sont similaires à ceux obtenus lors des essais précédents. Nous les avons regroupé dans le Tableau VII (fig III.29).

D'après ces résultats, il s'avère que la neige sèche ne perturbe en rien la qualité du signal Doppler. Des essais sur neige fondante devraient être programmés, les résultats seront certainement moins bons [BOC88].

III.3 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons montré que le prototype, dont les caractéristiques ont été définies à partir de la simulation numérique du chapitre II, constituait une première réponse au cahier des charges imposé.

Les résultats obtenus au cours des essais sont encourageants. L'objectif de précision fixé peut être parfaitement atteint sous réserve du contrôle de l'amplitude relative des lobes secondaires. Nous nous attacherons dans le chapitre suivant à étudier les différentes méthodes de contrôle de ces lobes indésirables.

Sensibilisés lors des campagnes de mesures sur lorry par les phénomènes de débattement de caisse, nous examinerons la possibilité d'éliminer ce phénomène soit par filtrage numérique, soit par un système Janus.

Quant aux conditions de fonctionnement du cinémomètre, dans des conditions climatiques sévères, il apparaît que la neige ou la glace [BOCES] ne perturbe en rien la qualité du signal Doppler obtenu par rétrodiffusion.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III

- [AKH75] : AKHTARZAD, ROWBOTHAM S. and al
" The Design of Coupled Microstrip Lines"
I.E.E.E. Trans on M.T.T., Vol MTT-23, n° 6, pp 486-492,
(juin 1975)

- [ASS62] : ASSADAURIAN F et RIMAI E.
"Simplified Theory of Microstrip Transmission System"
Proceeding of the I.R.E. VOL 40, n°12, pp 1651-1657, (1952)

- [BAD84] : BADOUAL R.
"Les Microondes " TOME II 1984

- [BAU88] : BAUDET J.
Rapport de contrat S.N.C.F. Phase A V 1988

- [BIG87] : BIGOT , SUTTER O
" Etude d'un logiciel d'analyse et de synthèse des antennes
imprimées par le modèle de la ligne de transmission et de la cavité"
D.E.A. - Projet fin d'études I.S.E.N 1987

- [BUI78] : BUI-HAI Nhu
" ANTENNES MICRO-ONDES"
MASSON 1978

- [BOC88] : BOCQUET R.
Rapport de contrat S.N.C.F. phase A II 1988

- [CAP74] : VAN de CAPELLE A.R, LUYPAERT P.J
" An investigation of the Higher Order Modes in Open
Microstrip Lines "
Electronic Letters Vol 9 (1973) N°. 15

- [DER76] : DERNERYD A.G.
" Extended Analysis of Rectangular microstrip resonator antenna"
I.E.E.E. Transaction on Antennas and Propagation
Vol. AP27, N°6, 11-1979

- [DUB82] : BUBOST G.
" Transmission line Model analysis of, a lossy Rectangular microstrip patch"
Electronics Letters, Avril 1982

- [GET75] : référence dans BAHL I.J, BARTIA P.
" Microstrip Antennas "
Artech House 1982

- [HAM75] : HAMMERSTAD E.O.
" Equations for Microstrip Design"
PROC. 5th European Microwave Conference HAMBOURG Sept 1975

- [HPDOC] : Note application N° 956- 1
"THE Criterion for the Tangential Sensivity measurement"
" Octobre 1973

- [JAM80] : JAMES J.R., HALL P.S., WOOD C.
" Microstrip Antenna - Theory Design "
PETER PEREEGRINUS LTD (1980)

- [KIR82] : KIRSCHNING M., JANSEN R.H.
" Accurate Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip with validity up to millimeter wave frequencies"
Electronics Letters 18 (1982), N°6, pp 272-273

- [KOU87] : KOUBI S
" Etude d'un logiciel de synthèse des réseaux bidimensionnels parallèles "
D.E.A - Projet fin d'études I.S.E.N. 1987

- [PEN82] : PENARD E.
" Etudes d'antennes imprimées par la méthode de la cavité"
THESE de 3ème Cycle de l'Université de Rennes, 1982

- [SAF86] : SAFRIOUI A.
THESE de DOCTORAT de L'UNIVERSITE de LILLE (Dec 1986)

- [SCH69] : SCHNEIDER M.V
" Microstrip lines for microwaves integrated circuits"
The BELL systems technical Journal, mai-juin 1969

- [VIN87] : VINDEVOGHEL J, SEMET C.,BAUDET J., DUMOULIN G.
RAPPORT de contrat S.N.C.F. phase A I 1987 (TOME 1)

- [VIN87] : VINDEVOGHEL J, SEMET C.,BAUDET J., DUMOULIN G.
RAPPORT de contrat S.N.C.F. phase A I 1987 (TOME 2)

- [WOL66] : WOLFF E.A.
" ANTENNA ANALYSIS "
New York, Wiley, 1966

- [ZUR85] : ZURCHER J.F
" A simple and efficient program for automatizing the
design and preparing the mask for microstrip circuits"
Microwellen Magazin 4/81, pp 407-409

CHAPITRE IV
Optimisation
du cinémomètre

CHAPITRE IV : OPTIMISATION DU CINEMOMETRE

INTRODUCTION

Nous allons aborder ici les principales améliorations apportées à la conception du capteur. Les résultats encourageants décrits dans le précédent chapitre, confirmant les résultats de la simulation numérique, nous ont permis de mieux cerner le problème et d'orienter nos recherches dans deux directions :

- Amélioration des caractéristiques de rayonnement de nos aériens plaqués.

- Amélioration de la qualité du signal Doppler. Ceci concerne plus directement le maître d'oeuvre du traitement de signal, mais le travail présenté, ici, confirmera le choix effectué.

L'étude de ces deux options constitue la démarche logique de ce chapitre et fait l'objet ses deux premières parties.

Nous présenterons dans une troisième partie, les premiers résultats des campagnes de mesures effectuées, sur voie S.N.C.F tant en précision qu'en fidélité, pour un système optimisé.

IV.1 AMELIORATION DES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT DES AERIENS

IV.1.1 PREAMBULE HISTORIQUE

La simulation numérique a montré la nécessité d'utiliser des antennes plaquées les meilleures possible, soit :

→ une ouverture à mi-puissance du lobe principal la plus réduite possible

→ des lobes secondaires négligeables

→ un gain élevé

Les antennes imprimées réalisées sont des associations d'éléments rayonnants à deux dimensions. La recherche des distances inter-éléments et des courants d'excitation (amplitude et phase) sur chaque source élémentaire constitue la synthèse du réseau. Il s'agit d'obtenir le diagramme de rayonnement du réseau, spécifié par le cahier des charges. En général il est recommandé d'établir le gabarit de rayonnement dans les deux plans principaux de rayonnement. On peut alors se ramener à l'étude de deux réseaux linéaires indépendants. On parle alors de sous-réseaux PLAN-H et PLAN-E . Pour chacune de ces deux sous-structures on définit deux distributeurs de courant d'excitation différents. Les méthodes de calcul des courants d'excitation sont diverses. On peut citer en particulier :

→ Méthode de FOURIER [FOU61]

→ Méthode WOODWARD LAWSON [LAW48]

→ Méthode DOLPH CHEBYSHEV [DOL46]

Ces méthodes classiques supposent l'équidistance intersource. Elles ne prennent pas en compte le diagramme de rayonnement de l'élément rayonnant isolé ainsi que le couplage parasite entre chaque source. La simulation numérique nous impose des caractéristiques de rayonnement telles que nous nous trouvons dans le champ d'applications de ces méthodes. Par exemple imposer un niveau de lobes secondaire très faible ≤ -30 dB implique la prise en compte de tous les phénomènes précédemment cités. Il faudra alors envisager une autre méthode numérique permettant de rechercher les excitations complexes associées. [BOG86]

Dans un premier paragraphe, nous expliciterons le choix de la source élémentaire : une structure carrée alimentée sur un coin.

Dans un second paragraphe, nous décrirons la méthode de calcul de la fonction caractéristique de rayonnement d'un réseau linéaire. Puis nous décrirons la méthode de pondération de DOLPH-CHEBYSHEV choisie pour son modèle simple et sa transposition pratique aisée. Nous soulignerons enfin les limitations théoriques de ce modèle et les perspectives possibles pour l'améliorer.

Dans un troisième paragraphe nous décrirons la mise en pratique de la théorie précédente en particulier le calcul et la réalisation en technologie plaquée du distributeur de courant. Nous présenterons le masque d'un réseau pondéré de 8×6 éléments en cours de réalisation.

IV.1.2 CHOIX DE LA STRUCTURE RAYONNANTE ELEMENTAIRE

IV.1.2.1 DEFINITIONS GENERALES

Une antenne plaquée est constituée d'un conducteur métallique, séparé d'un plan de masse par une couche de diélectrique de faible épaisseur H par rapport à la longueur d'onde. Le conducteur supérieur est caractérisé par sa conductivité σ et le diélectrique par sa perméabilité magnétique μ_0 , sa permittivité $\epsilon = \epsilon_0 (\epsilon'_r - j \epsilon''_r)$.

Nous avons choisi d'utiliser des antennes imprimées de forme géométrique simple. Leur modélisation est parfaitement maîtrisée. La structure retenue dans ce chapitre, est l'antenne "carrée" alimentée sur un coin. Elle permet la mise en oeuvre d'un distributeur série imprimé sur la même face que l'élément. Son intérêt réside dans l'élaboration d'un masque unique.

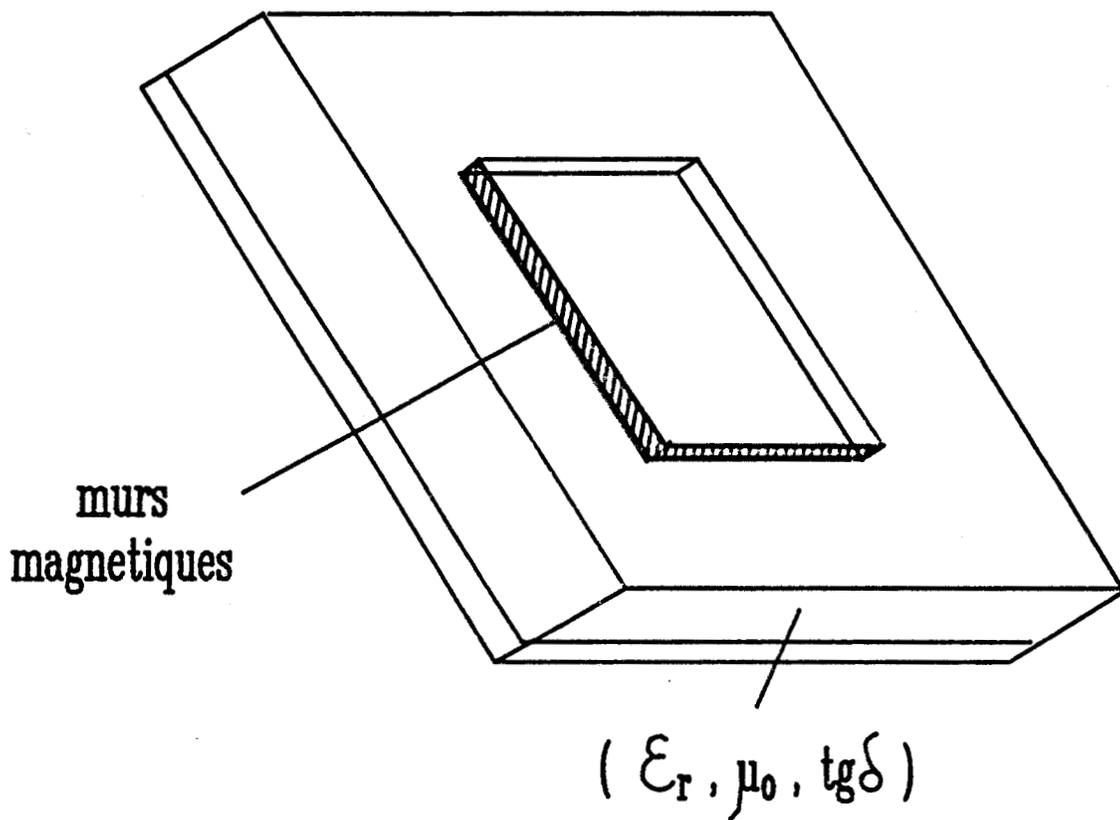


Fig IV.1 : Antenne "carree", modele cavite

Afin de déterminer les principales caractéristiques d'une antenne imprimée, nous avons utilisé des modèles simples et bien connus. Rappelons ces grandeurs fondamentales et les modèles possibles respectifs :

- fréquence de résonance et dimensions
- impédance d'entrée et bande passante
- expression des champs rayonnés et diagramme de rayonnement

Nous expliciterons dans le paragraphe suivant le modèle de la cavité utilisé dans cette étude.

IV.1.2.2 MODELE DE LA CAVITE



Le modèle de la cavité illustre l'aspect résonateur de l'antenne imprimée. L'aérien est assimilé à une cavité, de faible épaisseur, fermée par des murs magnétiques dont les parois rayonnent. Cette méthode permet de calculer les composantes principales et croisées du champ rayonné à partir de la connaissance du champ excité à l'intérieur de la cavité.

IV.1.2.2.1 EQUATION D'ONDE DU PROBLEME

L'antenne élémentaire [fig IV.1] est assimilée à une cavité constituée de :

- deux plans métalliques horizontaux ou murs électriques
- de parois verticales parcourues par des courants magnétiques \vec{M}_s ou murs magnétiques.

Des courants magnétiques, correspondant aux modes excités de la cavité, induisent un champ rayonné dans le demi espace supérieur. Ainsi l'antenne rayonne, à la fréquence de résonance de la cavité [DER76].

Ainsi l'équation d'onde, permettant de calculer le champ électromagnétique à l'intérieur de la cavité, s'écrit :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{E}^1 - k^2 \vec{E}^1 = -j \omega \mu_0 \vec{J}_z \quad (IV.1)$$

$$\text{avec : } k^2 = \left[\frac{2\pi}{\lambda_0} \right]^2 \epsilon_r (1-j \tan\delta)$$

où

- J_z est la densité de courant caractérisant l'alimentation
- ϵ_r est la permittivité du diélectrique
- $\text{tg}\delta$ caractérise les pertes diélectriques du substrat

La solution générale de l'équation (IV.1) est une superposition de tous les modes excités à l'intérieur de la cavité, soit :

$$\vec{E}^i = E_z^i(x, y) = \sum_m \sum_n B_{m,n} \Psi_{m,n}(x, y) \quad (\text{IV.2})$$

Les fonctions d'onde sont $\Psi_{m,n}(x, y)$ sont solutions de l'équation de Helmotz :

$$\left[\nabla_T^2 + K_{mn}^2 \right] \Psi_{m,n}(x, y) = 0 \quad (\text{IV.3})$$

Les valeurs propres K_{mn} sont associées aux modes m, n excités à l'intérieur de la cavité. Les coefficients $B_{m,n}$ sont déterminées en utilisant les propriétés d'orthonormalité des fonctions d'onde. Puis en appliquant les conditions aux limites de Neumann (annulation des fonctions d'onde sur les parois latérales ou murs magnétiques de la cavité) [SAF86]. Le champ électrique à l'intérieur de la cavité s'écrit alors finalement :

$$E_z^i(x, y) = j\omega\mu_0 I_0 \sum_m \sum_n \frac{\Psi_{m,n}(x, y) \Psi_{m,n}(x_0, y_0) J_0\left(\frac{m\pi\Delta x}{2a}\right) J_0\left(\frac{m\pi\Delta y}{2b}\right)}{k^2 - K_{m,n}^2} \quad (\text{IV.4})$$

où on a utilisé les notations suivantes :

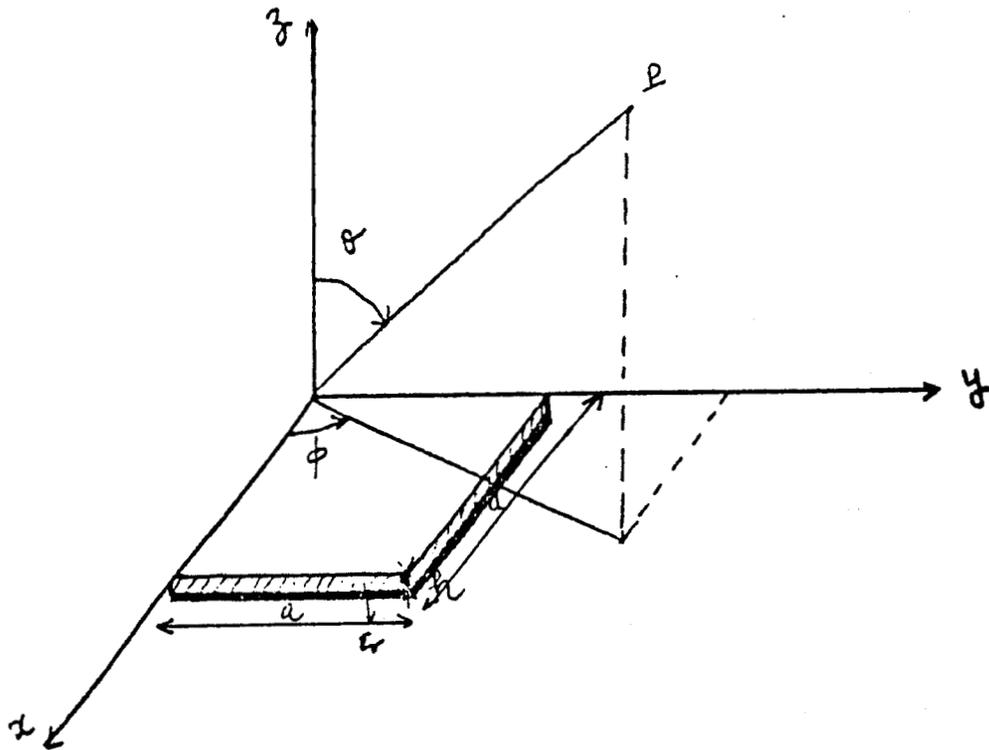
→ (x_0, y_0) les coordonnées du point d'attaque

→ Δx et Δy sont les dimensions de la sonde d'excitation (un mini coaxial ou une ligne microruban) suivant les axes Ox et Oy (fig IV.2).

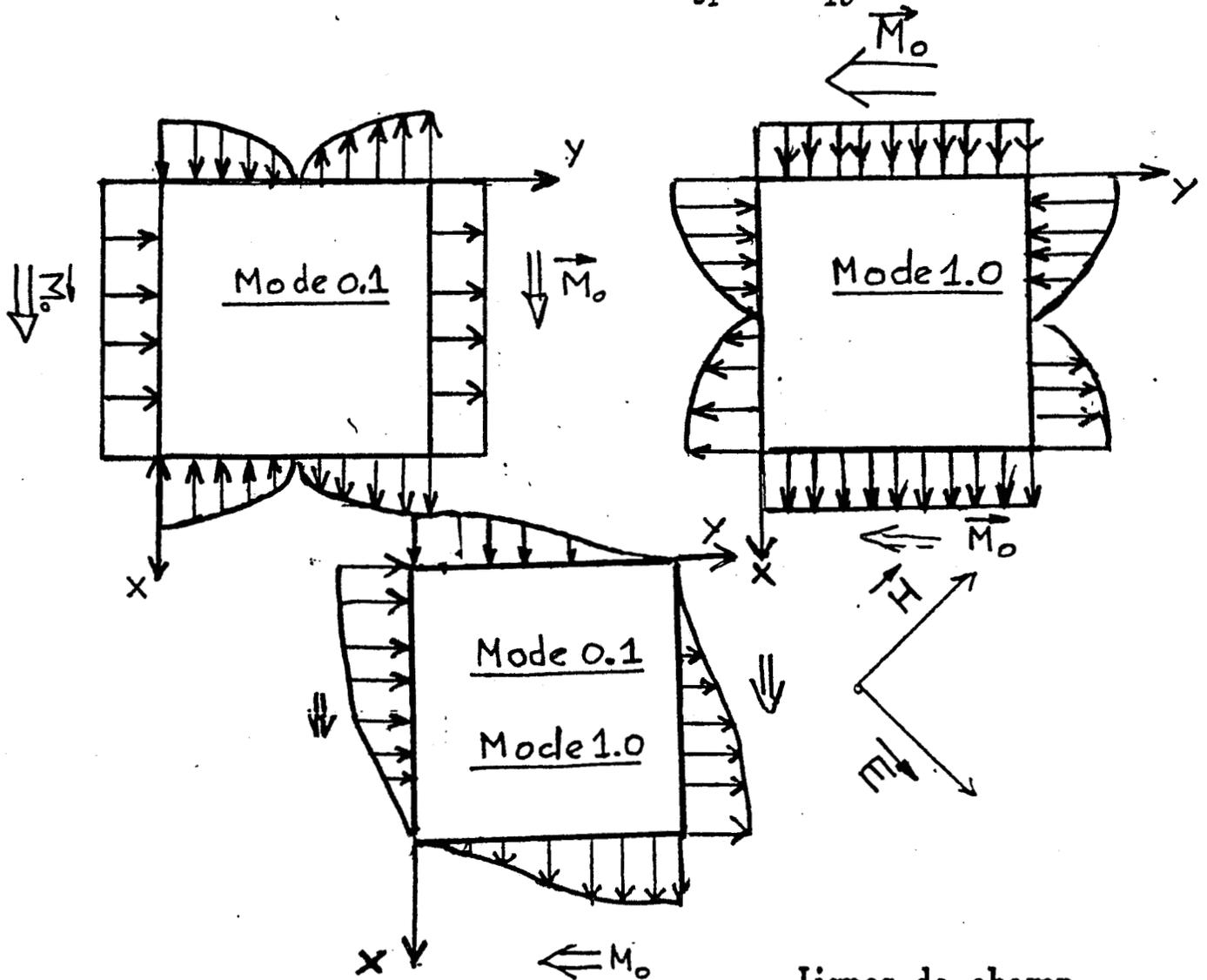
→ $J_0(u)$ est la fonction de Bessel de première espèce où $u \in \mathbb{R}$.

→ $\Psi_{m,n}(x, y) = B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right)$ où B_{mn} est la constante d'orthonormalisation de Ψ , quidépnd des dimensions de la cavité.

Fig IV.2 : Element rayonnant carre excite sur un coin



modes excites : TM_{01} et TM_{10}



Lignes de champ

→ les modes m,n vérifient l'équation de résonance :

$$K_{m,n}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 = k_0^2 \epsilon_r \quad (\text{IV.5})$$

L'amplitude de chaque mode est déterminée par la position de l'alimentation (x_0, y_0) , contenue dans le facteur $\Psi_{m,n}(x_0, y_0)$. On peut ainsi sélectionner ou annuler un mode. D'après [PEN82], on écrit :

$$\begin{cases} X_0 = \frac{a}{2m} [2p + 1] & \text{où } m \neq 0 \\ Y_0 = \frac{b}{2n} [2p + 1] & \text{où } n \neq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Si on alimente en coin ($x_0 = 0$, $y_0 = 0$) une antenne carrée ($a=b$), on s'aperçoit d'après la relation (IV.6) que les deux modes fondamentaux (0,1) et (1,0) sont excités simultanément. L'attaque suivant l'arête Ox ou Oy, excite successivement l'un de ces deux modes. On pourra alors sans problème majeur appliquer le principe de superposition à notre structure carrée, attaquée sur un coin.

IV.1.2.2 FREQUENCE DE RESONANCE

Les dimensions de la structure rayonnante fixent la fréquence de résonance. Pour une antenne rectangulaire, cette valeur, pour un mode m,n s'obtient à partir de l'équation de résonance (IV.5):

$$f_{mn} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{IV.7})$$

Une antenne plaquée, alimentée en coin excite simultanément les modes fondamentaux de la cavité : TM₀₁ et TM₁₀. Ces modes sont dégénérés ; en effet il possèdent le même système de valeurs propres $|K_{10}| = |K_{01}|$. Ainsi une telle structure peut se décrire comme la superposition de deux modes simples non dégénérés (fig IV.2). Pour déterminer les paramètres de résonance : (longueur et fréquence), nous considérerons le cas d'une antenne plaquée carrée de dimension a , attaquée au milieu d'une arête ; les coordonnées du point d'alimentation sont par exemple :

$$X_0 = a/2 \quad \text{et} \quad Y_0 = 0 \quad (\text{fig IV.3})$$

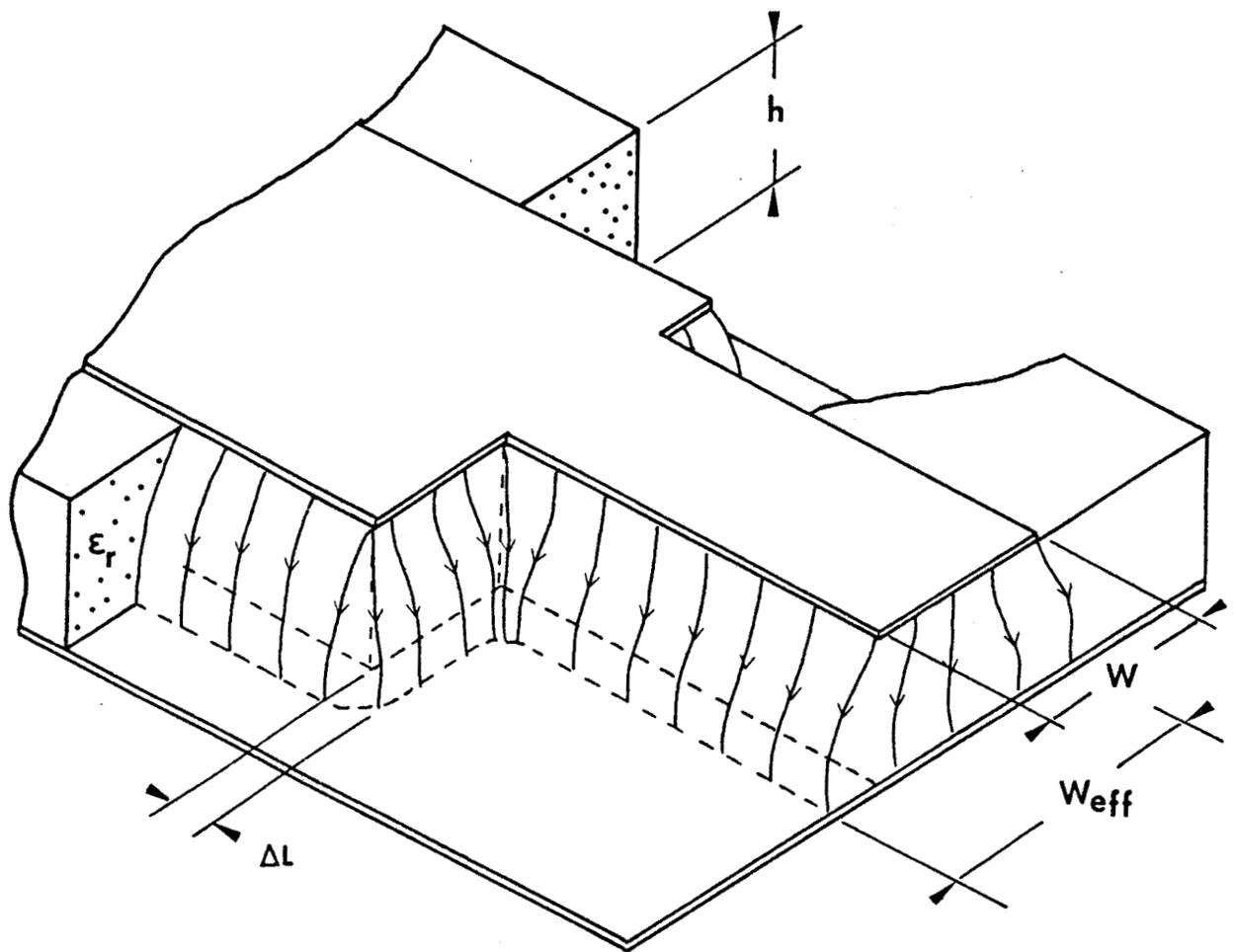


Fig IV.3 : Epanouissement des lignes de champ

On excite ainsi le mode cavité TM₀₁. La valeur propre complexe K₀₁ est déterminée à partir de l'équation de résonance (IV.5). Son module s'exprime alors simplement en fonction de la dimension résonante a :

$$K_{01} \cong \frac{\pi}{a} \quad (IV.8)$$

Le modèle est dispersif : compte tenu des propriétés du diélectrique, il est nécessaire d'effectuer des corrections pour toute réalisation à des fréquences supérieures à 10 GHz.

Il doit prendre en compte l'épanouissement des lignes de champ autour de l'antenne. On corrige les dimensions précédemment calculées à l'aide des diverses formules de synthèse , par exemple [HAM75]. Le paramètre effectif a_{eff} s'écrit donc (FIG IV.3) :

$$a_{eff} = a + 0.824 h \left[\frac{\epsilon_r + 0.3}{\epsilon_r - 0.258} \right] \left[\frac{\frac{a}{h} + 0.262}{\frac{a}{h} + 0.813} \right] \quad (IV.9)$$

Pour exciter le même mode TM₀₁, on doit pouvoir écrire la relation suivante :

$$K_{01} \cong \frac{\pi}{a_{eff}} \quad (IV.10)$$

La fréquence de résonance de la cavité ou la fréquence de rayonnement de notre antenne plaquée s'écrit donc simplement :

$$f_{01} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{reff}} (a_{eff})} \quad (IV.11)$$

où

→ c est la célérité de la lumière

→ ε_{reff} est la valeur effective de la permittivité diélectrique du matériau. On considère alors que notre antenne plaquée peut être assimilée à une ligne microruban équivalente de largeur a et d'impédance caractéristique Z₀ [DUB87]. Dans nos calculs de synthèse, les formules utilisées à cet effet [HAM75] s'écrivent :

$$\epsilon_{reff} = \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{a} \right]^{-0.5} \quad (IV.12)$$

Diagramme de rayonnement théorique
d'une antenne plaquée carrée (côté $a=9\text{mm}$).

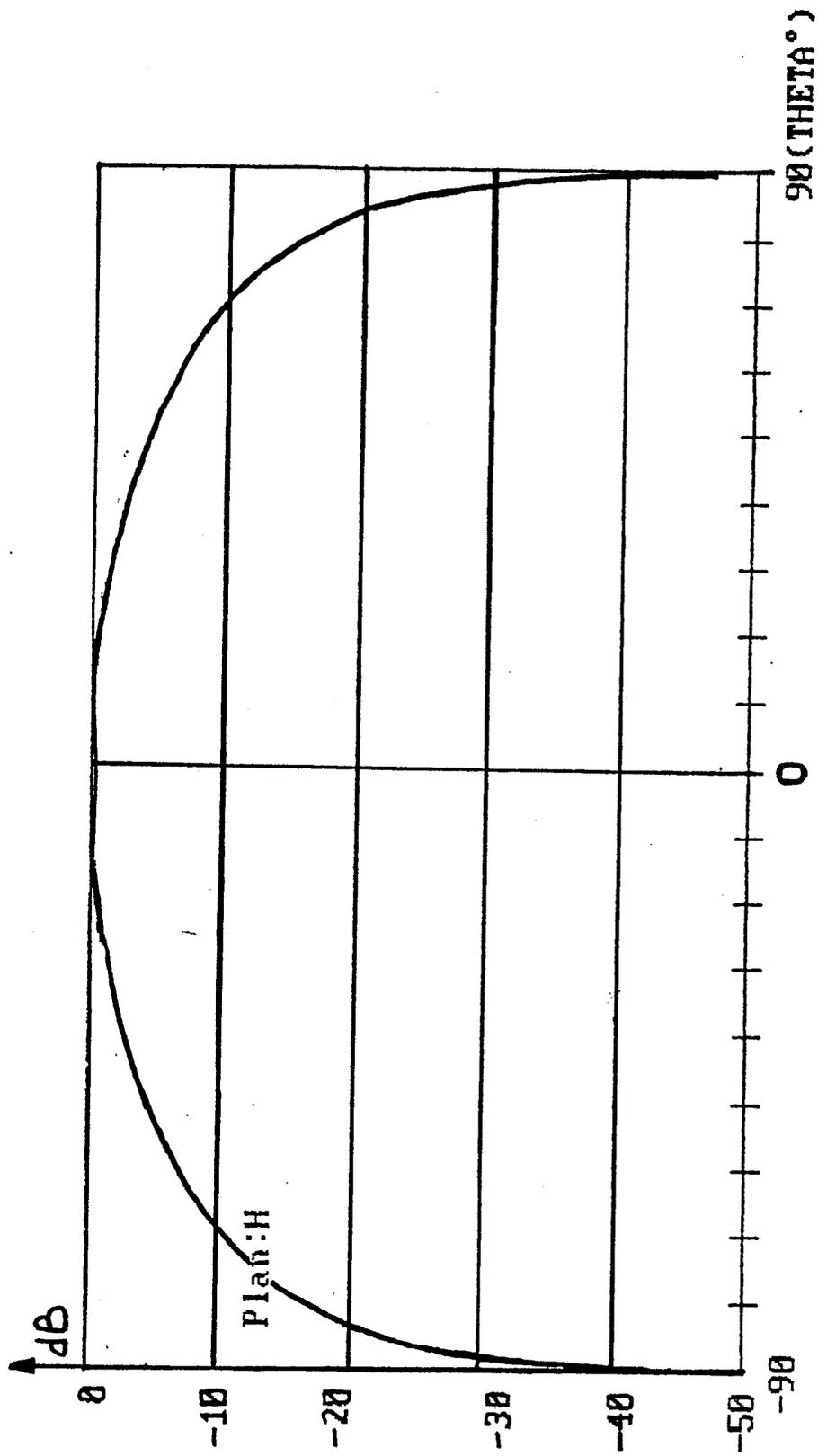


Fig IV.4 : Diagramme Plan H

Diagramme de rayonnement théorique
d'une antenne plaquée carrée (côté $a=9\text{mm}$).

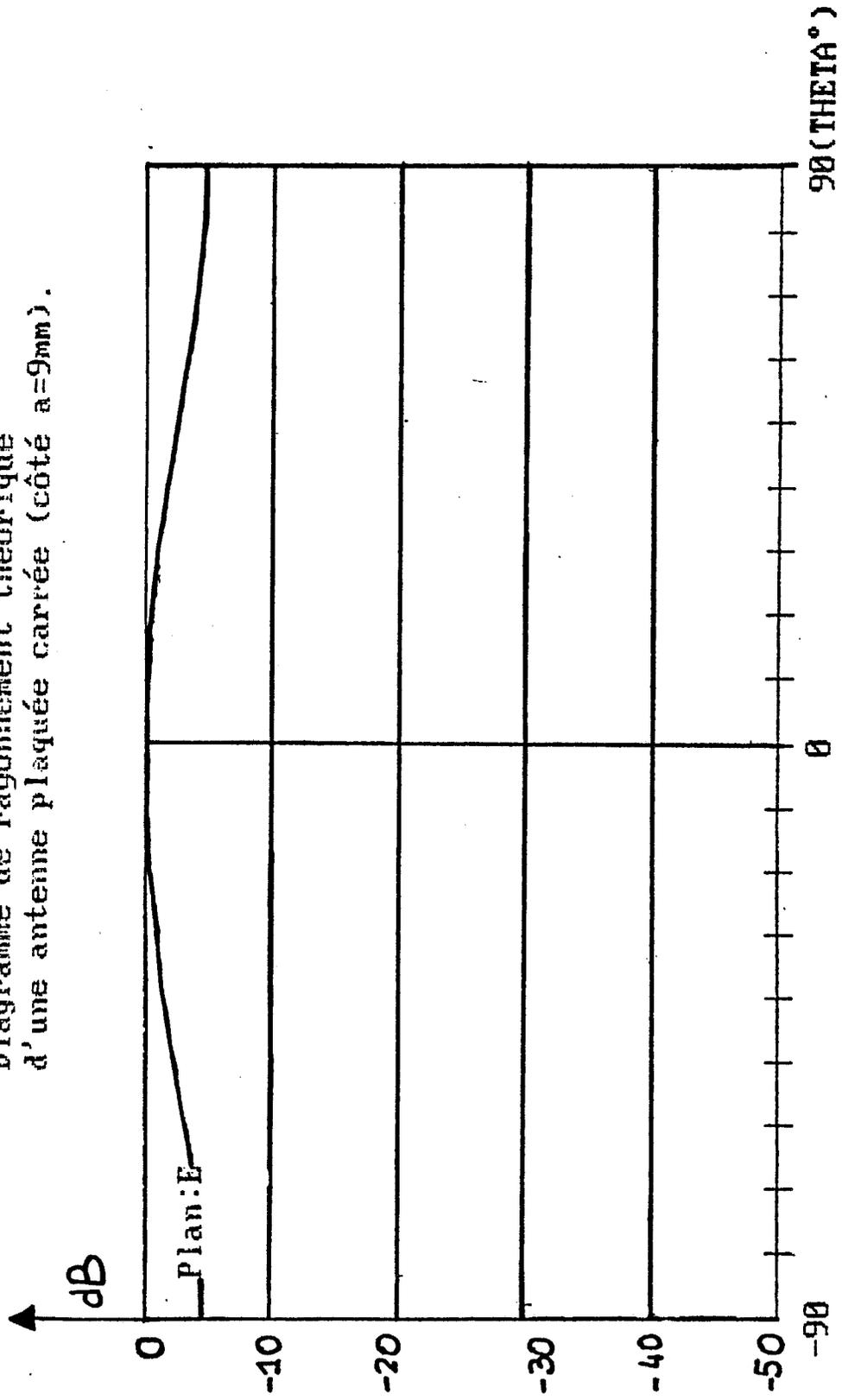


Fig IV.5 : Diagramme Plan E

Afin de rendre compte de tous les phénomènes, on doit prendre en compte l'effet de dispersion en fréquence sur ϵ_{refff} et sur l'impédance caractéristique Z_0 [GET75].

On obtient aussi l'expression de l'impédance propre et de la conductance d'entrée de l'antenne imprimée.

IV.1.2.3 EXPRESSION DU CHAMP RAYONNE

Si on alimente une antenne imprimée sur un coin par un générateur de courant adapté, on montre (PEN82) que l'on excite simultanément les modes fondamentaux de la cavité : TM₀₁ et TM₁₀ (fig IV.2). La superposition de ces modes permet de calculer l'expression du champ rayonné à l'infini. La méthode de calcul de ce champ est longue et fastidieuse et ne saurait faire l'objet de ce chapitre, on se rapportera à la bibliographie : (PEN82),(SAF86),(BOG86)

Les plans principaux de rayonnement sont définis compte tenu de la symétrie de la structure:

$$\rightarrow \text{PLAN-E} : \phi = + \frac{\pi}{4}$$

$$\rightarrow \text{PLAN-H} : \phi = - \frac{\pi}{4}$$

Le module de la composante principale du champ s'écrit donc [BOG86] :

→ PLAN-E (fig IV.4) :

$$\begin{cases} |E_{\phi}| = 0 \\ |E_{\theta}| = \frac{\sin \alpha}{\alpha} \left[1 + \frac{1}{1 - (\pi/\alpha)^2} \right] \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

→ PLAN-H (fig IV.5) :

$$\begin{cases} |E_{\phi}| = \cos \theta \left[\frac{\sin \alpha}{\alpha (1 - (\frac{\alpha}{\pi})^2)} \right] \\ |E_{\theta}| = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

où α s'exprime à partir du rapport dimension/longueur d'onde :

$$\alpha = \frac{2}{\sqrt{2}} \pi \left[\frac{a}{\lambda_0} \right] \sin \theta \quad (\text{IV.15})$$

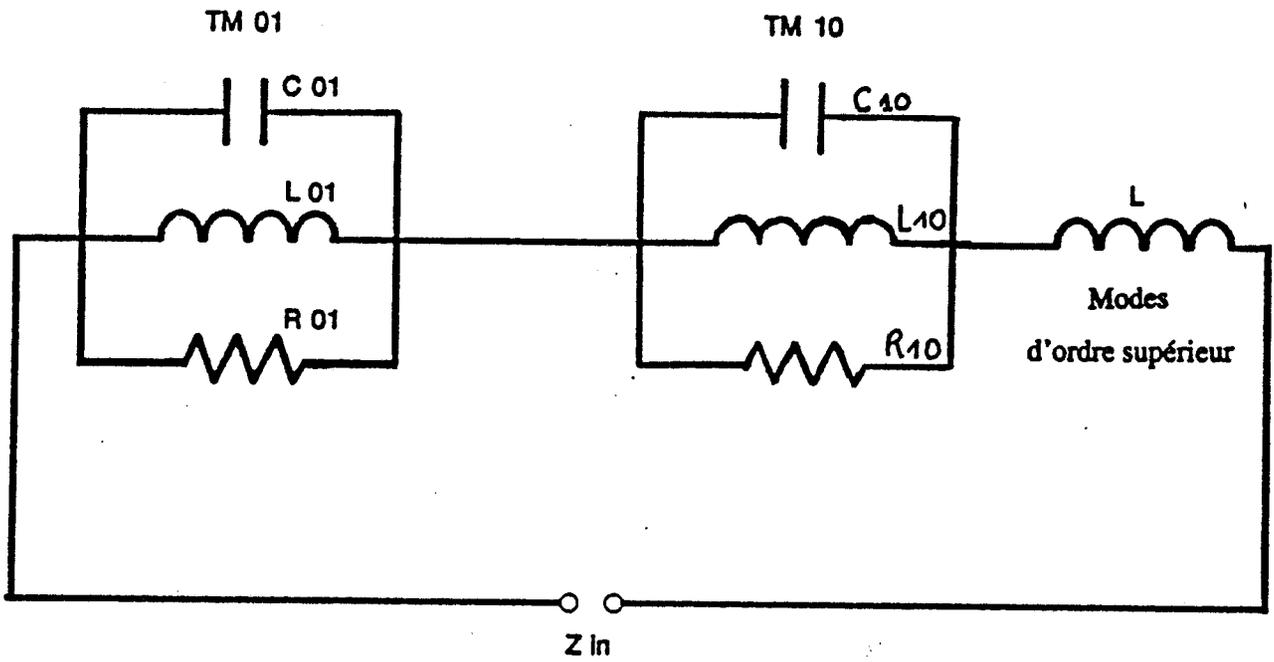


Fig IV.6 : Impedance d'entree (modele cavite)

On remarque qu'il n'y a pas de composante croisée excitée par le mode fondamental rayonné.

La loi de variation en $\cos\theta$ de la composante du champ en PLAN-H impose son annulation dans la direction $\theta = 90^\circ$. On peut alors présager un comportement favorable pour les lobes secondaires dans le PLAN-H, alors que l'on peut s'attendre à une remontée de ces lobes en PLAN-E.

IV.1.2.2.4 EXPRESSION DE L'IMPEDANCE D'ENTREE

Pour cette structure, seul le modèle de la CAVITE [PEN82] permet un calcul rigoureux de l'impédance d'entrée au point d'attaque (X_0, Y_0) (fig IV.6).

A partir de l'expression (IV.4) on peut calculer le potentiel V_{alim} au point d'attaque (X_0, Y_0) . L'impédance d'entrée s'exprime aussitôt :

$$Z_{\text{in}} = \frac{V_{\text{alim}}}{I_0} = j \omega \mu_0 h \sum_m \sum_n \frac{\Psi_{mn}^2(x_0, y_0)}{k^2 - K_{m,n}^2} \quad (\text{IV.16})$$

La symétrie du problème nous permet de calculer l'impédance d'entrée associée à chaque mode fondamental TM₀₁ et TM₁₀. Comme ces deux modes sont dégénérés, il suffit de calculer l'impédance d'un mode -TM₀₁- à partir de l'équation (IV.16) (cf Annexe III). La superposition des deux modes, nous permet de calculer l'impédance d'entrée de notre structure. Ainsi son module s'écrit à partir de la relation suivante:

$$|Z_{\text{IN}}| = \sqrt{Z_{10}^2 + Z_{01}^2} \quad (\text{IV.17})$$

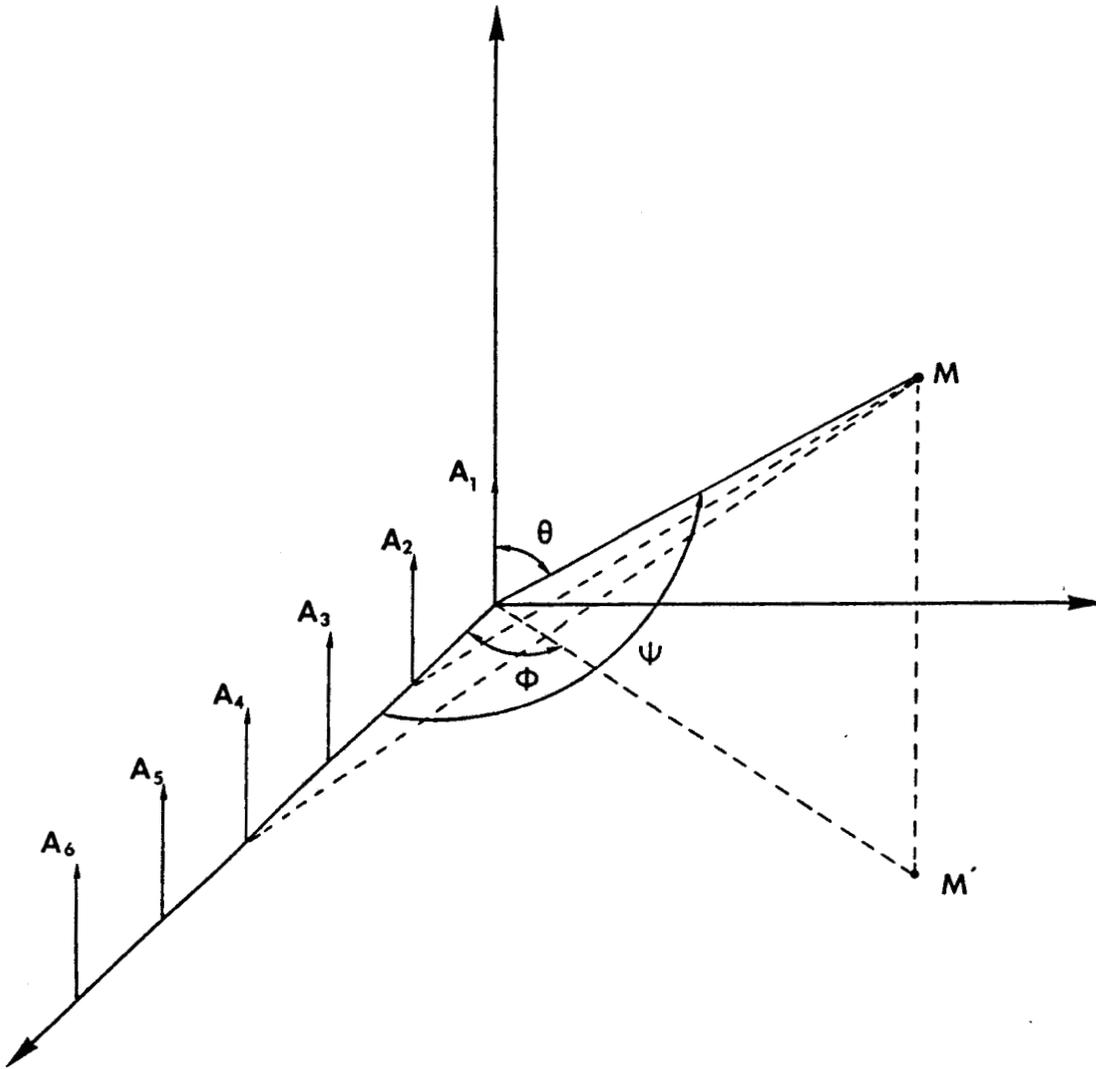


Fig IV.7 : Reseau lineaire

IV.1.3 FONCTION CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT D'UN RESEAU

IV.1.3.1 DEFINITIONS

Une source isolée présente dans chacun des deux plans principaux un diagramme de rayonnement très large. Afin d'augmenter la directivité, on crée dans une zone privilégiée, des interférences constructives entre les champs issus de différentes sources associées en réseau.

On suppose pour simplifier que les sources ont le même diagramme de rayonnement. On néglige le couplage éventuel intersource dans les deux plans.

Si on considère un réseau plan de $N \times M$ éléments disposés dans le plan Oxy [fig IV.7], on définit la fonction caractéristique de rayonnement du réseau au point $P(r_0, \theta, \phi)$ comme le produit suivant :

$$F(\theta, \phi) = G(\theta, \phi) f(\theta, \phi) \quad (IV.18)$$

où

→ $G(\theta, \phi)$ est le diagramme d'une source isolée

→ $f(\theta, \phi)$ est le facteur du réseau. Cette fonction dépend du nombre de sources, de la distance intersource, du paramètre excitation sur chaque source.

Compte tenu de la symétrie d'une telle structure, on peut simplifier l'expression de $F(\theta, \phi)$ en projetant son expression dans les deux plans principaux de l'antenne. On écrit donc la relation suivante :

→ PLAN-E on écrit la relation (IV.18) dans le plan $\phi = 0$

→ PLAN-H on écrit la relation (IV.18) dans le plan $\phi = \pi/2$

On se ramène alors à deux problèmes de synthèse de réseaux linéaires indépendants. La mise en parallèle de plusieurs réseaux linéaires constituera une structure bidimensionnelle possédant des propriétés de directivité dans les deux plans.

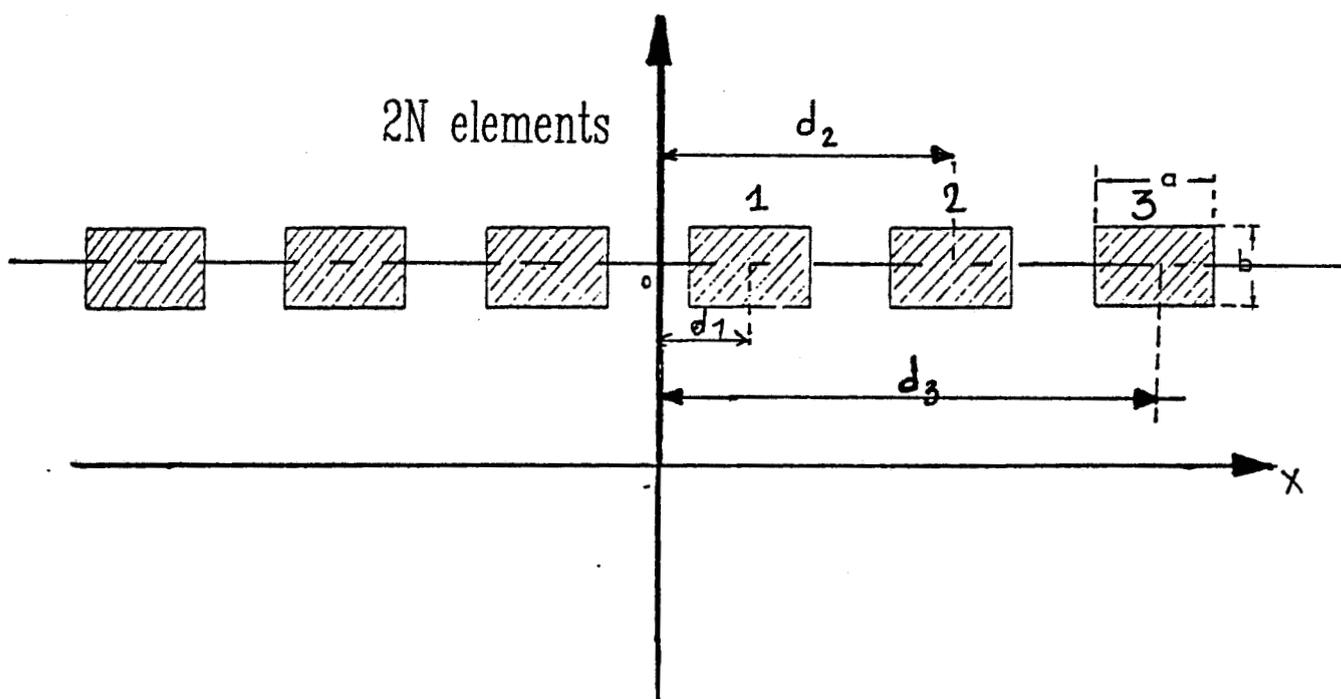


Fig IV.8 : Reseau d'antennes lineaire

Calcul de la position des sources par rapport au point 0 d'alimentation

IV.13.2 EXPRESSION DE LA FONCTION CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT

D'UN RESEAU LINEAIRE

On considère un réseau de 2N sources élémentaires, équidistantes de d et alignées suivant l'axe Ox (fig IV.8).

Soit une source κ distante de la valeur $d_{\kappa} = (\kappa - 1/2)d$ de l'origine O du réseau alimentée par le distributeur avec un courant d'amplitude I_{κ} et de phase ϕ_{κ} . Sa contribution au rayonnement au point P dans la direction θ s'écrit :

$$F_{\kappa}(\theta) = I_{\kappa} e^{j(k_0 d_{\kappa} \sin \theta + \phi_{\kappa})} G_{\kappa}(\theta) \quad (IV.19)$$

où $G_{\kappa}(\theta)$ est la contribution élémentaire suivant la direction θ de la source isolée κ . Suivant la configuration du réseau, on adoptera une conformation PLAN-E ou PLAN-H pour $G(\theta)$.

La fonction caractéristique globale $F(\theta)$ du réseau s'écrit, dans le cas d'un réseau symétrique de 2N éléments où les excitations sont purement réelles:

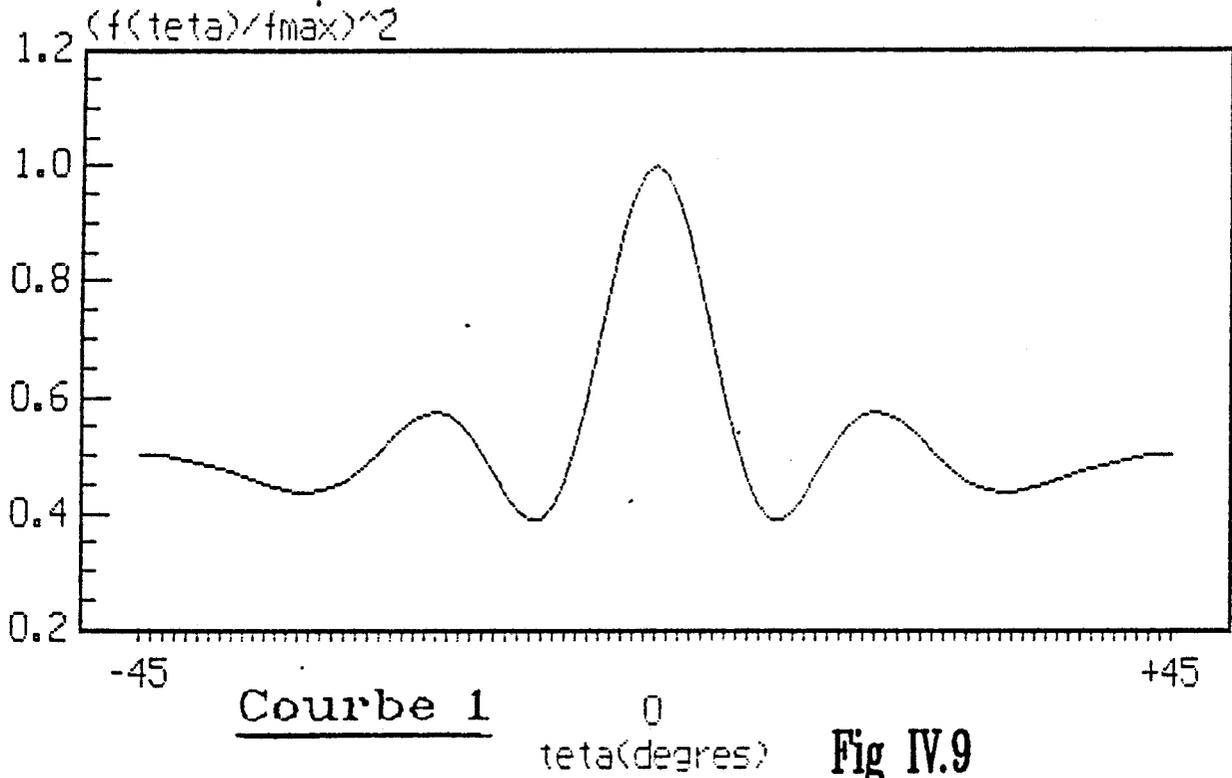
$$F(\theta) = \sum_{n=1}^N I_{\kappa} \cos(k_0 d_{\kappa} \sin \theta) G_{\kappa}(\theta) \text{ où le vecteur d'onde } k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (IV.20)$$

Pour établir cette relation, nous avons utilisé la parité des fonctions $f(\theta)$ et $G(\theta)$.

Dans le cas où il y a équirépartition de la puissance sur chaque source on peut alors écrire puisque $I_{\kappa} = I_0/2N$ et si nous ne prenons pas en compte dans un premier temps la contribution au rayonnement de $G(\theta)$:

$$\left[\frac{F(\theta)}{F_{\max}} \right]^2 = \sum_{\kappa=1}^N \cos \left\{ 2\pi \frac{D}{\lambda_0} \sin(\theta) \left(\kappa - \frac{1}{2} \right) \right\}^2 \quad (IV.21)$$

FONCTION CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT
RESEAU SYMETRIQUE DE 2N ELEMENTS
N=4 ; $d/\lambda_0 = 0.5$; $f_0 = 10$ ghz



FONCTION CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT
RESEAU LINEAIRE 2N ELEMENTS
N=4, $d/\lambda_0 = 0.75$, $f_0=10$ ghz

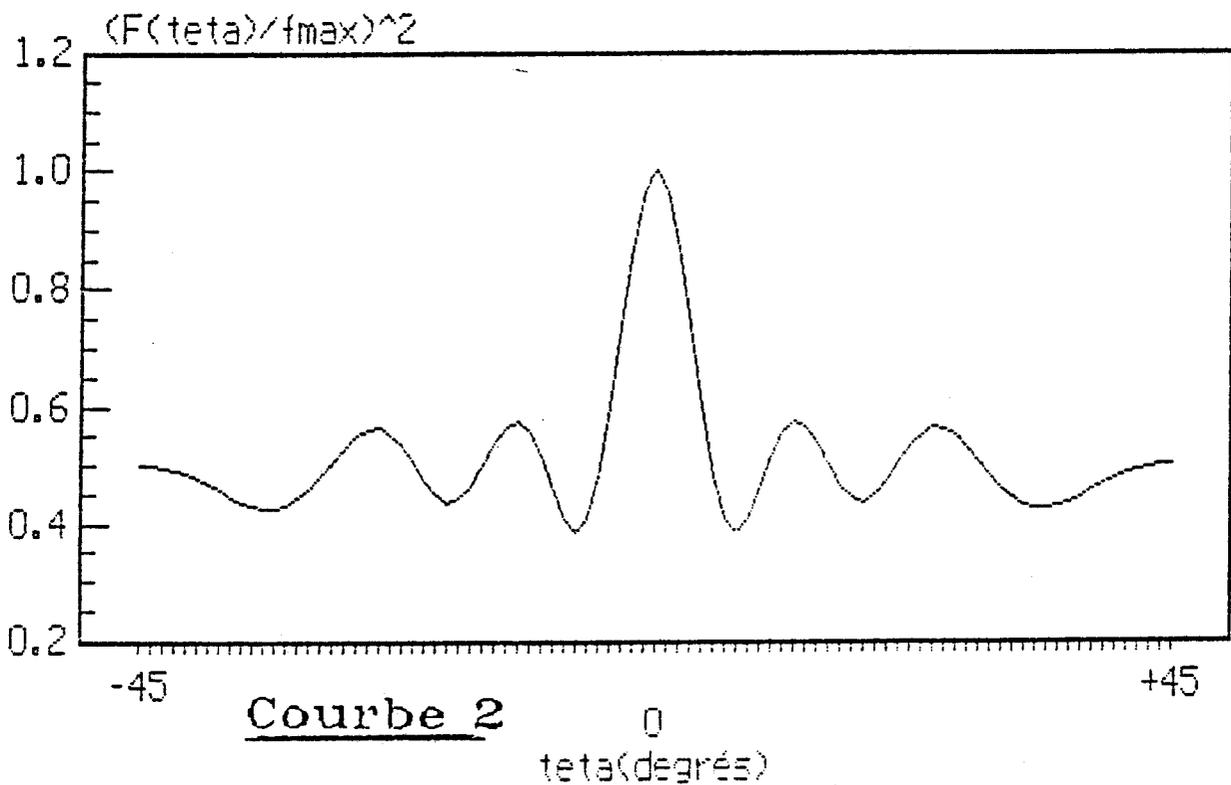


Fig IV.10

FONCTION CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT
RESEAU LINEAIRE A 2N ELEMENTS
• N=8 ; d/lambda0 = 0.5 ; f0= 10 ghz

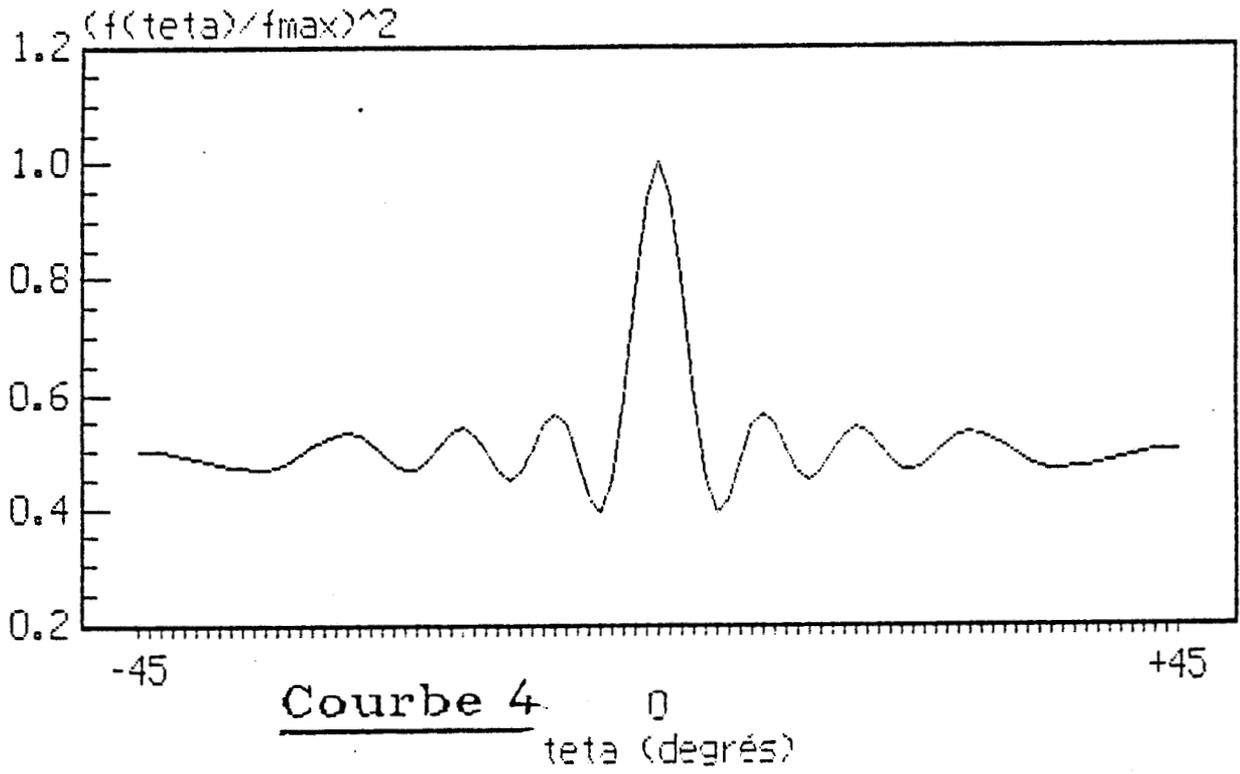


Fig IV.12

FONCTION CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT
RESEAU LINEAIRE 2N ELEMENTS
N=4, d/lambda0=0.9 , f0=10 ghz

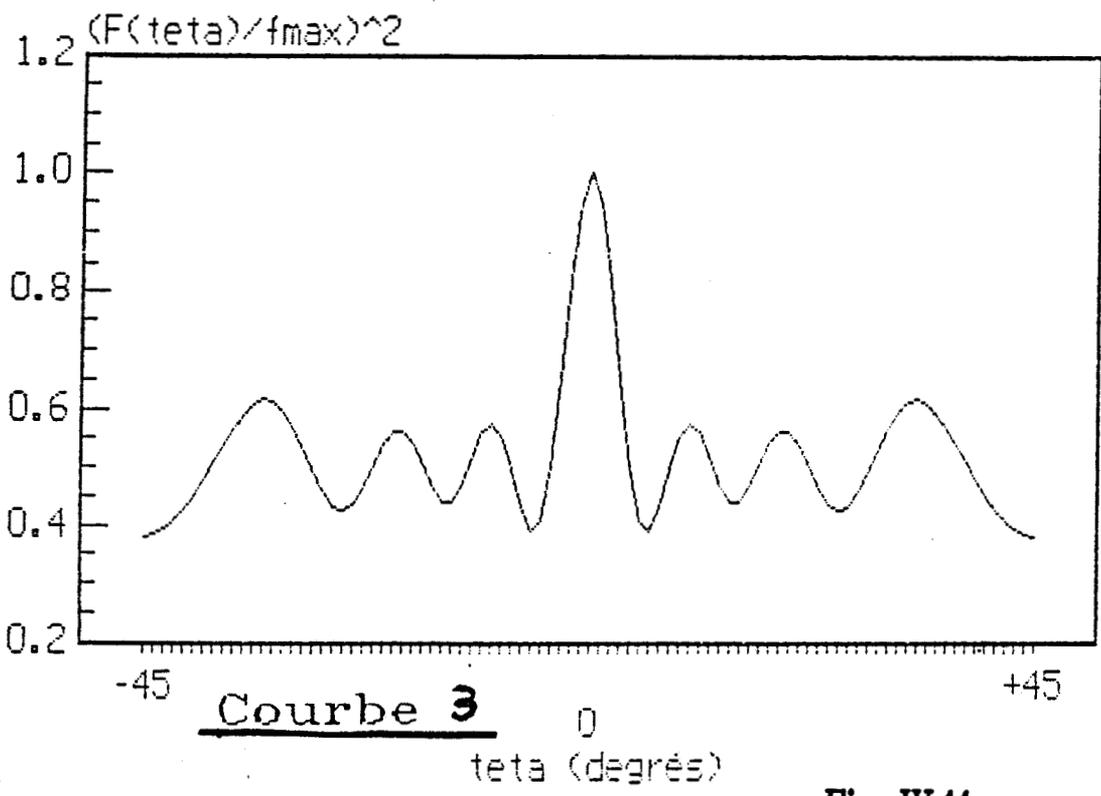


Fig IV.11

FONCTION CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT
RESEAU LINEAIRE DE 2N ELEMENTS
N = 8 ; d/lambda0 = 0.75 ; f0 = 10 ghz

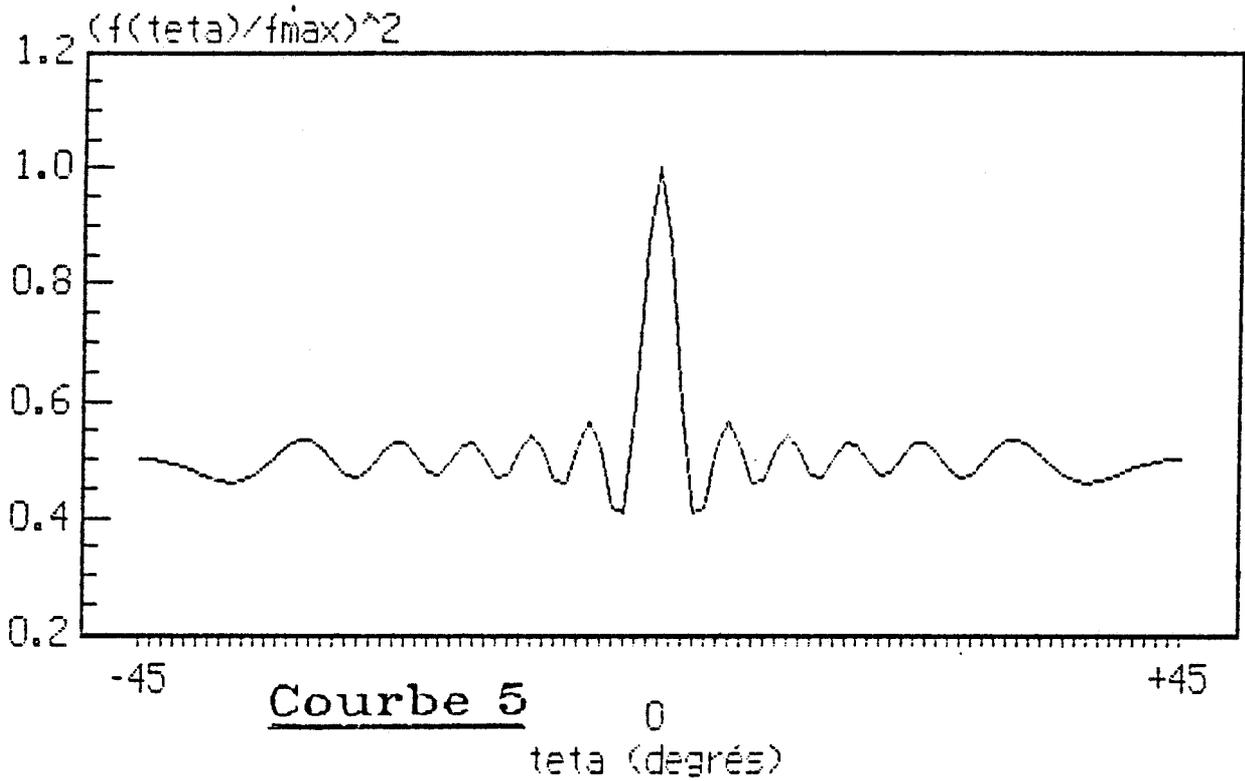


Fig IV.13

FONCTION CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT
RESEAU LINEAIRE A 2N ELEMENTS
N = 8 ; d/lambda0 = 0.9 ; f0 = 10 ghz

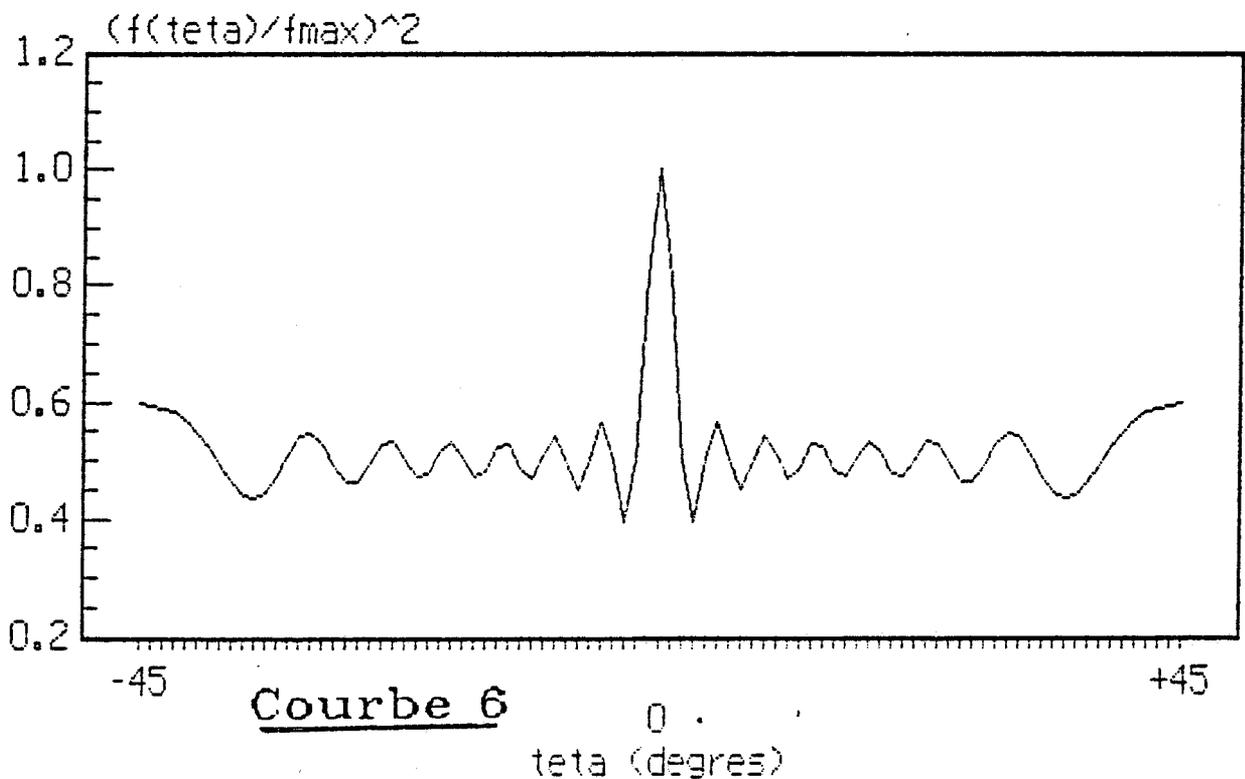


Fig IV.14

IV.13.3 ETUDE QUALITATIVE

Nous avons étudié la fonction caractéristique de rayonnement normalisée à l'unité pour deux valeurs de N et trois valeurs du rapport D/λ_0 , soit :

* $N = 4$

→ $D = 0.5 \lambda_0$	(courbe 1)	(fig IV.9)
→ $D = 0.75 \lambda_0$	(courbe 2)	(fig IV.10)
→ $D = 0.9 \lambda_0$	(courbe 3)	(fig IV.11)

* $N = 8$

→ $D = 0.5 \lambda_0$	(courbe 4)	(fig IV.12)
→ $D = 0.75 \lambda_0$	(courbe 5)	(fig IV.13)
→ $D = 0.9 \lambda_0$	(courbe 6)	(fig IV.14)

On retrouve des résultats bien connus :

Pour chaque valeur du nombre d'éléments du réseau il existe un compromis entre la plus faible ouverture du lobe principal et l'allure géométrique des lobes secondaires (amplitude relative, largeur). On obtient alors une valeur optimale de la distance intersource $D = 0.75\lambda_0$.

L'amplitude moyenne relative des lobes secondaires reste néanmoins importante.

Pour réduire l'influence des lobes secondaires, il faut pouvoir jouer sur un des paramètres de la fonction caractéristique : l'amplitude du courant d'excitation sur chaque source. En répartissant la puissance suivant une loi à déterminer, on doit pouvoir diminuer le niveau des lobes secondaires sans augmenter outre mesure l'angle d'ouverture du lobe principal. Dans le paragraphe suivant, nous allons étudier une méthode possible de synthèse de réseaux avec le contrôle du niveau des lobes secondaires.

IV.14 METHODE DOLPH CHEBYSCHEV (DOL46-POZ88)

IV.14.1 INTRODUCTION

Notre méthode de synthèse dépend du paramétrage des courants d'excitation. La méthode la plus simple à mettre en oeuvre pour des structures linéaires est la méthode DOLPH-CHEBYSCHEV. Elle est basée sur les propriétés mathématiques des polynômes de CHEBYSCHEV [BAS82].

On montre alors que l'on peut trouver un compromis entre l'ouverture du lobe principal et l'amplitude relative des lobes secondaires pour un nombre optimal de ces lobes alors équiampitudes.

Nous considérons donc un réseau symétrique de $2N$ éléments équidistants.

IV.4.2 MISE EN EQUATION DU PROBLEME

Le facteur du réseau s'écrit :

$$f(\theta) = \sum_{K=1}^N I_K \cos \left\{ 2\pi \left(k - \frac{1}{2} \right) \frac{D}{\lambda_0} \sin \theta \right\} \quad (IV.22)$$

$$\text{on pose } \Omega = 2\pi D/\lambda_0 \sin \theta \quad (IV.23)$$

L'argument Ω a un module inférieur à l'unité, on peut donc assimiler la somme des cosinus à un polynôme de CHEBYSCHEV de degré $2N-1$. On peut ainsi écrire l'égalité suivante :

$$\cos \left\{ (2K-1) \frac{\Omega}{2} \right\} = \text{POL}_{2K-1} \left[\cos \left(\frac{\Omega}{2} \right) \right] \quad (IV.24)$$

On peut alors réécrire de nouveau la fonction caractéristique de rayonnement :

$$F(\Omega) = \sum_{K=1}^N I_K \text{POL}_{2K-1} \left[\cos \left(\frac{\Omega}{2} \right) \right] \quad (IV.25)$$

Si on développe la fonction $F(\Omega)$ en fonction des puissances de $\cos(\Omega/2)$, on réarrange la fonction : il y a $2N-1$ zéros. La première annulation de la fonction u_0 caractérise l'ouverture du lobe principal, on pose :

$$F(u) = I_1 \frac{u}{u_0} + I_2 \left[4 \left(\frac{u}{u_0} \right)^2 - 3 \left(\frac{u}{u_0} \right) \right] + I_3 \left[16 \left(\frac{u}{u_0} \right)^5 - 20 \left(\frac{u}{u_0} \right)^3 + 5 \left(\frac{u}{u_0} \right) \right] \dots$$

Soit A_{LS} l'amplitude moyenne des lobes secondaires : il existe une relation entre A_{LS} et le premier zéro u_0 de la fonction caractéristique.

$$A_{LS} = \cosh \left[(2N - 1) \operatorname{argcosh}(x_0) \right] \quad (IV.27)$$

A partir d'un niveau de lobes secondaires spécifié A_{LS} , on peut déterminer une valeur optimale possible pour u_0 . En effet une des propriétés remarquables des polynômes de CHEBYSHEV garantit que, de tous les polynômes de degré $2N-1$, la plus petite valeur de l'ouverture du lobe principal est obtenue pour un niveau A_{LS} donné. L'affirmation réciproque est également valable : à une valeur fixée de l'ouverture peut correspondre un niveau minimum des lobes secondaires. Il est cependant incompatible d'obtenir à la fois l'ouverture la plus faible et l'amplitude des lobes secondaires la plus faible.

Les coefficients I_k sont ensuite déterminées par identification.

Nous avons donc écrit un programme de synthèse des réseaux linéaires, utilisant la méthode de pondération des excitations de DOLPH-CHEBYSHEV : CHEBYS. Nous fixons le niveau A_{LS} et nous déterminons ainsi l'ouverture et les coefficients d'excitation I_k . Nous distinguons aussi le cas d'un réseau PLAN-E et PLAN-H. En tenant compte du diagramme de rayonnement d'une source isolée, nous pondérons la fonction $F(\theta)$ par la fonction $G(\theta)$ dans les deux plans. Dans la bibliographie abondante ([DUB82] par exemple) nous déduisons l'approximation suivante :

$$\rightarrow G_H(\theta) \cong \text{cste} \cos \theta \text{ pour le plan-H}$$

$$\rightarrow G_E(\theta) = \text{cste} \text{ pour le plan-E}$$

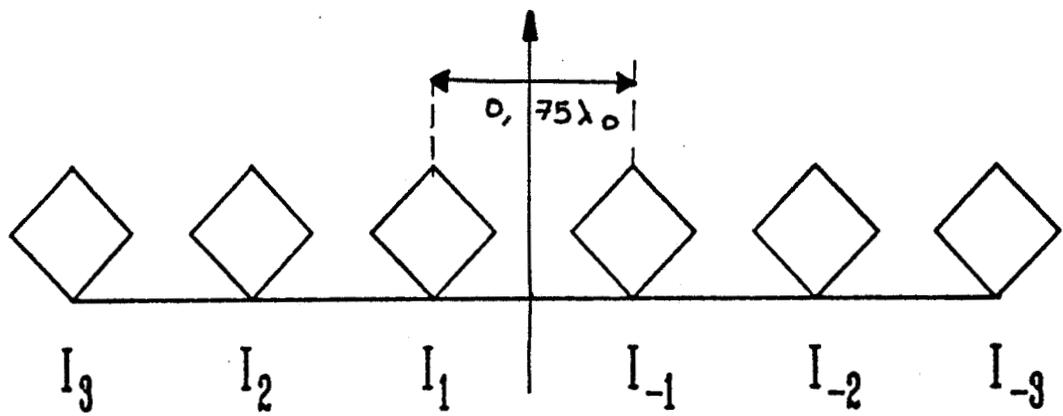


Fig IV.15 : Sous reseau Plan H

IV.1.4.3 INTERPRETATION DES RESULTATS

L'expression des champs rayonnés d'une structure isolée a été donné dans le paragraphe précédent. Nous avons étudié pour une configuration possible l'effet de remontée des lobes secondaires si l'on prend en compte le diagramme d'une source dans l'expression du facteur de réseau.

Les sources élémentaires associées en réseau sont équidistantes de $0.75\lambda_0$, cette distance équivaut en moyenne à une longueur d'onde guidée, compte tenu des caractéristiques du substrat.

Nous avons donc simulé un réseau de 6 éléments équidistants d'une longueur d'onde guidée, d'après nos hypothèses de travail $\lambda_G = 0.75 \lambda_0$ (FIG IV.15). La fonction caractéristique de rayonnement $F(\theta)$ est représentée sur la courbe (fig IV.16) pour un niveau de lobes secondaires fixé à -40 db. La condition de validité du modèle n'est plus respectée. Les lobes secondaires ne sont plus equiamplitudes. Mais on observe une remontée importante de ce niveau lorsque θ est voisin de 90° .

Si l'on prend en compte le diagramme source, la remontée des lobes secondaires est sensible.

→ Pour le plan-H (fig IV.17), les lobes secondaires ne sont pas equiamplitudes mais l'hypothèse de départ sur A_{LS} est toujours respectée.

→ Pour le plan-E (fig IV.18), la remontée des lobes secondaires pour des valeurs voisines de $\theta \cong 90^\circ$ est alors supérieure à la valeur fixée de -40 db.

Pour une configuration en sous réseau PLAN-E, on obtiendrait un niveau de lobes secondaires correct, en accord avec l'hypothèse de départ :

→ soit en diminuant pour un nombre d'éléments identique la distance intersource : $N = 6$ et $D = 0.6\lambda_0$ (fig IV.19).

→ soit en augmentant le nombre d'éléments tout en conservant la distance intersource : on pose $N = 8$ et $D = 0.75 \lambda_0$ (fig IV.20).

La première méthode présente l'inconvénient d'augmenter l'ouverture angulaire.

Distance inter éléments $D = 0.75 \lambda$ L'ouverture à 3dB = 14.9°

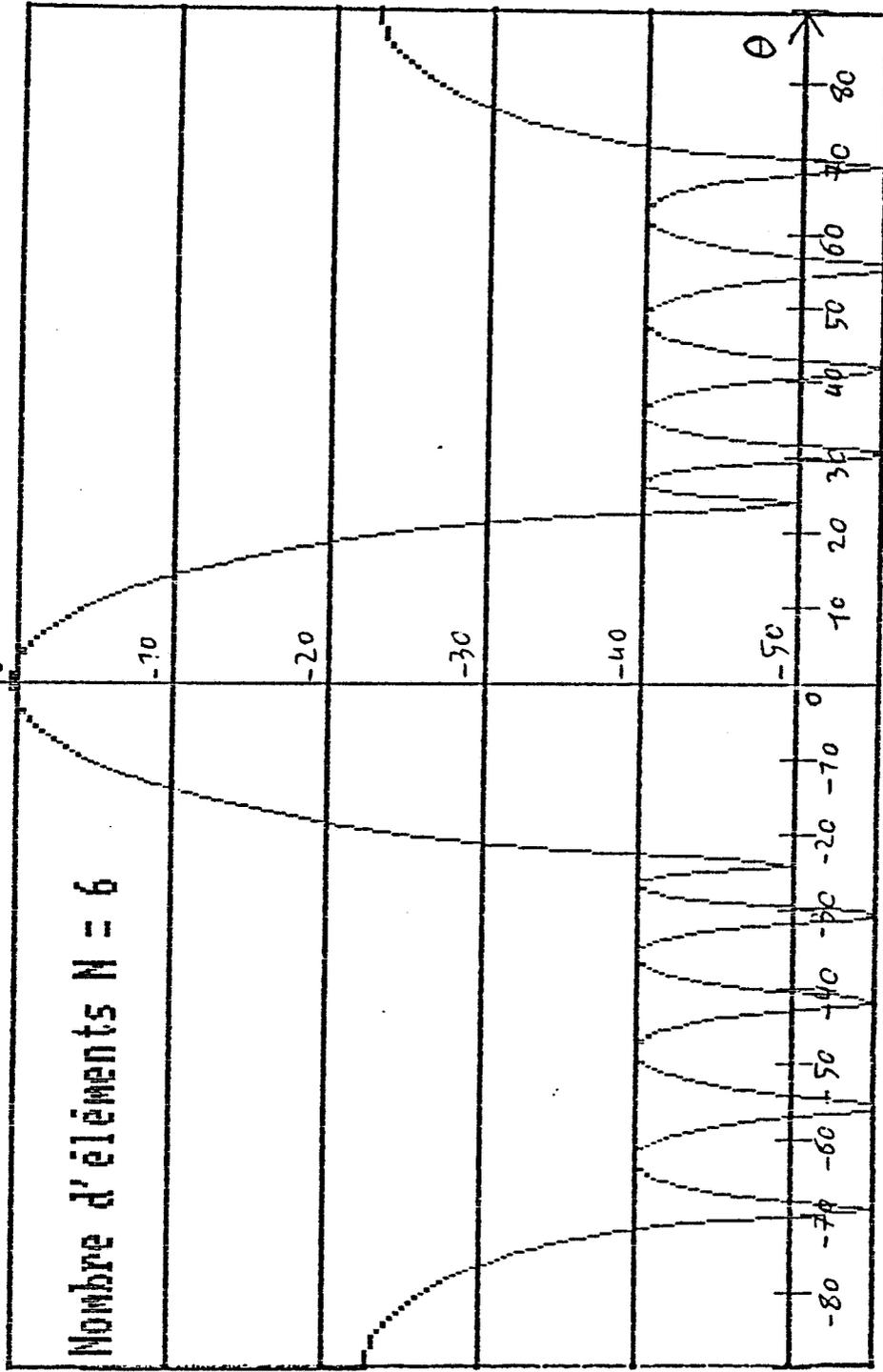


Fig IV.16 : Caractéristique de rayonnement $F(\theta)$

Distance inter éléments $D = 0.75$ λ L'ouverture à 3dB = 14.9°

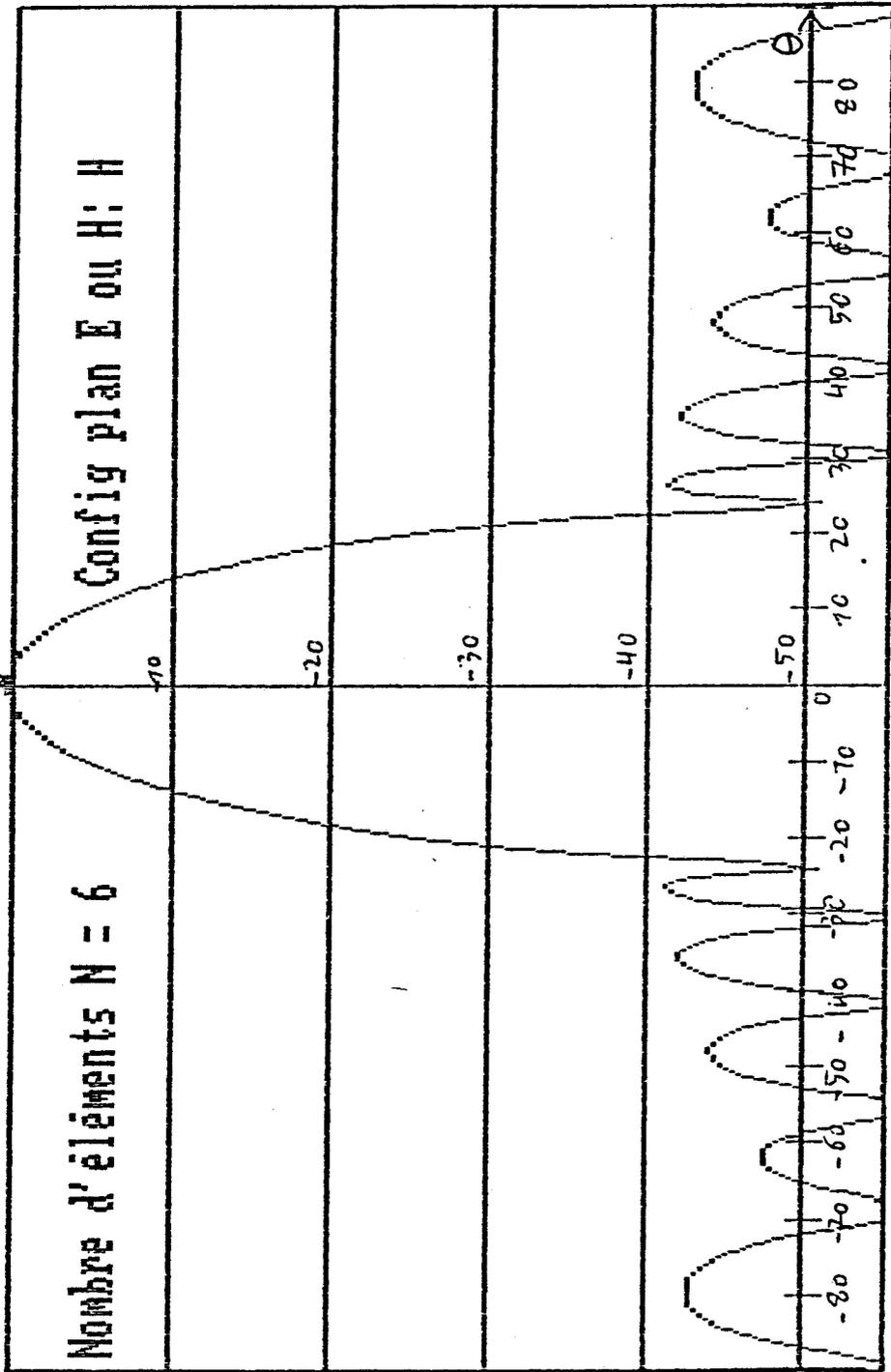


Fig IV.17 : Caractéristique de rayonnement $F(\theta)$

Distance inter éléments $D = 0.75$ λ L'ouverture à 3dB = 14.9°

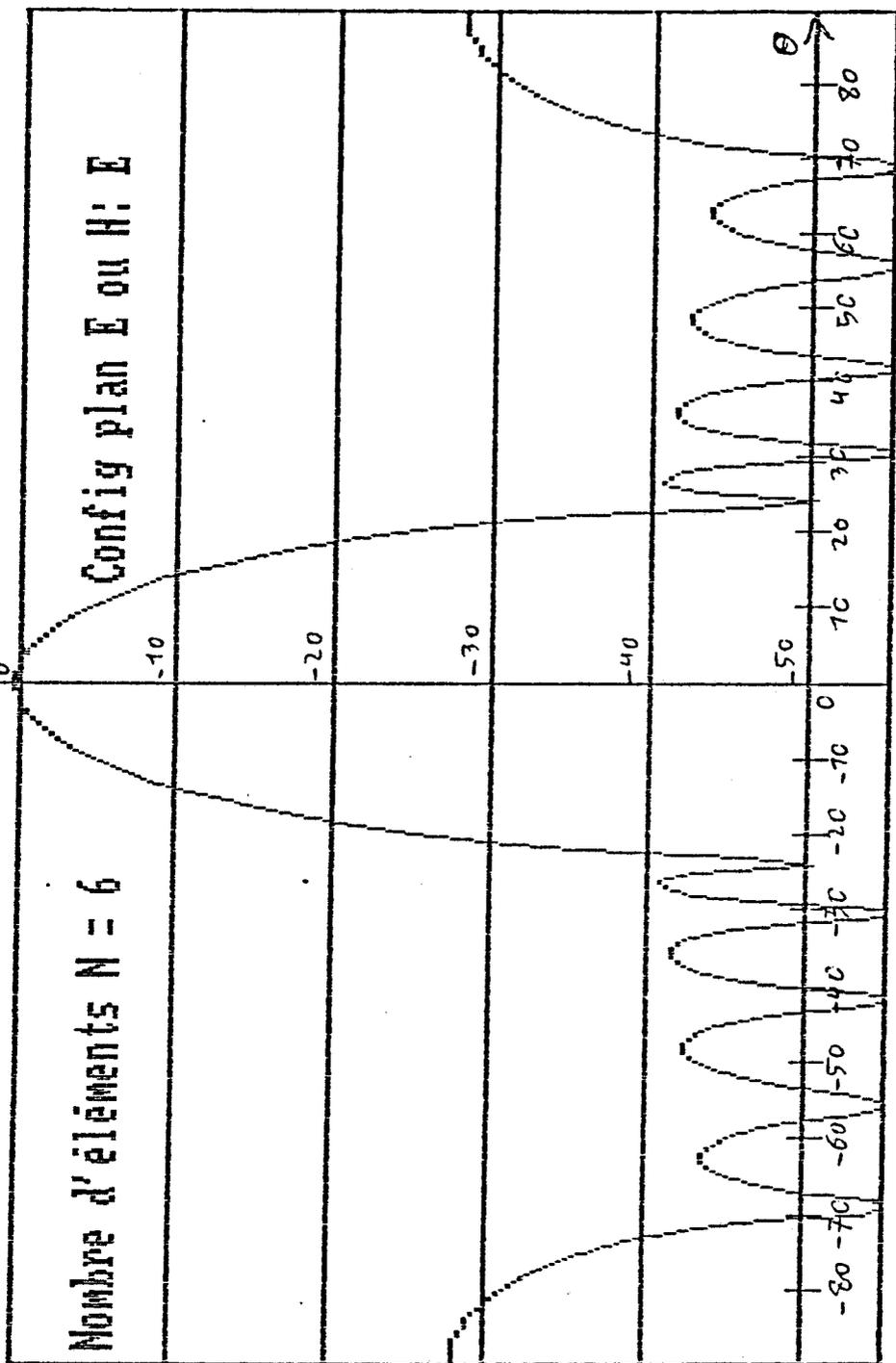


Fig IV.18 : Caracteristique de rayonnement $F(\theta)$

Distance inter éléments $D = 0.6\lambda$ L'ouverture à $3dB = 18.7^\circ$

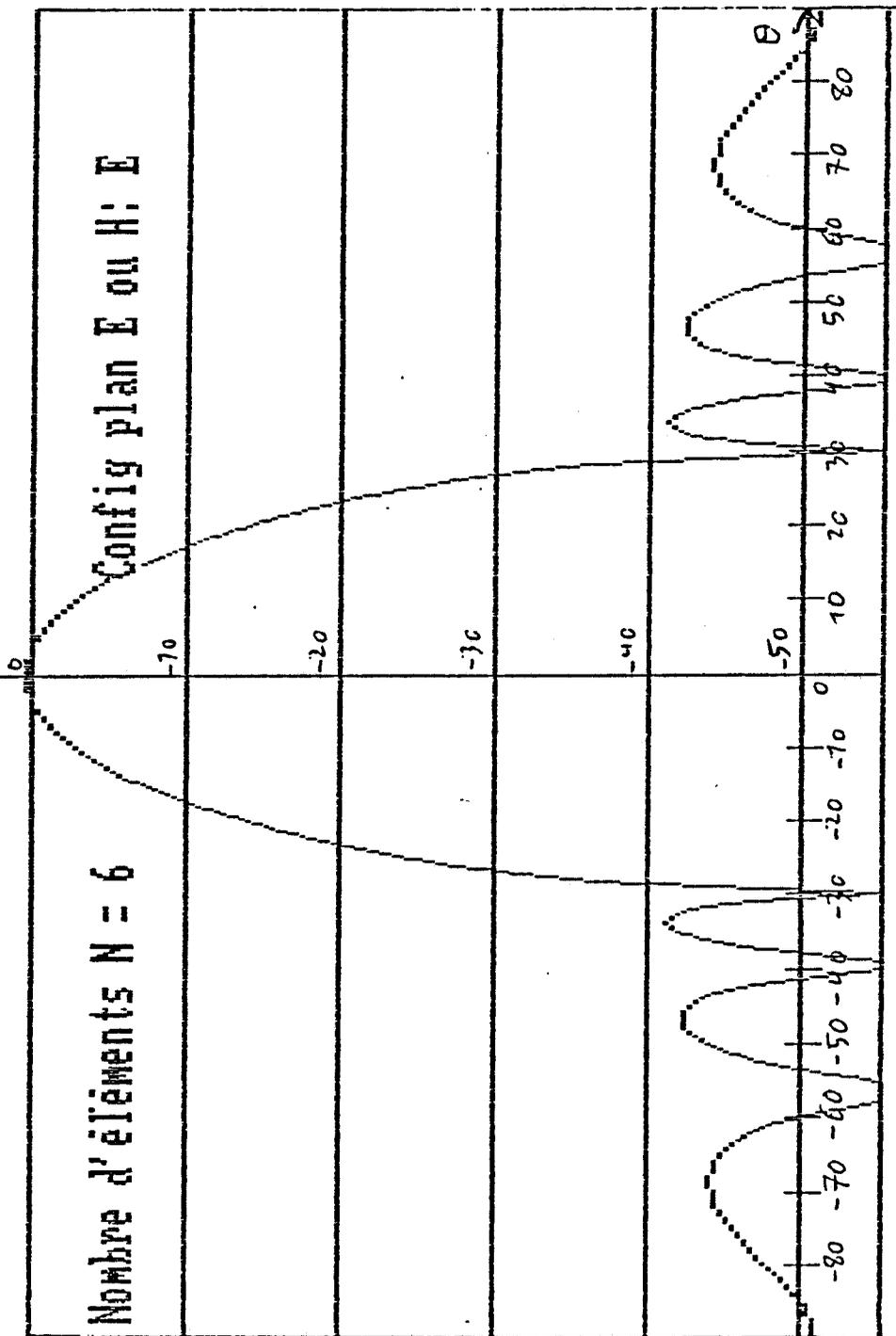


Fig IV.19 : Caractéristique de rayonnement $F(\theta)$

Distance inter éléments $D = 0.7\lambda$ L'ouverture à 3dB = 12.0°

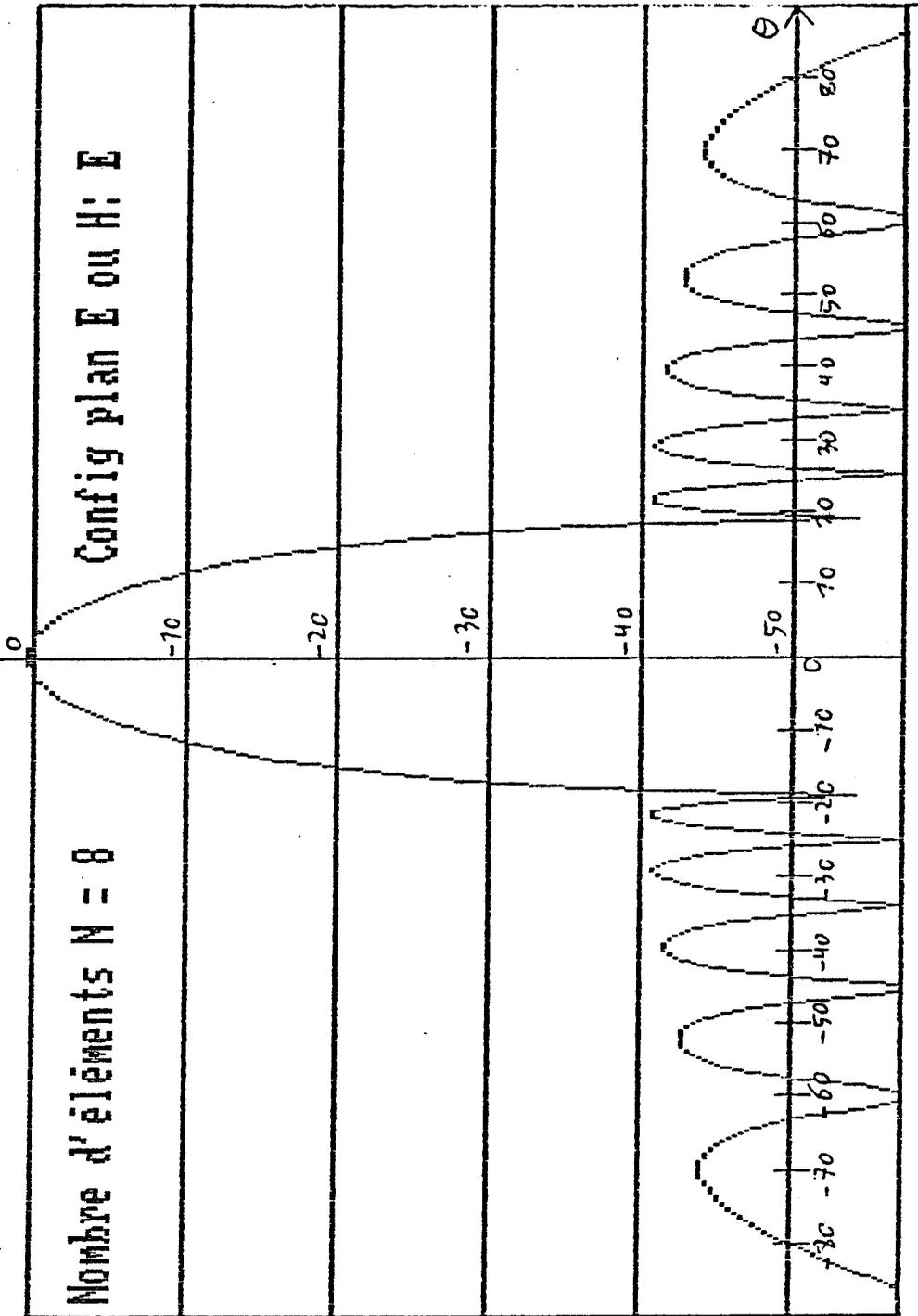


Fig IV.20 : Caractéristique de rayonnement $F(\theta)$

IV.1.4.4 CONCLUSION

Pour la réalisation d'un réseau plan à deux dimensions (il s'agit donc de l'association de sous- reseaux plan-H en un reseau plan-E) nous choisisons la seconde solution. Le double compromis d'un angle d'ouverture très faible pour un niveau de lobes secondaires minimum est alors respecté dans les deux plans compte tenu des diagrammes sources dans ces mêmes plans.

La méthode DOLPH-CHEBYSHEV a un domaine d'applications limité. Elle ne s'applique que dans le cas de réseaux de $2N$ éléments équidistants. La prise en compte du diagramme source impose une distance inter-élément limite pour laquelle il n'y a pas remontée des lobes secondaires suivant la direction $\theta = \pm\pi/2$.

Nous présentons dans le paragraphe suivant un exemple de réseau obéissant aux spécifications imposées par la simulation numérique.

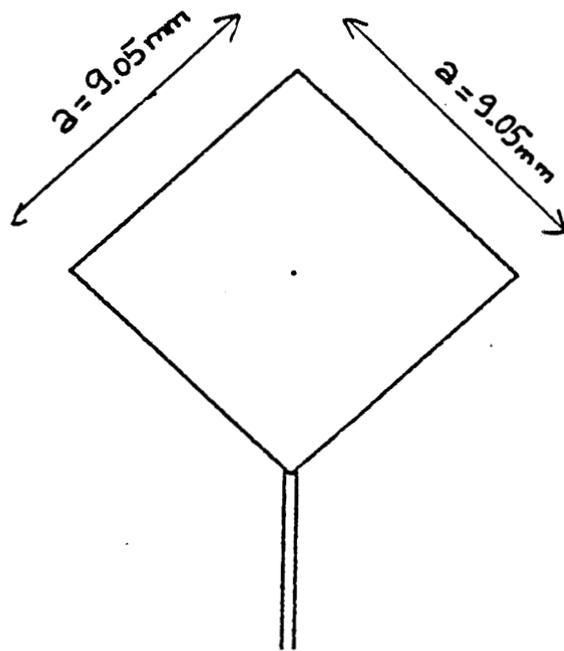


Fig IV.21 : Masque d'une antenne carree alimentee sur un coin

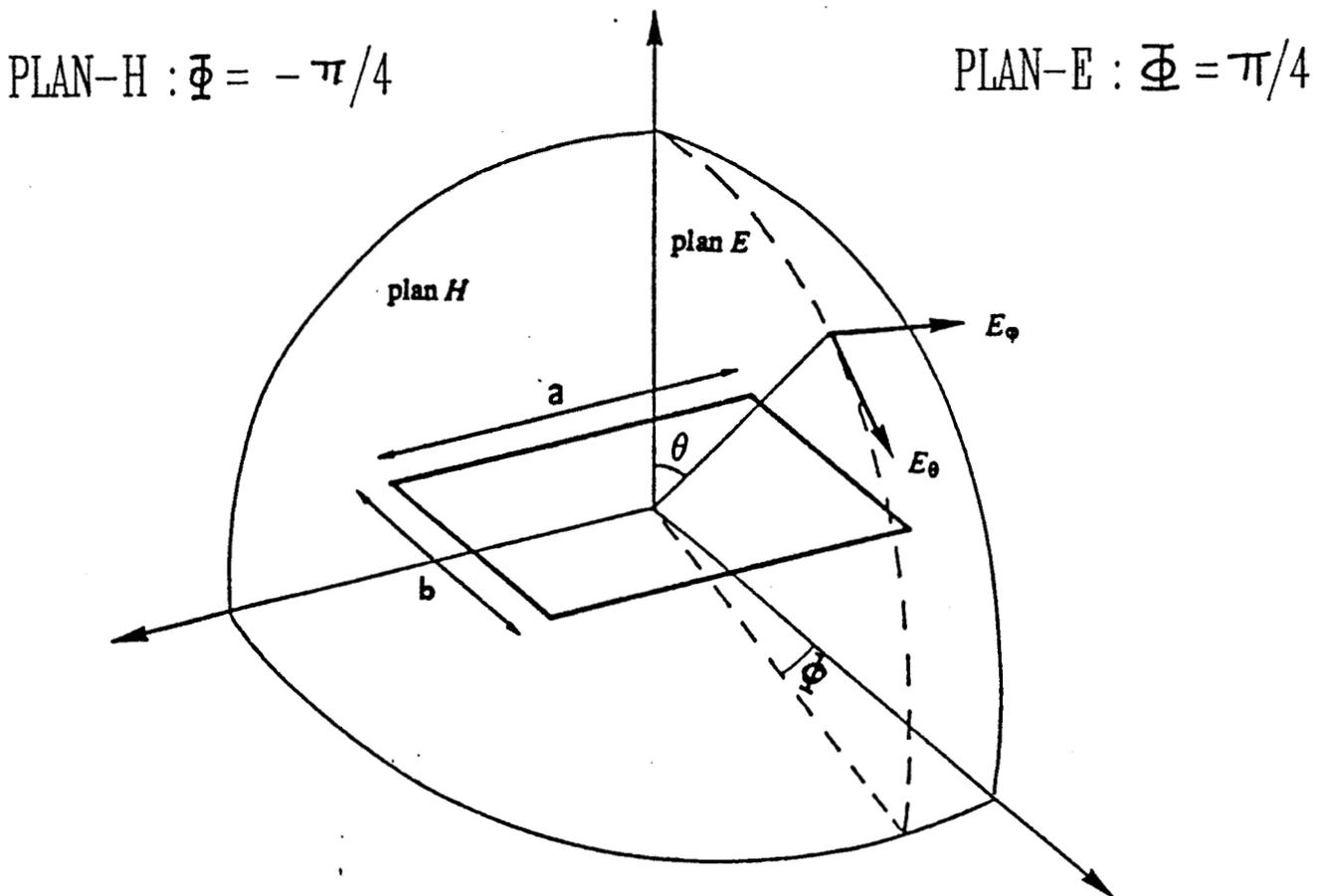


Fig IV.22 : Referentiel des champ rayonnees par l'antenne carree

IV.15 PROPOSITION DE REALISATION D'UN RESEAU PONDERE

IV.15.1 CARACTERISTIQUES DE LA STRUCTURE RAYONNANTE

Le premier paramètre à fixer est la fréquence de travail. Elle fixe les dimensions de la structure élémentaire rayonnante. Il s'agit d'un élément imprimé, de forme carrée, alimenté sur un coin. Ses dimensions sont:

$$* f_0 = 10 \text{ Ghz} \quad \rightarrow \quad a = b = 9.05 \text{ mm} \quad (\text{fig IV.21})$$

Une telle structure, alimentée sur un coin, présente une impédance d'entrée élevée. Pour cette structure, le calcul s'effectue à partir du modèle de la cavité (BEK88). On calcule numériquement cette impédance :

$$Z_{IN} \cong 340 \Omega \quad (\text{IV.28})$$

L'impédance est mesurée par réflexion : on réalise un élément que l'on monte sur un porte échantillon, assurant la transition entre un mini-coaxial et la ligne 50 Ω d'accès (fig III.15). La caractérisation de cette structure à l'analyseur de réseaux, nous renseigne sur le taux d'ondes stationnaires (T.O.S) d'entrée donc l'impédance d'entrée de l'élément rayonnant et la fréquence de résonance. En particulier, on peut calculer la bande passante de l'antenne pour une valeur du T.O.S d'entrée désiré. Cette valeur caractérise la sélectivité de l'aérien, les calculs numériques donnent [DUB82] :

$$BP_{TOS < 2} \cong 5 \% \quad (\text{IV.29})$$

Nous avons vu qu'une telle structure excite simultanément les modes cavité fondamentaux TM_{01} et TM_{10} . Le champ rayonné résulte de la superposition de ces deux composantes. Les plans principaux de rayonnement sont alors définis à partir du référentiel des champs rayonnés par l'antenne imprimée rectangulaire (fig IV.22) :

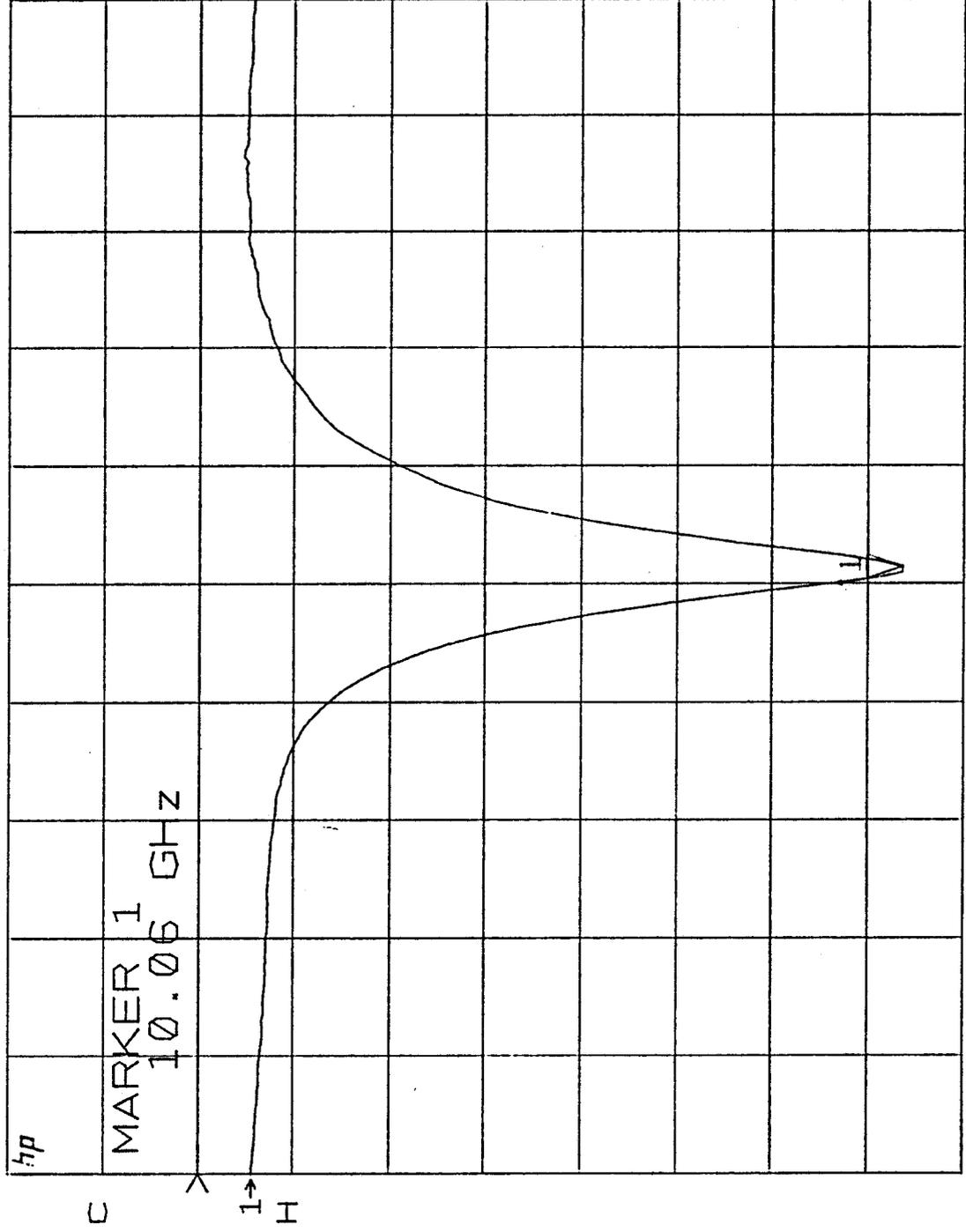
$$\text{PLAN-E} \quad \rightarrow \quad \phi = + \pi/4$$

$$\text{PLAN-H} \quad \rightarrow \quad \phi = - \pi/4$$

Afin de faire coïncider ces plans avec les plans principaux géométriques de symétrie définis pour $\phi = \pi/2$ et $\phi = 0$, nous effectuerons une rotation de $+\pi/4$ de la structure.

S11
REF 0.0 dB
1 2.0 dB/
▽ -14.728 dB

log MAG



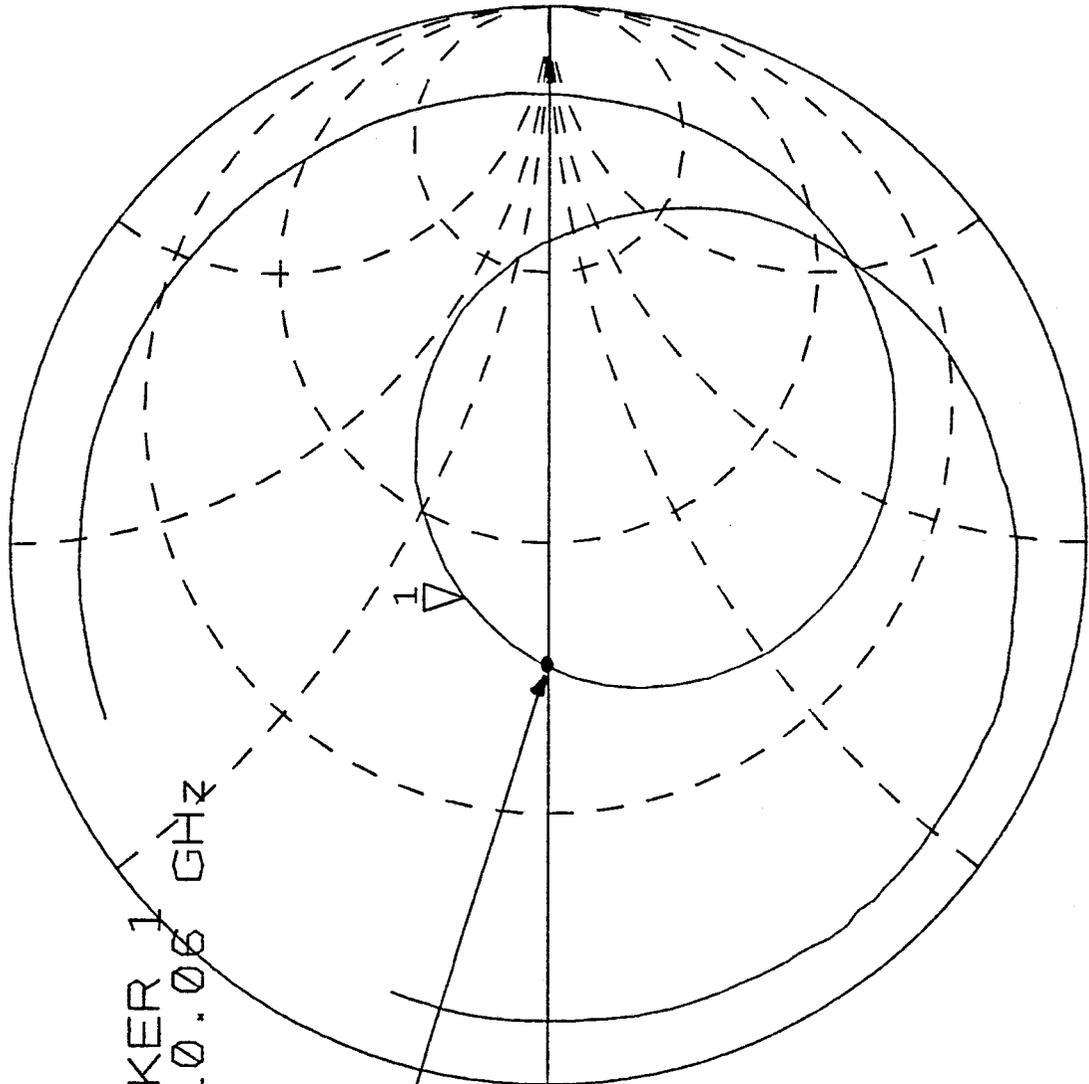
START 8.000000000 GHz
STOP 12.000000000 GHz

Fig IV.23 : T.O.S. mesure

S11 Z
 REF 1.0 Units
 1 200.0 mUnits/
 ▽ 39.283 Ω 12.607 Ω
 hp

C MARKER 1
 10.06 GHz

$f_r = 10.02 \text{ GHz}$



START 8.00000000 GHz
 STOP 12.00000000 GHz

Fig IV.26 : Freqence de resonance

Nous avons réalisé une antenne imprimée avec les valeurs précédemment calculées. Elle a été gravée sur un substrat diélectrique DUROID 5880 par le procédé de photolithogravure décrit dans le chapitre III. Nous avons caractérisé cet élément en mesurant son T.O.S (fig IV.23) et ses diagrammes de rayonnement dans les plans principaux.

Ainsi les caractéristiques mesurées sont :

→ la valeur minimum du $|S_{11}| = -15$ dB à la fréquence $f = 10.05$ GHz

→ la bande passante pour un T.O.S ≤ 2 ($|S_{11}| \leq -10$ dB est égale à 2 %

Sur un abaque de Smith (fig IV.26), on a relevé la caractéristique coefficient de réflexion. Le point de concours de la courbe avec l'axe réel, nous renseigne sur l'impédance d'entrée à la résonance :

$$Z_{IN}^{mes} \cong 340 \Omega$$

→ la fréquence de résonance mesurée vaut $f_0 = 10.01$ GHz

→ l'angle d'ouverture dans les plans principaux :

$$\Delta\theta_{3dB} = 70^\circ \text{ pour le PLAN-H}$$

$$\Delta\Phi_{3dB} = 110^\circ \text{ pour le PLAN-E}$$

Nous constatons un accord relativement correct entre les valeurs théoriques et expérimentales, compte tenu de la relative simplicité des modèles utilisés. Les tolérances de fabrication entrant en compte, nous ne devons pas chercher à optimiser ces modèles, sans maîtriser parfaitement le procédé de fabrication.

CALCUL DES EXCITATIONS

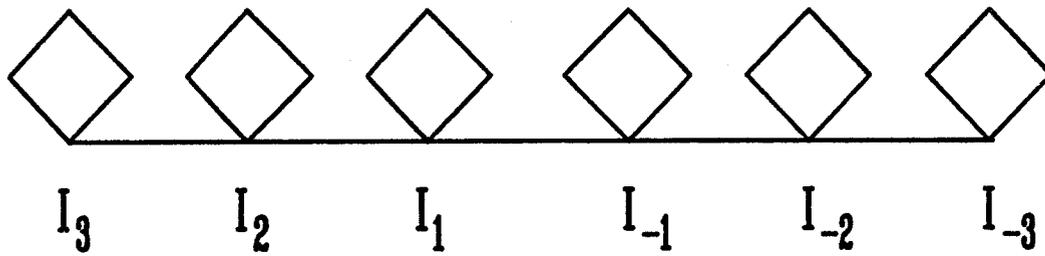


Fig IV.27.a : Sous reseau Plan H

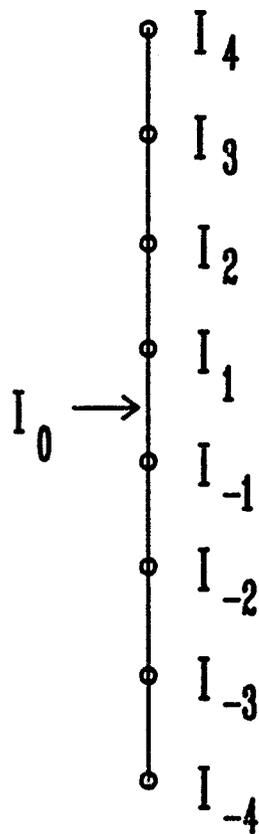


Fig IV.27.b : Sous reseau Plan E

IV.15.2 CARACTERISTIQUES DU RÉSEAU

Pour réaliser un réseau bidimensionnel, on associe plusieurs sous réseaux plan-H en un réseau plan-E. On calcule dans un premier temps les excitations I_k des sous réseaux H avec les conditions initiales suivantes:

nombre d'éléments : $2N = 6$ (fig IV.27A)

distance interéléments moyenne: $d = \lambda_G \cong 0.75 \lambda_0$

amplitude max des lobes secondaires : $A_{LS} = -30$ db

prise en compte du diagramme source PLAN-H

Puis on considère ensuite chaque sous réseau H comme se réduisant à une source fictive que l'on associe en sous réseau pondéré plan-E. On calcule alors les excitations I_k respectives. Les conditions de départ sont :

nombre d'éléments : $2N = 8$ (FIG IV.27B)

distance interéléments : $d = \lambda_G \cong 0.75 \lambda_0$

amplitude max des lobes secondaires : $A_{LS} = -30$ db

prise en compte du diagramme source PLAN-E

Nous présentons les résultats numériques en traitant séparément les deux plans principaux de rayonnement, obtenus par le programme *CHEBYS*.

IV.15.2.1 SOUS-RESEAU PLAN-H

Les amplitudes des courants d'excitation sont :

INDICE SOURCE	AMPLITUDE EXCITATION: I	COEFFICIENT I EN dB
-3	0.295616	-10.59
-2	0.683725	-3.3
-1	1	0
+1	1	0
+2	0.683725	-3.3
+3	0.295616	-10.59

ANGLE D'OUVERTURE THEORIQUE

$$\theta_{OUV} = 12^{\circ}30'$$

Le diagramme théorique est proposé : (fig IV.28).

IV.15.2.2 SOUS-RESEAU PLAN-E

Les coefficients des courants d'excitations s'écrivent :

INDICE SOURCE	AMPLITUDE I COURANT EXCIT	COEFFICIENT I EN dB
-4	0.262217	-11.63
-3	0.518747	-5.7
-2	0.811960	-1.8
-1	1	0
+1	1	0
+2	0.811960	-1.8
+3	0.518747	-5.7
+4	0.262217	-11.63

ANGLE D'OUVERTURE

$$\theta_{OUV} \cong 10^{\circ}$$

Le diagramme de rayonnement théorique est proposé sur (fig IV.29)

Nous allons décrire maintenant le principe de réalisation du circuit distributeur de courant.

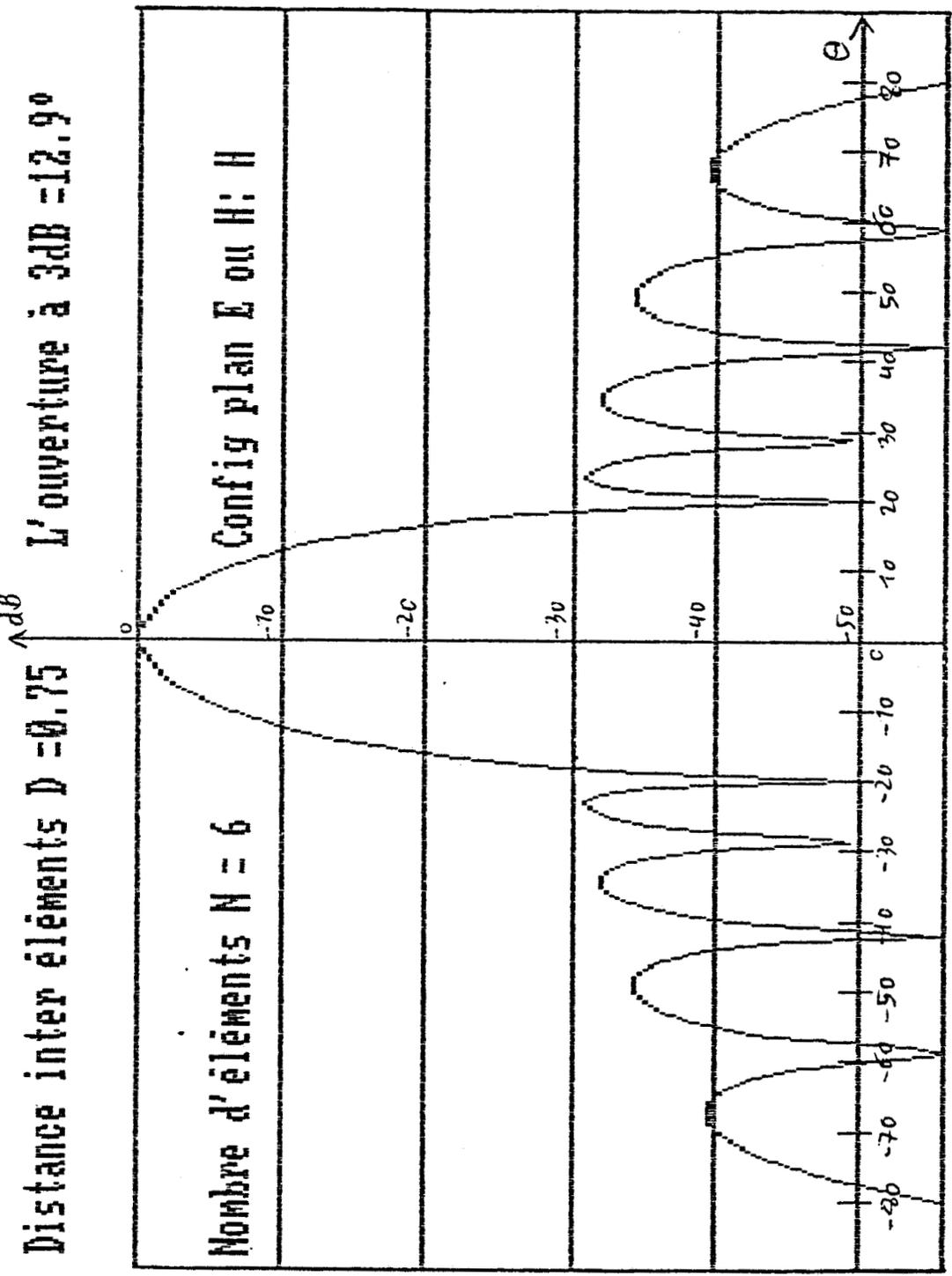


Fig IV.28 : Caractéristique de rayonnement $F(\theta)$

Distance inter éléments $D = 0.75 \lambda$ L'ouverture à $3dB = 9.7^\circ$

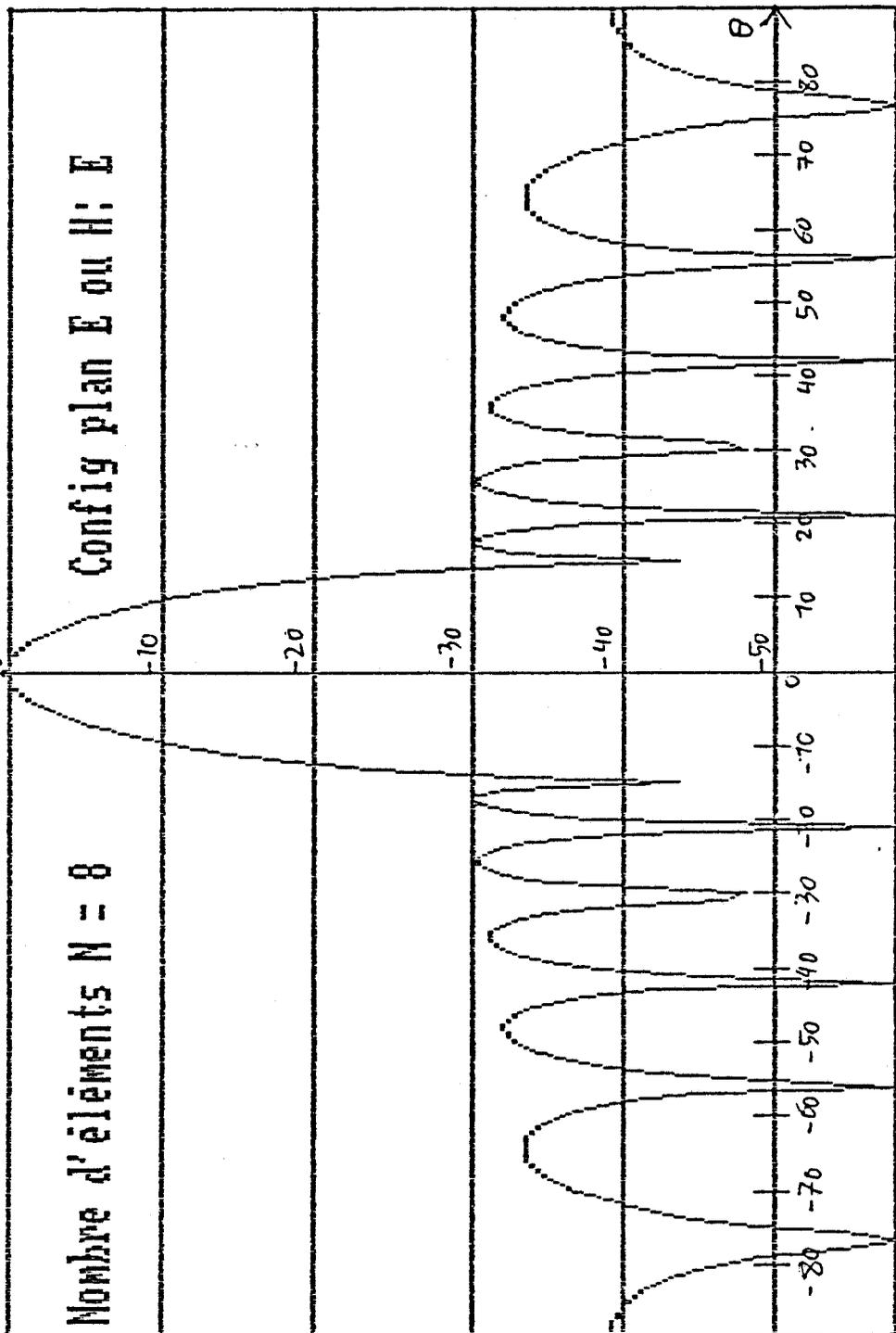


Fig IV.29 : Caractéristique de rayonnement $F(\theta)$

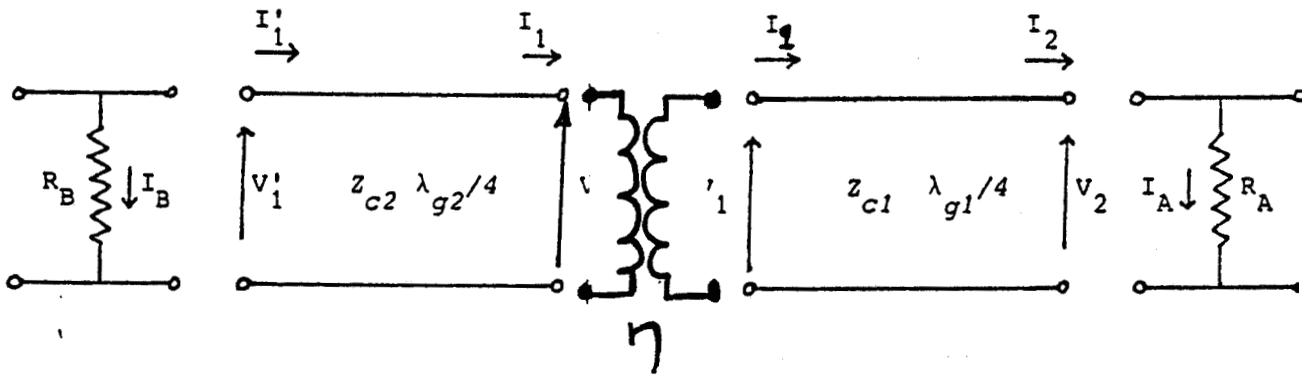
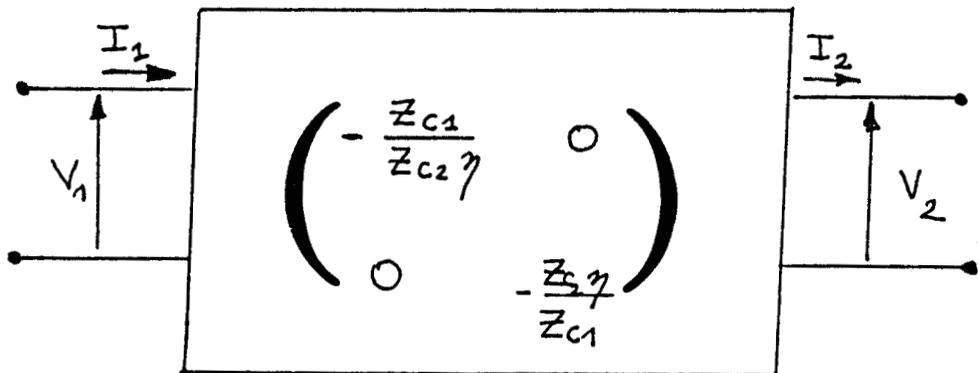


Fig IV.30 : Schema equivalent de deux transformateurs quart d'onde en cascade



Matrice Chaine de IV.30

IV.15.3 CALCUL DES CARACTERISTIQUES DU DISTRIBUTEUR SERIE

Les sources élémentaires associées en réseau sont équidistantes de $0.75\lambda_0$, cette distance équivaut en moyenne à une longueur d'onde guidée, compte tenu des caractéristiques du substrat. La méthode la plus courante pour pondérer un réseau est l'utilisation entre chaque source de transformateurs quart d'onde.

Les sources résonant, en principe toutes à la même fréquence, se modélisent par une impédance purement réelle. Il est alors possible entre chaque source d'établir le rapport des courants d'excitation sur chaque source.

On considère deux sources I_k, I_{k+1} équidistantes de λ_g : on écrit les matrices chaînes (elles établissent la relation entre les grandeurs (tension/courant) de sortie et celles d'entrée) des quatre transformateurs quart d'onde (BOG87), en (fig IV.30), le schéma équivalent de deux transformateurs quart d'onde en cascade soit:

$$\begin{pmatrix} V_S \\ I_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{ch}(\gamma l) & Z_c \text{sh}(\gamma l) \\ \frac{\text{sh}(\gamma l)}{Z_c} & \text{ch}(\gamma l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{IN} \\ I_{IN} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

où γ représente la constante de propagation complexe :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{IV.30})$$

La partie réelle α représente l'ensemble des pertes pour une ligne microruban : il s'agit de la somme des pertes ohmiques α_c sur le conducteur et des pertes diélectriques α_d .

La partie imaginaire β est la constante de phase qui caractérise la propagation.

Nous écrivons la matrice chaîne totale des quatre tronçons quart d'onde montés en cascade entre deux éléments rayonnants. Si on néglige, dans un premier temps, les pertes on obtient une relation simple donnant le rapport des courants d'excitation entre chaque élément [BEK89] :

$$\frac{I_{k+1}}{I_k} = \frac{Z_{c1} Z_{c3}}{Z_{c2} Z_{c4}} * \frac{R_k}{R_{k+1}} * \frac{\eta_2}{\eta_1 \eta_3} \quad (\text{IV.31})$$

On peut ainsi déterminer les impédances caractéristiques des tronçons quart d'onde successifs.

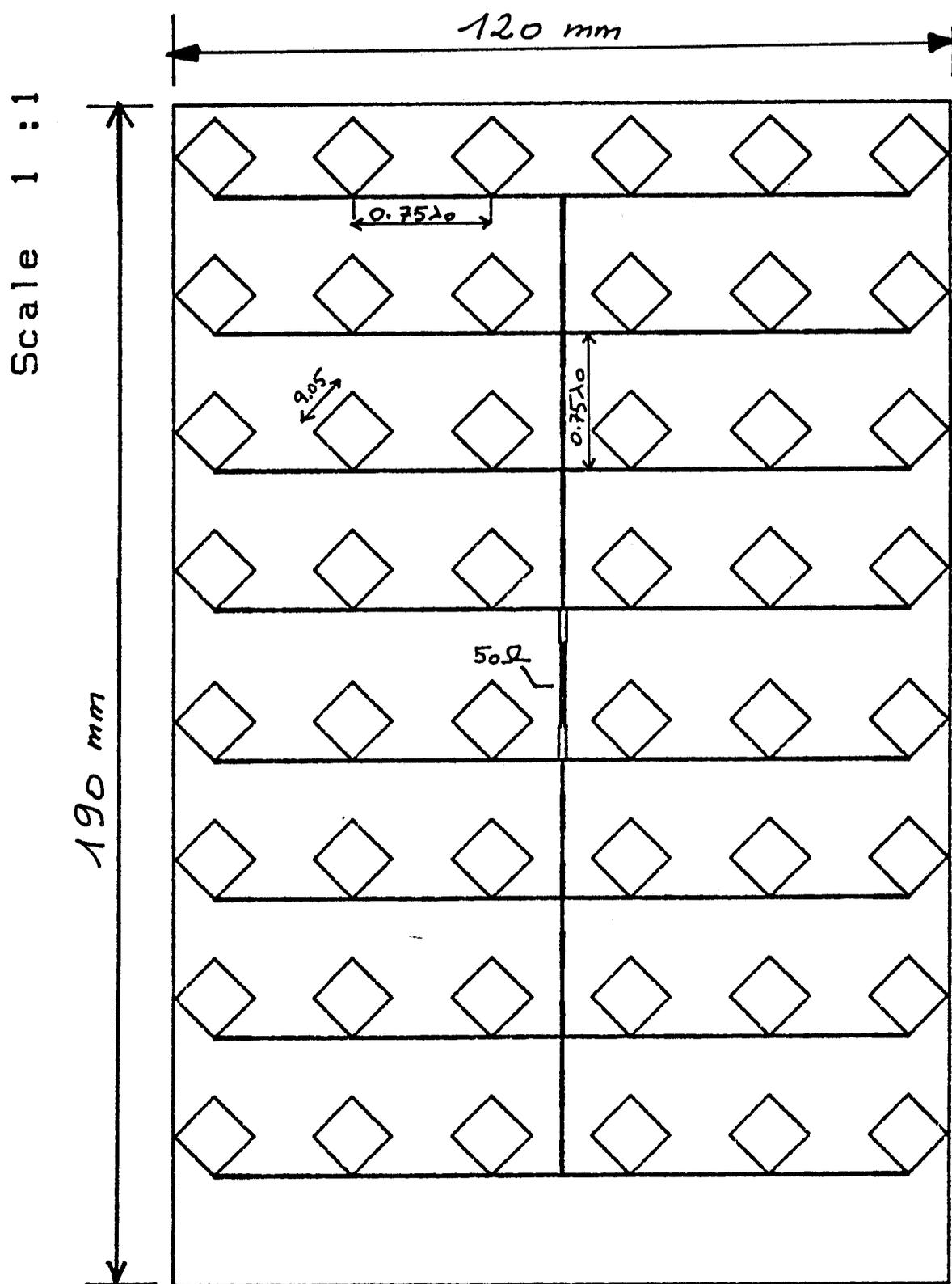


Fig IV.31 : Masque Antenne reseau imprime 6×8 elements

La prise en compte des pertes nous permet alors de recalculer les courants. On peut alors recorriger les valeurs des impédances pour les faire coïncider avec les valeurs désirées.

Un programme de synthèse de ces transformateurs quart d'onde est en cours de réalisation.

Afin d'éviter les rayonnements parasites associés au distributeur serie, nous limiterons l'intervalle des valeurs possibles pour l'impédance caractéristique des transformateurs quart d'onde :

$$* 50 \leq Z (\Omega) \leq 130 \quad (IV.32)$$

IV.1.5.4 PREMIERE REALISATION DU RESEAU PONDERE

Une antenne a été réalisée au laboratoire, (masque avec Micros VI et gravure), dont nous présentons le masque (fig IV.31).

Les mesures :

du T.O.S d'entrée (fig IV.32)

de la fréquence de résonance F_0 (fig IV.33)

des diagrammes de rayonnement (fig IV.34 et IV.35),

ont été effectuées sur analyseur de réseau automatique (HP8510) et en chambre anéchoïque.

D'après les diagrammes de rayonnement les remarques suivantes peuvent être formulées :

les angles d'ouverture du lobe principal, dans les plans principaux de rayonnement, sont conformes aux erreurs de mesure près, à la théorie. On peut relever les valeurs suivantes :

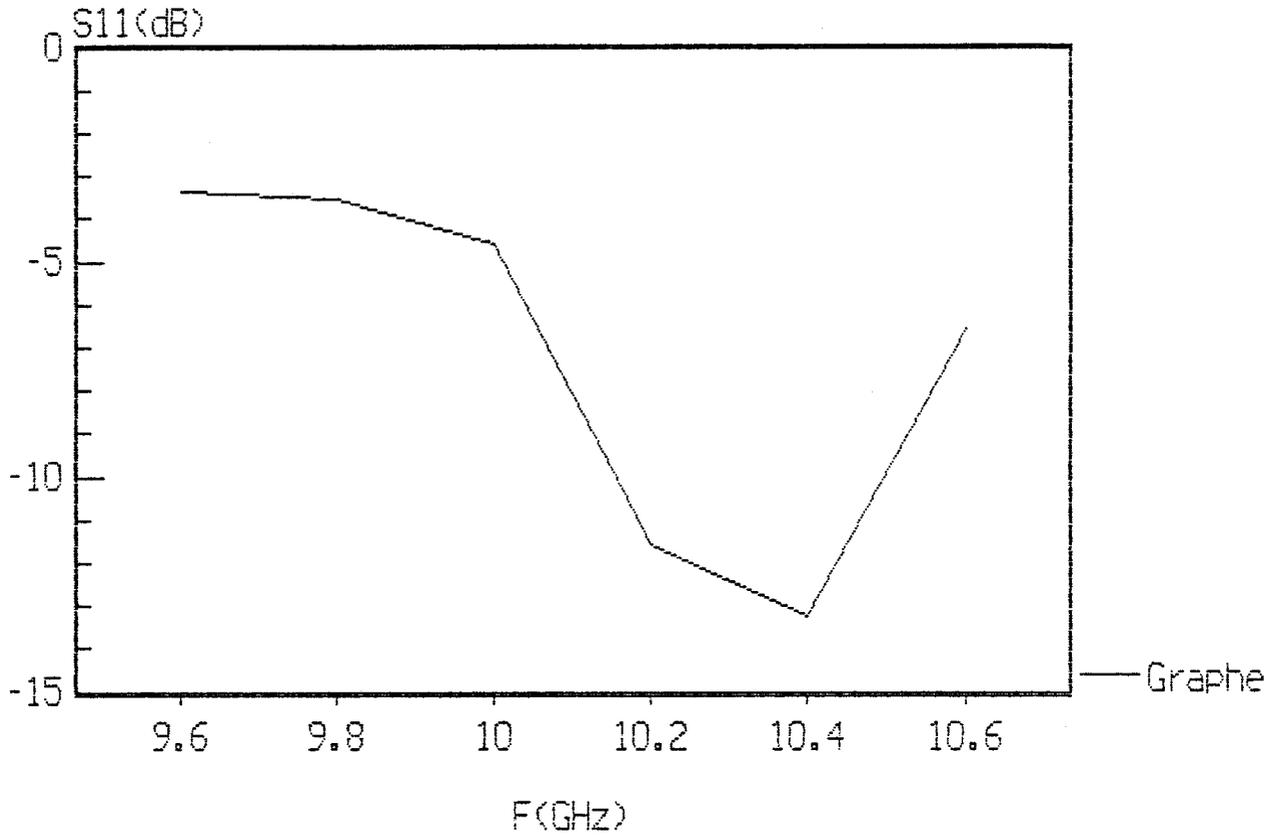
$$\Delta\theta_{3dB}^H = 10^\circ \text{ et } \Delta\Phi_{3dB}^E \cong 13^\circ \quad (IV.33)$$

le niveau de lobes secondaires en PLAN-H, est en accord avec le niveau spécifié dans les hypothèses de départ, on obtient en effet :

$$\frac{L_s}{L_p} \leq - 25 \text{ dB} \quad (IV.34)$$

Fig IV.32 : T.O.S. mesure : module S_{11} (dB)

Courbe: $S_{11}(\text{Module})=f(\text{Fréquence})$



Courbe: $S_{11}(\text{Phase})=f(\text{Fréquence})$

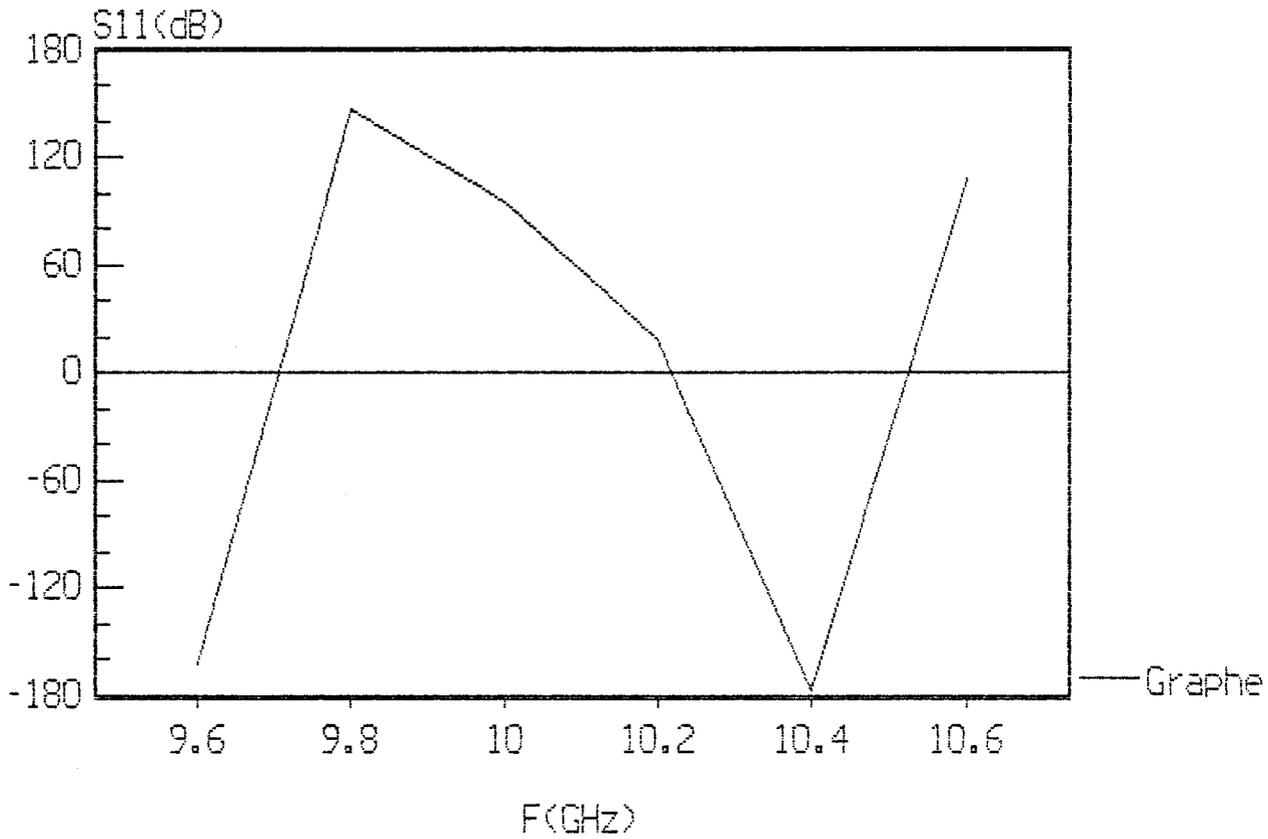


Fig IV.33 : Phase du Coefficient S_{11} mesure

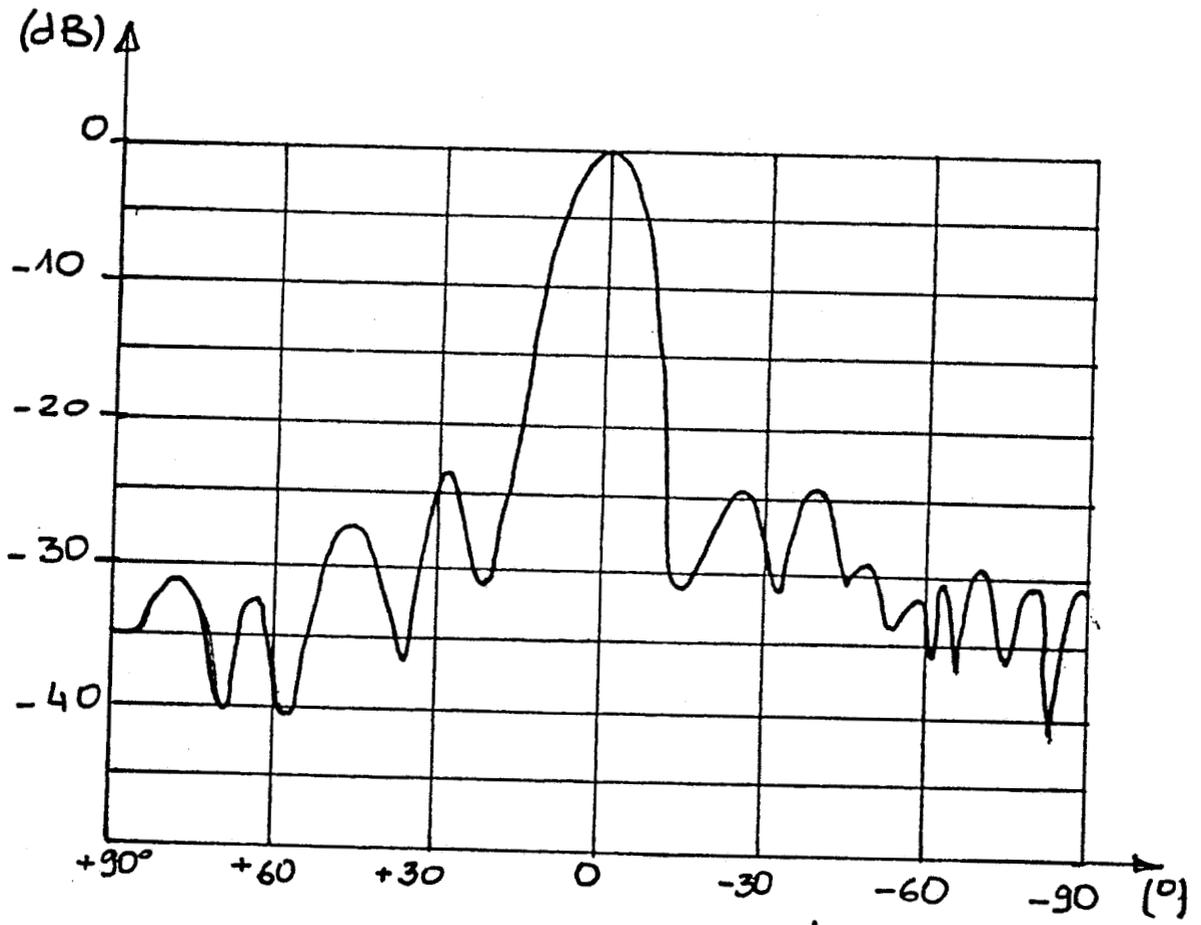


Fig IV.35 : Plan H

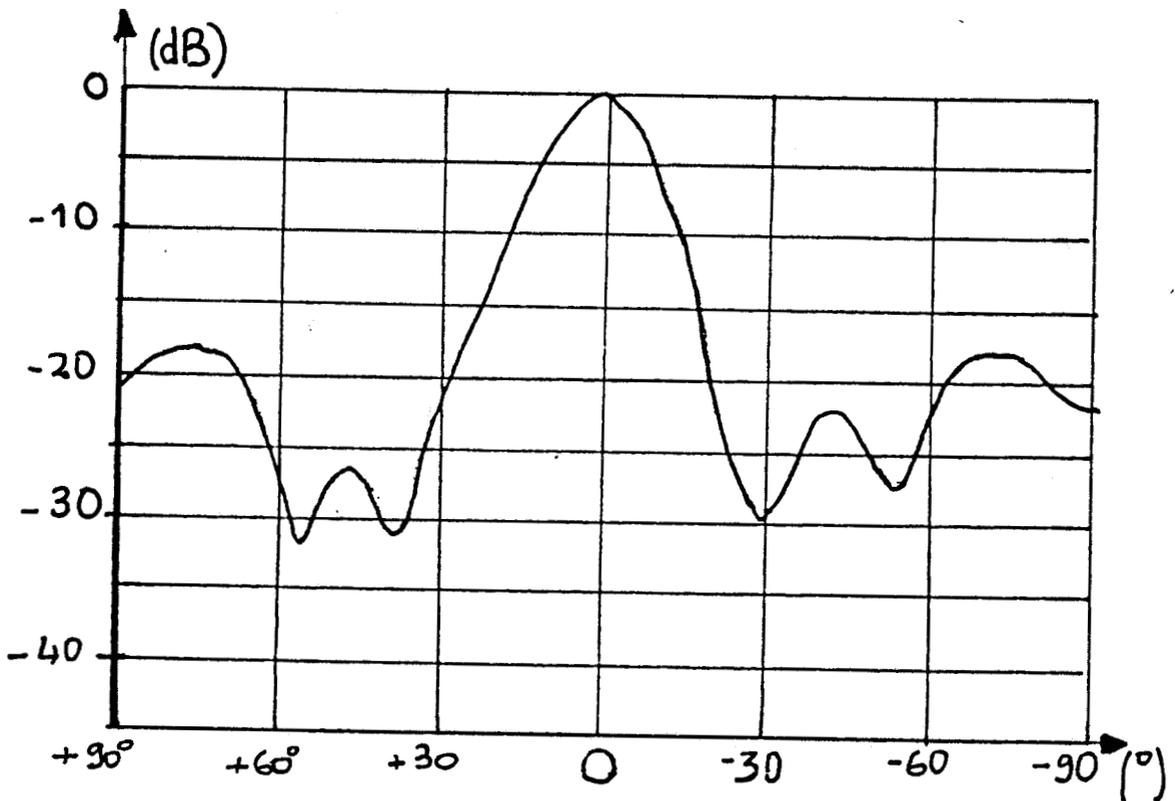


Fig IV.34 : Plan E

comme prévu, on assiste à une remontée des lobes secondaires en PLAN-E, dans les directions θ voisines de la normale. Le niveau est alors :

$$\frac{L_s}{L_p} \approx - 19 \text{ dB} \quad (\text{IV.35})$$

Ce niveau, quoique largement supérieur à la valeur de départ, est parfaitement tolérable compte tenu des résultats de la simulation numérique exposés dans le chapitre II. On peut expliquer ce résultat par deux facteurs :

→ une mauvaise pondération des sous-réseaux PLAN-H, liée à une désadaptation au niveau de l'alimentation centrale.

→ le rayonnement parasite de l'alimentation centrale.

IV.1.6 CONCLUSION

Une première réalisation d'un réseau, pondéré 6×8 éléments a été effectuée. Les résultats sont encourageants. Il existe de nombreux facteurs affectant les performances du réseau, et en particulier en dégradant le niveau des lobes secondaires :

- Tolérances de réalisation du circuit distributeur. Ces normes peuvent être prises en considération par le concepteur lors de la synthèse. De nombreux ouvrages traitent du problème, on peut citer :

K.C.GUPTA : COMPUTER AIDED DESIGN OF M.I.C (ARTECH)

- Désadaptation éventuelle de chaque élément imprimé. Elle peut alors induire l'excitation de modes de rayonnement d'ordre supérieur.

- Prise en compte du couplage mutuel entre les éléments rayonnants

- Effet de diffraction dû aux effets de bord (plan de masse fini)

- Effet de désadaptation lié au mini coaxial d'alimentation du réseau (problème de connectique).

- Rayonnement parasite associé au réseau d'alimentation et à l'alimentation centrale.

Le développement d'une méthode de synthèse des réseaux beaucoup plus performante, n'est cependant pas nécessaire.

Afin d'améliorer encore la qualité du signal Doppler, nous allons montrer, dans le paragraphe suivant le besoin d'inclure au traitement un filtrage passe bande du signal, commandé numériquement. Il s'agit de réaliser un asservissement de la fréquence centrale du filtre sur la fréquence moyenne du signal Doppler, en temps réel. Nous avons entrepris donc d'incorporer, à notre simulation numérique, ce procédé de filtrage.

IV.2 SIMULATION NUMERIQUE D'UN FILTRE PASSE BANDE

IV.2.1 INTRODUCTION

Rappelons que le signal Doppler n'est pas monochromatique : son spectre de fréquences est formé d'un ensemble de fréquences parasites, centrées autour de la fréquence moyenne f_D . Les fréquences parasites sont de deux sortes :

- très voisines de f_D : dans ce cas elles contribuent à l'élargissement du spectre ; ce sont des fréquences très faibles (qq Hz) dues à des phénomènes liés au débettement du support radar.

- très différentes de f_D : dans ce cas, elles détériorent la qualité du signal Doppler ; ce sont des fréquences relativement élevées (qq KHz) dues à des perturbations soit électriques (câble H.T.) soit phoniques (vibrations du support du radar, par exemple).

On peut donc étudier la simulation d'un filtre analogique asservi capable d'extraire le signal de fréquence f_D . C'est l'objet du paragraphe suivant .

Il apparait donc utile d'étudier la simulation d'un filtre analogique asservi capable d'extraire du spectres de fréquences le signal Doppler.

IV.2.2 PRINCIPE GENERAL

Il s'agit donc de sélectionner la fréquence intéressante f_D du signal Doppler. Les trois paramètres intrinsèques du filtre doivent pouvoir être réglés indépendamment les uns des autres :

- * le coefficient K de gain
- * l'amortissement η (il conditionne la bande passante)
- * la pulsation propre $\omega_D = 2\pi f_D$

La condition d'indépendance permet de supposer que le filtre travaille de façon à ce que le produit gain - bande passante soit constant.

Nous avons choisi de simuler un filtre passe bande parfait dont la forme canonique est du second ordre et s'écrit :

$$\text{TRANS}(j\omega) = \frac{K}{1 + 2j\eta \frac{\omega}{\omega_0} + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (\text{IV.35})$$

La réponse temporelle d'un tel filtre se calcule facilement à partir de la transformée inverse de LAPLACE de la fonction de transfert $\text{TRANS}(j\omega)$.

On obtient :

$$H(t) = k_0 \sin(\omega_p t) \exp(-\eta\omega_D t) \quad (\text{IV.36})$$

où ω_p représente la pulsation propre : $\omega_D \sqrt{1-\eta^2}$

Le coefficient de qualité Q du filtre s'exprime directement à partir du coefficient η d'amortissement par la relation :

$$Q = \frac{1}{2\eta\sqrt{1-\eta^2}} \quad (\text{IV.37})$$

$$\text{ainsi la bande passante s'écrit BP} = \frac{f_D}{Q} \quad (\text{IV.37'})$$

IV.2.3 EQUATION GENERALE DE LA SIMULATION NUMERIQUE

Si on place un tel filtre en sortie du système hyperfréquence avant la partie traitement de signal, le signal V_{Dout} en sortie du filtre s'écrit :

$$V_{Dout}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_{DET}(t') H(t-t') dt' \quad (IV.39)$$

où V_{DET} est le signal issu de la tête DOPPLER

On peut facilement discrétiser cette intégrale dans le cas de notre simulation. On limitera pour des raisons de temps calcul les bornes de l'intégrale à une centaine de valeurs .

Ainsi le signal $V_{Dout}(I)$ à l'itération I de la simulation s'exprime donc à partir du signal à l'entrée du filtre V_{Det} :

$$V_{Dout}(I) = \sum_{J=I-2}^I V_{Det}(J) \sin \left[\frac{2\pi(I-J)}{DISTH} * Dx \right] \exp \left[\frac{(J-I)BR}{DISTH} * Dx \right] \quad (IV.40)$$

où BR représente la bande passante réduite du filtre (c'est unedonnée à entrer dans la simulation) et DISTH exprime la distance moyenne théorique entre deux zéros du signal doppler :

$$DISTH = \frac{\lambda_0}{2\sin\theta_0} \quad (IV.41)$$

Nous avons choisi une représentation graphique du signal Doppler pour illustrer l'effet du filtre. Quelques courbes seront présentées dans le paragraphe suivant.

Il est aussi possible d'effectuer un traitement statistique sur le signal Doppler filtré.

On peut alors évaluer l'amélioration possible sur les performances tant en précision qu'en fidélité du système Doppler.

IV.2.4 QUELQUES RESULTATS APPORTES PAR LA SIMULATION

Nous avons choisi d'étudier deux configurations défavorables du système Doppler :

- système Doppler optimal avec débattement vertical $DXBo=10$ cm
- système Doppler avec une antenne possédant des lobes secondaires importants, caractérisée par :
 - ouverture du lobe principal : 12°
 - amplitude rapport lobe secondaire/lobe principal : 0.4
 - demi-largeur du lobe secondaire : 2°
 - position du maximum secondaire : 30°

Le filtre simulé présente un coefficient de qualité égal à 10 . Nous simulerons un parcours PARC = 240 cm . Nous présentons le signal Doppler relevé sur ce trajet, filtré et non filtré. Le nombre d'obstacles NT est identique pour toutes les configurations étudiées : NT = 23.

Les caractéristiques géométriques sont :

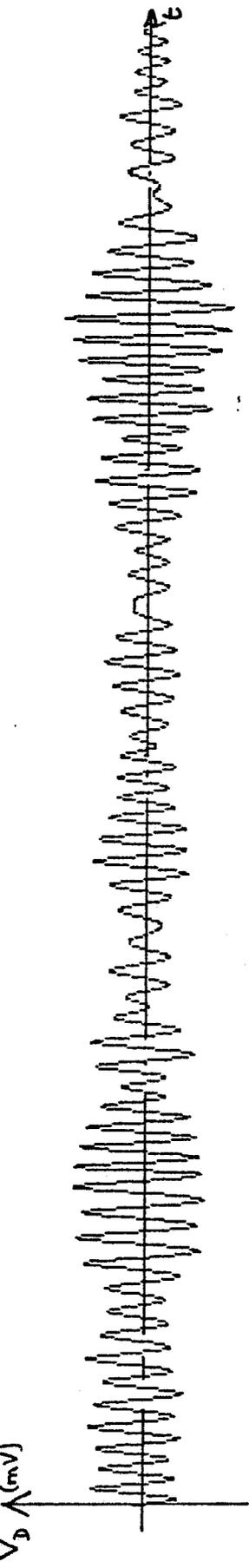
angle de visée $\theta = 30^\circ$
hauteur de 40 cm .

IV.2.4.1 RESULTATS GRAPHIQUES

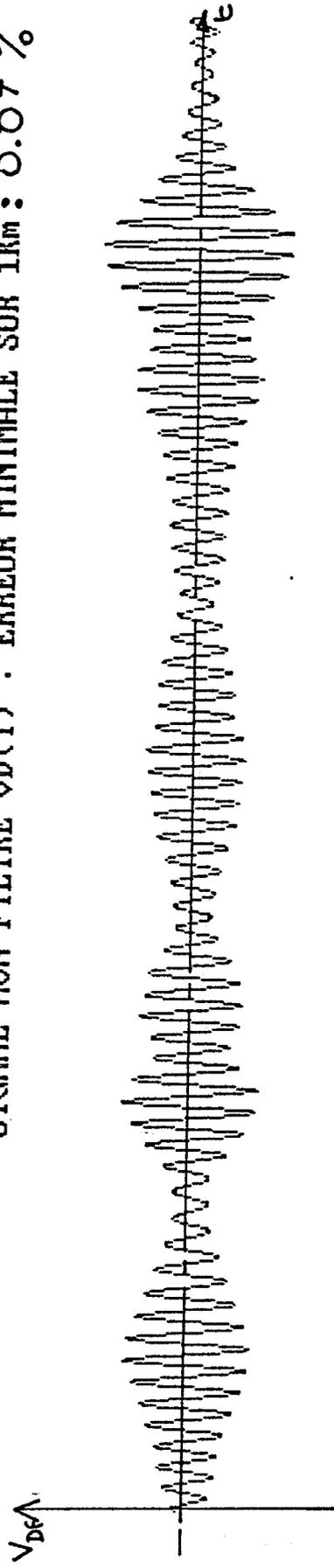
Nous présentons ici sous forme d'enregistrement l'évolution temporelle du signal Doppler, non filtré et filtré, sur quelques périodes pour les configurations de travail :

- débattement vertical (fig IV.37)
- système avec aérien à lobes secondaires (fig IV.38)
- débattement vertical + lobes secondaires (fig IV.39)

Pour chaque configuration, nous indiquons par un "P" les sauts de phase intempestifs et un "A" les pertes signal apparaissant sur le signal non filtré.



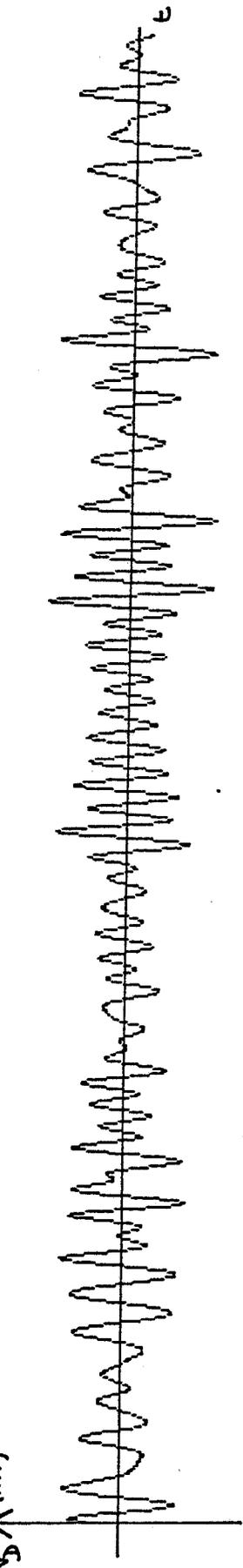
SIGNAL NON FILTRE $V_D(t)$: ERREUR MINIMALE SUR 1Km : 0.07 %



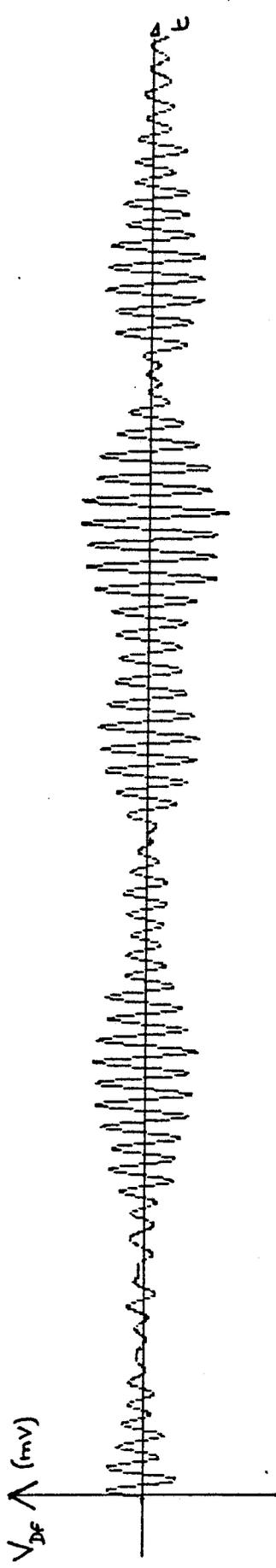
SIGNAL FILTRE $V_{FIL}(t)$: ERREUR MINIMALE SUR 1Km : 0.03 %

EFFET D'UN FILTRAGE SUR LES CARACTERISTIQUES DU SIGNAL DOPPLER

Fig IV.37 : Courbe 1, effet du debattement



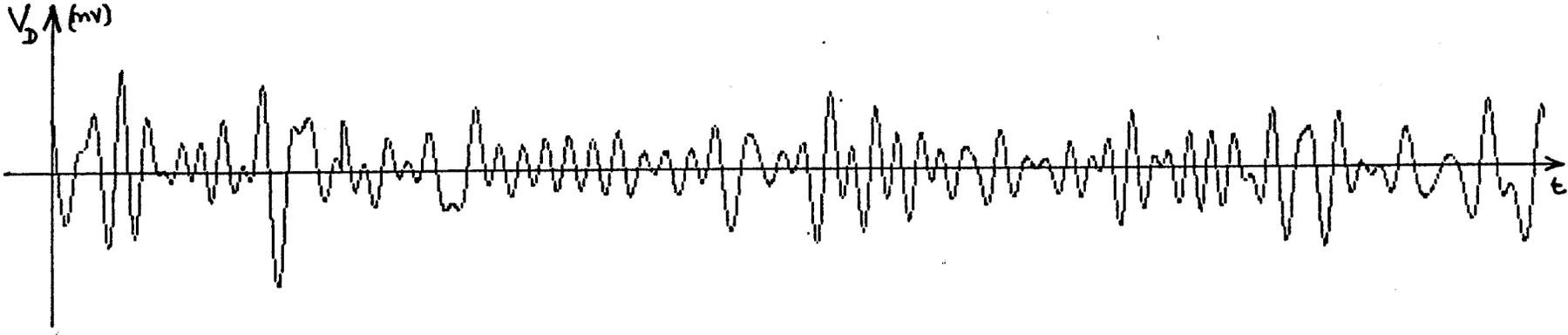
SIGNAL NON FILTRE $V_D(t)$: ERREUR MINIMALE SUR 1Km = 0.12 %



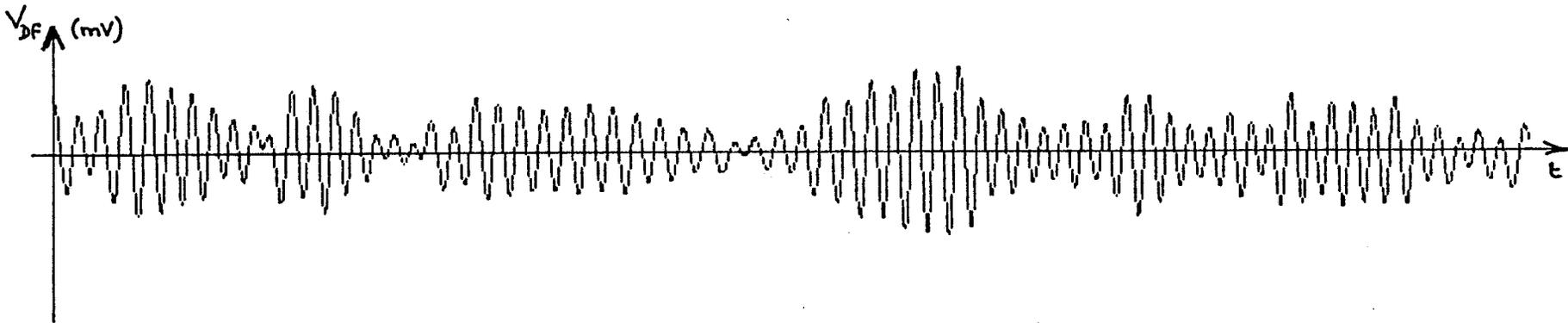
SIGNAL FILTRE $V_{FIL}(t)$: ERREUR MINIMALE SUR 1Km = 0.04 %

EFFET D'UN FILTRAGE SUR LES CARACTERISTIQUES DU SIGNAL DOPPLER

Fig IV.38 : Courbe 2, Effet des lobes secondaires



SIGNAL NON FILTRE $V_D(t)$: ERREUR MINIMALE SUR 1Km = 0.13 %



SIGNAL FILTRE $V_{FIL}(t)$: ERREUR MINIMALE SUR 1Km = 0.06 %

EFFET D'UN FILTRAGE SUR LES CARACTERISTIQUES DU SIGNAL DOPPLER

Fig IV.39 : Courbe 3, deux effets combines :
debatement + lobes secondaires

L'effet du filtrage est particulièrement significatif dans le cas des lobes secondaires (fig IV.38). Le signal non filtré comporte de nombreux sauts de phase "P" et de nombreuses pertes signal "A", à l'origine certainement de périodes ratées. D'autre part des sur-oscillations parasites de grande amplitude apparaissent. Les valeurs de périodes alors obtenues sont complètement erronées, en dehors de la fenêtre temporelle. On s'aperçoit que dans ce cas précis, le filtrage s'avère particulièrement efficace.

La superposition des deux phénomènes (fig IV.39) associe l'effet lié aux lobes secondaires (nombruses périodes ratées) et celui lié au débattement (dépointage local du faisceau de l'antenne) : le signal Doppler sur quelques périodes devient très difficile à traiter. Le spectre de fréquences est très large : l'écart type moyen sur une période du signal est supérieur à la valeur maximale définie dans le chapitre I(1.31)

IV.2.4.2 RESULTATS STATISTIQUES

Nous représentons les résultats dans le tableau (IV.40). La première ligne rassemble les valeurs obtenues pour le système optimal soumis au débattement vertical ; la seconde ligne ,ceux obtenus dans le cas d'un système à lobes secondaires importants ; et dans la troisième il s'agit de l'association des deux facteurs précédents : système à lobes secondaires soumis au débattement.

CAS NON FILTRE			AVEC FILTRE		
% PERIODES FENETRE 10 %	% PERIODES FENETRE 25 %	NOMBRE PERIODES RATEES	% PERIODES FENETRE 10 %	% PERIODES FENETRE 25%	NOMBRE PERIODES RATEES
53 %	92 %	1	86 %	100 %	0
26 %	66 %	6	85 %	96 %	1
21 %	53 %	13	70 %	94 %	1

IV.40 : TABLEAU RECAPITULATIF DES GRANDEURS STATISTIQUES

Le filtre améliore notablement les résultats. Il a pour effet d'éliminer les périodes erronées introduites par les lobes secondaires et les sauts de phases aléatoires associés au dépointage du faisceau provoqué par le débattement. Il y a ainsi une " mise en forme " du signal Doppler avec élimination de tout parasite. Le filtre agit donc sur la phase instantanée du signal mais en aucun cas sur son amplitude.

Sur le signal filtré on peut alors par traitement statistique récupérer l'information vitesse ou la distance parcourue avec une excellente précision .

Notons qu'il existe des événements particulièrement défavorables où le signal est dégradé tant en amplitude qu'en phase. Dans ces conditions, le filtre est inopérant : on observe alors encore même après filtrage, des périodes ratées.

IV.2.4.3 AMELIORATION DE LA PRECISION SUR LA DISTANCE

Pour chacune des configurations précédentes nous avons regroupé dans un tableau les erreurs relatives commises sur le parcours simulé et celles extrapolées à la mesure de 1000 m (II.27) (fig IV.41).

SIGNAL NON FILTRE ERREUR RELATIVE EXTRAPOLEE	SIGNAL FILTRE ERREUR RELATIVE EXTRAPOLEE
0.07 %	0.03 %
0.12 %	0.05 %
0.15 %	0.07 %

IV.41 : AMELIORATION DE L'ERREUR RELATIVE COMMISE SUR UNE DISTANCE DE 1000 m

Ainsi, à la lumière de ces résultats, nous pouvons affirmer qu'un filtrage numérique permet de respecter le cahier des charges dans des conditions de fonctionnement défavorables.

Pratiquement cette méthode de filtrage est difficile à mettre en oeuvre : le signal filtré a encore une amplitude trop irrégulière. Aussi, avant de procéder au filtrage, une commande automatique du gain a été prévue.

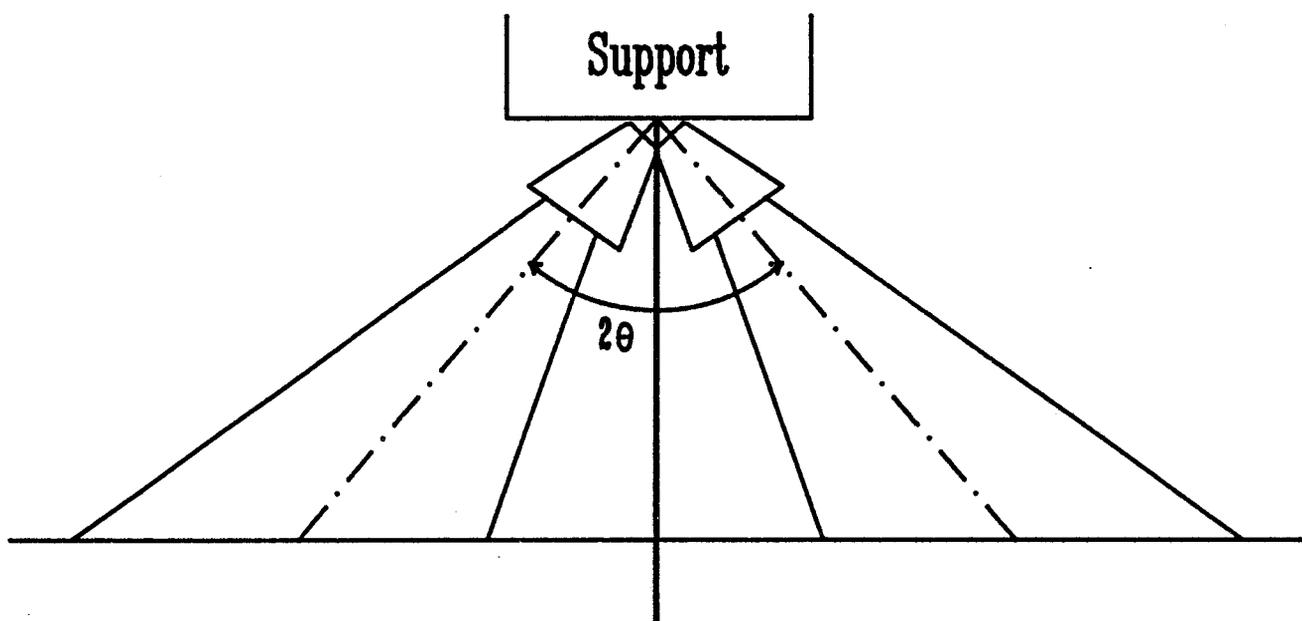


Fig IV.42 : principe du radar Janus

Nous allons décrire dans le paragraphe suivant le principe d'asservissement du filtrage, réalisé par le L.R.P.E., dans le cadre du projet.

IV.25 DESCRIPTION DU FILTRE L.R.P.E.

Le filtre étudié ici, est commandé numériquement par le système de traitement de signal. On peut ainsi modifier à loisir sa fréquence d'accord par une commande numérique adéquate. Le coefficient de surtension Q peut prendre les valeurs suivantes :

$$\rightarrow Q = 1 \text{ ou } 4 \text{ ou } 10 \text{ voire } 25$$

Numériquement on peut aussi agir sur la fonction du filtre suivant le principe suivant :

* Aux très faibles vitesses $V \leq 10$ Km/h, on utilise la fonction filtre passe bas avec un coefficient de qualité égal à 1.

* A des vitesses supérieures $V \geq 10$ Km/h, on utilise la fonction passe bande. On ajustera le Q du filtre à la vitesse V du véhicule.

Dans l'annexe II, on pourra consulter la notice technique relative au principe de ce filtre.

Nous allons exposer dans le paragraphe suivant ultime proposition d'amélioration du capteur.

IV.3 CONFIGURATION JANUS

IV.3.1 PRINCIPE

Cette méthode [VAT80], bien connue, repose sur le principe d'un radar bifaisceau, à lobes avant et arrière (fig IV.42).

Un système JANUS est donc constitué de deux antennes solidaires l'une de l'autre avec un angle $2\theta_0$ entre elles. Nous rappelons que dans notre notation les angles sont repérés par rapport à la verticale du faisceau.

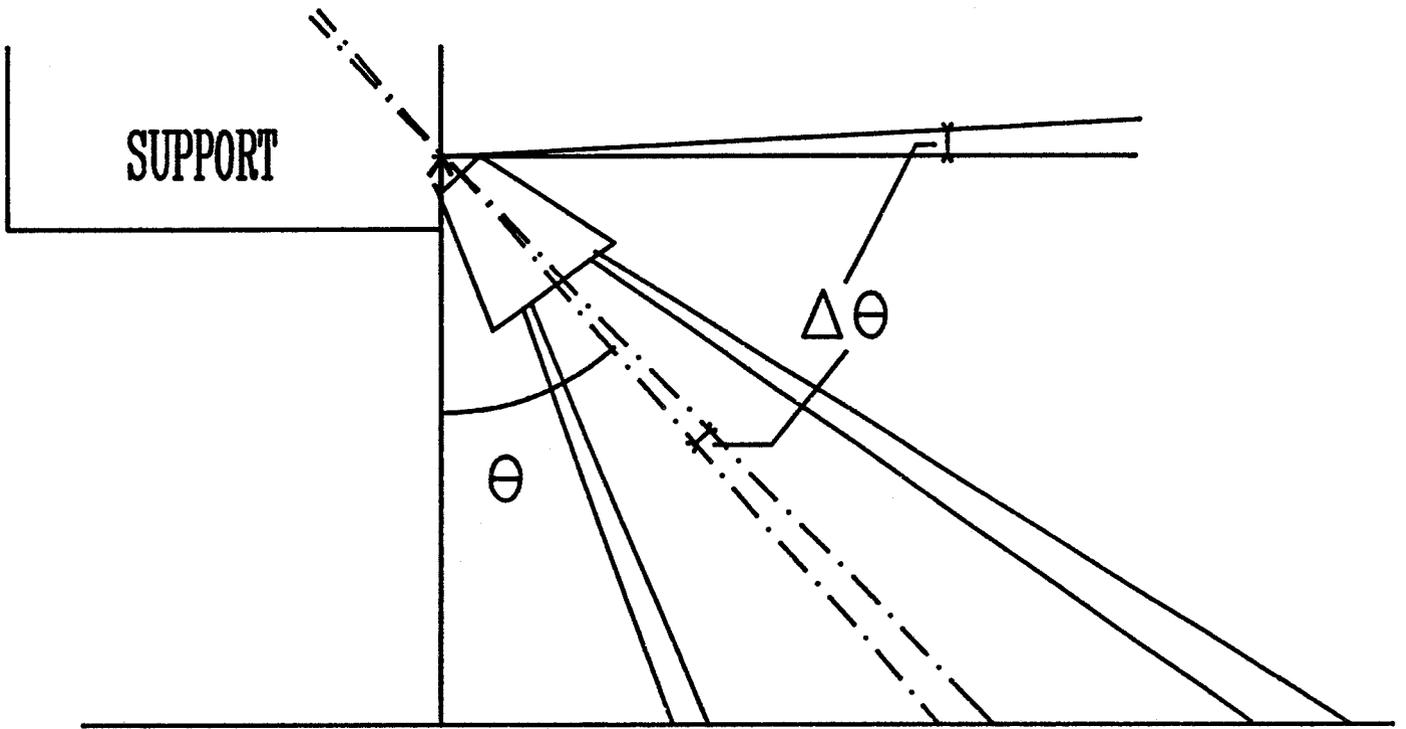


Fig IV.43 : Rapport d'assiette : cas du systeme mono-faisceau

L'antenne (1) récupère un signal rétrodiffusé porteur de l'information basse fréquence Doppler : f_{D1} , alors que l'antenne (2) sélectionne une fréquence f_{D2} . Compte tenu des conventions de signe :

$$f_{D1} = f_{D2} = \frac{2f_0 V}{c} \sin \theta_0 \quad (\text{IV.42})$$

La fréquence Doppler moyenne, résultante du traitement simultané des signaux (1) et (2), est la demi-somme des fréquences (IV.42) :

$$f_D^J = \frac{f_{D1} + f_{D2}}{2} = \frac{2f_0 V}{c} \sin \theta_0 \quad (\text{IV.43})$$

Nous allons étudier l'effet de la variation de l'angle d'inclinaison θ_0 et l'effet d'une composante verticale de la vitesse sur l'élargissement fréquentiel.

IV.3.2 ERREUR RELATIVE DUE A L'ECART D'ASSIETTE POUR UN SYSTEME

JANUS

IV.3.2.1 CAS D'UN SYSTEME MONOFAISCEAU

L'écart d'assiette se traduit par un dépointage systématique du faisceau de l'antenne (fig IV.43) [SAL88].

Si $\delta\theta$ est la variation angulaire du support du radar, la fréquence Doppler moyenne s'écrit alors :

$$f'_D = \frac{2f_0 V}{c} \sin (\theta_0 - \delta\theta) \quad (\text{IV.44})$$

Si on développe au premier ordre l'expression (IV.44), l'erreur relative ERR provoquée s'exprime alors facilement :

$$\text{ERR} = \frac{|f'_D - f_D|}{f_D} = - \frac{\delta\theta}{\tan \theta_0} \quad (\text{IV.45})$$

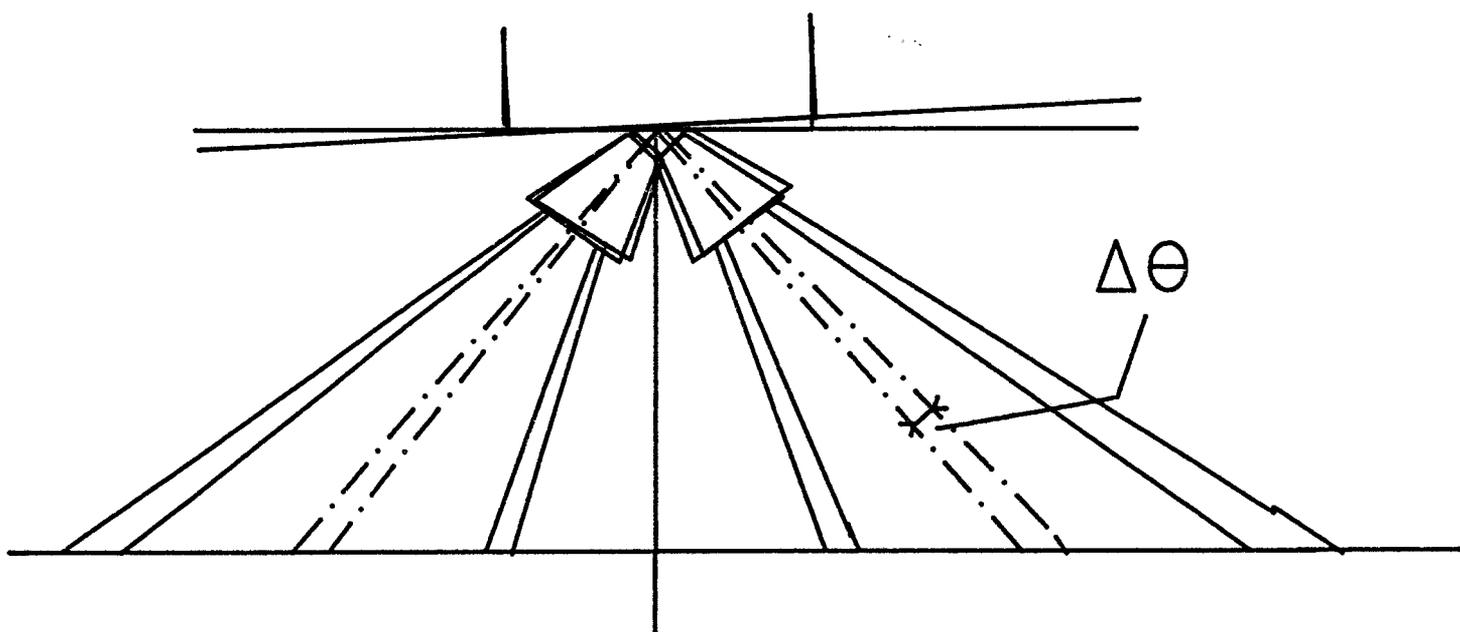


Fig IV.44 : Rapport d'assiette , application sur le systeme Janus

IV.3.2.2 CAS D'UN SYSTEME JANUS

L'écart d'assiette se répercute sur l'angle d'inclinaison des deux antennes (fig IV.44). On écrit comme précédemment la fréquence Doppler sélectionnée par chaque système hyperfréquence.

La fréquence obtenue par l'antenne (1) :

$$f'_{D1} = \frac{2 f_0 V}{c} \sin (\theta_0 - \delta\theta) \quad (\text{IV.46})$$

La fréquence sélectionnée par l'antenne (2) :

$$f'_{D2} = \frac{2 f_0 V}{c} \sin (\theta_0 + \delta\theta) \quad (\text{IV.47})$$

La fréquence Doppler moyenne est la demi-somme des fréquences Doppler sélectionnées par chaque antenne :

$$f_D^{J'} = \frac{f'_{D1} + f'_{D2}}{2} = \frac{2 f_0 V}{c} \sin \theta_0 \cos \delta\theta \quad (\text{IV.48})$$

Si l'angle $\delta\theta$ est un infiniment petit, cette expression peut être développée au second ordre. L'écart relatif, défini par l'expression (IV.45) nous permet d'écrire :

$$\text{ERR}_J = \frac{|f_D^{J'} - f_D^J|}{f_D^J} = \frac{\delta\theta^2}{2} \quad (\text{IV.49})$$

La configuration JANUS ramène l'erreur relative, due à l'écart d'assiette, du premier ordre (système monofaisceau) au second ordre.

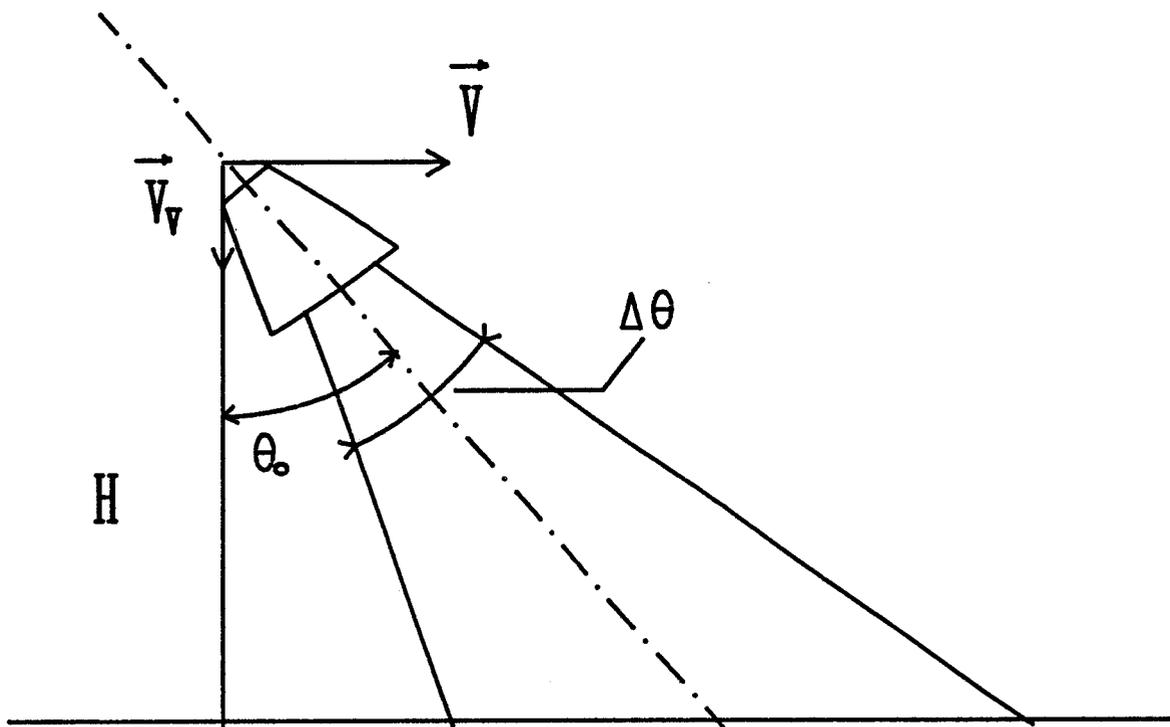


Fig IV.45 : Effet lie a la presence de la composante verticale de la vitesse \vec{V}_v : Cas du systeme monofaisceau

IV.3.3 ERREUR RELATIVE LIEE A UNE COMPOSANTE VERTICALE DE L

VITESSE

IV.3.3.1 DEFINITIONS : APPLICATION A UN SYSTEME MONOFAISCEAU

On ne considère plus que le vecteur vitesse \vec{V} est colinéaire au déplacement mais qu'il possède une composante verticale V_{VER} (fig IV.45) :

$$\vec{V} = V \sin \theta_0 \vec{x} + V_{VER} \cos \theta_0 \vec{z} \quad (IV.50)$$

Le signal rétrodiffusé par les sol et récupéré par l'antenne est porteur de l'information basse fréquence Doppler suivante :

$$f_D^v = \frac{2 f_0}{c} \left[V \sin \theta_0 + V_{VER} \cos \theta_0 \right] \quad (IV.51)$$

La composante verticale V_{VER} induit une erreur systématique sur l'expression de la fréquence Doppler théorique (I.5) :

$$ERR^{VER} = \frac{f_D^v - f_D}{f_D} = \frac{V_{VER}}{V} \frac{1}{\tan \theta_0} \quad (IV.52)$$

c'est une erreur au premier ordre en V_{VER} . Que devient cette grandeur pour un système JANUS ?

IV.3.3.2 APPLICATION AU SYSTEME JANUS

La composante verticale V_{VER} répercute son effet, de façon symétrique sur les fréquences Doppler sélectionnées par chacun des deux faisceaux (fig IV.46).

La fréquence Doppler moyenne, obtenue par le traitement du signal récupéré dans le faisceau (1) s'écrit :

$$f_{D1} = \frac{2 f_0}{c} \left[V \sin \theta_0 + V_{VER} \cos \theta_0 \right] \quad (IV.52)$$

Centre de gravite

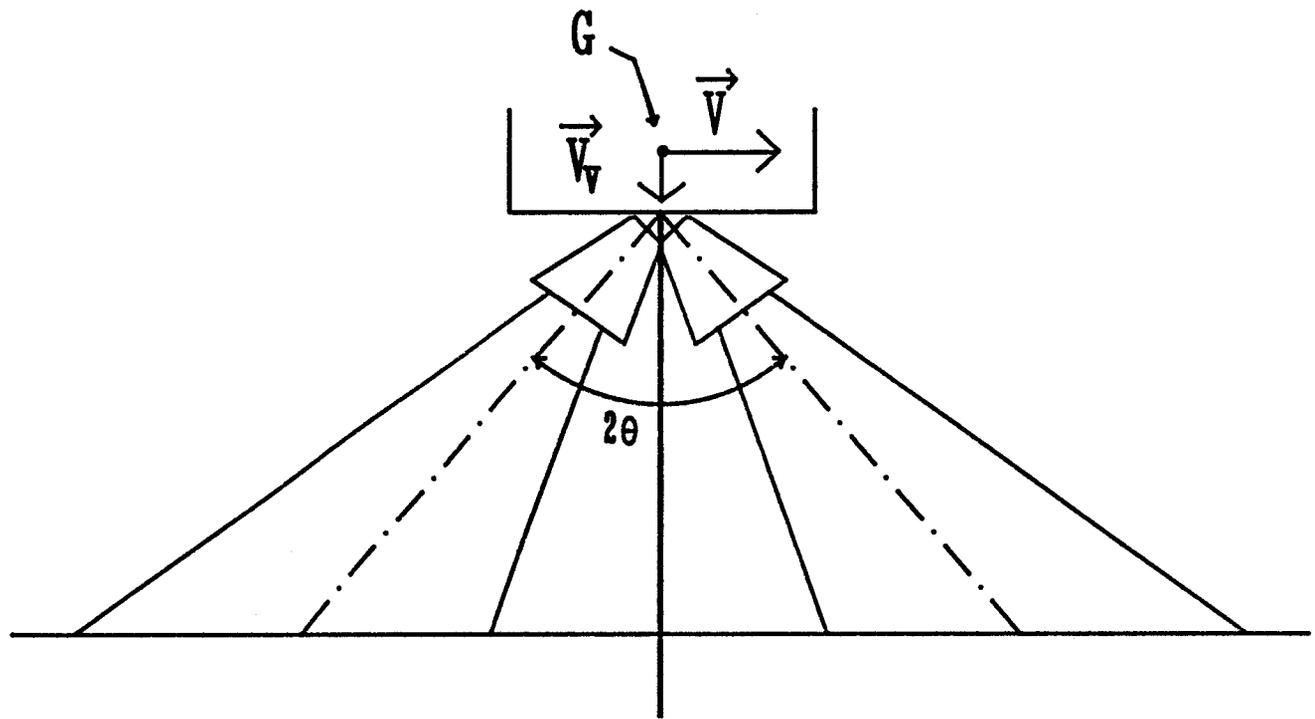


Fig IV.46 : Effet lié à la présence d'une composante verticale de la vitesse \vec{V}_v : cas du système Janus

La fréquence Doppler moyenne, obtenue par le traitement du signal récupéré dans le faisceau (2) s'écrit :

$$f_{D2} = \frac{2 f_0}{c} \left[V \sin \theta_0 - V_{VER} \cos \theta_0 \right] \quad (IV.53)$$

La fréquence Doppler moyenne est la demi-somme des fréquences Doppler sélectionnées par chaque antenne :

$$f_D^J = \frac{f_{D1} + f_{D2}}{2} = \frac{2 f_0}{c} V \sin \theta_0 \quad (IV.54)$$

On retrouve l'expression (IV.43) de la fréquence Doppler moyenne obtenue par un système JANUS parfait. L'effet de la composante verticale de la vitesse, au premier ordre pour un système monofaisceau, est éliminé dans le cas d'un système JANUS.

IV.3.4 CONCLUSION

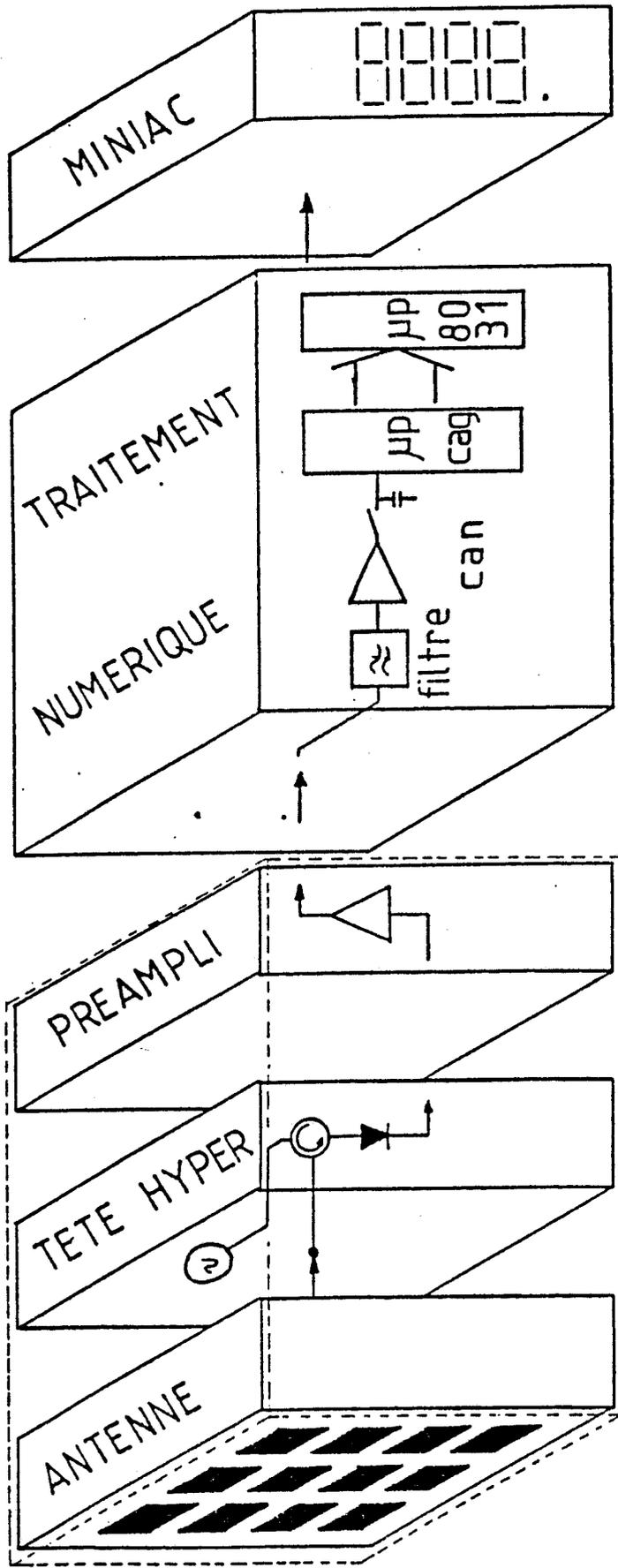
L'avantage d'un système JANUS est incontestable par rapport au système monofaisceau. Il élimine l'effet de la composante verticale et réduit au second ordre l'erreur induite par l'écart d'assiette.

En pratique c'est cette erreur qui est susceptible de dégrader notablement les résultats dans le cadre de notre application ferroviaire.

Nous adopterons une telle configuration : deux antennes (tête hyperfréquence comprise) solidaires du même support et faisant un angle $2\theta_0$ par rapport à la verticale.

Dans le paragraphe suivant nous décrirons les résultats des premiers essais sur site S.N.C.F., obtenus par notre centrale cinémométrique.

Fig IV.47 CINEMOMETRE S.N.C.F. (1° prototype)



ANTENNE +
RADOME

SOURCE HYPER +
MELANGE

AMPLIFICATION B.F.
FAIBLE BRUIT

CONVERTISSEUR
ANALOGIQUE
NUMERIQUE

COMMANDE
AUTOMATIQUE
DE GAIN
NUMERIQUE SUR
1 PERIODE

TRAITEMENT.
STATISTIQUE
DES PERIODES

AFFICHAGE
DISTANCE
VITESSE

capteurs

visualisation

IV.4 ESSAIS SUR SITE - CONCLUSION

IV.4.1 CONDITIONS EXPERIMENTALES

En collaboration avec le L.R.P.E. nous avons programmé des essais de qualification de notre centrale cinémométrique sur voie S.N.C.F. en juin 1988. Notre dispositif installé sous la caisse d'un wagon tracté par un véhicule de service (vitesse limitée à 30 Km/h), nous avons effectué entre deux repères (sur une base de 1000 m) 50 passages. Nous avons enregistré, sur chaque trajet le signal Doppler, issu de deux cinémomètres disposés en configuration Janus. Les signaux ont été traités séparément puis en configuration JANUS.

Chaque cinémomètre était constitué (fig IV.47) :

pour la partie hyperfréquence :

- d'une antenne réseau plaquée non optimisée ; il s'agit de réseaux dont les caractéristiques sont identiques à celles présentées dans le paragraphe III.1.6. Chaque antenne est protégée des projections de boue et d'eau, par un radôme (épaisseur environ $\cong 1,2$ cm).

- D'une tête hyperfréquence miniature identique à la tête présentée dans le paragraphe III.1.2.

pour la partie traitement du signal :

- d'un préamplificateur basse fréquence faible bruit.

- D'une carte de traitement numérique à filtrage numérique et commande automatique de gain (C.A.G.) intégrés. Le traitement statistique des périodes du signal Doppler numérisé est effectué par un microprocesseur 8 bits INTEL 8031.

- D'une centrale d'affichage de la vitesse et de la distance parcourue.

CONDITIONS EXPERIMENTALES S N C F (Sur wagon)

- IMPLANTATION DES CAPTEURS CINEMOMETRIQUES -

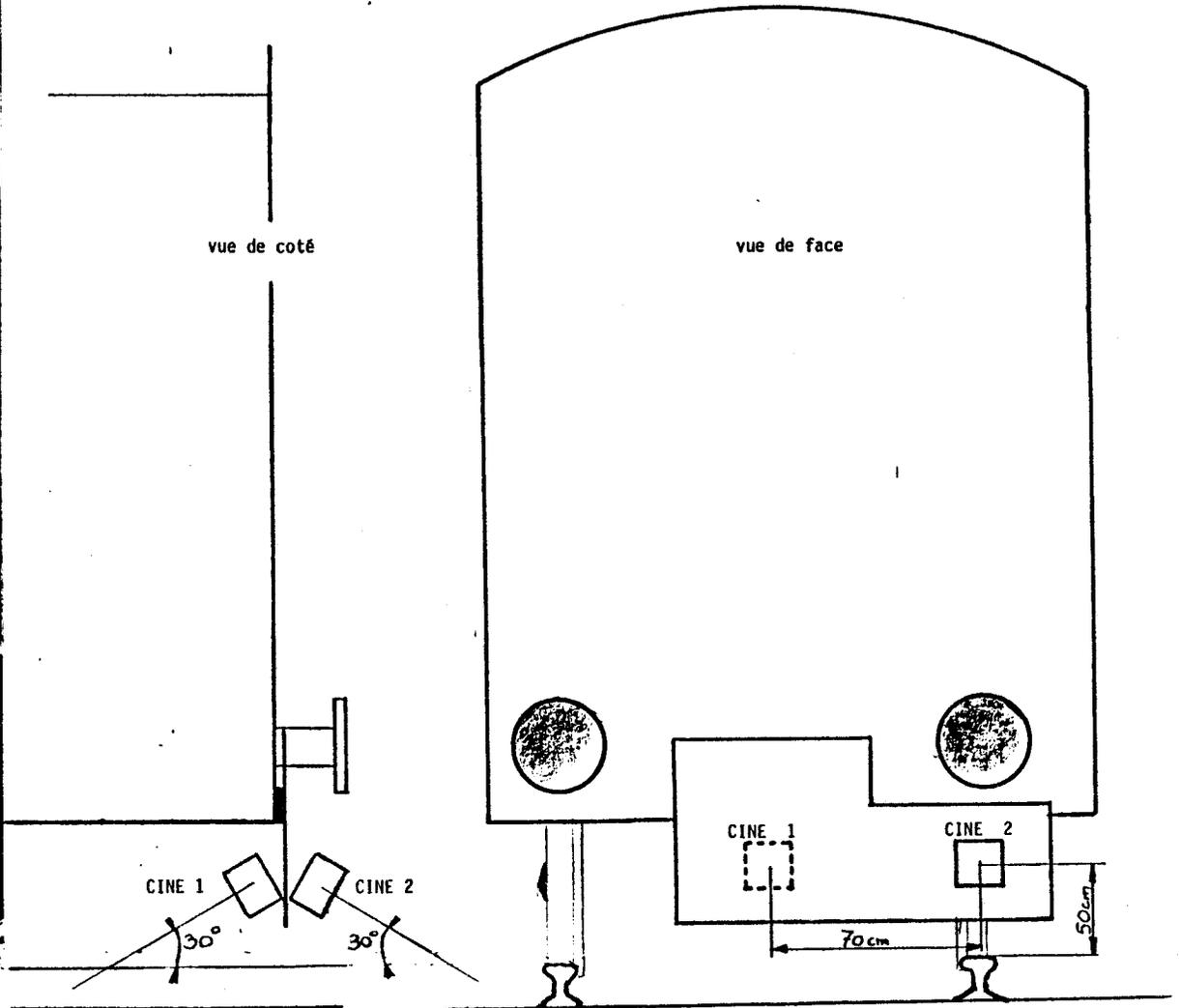
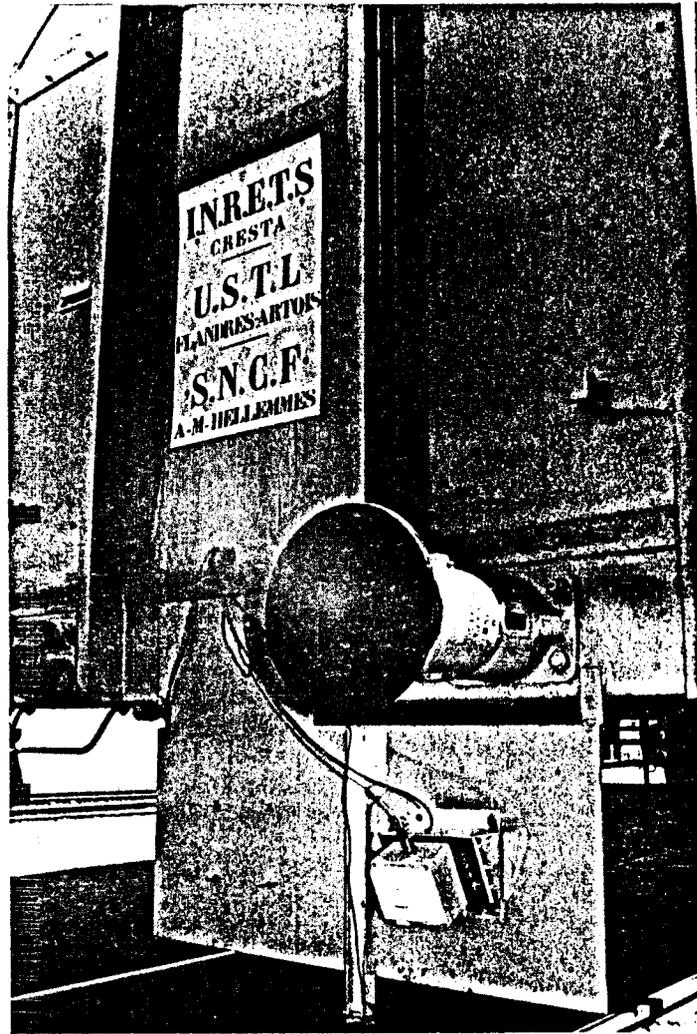


Fig IV.49 : Montage CINE 1/CINE 2 Janus

Les cinémomètres sont montés de part et d'autre d'un support vertical en configuration JANUS, l'un visant le pignon d'un rail (CINE 2) et l'autre le ballast au centre de la voie (CINE 1) (fig IV.48).

La configuration géométrique de chaque antenne était la suivante :

- angle de visée (par rapport à l'horizontale) : 25°
- hauteur de visée (prise par rapport au sommet du rail) : 50 cm

IV.4.2 RESULTATS DES ESSAIS

Nous présentons les résultats, obtenus sur deux jours d'essais, sous forme d'histogrammes représentant :

en abscisses : l'écart type relatif par rapport à la distance théorique séparant les deux repères (gradués en 10^{-4} de - 13 à + 13)

en ordonnées : le nombre d'essais dans chaque gamme de résultats

Les histogrammes présentés sont :

Histogramme du cinémomètre CINE 1 (2 jours) : (fig IV.49)

Histogramme du cinémomètre CINE 2 (2 jours) : (fig IV.50)

Les valeurs obtenues sont encourageantes pour les deux cinémomètres. L'écart type relatif moyen sur les 50 essais donnent :

pour CINE 1 : 0.43 %.

pour CINE 2 : 0.51 %.

Nous remarquons une plus grande dispersion des résultats sur CINE 2. En effet pour ce cinémomètre, les résultats ont différé anormalement d'un jour à l'autre. La moyenne des distances mesurées, calculée chaque jour, confirme ce fait. On observe une diminution de cette moyenne pour CINE 1 d'un jour sur l'autre alors qu'il s'agit d'une augmentation de cette valeur moyenne pour CINE 2.

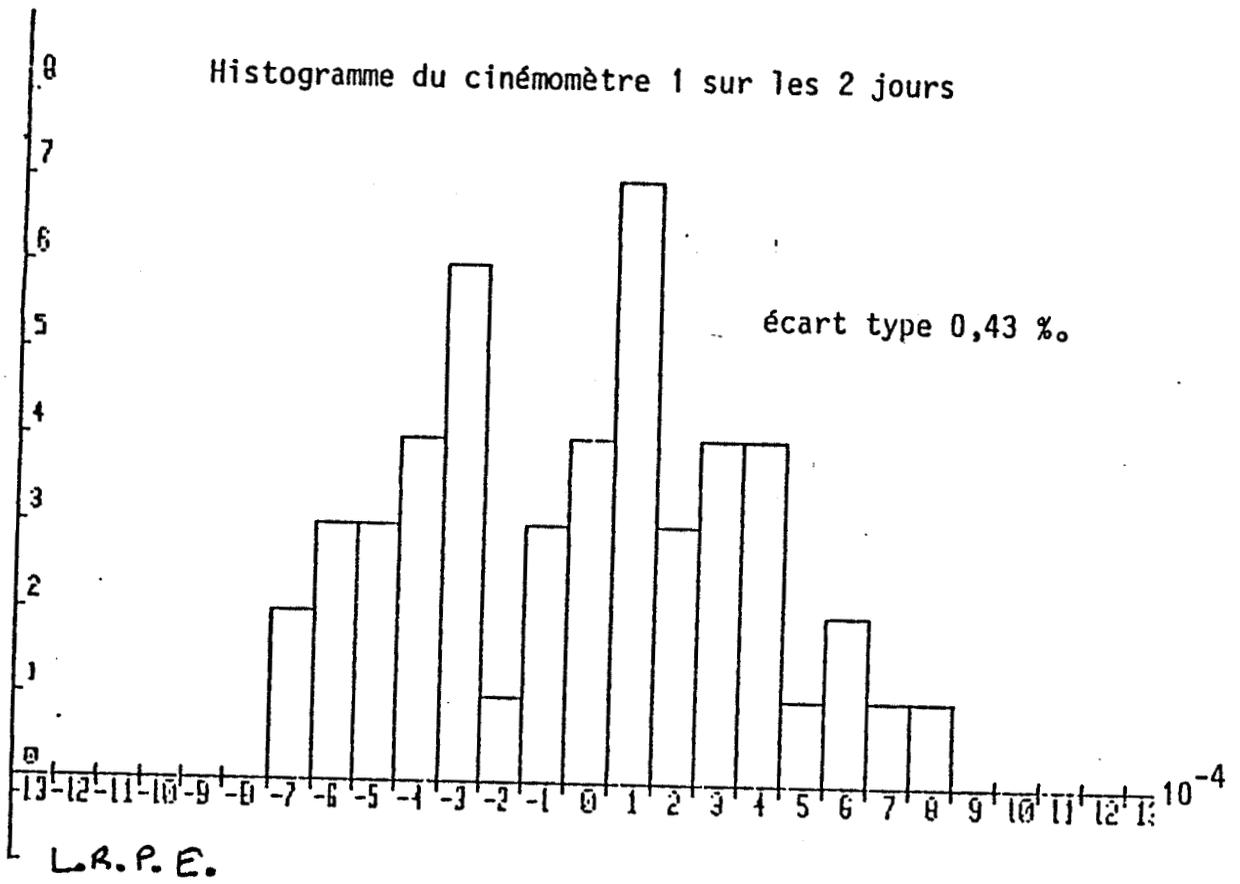


Fig IV.50

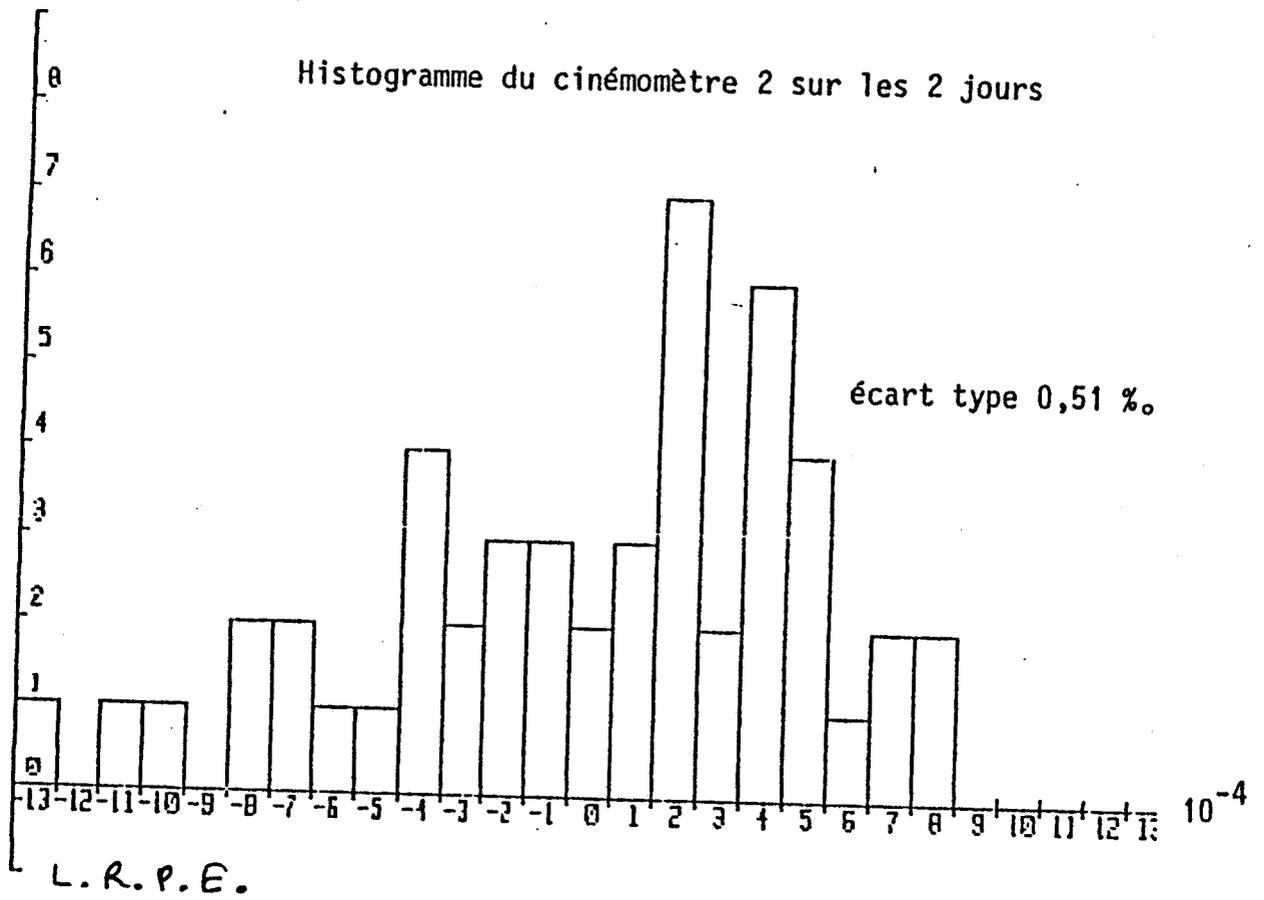


Fig IV.51

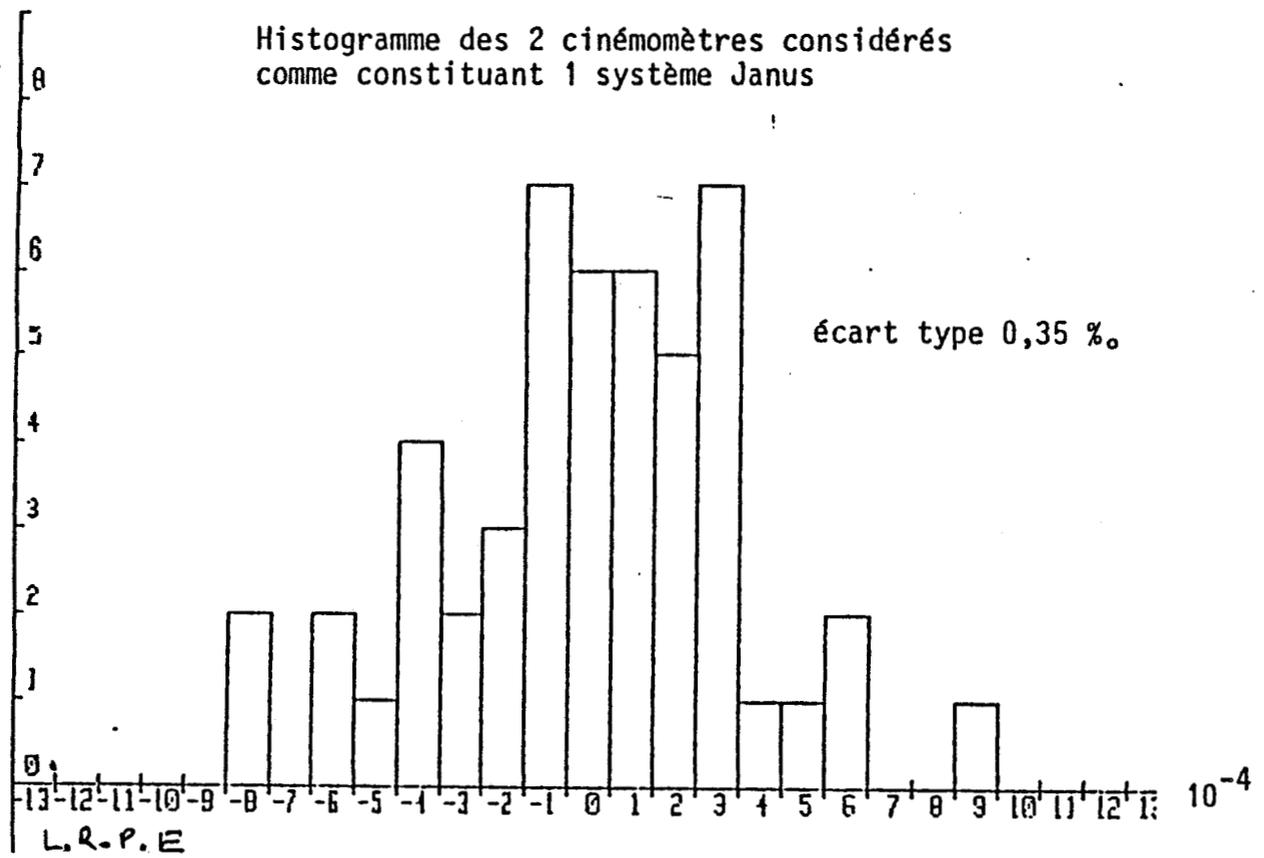


Fig IV.52

Il a été alors décidé de considérer les deux cinémomètres non plus séparément mais appartenant à une configuration JANUS. Sur chaque trajet, on effectue la demi-somme des distances obtenus par chaque cinémomètre. Nous présentons pareillement les résultats sous forme d'un :

Histogramme de la configuration JANUS : (fig IV.51)

L'amélioration est notable puisque plus de 35 essais sur 50 présentent un écart type relatif dans une fourchette $\pm 3 \cdot 10^{-4}$.

Ces résultats confirment l'intérêt de la configuration JANUS sur le système monofaisceau.

Ces essais systématiques menés, nous sommes en mesure d'affirmer que la tête hyperfréquence mise au point par nos soins et le traitement du signal mis au point par le L.R.P.E. sont en mesure de répondre aux spécifications du cahier des charges :

- précision de 1 m sur une distance de 1000 m dans 95 % des cas d'utilisation.

Il faut cependant prévoir des essais en ligne sur une durée beaucoup plus importante afin d'étudier le comportement au cours du temps de notre centrale cinémométrique.

En annexe III, on trouvera une notice technique regroupant à la fois le schéma de la tête Doppler et de la carte préamplificatrice qui lui est associée et le schéma synoptique de la carte traitement de signal pour une configuration JANUS.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE IV

- [BAU88] : BAUDET J.
Rapport de contrat S.N.C.F. Phase A V 1988

- [BOG86] : BOGUAIS M., DANIEL J.P., TERRET C.
" Deux méthodes de synthèse de réseaux d'antennes -
Application aux antennes imprimées "
Proceeding Journées Internationales de Nice sur les Antennes
Nov 1986

- [BOG87] : BOGUAIS M
Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes
Dec 1986

- [DER76] : DERNERYD A.G.
" Extended Analysis of Rectangular microstrip resonator
antenna"
I.E.E.E. Transaction on Antennas and Propagation
Vol. AP27, N°6, 11-1979

- [DER79] : DERNERYD A.G., LIND A.G
"Cavity model of the rectangular microstrip antenna"
Proc. of Workshop on Printed Circuit Antenna Technology
Octobre 1979, NEW MEXICO

- [DOL46] : DOLPH C.L.
"A current Distribution for broadside Arrys which
optimizes the relationship between beam- width and sidelobe levels"
Proc. I.R.E., vol 34, pp 335-348, june 1946

- [DUB82] : BUBOST G.
" Transmission line Model analysis of a lossy Rectangular microstrip patch"
Electronics Letters, Avril 1982

- [DUB87] : DUBOST G.
" Méthodes d'analyse et de synthèse de quelques microantennes à large bande en mode quasi transversal électromagnétique"
Annales des Télécommunications, T42, N°9-10, 1987

- [FOU61] : R.F HARRINGTON
"Time Harmonic Electromagnetic Fields"
Mac Graw-Hill, 1961

- [GET75] : référence dans BAHL I.J, BARTIA P.
" Microstrip Antennas "
Artech House 1982

- [HAM75] : HAMMERSTAD E.O.
" Equations for Microstrip Design"
PROC. 5th European Microwave Conference HAMBOURG Sept 1975 .

- [LAW48] : LAWSON J.D., WOODWARD P.M.
"Theoretical precision with arbitrary radiation pattern"
Jour. Inst. Electr. Engineering, 1948

- [PEN82] : PENARD E.
" Etudes d'antennes imprimées par la méthode de la cavité"
THESE de 3ème Cycle de l'Université de Rennes, 1982

- [POZ88] : POZAR D.M.
Analytical and Numérical techniques for microstrip circuits
and antennas
LAUSANNE 18-21 Mars 1988

- [SAL88] : SALEOUS N.

" Adaptation d'un Logiciel pré-existant et conception d'une unité centrale à base d'un microcontrôleur 16 bits pour le traitement du signal Doppler"

D.E.A 1988

- [SAF86] : SAFRIOUI A.

THESE de DOCTORAT de L'UNIVERSITE de LILLE (Dec 1986)

- [SCH69] : SCHNEIDER M.V

" Microstrip lines for microwaves integrated circuits"
The BELL systems technical Journal, mai-juin 1969

- [VAT80] : VATERKOWSKI J.L., VAN DE VELDE J.C., DELGUTTE J.P.

" Cinémomètre à effet Doppler "
Rapport final CHS 1980

CHAPITRE V
Détermination
du sens de marche

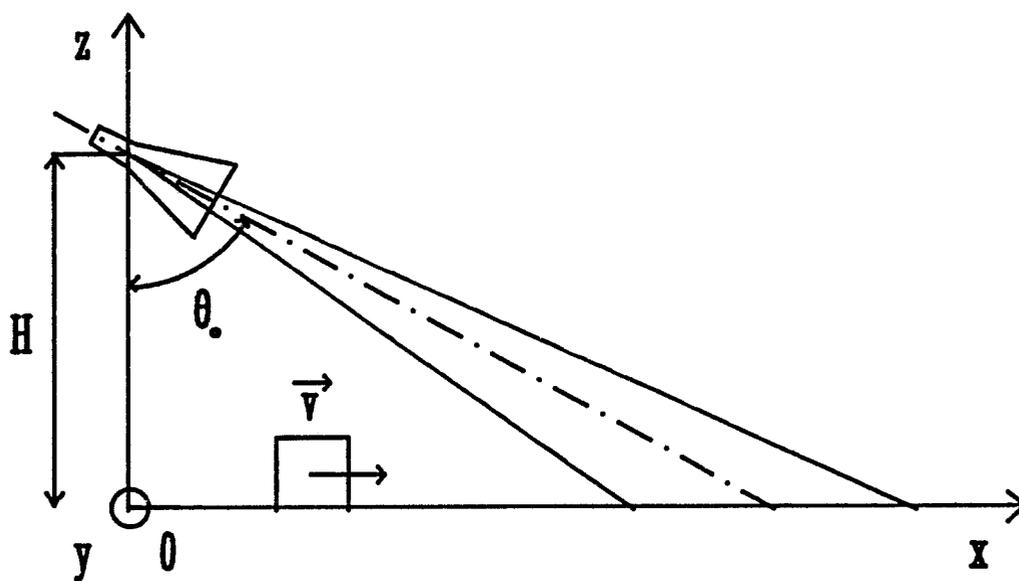


Fig V.1 : Sens de marche positif

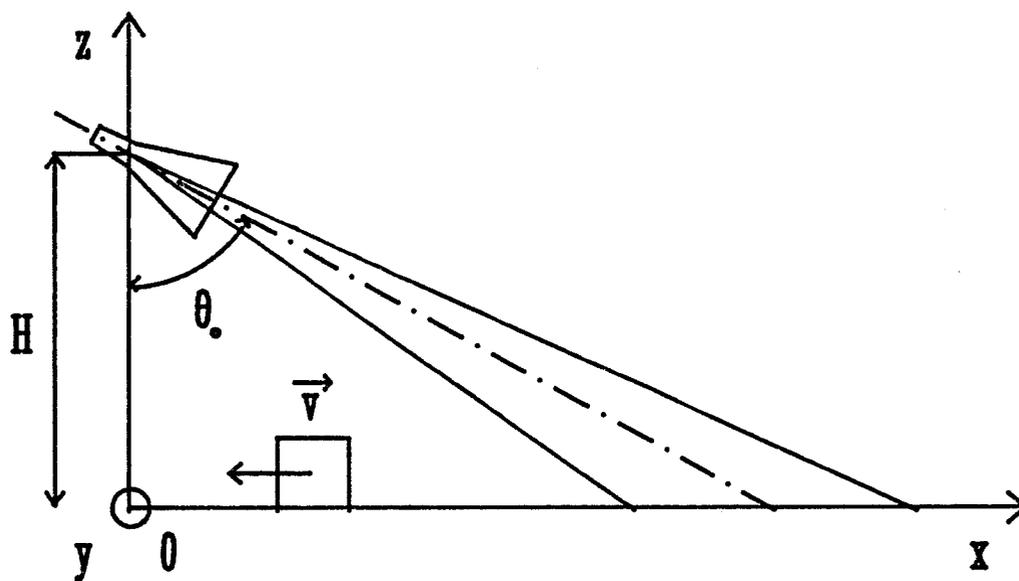


Fig V.2 : Sens de marche negatif

CHAPITRE V DETERMINATION DU SENS DE MARCHE

INTRODUCTION

D'après le cahier des charges , il est prévu que la maquette finale puisse nous donner l'indication à tout moment du sens de marche du véhicule considéré.

D'après l'équation (I.4), la différenciation du sens de déplacement s'exprime à partir du signe de la phase instantannée de l'expression :

$$W_r = A_1 \sin \left\{ 2\pi f_0 \left[t - 2 \frac{D_0 \pm V \sin \theta_0}{c} \right] \right\} \quad (v.1)$$

où

→ le signe + dans $D_0 \pm V \sin \theta_0$ caractérise une cible se déplaçant sous le faisceau de l'aérien, dans le sens des x positifs (fig v.1).

→ le signe - dans $D_0 \pm V \sin \theta_0$ caractérise une cible se déplaçant sous le faisceau de l'aérien, dans le sens des x négatifs (fig v.2).

La détermination du sens de marche peut s'effectuer par plusieurs méthodes ; nous en avons retenu deux :

- Méthode dite "STEREO", mettant en jeu, une source fixe f_0 et deux circuits de détection déphasés électriquement. [CRIT88]

- Méthode "BI-FREQUENCE" ou "DIPLEX", mettant en jeu, deux fréquences décalées de δf . [STE74]

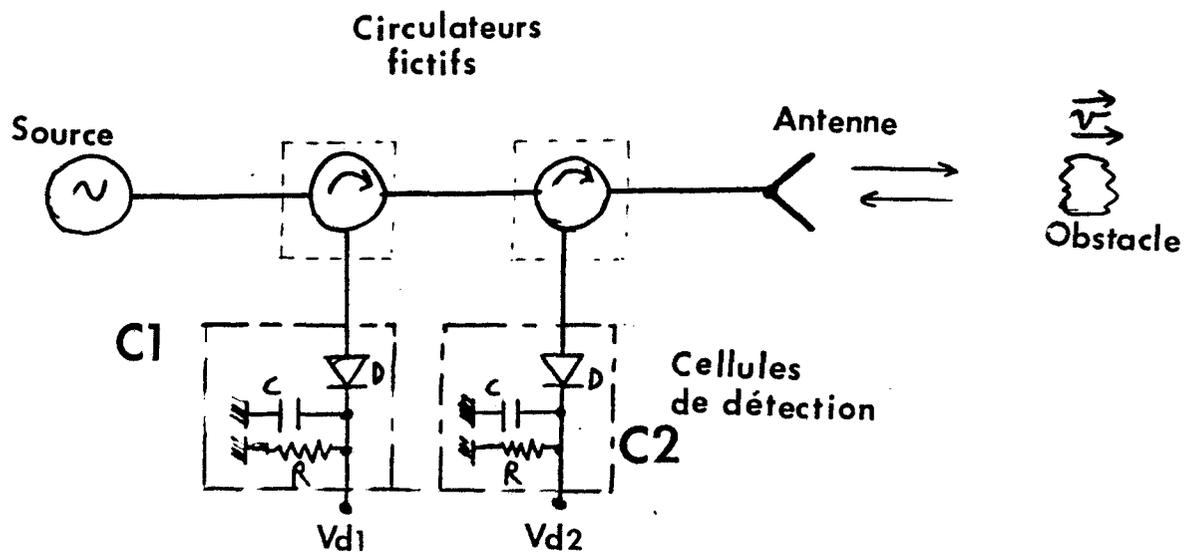


Fig V.3 : Methode STEREO , principe

Chacun de ces systèmes fournit deux signaux Doppler BF, dont le déphasage dépend du sens du déplacement du véhicule. Le traitement BF de ces deux signaux, à l'aide d'un micro-processeur spécialisé (8097 INTEL), est à l'étude par le L.R.P.E.

V.1 METHODE STEREO

V.1.1 PRINCIPES GENERAUX

Une source émet une onde à la fréquence F, cette onde est envoyée vers une antenne via deux circulateurs en série, associés chacun à une diode de détection. Une partie du signal émis est prélevée par chaque cellule, pour être mélangée au signal de retour renvoyé par l'obstacle.

Le principe de cette méthode est relativement simple (fig v.3) :

La source envoie un signal à la fréquence f_0 , dont on prélève :

→ une partie au niveau de la première cellule C1 de détection, son amplitude et sa phase s'écrivent :

$$k V \sin \theta_0 \sin(2\pi f_0 t) \quad (v.2)$$

→ une autre partie au niveau de la deuxième cellule de détection C2 :

$$k V \sin \theta_0 \sin \left[2\pi f_0 t + \Phi \right] \quad (v.3)$$

où Φ représente le déphasage électrique correspondant à la distance d inter-cellules:

$$\Phi = \frac{2\pi d \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}{\lambda_0} \quad (v.4)$$

Le signal de retour, porteur de l'information Doppler est récupéré par la deuxième cellule C2 incluant le détecteur D2 :

$$\alpha' V \sin \theta_0 \sin \left[2\pi(f_0 \pm f_d)t + \Phi + \psi \right] \quad (v.6)$$

De même une partie du signal hyperfréquence rétrodiffusé est transmise à la cellule C1 pour être traité par le détecteur D1 :

$$\alpha V \sin \theta_0 \sin \left[2\pi(f_0 \pm f_d)t + 2\Phi + \psi \right] \quad (v.7)$$

où le signe de f_d dépend du sens de déplacement.

On peut exprimer le mélange qui se fait au niveau de chaque diode par le produit des signaux aller et retour respectifs.

Cela nous donne, au niveau de D1 :

$$a \alpha k \left[V \sin \theta_0 \right]^2 \sin \left[2\pi f_0 t \right] \sin \left[2\pi(f_0 \pm f_d)t + 2\Phi + \psi \right] \quad (v.8)$$

Et au niveau de D2 :

$$a \alpha' k' \left[V \sin \theta_0 \right]^2 \sin \left[2\pi f_0 t \right] \sin \left[2\pi(f_0 \pm f_d)t + \Phi + \psi \right] \quad (v.9)$$

Après filtrage des fréquences basses, il reste deux signaux BF :

$$Vd1 = A \cos \left[\pm 2\pi f_d t + 2\Phi + \psi \right] \quad (v.10)$$

$$Vd2 = B \cos \left[\pm 2\pi f_d t + \psi \right] \quad (v.11)$$

qui deviennent en négligeant le déphasage propre ψ du système :

$\begin{aligned} Vd1 &= A \cos \left(\pm 2\pi f_d t + 2\Phi \right) \\ Vd2 &= B \cos \left(\pm 2\pi f_d t \right) \end{aligned}$	(v.12)
--	--------

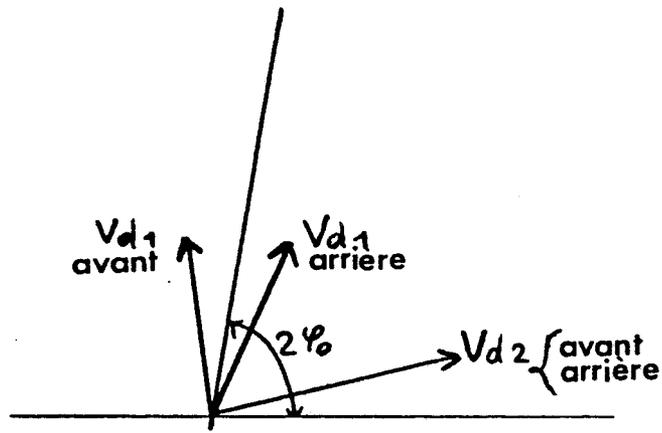


Fig V.4 : Diagramme de Fresnel

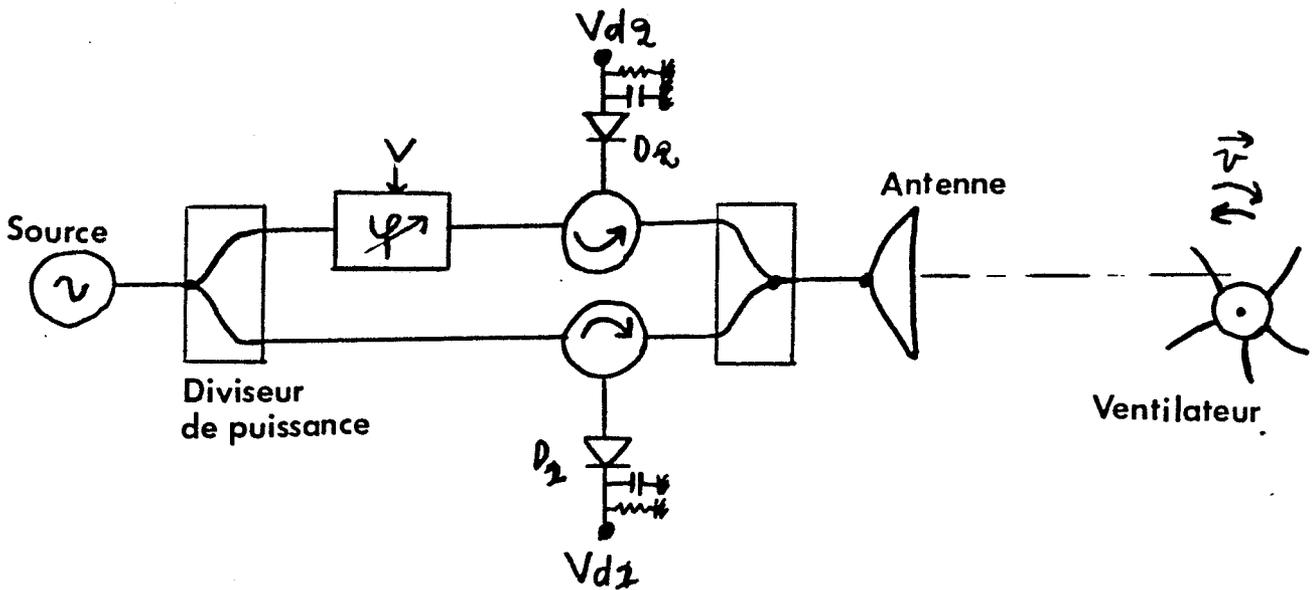


Fig V.5 : Verification experimentale

Analysons maintenant ces deux signaux : considérons un sens de déplacement de l'obstacle arbitrairement choisi positif si l'obstacle se rapproche. Les deux signaux V_{d1} et V_{d2} sont alors :

$$V_{d1} = A \cos \left[+2\pi f_d t + 2\Phi \right] \quad (v.13)$$

$$V_{d2} = B \cos \left[+2\pi f_d t \right] \quad (v.14)$$

Si l'obstacle s'éloigne :

$$V_{d1} = A \cos \left[2\Phi - 2\pi f_d t \right] \quad (v.15)$$

$$V_{d2} = B \cos \left[2\pi f_d t \right] \quad (v.16)$$

Ces équations peuvent être illustrées à l'aide d'un diagramme de Fresnel (fig v.4). On peut remarquer que l'on obtient l'excursion maximale de $2\pi f_d t$ pour une valeur du déphasage 2Φ égale à 90° , soit $\Phi = 45^\circ$. Ceci implique que la distance d doit être égale à $\lambda_g/8$.

V.12 VERIFICATION EXPERIMENTALE DE LA METHODE STEREO

Un montage (fig v.5) réalisé à partir de l'assemblage de composants commerciaux, a permis de valider le principe de cette méthode. Il comporte:

→ Partie hyperfréquence

- une source MARCONI 6150A délivrant un signal hyperfréquence de fréquence f_0 égale à 10 GHz et de puissance 20 mW.
- deux diviseurs de puissance de type WILKINSON (NARDA).
- deux circulateurs C 8012 (CHANNEL MICROWAVE).
- deux détecteurs appairés à sortie positive 4503 (NARDA).
- un déphaseur variable commandé en tension : $\Phi = f(V)$ (CELTI).

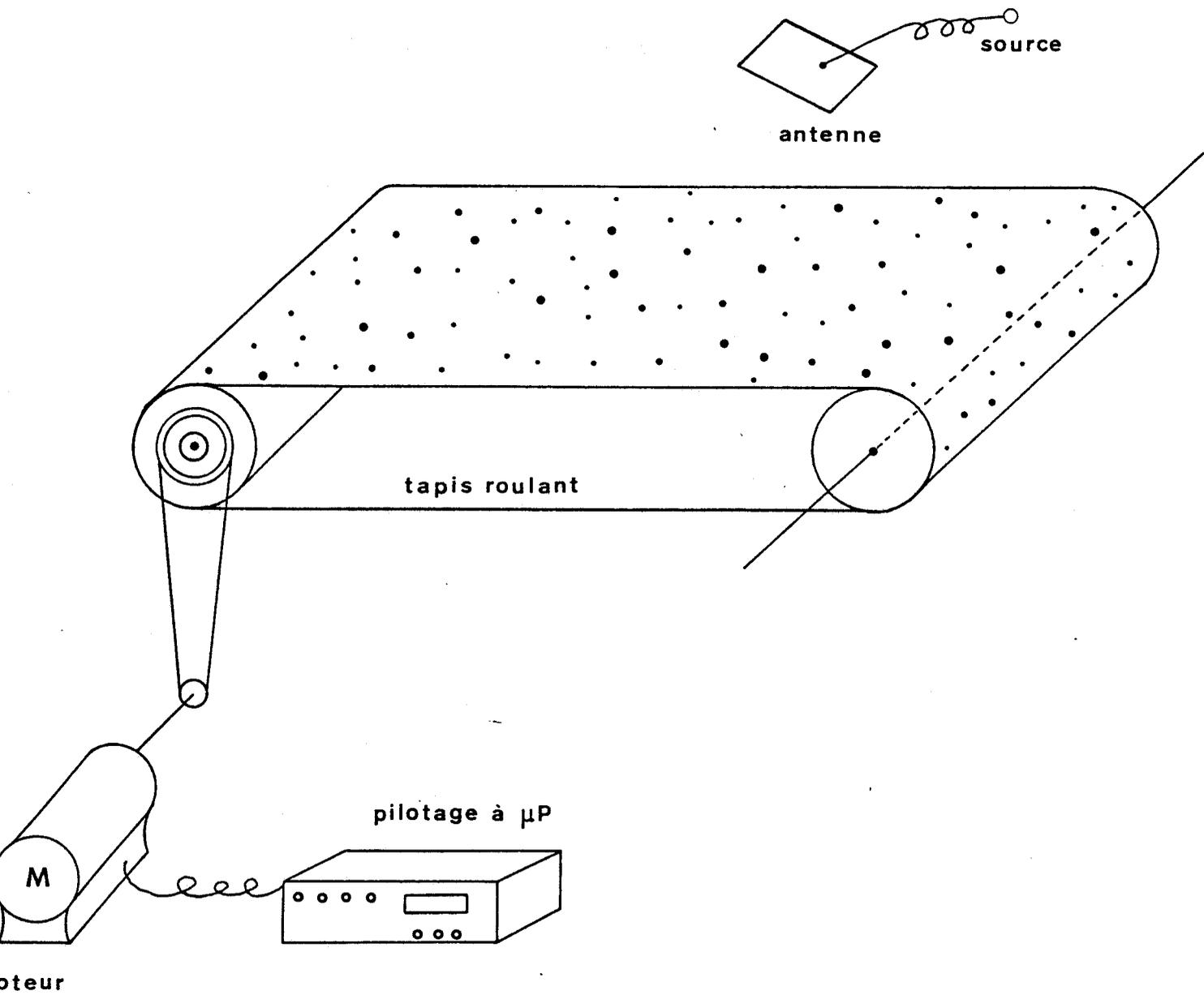


Fig V.6 : Tapis de simulation

vitesse=1m/s

V (volts)	1° sens		2° sens	
	$\Delta\psi$ (°)	signe	$\Delta\Psi$ (°)	signe
2	40	E1 en retard/E2 (-)	26	E1 en avance/E2(+)
4	48	"	33	"
6	62	"	42	"
8	78	"	53	"
10	93	"		

Fig V.7.a

vitesse=3m/s

V (volts)	1° sens		2° sens	
	$\Delta\psi$ (°)	signe	$\Delta\Psi$ (°)	signe
2	44	E1 en retard/E2 (-)	27	E1 en avance/E2(+)
4	54	"	37	"
6	71	"	45	"
8	88	"	62	"
10	105	"		

Fig V.7.b

- une antenne parabolique (chapitre III)
- une antenne réseau plaquée à 16 éléments rayonnants (chapitre III)

→ Partie basse fréquence

- deux amplificateurs basse fréquence $G_{\max} = 1000$
- comparateur de phase ou phase-mètre

Chaque antenne est disposé suivant une configuration géométrique particulière :

- angle d'inclinaison $\theta_0 = 60^\circ$ (pris par rapport à la verticale)
- hauteur géométrique $h = 30$ cm

Les essais sont effectués sur un tapis de simulation routier (fig v.6), où sont répartis de façon aléatoire, des cailloux de faible taille. Le tapis simule un revêtement routier. La vitesse de défilement du tapis peut être programmée.

Le changement de sens est réalisé en effectuant une rotation de π de l'antenne.

Nous avons pour deux vitesses de défilement du tapis, relevé sur un phase mètre le déphasage entre le signal non déphasé E_1 et le signal déphasé E_2 . Les résultats sont exploités dans les tableaux suivants :

TABLEAU I (fig v.7a) : $v = 1$ m/s

TABLEAU II (fig v.7b) : $v = 3$ m/s

Suivant le sens de défilement des cailloux du tapis, le signal E_1 est en avance ou en retard de phase sur le signal E_2 .

Nous n'avons pu exploiter d'autres résultats à des vitesses du tapis beaucoup plus importantes, compte tenu du débatement important de celui-ci.

Ainsi, à partir de ces résultats, nous pouvons affirmer que la méthode "STEREO" permet de discriminer le sens de marche.

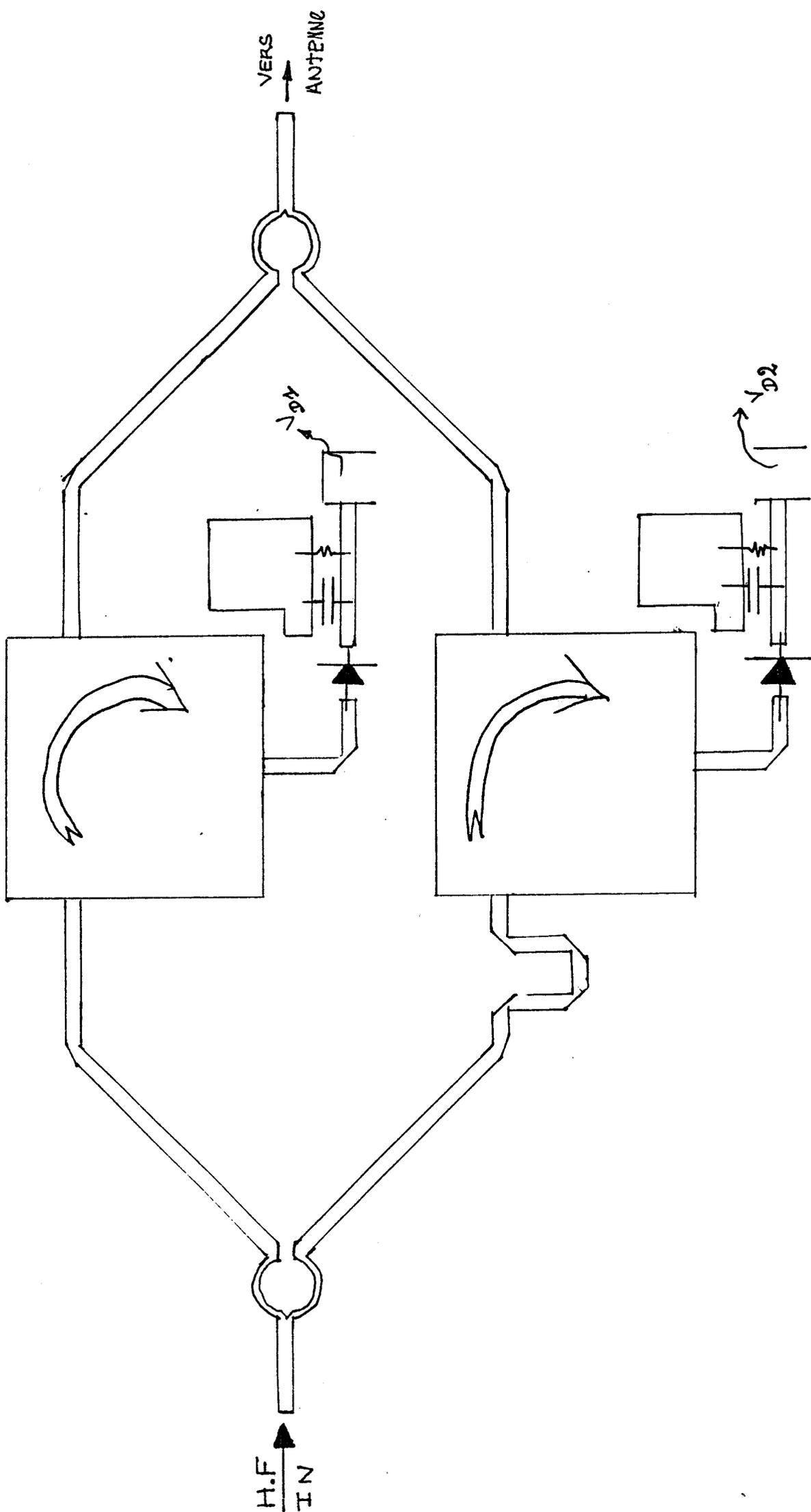


Fig V.8 : Tete Doppler STEREO

V.13 PROPOSITION DE REALISATION D'UNE MAQUETTE HYBRIDE EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN

Les résultats obtenus avec la maquette de laboratoire étant cohérents, nous avons envisagé la réalisation d'une maquette en technologie microruban, plus facilement transportable pour mener à bien une campagne d'essais sur site.

Le circuit comporte deux voies de conception identique à (III.1.2), mise à part l'insertion dans l'une d'entre elles d'une longueur supplémentaire l_g (v.8). En réglant cette longueur de façon à obtenir une différence de phase Φ_0 de l'ordre de $\pi/2$, soit une longueur électrique l_g équivalente à $\approx \lambda_c/4$ entre les deux voies, on obtient les deux signaux BF V_{D1} et V_{D2} précédents :

$$V_{D1} = A \sin \left[\Phi_0 \pm 2\pi f_D t \right] \quad (v.17A)$$

$$V_{D2} = B \sin \left[\pm 2\pi f_D t \right] \quad (v.17B)$$

Pour le design de ce circuit, nous avons utilisé le logiciel de D.A.O. "MICROS VI", les composants principaux de ce circuit sont :

- une source N.E.C. 5808 E (III.1.2.2)
- Deux diviseurs de puissance de type WILKINSON optimisés [ZUR88] : le principe d'une telle structure est décrite en Annexe III. Ce type de composant possède l'avantage d'être symétrique (il peut être à priori utilisé aussi bien en additionneur qu'en diviseur de puissance), d'autre part il n'introduit aucun déphasage parasite.
- Deux circulateurs hybrides "DROP-IN" T.D.K.
- Deux circuits de détection identiques à celui décrit dans le paragraphe III.1.2.4.

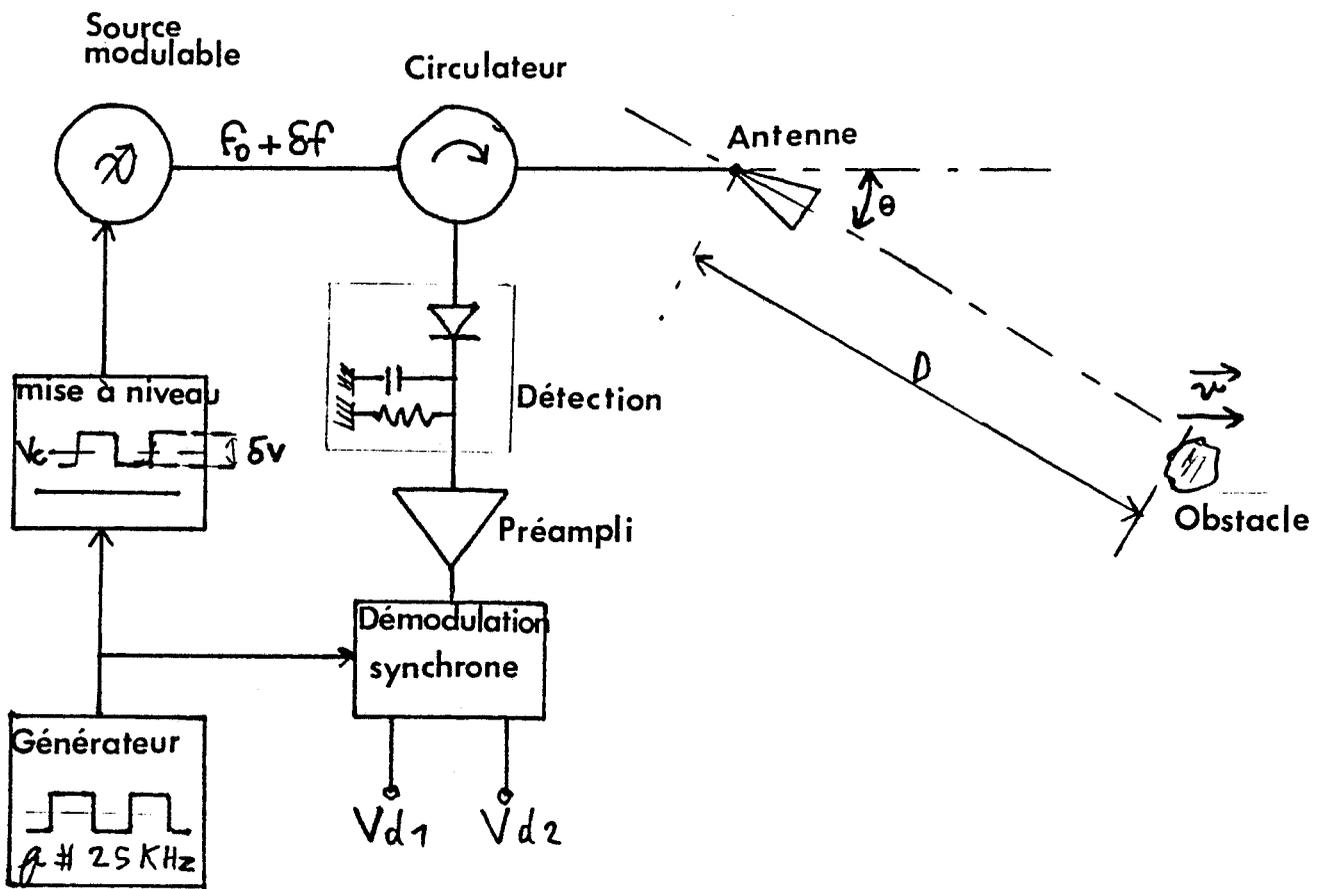


Fig V.9 : Methode " DIPLEX " ou " BI FREQUENCE "

Cette maquette a été gravée sur un substrat diélectrique P.F.T.E. type DUROID 6010 dont les caractéristiques sont :

- permittivité diélectrique $\epsilon_r = 10.5 \pm 0.02$
- hauteur de substrat $H = 0.635$ mm
- tangente de pertes : $\text{tg}\delta = 5 \cdot 10^{-4}$
- épaisseur de métallisation : $t = 17.5$ μm

Les premiers essais sur le banc de mesure sont concluants ; des essais sur site S.N.C.F. sont prévus à court terme.

V.2 METHODE BI-FREQUENCE

V.2.1 PRINCIPE [STE74]

Dans le cas d'une fréquence unique, le signal émis peut s'écrire sous la forme: $V_0 \sin(2\pi f_0 t)$, une partie est recue puis renvoyée par l'obstacle, le signal retour au niveau de la détection est:

$$W_{\text{RET}} = K V_0 \sin \left[2\pi f_0 (t - 2 D(t)/c) + \phi \right] \quad (\text{v.18})$$

où K tient compte de l'atténuation des trajets aller et retour, du coefficient de rétrodiffusion de l'obstacle et des caractéristiques du système.

Après détection, on recueille un signal basse fréquence V_D proportionnel à :

$$\sin \left[\frac{4\pi f_0 D(t)}{c} + \phi_0 \right] \quad (\text{v.19})$$

où la distance $D(t)$ est égale à une distance moyenne D_0 plus une partie fluctuante dépendant de la vitesse de déplacement de l'obstacle, compte tenu des notations du chapitre I :

$$D(t) = D_0 + v t \sin \theta_0 \quad (\text{v.20})$$

marche \oplus
avance de phase

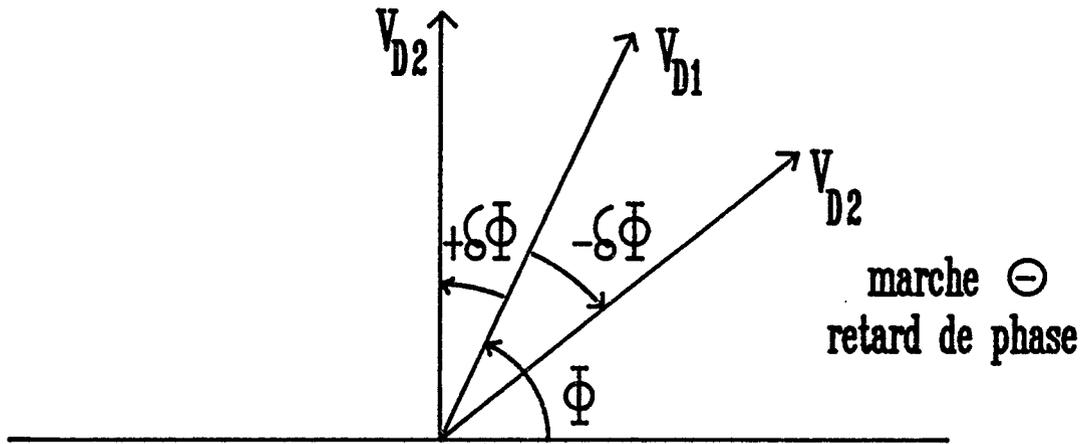


Fig V.10 : Diagramme de Fresnel

Le signal détecté s'exprime alors simplement :

$$V_{DET} = A \sin \left[\frac{4 \pi f_0 v \sin \theta_0 t}{c} + \frac{4 \pi f_0 D_0}{c} + \phi_0 \right] \quad (v.21)$$

Si on émet alternativement deux ondes hyperfréquences décalées en fréquence de δf au travers d'un circulateur puis d'une antenne, vers un obstacle se déplaçant à une vitesse v (fig v.9), on doit recueillir deux signaux Doppler BF, dont le déphasage dépend du sens de déplacement du support du radar. Ces deux signaux V_{D1} et V_{D2} peuvent s'écrire:

$$V_{D1} = A \sin \left[\frac{4\pi f_0 D_0}{c} \pm \frac{4\pi f_0 \sin \theta_0}{c} t + \phi_0 \right] \quad (v.22)$$

$$V_{D2} = B \sin \left[\frac{4\pi (f_0 + \delta f)}{c} \pm \frac{4\pi (f_0 + \delta f) v \sin \theta_0}{c} + \phi_0 \right] \quad (v.23)$$

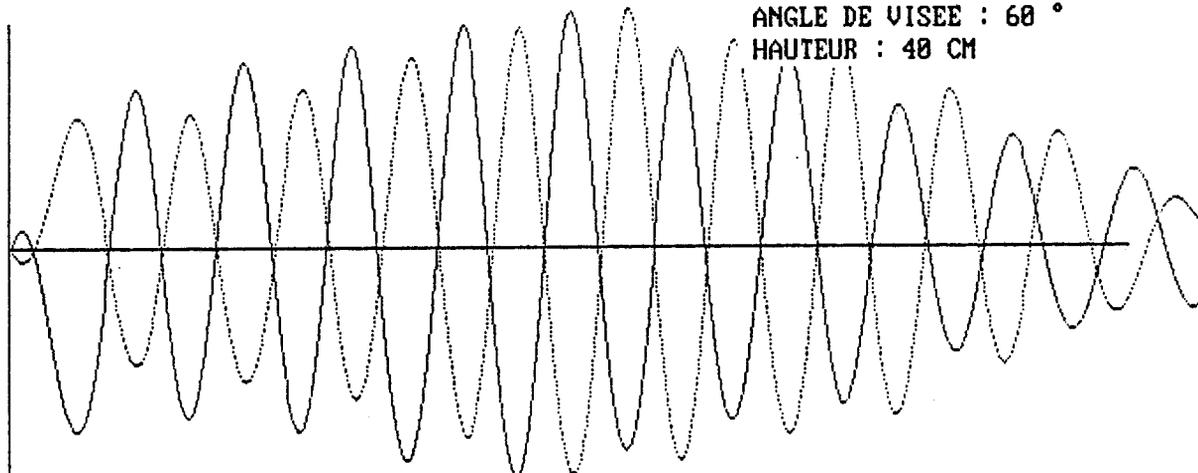
Le décalage de fréquence intervient implicitement dans l'expression de V_{D2} . Suivant le sens de marche le signal V_{D2} sera en avance de phase ou en retard de phase sur le signal V_{D1} . Ainsi on peut écrire la différence de phase $\Delta\Phi$ entre les deux signaux à l'instant t à partir d'un digramme de FRESNEL (fig v.10) :

$$\Delta\Phi (t) = \frac{4\pi \delta f}{c} \pm \frac{4\pi \delta f v \sin \theta_0}{c} t \quad (v.24)$$

Nous allons dans le paragraphe suivant exposer les principaux résultats obtenus par la simulation numérique de cette méthode.

SIMULATION SENS DE MARCHE SUR 11 PERIODES

OUVERTURE : 6.0 °
ANGLE DE VISEE : 60 °
HAUTEUR : 40 CM

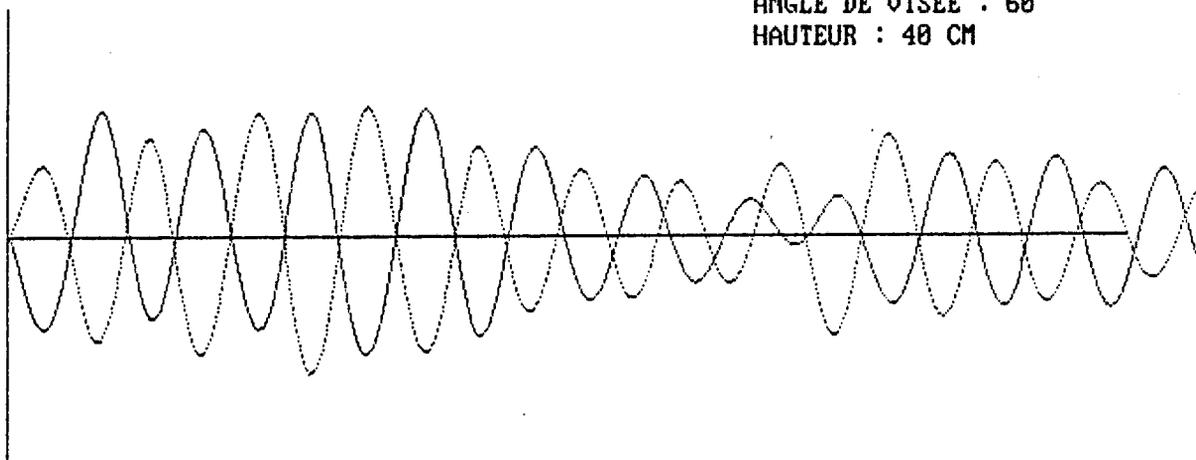


MARCHÉ AVANT

MODULATION DE FREQUENCE 100 MHz

SIMULATION SENS DE MARCHE SUR 11 PERIODES

OUVERTURE : 6.0 °
ANGLE DE VISEE : 60 °
HAUTEUR : 40 CM



MARCHÉ ARRIERE

MODULATION DE FREQUENCE 100 MHz

Fig V.12 : Courbe 1 , $\Delta F = 100$ MHz

V.2.2 APPLICATION DE LA SIMULATION A LA METHODE BI-FREQUENCE

V.2.2.1 PREMIERS RESULTATS GRAPHIQUES

A partir de la simulation développée dans les paragraphes précédents, nous avons envisagé son adaptation à notre problème.

On suppose donc que l'on émet alternativement deux ondes hyperfréquences décalées de ΔF . On calcule pour chacun de ces signaux l'évolution du signal Doppler sur le parcours simulé, défini de la même manière qu'au chapitre II. On obtient donc deux signaux $V_{D1}(t)$ et $V_{D2}(t)$ que nous représentons graphiquement sur quelques périodes $10 \leq n \leq 20$.

On peut sélectionner deux sens de déplacement:

(1) : marche avant

(2) : marche arrière

Nous avons réalisé cette étude en deux temps. Nous avons d'abord choisi de valider le principe du système bifréquence. On évalue le déphasage optimum donc le meilleur décalage de fréquence en optant pour la simulation d'un système DOPPLER de référence de caractéristiques:

→ puissance d'émission $P_{osc} = 10 \text{ mw}$; 90 % de P_{osc} est émise vers l'aérien

→ antenne parabolique: ouverture a 3 dB : 5° ; gain max : 25 db. L'influence des lobes secondaires sera négligée.

→ angle de visée: 30° ; hauteur $H = 40 \text{ cm}$

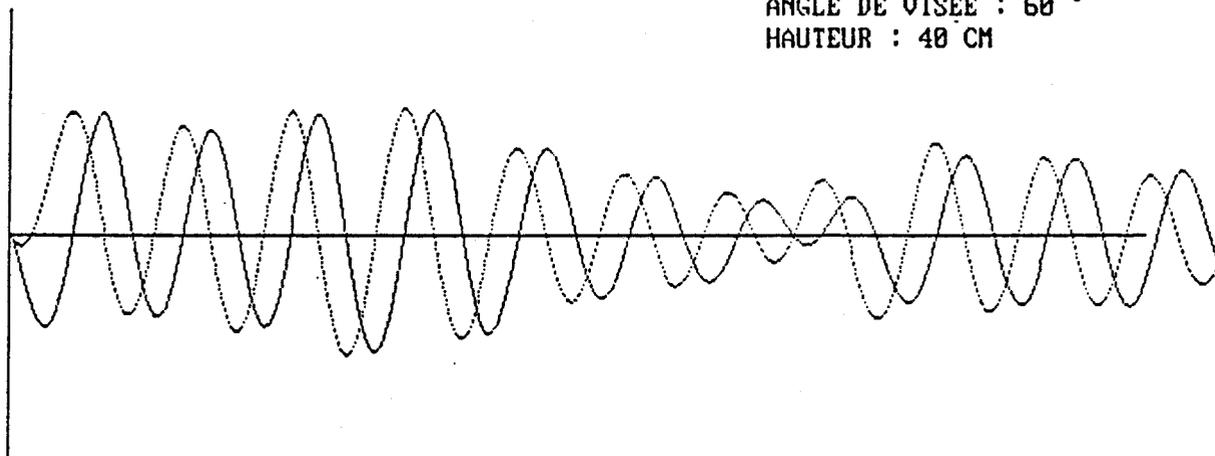
→ nombre d'obstacles simulés $NT = 22$

Nous présentons plusieurs relevés des signaux Doppler pour différentes valeurs de ΔF :

courbe 1 (fig v.12) : un aller et un retour sur 17 périodes du signal Doppler: $\Delta F = 100\text{Mhz}$

SIMULATION SENS DE MARCHE SUR 11 PERIODES

OUVERTURE : 6.0 °
ANGLE DE VISEE : 60 °
HAUTEUR : 40 CM

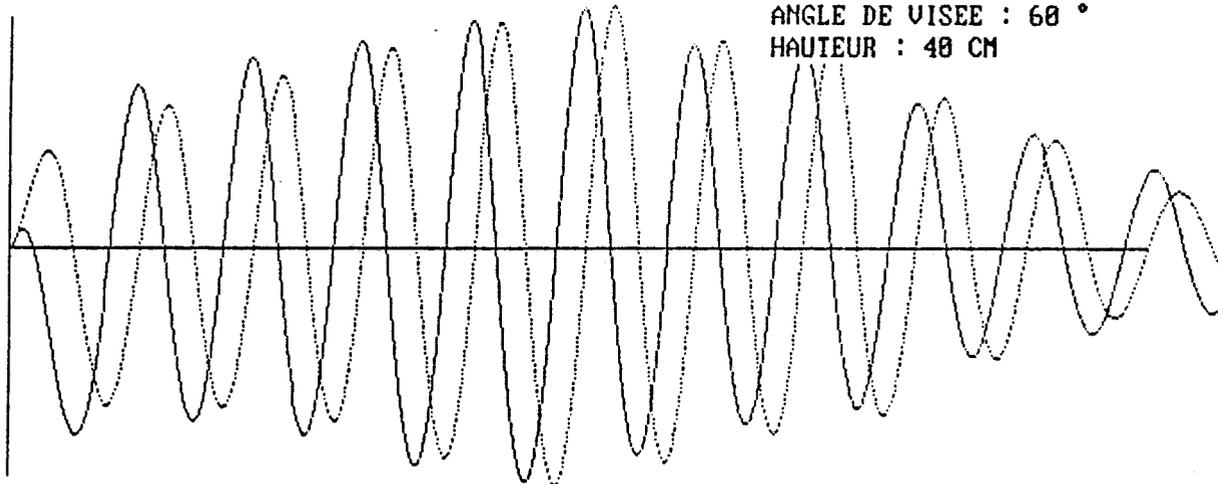


MARCHÉ ARRIÈRE

MODULATION DE FREQUENCE 50 MHz

SIMULATION SENS DE MARCHE SUR 11 PERIODES

OUVERTURE : 6.0 °
ANGLE DE VISEE : 60 °
HAUTEUR : 40 CM



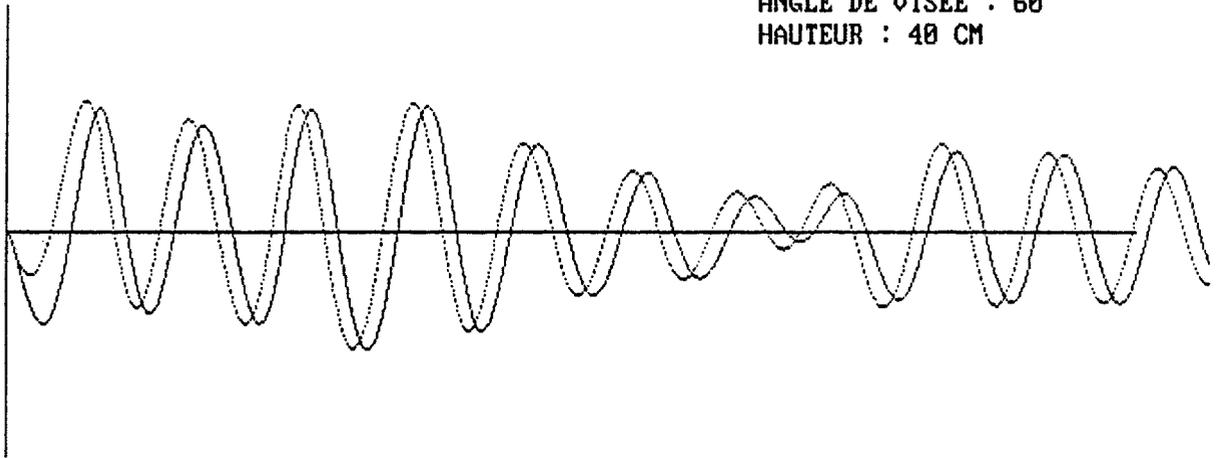
MARCHÉ AVANT

MODULATION DE FREQUENCE 50 MHz

Fig V.13 : Courbe 2 , $\Delta F = 50 \text{ MHz}$

SIMULATION SENS DE MARCHE SUR 11 PERIODES

OUVERTURE : 6.0 °
ANGLE DE VISEE : 60 °
HAUTEUR : 40 CM

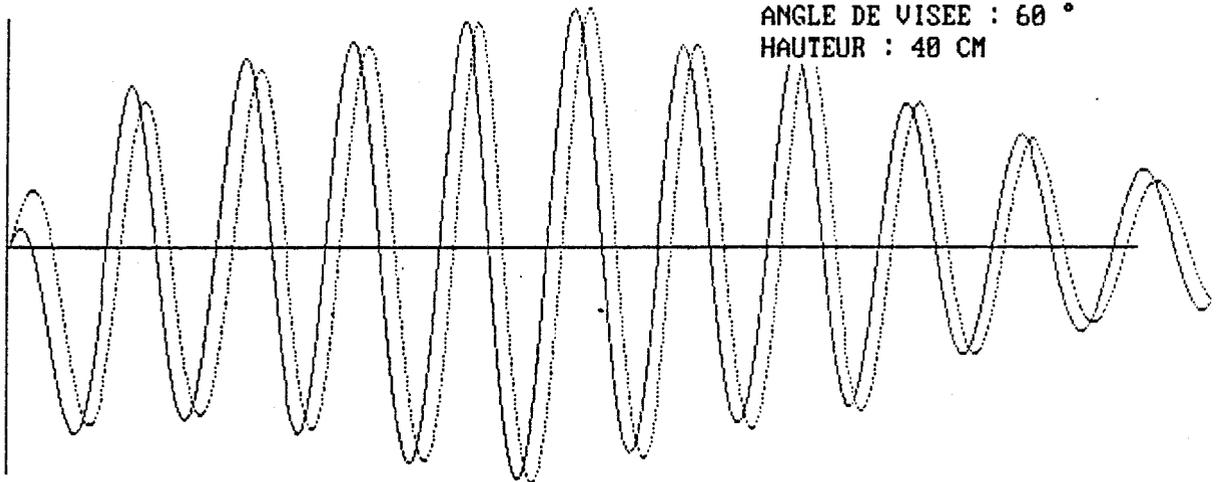


MARCHÉ ARRIÈRE

MODULATION DE FREQUENCE 25 MHz

SIMULATION SENS DE MARCHE SUR 11 PERIODES

OUVERTURE : 6.0 °
ANGLE DE VISEE : 60 °
HAUTEUR : 40 CM



MARCHÉ AVANT

MODULATION DE FREQUENCE 25 MHz

Fig V.14 : Courbe 3 , $\Delta F = 25 \text{ MHz}$

courbe 2 (fig v.13) : un aller et un retour sur 17 périodes du signal Doppler : $\Delta F = 50 \text{ Mhz}$

courbe 3 (fig v.14) : un aller et un retour sur 17 périodes du signal Doppler : $\Delta F = 25 \text{ Mhz}$

D'après ces courbes on constate immédiatement un déphasage entre les deux signaux Doppler, dont la valeur croît lorsque le décalage en fréquence augmente.

Quant au signe de ce déphasage, il s'inverse suivant le sens du déplacement. En effet, en "marche avant", le signal décalé en fréquence (en pointillés sur les courbes) est en avance de phase sur le signal de référence. Le phénomène s'inverse en "marche arrière".

Il semble de plus que le décalage maximum en fréquence soit 100 MHz. Les signaux sont alors en opposition de phase et le sens de marche est difficile à discriminer.

Dans une seconde étape nous allons étudier les limites d'application de cette méthode. On peut en effet se poser les questions suivantes :

→ Peut on pour une valeur du décalage en fréquence, évaluer le déphasage moyen entre les deux signaux sur le parcours simulé ? Son signe nous renseigne-t-il sur une inversion du sens de marche ?

→ Comment évolue ce déphasage en fonction du temps pour des configurations non optimales (présence de lobes secondaires ou débattement du véhicule à faible vitesse)?

V.2.2.2 AMELIORATION DE LA SIMULATION

Nous rappelons que le $V_{DET}(t)$ est calculé pour chaque valeur du pas Dx de discrétisation de manière à obtenir l'évolution temporelle du signal Doppler sur l'intervalle de la simulation : DUR. A partir de son évolution temporelle, on peut définir une pseudo période PER du signal Doppler : intervalle séparant deux zéros consécutifs soit :

$$\text{à l'itération } k : \text{PER}(k) = \text{ZERO}(k) - \text{ZERO}(k-1) \quad (\text{v.25})$$

Nous définirons ainsi pour chaque signal (v.22) et (v.24) une période :

$$\rightarrow \text{signal (1) } f_0 : \text{PER1}(k) : \text{ZERO1}(k) - \text{ZERO1}(k-1) \quad (\text{v.26a})$$

$$\rightarrow \text{signal (2) } f_0 + \delta f : \text{PER2}(k) : \text{ZERO2}(k) - \text{ZERO2}(k-1) \quad (\text{v.26b})$$

On peut alors définir à chaque itération k , une quantité $\delta\phi$ représentant le retard ou l'avance de phase existant entre les deux signaux :

$$\delta\phi(k) = 2\pi \frac{\text{ZERO1}(k) - \text{ZERO2}(k)}{\text{PER}(k)} \quad (\text{v.27})$$

A priori il n'y aucune raison que les périodes calculées soient différentes, il suffit en effet que $\delta f \gg f_D^{\text{max}}$: fréquence Doppler maximale du spectre exploré (dans notre cas $f_D^{\text{max}} = 5 \text{ KHz}$), ainsi on a posé :

$$\text{PER}(k) = \text{PER1}(k) = \text{PER2}(k)$$

Nous calculons sur l'ensemble de la simulation une valeur moyenne de ce déphasage. Cependant le calcul est interrompu dans les deux cas particuliers suivants :

1/ saut de phase intempestif : on obtient une valeur de $\delta\phi$ complètement erronée voire une inversion de signe. Ce cas particulièrement défavorable pourrait être confondu avec un changement de sens de marche. On effectue alors le calcul du déphasage moyen sur les K_T périodes précédentes ce saut de phase, soit :

$$\text{PHIMOY} = \frac{180}{\pi K_T} \sum_k \delta\phi(k) \quad (\text{v.28})$$

2/ la période mesurée à l'itération est une période erronée : elle est donc hors de la fenêtre définie au chapitre II (II.2.3.3- 1). Le calcul du déphasage s'effectue sur la totalité de la simulation mais on élimine la valeur de $\delta\phi(k)$ associée à la période ratée. On calcule PHIMOY de la même façon mais sur les $K_T - r$ périodes du signal Doppler (on rappelle que r est un compteur incrémenté à chaque nouvelle période ratée).

$$\text{PHIMOY} = \frac{180}{\pi (K\Gamma - R)} \sum_K \delta\phi(k) \quad (\text{v.29})$$

On obtient ainsi pour chaque configuration du système Doppler et suivant le sens de marche une valeur de ce déphasage. Nous avons étudié les cas suivants :

1/ système optimal

- antenne parabolique dont les caractéristiques sont rappelées dans le paragraphe III.1.5.1

- tête hyperfréquence optimale avec $P_{osc} = 10$ mW et 90 % de cette puissance est émise vers l'antenne via un circulateur.

- configuration géométrique :

- $H = 60$ cm

- $\theta = 60^\circ$

2/ système à lobes secondaires auquel on superpose un effet de débattement vertical.

-antenne à lobes secondaires :

angle d'ouverture $\Delta\theta = 10^\circ$

lobe secondaire dominant à -10 dB du maximum principal, d'une ouverture angulaire équivalente de 6° (prise à 3 dB du maximum secondaire situé à $\pm 45^\circ$ du maximum principal)

Gain maximum $G_{max} = 17$ dB

- débattement vertical $Dxb0 = 10$ cm (vitesse de défilement très faible : 1 Km/h

Nous avons regroupé pour le système optimal (1) les résultats sous forme de tableau (fig v.15).

DEPHASAGE MOYEN POUR CHAQUE VALEUR DE ΔF

ΔF (MHz)	MARCHE AVANT	MARCHE ARRIERE	INCIDENT
10	- 18° (2) AVANCE DE PHASE SUR (1)	+ 17° (2) RETARD DE PHASE SUR (1)	UNE PERIODE RATEE DANS CHAQUE CAS
25	-77° (2) AVANCE DE PHASE SUR (1)	+ 50° (2) RETARD DE PHASE SUR (1)	MARCHE ARRIERE : UN SAUT DE PHASE 50 PERIODES COMPTEES
50	- 110° (2) AVANCE DE PHASE SUR (1)	+ 120° (2) RETARD DE PHASE SUR (1)	MARCHE AVANT : UN SAUT DE PHASE 70 PERIODES COMPTEES

CAS SIMULE :

ANTENNE TYPE RESEAU IMPRIME AVEC :

- $\Delta\theta = 10^\circ$
- $L_s / L_p \cong - 20$ dB
- $G_{MAX} = 21$ dB

HAUTEUR H = 60 CM

ANGLE D'INCLINAISON $\theta_0 = 60^\circ$

PARCOURS SIMULE SUR 3 M

NOMBRE D'OBSTACLES SIMULES : $N_T = 33$

PAS DE DEBATTEMENT VERTICAL DU SUPPORT

FIG V.15 : SIMULATION NUMERIQUE DU SENS DE MARCHÉ

Pour chaque valeur de δf , nous avons simulé plusieurs allers et retours sur un parcours total de 300 cm (le signal Doppler est traité alors en moyenne sur 170 périodes). Nous présentons ainsi pour chaque couple (δf , aller ou retour) une valeur moyenne du déphasage moyen obtenu. De plus pour chaque nous indiquons le nombre de périodes prises en compte et nature éventuelle de l'incident (saut de phase ou période ratée).

Ce tableau montre que l'on peut discriminer le sens de marche par la méthode bi-fréquence. Même si les valeurs du déphasage sont obtenues sur un faible nombre de périodes (quelques dizaines à peine), la valeur obtenue suivant le sens de déplacement semble cohérente.

Pour le second cas simulé, les résultats obtenus ne sont pas exploitables. Les incidents comme les sauts de phase intempestifs ou les périodes ratées sont nombreux. La discrimination du sens de marche devient délicate. Le calcul de la valeur PHIMOY s'effectue sur quelques périodes du signal et n'est pas significative.

La méthode bi-fréquence ne peut donc s'appliquer avec une totale sécurité, dans des conditions particulièrement défavorables (système à lobes secondaires et débattement vertical associé).

Il semble donc nécessaire de procéder à des mesures ponctuelles du déphasage sur quelques périodes et d'en extraire l'information sens de marche après un moyennage de ces mesures, sur un système Doppler optimal monté en configuration JANUS.

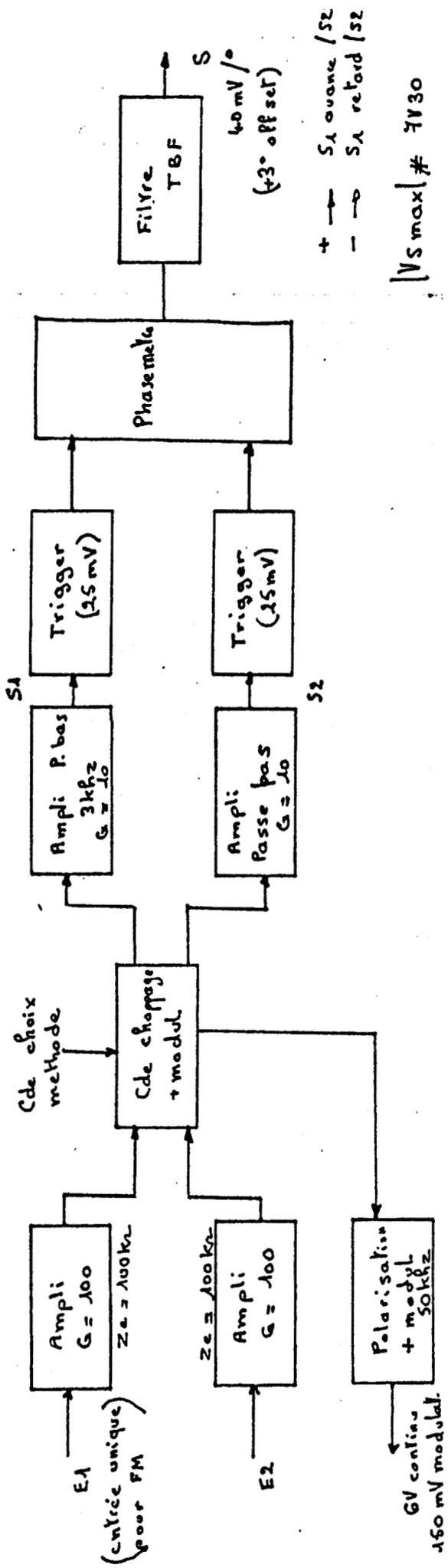
V.3 VERIFICATION EXPERIMENTALE DE LA METHODE BI-FREQUENCE

V.3.1 CONDITIONS EXPERIMENTALES

Comme dans le cas de la méthode stéréo, nous avons procédé à la réalisation d'une maquette de laboratoire afin de valider le principe de la méthode "BI-FREQUENCE". Le synoptique du montage utilisé est représenté (fig v.16).

Le matériel utilisé est le suivant:

- une source modulable en fréquence MARCONI 6150A dont la fréquence moyenne est réglée à $F_c = 10$ GHz; l'écart de fréquence δf , proportionnel à la tension crête à crête du signal carré δv de modulation est d'environ 20 MHz ; la puissance moyenne sur chaque raie est d'environ 10 mW.



Schema de principe du phase-mètre Doppler
 Doc 88

en methode aVegé : $V_e = 15 \text{ mV}$ cete cete maximum
 en methode bi-frequence : $V_e = 150 \text{ mV}$ cete cete max

Fig V.16 : Schema synoptique de la carte traitement de signal pour la methode bifrequence

METHODE BIFREQUENCE

Conditions:

- * Aérien : Antenne réseau 16 patchs
 $\theta_{ouv} = 10^\circ$, lobes secondaires < -20 dB
Gain estimé à 19 dB
- * Angle d'inclinaison $\theta = 30^\circ$
- * Oscillateur: source AVANTEK, $P_o=10$ mW, modulée par un signal carré d'amplitude 120mVcc autour de 6V.
- * Détecteur : NARDA 4503
- * Platine basse fréquence comportant un préampli le démodulateur deux amplis trigger puis le phasemètre.

Mesures:

- * Le tableau présente le relevé de la tension en sortie du phasemètre, pour différentes vitesses du tapis roulant.

Vitesse (m/s)	Vmin Sens 1	Vmax Sens 1	Vmin Sens 2	Vmin Sens 2	déphasage moyen
1	4.2	4.8	5.4	6	61.2°
3	4.3	4.6	5.5	6	61.2°
5	4.3	4.4	5.5	5.7	59.7°
7	4.3	4.4	5.4	5.5	58.8°

FIG V.17 : TABLEAU DE RESULTATS : METHODE BIFREQUENCE

- un générateur BF fournissant un signal carré de fréquence voisine de 25 KHz et d'amplitude δv telle que l'on obtienne un décalage des deux fréquences hyper d'environ 20 MHz.

- un circulateur C8012 (CHANNEL MICROWAVE), ayant une isolation dans la bande toujours inférieure à - 20 dB.

- une antenne plaquée d'angle d'ouverture 12° (précédemment décrite), dirigée vers le sol avec un angle d'incidence $\theta \approx 30^\circ$ (par rapport à l'horizontale).

- un détecteur à sortie positive 450303 (NARDA).

- une platine BF contenant la démodulation synchrone, associée à une carte qui comprend deux préamplificateurs avec leurs étages de mise en forme ainsi qu'un phasemètre numérique.

Comme précédemment les mesures ont été effectuées sur un tapis de simulation routier, dans des conditions similaires. La rotation de l'antenne d'un angle π simule un changement de sens de déplacement.

La source hyperfréquence est modulée en fréquence par un signal carré de fréquence suffisamment élevée $f_m \approx 25$ KHz par rapport à celles figurant dans le spectre Doppler. Après une détection puis une démodulation synchrone, on recueille les deux signaux BF : V_{D1} et V_{D2} qui sont amplifiés puis mis en forme avant d'être appliqués respectivement sur les deux entrées d'un phasemètre.

La valeur indiquée par l'aiguille du phasemètre nous renseigne sur le sens de marche.

V.3.2 RESULTATS

Nous présentons ces résultats sous forme de tableau (fig V.17).

La modulation induit l'apparition d'un phénomène parasite : les fréquences ainsi créées n'ont pas le même niveau de puissance. Ainsi il n'y a pas un niveau moyen détecté associé aux deux signaux mais deux niveaux moyens différents. Le différentiel ΔV (mV) entre ces deux niveaux dépend essentiellement d'amplitude de la modulation en fréquence, donc du δf .

Ce phénomène se répercute sur les résultats. Il a été montré par les différents essais menés qu'un différentiel ΔV de l'ordre de 50 mV était parfaitement tolérable.

V.4 CONCLUSION

Les essais menés ont donc montré que la méthode BI-FREQUENCE, sous réserve de certaines conditions permet de discriminer le sens de marche. Cependant la mise en oeuvre de cette méthode s'avère plus délicate que la méthode STEREO. Compte tenu des problèmes soulevés à la fois par la simulation numérique (sauts de phase intempestifs ou périodes ratées) et par les essais (différentiel des niveaux continus ΔV).

Pour les raisons précédentes, nous choisirons de mettre au point une maquette en technologie hybride intégrant la méthode STEREO. Cependant la méthode BI-FREQUENCE par son côté séduisant continuera à faire l'objet d'une étude approfondie.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE V

- [CRITT] : DUPUIS Ph., ALANIC J.L.
"Performances du Radar à BI-FAISCEAU pour l'agriculture "
NOTE CRITT N° 42

- [JAM74] : JAMES E.S, NAGY L.
" Diplex Radar for automotive Obstacle Detection "
I.E.E.E. Transaction on Vehicular Technology
Vol VT23 n°3 1974

- [SK062] : SKOLNIK V.
"Introduction to Radar System"
Mac Graw-Hill 1962 pp 106-112

- [ZUR88] : ZURCHER J.F.
" Analytical and Numerical Techniques for Microstrip Antennas
and Circuits "
18 - 21 Mars 1988 LAUSANNE

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

Nous avons réalisé un premier prototype d'un dispositif hyperfréquence, fonctionnant à 10 GHz, permettant de mesurer à la fois la vitesse instantanée et le déplacement d'un mobile, ainsi que le sens de ce déplacement.

Cette centrale d'acquisition de données qui exploite l'effet Doppler est destinée en particulier à une application ferroviaire bien précise : le projet ASTREE de la SNCF.

Pour la concevoir de façon optimale, nous avons développé de nombreux programmes de simulation. Ils prennent en compte :

- Le coefficient de rétrodiffusion des ondes sur le ballast
- La géométrie de l'aérien
- La position de cet aérien par rapport au sol

Chaque élément constituant la tête hyperfréquence (oscillateur, coupleur, circulateur, détecteur) a fait l'objet d'une étude détaillée afin de pouvoir choisir au mieux ses caractéristiques : l'optimisation de chacun de ces composants nous permet de nous placer dans les meilleures conditions possibles d'obtention du signal Doppler le plus monochromatique.

L'antenne d'émission-réception est de géométrie simple : il s'agit d'un réseau de 16 éléments rectangulaires rayonnants, dans un premier temps. Cette structure assure une bonne directivité, un gain appréciable, tout en procurant le bénéfice de lobes secondaires situés à -12 dB du lobe principal. Dans la phase d'optimisation des performances du cinémomètre, nous utiliserons une antenne plaquée de 6x8 éléments uniformes pondérés dont les caractéristiques ont été déterminées dans cette étude. Cette antenne présente un gain maximum comparable à celui de la parabole, des lobes secondaires négligeables (ouverture angulaire faible et niveau inférieur à -20 dB par rapport au lobe principal).

Ces antennes ainsi que la tête hyperfréquence ont été réalisées en technologie microruban, afin d'assurer à la fois un faible encombrement et un coût de réalisation minimum.

Les nombreux essais, menés tant en laboratoire que sur site SNCF nous permettent de conclure que le cahier des charges est respecté en ce qui concerne la mesure de ces deux grandeurs : vitesse et déplacement.

Enfin nous avons également développé un programme de simulation numérique destiné à valider une méthode d'obtention du sens de marche du véhicule. A l'heure actuelle, ce dernier point continue d'être étudié au laboratoire.

ANNEXE I

```

INPUT "nombre quelconque" ;NU
RANDOMIZE(NU): PRINT RND
DIM VD( 5000): DIM ZERO(500)
DIM PER(1000): dim cor(500)
dim A(100): dim B(100) : dim C(100) : dim D(100) :dim E(100)
DIM TOR(50) : DIM EXTREM(50)
DIM HAS(500)
FOR A = 0 TO 500
  HAS(A) = RND
NEXT A
PRINT RND
PRINT "nouveau programme" : INPUT"" ; RET$
open ret$ for output as #1
INPUT "Puissance de l'oscillateur" ; POSC
INPUT "Frequence en Ghz de l'oscillateur" ; FO
LAMBDA = 30/FO
INPUT "% puissance sur antenne" ; KOSC
GOSUB 1950
input "coefficient de retrodiffusion moyen du sol en db";sigma0
ROBS = exp((sigma0/10)*log(10))
PRA = ROBS*KOSC*POSC
A1S= SQR(50*PRA/1000)
P2 = POSC*(1-KOSC)
A2S= SQR(50*P2/1000)
VMAX = SQR(A1S*A1S+ A2S*A2S+2*A1S*A2S)
0 V = VMAX : GOSUB 1000
0 VDMAX = VD
0 VMIN = SQR(A1S*A1S+A2S*A2S- 2*A1S*A2S)
0 V= VMIN : GOSUB 1000
0 VDMIN = VD
0 PRINT "La tension detecte moyenne est ";(VDMAX+VDMIN)/2; "mV"
0 PRINT "Le signal doppler pour un coefficient de reflexion en tension de 1
0 PRINT "Indiquez la hauteur par rapport au sol de l'antenne "
0 INPUT "hauteur en cm" ; H
5 HO = H
0 PRINT "Indiquez l'angle de vise de l'antenne :90 vise horizontale ; 0 vi
0 INPUT "Angle en 1/2"; TETA VD
6 INPUT "Surface reflechissante en cm2 par obstacle" ; SR
0 TETA V = TETA VD*3.1416/180
0 LON = 2*H*TAN(TETA V)
0 LAR = 16
5 INPUT "Nombre d'obstacle par cm2" ; DENS
6 NOBS=DENS*LON*LAR : NT = INT(NOBS)
7 PRINT "nt="; NT ; "etes vous d'accord?" : INPUT "o/n" ; REP$
8 IF REP$ = "n" GOTO 235
0 HE=1/(SQR(DENS))
5 print " voulez entrer les valeurs des coef de retrodiffusion"
6 input " entrer le coeffcient d'ordre 4 ";coef4
7 input " entrer le coeffcient d'ordre 3 ";coef3
8 input " entrer le coeffcient d'ordre 2 ";coef2
0 input " entrer le coeffcient d'ordre 1 ";coef1
0 DIM X(100) : DIM Y(100) : DIM INTE(100)
0 FOR I = 1 TO NT
0 INTE(I) = 1 + (RND-1)*.1
0 X(I) = LON*RND
0 Y(I) = LAR*RND
0 NEXT I
0 A = H/(COS(TETA V))
0 A1 = H*TAN(TETA V)
0 PRINT "longueur du parcours a simuler"
0 INPUT "parcours en cm " ; PARC
0 PRINT "nombre de pas par longueur d'onde"
0 INPUT ; KX
0 DX = LAMBDA/KX

```

```

50 DUR = PARC/DX : PRINT :PRINT "le nombre de pas de la simulation est:" ; D
50 INPUT "nombre essai"; NESSAI
50 PRINT "Indiquez l'ampleur du mouvement transversal alatoire du vehicule"
50 INPUT "debattement 1 Hz en cm" ; DXBO
51 FBF =1+9*RND : DXB = DXBO/FBF
52 XPO = 50
53 IF RND < .5 THEN DXB = -DXB
54 IF DXBO = 0 THEN GOTO 498
55 PRINT "Indiquez la vitesse du vehicule en km heure"
56 INPUT "vitesse" ; VK
57 VC = VK*1000/36
58 PRINT TIME$
59 REM calcul du signal detect fonction du temps
55 A1S = A1S/SQR(ROBS)
57 A1TT = 0
50 S=1
55 lprint
56 lprint using " NUMERO ESSAI ## " ;S
57 lprint
52 FOR J = 1 TO DUR
50 GOSUB 6000
50 A1T = SQR(A1CO*A1CO +A1SI*A1SI)
55 A1TT = A1TT + A1T : A1TM = A1TT/J
57 IF ((A2S*A2S + A1T*A1T +2*A2S*A1CO)<0) THEN V =0 : PRINT "v < 0" :GOTO 5
50 V = SQR(A2S*A2S + A1T*A1T +2*A2S*A1CO)
50 GOSUB 1000
55 VD(J) = VD
57 CP = CP+1
59 IF CP = 1000 THEN CP = 0 : PRINT J
56 GOSUB 5000
57 IF DXBO = 0 GOTO 590
59 GOSUB 25000
50 NEXT J
55 GOSUB 13000
50 KT = K-1
50 FOR K = 1 TO KT
50 PER(K) = ZERO(K) - ZERO(K-1)
50 PERT =PERT + PER(K)
50 PERT2 = PERT2 +PER(K)*PER(K)
50 NEXT K
55 dc = lambda/(2*sin(tetav))
50 PERM = PERT/KT
50 PER2M = PERT2/KT
55 ART1 = PER2M - PERM*PERM
57 IF ART1 < 0 THEN ART1=0 : PRINT "per2m"
50 DPER2M = SQR(PER2M - PERM*PERM)
52 GOSUB 10000
53 GOSUB 12000
54 PARC = DUR*LAMBDA/KX
56 PRINT "temps la fin du calcul:" ; TIME$
50 PRINT "RESULTATS OBTENUS"
55 PRINT "-----"
50 PRINT "Poscil="; POSC ; "F Ghz"; FO ; "% sur anten"; KOSC
51 PRINT "larg lobe princ"; DTETAD ; "lobe sec.:" ;KSE ;DTETADS ; TETASD
52 PRINT "teta=" ; TETAVD ; "Sr=" ;SR ; "Nombre obstacle=" ; NT
54 PRINT "h=" ; H ; "parcours simul" ; PARC; "pas par longueur d'onde=" ; KX
50 PRINT "sur" ; KT ;"periodes"
50 PRINT "Amplitude tension oscillateur local" ; A2S
50 PRINT "Amplitude moyenne du signal hyper reflechi";A1TM
55 PRINT "Amplitude moyenne du signal detect" ; VDM
57 PRINT "Amplitude moyenne du signal doppler" ; DVD2M
50 PRINT "Distance moyenne entre deux maxima en cm " ;(int(permdx*1000))/1000
52 PRINT "Distance moyenne corrige entre deux maxima"; PERMC*DX
55 PRINT "Distance moyenne thorique" ; LAMBDA/(2*SIN(TETAV))

```

```

00 ERQMSi =int((DPER2M/PERM)*sqr(dc/parc)*10000)/100
01 ERQM = int((DPER2M/PERM)*sqr(dc/100000)*100000)/100

00 PRINT "Erreur relative quadratique moyenne" ; ERQM
05 PRINT "Erreur relative quadratique moyenne corrige" ; ERQC
06 PRINT "Nombre de periodes rates" ;R
07 PRINT "% periodes 10% de la valeur moyenne" ; NU10R
08 PRINT "% periodes 25% de la valeur moyenne" ; NU25R
09 if s > 1 then goto 826
01 lprint "-----"
02 lprint
03 LPRINT "CARACTERISTIQUES DU SYSTEME SIMULE"
04 lprint
05 LPRINT "-----"
06 lprint
07 LPRINT "Puissance oscillateur Posc =" ; POSC ;"mW"
08 lprint "Frequence de travail F0 (GHz) : " ; FO ;
09 lprint "caracteristique du circulateur : % puissance sur antenne =" ; KOSC
10 lprint " Detecteur simule :caracteristiques du detecteur Schottky"
11 lprint
12 lprint " CARACTERISTIQUES AERIEN"
13 LPRINT "ouverture du lobe principal (deg):" ; DTETAD*2
14 lprint " Lobe secondaire principal :"
15 lprint " rapport lobe secondaire /lobe principale en dB ";20*log(KSE)/log
16 lprint " ouverture angulaire lobe secondaire en (deg)";DTETADS*2
17 lprint " position angulaire du maximum secondaire en (deg)" ; TETASD
18 lprint
19 lprint " CONFIGURATION GEOMETRIQUE "
20 lprint
21 LPRINT "Angle d'inclinaison du faisceau par rapport a la verticale (deg)
22 lprint "Hauteur en cm par rapport au sol ";h
23 lprint
24 lprint " CARACTERISTIQUES DU SOL "
25 lprint
26 lprint " Nombre d'obstacles simules :" ; NT
27 lprint " Surface equivalente d'un caillou (cm2) :";sr
28 lprint " Coefficient moyen de retrodiffusion en (dB) : ";sigma0
29 lprint " Parcours simul en (cm) :"; PARC
30 lprint " Nombre de pas par longueur d'onde : " ; KX
31 lprint " Nombre hasard : " ; NU
32 LPRINT " Debattement de la carrosserie 1 Hz : " ;DXBO
33 LPRINT " vitesse en Km par H du vehicule : " ; VK
34 lprint
35 lprint " RESULTATS : AMPLITUDE DU SIGNAL DOPPLER "
36 lprint
37 LPRINT "Amplitude tension oscillateur local" ; A2S
40 LPRINT "Amplitude moyenne du signal hyper reflechi";A1TM
40 LPRINT "Amplitude moyenne du signal detecte" ; VDM
45 LPRINT "Amplitude moyenne du signal doppler" ; DVD2M
46 lprint
47 lprint "RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE"
48 lprint
49 LPRINT "Simulation sur un nombre de priodes : " ; KT
50 LPRINT "Distance moyenne entre deux maxima en (cm)";(int(PERM*DX*10000))/
52 LPRINT "Distance moyenne corrige entre deux maxima en cm ";(int(PERMC*DX*
55 LPRINT "Distance moyenne thorique" ; dc
56 errabs = (permc*dx - dc)/dc
57 lprint "Erreur commise dans l'absolu en %. ";(int(errabs*10000)/10000)*10
59 LPRINT "Erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: " ; E
60 LPRINT "Erreur relative quadratique moyenne extrapole sur1000 m en %.:";
61 LPRINT "Erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en
62 LPRINT "Erreur relative quadratique moyenne corrige extrapole sur 1000 m
63 lprint
64 lprint " RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

```

```

45 lprint
46 LPRINT "Nombre de periodes rates" ;R
47 LPRINT "% periodes 10% de la valeur moyenne" ; NU10R
48 LPRINT "% periodes 25% de la valeur moyenne" ; NU25R
50 lprint
51 lprint "-----"
50 VDT=0 : DVD2T = 0 : PERT = 0 : PERT2 = 0 : PERTC = 0 : PERT2C = 0
55 K = 0
70 PRINT "s" ; S
73 A(S) = PERM*DX : PRINT "a " ; A(S) ; PERM ; DX
74 B(S) = PERMC*DX
75 C(S) = ERQM : D(S) = NU10R
76 E(S) = R
77 R = 0
78 P = S
79 write #1,P,A(s),B(s),C(s),D(s),E(s)
80 s =s+1
81 IF S <NESSAI+1 THEN GOTO 515
82 close #1
85 GOSUB 17000
90 GOSUB 20000
00 END
000 AD = 8300 : BD = 1.5 : CD = 6.5
020 VD = AD*V*V/(1+BD*V +CD*V*V)
030 RETURN
950 INPUT "demi-largeur lobe principal en 1/2" ;DTETAD
960 DTETA = DTETAD*3.1416/180
965 INPUT "amplitude en puissance des lobes secondaires par rapport au lobe
967 IF KSE = 0 GOTO 2000
970 INPUT "demi-largeur des lobes secondaires en 1/2";DTETADS
980 DTETAS = DTETADS*3.1416/180
990 INPUT "angle max du lobe second en 1/2" ; TETASD
995 TETAS = TETASD*3.1416/180
000 DIM GA(1000) : DIM TETA(1000)
004 AO = DTETA*DTETA
005 ANS = DTETAS*DTETAS
010 FOR I = 1 TO 1000
015 TETA(I) = TETA(I-1) + 3.1416/1000
017 ART = ABS(TETA(I))/DTETA
020 GA(I) = SIN(TETA(I))*(1.5708/1000)*((1/(1+ART^3)) + (ANS*KSE/(DTETA
030 GAT = GAT + GA(I)
040 NEXT I
042 IF KSE = 0 GOTO 2050
045 KSEC = ANS*KSE/(DTETAS*DTETAS + TETAS*TETAS)
050 PRINT GAT
060 GAIN =(1/GAT)*(1+KSEC)
070 GAINDB = 10*LOG(GAIN)/2.302585
080 PRINT "Le gain de l'antenne est de :" ; GAINDB
090 RETURN
000 TETA =TANG/(1+TANG/1.57)
010 FOR K = 1 TO 10
020 DTAN =TAN(TETA) - TANG
030 TETA = TETA - DTAN/(1+TANG*TANG)
050 NEXT K
060 RETURN
000 REM calcul de la position de tous les obstacles
010 FOR I = 1 TO NT
020 X(I) = X(I) + DX
030 IF X(I) > LON THEN X(I) = HE*RND
040 NEXT I
045 I = 0
050 RETURN
000 REM calcul du signal retrodiffus
002 A1CO= 0

```

```

003 A1SI= 0
007 KDES = 50
010 FOR I = 1 TO NT
015 A = H/(COS(TETAV)) : A1 = H*TAN(TETAV)
020 B = SQR(H*H + Y(I)*Y(I) + (LON-X(I))*(LON-X(I)))
030 C = SQR(Y(I)*Y(I) + (A1 + X(I) - LON)*(A1 + X(I) - LON))
040 COSTETA =(A*A +B*B - C*C)/(2*A *B)
045 IF (COSTETA>1) OR (COSTETA=1) THEN COSTETA = .9999 : PRINT "costeta tro
050 TANG= SQR((1-COSTETA*COSTETA)/(COSTETA))
060 TETA = ATN(TANG)
070 GA =GAIN*((A0/(DTETA*DTETA + TETA*TETA)) + (ANS*KSE/(DTETAS*DTETAS +
072 sigma = exp(((coef4*teta^4+coef3*teta^3+coef2*teta^2+coef1*teta)/10)*log
080 DA1 = A1S*SQR(SR*sigma)*GA*INTE(I)*LAMBDA/(44.54*b*b)
090 DA1CO= DA1*COS(12.5664*B/LAMBDA)
100 DA1SI= DA1*SIN(12.5664*B/LAMBDA)
101 A1CO= A1CO+ DA1CO
102 A1SI= A1SI+ DA1SI
125 REM PRINT X(I);GA; TETA
130 NEXT I
135 I = 0
140 RETURN
0000 FOR K = 1 TO KT
0010 IF (PER(K) > 1.25*PERM) OR (PER(K)<.75*PERM) THEN R = R + 1 : GOTO 1004
0020 PERTC = PERTC + PER(K)
0030 PERT2C = PERT2C + PER(K)*PER(K)
0040 NEXT K
0050 PERMC = PERTC/(KT-R)
0060 PER2MC = PERT2C/(KT-R)
0065 ART = PER2MC - PERMC*PERMC
0067 IF ART < 0 THEN ART = .0001 : PRINT "per2mc"
0070 DPER2MC = SQR(ART)
0075 ERQCSI =int((DPER2MC/PERMC)*sqr(dc/parc)*100000)/100
0080 ERQC = int((DPER2MC/PERMC)*sqr(dc/100000)*100000)/100
0090 RETURN
2000 FOR K=1 TO KT
2010 IF (PER(K) >.9*PERM) AND (PER(K) <1.1*PERM) THEN NU10 = NU10+1
2020 IF (PER(K) >.75*PERM) AND (PER(K) <1.25*PERM) THEN NU25 = NU25+1
2030 NEXT K
2040 NU10R = NU10/KT : NU10=0
2050 NU25R = NU25/KT : NU25=0
2060 RETURN
3000 FOR L = 1 TO DUR
3010 VDT = VDT + VD(L)
3020 NEXT L
3025 PRINT VDT ; DUR
3030 VDM = VDT/DUR
3035 DVD2T = 0
3040 FOR L = 1 TO DUR
3050 DVD2 = (VD(L)-VDM)*(VD(L)-VDM)
3060 DVD2T =DVD2T + DVD2
3070 IF (VD(L-1)>VDM) AND (VD(L)<VDM) THEN ZERO(K) = L-1 + (VDM-VD(L))/(VD(L
3080 NEXT L
3085 IF DVD2T < 0 THEN DVD2T =0: PRINT "dvd2t"
3090 DVD2M = SQR(DVD2T/DUR)
3100 RETURN
7000 REM calcul moyenne finale
7005 AMIN = 1000 : BMIN = 1000
7006 open ret$ for input as #1
7001 p=1
7010 ' While not eof(1)
7012 FOR P = 1 TO NESSAI
7015 input #1,P,A(p),B(p),C(p),D(p),E(p)
7020 IF A(P) > AMAX THEN AMAX = A(P)
7030 IF A(P) < AMIN THEN AMIN = A(P)

```

```

7040 IF B(P) > BMAX THEN BMAX = B(P)
7050 IF B(P) < BMIN THEN BMIN = B(P)
7060 SAT = SAT + A(P)
7070 BT = BT + B(P)
7080 CT = CT + C(P)
7090 DT = DT + D(P)
7100 ET = ET + E(P)
7110 A2T = A2T + A(P)*A(P)
7120 B2T = B2T + B(P)*B(P)
7126 'wend
7130 NEXT P
7135 close
7140 AM = SAT/NESSAI
7150 BM = BT/NESSAI
7160 A2M = A2T/NESSAI
7170 B2M = B2T/NESSAI
7180 ERA2 = SQR(A2M-AM*AM)/AM:lprint era2
7190 ERB2 = SQR(B2M-BM*BM)/BM:lprint erb2
7200 ERA1K = ERA2*SQR(dc/100000!)
7210 ERB1K = ERB2*SQR(dc/100000)
7220 NPL = ET*int(100000!/PARC)
7230 CM = CT/NESSAI
7240 DM = DT/NESSAI
7250 ERAP1K = ((AMAX-AMIN)/AM)*SQR(dc/100000!)
7260 ERBP1K = SQR(dc/100000!)*(BMAX-BMIN)/BM
7270 PRINT "erreur quadratique relative moyenne sur 1 km sans correction" ;
7280 PRINT "erreur quadratique relative moyenne sur 1 km avec correction" ;
7290 PRINT "plus grande erreur sur 1 km sans correction sur" ; NESSAI ; "me
7300 PRINT "plus grande erreur sur 1 km avec corrections sur" ; NESSAI ; "me
7310 PRINT "nombre de periodes rates" ;int(ET*1024/(KT))
7320 PRINT "ecart quadratique relatif moyen" ; CM
7330 PRINT "% periodes 10% de la valeur moyenne" ; DM
7340 lprint
7350 LPRINT "----- RESULTATS FINAUX -----"
7370 LPRINT "erreur quadratique relative moyenne sur 1 km sans correction" ;
7380 LPRINT "erreur quadratique relative moyenne sur 1 km avec correction" ;
7390 LPRINT "plus grande erreur sur 1 km sans correction sur" ; NESSAI ; "me
7400 LPRINT "plus grande erreur sur 1 km avec corrections sur" ; NESSAI ; "m
7410 LPRINT USING "nombre de periodes rates: ## " ; ET *int(1024/(KT*NESSAI))
7420 LPRINT "ecart quadratique relatif moyen" ; CM
7430 LPRINT using "% periodes 10% de la valeur moyenne :##.## " ; DM*100
7490 LPRINT "plus grande erreur sur 1 km sans correction sur" ; NESSAI ; "me
7500 LPRINT "valeur moyenne mesure pour une periode sans correction" ; AM*dx
7510 LPRINT "valeur moyenne mesure pour une periode avec correction" ; BM*dx
7600 RETURN
0000 REM calcul fonction de correlation
0045 MINMAX = 1
0050 FOR I = 1 TO 200
0060 TEMT = DUR - I
0065 CORT = 0
0070 FOR J = 1 TO TEMT
0075 IF VD(J+I-1) = 0 GOTO 20110
0080 COR = (VD(J) - VDM)*(VD(J+I-1)-VDM)
0090 CORT = CORT + COR
0100 NEXT J
0110 COR(I) = CORT/J
0120 IF (COR(I-1)>0) AND (COR(I)<0) THEN TOR(M) = I-1 + (-COR(I))/(COR(I-1)-
0125 IF (COR(I-1)<0) AND (COR(I)>0) THEN TOR(M) = I-1 +(COR(I))/(COR(I)+COR(
0126 IF (MINMAX=-1) AND (COR(I)>COR(I-1)) THEN EXTREM(M) = ABS(COR(I-1)) : P
0127 IF (MINMAX=+1) AND (COR(I)<COR(I-1)) THEN EXTREM(M) = COR(I-1) : PRINT
0130 NEXT I
0135 PRINT "vdm="; VDM
0136 LPRINT "vdm=" ; VDM
0137 VDOP = SQR(COR(1)) : PRINT"signal doppler=" ; VDOP

```

```
0138 LPRINT "signal doppler=" ; VDOP
0140 PERCOR = 2*DX*(TOR(M-1)-TOR(0))/((M-1))
0145 PRINT "periode moyenne par la fonction de correlation" ; PERCOR
0155 LPRINT "periode moyenne par la fonction de correlation" ; PERCOR
0160 RETURN
0000 REM calcul du mouvement de la carrosserie
0010 T = J*DX/VC
0015 XP = LAMBDA/KX + XP
0020 H = HO + DXB*COS(6.1416*T*FBF)
0030 IF XP > XPO*HAS(I) THEN XP = 0 : I = I + 3 : FBF = 1 + 9*HAS(I+1) : DXB
0032 GOTO 25060
0035 IF HAS(I+2) <.5 THEN DXB = -DXB
0060 RETURN
```

NUMERO ESSAI 1

CARACTERISTIQUES DU SYSTEME SIMULE

Puissance oscillateur Posc = 10 mW
Fréquence de travail F0 (GHz) : 10
Caractéristique du circulateur : % puissance sur antenne = .949999988079071
Detecteur simulé : caractéristiques du détecteur Schottky

CARACTERISTIQUES AERIEN

Ouverture du lobe principal (deg): 10
Lobe secondaire principal :
rapport lobe secondaire /lobe principale en dB -19.99999987057016
ouverture angulaire lobe secondaire en (deg) 4
position angulaire du maximum secondaire en (deg) 30

CONFIGURATION GEOMETRIQUE

Angle d'inclinaison du faisceau par rapport a la verticale (deg) : 60
Hauteur en cm par rapport au sol 60

CARACTERISTIQUES DU SOL

Nombre d'obstacles simulés : 33
Surface équivalente d'un caillou (cm²) : 9.999999776482582E-003
Coefficient moyen de retrodiffusion en (dB) : -20
Parcours simulé en (cm) : 300
Nombre de pas par longueur d'onde : 50
Nombre hasard : 60
Débattement de la carrosserie 1 Hz : 0
vitesse en Km par H du véhicule : 0

RESULTATS : AMPLITUDE DU SIGNAL DOPPLER

Amplitude tension oscillateur local .1581138968467712
Amplitude moyenne du signal hyper réfléchi 7.061703945510089E-005
Amplitude moyenne du signal détecté 148.249267578125
Amplitude moyenne du signal doppler 8.262439072132111E-002

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

Simulation sur un nombre de périodes : 167
Distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.7848
Distance moyenne corrigée entre deux maxima en cm 1.7548
Distance moyenne théorique 1.732048392295837
Erreur commise dans l'absolu en %. 13.1
Erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: 1.1299999952316
Erreur relative quadratique moyenne extrapolée sur 1000 m en %.:
.6200000047683716
Erreur relative quadratique moyenne corrigée sur la simulation en %.:
6.619999885559082
Erreur relative quadratique moyenne corrigée extrapolée sur 1000 m en %.:
.3600000143051147

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

Nombre de périodes rates 13
périodes 10% de la valeur moyenne .71257483959198

periodes 25% de la valeur moyenne .9221556782722473

NUMERO ESSAI 2

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

Simulation sur un nombre de priodes : 166
Distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.7994
Distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7497
Distance moyenne thorique 1.732048392295837
Erreur commise dans l'absolu en %. 10.2
Erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: 1.6000000238418
Erreur relative quadratique moyenne extrapolé sur 1000 m en %.:
.8700000047683716
Erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
7.400000095367432
Erreur relative quadratique moyenne corrige extrapolé sur 1000 m en %.:
.4000000059604645

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

Nombre de periodes rates 19
periodes 10% de la valeur moyenne .608433723449707
periodes 25% de la valeur moyenne .8855421543121338

NUMERO ESSAI 3

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

Simulation sur un nombre de priodes : 166
Distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.7953
Distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7646
Distance moyenne thorique 1.732048392295837
Erreur commise dans l'absolu en %. 18.8
Erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: 1.2400000095367
Erreur relative quadratique moyenne extrapolé sur 1000 m en %.:
.6700000166893005
Erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
5.96999979019165
Erreur relative quadratique moyenne corrige extrapolé sur 1000 m en %.:
.3199999928474426

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

Nombre de periodes rates 11
periodes 10% de la valeur moyenne .7771084308624268
periodes 25% de la valeur moyenne .9337349534034729

NUMERO ESSAI 4

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

Simulation sur un nombre de priodes : 166

distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.7953
distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7736
distance moyenne thorique 1.732048392295837
erreur commise dans l'absolu en %. 24
erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: .99000000953674
erreur relative quadratique moyenne extrapolé sur 1000 m en %.:
5400000214576721
erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
7.019999980926514
erreur relative quadratique moyenne corrige extrapolé sur 1000 m en %.:
3799999952316284

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

nombre de periodes rates 5
periodes 10% de la valeur moyenne .7168674468994141
periodes 25% de la valeur moyenne .9698795080184937

NUMERO ESSAI 5

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

simulation sur un nombre de priodes : 172
distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.7343
distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7467
distance moyenne thorique 1.732048392295837
erreur commise dans l'absolu en %. 8.5
erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: .86000001430511
erreur relative quadratique moyenne extrapolé sur 1000 m en %.:
4699999988079071
erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
5.409999847412109
erreur relative quadratique moyenne corrige extrapolé sur 1000 m en %.:
3499999940395355

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

nombre de periodes rates 9
periodes 10% de la valeur moyenne .7848837375640869
periodes 25% de la valeur moyenne .9476743936538696

NUMERO ESSAI 6

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

simulation sur un nombre de priodes : 164
distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.8126
distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7745
distance moyenne thorique 1.732048392295837
erreur commise dans l'absolu en %. 24.5
erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: 1.4400000572204
erreur relative quadratique moyenne extrapolé sur 1000 m en %.:
7799999713897705
erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
5.579999923706055

Erreur relative quadratique moyenne corrige extrapole sur 1000 m en % . :
.3600000143051147

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

Nombre de periodes rates 16
periodes 10% de la valeur moyenne .6890243887901306
periodes 25% de la valeur moyenne .9024389982223511

NUMERO ESSAI 7

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

Simulation sur un nombre de priodes : 164
Distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.8145
Distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7509
Distance moyenne thorique 1.732048392295837
Erreur commise dans l'absolu en % 10.9
Erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: 1.3799999952316
Erreur relative quadratique moyenne extrapole sur 1000 m en %.:
.7599999904632568
Erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
6.389999866485596
Erreur relative quadratique moyenne corrige extrapole sur 1000 m en % . :
.3499999940395355

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

Nombre de periodes rates 16
periodes 10% de la valeur moyenne .6707317233085632
periodes 25% de la valeur moyenne .9024389982223511

NUMERO ESSAI 8

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

Simulation sur un nombre de priodes : 167
Distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.7887
Distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7574
Distance moyenne thorique 1.732048392295837
Erreur commise dans l'absolu en % 14.6
Erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: 1.1699999570846
Erreur relative quadratique moyenne extrapole sur 1000 m en %.:
.6399999856948853
Erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
6.860000133514404
Erreur relative quadratique moyenne corrige extrapole sur 1000 m en % . :
.3700000047683716

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

Nombre de periodes rates 10
periodes 10% de la valeur moyenne .6646706461906433
periodes 25% de la valeur moyenne .940119743347168

NUMERO ESSAI 9

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

Simulation sur un nombre de priodes : 163
Distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.8285
Distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7766
Distance moyenne thorique 1.732048392295837
Erreur commise dans l'absolu en %. 25.7
Erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: 1.5599999427795
Erreur relative quadratique moyenne extrapole sur 1000 m en %.:
1.8500000238418579
Erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
1.1799999828338623
Erreur relative quadratique moyenne corrige extrapole sur 1000 m en %.:
1.3899999856948853

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

Nombre de periodes rates 17
periodes 10% de la valeur moyenne .650306761264801
periodes 25% de la valeur moyenne .89570552110672

NUMERO ESSAI 10

RESULTATS STATISTIQUES : PRECISION OBTENUE

Simulation sur un nombre de priodes : 161
Distance moyenne entre deux maxima en (cm) 1.8512
Distance moyenne corrige entre deux maxima en cm 1.7929
Distance moyenne thorique 1.732048392295837
Erreur commise dans l'absolu en %. 35.1
Erreur relative quadratique moyenne sur la simulation en %.: 1.4099999666213
Erreur relative quadratique moyenne extrapole sur 1000 m en %.:
1.7699999809265137
Erreur relative quadratique moyenne corrige sur la simulation en %.:
1.780000020980835
Erreur relative quadratique moyenne corrige extrapole sur 1000 m en %.:
1.4199999868869781

RESULTATS OBTENUS : MONOCHROMATICITE DU SIGNAL

Nombre de periodes rates 16
periodes 10% de la valeur moyenne .5714285969734192
periodes 25% de la valeur moyenne .9006211161613464

1.621687971055508E-002
1.006001822650433E-003

----- RESULTATS FINAUX -----

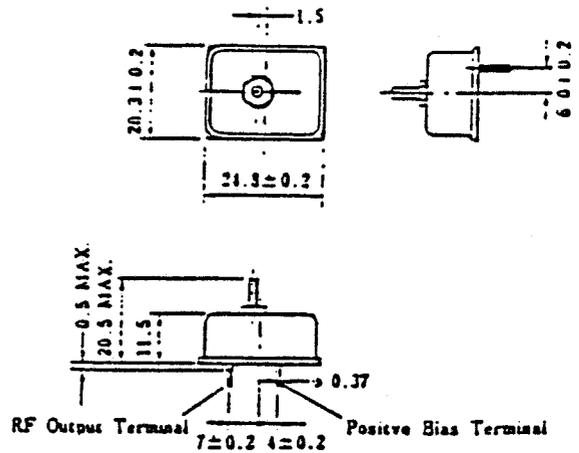
Erreur quadratique relative moyenne sur 1 km sans correction %.
.6968978047370911 %
Erreur quadratique relative moyenne sur 1 km avec correction
.3699868321418762 %
Plus grande erreur sur 1 km sans correction sur 10 mesures
.8700000047683716 %.

Plus grande erreur sur 1 km avec corrections sur 10 mesures %
.4189999997615814 %
Nombre de periodes rates: 0
Ecart quadratique relatif moyen .1246845051646233
periodes 10% de la valeur moyenne :68.46
Plus grande erreur sur 1 km sans correction sur 10 mesures
5.494437158107758E-002
valeur moyenne mesure pour une periode sans correction .108031802146916
valeur moyenne mesure pour une periode avec correction .1058536338987879
5.495362915098667E-003
omaxmin= 8.254286766052246
5.034487694501877E-003
ominmax= 22.73593139648438
4.339430015534163E-003
omaxmin= 38.6591796875
4.053601529449224E-003
ominmax= 51.95014953613281
3.96720040589571E-003
omaxmin= 67.00120544433594
3.611958120018244E-003
ominmax= 84.19775390625
3.044776851311326E-003
omaxmin= 98.94979095458984
2.579811261966825E-003
ominmax= 111.9092712402344
2.239275025203824E-003
omaxmin= 128.9282989501953
1.87657808419317E-003
ominmax= 145.6635284423828
1.533216796815395E-003
omaxmin= 158.264404296875
1.303639612160623E-003
ominmax= 172.6579742431641
1.082354923710227E-003
omaxmin= 191.9287719726562
1.298903703689575E-004
omaxmin= 148.2490997314453
signal doppler= 7.413071393966675E-002
periode moyenne par la fonction de correlation 1.836744785308838

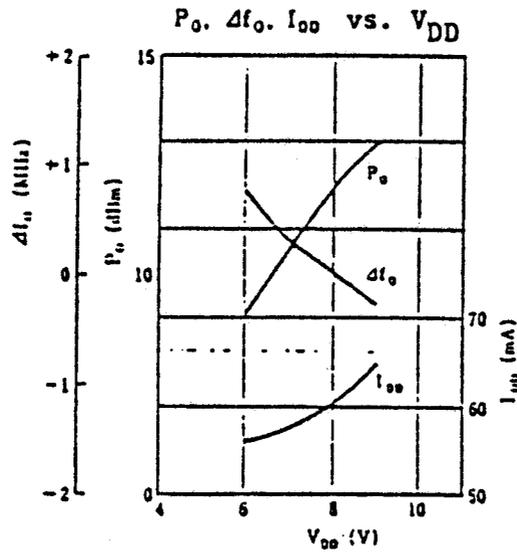
ANNEXE II

Annexe II.1 : Notice technique de la source N.E.C. 5808E

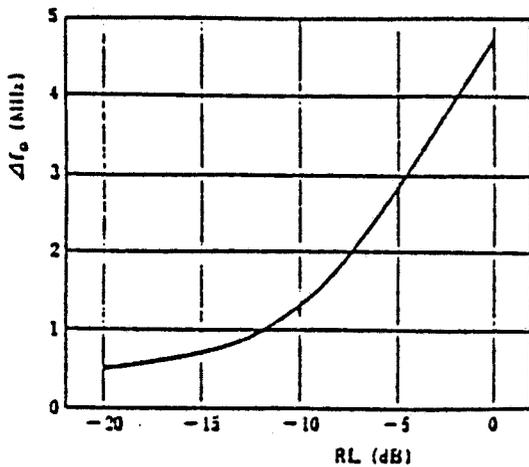
PACKAGE DIMENSIONS (Unit: mm)



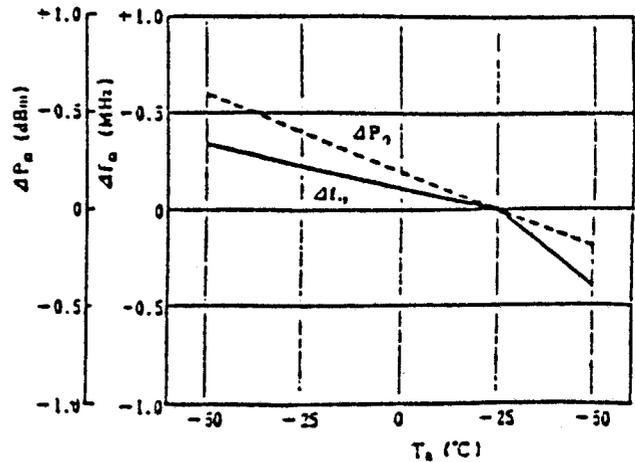
TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)



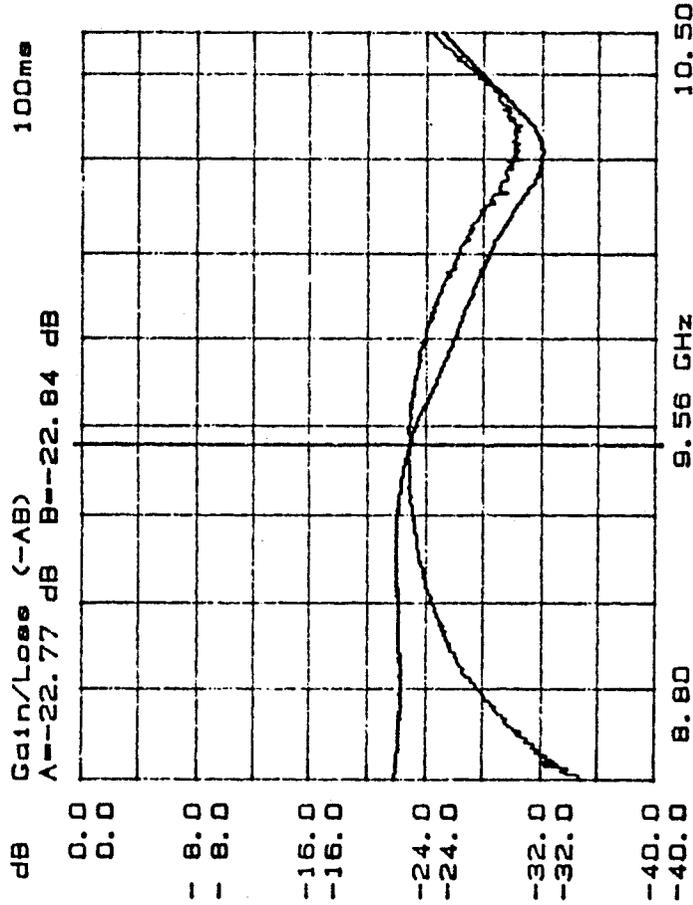
Δf_o vs. RL



$\Delta f_o, P_o$ vs. T_a



CH A: ISOLATION port 3/2
 CH B: V.S.W.R. port 3



CH A: INSERTION LOSS port 3/1
 CH B: V.S.W.R. port 3

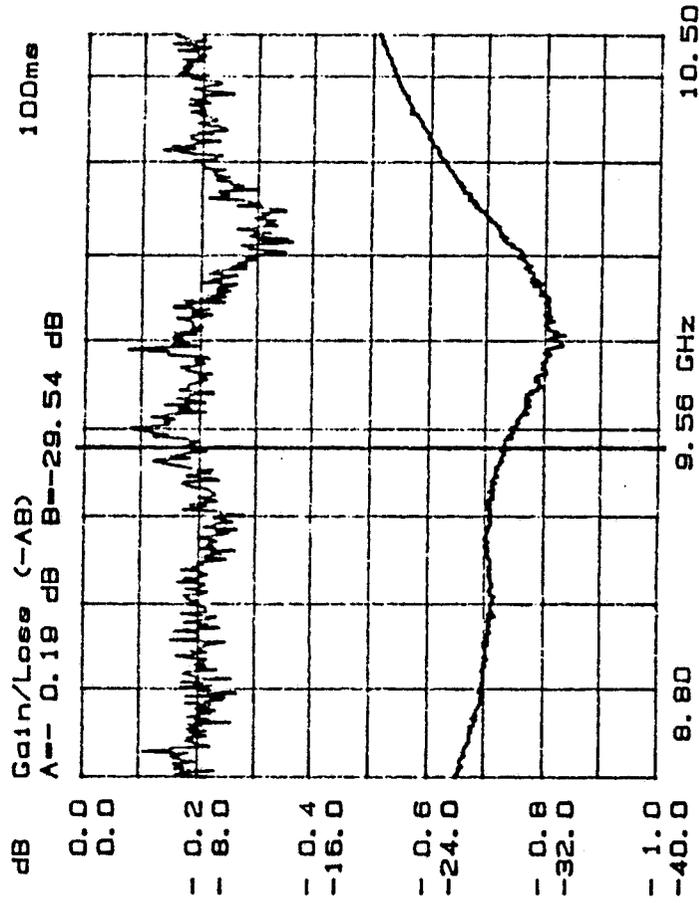
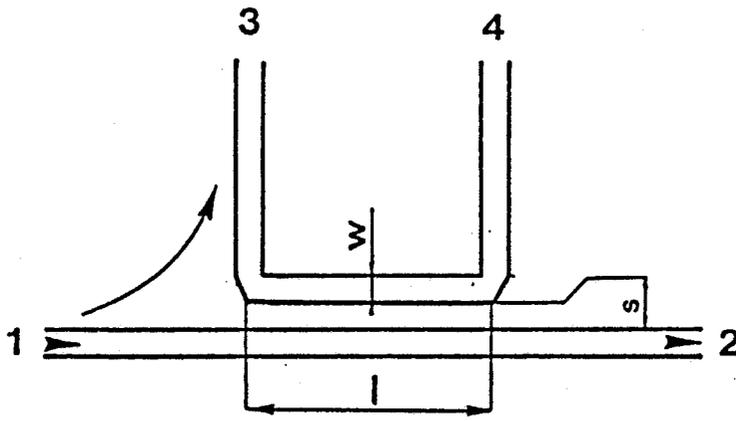
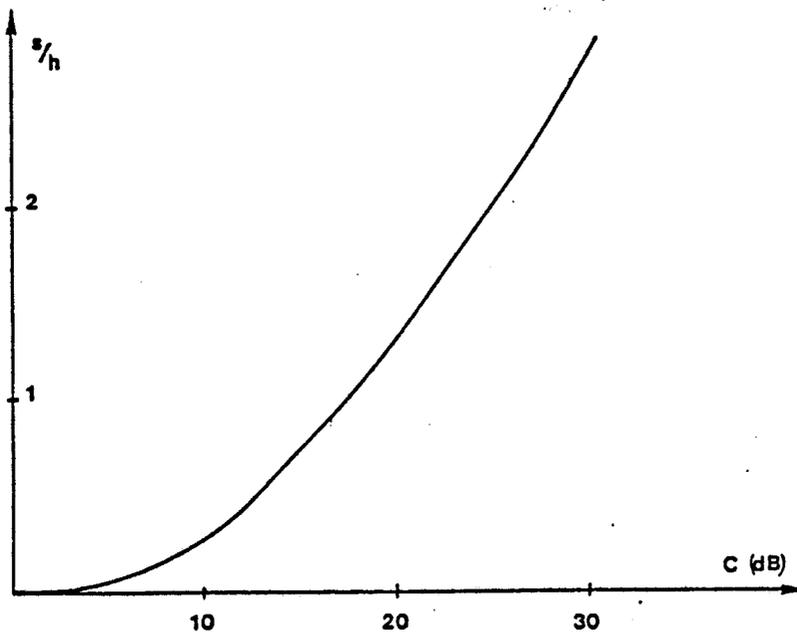


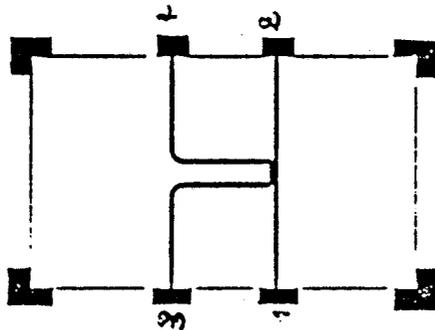
Figure II.2 : Caracteristiques hyperfréquences du circulateur DROP-in TDK



Structure d'un coupleur par proximité

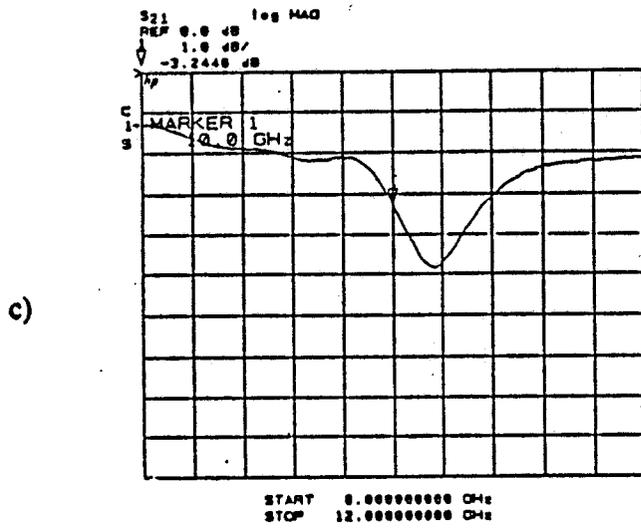
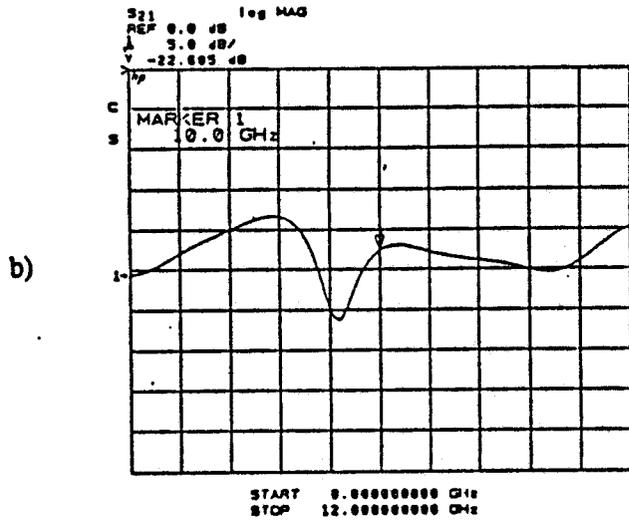
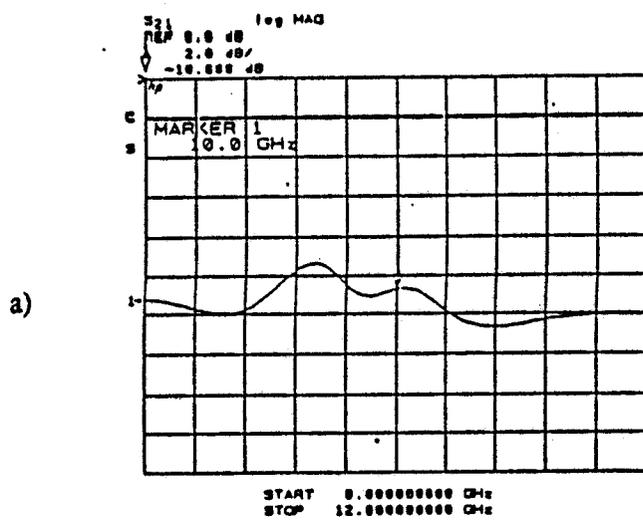


: Evolution du rapport S/h en fonction du degré de couplage C



II. 3 : Masque de la réalisation du coupleur
(Technologie microruban - duroid 601.05; $\epsilon_r = 10.5$; $h = 0.635$ mm)

Annexe II.3 : Caracteristiques du coupleur de proximite 10 dB



Caractéristiques du coupleur mesurées à l'analyseur de réseau

- a) couplage (1 - 3)
- b) isolation (1 - 4)
- c) transmission (1 - 2)

ANNEXE II.4 : CARACTERISTIQUES DE LA RESISTANCE 50 Ω

Technologie :

→ C'est une technologie dite COUCHE MINCE

Substrat utilisé :

- VERRE

Couches Epitaxiées : NICKEL + CHROME (Partie Resistive)

Contact Ohmiques : Plôts métalliques + Dépôt d'or

L'épaisseur de la couche Ni + Crest telle que la résistance présentée soit :

$$R_{\square} = 120 \Omega / \square$$

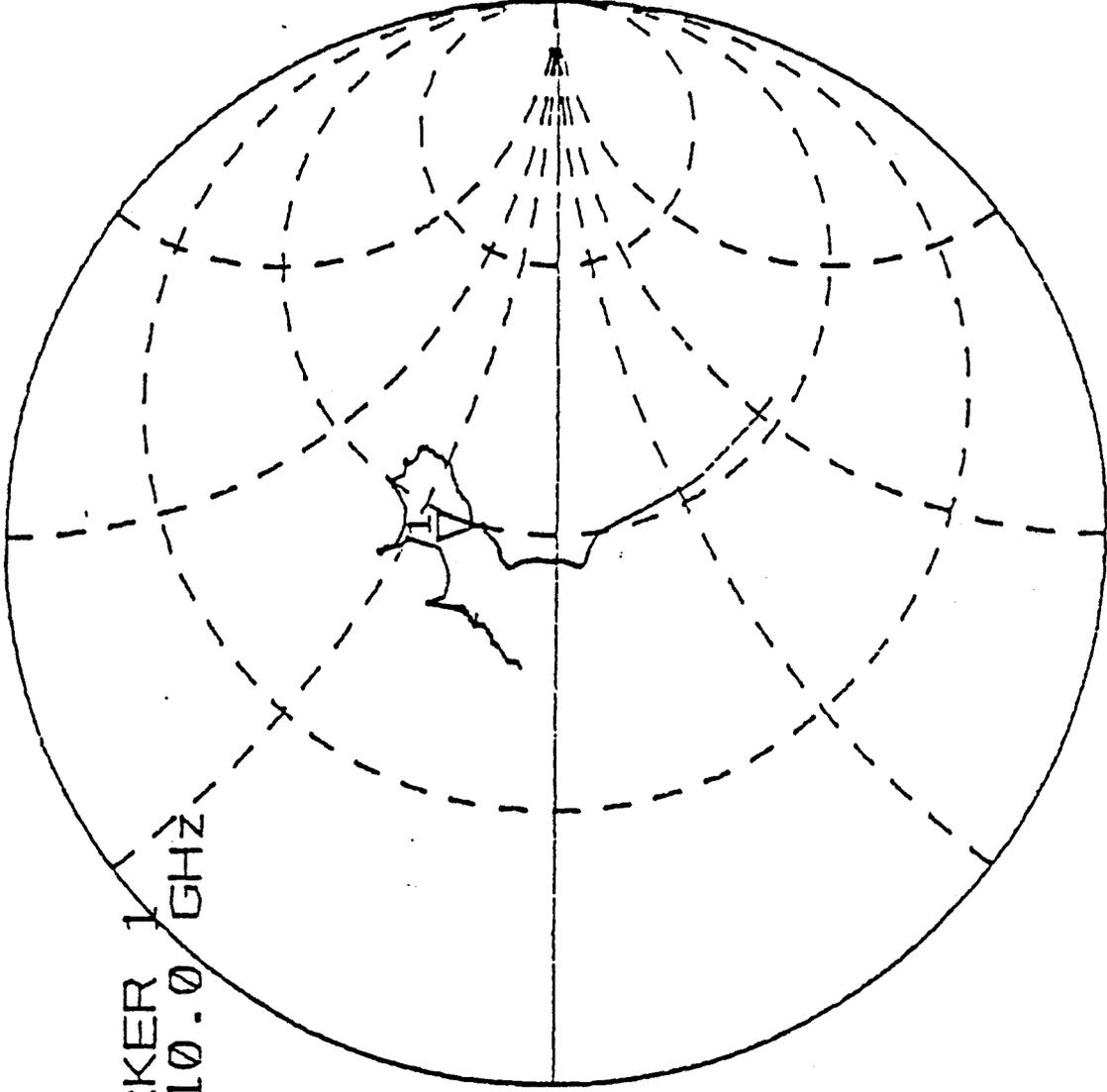
Sur un abaque de SMITH, on a relevé le coefficient de réflexion dans une plage de fréquences : 0.1 GHz à 20 GHz

La resistance présente un T.O.S. correct autour de 10 GHz

$$\text{T.O.S.} \approx 1.2$$

Annexe II.4 : Caracteristiques de la resistance 50 Ohms

S11
REF 1.0 Uni
200.0 mUnits/
49.898 Ω 14.24 Ω
hp



C MARKER 1
D 10.0 GHz

START 0.10000000 GHz
STOP 20.10000000 GHz



SCHOTTKY BARRIER DIODES FOR STRIPLINE, MICROSTRIP MIXERS AND DETECTORS

5082-2200/01/02/03
 5082-2207/08/09/10
 5082-2765/66
 5082-2774/75
 5082-2785/86
 5082-2794/95

Features

- SMALL SIZE
- LOW NOISE FIGURE
6 dB Typical at 9 GHz
- RUGGED DESIGN
- HIGH UNIFORMITY
- HIGH BURNOUT RATING
1 W RF Pulse Power Incident
- BOTH MEDIUM AND LOW BARRIER AVAILABLE

Description/Applications

This family consists of medium barrier and low barrier beam lead diodes mounted in easily handled carrier packages. Low barrier diodes provide optimum noise figure at low local oscillator drive levels. Medium barrier diodes provide a wider dynamic range for lower distortion mixer designs. Application Note 976 presents impedance matching techniques for an X-Band mixer.

Maximum Ratings

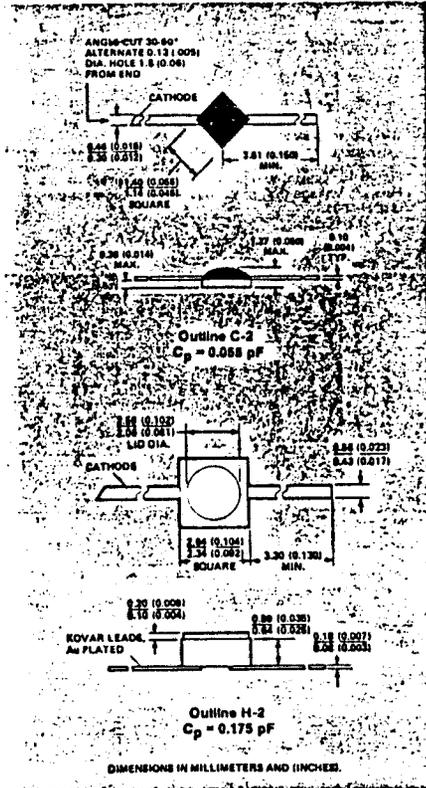
Operating and Storage Temperature Range
 C-2 Packaged Diodes -65°C to +125°C
 H-2 Packaged Diodes -65°C to +200°C

Operation of these devices within the above temperature ratings will assure a device Median Time To Failure (MTTF) of approximately 1×10^7 hours.

Pulse Power Incident at T_{CASE} = 25°C 1 W
 (1 μs pulse, D_u = 0.001)

CW Power Dissipation at T_{CASE} = 25°C
 (Mounted in infinite Heat Sink) 125 mW
 (Derate linearly to Zero at Maximum Operating Temperature)

Diode Mounting Temperature in Packages
 C-2 235°C for 10 sec max.
 H-2 260°C for 10 sec max.
 Peak Inverse Voltage 4 V
 These diodes are ESD sensitive. Handle with care to avoid static discharge through the diode.



Package Characteristics

These diodes are designed for microstrip and stripline use. The kovar leads provide good continuity of transmission line impedance to the diode. Outline C2 is a plastic on ceramic package. Outline H2 has a metal ceramic hermetic seal. The ceramic is alumina. Metal parts are gold plated kovar.

The hermetic package, outline H2, is capable of passing many of the environmental tests of MIL-STD-750. The applicable solderability test is reference 2031.1: 260°C, 10 seconds.

RF Electrical Specifications at T_A = 25°C

Part Number	Batch Matched	Test Freq. (GHz)	Barrier	Maximum Noise Figure NF (dB)	IF Impedance Z _{IF} (Ω)		Maximum SWR	Package	Typical Capacitance C _T (pF)
					Min.	Max.			
2200	2201	9.375	Medium	6.0	200	400	1.5:1	Hermetic	0.3
2202	2203		Medium	6.5			2.0:1		
2765	2766		Low	6.0			1.5:1		
2785	2786		Low	6.5			2.0:1		
2207	2208	9.375	Medium	6.0	200	400	1.5:1	Broadband	0.22
2209	2210		Medium	6.5			2.0:1		
2774	2775		Low	6.0			1.5:1		
2794	2795		Low	6.5			2.0:1		
Test Conditions	ΔNF ≤ 0.3 dB ΔZ _{IF} ≤ 25 Ω				DC Load Resistance = 0 Ω L.O. Power = 1 mW IF = 30 MHz, 1.5 dB NF				V = 0

Typical Detector Characteristics at T_A = 25°C

MEDIUM BARRIER AND LOW BARRIER (DC BIAS)

Parameter	Symbol	Typical Value	Units	Test Conditions
Tangential Sensitivity	TSS	-54	dBm	20 μA Bias Video Bandwidth = 2 MHz f = 10 GHz
Voltage Sensitivity	γ	6.6	mV/μW	
Video Resistance	R _v	1400	Ω	

LOW BARRIER (ZERO BIAS)

Parameter	Symbol	Typical Value	Units	Test Conditions
Tangential Sensitivity	TSS	-44	dBm	Zero Bias Video Bandwidth = 2 MHz f = 10 GHz
Voltage Sensitivity	γ	10	mV/μW	
Video Resistance	R _v	1.8	MΩ	

Typical Parameters

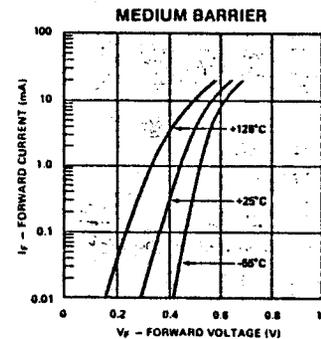


Figure 1. Typical Forward Characteristics

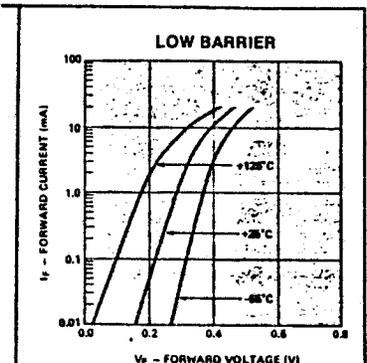


Figure 2. Typical Forward Characteristics

Schottky Barrier Diodes

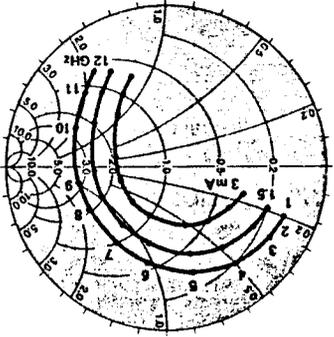


Figure 5. Typical Admittance Characteristics. 5082-2202 and 5082-2785 with self bias.

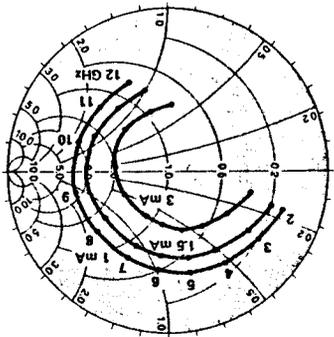


Figure 3. Typical Admittance Characteristics. 5082-2200 and 5082-2765 with self bias.

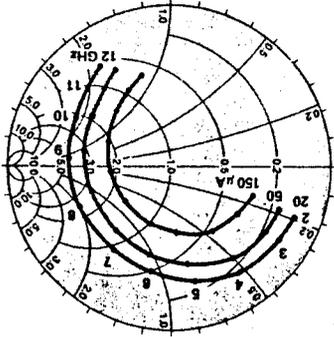


Figure 6. Typical Admittance Characteristics. 5082-2202 and 5082-2785 with external bias.

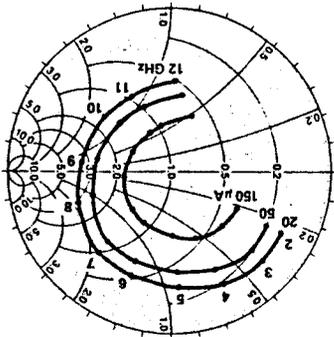


Figure 4. Typical Admittance Characteristics. 5082-2200 and 5082-2765 with external bias.

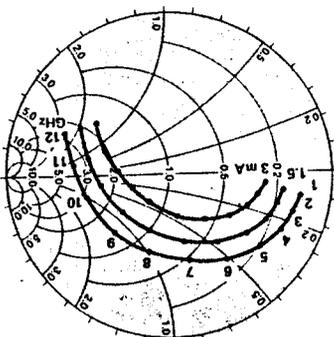


Figure 9. Typical Admittance Characteristics. 5082-2209 and 5082-2794 with self bias.

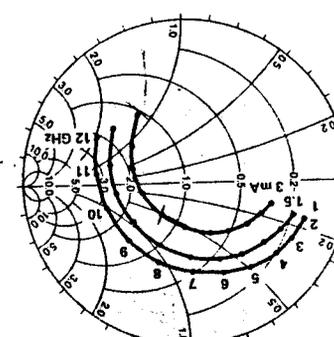


Figure 7. Typical Admittance Characteristics. 5082-2207 and 5082-2774 with self bias.

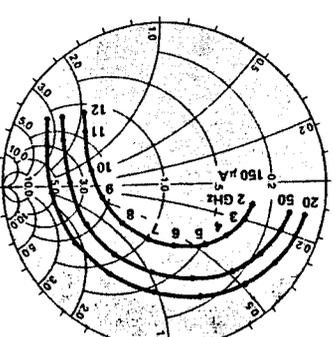


Figure 10. Typical Admittance Characteristics. 5082-2209 and 5082-2794 with external bias.

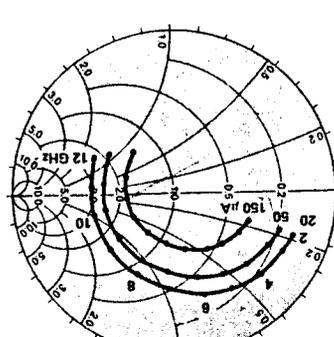
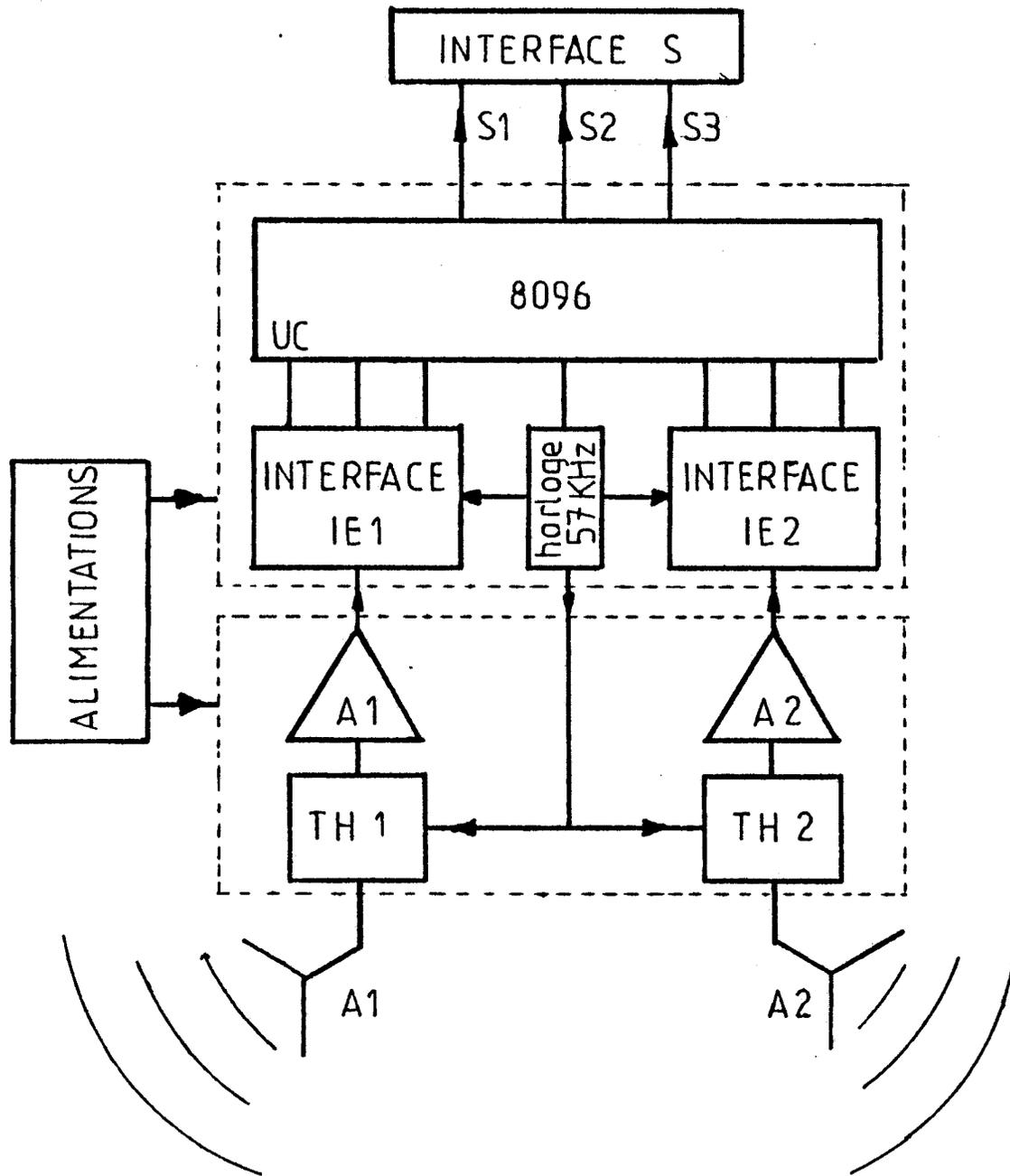
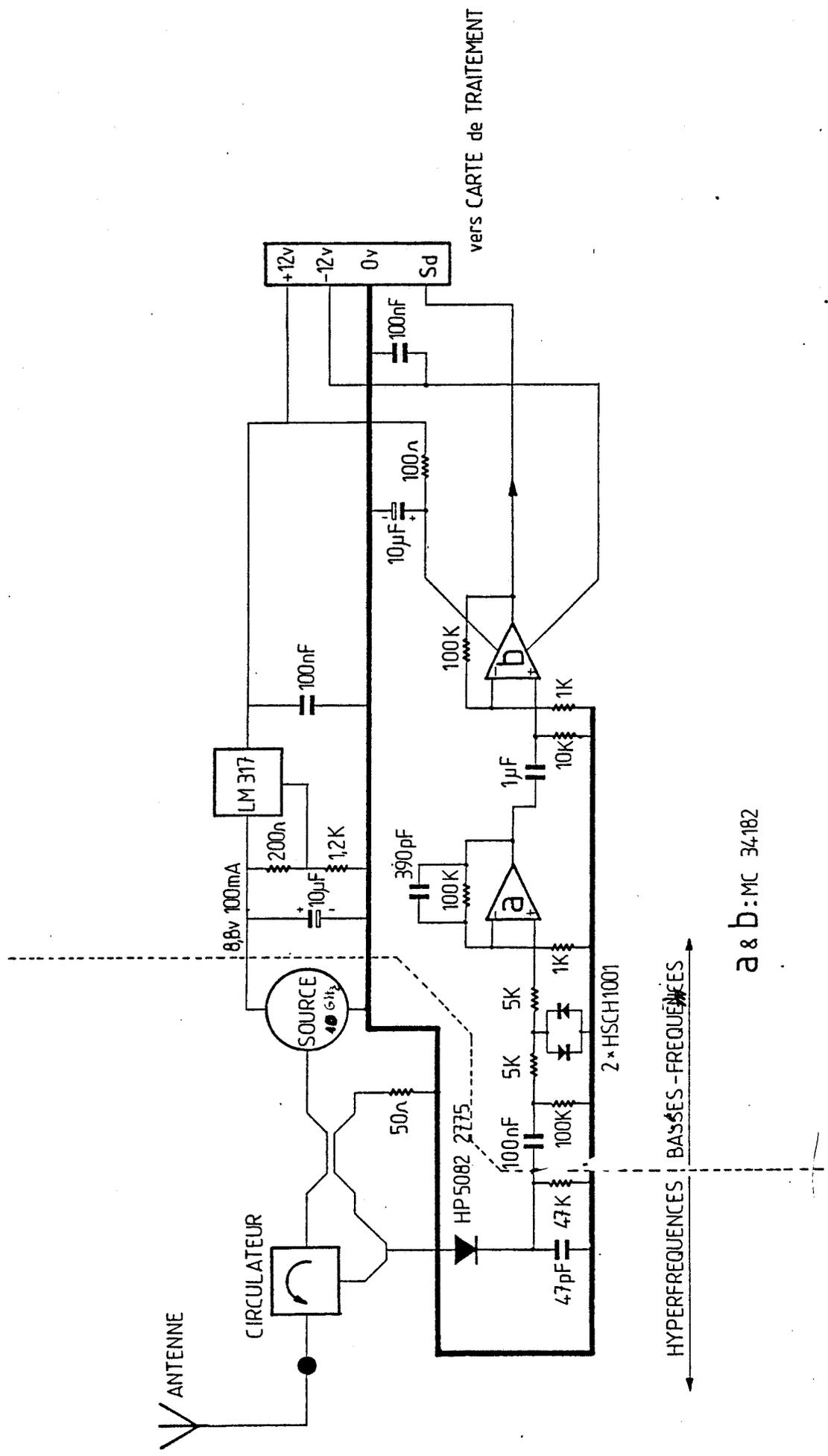


Figure 8. Typical Admittance Characteristics. 5082-2207 and 5082-2774 with external bias.

ANNEXE III



ARCHITECTURE n°1
(monoprocasseur)



vers CARTE de TRAITEMENT

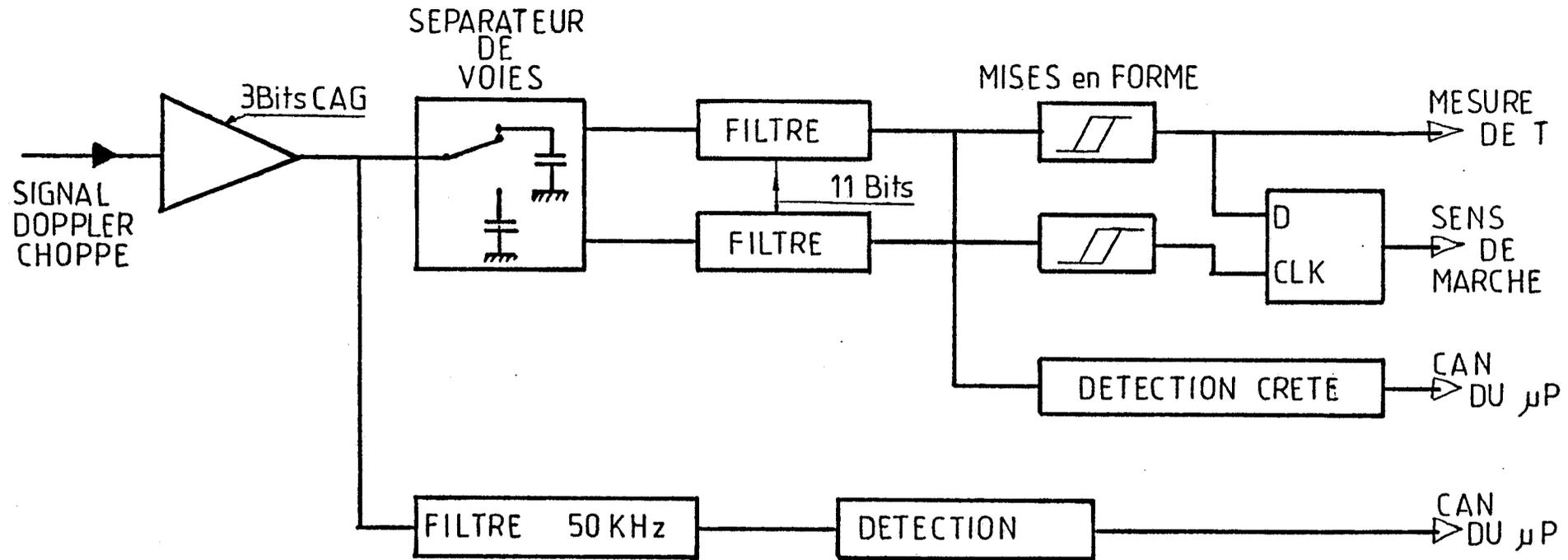
HYPERFREQUENCES | BASSES-FREQUENCES

a & b: MC 34182

TETE & PREAMPLI DOPPLER

BROQUET G.
21 AVRIL 88

PARTIE ANALOGIQUE DE L'U.C. (I.E.)



Les FILTRES sont commandés par l'UC

- 4 Q différents
- F_c variable de 80Hz à 5KHz
- SORTIE passe bande ou passe bas

Cinémomètre SNCF
U.S.T.L. F.A.
L.R.P.E. - C.H.S.

043 864 465



RESUME GENERAL

Une centrale hyperfréquence en Bande X d'acquisition de données (vitesse et position instantannée) destinée à des applications ferroviaires est réalisée dans le cadre du projet ASTREE.

Cette centrale de mesure est fondée sur l'exploitation de l'effet Doppler, en bande X.

Un travail important de simulation numérique de l'effet Doppler sur un sol rétrodiffusant, tenant compte de la nature de l'aérien, du sous ensemble hyperfréquence qui lui est associé et de son positionnement géométrique, fait l'objet des deux premiers chapitres et permet d'envisager la réalisation d'un premier prototype.

Ce prototype est réalisé en structure microruban, tant en ce qui concerne l'antenne que la partie active du capteur ; les résultats obtenus lors d'essais effectués en laboratoire puis sur site sont décrits dans le troisième chapitre.

A la vue de ces résultats, une optimisation de l'ensemble du cinémomètre est exposé dans le quatrième chapitre. Prenant en compte les améliorations apportées à la conception de notre capteur, nous décrivons alors les résultats obtenus au cours de la première campagne d'essais menée sur site.

Le dernier chapitre décrit, quant à lui les principales méthodes ainsi que les essais menés afin d'obtenir la vitesse algébrique, c'est à dire le sens de marche du véhicule, support de notre capteur.

MOTS CLES

- | | |
|-------------------|--------------------|
| - Effet Doppler | Doppler Effect |
| - Rétrodiffusion | Backscattering |
| - Cinémométrie | Cinemometry |
| - Capteur | Sensor |
| - Antenne plaquée | Microstrip Antenna |
| - Lobe Secondaire | Side Lobe Level |