

Jan 2010 6735

65 680

50376
1991
328

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité : électronique

par

Moulhime EL BEKKALI



CAPTEURS CINEMOMETRIQUES A ANTENNES PLAQUEES EN BANDE X – APPLICATIONS

soutenue le 5 Juillet 1991 devant la Commission d'Examen

Membres du jury :	MM. E. CONSTANT	Président
	J. VINDEVOGHEL	Directeur de thèse
	M. BOUTHINON	Rapporteur
	R. GABILLARD	Rapporteur
	G. SALMER	Examineur
	R. POLAERT	Examineur

**INTRODUCTION
GENERALE**

INTRODUCTION GENERALE

Afin d'automatiser la conduite de véhicules terrestres tant guidés (trains, métros, ...) que non-guidés (voitures particulières, poids lourds, véhicules de transports en commun routiers), il est indispensable de connaître à tout instant et avec la plus grande précision possible non seulement les valeurs de la vitesse et de la distance parcourue mais aussi le sens du déplacement du véhicule. Les mesures doivent être effectuées en temps réel et requièrent de ce fait l'utilisation de capteurs sans contact et possédant une très faible constante de temps.

L'effet Doppler dans le domaine des micro-ondes, associé à la rétrodiffusion des ondes sur les aspérités du sol, est bien adapté à ces multiples critères et différentes études ont été développées depuis quelques années au C.H.S., en collaboration avec le L.R.P.E. pour le traitement de signal et le C.R.E.S.T.A. pour les problèmes de sécurité, pour concevoir une centrale cinémométrique hyperfréquence en bande X.

Les premiers développements de cette centrale cinémométrique ont été destinés à une application bien spécifique entrant dans le cadre du projet ASTREE de la S.N.C.F. : il s'agit de localiser à tout instant, sur l'ensemble du réseau de la S.N.C.F., la position de toute rame en circulation. Outre l'extrême précision requise sur les mesures de vitesses et de distances, le système doit posséder une excellente tenue dans des conditions climatiques difficiles (pluie, neige, glace).

Ces systèmes doivent par ailleurs être aussi compacts que possible et les réalisations technologiques doivent être telles que le coût soit modéré.

Une forte demande pour de tels capteurs est également susceptible de provenir de l'industrie automobile : en effet , bien d'autres applications sont envisageables dans le domaine des transports routiers : nous citerons par exemple la réalisation de compteurs de vitesse sans contact, de systèmes antiblocage de freins, de systèmes antipatinage, de suspensions actives.

Dans ce domaine d'application, les problèmes de miniaturisation et de coût de revient sont encore plus cruciaux .

De tels capteurs mettent en jeu d'une part une "tête hyperfréquence" active générant et détectant les signaux micro-ondes et d'autres part une interface "antenne" permettant de les émettre et de les recevoir. Pour notre part nous nous sommes intéressés surtout à cette dernière partie, mettant en oeuvre des antennes plaquées.

Dans une première partie nous rappelons les principes physiques généraux mis en jeu lors de notre étude du cinémomètre micro-ondes et nous décrivons les premiers prototypes réalisés.

La seconde partie sera relative à la conception et à la réalisation d'un radar Doppler destiné à être utilisé par la S.N.C.F. ; le cahier des charges étant imposé, nous étudierons la meilleure méthode à mettre en jeu pour que les systèmes que nous concevons soient à même de le respecter au mieux. En particulier nous comparerons plusieurs types d'antennes plaquées et comparerons les résultats obtenus sur des capteurs travaillant soit en monovoie soit en configuration Janus.

Dans une troisième partie nous étudierons l'application du cinémomètre dans le domaine automobile, et notamment les modifications à apporter au niveau de l'antenne, nous introduisons alors l'antenne à lobe incliné. Par la suite nous ferons une étude comparative de l'effet Janus entre une antenne à deux lobes inclinés et deux antennes à lobe unique incliné.

En conclusion de cette étude et dans une dernière partie nous nous intéressons à la conception d'antennes à lobe unique incliné, ainsi qu'à la méthode numérique mise en oeuvre. Nous validerons enfin les résultats obtenus par des réalisations en technologie imprimée.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : REALISATION ET OPTIMISATION DU CINEMOMETRE

S.N.C.F

<u>I. Généralités :</u>	
I.1 : Effet Doppler : vitesse - distance parcourue	I.1
I.2 : Paramètre d'erreur	I.1
I.2.1 : Erreur sur la fréquence Doppler	
I.2.2 : Erreur sur la distance	
I.2.3 : Effet des lobes secondaires	
<u>II. Définition du système Radar :</u>	
II.1 : Radar monovoie	I.7
II.2 : Détermination du sens de marche	I.7
II.2.1 : Méthode stéréo	I.7
II.3 : Description des têtes hyperfréquences	I.8
<u>III. Antennes utilisées :</u>	
III.1 : Réseaux parallèles	I.10
III.2 : Réseau linéaire	I.11
III.3 : Etude du patch carré	I.11
a) Rappel sur le modèle de la cavité	
b) Champ rayonné	
c) Expression de l'impédance d'entrée	
III.4 : Etude du réseau linéaire	I.16
III.4.1 : Diagramme de rayonnement	
III.4.2 : Réseau symétrique à 2N éléments à excitations en phases	
a) Réalisation des pondérations	
b) Exemples de réalisations	
III.5 : Etude du réseau bidimensionnel	I.20
<u>IV. Conclusion</u>	I.21
<u>Bibliographie du premier chapitre</u>	I.22

CHAPITRE II : ESSAIS DE VALIDATION SUR SITE S.N.C.F

Introduction

<u>I. Mesures des rapports Signal/Bruit</u>	II.2
* Ancienne maquette	
* Nouveau radar	

* Résultats	
II. <u>Introduction du système Janus</u>	II.3
* Erreur due à l'inclinaison du support	
* Erreur due à la composante verticale de la vitesse	
* Calcul de l'erreur relative totale	
III. <u>Traitement de signal</u>	II.6
IV. <u>Essais S.N.C.F</u>	II.8
IV.1 : Essais HELLEMMES	
* Utilisation d'un seul cinémomètre	
* Utilisation de deux cinémomètres montés en Janus	
IV.2 : Essais sur site en exploitation (PARIS - LE HAVRE)	
V. <u>Conclusion</u>	II.13
<u>Bibliographie du deuxième chapitre</u>	II.14

CHAPITRE III : APPLICATION AUTOMOBILE DU RADAR
ETUDE DE L'EFFET DE JANUS

<u>Introduction</u>	
I. <u>Antenne à lobe incliné</u>	III.2
I.1 : Fonction caractéristique	
I.2 : Fréquence Doppler	
II. <u>Effet Janus</u>	III.4
II.1 : Etude analytique	
→1. Position du problème	
a) Coefficient de rétrodiffusion constant	
b) Coefficient de rétrodiffusion non uniforme	
c) Conclusion	
2. Méthode numérique de traitement	
a) Discrétisation du déplacement d'obstacles le long d'un parcours simulé - Signal Doppler résultant	
b) Détermination de la période Doppler	
3. Comparaison des informations Doppler pour différentes configurations	
a) Distance élémentaire	
b) Comparaison des distances élémentaires	
II.2 : Approche statistique	
1. Equation du radar	
2. Simulation numérique du signal Doppler	

a) Antenne unilobe	
b) Cas de l'antenne à deux lobes	
c) Signal détectée	
d) Déroulement de la simulation	
3. Calcul des grandeurs statistiques	
a) Notion de fenêtre temporelle	
b) Moyenne finale	
4. Résultats obtenus	
a) Distance élémentaire à comparer	
b) Choix des paramètres et résultats	
III. <u>Conclusion</u>	III.21
<u>Bibliographie du troisième chapitre</u>	III.22

CHAPITRE IV : ETUDE ET REALISATION D'ANTENNES
IMPRIMEES A LOBE INCLINE

<u>Introduction</u>	
I. <u>Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire</u>	IV.2
<u>Choix de la méthode numérique</u>	
II. <u>Méthode du simplexe</u>	IV.2
Introduction	
II.1 : Transformation des inéquations en équations	
II.2 : Départ de l'itération	
II.3 : Premier critère de Dantzig	
II.4 : Formules d'itérations	
II.5 : Deuxième critère de Dantzig	
II.6 : Condition de fin d'itération	
II.7 : Extension de la méthode à R tout entier	
II.8 : Conclusion	
III. <u>Application de l'algorithme du simplexe à la synthèse de réseaux d'antennes</u>	IV.10
III.1 : Transformation de la fonction caractéristique d'un réseau linéaire symétrique	
III.2 : Définition des contraintes	
III.3 : Quelques exemples de réseaux linéaires symétriques	
IV . Exemples de réalisation	IV.14
IV.1 : Choix des paramètres	
IV.2 : Répartition d'excitation	

IV.3 : Réalisation

1. Réseau linéaire

2. Réseau directif à lobe incliné

V. Application au cinémomètre Doppler

IV.19

Conclusion

IV.19

Bibliographie du quatrième chapitre

CONCLUSION GENERALE

Chapitre I :
Réalisation et optimisation
du cinémomètre S.N.C.F.

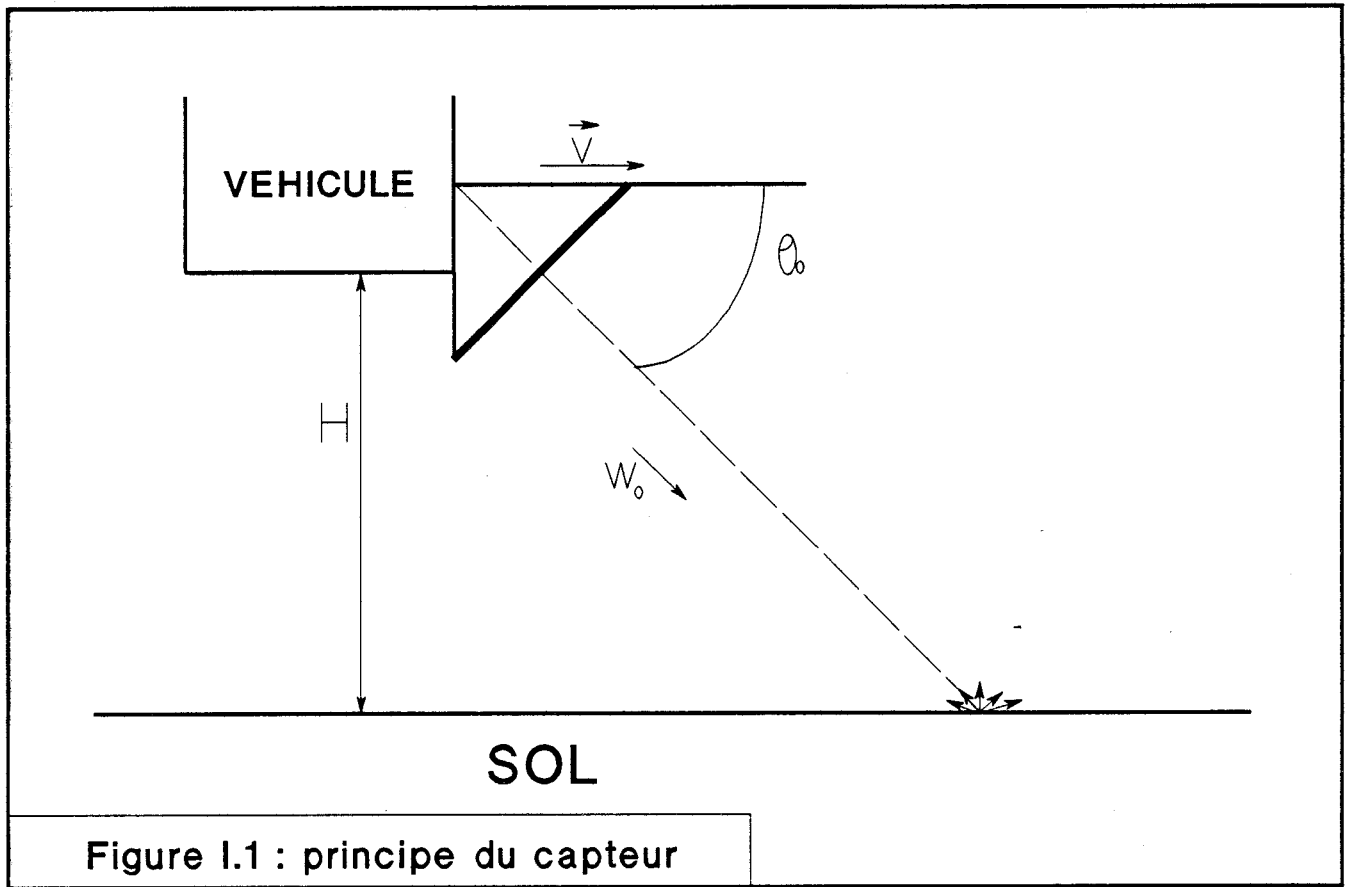


Figure I.1 : principe du capteur

I : GENERALITES:**I-1 : Effet Doppler: Vitesse-Distance parcourue:**

Un dispositif hyperfréquence, embarqué sur un véhicule se déplaçant à la vitesse \vec{V} , émet une onde électromagnétique W_0 à la fréquence F_0 en direction du sol avec un angle d'incidence θ_0 par rapport à la direction de déplacement (figure I.1). La fréquence de battement entre cette onde et une partie de celle-ci renvoyée par le sol en direction de l'antenne, est appelée fréquence Doppler et est directement proportionnelle à la vitesse:

$$F_d = \frac{2 F_0 V \cos\theta_0}{C} \quad [1]$$

C: célérité de la lumière.

L'accès à la vitesse du véhicule étant mis en évidence, on peut aussi accéder à la distance parcourue D pendant un temps T si on écrit:

$$D = N d_e$$

où: N : le nombre de périodes Doppler comptées pendant le temps T .
 d_e : Distance parcourue pendant une période Doppler c'est à dire:

$$d_e = \frac{V}{F_d} = \frac{C}{2 F_0 \cos\theta_0} \quad [2]$$

I-2 : Paramètres d'erreur :**I-2-1 : Erreur sur la fréquence Doppler:**

L'élargissement du spectre Doppler dû à la fois à l'angle d'ouverture de l'antenne, et à la durée finie du passage de l'obstacle dans le faisceau de celle-ci (appelée temps de corrélation), provoque une erreur sur la vitesse. Nous définissons la fonction Err comme étant l'erreur relative sur la fréquence Doppler:

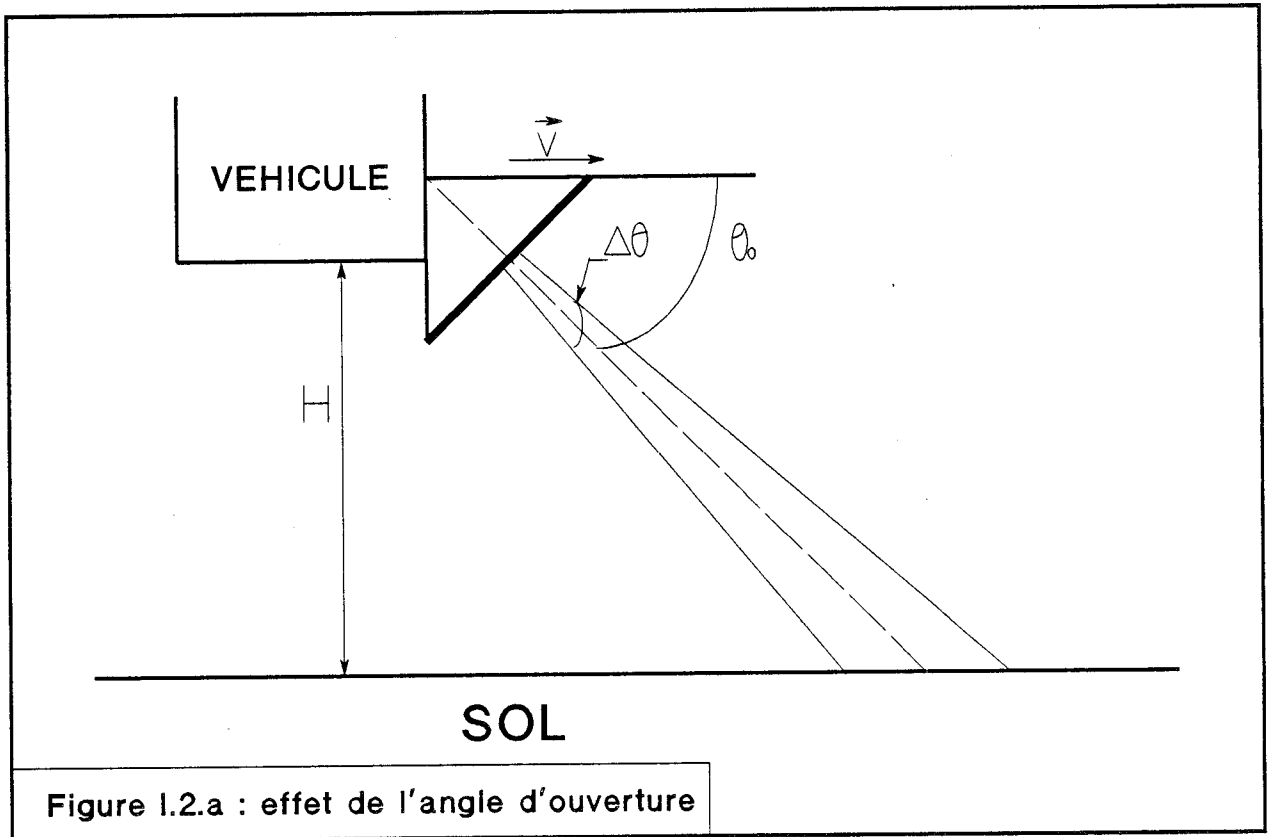


Figure I.2.a : effet de l'angle d'ouverture

Ouverture angulaire optimale de l'antenne en fonction de l'inclinaison.
 La hauteur est prise comme paramètre.
 La fréquence est de 10GHz.

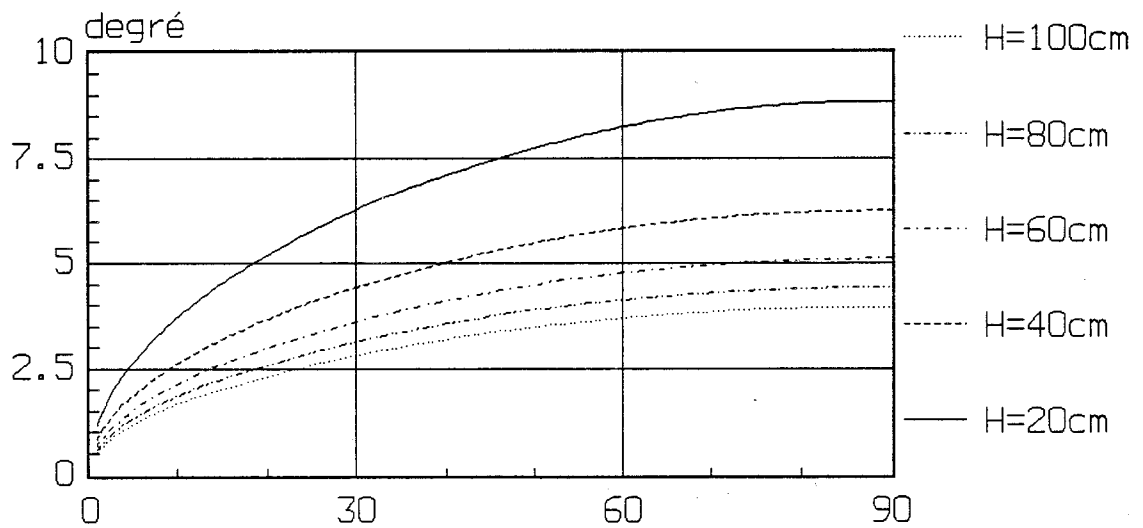


Figure I.2.b

$$\text{Err} = \frac{\delta F_d}{F_d}$$

Le calcul de cette quantité nous donne le résultat suivant ref[1]:

$$\text{Err} = \text{Tg}\theta_0 \sqrt{\Delta\theta^2 + \left[\frac{C \sin\theta_0}{2\pi F_0 H \Delta\theta} \right]^2} \quad [3]$$

Avec:

θ_0 : Angle d'inclinaison de l'antenne par rapport au sol.

H: Hauteur de l'antenne par rapport au sol.

L'ouverture angulaire de l'antenne est optimale pour:

$$\Delta\theta_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{C \sin\theta_0}{2\pi F_0 H}} \quad [4]$$

L'erreur minimum sur la fréquence Doppler sera donc:

$$\text{Err}_{\text{min}} = \text{Tg}\theta_0 \frac{C \sin\theta_0}{\pi F_0 H} \quad [5]$$

Comme nous travaillons à la fréquence 10 GHz (figure I.2.b), la valeur $\Delta\theta_{\text{opt}}$ de l'angle d'ouverture de l'antenne ne peut être atteinte qu'en utilisant des antennes paraboliques : cette solution est écartée à cause de l'encombrement.

Pour remédier à ces problèmes d'encombrement, nous avons choisi d'utiliser des antennes plaquées pour lesquelles, nous essayons de réduire le plus possible l'ouverture, tout en tenant compte d'autres paramètres que nous citerons par la suite.

Ainsi dans notre cas le terme $\frac{C \sin\theta_0}{2\pi F_0 H \Delta\theta}$ devient négligeable devant $\Delta\theta$.

L'expression de l'erreur relative sur la fréquence Doppler devient:

$$\text{Err} = \text{Tg}\theta_0 \Delta\theta \quad [6]$$

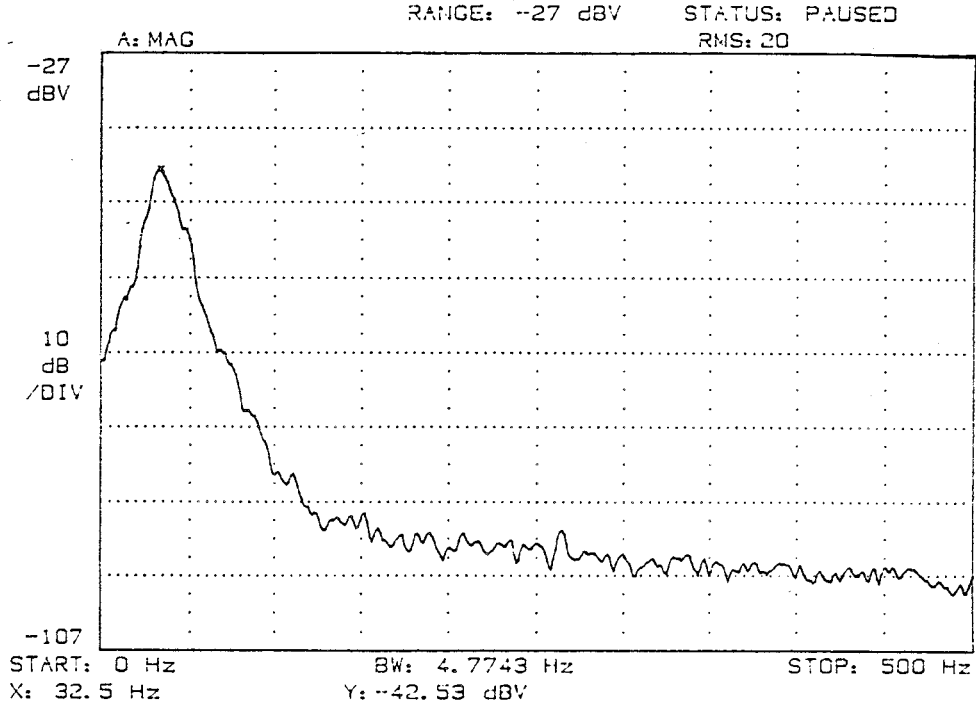


Figure I.3.a : spectre Doppler incidence 30°

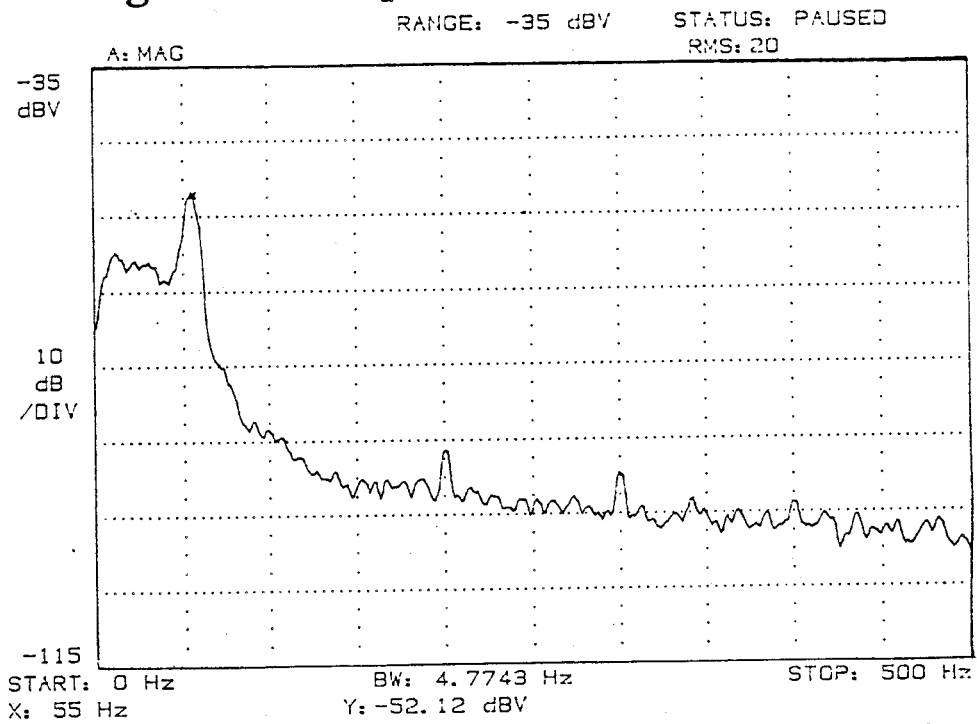
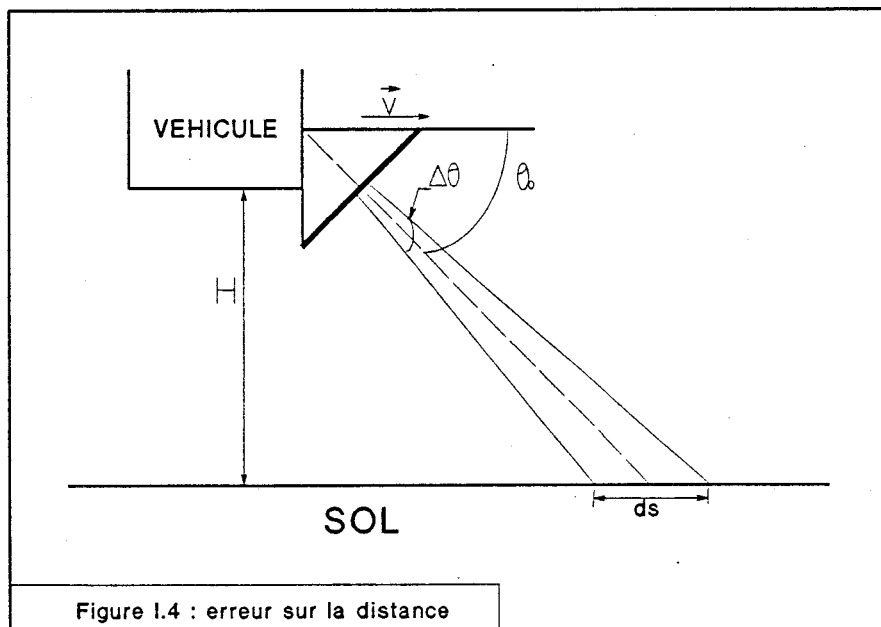


Figure I.3.b : spectre Doppler incidence 60°



Nous constatons que cette erreur est directement liée à l'angle d'incidence par la tangente, fonction croissante; l'augmentation de θ_0 entraîne donc une augmentation de la fonction Err.

En pratique, nous avons fait des essais sur un banc routier en utilisant le même système avec une incidence de 30° et une autre de 60° , le rapport des tangentes de ces deux angles étant de trois; les spectres Doppler correspondants semblent bien confirmer cette différence au niveau de la largeur du spectre et par conséquent au niveau de la fonction Err (figure I.3).

I-2-2 : Erreur sur la distance:

L'erreur relative sur la mesure de la distance est donnée par la relation suivante si D est un parcours effectué ref[2 ; 3]:

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\Delta F_d}{F_d} \sqrt{\frac{d_s}{D}} \quad [7]$$

d_s étant la longueur (dans le sens de déplacement, figure I.4) de la zone éclairée par l'antenne (figure I.4), son expression est:

$$d_s = \frac{H \Delta \theta}{\sin^2 \theta_0} \quad [8]$$

L'erreur sur la distance s'exprimera donc en fonction du positionnement du radar et de l'ouverture de l'antenne par:

$$\frac{\Delta D}{D} = \Delta \theta \sqrt{\frac{H \Delta \theta}{D \cos^2 \theta_0}} \quad [9]$$

Cette approche de l'erreur relative sur la distance parcourue nous permettra d'estimer sa valeur et de mettre en évidence les paramètres essentiels y contribuant.

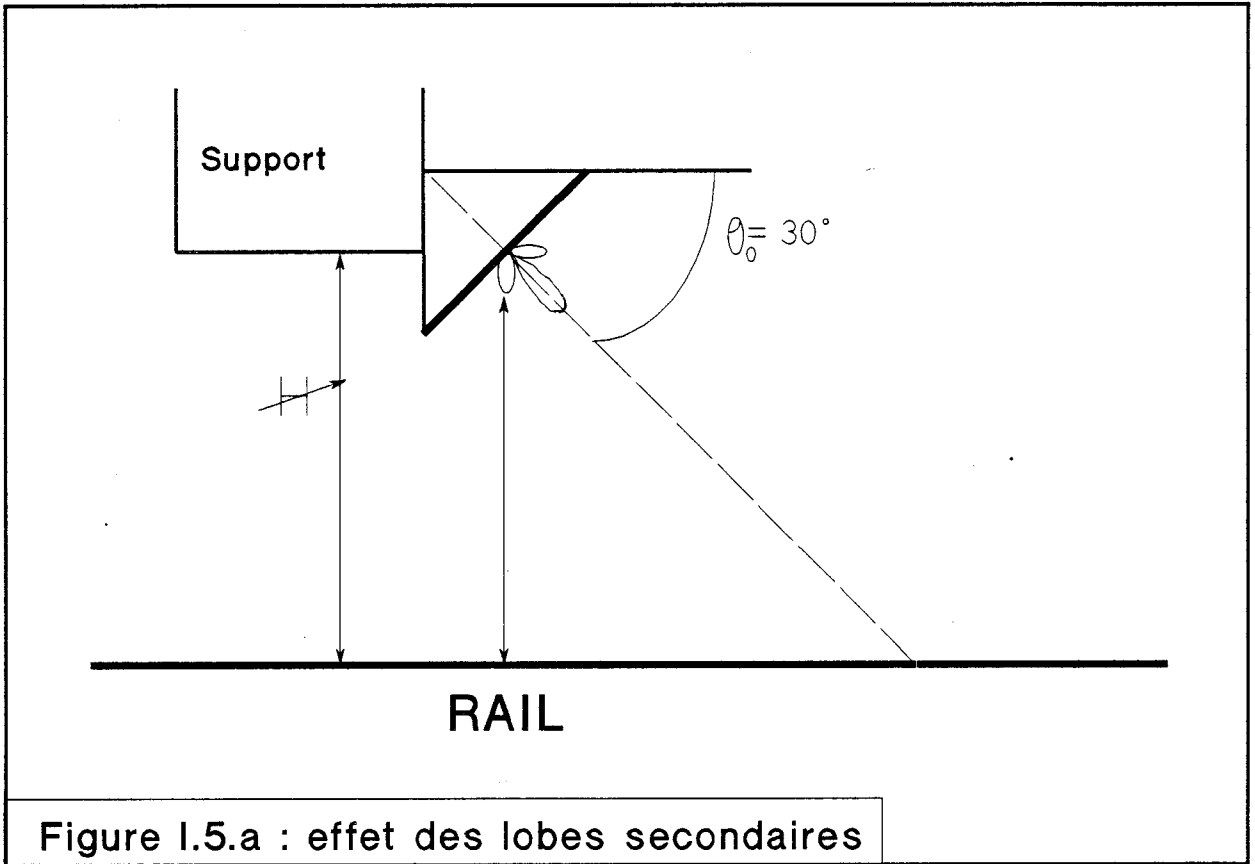


Figure I.5.a : effet des lobes secondaires

I-2-3 : Effet des lobes secondaires:

a) Effet dynamique:

Le passage d'un obstacle sous les lobes secondaires a pour effet l'apparition d'oscillations d'amplitudes non négligeables créant une période Doppler complètement erronée. Ceci a été mis en évidence dans la thèse de Dumoulin ref[4].

b) Effet statique:

Lors des essais S.N.C.F. sur wagon, nous avons constaté qu'il y avait des pertes de signal lorsque la tête hyperfréquence visait le rail, ainsi que des saturations momentanées, alors que ce phénomène n'apparaissait pas lorsque le radar visait entre les rails. De ce fait, nous avons procédé à des expériences en laboratoire pour mettre en évidence la cause des variations brusques dues à la présence du rail.

Nous avons émis l'hypothèse que ce problème était lié à la réflexion spéculaire sur le rail due aux lobes secondaires de l'antenne. Il ne s'agit donc plus d'un effet dynamique lié à la cinétique du véhicule, mais de l'établissement d'un régime d'ondes stationnaires plus au moins favorisé par la distance antenne-rail ref[4]. Nous avons alors mis au point un dispositif de mesures statiques.

MESURES:

Les mesures ont été effectuées dans les conditions suivantes: (figure I.5.a)

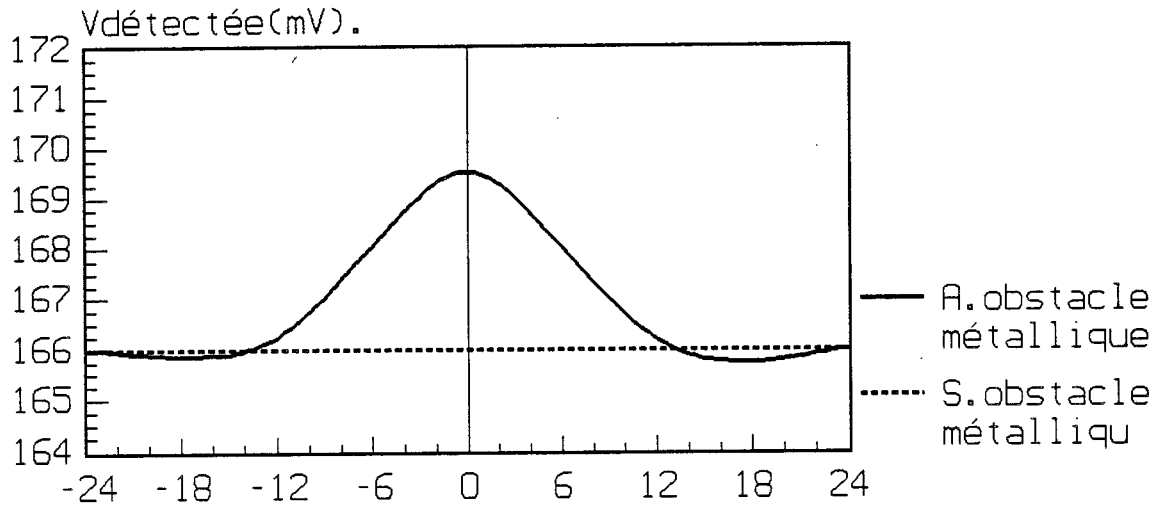
- ballast S.N.C.F.
- obstacle ayant la forme d'un rail (hauteur = 11cm largeur = 6 cm).
- inclinaison de l'antenne 30° par rapport l'horizontale (même configuration que lors des essais sur wagon).

Les mesures ont été faites pour plusieurs antennes dont les lobes secondaires sont à des niveaux différents:

- 1) antenne réseau 16 éléments dont les lobes secondaires sont environ à -15 dB du lobe principal (cf chapitre I-III-2).
- 2) antenne parabolique ne présentant quasiment pas de lobes secondaires.

Figure I.5.b

Tension détectée en fonction de la position de l'obstacle métallique



En position 0(cm) l'obstacle est juste en dessous de l'antenne.

Il faut d'abord savoir qu'au niveau de la diode, la rétrodiffusion due à l'émission du lobe principal se manifeste par des niveaux de l'ordre du millivolt. Tout phénomène physique produisant des niveaux de cet ordre est donc fortement perturbateur.

Mode opératoire :

Dans un premier temps l'antenne (1) émet vers le ballast :

si nous la déplaçons verticalement de quelques centimètres (quelques $\frac{\lambda_0}{2}$) autour de sa distance normale (environ 60 cm) du ballast : les fluctuations de niveau détectées sont inférieures au millivolt.

Dans un deuxième temps nous positionnons, sur le ballast un obstacle métallique qui simule la présence d'un rail. L'obstacle étant placé à la verticale de l'antenne, nous le déplaçons suivant cet axe de quelques centimètres : nous observons des minima et des maxima séparés d'environ 4mV et distants d'environ 0,75 cm. Ce phénomène était prévisible puisque l'obstacle se comporte comme un réflecteur: l'énergie revenant vers l'antenne est beaucoup plus élevée et selon la distance "antenne-rail", les ondes reviennent en phase, en opposition de phase ou déphasées d'une valeur quelconque.

Plaçons maintenant l'obstacle à la distance correspondant à un maximum de tension et déplaçons-le horizontalement: nous obtenons le graphique (figure I.5.b) qui montre qu'après un déplacement de quelques centimètres l'obstacle n'a plus d'effet: il a quitté le lobe secondaire de l'antenne.

Si nous recommençons cette expérience avec une parabole, ces fluctuations disparaissent.

Conclusion:

L'expérience précédente met en évidence qualitativement l'importance de la contribution des informations issues des lobes secondaires dans le signal appelé "signal Doppler", lors de la présence d'un obstacle réflecteur.

Deux causes de perturbations sont citées, celle liée à un déplacement latéral du véhicule par rapport à l'obstacle métallique et celle liée à un débattement vertical du véhicule par rapport à ce même obstacle. Ces perturbations produisent des signaux supérieurs à ceux issus d'une rétrodiffusion obtenue dans des conditions normales, et dont la fréquence se trouve dans le spectre de fréquence de travail.

Pour ces différentes raisons, nous préconisons, pour la conception des antennes, de réduire au maximum possible les lobes secondaires et pour l'application S.N.C.F. de décaler l'axe de visée du radar de quelques centimètres du rail.

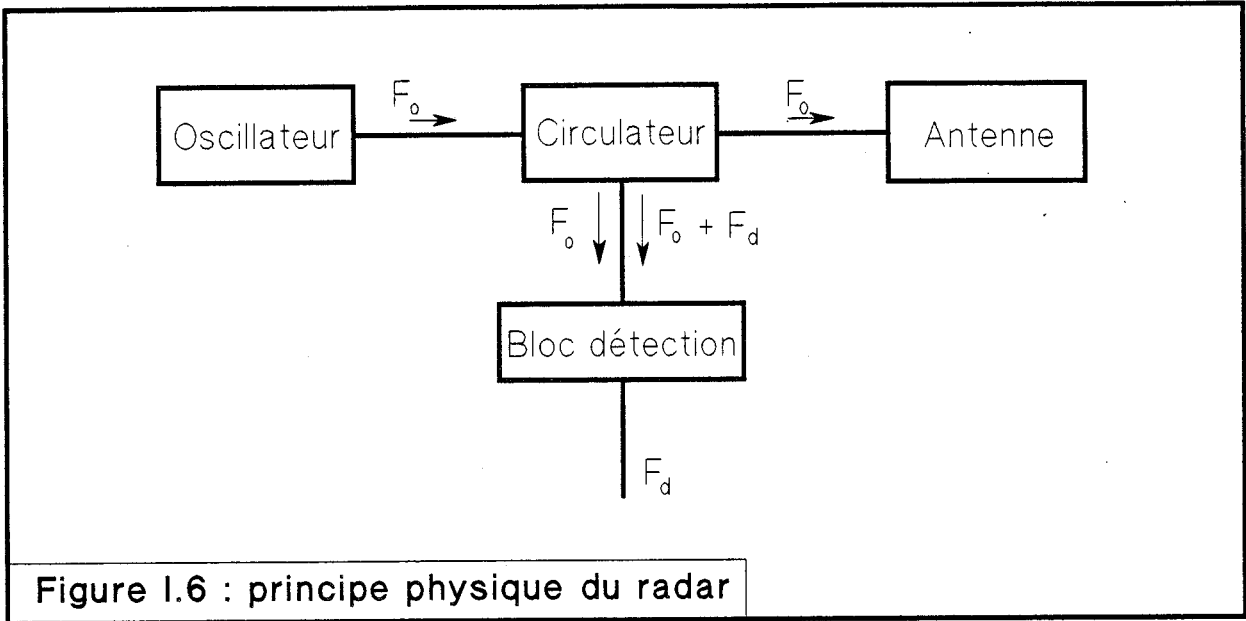


Figure I.6 : principe physique du radar

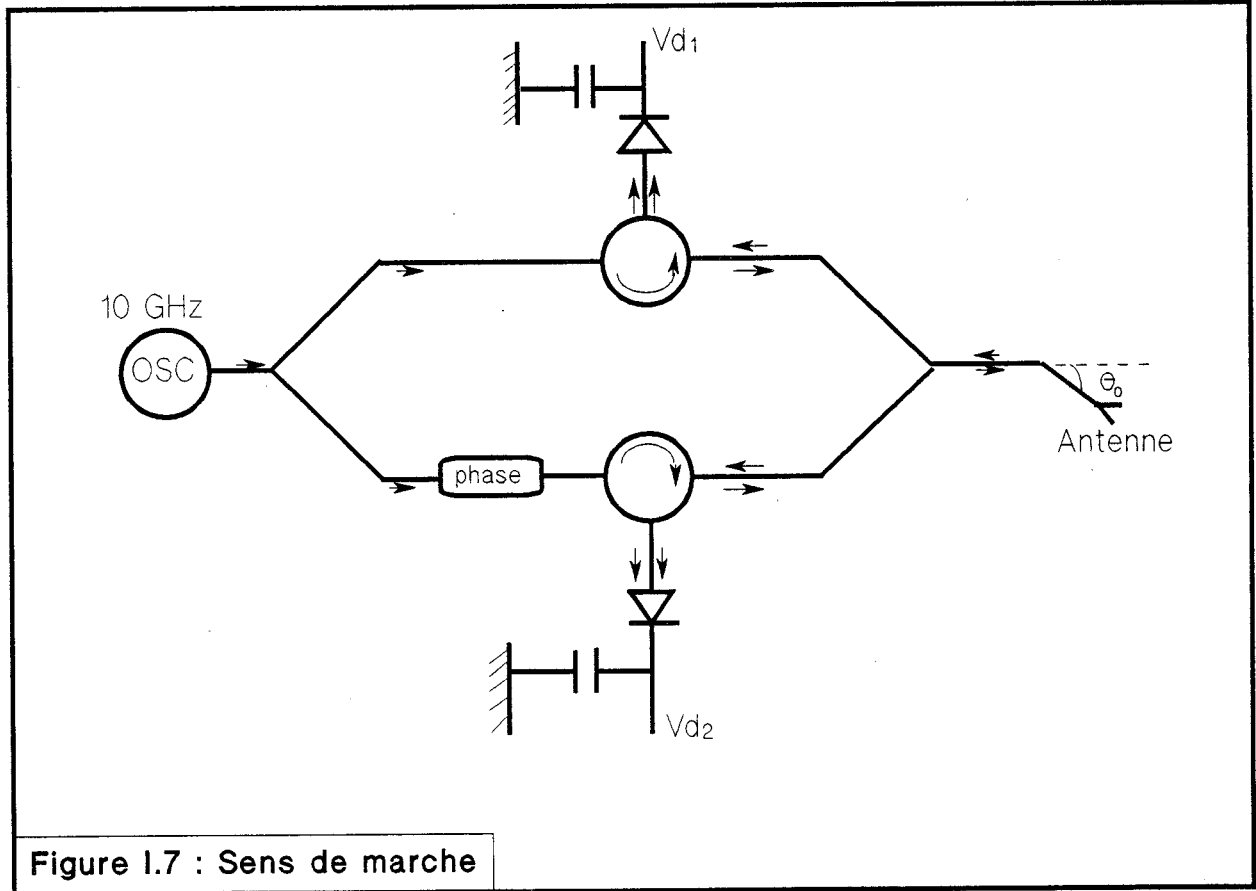


Figure I.7 : Sens de marche

II- DEFINITION DU SYSTEME RADAR:

II-1 : Radar monovoie:

Le principe physique de ce radar est simple (figure I.6) : une onde hyperfréquence produite par un oscillateur, est envoyée vers l'antenne via un circulateur; l'onde émise par l'antenne est rétrodiffusée par le sol puis mélangée avec une fraction de l'onde incidente, résultant des fuites du circulateur. Le signal Doppler est obtenu à la sortie d'un bloc de détection composé d'une diode Schottky (fonction mélange) et d'un filtre RC passe bas.

II-2 : Détermination du sens du marche ref[5;6;7]:

L'information "sens de déplacement du véhicule" existe implicitement dans l'expression de l'onde rétrodiffusée :

$$W_r = \gamma \sin \left(2 \pi F_0 \left(t - \frac{2 D_0 \pm v t \cos \theta_0}{C} \right) \right) \quad [10]$$

Le signe + ou - dépend du sens du déplacement du véhicule. Pour exploiter cette information plusieurs méthodes peuvent être envisagées; pour notre part nous avons choisi la méthode "stéréo".

II-2-1 : Méthode stéréo:

Le principe physique mis en jeu pour déterminer le sens de marche du véhicule est mis en évidence sur la figure I.7.

Le signal hyperfréquence de puissance P_0 issu de l'oscillateur dont la fréquence est calée sur 10 GHz est divisé en deux parties égales au moyen d'un diviseur de puissance ($n^{\circ}1$); les signaux sont alors envoyés sur deux lignes de transmission de caractéristiques identiques, l'une d'entre elles incluant cependant un déphaseur de valeur constante φ . Ces deux signaux sont en suite recombinaés (somme) avant d'être appliqués à l'antenne; le signal émis est ensuite rétrodiffusé par le sol puis divisé au niveau du diviseur de puissance ($n^{\circ}2$). Les deux

blocs de détection, dont les caractéristiques électriques sont identiques, permettent alors d'obtenir deux signaux Doppler de basse fréquence V_{d1} et V_{d2} qui se trouvent déphasés de φ .

On montre aisément que le signe de ce déphasage dépend du sens du déplacement du mobile.

Il sera ainsi possible par simple mesure du signe du déphasage entre les deux signaux Doppler, de déterminer le sens de déplacement du véhicule.

Notons par ailleurs que le fait de disposer de deux signaux Doppler permet également d'envisager une mise en sécurité supplémentaire du capteur cinémométrique, par redondance des informations.

II-3 : Description des têtes hyperfréquence:

Les têtes hyperfréquence ont été réalisées en technologie microruban, sur un substrat diélectrique P.T.F.E.(duroïd 6010) dont les caractéristiques sont:

- permittivité relative 10,5.
- épaisseur du substrat 0,635 mm.
- épaisseur de métallisation 17,5 μm .

Le design a été effectué à l'aide d'un logiciel D.A.O-C.A.O spécialisé pour les circuits hyperfréquences "MICROS " ref[8].

La tête hyperfréquence monovoie comprend:

- l'oscillateur (GaAs FET DRO) de fréquence 10 GHz et de puissance 13dBm.

- un circulateur à ferrite "Drop-in", présentant une isolation supérieure à 20dB entre deux voies adjacentes, des pertes d'insertion inférieures à 0,4 dB et un T.O.S. inférieur à 1,3.

- un bloc de détection à diode Schottky; la diode est une H.P. 5082-2775 dont la sensibilité est de 8 mv/ μW pour une charge $R_L = 100 \text{ k}\Omega$; elle est autopolarisée, la capacité de découplage hyperfréquence est de 47pF et la résistance de charge est de 47k Ω .

Les dimensions du circuit sont 60 \times 50 mm.

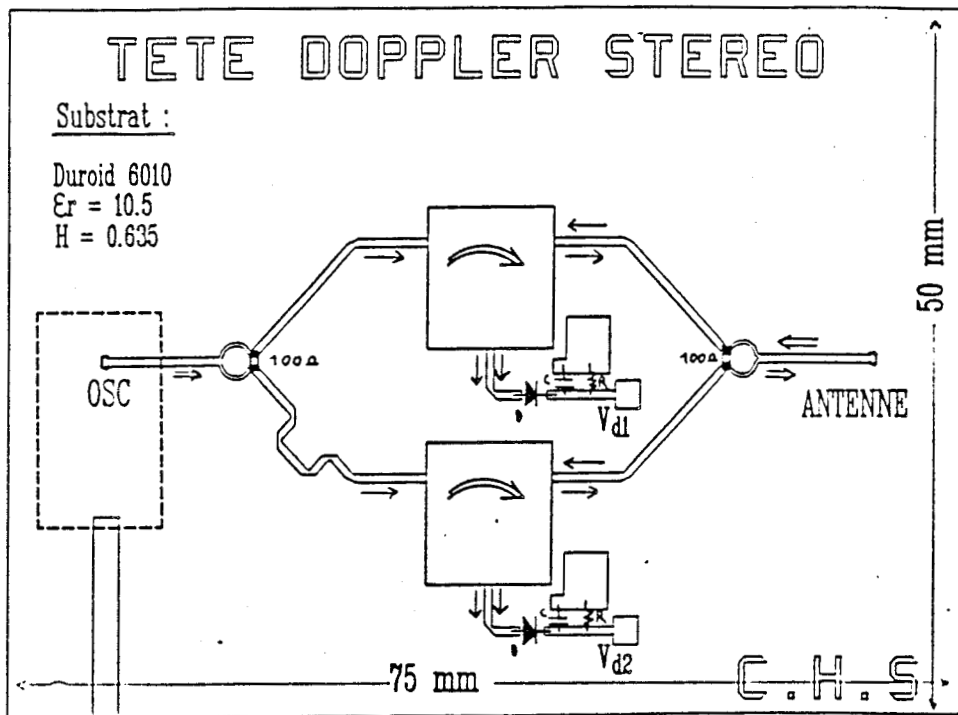


Figure I.8 : masque tête Doppler stéréo

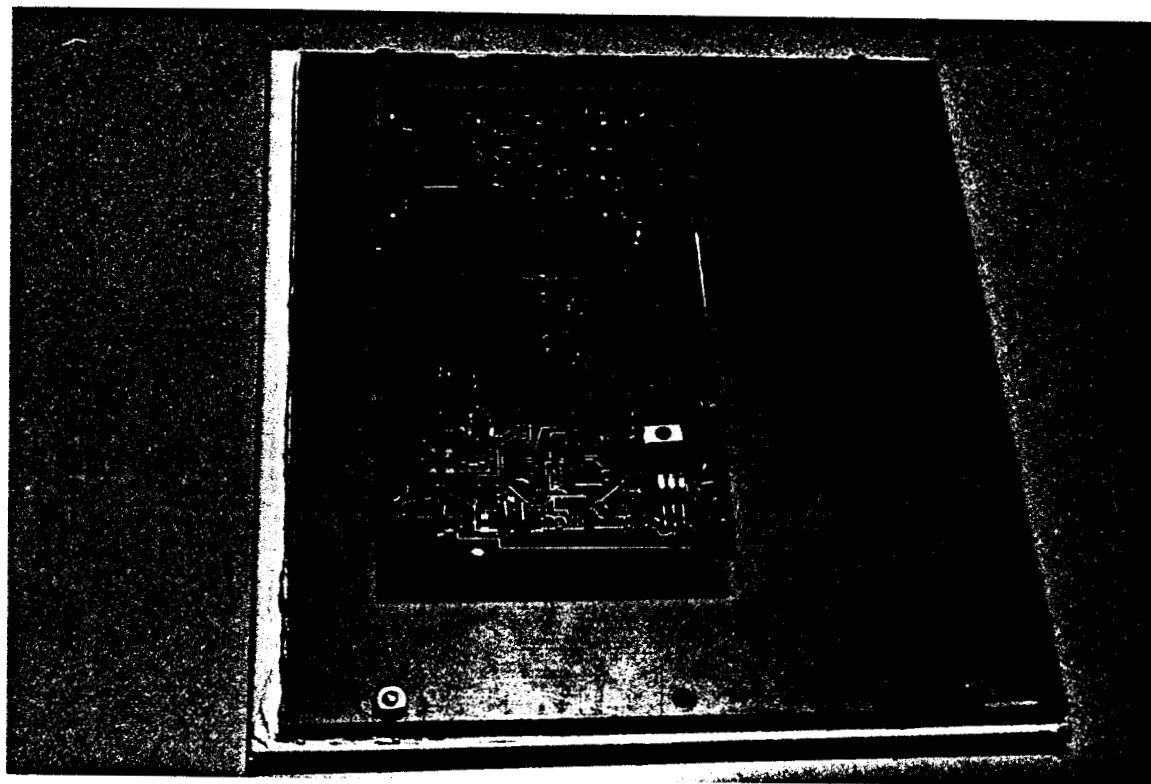


Figure I.9 : Radar stéréo

Tête hyperfréquence stéréo:

Comme il est représenté figure I.8, l'oscillateur délivre maintenant son signal à deux lignes de transmission 1 et 2 par l'intermédiaire de diviseur de puissance de type Wilkinson optimisé ; leurs caractéristiques sont identiques, à l'exception du déphaseur qui est une ligne à retard de longueur $3 * \frac{\lambda_g}{4}$, incluse dans la voie 2 provoquant un déphasage fixe de $\varphi = 90^\circ$.

Les dimensions de ce circuit sont 75×50 mm.

La tête hyperfréquence est suivie d'un préamplificateur permettant de porter les signaux Doppler à un niveau suffisant pour être véhiculés par une paire torsadée vers le système de traitement de signal. Il présente un gain de 400 dans une bande passante allant de quelques Hz à 16 kHz (1000 Km/h) et comporte une sortie sur une résistance faible (200 Ω). L'entrée différentielle de ce préamplificateur permet de s'affranchir des problèmes posés par la liaison de masse entre les circuits hyperfréquence et basse fréquence, tandis que sa sortie (différentielle aussi) permet de rejeter les perturbations électromagnétiques cumulées sur le câble de liaison entre la tête hyperfréquence et l'appareil de traitement de signal.

La figure I.9 représente l'ensemble tête hyperfréquence stéréo et préamplificateurs.

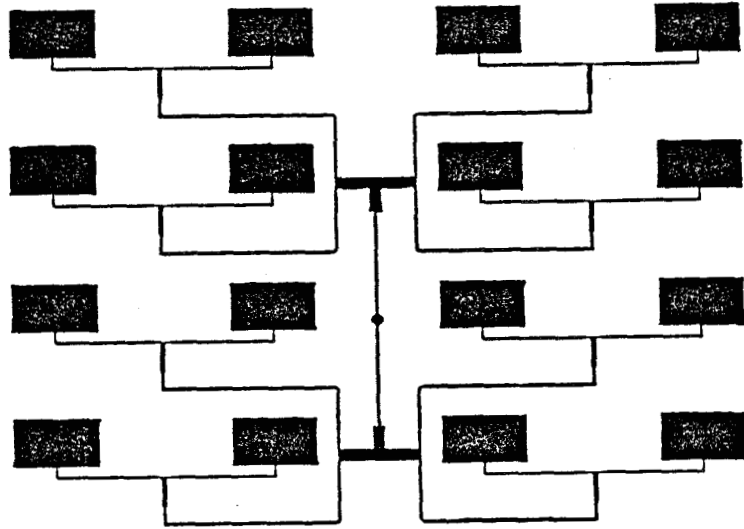


Figure I.10 : masque antenne 16 éléments

III : ANTENNES UTILISEES :

Introduction:

Nous avons choisi d'utiliser des antennes imprimées, construites sur des substrats diélectriques sans pertes. Pour un élément rayonnant rectangulaire, la détermination de la fréquence de résonance s'effectue à l'aide d'un modèle simplifié de simulation (le modèle de la ligne de transmission) alors que celle de l'impédance d'entrée utilise le modèle de la cavité. Ces modèles simplifiés permettant d'obtenir un bon accord entre les résultats théoriques et expérimentaux obtenus sur un élément isolé [ref 9], nous sommes alors passés à l'étude des réseaux.

III-1 : Réseau parallèle:

Un élément rayonnant unique présente un gain et une directivité faibles. Pour augmenter ces deux paramètres il faut associer plusieurs éléments de façon à provoquer des interférences constructives entre les champs rayonnés par les différents éléments.

Nous appelons réseau parallèle un réseau à deux dimensions tel que toutes les excitations des éléments rayonnants sont identiques en amplitude et phase.

Des études à la fois théoriques, et pratiques ayant été présentées dans des travaux précédents ref[10,3], nous nous contenterons de présenter l'antenne 16 éléments que nous avons utilisé pour notre radar Doppler(cf.I-2).

Antenne 16 éléments:

Nous présentons le masque de cette antenne (figure I.10); cette antenne a été réalisée sur un substrat diélectrique de type Duroïd 5870, dont les caractéristiques sont:

- une permittivité relative de 2,33.
- une hauteur du substrat $H=0,79$ mm.
- une épaisseur de métallisation de $17,5 \mu\text{m}$.
- un facteur de perte $\text{Tan}(\delta)=1,2 \cdot 10^{-3}$.

Les dimensions d'un élément rayonnant sont $9,2\text{mm} \times 15\text{mm}$.

DIAGRAMME MESURE PLAN H.

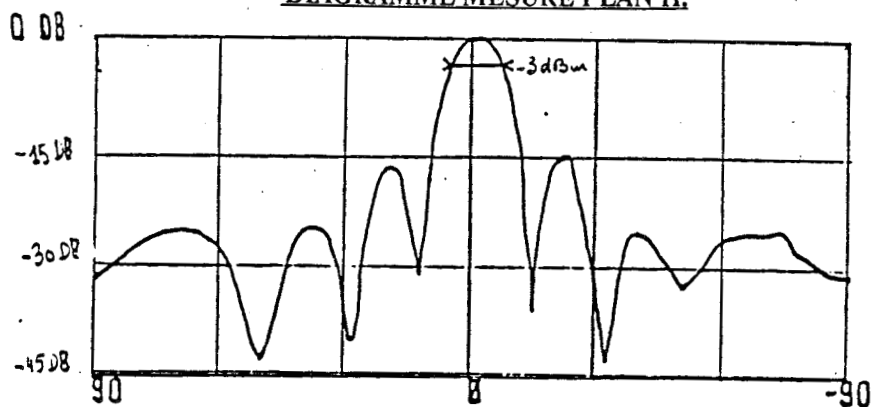
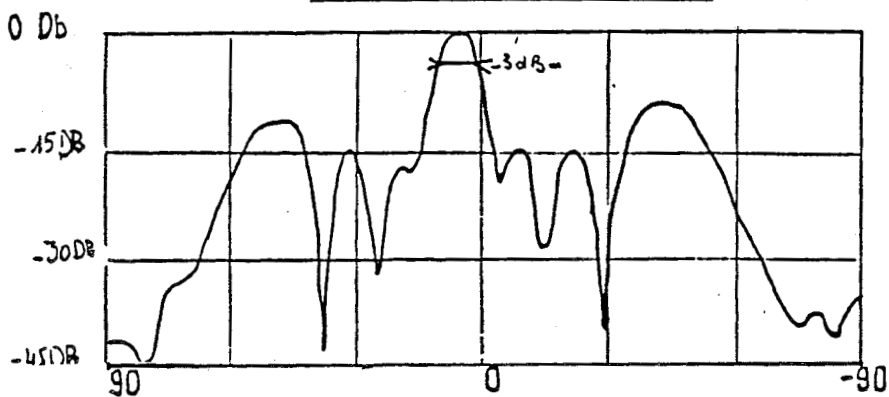
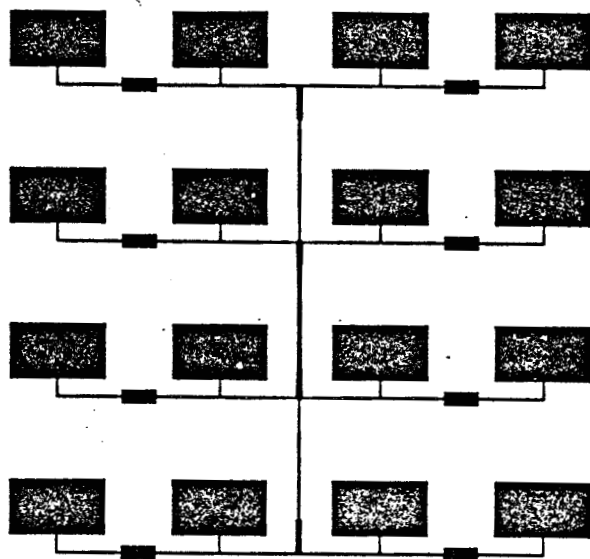


DIAGRAMME MESURE PLAN E.



**Figure I.11 : diagramme de rayonnement
antenne 16 éléments**



**Figure I.12 : association de réseaux linéaires
à éléments rectangulaires**

Les distances inter-éléments sont dans le plan H 36,5mm et dans le plan E 25mm.

L'antenne est alimentée par une fiche coaxiale (radial R125630) dont l'âme centrale est soudée au point d'excitation 50Ω du réseau.

Ses principales caractéristiques sont:

- une fréquence de résonance de 9,94 GHz.
- un angle d'ouverture du lobe principal de 12° dans le plan H et de 10° dans le plan E.
- un rapport lobe secondaire sur lobe principal L_s/L_p de -15 dB dans le plan H et de -10 dB dans le plan E.(figure I.11)

III-2 : Réseau linéaire:

La présence d'un nombre élevé de coudes, dans le réseau d'alimentation de la structure "réseau parallèle" à base d'éléments rectangulaires, à un effet néfaste sur le diagramme de rayonnement (rayonnement intrinsèque des lignes).

L'élimination de ces coudes nécessite un changement de structure : le réseau linéaire, c'est-à-dire alimentation série, s'impose. Cette structure a aussi l'avantage d'offrir davantage avoir plus de degré de liberté pour faire varier les modules et phases des sources élémentaires constituant le réseau (en utilisant des distributeurs de courant séries).

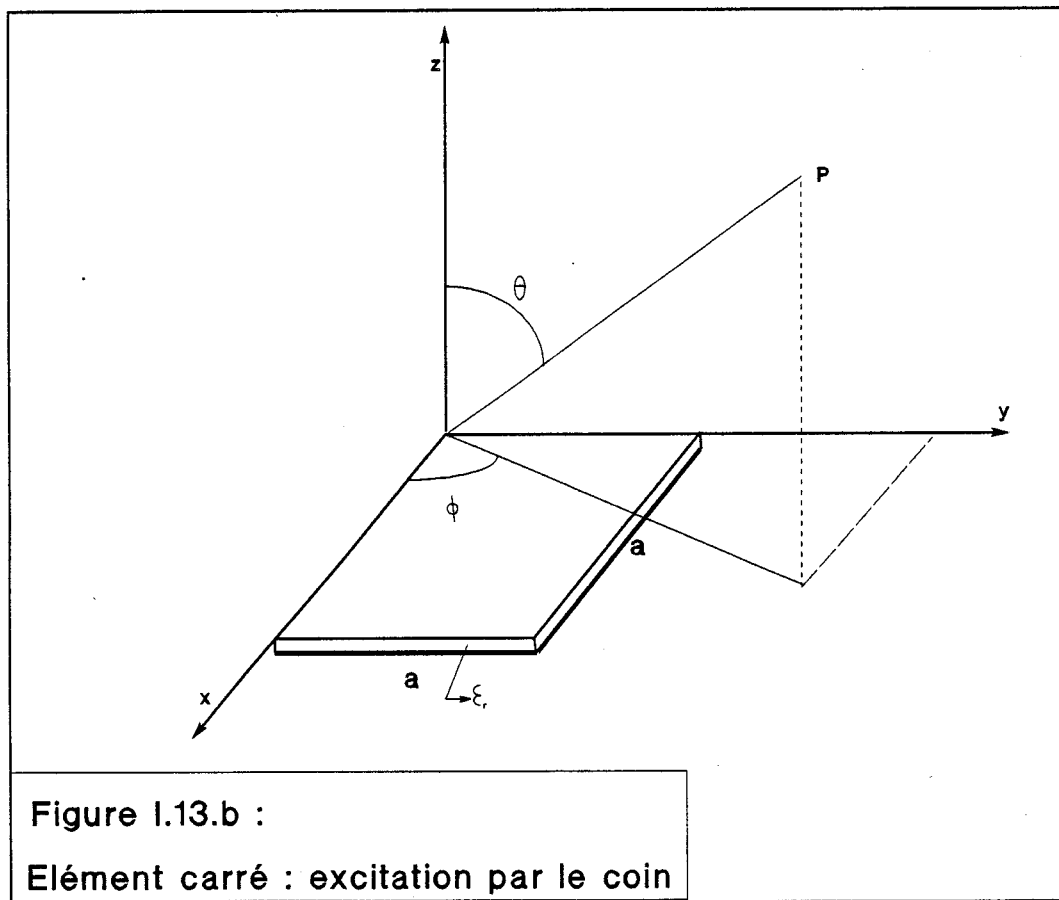
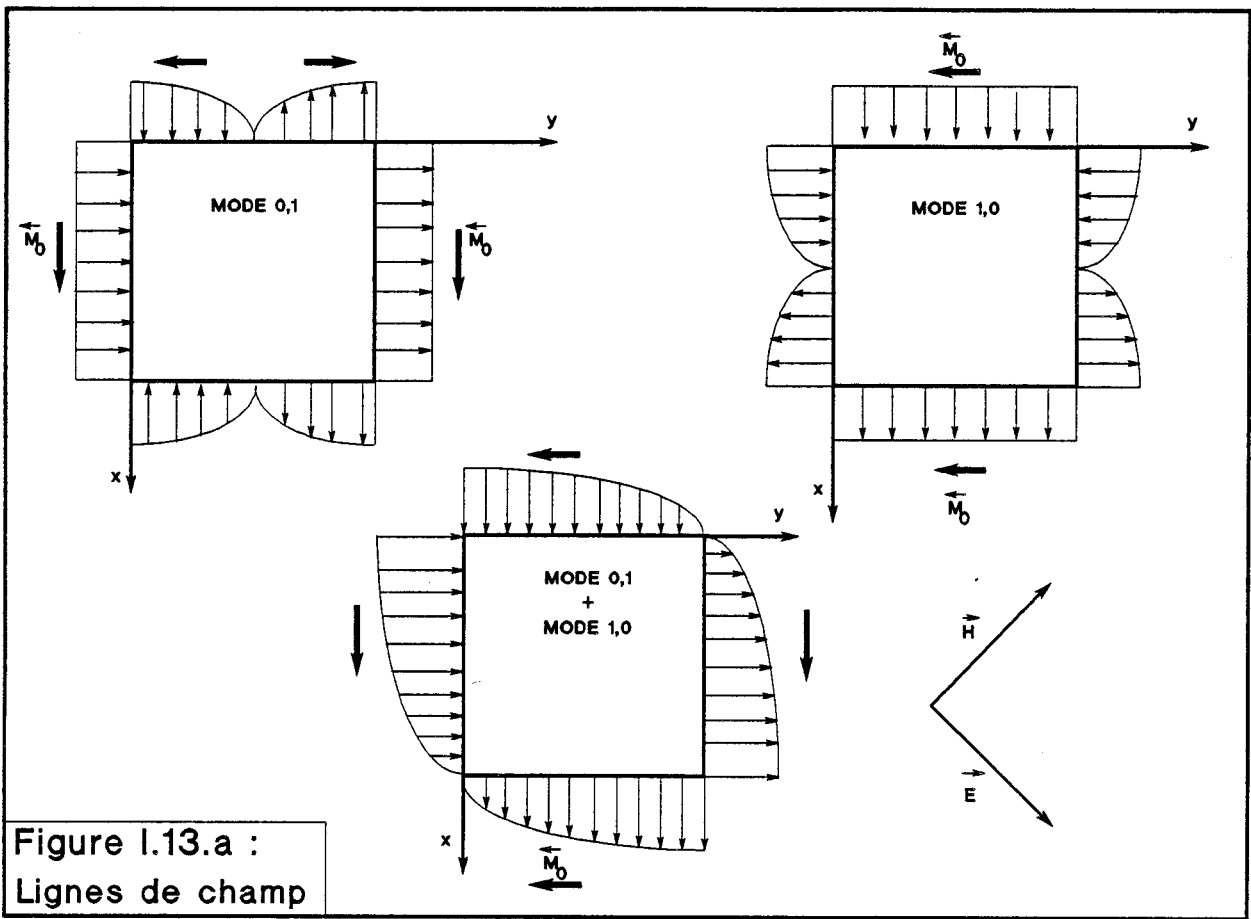
Pour réaliser ce genre de réseau tout en utilisant les éléments rayonnants rectangulaires il est nécessaire d'employer des Tés pour l'excitation (figure I.12); pour se passer de ces Tés nous avons choisi une autre structure de l'élément rayonnant: l'élément carré attaqué sur un coin.

III-3 : Etude du patch carré ref[11]:

Si on alimente une antenne imprimée sur un coin par un générateur de courant adapté, on excite simultanément les modes fondamentaux de la cavité: TM_{01} et TM_{10} .

La superposition de ces modes permet de calculer l'expression du champ rayonné à l'infini.

Pour simplifier l'étude d'un élément dans ces conditions, nous avons choisi une structure carrée pour donner au problème une symétrie parfaite; il suffira donc de



faire l'étude pour un mode et d'en déduire par symétrie le phénomène réel qui se produit (figure I.13).

a- Rappel sur le modèle de la cavité ref[12;13]:

Ce modèle 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.

Les dimensions de la structure rayonnante fixent la fréquence de résonance, tout en tenant compte de l'épanouissement des lignes de champ autour de l'antenne.

On obtient aussi l'expression de l'impédance propre et de la conductance d'entrée de l'antenne imprimée.

b- Champ rayonné ref[14]:

Le calcul du champ à grande distance et donc de la puissance rayonnée, peut se faire par deux méthodes:

- soit par application du principe d'équivalence, c'est à dire en substituant au champ dans le diélectrique des sources fictives réparties sur des surfaces enveloppant l'antenne. Ces sources peuvent être magnétiques, électriques ou électromagnétiques selon le type de surfaces choisi.

- soit par le calcul du rayonnement des courants de conduction et de leurs images électriques par rapport au plan de masse.

Le résultat de ce calcul permet de définir dans notre cas, compte tenu de la symétrie de la structure, les deux plans principaux par (figures I.13,14):

- Plan E : $\varphi = \frac{\pi}{4}$

$$|E_{\varphi}| = 0$$

$$|E_{\theta}| = \frac{\sin\alpha}{\alpha} \times \left[1 + \frac{1}{1 - \left(\frac{\pi}{\alpha}\right)^2} \right]$$

Figure I.14.a

Diagramme de rayonnement plan E
Antenne plaquée carrée

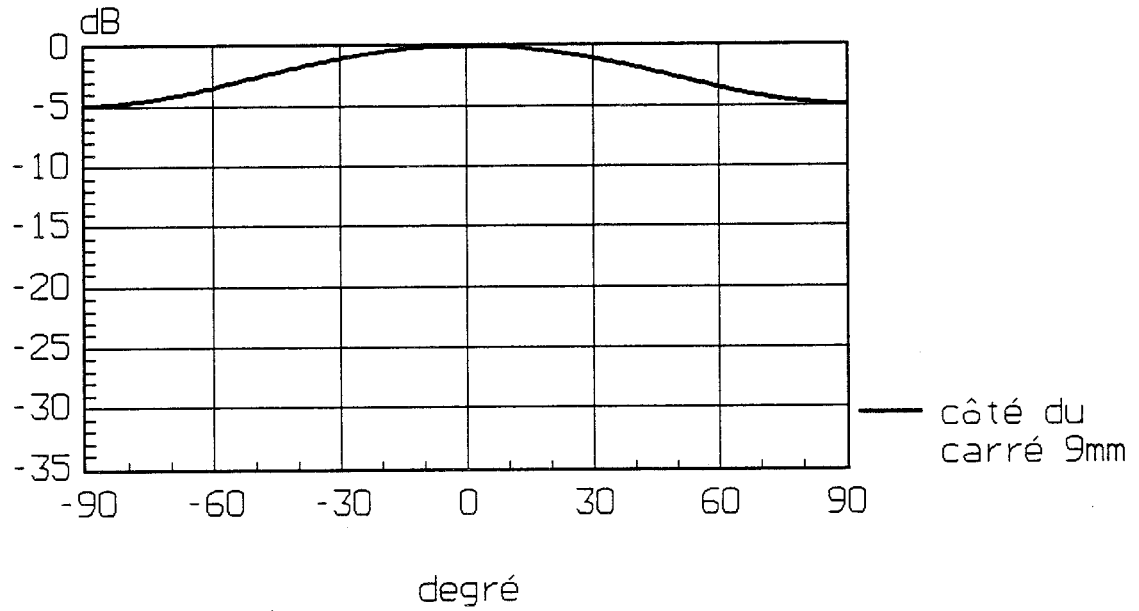
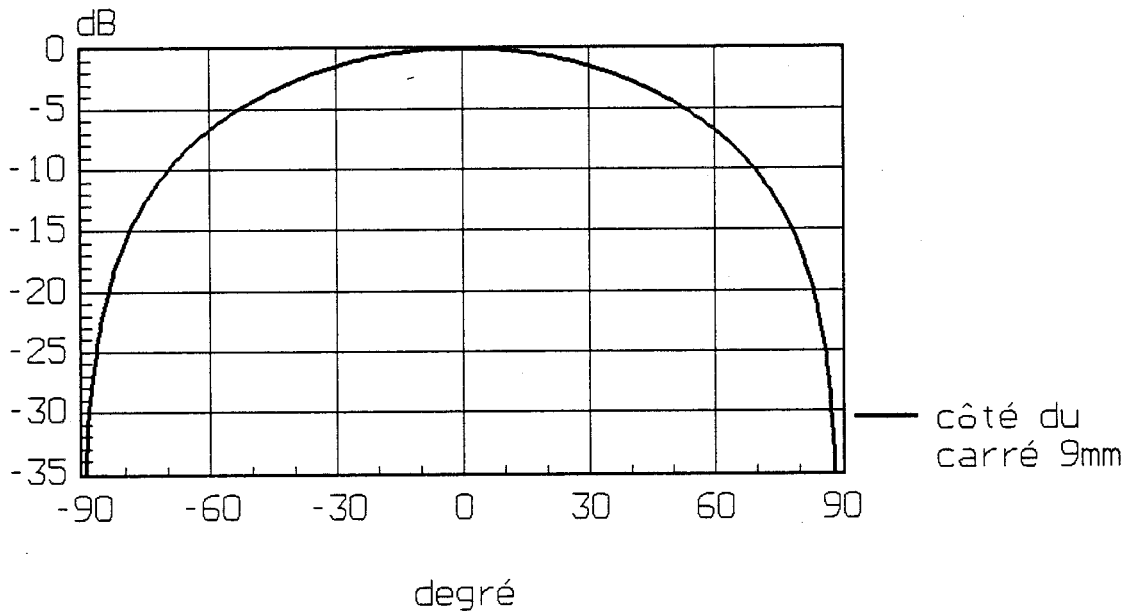


Figure I.14.b

Diagramme de rayonnement plan H.
Antenne plaquée carrée



- Plan H : $\varphi = -\frac{\pi}{4}$

$$|E_{\varphi}| = \cos\theta \times \frac{\sin\alpha}{\alpha} \times \left(\frac{1}{1 - \left(\frac{\alpha}{\pi}\right)^2} \right)$$

$$|E_{\theta}| = 0$$

avec :

$$\alpha = \frac{2}{\sqrt{2}} \times \pi \times \frac{a}{\lambda} \times \sin\theta$$

a : côté de l'élément rayonnant carré.

λ : longueur d'onde dans l'espace libre.

On remarque qu'il n'y a pas de composante croisée excitée par le mode fondamental rayonné.

De plus la loi de variation en $\cos\theta$ de la composante du champ dans le plan H, impose son annulation dans la direction $\theta = \pm 90^\circ$ 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 dans le plan E.

c- Expression de l'impédance d'entrée ref[11;13]:

Le calcul de l'impédance d'entrée est également effectué à partir du modèle de la cavité.

Soit une antenne carrée imprimée sur un substrat diélectrique notons :

- h : hauteur du diélectrique.
- μ : sa perméabilité magnétique.
- ϵ : sa permittivité.

Le champ électrique à l'intérieur de l'antenne (considérée comme cavité) s'exprime comme étant la superposition des modes solutions de l'équation de Helmholtz :

$$E_z(x,y) = j I_0 Z_0 k \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x,y) \times \psi_{mn}(x_0,y_0)}{k^2 - k_{mn}^2}$$

avec : $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$, $k = 2 \pi F \sqrt{\mu\epsilon}$, F : fréquence de travail

$$k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2 = \left(\frac{m \pi}{a} x\right)^2 + \left(\frac{n \pi}{a} y\right)^2$$

$$\psi_{mn} = \frac{\chi_{mn}}{a} \times \cos k_m x \times \cos k_n y \quad \text{avec : } \chi_{mn} = \begin{cases} 1 : \text{pour } m = 0 \text{ et } n = 0 \\ \sqrt{2} : \text{pour } m = 0 \text{ ou } n = 0 \\ 2 : \text{pour } m \neq 0 \text{ et } n \neq 0 \end{cases}$$

Le point d'attaque étant (x_0, y_0) le potentiel d'entrée :

$$V_{\text{entrée}} = -h E_z(x_0, y_0)$$

d'où l'impédance d'entrée :

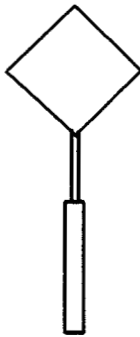
$$Z_{\text{entrée}} = \frac{V_{\text{entrée}}}{I_0} = j Z_0 k h \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x_0, y_0)^2}{k^2 - k_{mn}^2} \quad [11]$$

La symétrie du problème nous permet de considérer dans un premier temps l'impédance d'entrée Z_{10} correspondant au mode TM_{10} , $Z_{\text{entrée}}$ est alors obtenue par la superposition des contributions des modes TM_{01} et TM_{10} , qui sont dégénérés, et possédant le même système de fonctions propres.

$$Z_{\text{entrée}} = Z_{10} + Z_{01} = 2 \times Z_{10} \quad [12]$$

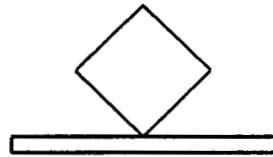
Ces calculs ont été effectués après réalisation et mise au point d'un programme de simulation simple : une telle structure (élément carré alimenté sur

Figure I.15

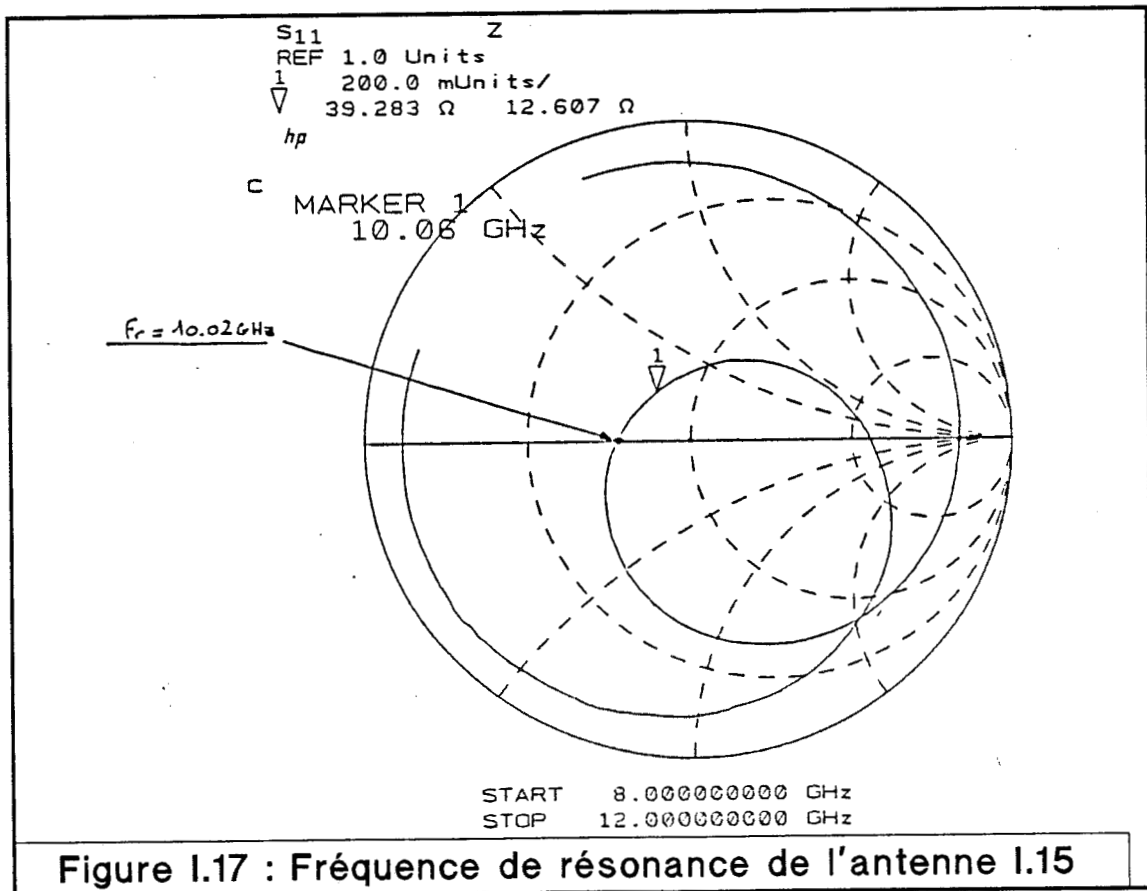


Alimentation parallèle

Figure I.16



Alimentation série



un coin) présente une impédance d'entrée élevée.

Nous avons effectué une réalisation à 10 GHz sur le substrat possédant les caractéristiques suivant :

- ϵ_r : une permittivité relative de 2,35.
- h : une hauteur de 0,762 mm.
- t : une épaisseur de métallisation de 17,5 μm .
- $\text{Tan}(\delta)$: un facteur de perte de $1,2 \cdot 10^{-3}$.
- a : le côté de l'élément rayonnant est de 9 mm.

Le calcul de Z_{10} par le modèle de la cavité et pour une fréquence de travail de 10 GHz nous donne : $Z_{10} = 258 \Omega$, donc une impédance d'entrée de: $Z_{\text{entrée}} = 516\Omega$.

La mesure effectuée en alimentation parallèle (selon la figure I.15) nous donne une valeur pour l'impédance d'entrée de cet élément rayonnant de: $Z_{\text{entrée}} = 560 \Omega$ pour une fréquence de résonance de 10.02 GHz (figure I.17).

Nous constatons un léger décalage entre la théorie et l'expérience, donc le modèle de la cavité donne d'assez bons résultats en ce qui concerne l'alimentation parallèle. Par contre la mesure en série pour cette même antenne (selon la figure I.16) donne une impédance d'entrée de 360 Ω environ, nous avons alors un rapport de $\sqrt{2}$ entre la valeur trouvée par le modèle de la cavité et l'expérience, ceci est dû essentiellement à l'alimentation transversale et au couplage ligne-antenne ref[15].

Nous allons prendre pour la suite de notre travail la valeur 360 Ω pour l'impédance d'entrée de notre source élémentaire.

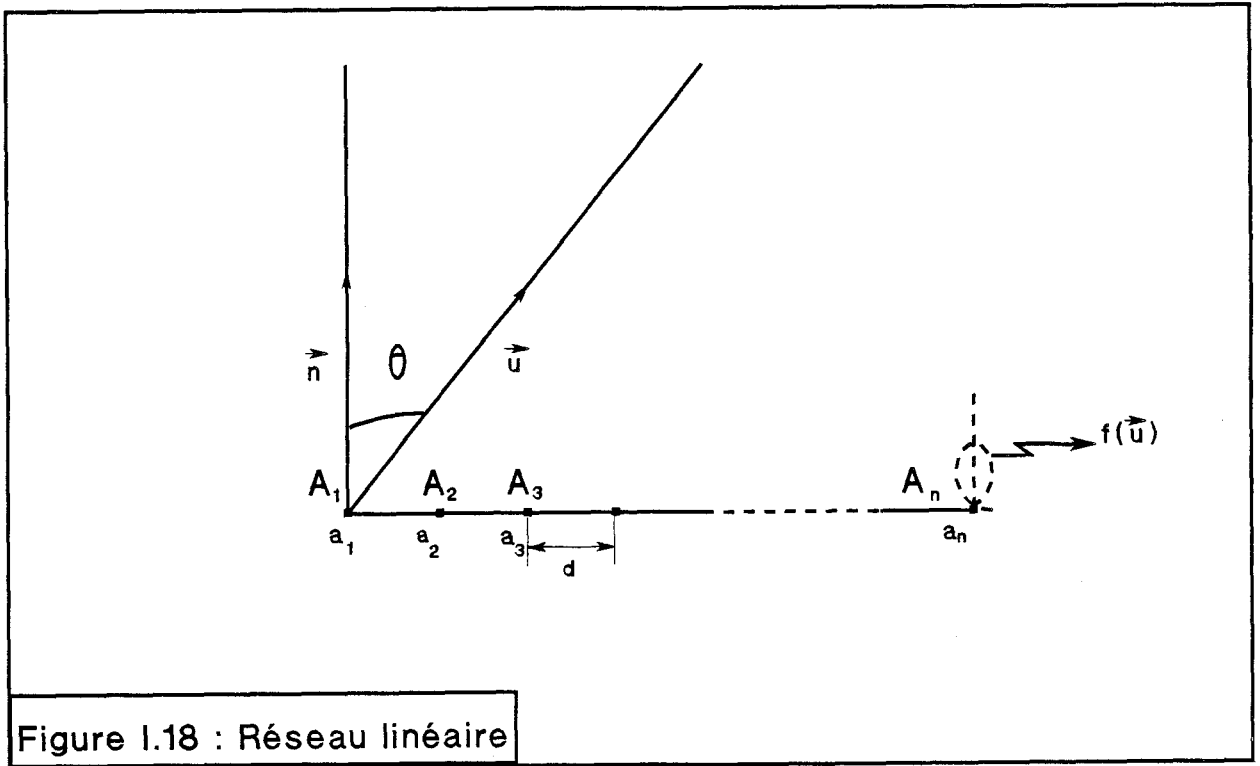


Figure I.18 : Réseau linéaire

III-4 : Etude du réseau linéaire:**III-4-1 : Diagramme de rayonnement ref[15]:**

Considérons un ensemble de N sources identiques dont les centres de phases A_1, A_2, \dots, A_N sont alignés régulièrement sur un axe (figure I.18). La distance d séparant deux centres de phases voisins, ou "pas" du réseau, joue un rôle important dans les propriétés de ce dernier. Les sources sont supposées alimentées par distributeur "adapté" selon une loi d'illumination définie en amplitude et phase par un ensemble de nombres complexes:

$$a_1, a_2, \dots, a_N$$

Admettons que chaque source, possède le même diagramme $f(\vec{u})$. Le diagramme de l'ensemble du réseau $\vec{F}(\vec{u})$ s'obtient par sommation des diagrammes des sources élémentaires compte tenu de leurs amplitudes d'excitation et de leurs positions par rapport au point de référence choisi : par exemple le point A_1 :

$$\vec{F}(\vec{u}) = \sum_{n=1}^N a_n f(\vec{u}) e^{j \frac{2\pi}{\lambda_0} \vec{A}_1 \vec{A}_n \cdot \vec{u}} = f(\vec{u}) \times R(\vec{u}) \quad [13]$$

$R(\vec{u})$ est le facteur de réseau qui dépend du pas du réseau et de la loi d'excitation.

Si θ est l'angle de la direction \vec{u} avec la normale \vec{n} au réseau, on peut écrire:

$$\vec{A}_1 \vec{A}_n \cdot \vec{u} = n \cdot d \cdot \sin \theta$$

donc:

$$R(\vec{u}) = R(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j k_0 n d \sin \theta}$$

avec : $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$, nombre d'onde à la fréquence de travail.

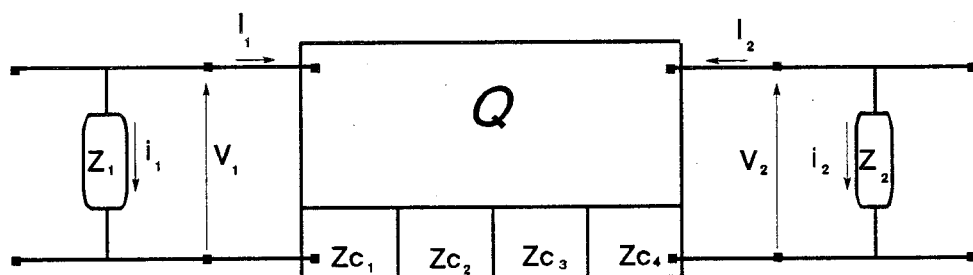


Figure I.19 : Quadripôle équivalent

III-4-2 : Réseau symétrique à 2N éléments à excitation en phase ref[16]:

Si le point de référence est placé au milieu du réseau les a_n sont réels et le facteur de réseau $R(\theta)$ devient :

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j k_0 (n-0,5) d \sin\theta} + a_n e^{-j k_0 (n-0,5) d \sin\theta} = 2 \cdot \sum_{n=1}^N a_n \cos(k_0 (n-0,5) d \sin\theta)$$

L'identification de cette fonction à un polynôme de Chebychef (AnnexeI) nous permettra de déterminer les pondérations (a_n) pour un niveau de lobes secondaires imposé (nous montrons dans cette annexe que pour cette méthode le compromis largeur de lobe principal et niveau de lobes secondaires apparaît clairement lorsqu'on fixe le niveau de ces derniers).

a- Réalisation des pondérations:

Ces pondérations passives peuvent être réalisées par une association de transformateurs quart d'onde ; dans un premier temps les excitations souhaitées sont purement réelles, nous avons alors utilisé une association de quatre transformateurs ($4 \cdot \frac{\lambda_g}{4}$).

Quadripôle équivalent:

Le produit des matrices chaînes des quatre transformateurs (figure I.19) nous donne les relations suivantes:

$$V_1 = \frac{Z_{c1} Z_{c3}}{Z_{c2} Z_{c4}} V_2 \quad \text{et} \quad I_1 = \frac{Z_{c2} Z_{c4}}{Z_{c1} Z_{c3}} I_2$$

Le rapport des courants dans les impédances Z_1 et Z_2 s'écrit:

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{Z_{c2} Z_{c4}}{Z_{c1} Z_{c3}} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \quad [14]$$

On peut se fixer alors les rapports des courants et trouver les impédances

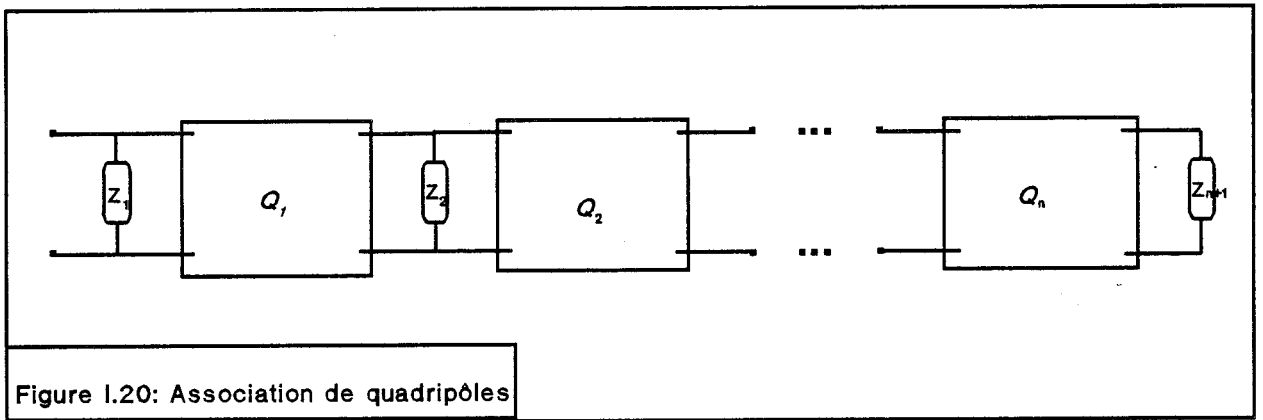


Figure I.20: Association de quadripôles

caractéristiques des transformateurs $\frac{\lambda_g}{4}$ pouvant les réaliser.

L'impédance d'entrée Z_e d'un tel quadripôle chargé par Z_1 en entrée et Z_2 en sortie s'écrit :

$$Z_e = \frac{Z_1}{1 + \frac{Z_2}{Z_1} * \left[\frac{i_2}{i_1} \right]^2}$$

Pour une association de quadripôles Q_1, Q_2, \dots, Q_n chargés par Z_1, Z_2, \dots, Z_{n+1} (figure I.20) on démontre par récurrence que l'impédance d'entrée totale de l'association s'écrit:

$$Z_e = \frac{Z_1}{1 + \frac{Z_2}{Z_1} * \left[\left(\frac{i_2}{i_1} \right)^2 + \frac{Z_3}{Z_2} * \left[\left(\frac{i_3}{i_1} \right)^2 + \frac{Z_4}{Z_3} * \left[\left(\frac{i_4}{i_1} \right)^2 + \dots + \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \left(\frac{i_{n+1}}{i_1} \right)^2 \right] \right] \right]}}$$

Dans notre cas les impédances de charges sont identiques, et ont comme valeur l'impédance d'entrée de l'élément rayonnant, donc cette impédance devient:

$$Z_e = \frac{Z_1}{1 + \left(\frac{i_2}{i_1} \right)^2 + \left(\frac{i_3}{i_1} \right)^2 + \left(\frac{i_4}{i_1} \right)^2 + \dots + \left(\frac{i_{n+1}}{i_1} \right)^2} \quad [15]$$

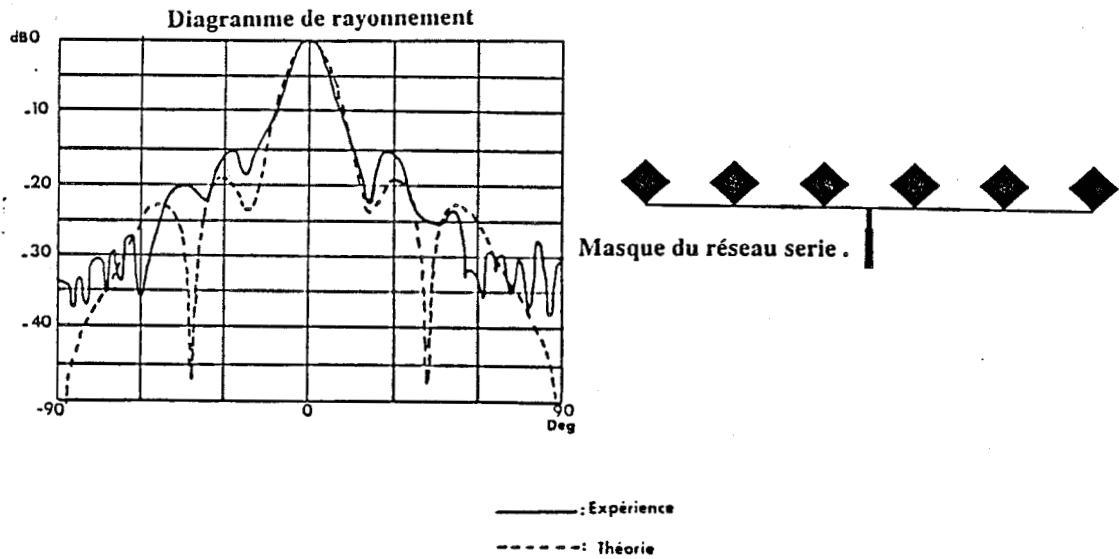
nous remarquons qu'elle s'exprime en fonction des rapports des courants et de l'impédance d'entrée du patch Z_1 .

b- Exemples de réalisations:

Nous avons utilisé la méthode d'analyse de Chebychef ref[17], qui permet de calculer les amplitudes à appliquer sur chaque source élémentaire, lorsque l'on fixe le niveau des lobes secondaires, le nombre d'éléments et la distance inter-éléments.

Les travaux mentionnés en référence ref[14] permettent d'affirmer qu'un réseau linéaire équi-pondéré de n éléments rayonnants équidistants de la valeur "d" fournira un diagramme de rayonnement dont la largeur du lobe principal comptée entre les premiers zéros sera sensiblement égale à $\frac{2\lambda_0}{n d}$ rad. Le niveau des lobes

PREMIERE PONDERATION :



SECONDE PONDERATION :

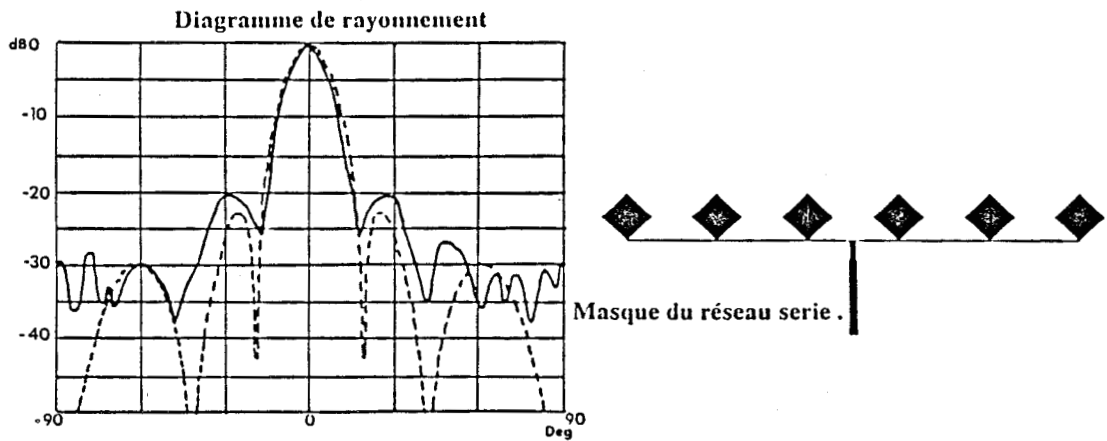


Figure I.21 : exemples de réalisations

secondaires en découle, puisqu'il est directement lié à l'ouverture (Annexe I).

Une fois que nous avons les pondérations à appliquer, reste à les réaliser, ou encore à trouver les impédances caractéristiques des tronçons inter-éléments rayonnants.

Ceci revient à poser un système d'équations non linéaires, que nous optimiserons par le logiciel commercial EUREKA.

Les valeurs d'impédances caractéristiques, solutions du système précédent, ne doivent pas être trop faible pour éviter le rayonnement intrinsèque des lignes, et pas trop élevées pour pouvoir les réaliser. Nous présentons ici deux exemples de pondérations, plan H, avec six éléments rayonnants. Ces réalisations sont effectuées sur le substrat dont les caractéristiques sont présentées page I.15.

Première pondération:

Le masque du réseau linéaire correspondant à cette pondération est donné ci-contre (figure I.21), ses caractéristiques sont les suivantes:

- impédance d'entrée : $Z_e = 137 \Omega$.
- amplitudes d'excitations des éléments rayonnants:
 $a_1 = 1$ $a_2 = 0,443$ $a_3 = 0,33$.
- distance inter-éléments:
 $d = \lambda_g = 0,75 \lambda_0$.

Deuxième pondération:

Celle-ci est présentée également sur la figure I.21 et possède les caractéristiques suivantes:

- impédance d'entrée : $Z_e = 103 \Omega$.
- amplitudes d'excitations des éléments rayonnants:
 $a_1 = 1$ $a_2 = 0,816$ $a_3 = 0,245$.
- distance inter-éléments:
 $d = \lambda_g = 0,75 \lambda_0$.

Les diagrammes de rayonnement expérimentaux et théoriques sont présentés (figure I.21). Nous remarquons une légère augmentation des lobes secondaires dans les diagrammes de rayonnement pratiques, ceci est dû au fait que nous ne tenons pas compte de plusieurs paramètres pour le tracé théorique par exemple le

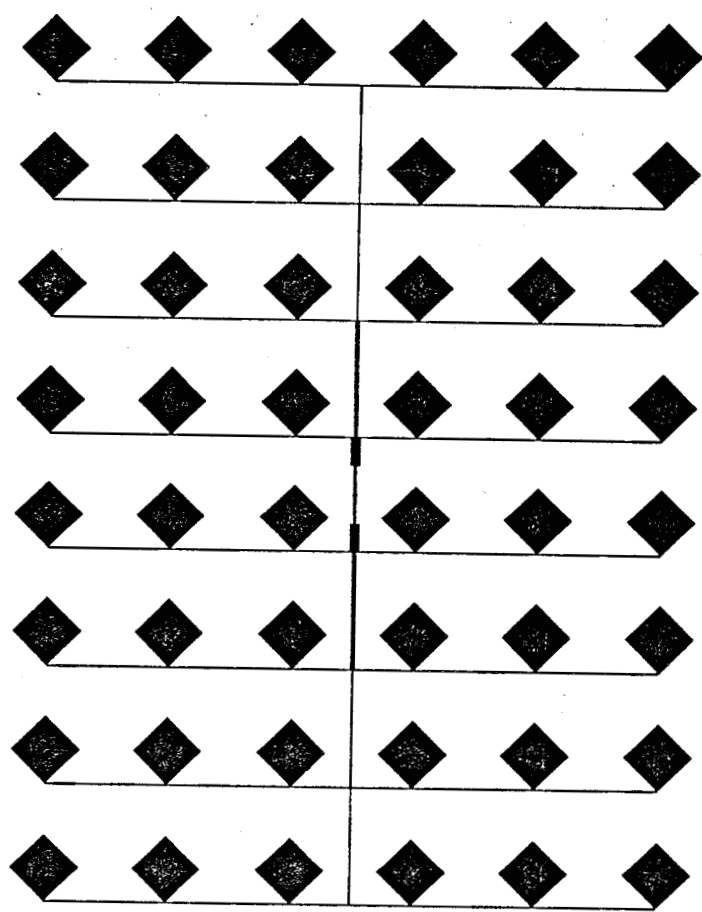


Figure I.22 : masque antenne bidimensionnelle

rayonnement des lignes d'excitation et de la ligne d'alimentation, les erreurs de gravures

III-5 : Etude du réseau bidimensionnel:

Hypothèse:

Ce réseau sera constitué de deux sous-réseaux linéaires, le premier étant le sous-réseau plan H, il prend en considération le rayonnement dans le plan H des sources élémentaires (patchs carrés); le deuxième étant le sous réseau plan E, il prend comme sources élémentaire les sous-réseaux plan H définies précédemment, et considère le rayonnement dans le plan E de ces sous réseaux (figure I.22).

Pour réaliser une antenne réseau bidimensionnelle nous choisissons, par la méthode citée précédemment, indépendamment la pondération du sous-réseau plan H et celle du plan E, tout en tenant compte de l'impédance d'entrée des sous-réseaux plan H pour l'adaptation au niveau des cross-jonctions.

Exemples de réalisation:

Nous avons ainsi réalisé une première antenne 48 éléments (antenne1), par la suite nous l'avons optimisée en jouant sur les pondérations et sur l'adaptation (antenne2); ces deux réalisations sont faites pour la fréquence 10 GHz, nous présentons ici les caractéristiques obtenues pour chacune d'entre elles :

* antenne 1 :

-ouverture à 3 dB :

- Plan H : 10°

- Plan E : 13°

- rapport lobe secondaire/lobe principal :

- Plan H : -25 dB

- Plan E : -18 dB

- gain :

- 20dB

* antenne 2 : nous avons obtenu une amélioration du rapport L_s/L_p :

- Plan E : -26 dB

- Plan H : -28 dB

**Figure I.23 : diagrammes de rayonnements
antennes bidimensionnelles**

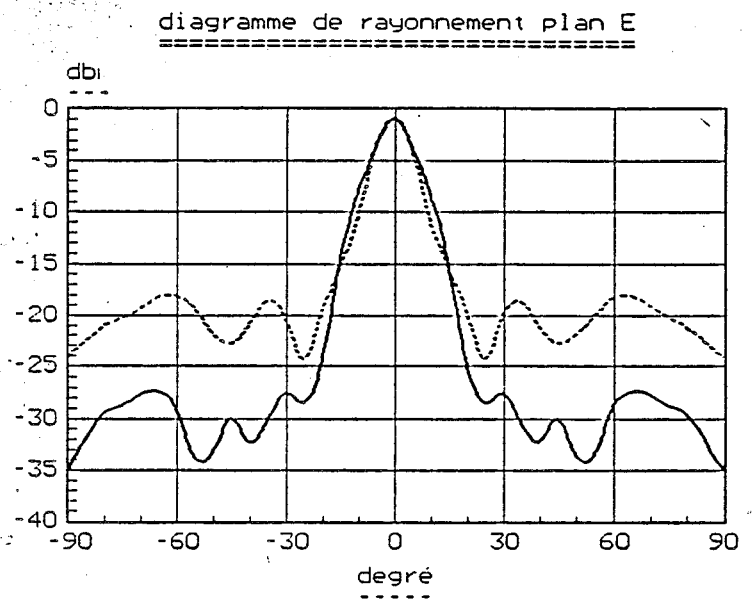
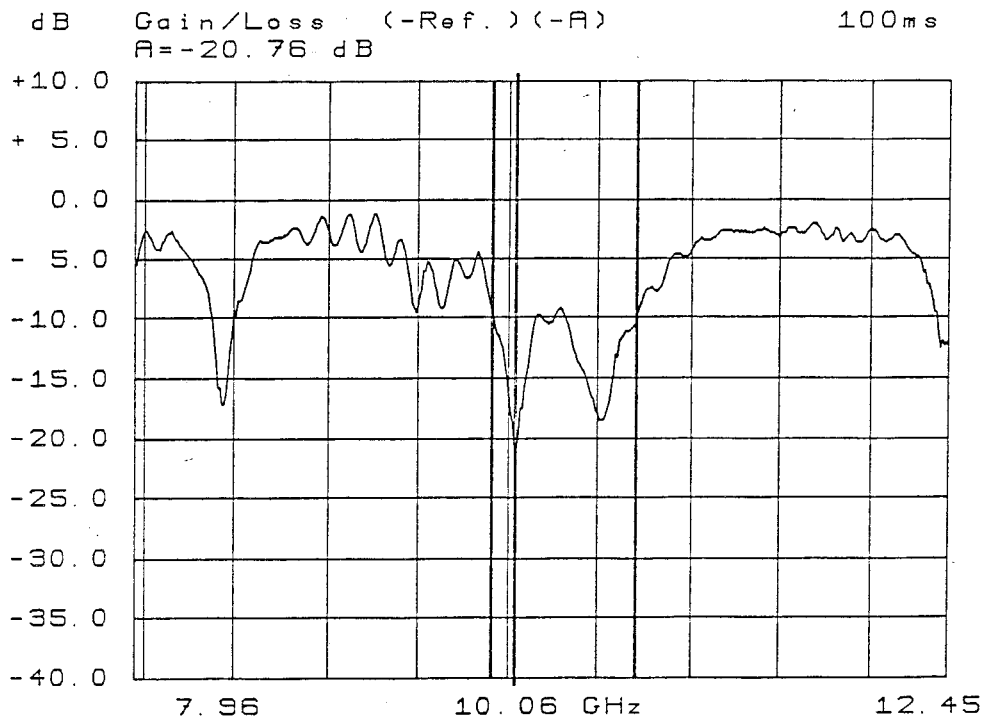
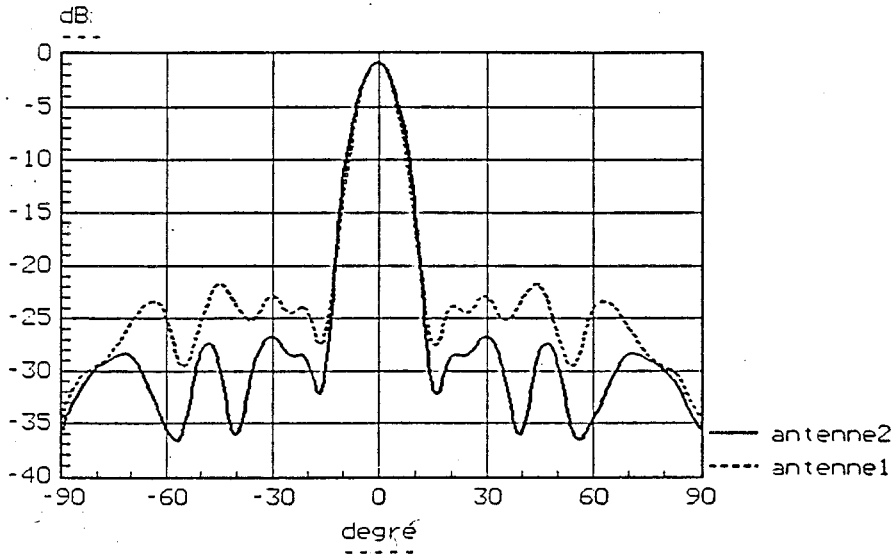


diagramme de rayonnement plan H.
=====



**Figure I.24 : Coefficient de réflexion
antenne2**

Nous présentons les diagrammes de rayonnement de ces deux antennes ainsi que le coefficient de réflexion de l'antenne 2 (figures I.23,24).

Pour les antennes imprimées à excitation en phase, ou avec le lobe principal perpendiculaire à la surface de l'antenne, nous avons développé une méthode simple et rapide qui permet de les réaliser selon un cahier de charge donné.

IV : CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons décrit le travail auquel nous avons participé, pour améliorer le radar Doppler. Cette amélioration a été apportée essentiellement à la partie antenne, vue l'importance de l'influence des caractéristiques de celle-ci sur la qualité du signal Doppler comme nous l'avons mentionné au début de ce chapitre.

L'antenne 48 éléments (antenne 2) décrite en fin de chapitre va être retenue pour notre radar, nous présentons les résultats obtenus sur site réel dans le chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I

- [1] : DHALLUIN L.
"Conception d'oscillateurs micro-ondes (Bande X) en vue de l'intégration monolithique d'un capteur cinémométrique".
Thèse d'Université, LILLE, Décembre 1989.
- [2] : HYLTIIN T.M., FUSCHERT.D., TYSON H.B., REGUEIRO W.R.
"Vehicular radar speedometer"
International automotive Engineering congress- Detroit ,
MICHIGAN, January 1973.
- [3] : DUMOULIN G.
"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour applications ferroviaires"
Thèse d'Université, LILLE, Février 1989.
- [4] : BAUDET J., SEMET C., VINDEVOGHEL J., EL BEKKALI M.
"Réalisation d'un premier prototype/ Première évaluation expérimentale".
Rapport contrat cinémomètre S.N.C.F phases A7 - B1 -Avril 89
- [5] : JAMES E.S., NAGY L.
"Diplex radar for automotive obstacle detection"
I.E.E.E Transaction on vehicular technology, Vol VT23, N°3,1974
- [6] : DHALLUIN L., VINDEVOGHEL J., DESCAMPS P.,BAUDET J.
"Détermination du sens de marche d'un véhicule terrestre utilisant l'effet Doppler"
J.N.M. 1989, MONTPELLIER , Juin 1989

- [7] : DUMOULIN G., DHALLUIN L., VINDEVOGHEL J.
"Simulation et optimisation du cinémomètre S.N.C.F, détermination du sens de marche"
Rapport de contrat S.N.C.F. phases A2 - A3 - A4, 1988
- [8] : ZURCHER J.F
" A simple and efficient program for automatizing the design and preparing the mask for microstrip circuits"
Microwellen magazin, April 81.
- [9] : EL BEKKALI M.
"Optimisation d'antennes plaquées pour application à un cinémomètre Doppler à 10 GHz"
Rapport D.E.A, LILLE, Juin 1988
- [10] : SAFRIOUI A.
"Etude et réalisation d'antennes plaquées, application à un cinémomètre Doppler"
Thèse d'Université, LILLE, Décembre 1988
- [11] : DANIEL J.P., MUTZIG J.P., NEDELEC M., PENARD E.
"Réseaux d'antennes imprimées dans la bande des 20 GHz/30 GHz"
L'onde électrique, Janvier -Février, 1985
- [12] : PENARD E.
"Etudes d'antennes imprimées par la méthode de la cavité"
Thèse d'Université, Rennes, 1986.
- [13] : CARVER K. R.
"Microstrip antenna technology"
I.E.E.E M.T.T on antenna and propagation, January 1981
- [14] : BOGUAIS M.
"Contribution à la synthèse de réseaux d'antennes- réalisation en technique imprimée"
Thèse d'Université, RENNES, Décembre 1986

- [15] : MOTTA CRUZ E., DANIEL J.-P.
"Modèle d'antenne carrée imprimée alimentée en coin : application
aux réseaux linéaires"
JINA, NICE, Novembre 1990
- [16] : ROUBINE E., DRABOWITZ S., ANCONA C.
"Antennes - Applications -tome2-"
Masson 1986
- [17] : POZAR D. M.
"Analytic and Numerical techniques for microstrip circuits and
antennas"
LAUSANNE 18 - 21 Mars 1988
- [18] : EL BEKKALI M., VINDEVOGHEL J., DUMOULIN G.
"Antennes plaquées pour application radar Doppler"
J.N.M., MONTPELLIER, Juin 1989
- [19] : VINDEVOGHEL J., EL BEKKALI M., DESCAMPS P, CONSTANT E.
"Integrated microwave Doppler cinemometer"
20th EuMC, BUDAPEST, Septembre 1990
- [20] : DESCAMPS P., EL BEKKALI M., VINDEVOGHEL J.
"An integrated microwave Doppler cinemometer for transport
applications"
Review of Scientific Instruments, to be published August 1991

Chapitre II :
Essais de validation
sur site S.N.C.F.

INTRODUCTION

Dans le cadre du projet ASTREE de la S.N.C.F., le cahier des charges qui nous a été soumis pour le radar Doppler stipule que:

- * Le dispositif doit être capable de mesurer des vitesses comprises entre 0 et 220 km/h avec une précision meilleure que le centième dans 95 % des cas pour les vitesses supérieures à 1 m/s.

- * Il doit pouvoir mesurer la distance parcourue par un train avec une précision meilleure que le millième dans 95 % des cas sur une base de 1000 m.

- * Il doit pouvoir donner à tout moment le sens de déplacement du convoi.

Nous avons utilisé la tête hyperfréquence stéréo, avec l'antenne 48 éléments décrite précédemment, ainsi que le préamplificateur basse fréquence à entrée et sortie différentielles.

Dans un premier temps nous avons effectué des mesures du rapport signal sur bruit de cet ensemble et nous l'avons comparé à celui de l'ancienne tête hyperfréquence réalisée au laboratoire et composée d'une antenne 16 éléments à pondération parallèle et d'un radar monovoie ref[1;2].

Vu la sévérité du cahier des charges de la S.N.C.F., nous avons pensé, dans le souci de réduire les erreurs relatives sur la détermination de la fréquence Doppler, à utiliser un système Janus. Ce système sera introduit dans la deuxième partie de ce chapitre.

Nous évoquerons par la suite le traitement de signal qui permet d'extraire l'information et de la présenter à l'utilisateur ref[3], enfin nous mettrons à l'épreuve ce système complet par des essais sur site réel.

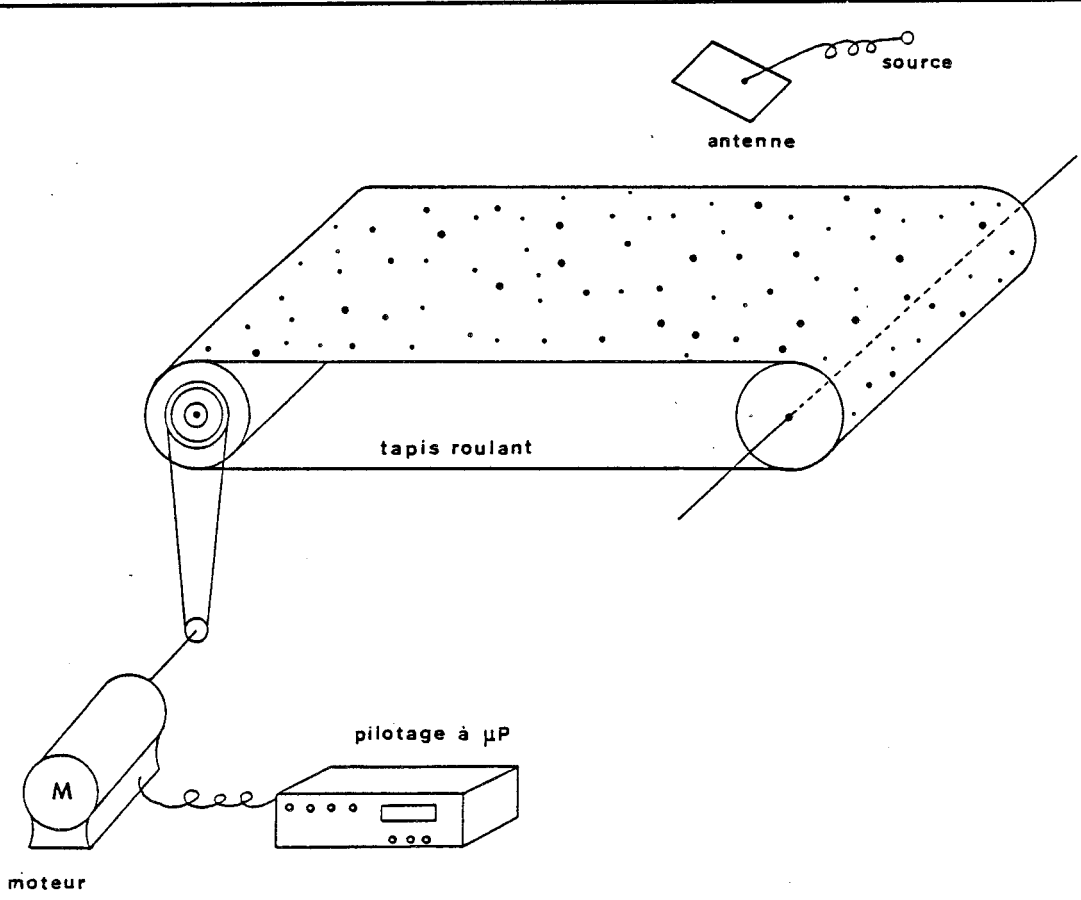


Figure II.1 : banc de simulation routier

I- MESURE DES RAPPORTS SIGNAL/BRUIT:

Avant de comparer les rapports signal/bruit des deux maquettes, nous rappelons d'abord leurs caractéristiques ainsi que les conditions de mesure :

Ancienne maquette:

- Tête hyperfréquence monovoie.
- Antenne 16 éléments rectangulaires, à alimentation parallèle.
- Préamplificateur basse fréquence.

Nouveau radar:

- Tête hyperfréquence stéréo.
- Antenne 48 éléments carrés, attaqués sur le coin, à alimentation série.
- préamplificateur basse fréquence à entrée et sortie différentielles.

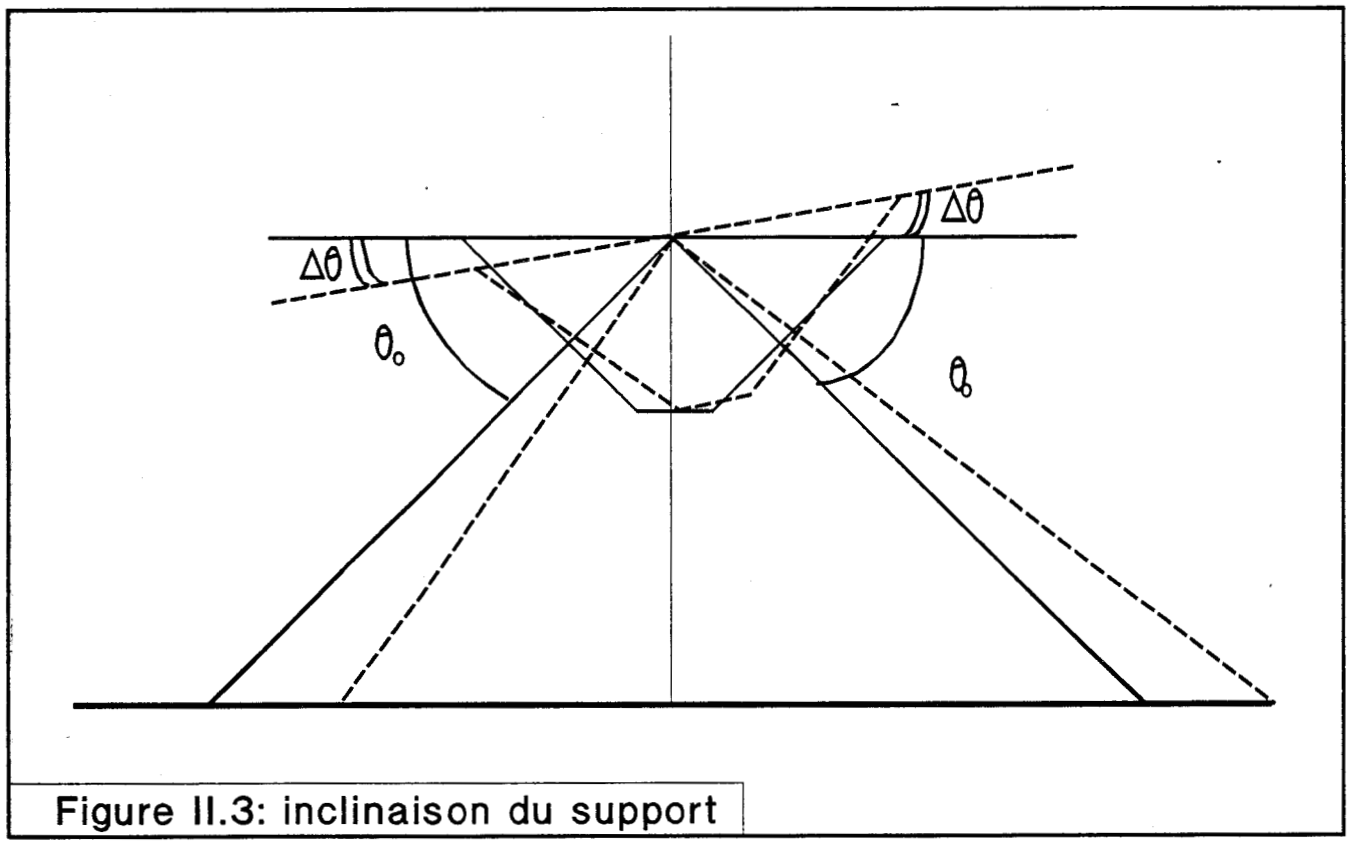
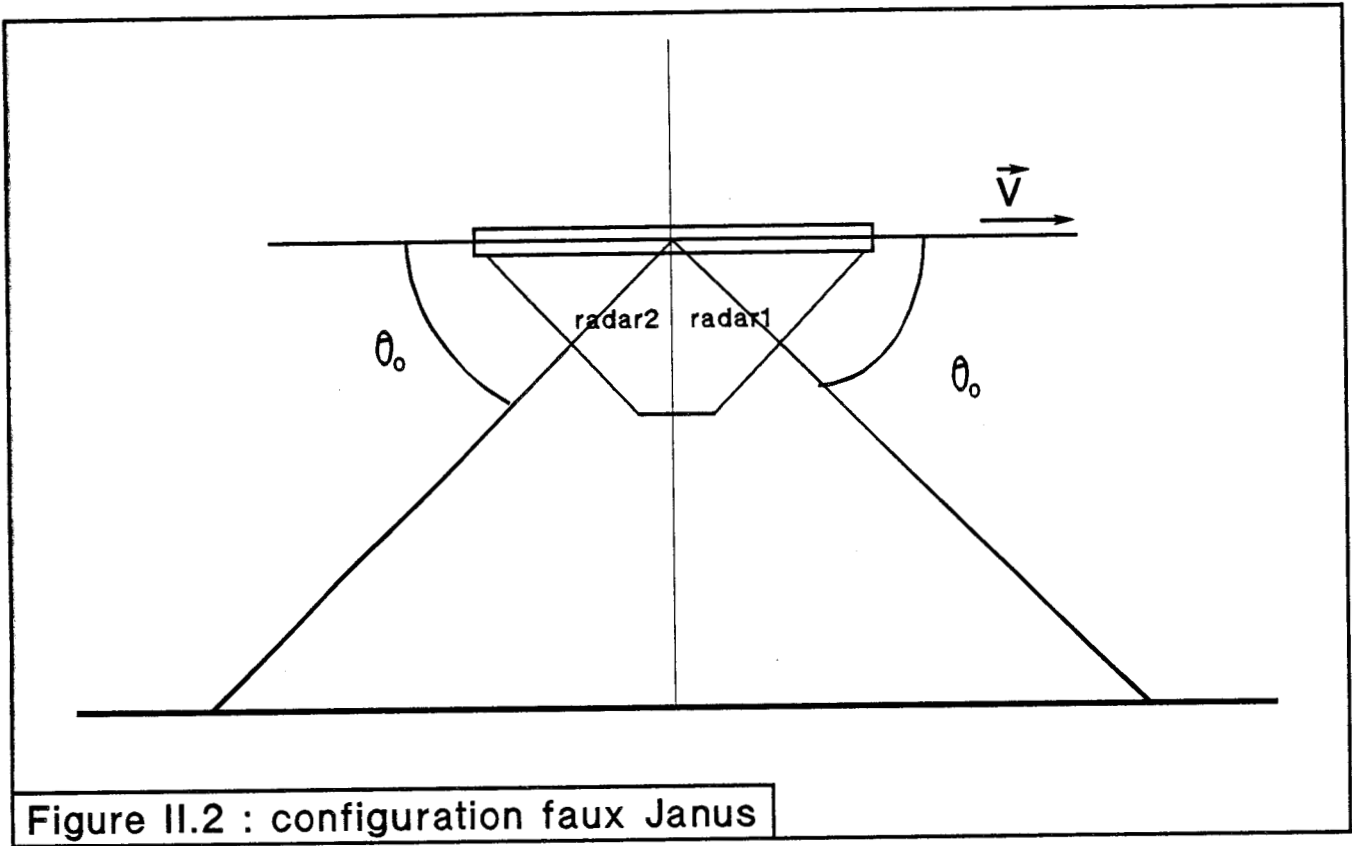
Les mesures pour les deux maquettes ont été effectuées dans les mêmes conditions : la mesure de bruit est faite en statique et correspond à l'amplitude du signal obtenu lorsque le radar est immobile et vise un absorbant hyperfréquence. Par contre la mesure en dynamique est faite sur le banc de simulation routier à une vitesse de 1 m/s (figure II.1).

Résultats

	Ancienne maquette	Nouvelle maquette	
		voie1	voie2
Bruit en mV	60	5	8,5
Signal en mV	5000	880	1100
Signal/Bruit en dB	38	45	42

L'augmentation du rapport signal/bruit de la nouvelle maquette est due principalement à :

- l'augmentation du gain et diminution des lobes secondaires de l'antenne.
- l'utilisation du mode différentiel en entrée et sortie du préamplificateur basse fréquence.



II- INTRODUCTION DU SYSTEME JANUS :

La configuration Janus repose sur le principe de l'utilisation d'une antenne bifaisceau à lobe avant et arrière ref[4].

Notre système est un faux Janus puisqu'il est constitué de deux radars Doppler montés sur le même support, visant symétriquement par rapport au plan vertical, avec la même inclinaison θ_0 par rapport à l'horizontale (figure II.2).

Le radar 1 récupère la fréquence F_{d1} , le radar 2 nous donne la fréquence Doppler F_{d2} , La fréquence retenue sera la demi somme $F_d = \frac{F_{d1} + F_{d2}}{2}$.

L'erreur commise sur la mesure de la fréquence Doppler provient essentiellement de l'inclinaison de l'antenne par rapport au sol et de l'existence d'une composante verticale de la vitesse de déplacement \vec{V} (phénomène de "pompage" des suspensions du véhicule).

Nous présenterons une étude plus approfondie sur le phénomène Janus au troisième chapitre, ici nous nous limitons à définir les corrections apportées par la configuration choisie.

Erreur due à l'inclinaison du support (figure II.3) ref[5] :

Cette inclinaison se traduit par un dépointage systématique du faisceau. Les deux fréquences Doppler s'écrivent:

$$F_{d1} = \frac{2 F_e V \cos(\theta_0 + \Delta\theta)}{C} ; \quad F_{d2} = \frac{2 F_e V \cos(\theta_0 - \Delta\theta)}{C}$$

La fréquence Doppler résultante :

$$F_d = \frac{2 F_e V \cos\theta_0 \cos\Delta\theta}{C} \quad \text{[II.1]}$$

L'erreur relative sur cette fréquence, si $\Delta\theta$ est faible (et après développement du cos au second ordre) est :

$$\text{Err} = \frac{\Delta F_d}{F_d} = \frac{\Delta\theta^2}{2} \quad [\text{II.2}]$$

au lieu de :

$$\text{Err} = \Delta\theta_0 \text{tg}\theta_0 + \frac{\Delta\theta^2}{2} \quad [\text{II.3}]$$

pour un système à une seule antenne monofaisceau.

La configuration à deux radars (ou faux Janus) ramène l'erreur relative due à une faible inclinaison du support, du premier au second ordre.

Erreur due à la composante verticale de la vitesse:

Si nous considérons que la vitesse \vec{V} possède une composante horizontale V et une composante verticale V_{ver} les fréquences Doppler pour les deux radars s'écrivent:

$$F_{d1} = \frac{2 Fe}{C} (V \cos\theta_0 + V_{\text{ver}} \sin\theta_0) \quad ; \quad F_{d2} = \frac{2 Fe}{C} (V \cos\theta_0 - V_{\text{ver}} \sin\theta_0)$$

Il en résulte :

$$F_d = \frac{2 Fe V \cos\theta_0}{C} \quad [\text{II.4}]$$

Nous constatons que cette configuration élimine l'effet de la composante verticale de la vitesse.

Calcul de l'erreur relative totale :

Cas d'une antenne monofaisceau:

La fréquence Doppler s'écrit en tenant compte de l'écart d'assiette et de la composante verticale de la vitesse :

$$F_d = \frac{2 Fe}{C} \left[V \cos(\theta_0 + \Delta\theta) + V_{\text{ver}} \sin(\theta_0 + \Delta\theta) \right] \quad [\text{II.5}]$$

En développant au second ordre par rapport à $\Delta\theta$ et en calculant $\frac{\Delta F_d}{F_d}$, l'erreur relative devient :

$$\text{Err} = \frac{\Delta F_d}{F_d} = \left[\frac{V_{\text{ver}}}{V} \text{tg}\theta_0 \right] + \left[\frac{V_{\text{ver}}}{V} + \text{tg}\theta_0 \right] \Delta\theta + \left[\frac{V_{\text{ver}}}{V} \text{tg}\theta_0 + 1 \right] \frac{\Delta\theta^2}{2} \quad [\text{II.6}]$$

Cas deux antennes:

Dans les mêmes conditions la fréquence Doppler s'écrit:

$$F_d = \frac{2 Fe \cos\theta_0}{C} \left[V \cos\Delta\theta + V_{\text{ver}} \sin\Delta\theta \right] \quad [\text{II.7}]$$

Le même développement au second ordre nous donnera l'erreur relative suivante:

$$\text{Err} = \frac{\Delta F_d}{F_d} = \left[\frac{V_{\text{ver}}}{V} \right] \Delta\theta + \frac{\Delta\theta^2}{2} \quad [\text{II.8}]$$

Le système faux Janus présente par rapport au système monofaisceau, un avantage incontestable, qui est de réduire au second ordre les erreurs introduites par le débattement vertical du véhicule et par l'inclinaison indésirable du support ou l'écart d'assiette. En pratique c'est ce dernier qui est susceptible de dégrader les résultats dans le cadre de cette application ferroviaire.

En conséquence, nous adopterons la configuration Janus, pour essayer de réduire au maximum l'erreur relative sur la fréquence Doppler.

III- TRAITEMENT DE SIGNAL REF[3;6] :

Le dispositif hyperfréquence délivre deux signaux Doppler s_{d1} et s_{d2} dont la fréquence contient l'information "vitesse" et dont le déphasage contient l'information "sens de marche".

Ces deux signaux sont envoyés vers la platine différentielle et par la suite vers l'appareil de traitement du signal.

Une dissymétrie des deux signaux est nécessaire pour pouvoir les traiter en prenant comme référence la masse du traitement. Cette dissymétrie est assurée, à l'entrée de l'appareil du traitement, par un amplificateur à entrée différentielle qui, en outre, rejette le mode commun et permet d'éliminer les perturbations électromagnétiques ramenées par la liaison.

Les deux signaux s_{d1} et s_{d2} étant obtenus à partir d'une même source hyperfréquence et par les mêmes obstacles, la mesure de période Doppler instantanée sera effectuée sur un seul canal.

La méthode mise en oeuvre dans ce traitement, consiste à détecter, après numérisation, les crêtes du signal et en déduire la période (qui est égale à la durée séparant deux crêtes successives).

Cette méthode de mesure s'accompagne d'une séparation des dispositifs de traitement à basses vitesses ($V < 25$ km/h) et à grandes vitesses ($V > 25$ km/h). On utilise pour cela des filtres passe bas et passe haut de deuxième ordre, ce qui permet de réduire considérablement les ondulations basse fréquence dans la plupart des cas, pour des vitesses supérieures à 25 km/h.

De plus, le bruit haute fréquence dans le dispositif de traitement des basses vitesses est diminué, ce qui permet une meilleure détection de l'arrêt (problème délicat car il consiste à s'assurer de la non existence d'une fréquence Doppler lorsque le véhicule est à l'arrêt).

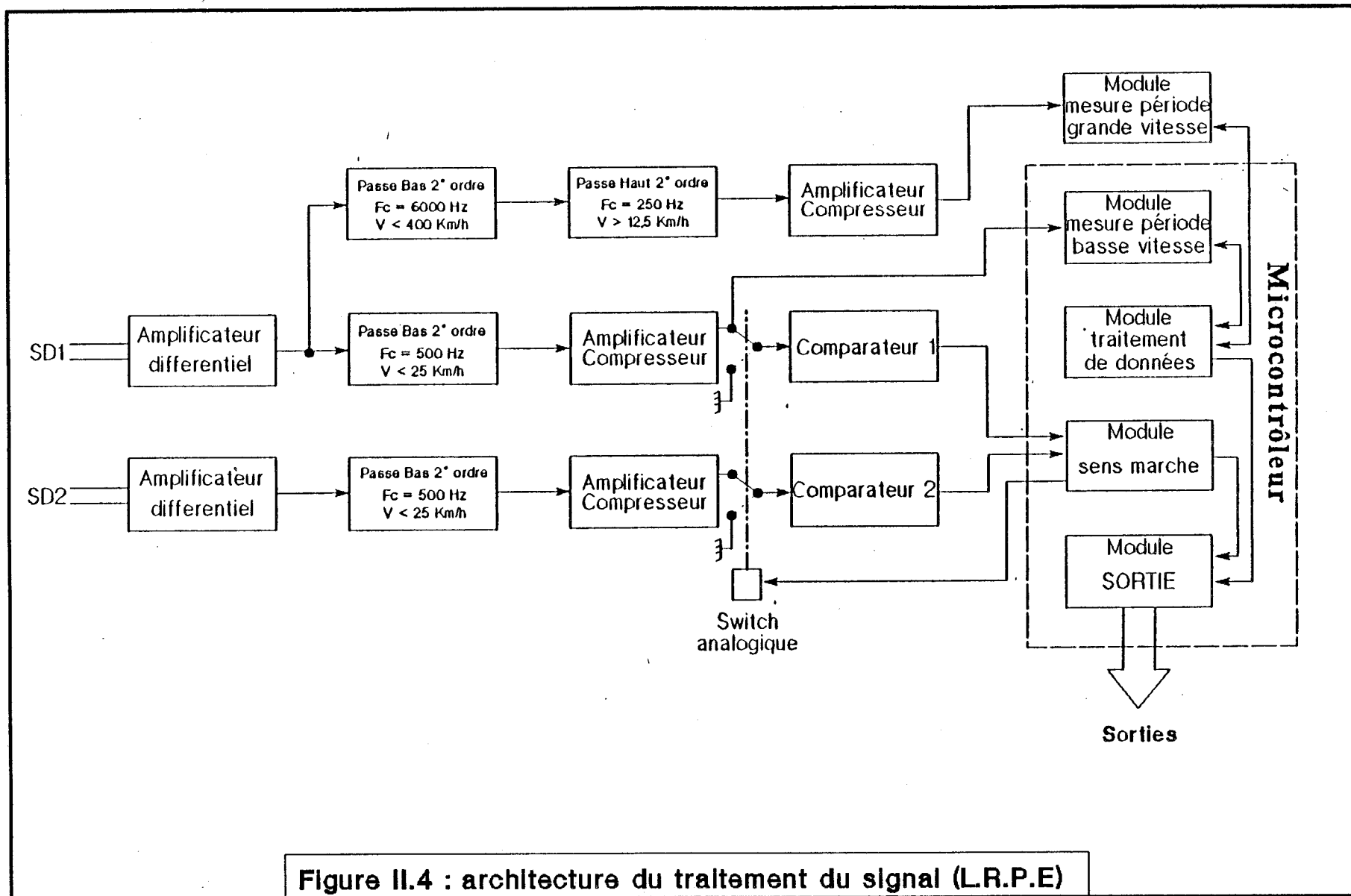


Figure II.4 : architecture du traitement du signal (L.R.P.E)

La détection des crêtes nécessite une numérisation du signal à l'aide d'un convertisseur analogique/numérique. Etant donnée la résolution de ce convertisseur (256 points crête/crête), les fluctuations de l'amplitude doivent être limitées pour pouvoir détecter les crêtes avec précision. Un amplificateur compresseur (pseudolog) est alors utilisé. Ce dispositif renforce le gain en présence de signaux de faible amplitude et le limite pour ceux à grande amplitude de manière à ne pas écrêter le signal.

En plus de la mesure de vitesse, ce système est prévu pour déterminer le sens de déplacement du véhicule. Cette information, déduite du signe du déphasage entre s_{d1} et s_{d2} , n'est traitée que dans la partie concernant les basses vitesses (le changement de sens de marche se fait obligatoirement en passant par l'arrêt). Une mise en forme des deux signaux est élaborée à l'aide de comparateurs, pour la détermination par logiciel du signe du déphasage.

Etant donné l'aspect aléatoire de la période Doppler, seul un moyennage des périodes acquises peut assurer des résultats stables. Ce moyennage est effectué sur un intervalle de temps, de l'ordre de 180 ms, choisi de manière à avoir une période Doppler moyenne statistiquement significative et un temps de réponse suffisamment court pour pouvoir s'intégrer dans un automatisme.

La figure II.4 donne l'architecture générale du traitement de signal, conçu et réalisé par le L.R.P.E. ref[6]. Ce système est bâti autour d'un microcontrôleur 16 bits (le 80C196 d'INTEL). Ce microcontrôleur offre une puissance et une rapidité de calcul compatible avec notre application; de plus il est doté d'un jeu d'interruptions, d'un ensemble d'entrées/sorties intégrées, de compteurs programmables en chronomètres et d'un convertisseur analogique/numérique (10 bits) possédant quatre voies dont une est utilisée pour numériser le signal Doppler aux basses vitesses.

IV- ESSAIS S.N.C.F. Ref[3;6]:

Pour évaluer les performances du cinémomètre ainsi défini, nous avons effectué des campagnes d'essais sur site réel:

- aux ateliers de la S.N.C.F. à Lille–Hellemmes (Nord) pour s'assurer du bon fonctionnement du radar et pour la répétabilité des mesures.

- sur le trajet Paris–Le Havre, en exploitation commerciale pour la précision des mesures à des vitesses différentes (allant de 0 à 160 Km/h).

Pour accéder aux informations "vitesse" et "sens de marche", le traitement du signal est suivi d'une interface permettant de traduire les signaux délivrés par le système en données numériques transmises par liaison série vers un ordinateur de type PC, qui affiche directement la vitesse en km/h ref[6].

La distance parcourue est affichée à chaque passage devant des repères définissant la base kilométrique (ces repères sont installés par la S.N.C.F.).

IV-1 : ESSAIS HELLEMES:

La S.N.C.F. a mis à notre disposition un tronçon de voie d'environ un kilomètre, situé à l'intérieur des ateliers régionaux, ainsi qu'un wagon de service réaménagé en fonction de nos besoins.

Le tronçon de voie disponible n'étant pas une voie d'exploitation normale, il présente les particularités suivantes:

- Le ballast n'est pas très homogène et les rails sont fixés sur des traverses en bois.

- La vitesse maximale autorisée est d'environ 30 Km/h.

- Deux repères, matérialisés par des catadioptrés, sont disposés sur le tronçon de voie, et sont séparés d'une distance de **976.93 m** (± 1 cm). Ces repères sont détectés par une cellule optique, afin de nous donner le début et la fin d'un parcours.

Dans un premier temps nous avons effectué des essais avec un seul cinémomètre, par la suite nous avons utilisé la configuration faux Janus.

Figure II.5.a:
Utilisation d'un seul cinémomètre

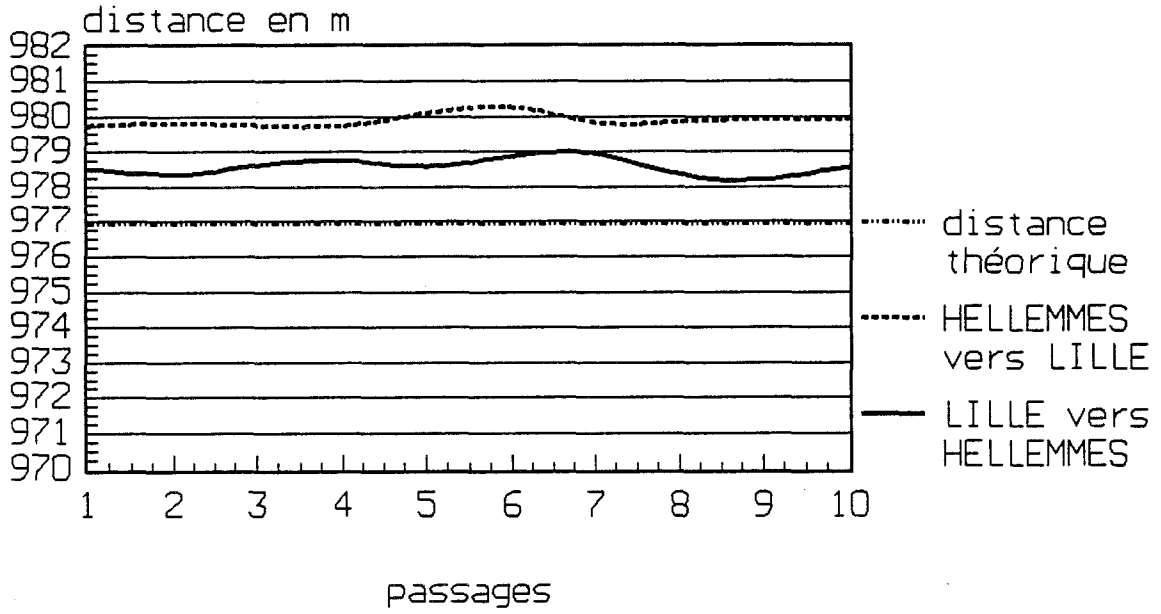
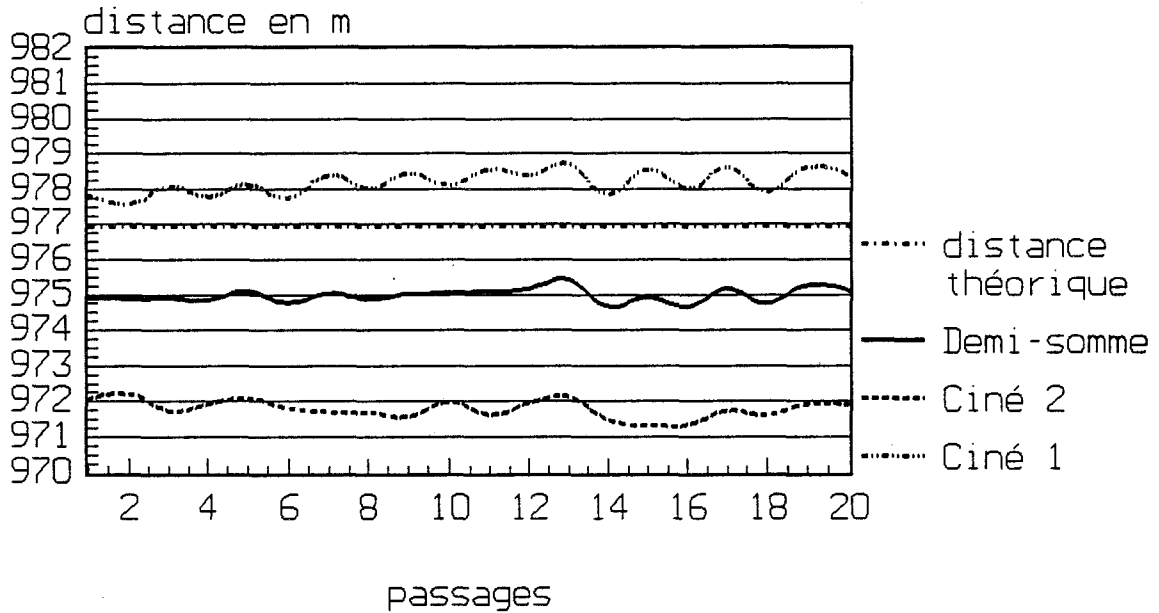


Figure II.5.b :
Utilisation de deux cinémomètres



UTILISATION D'UN SEUL CINEMOMETRE:

Pour cet essai nous avons effectué dix passages "aller" (de Hellemmes vers Lille) et dix autres "retour" (de Lille vers Hellemmes).

Le graphique de la figure II.5.a nous donne les valeurs des distances relevées à chaque passage; les principaux paramètres sont résumés dans le tableau suivant:

	Aller	Retour
Moyenne sur 10 passages	978,53 m	979,87 m
Ecart type relatif	0.03 %	.022 %
Ecart de la valeur théorique	1,6 m	2,94 m
Erreur angulaire	0,16°	0,3°

Remarques :

- Le sixième passage dans les deux sens a comporté un arrêt entre les repères.
- Le dixième passage dans le sens Lille-Hellemmes a comporté plusieurs arrêts et changements de sens de marche.
- Aucune anomalie de détection de sens de marche n'a été relevée.
- L'écart systématique observé en fonction du sens de marche peut s'expliquer par une variation angulaire du support d'antenne selon que le wagon est poussé ou tiré.

UTILISATION DE DEUX CINEMOMETRES MONTES EN JANUS:

Nous avons effectué les mêmes passages que précédemment. Le graphique (figure II.5.b) nous donne les valeurs des distances relevées pour chaque passage. Les principaux résultats sont résumés dans le tableau suivant:

	Ciné1	Ciné2	Demi -somme
Moyenne sur 20 passages	978,16 m	971,78 m	974.97
Ecart type relatif	0.054 %	0,033 %	0,031 %
Ecart de la valeur théorique	1,23 m	5,15 m	1,96 m
Erreur angulaire	0,12°	- 0,53°	

Remarques:

- Nous avons effectué trois passages supplémentaires, les deux premiers comportant des arrêts en ligne, les distances mesurées par le ciné 1 sont: 979.34 m et 978.07 m.

- Le troisième passage comportant un rebroussement d'une centaine de mètres (entre les repères) puis reprise du sens normal; lors du rebroussement, l'indicateur du sens de marche était utilisé pour décompter la distance mesurée par notre système; nous avons obtenu une distance entre repères de 978.21 m.

- Les valeurs moyennes des déphasages, sur 500 échantillons, sont: de 65.67° dans un sens de marche et de -47.51° dans l'autre, donc aucune ambiguïté sur le sens de marche.

Les essais de répétabilité montrent que notre système respecte largement le cahier des charges de la S.N.C.F.; nous l'avons alors testé sur une voie commerciale.

IV-2 : ESSAIS SUR SITE EN EXPLOITATION (PARIS - LE HAVRE):

Les essais se sont déroulés sur quatre jours non consécutifs : les trajets de la matinée ont lieu jusqu'au Havre (227 km) avec plusieurs arrêts dont ROUEN. Les trajets de l'après-midi se limitent à ROUEN (168 km) avec le terminus du train à SOTTEVILLE.

Les conditions météorologiques sont très variables : des températures moyennes, allant d'une valeur minimale de 7.7° à une valeur maximale de 27° environ; des taux d'humidité allant de 34 % à 88 % (pluie au départ du HAVRE et averse à 25 km du point de départ).

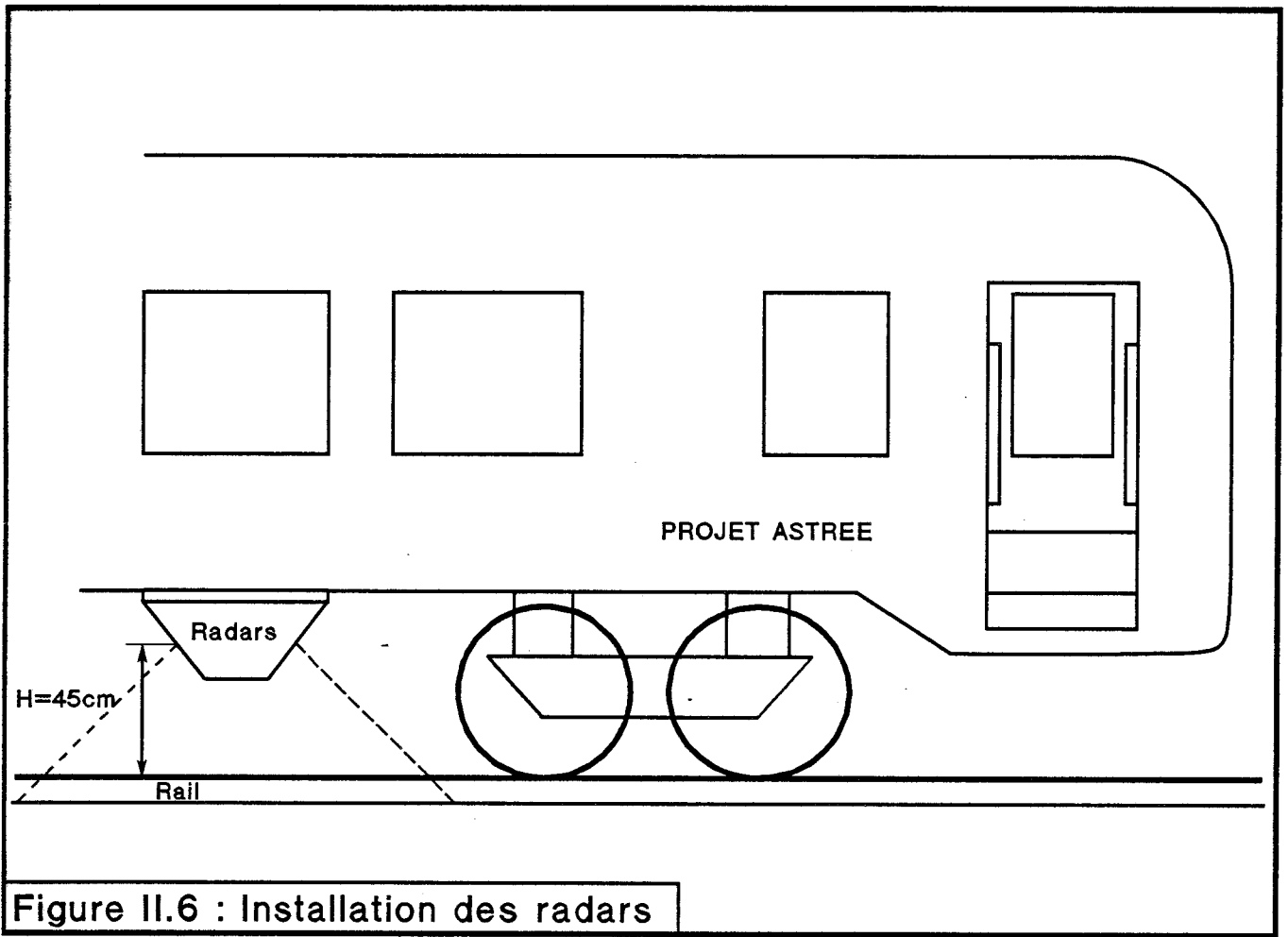


Figure II.6 : Installation des radars

Les têtes hyperfréquences permettant d'obtenir les signaux Doppler étaient fixées sous la caisse de la voiture; le centre du radôme était à 45 cm du plan de roulement et l'axe de l'antenne étant incliné de 30° par rapport à l'horizontale, visant le ballast à l'intérieur du rail (figure II.6).

RESULTATS:

Nous avons effectué dans la voiture d'essai attelée à un convoi régulier trois allers et retours Paris-Rouen et trois allers et retours Paris-le Havre (soit près de 2400 km), ce qui fait que le tronçon commun Paris-Rouen a été parcouru six fois dans chaque sens.

Il faut noter que ces parcours n'ont pas tous été effectués à la même vitesse car le convoi ayant Rouen pour terminus était limité à 130 km/h alors que celui ayant le Havre pour terminus pouvait atteindre 160 km/h. De plus le parcours Paris-Rouen comportait des arrêts intermédiaires que l'on ne retrouvait pas sur Paris-Le Havre.

Les essais de répétabilité de mesure de distance ont ainsi été effectués dans des conditions très diverses.

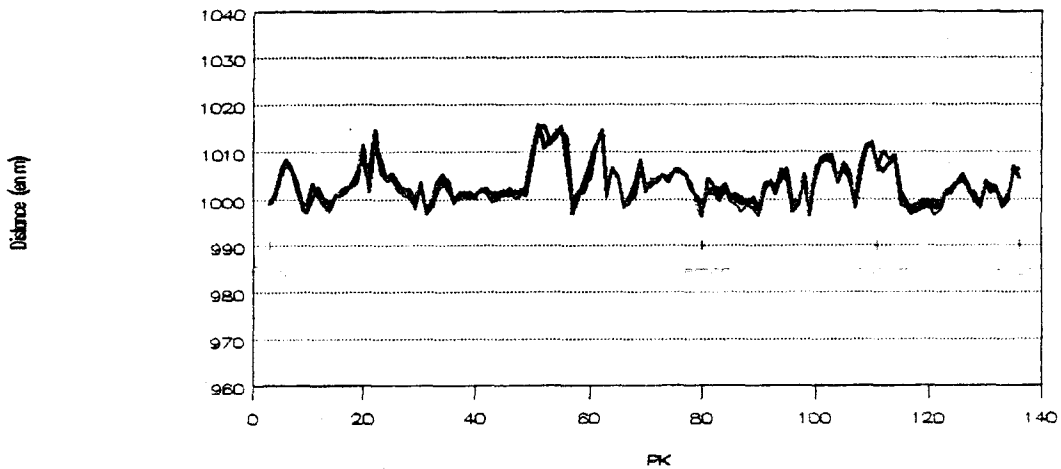
Sur les six parcours communs Rouen-Paris, nous en avons obtenu quatre correspondant à la totalité du trajet et effectué avec la même configuration du système (le support des radars est placé à l'endroit défini précédemment).

Le dernier parcours a été effectué en décalant le support des antennes et un autre a subi une perte de repère "S.N.C.F." qui a occasionné, (vu la vitesse du convoi), la perte du traitement de plusieurs kilomètres.

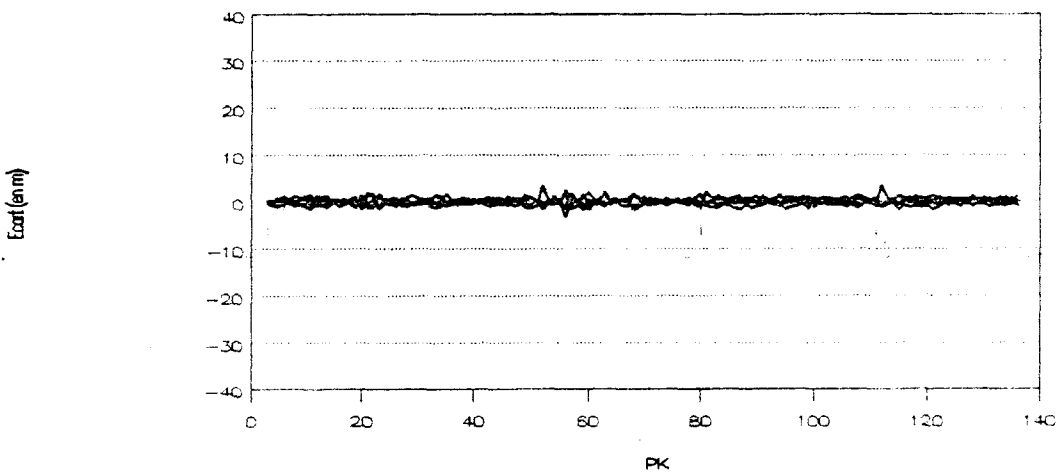
Le repère S.N.C.F. était fourni par une roue phonique montée sur essieu libre, qui délivrait une impulsion à chaque kilomètre parcouru. Le cinémomètre indiquait la distance qu'il avait vu entre chaque impulsion.

Trajet Rouen - Paris

Distance entre 2 tops



Ecart de la valeur moyenne



Ecart de la valeur moyenne

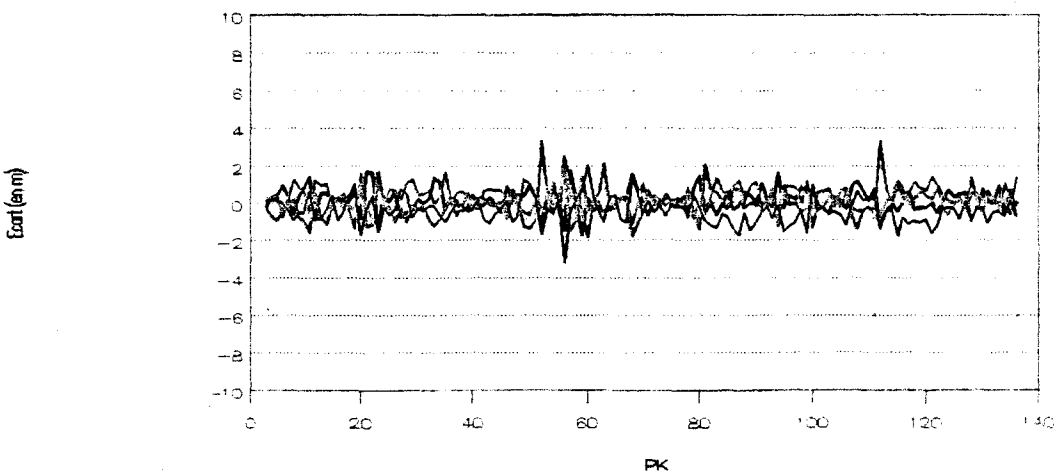


Figure II.7: résultats des essais

Sur le premier graphique de la figure II.7 sont présentées, kilomètre par kilomètre, les distances indiquées par le cinémomètre (en couleurs différentes pour chacun des trajets) ref[6].

En fonction du point kilométrique de la voie où se trouvait le train, ces distances subissaient des fluctuations pouvant aller jusqu'à ± 10 m, soit des différences relatives de $\pm 1\%$.

Le fait que les distances mesurées soient presque toutes systématiquement supérieures à 1000 m est probablement dû à une erreur angulaire de calage du plan d'antenne par rapport au plan des rails.

Mais on constate que les quatre tracés effectués sur quatre trajets successifs sont parfaitement superposables.

Le deuxième graphique de cette figure montre (toujours avec quatre couleurs différentes) les écarts de chacun des tracés par rapport à la valeur moyenne sur chaque kilomètre.

Les échelles des ordonnées des premier et deuxième graphiques sont les mêmes. Ces deux figures permettent de se rendre compte que les variations que l'on observe sont dues à des différences de l'armement de la voie et non pas à des erreurs instrumentales aléatoires du cinémomètre.

Le troisième graphique, permet de constater que les fluctuations propres du cinémomètre restent contenues à l'intérieur d'une bande de $\pm 1,5$ pour mille, sauf à quatre endroits qui correspondent curieusement aux points kilométriques où l'on observe les plus grandes variations dues à la voie elle-même.

V- CONCLUSION:

Nous pouvons conclure de ces essais que la reproductibilité des mesures de notre cinémomètre est conforme à la précision demandée par le cahier des charges ($\pm 1,5$ pour 1000).

Les fluctuations (bien reproductible), de l'ordre du centième, observées en certains points des parcours sont probablement dues à des variations du pouvoir rétrodiffusant de la voie, qui varie certainement en fonction de sa structure, c'est à dire de son armement, qui n'est pas homogène tout au long du trajet.

L'amélioration du cinémomètre à effet Doppler en vue d'application ferroviaire nous a permis d'atteindre des résultats satisfaisants. Nous avons ainsi répondu au cahier des charges de la S.N.C.F., mis à part le problème des fluctuations répétitives caractéristiques de la voie.

Par contre, dans la suite de ce travail, nous nous sommes penchés sur un autre problème, en l'occurrence l'adaptation du cinémomètre, en vue d'application dans le domaine de l'automobile.

BIBLIOGRAPHIE DU DEUXIEME CHAPITRE

[1] : DUMOULIN G.

"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour applications ferroviaires"

Thèse d'Université, LILLE, Février 1989

[2] : DHALLUIN L.

"Conception d'oscillateurs micro-ondes (bande X) en vue de l'intégration monolithique d'un capteur cinémométrique"

Thèse d'Université, LILLE, Décembre 1989

[3] : EL SALEOUS N.

"Etude et réalisation d'un traitement de signal pour cinémomètre Doppler"

Thèse d'Université, LILLE, Décembre 1990

[4] : VATERKOWSKI J.L., VAN DE VELDE J.C., DELGUTTE J.P.

"Cinémomètre a effet Doppler"

Rapport final C.H.S. 1980

[5] : EL SALEOUS N.

"Conception d'une centrale à base de microcontrôleur 16 bits pour le traitement du signal Doppler"

Rapport D.E.A., LILLE, Juillet 1988

[6] : C.H.S. : VINDEVOGHEL J., EL BEKKALI M., DESCAMPS P.

L.R.P.E. : GABILLARD R., BAUDET J., EL SALEOUS N., SEMET C.

"Cinémomètre a effet Doppler à tête hyperfréquence intégrée en vue d'application à la S.N.C.F."

Rapport final de contrat S.N.C.F, Octobre 1990

Chapitre III :
Application automobile du radar
Etude de l'effet Janus

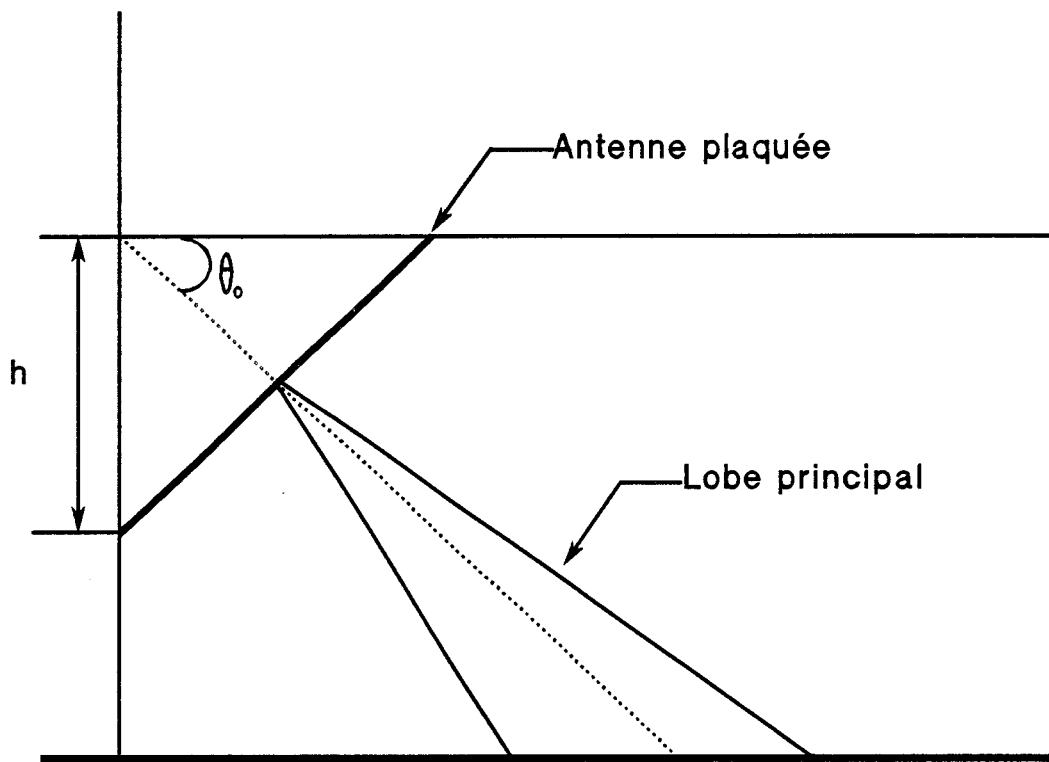


Figure III.1 : encombrement de l'antenne

INTRODUCTION

Dans le cadre du projet, intitulé conception et réalisation monolithique de capteurs micro-ondes pour l'automobile, présenté par les Laboratoires d'Electronique PHILIPS (L.E.P.) et le Centre Hyperfréquences et Semi-conducteur (C.H.S.) de l'Université de Lille, nous nous sommes intéressés à la partie antenne du capteur. L'intégration monolithique de la tête hyperfréquence fera l'objet d'une prochaine thèse qui se prépare au sein de l'équipe.

L'utilisation comme capteurs cinémométriques d'antennes à lobe principal perpendiculaire à la surface de l'antenne nécessite une inclinaison θ_0 de ce lobe par rapport à l'horizontale, puisque la fréquence du signal Doppler est proportionnelle au cosinus de θ_0 (chap.I, formule 1). Pour assurer cette inclinaison, le plan de l'antenne doit être incliné d'un angle $(\frac{\pi}{2} - \theta_0)$ par rapport à l'horizontale (figure III.1).

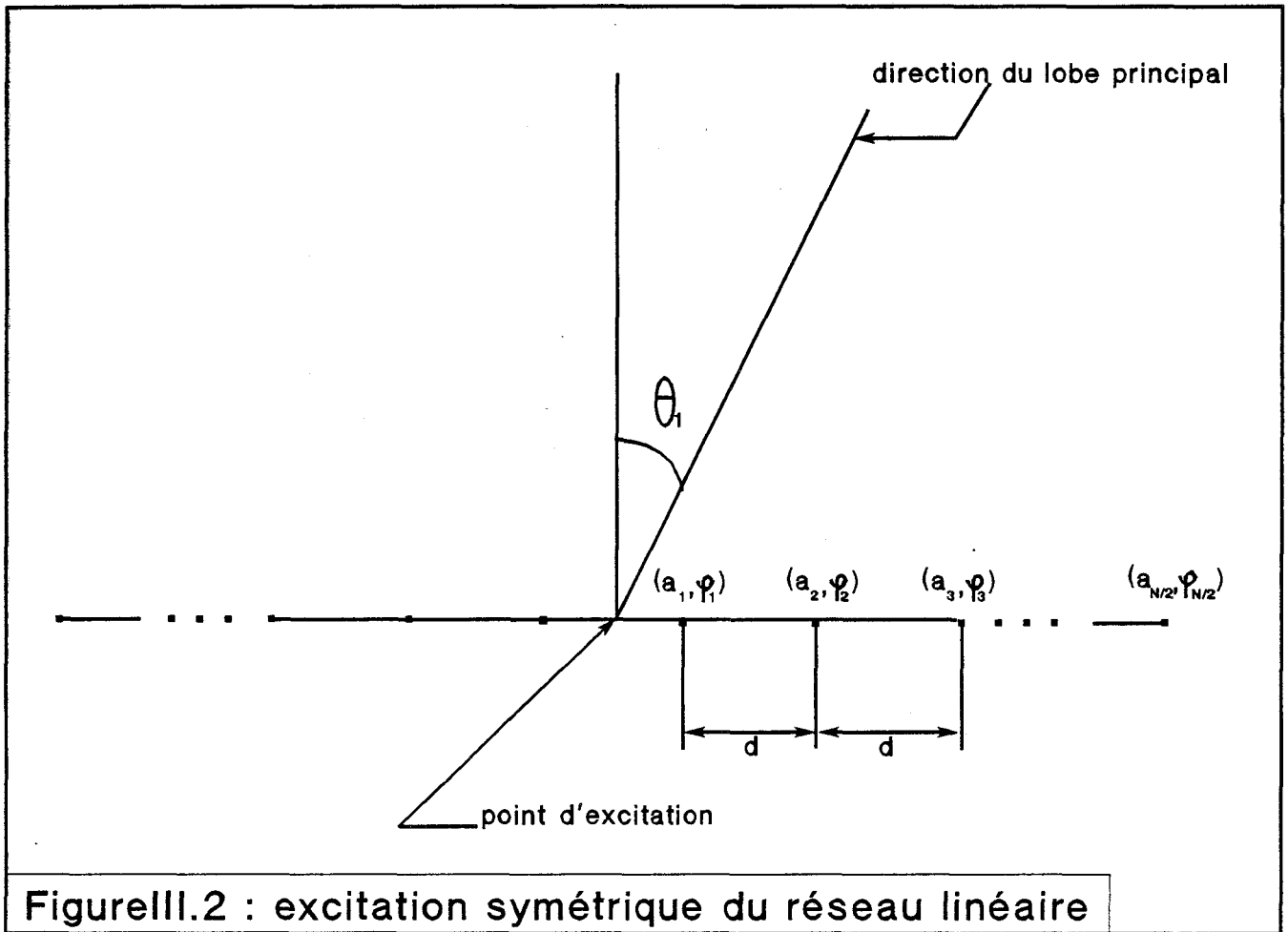
Une antenne réseau, ayant les dimensions de l'antenne à 48 éléments, citée au premier chapitre, inclinée de $(\frac{\pi}{2} - \theta_0)$ par rapport à l'horizontale, présentera une hauteur $h=15$ cm environ (figure III.1) : il est dans ces conditions quasiment impossible de la positionner sous un véhicule particulier. De plus, si on veut garder un signal de bonne qualité, nous ne pouvons pas réduire les dimensions de l'antenne réseaux à utiliser, parce que ceci revient à réduire le nombre d'éléments du réseau et par conséquent à détériorer ses performances.

Pour solutionner ce problème, nous avons opté pour l'utilisation d'antennes réseaux à lobe principal incliné.

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser dans un premier temps à l'incidence de ce type d'antenne sur la fréquence Doppler; par la suite nous étudierons l'effet Janus (défini au deuxième chapitre), pour pouvoir choisir entre l'utilisation de :

- Deux antennes individuelles ayant chacune un lobe principal incliné et montées en Janus, ce que nous appellerons un faux Janus.

- Une antenne ayant deux lobes principaux visant en Janus ce que nous appellerons un vrai Janus.



I- ANTENNE A LOBE INCLINE:**I-1 : Fonction caractéristique:**

L'expression du diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire, (donnée dans le premier chapitre formule 13), s'écrit:

$$F(\theta) = R(\theta) f(\theta)$$

avec:

$f(\theta)$ diagramme de rayonnement de la source élémentaire.

$R(\theta)$ fonction caractéristique du réseau.

Pour pouvoir incliner le lobe principal du réseau linéaire, il faut que les excitations des éléments rayonnants du réseau soient complexes; la fonction caractéristique du réseaux devient donc :

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n^* e^{j(k_0 d_n \sin\theta)}$$

a_n^* étant l'excitation complexe du $n^{\text{ième}}$ élément rayonnant qui est égale à $a_n e^{-j\varphi_n}$.

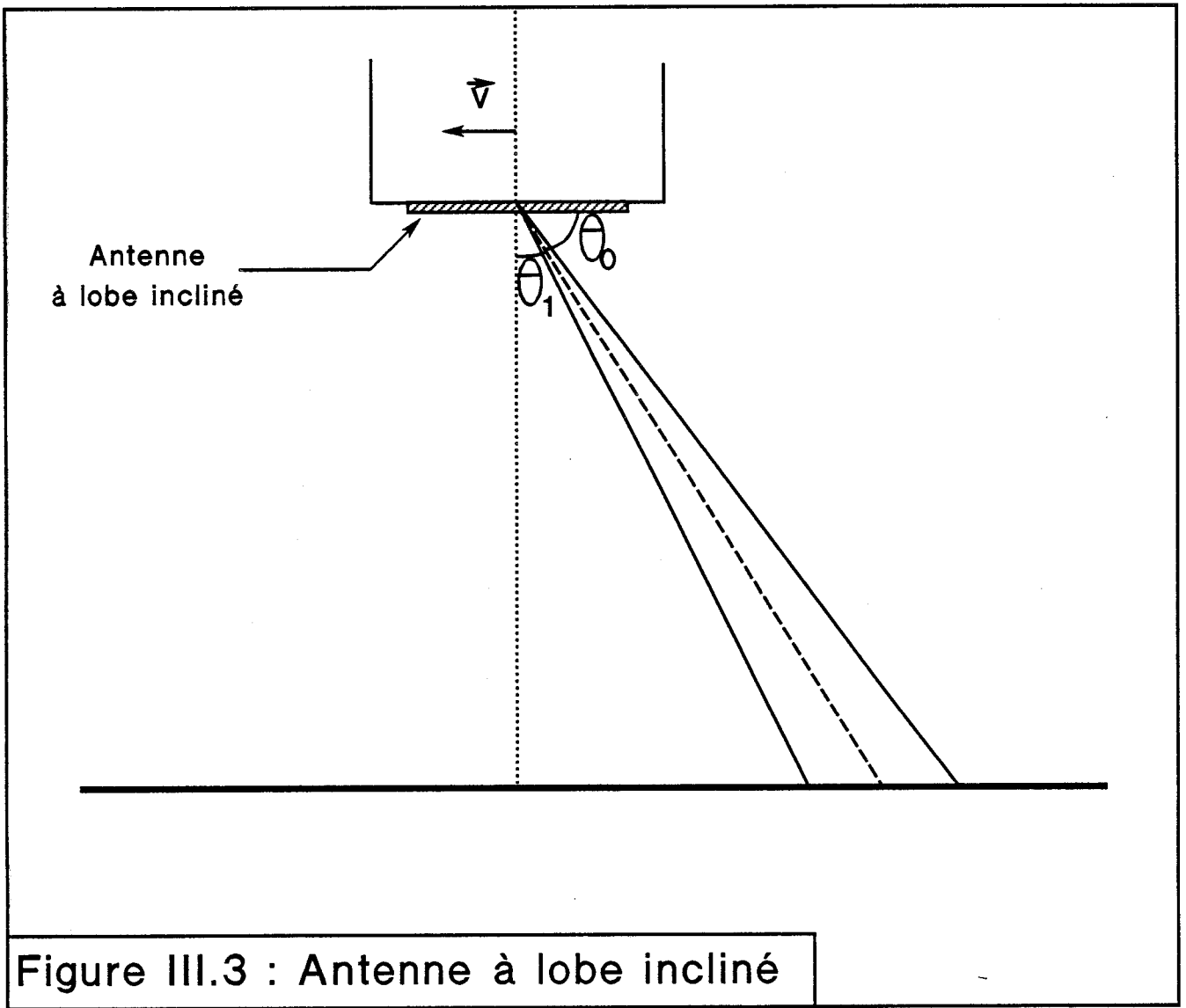
$R(\theta)$ peut alors s'écrire:

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(k_0 d_n \sin\theta - \varphi_n)}$$

Elle est maximale pour une direction du lobe principal θ_1 telle que:

$$\varphi_n = k_0 d_n \sin\theta_1 \quad \text{[III.1]}$$

Dans notre cas nous excitons le réseau linéaire de façon symétrique (figure III.2), la distance inter-éléments d ainsi que l'incrément de phase φ étant identiques:



$$d_n = (n - 0,5) d$$

$$\varphi_n = (n - 0,5) \varphi$$

Dans ce cas nous obtenons la relation suivante:

$$\varphi = k_0 d \sin\theta_1 \quad [\text{III.2}]$$

ce qui va nous permettre de relier l'incrément de phase φ à la fréquence Doppler.

I-2 : Fréquence Doppler:

La fréquence Doppler est donnée par la relation (chapitreI, formule1):

$$F_d = \frac{2 V \cos\theta_0}{\lambda_0}$$

avec:

V: vitesse du véhicule.

θ_0 : Inclinaison du lobe principal de l'antenne par rapport à l'horizontale.

D'après la définition de la fonction caractéristique du réseau (chapitreI, formule13) l'angle θ_1 est pris par rapport à la normale au plan de l'antenne, pour rester conforme à nos notations nous exprimons l'incrément de phase inter-éléments φ en fonction de θ_0 pris par rapport à l'horizontale (le complément à $\frac{\pi}{2}$ de θ_1) (figureIII.3) :

$$\varphi = \frac{2 \pi d \cos\theta_0}{\lambda_0} \quad [\text{III.3}]$$

L'expression de la fréquence Doppler devient alors:

$$F_d = \varphi \frac{V}{\pi d} \quad [\text{III.4}]$$

Pour ce type d'antenne le rapport de proportionnalité entre la fréquence

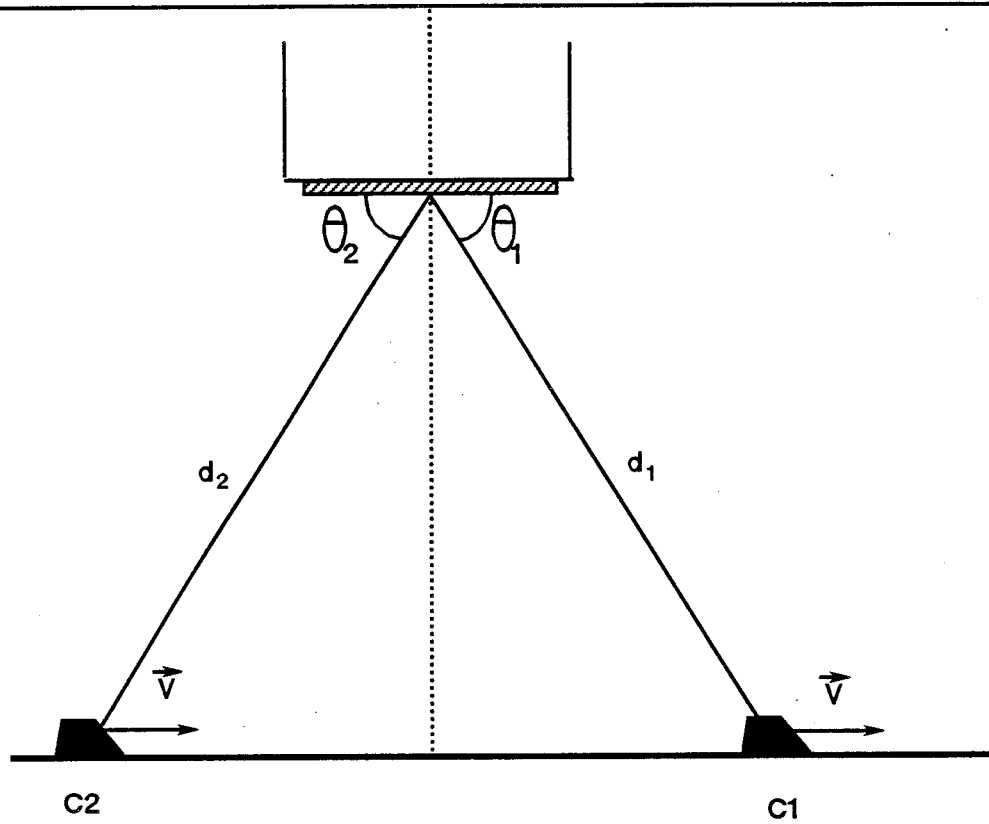


Figure III.4 : antenne à deux lobes

Doppler et la vitesse du mobile ne dépend que de deux paramètres:

- L'incrément de phase inter-éléments.
- La distance géométrique inter-éléments.

II- EFFET JANUS:

Dans cette partie nous allons faire une étude comparative, entre les corrections ramenées au signal Doppler par:

- deux radars montés en Janus.
- un radar dont l'antenne possède deux lobes principaux visant en Janus.

Une étude analytique de ce problème sera d'abord menée puis par la suite nous la développerons en utilisant une approche statistique du signal Doppler.

II-1: Etude analytique:

1- Position du problème:

Soit une antenne ayant deux lobes principaux, faisant respectivement des angles θ_1 et θ_2 par rapport à l'horizontale (figure III.4).

Supposons que les deux lobes visent simultanément deux obstacles c_1 et c_2 . Si nous écrivons le signal émis:

$$S_e = A e^{j\omega t}$$

les signaux présents juste avant la détection sont:

$s = a e^{j\omega t}$: une portion du signal émis.

$s_1 = a_1 e^{j\omega t} e^{-j \frac{4\pi d_1}{\lambda}}$: signal rétrodiffusé par l'obstacle c_1 .

$s_2 = a_2 e^{j\omega t} e^{-j \frac{4\pi d_2}{\lambda}}$: signal rétrodiffusé par l'obstacle c_2 .

λ : La longueur d'onde dans l'air de l'onde d'émission.

Comme a_1 et a_2 sont des amplitudes de signaux rétrodiffusés, ils sont faibles devant a . Le signal global avant la détection s'écrit:

$$S = a e^{j\omega t} \left(1 + \epsilon_1 e^{-j\frac{4\pi d_1}{\lambda}} + \epsilon_2 e^{-j\frac{4\pi d_2}{\lambda}} \right).$$

avec ϵ_1 et ϵ_2 des quantités faibles devant 1.

Le signal détecté S_D est proportionnel au module de S élevé au carré ($|S|^2$); en négligeant les termes du second ordre nous obtenons:

$$S_D \approx 1 + 2\epsilon_1 \cos\left(\frac{4\pi d_1}{\lambda}\right) + 2\epsilon_2 \cos\left(\frac{4\pi d_2}{\lambda}\right) \quad [\text{III.5}]$$

Dans le cas général, du fait de l'existence des deux termes en cosinus, il est difficile d'exprimer la fréquence Doppler à partir de l'expression de S_D . Dans un premier temps nous considérons que le coefficient de rétrodiffusion du sol est uniforme ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon$), puis par la suite nous examinerons les modifications apportées à la valeur de la fréquence Doppler en supposant que ϵ_1 et ϵ_2 sont voisins ($\epsilon_1 = \epsilon + \Delta\epsilon$; $\epsilon_2 = \epsilon - \Delta\epsilon$).

a-Coefficient de rétrodiffusion constant:

Supposons que les obstacles c_1 et c_2 ont le même coefficient de rétrodiffusion, nous remplaçons alors les quantités ϵ_1 et ϵ_2 par ϵ , l'expression du signal Doppler sera proportionnelle à S_d tel que:

$$S_d = \epsilon \left(\cos\left(\frac{4\pi d_1}{\lambda}\right) + \cos\left(\frac{4\pi d_2}{\lambda}\right) \right) \quad [\text{III.6}]$$

Comme d_i s'exprime en fonction de la composante horizontale de la vitesse du mobile par la relation ref[1] :

$$d_i = V \cos\theta_i t$$

alors:

$$S_d = \epsilon \left(\cos(2\pi f_d \cos\theta_1 t) + \cos(2\pi f_d \cos\theta_2 t) \right)$$

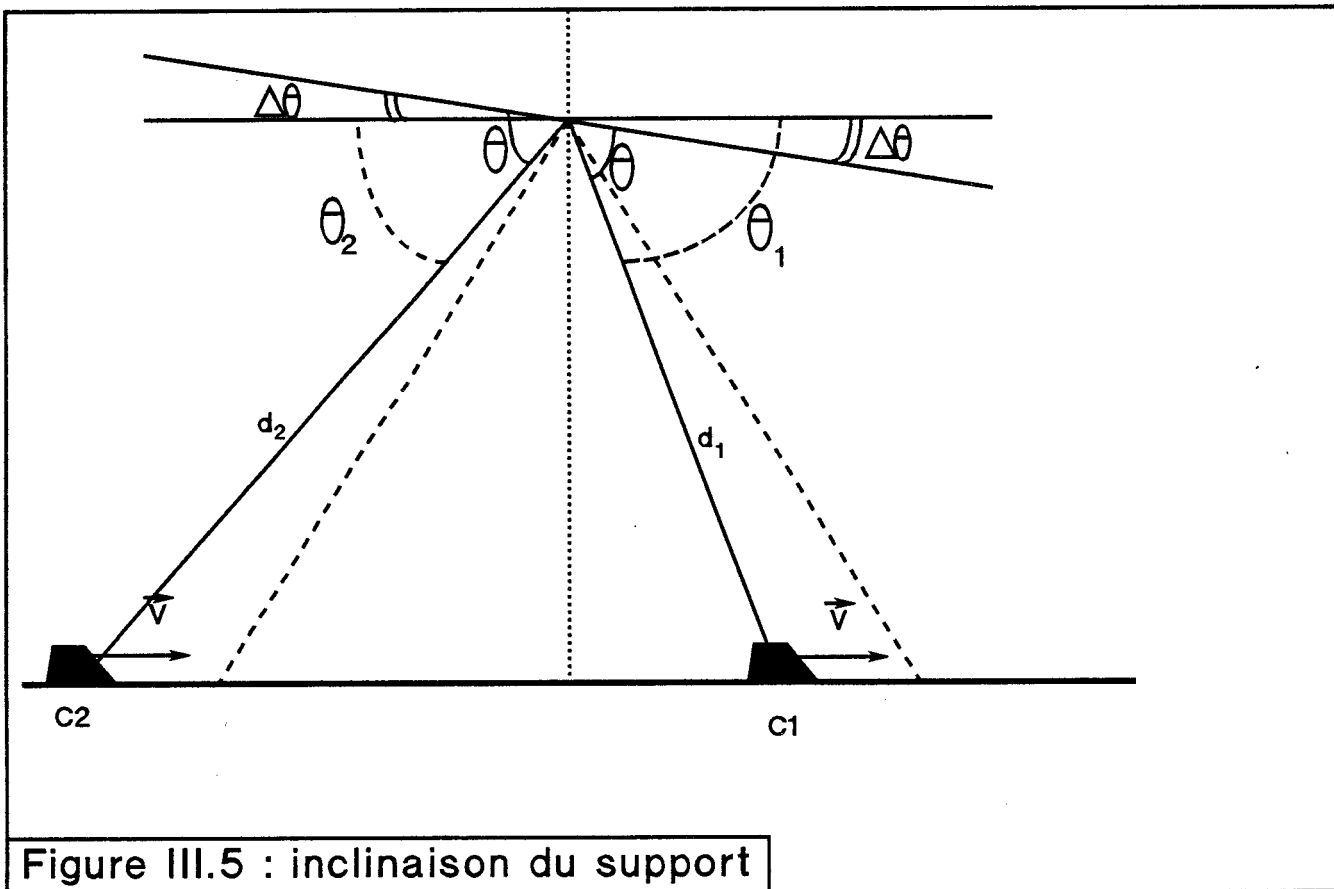


Figure III.5 : inclinaison du support

ou encore:

$$S_d = 2 \epsilon \cos\left(2 \pi f_d \frac{\cos\theta_1 + \cos\theta_2}{2} t\right) \cos\left(2 \pi f_d \frac{\cos\theta_1 - \cos\theta_2}{2} t\right)$$

avec:

$$f_d = \frac{2 V}{\lambda} : \text{Correspondant à la fréquence Doppler d'un radar en réflexion.}$$

Nous allons voir maintenant ce que devient S_d en introduisant une inclinaison du support $\Delta\theta$. Nous avons comme expressions pour θ_1 et θ_2 (figure III.5):

$$\theta_1 = \theta + \Delta\theta$$

$$\theta_2 = \theta - \Delta\theta$$

Et par conséquent :

$$S_d = 2 \epsilon \cos(2 \pi f_d \cos\theta \cos\Delta\theta t) \cos(2 \pi f_d \sin\theta \sin\Delta\theta t)$$

Nous obtenons enfin un signal modulé en amplitude avec une fréquence Doppler F_D et une fréquence de modulation F_M telles que:

$$F_D = \frac{2 V}{\lambda} \cos\theta \cos\Delta\theta \quad \text{[III.7]}$$

$$F_M = \frac{2 V}{\lambda} \sin\theta \sin\Delta\theta \quad \text{[III.8]}$$

La fréquence Doppler obtenue est la même que pour deux antennes identiques montées en Janus dont nous avons présenté les résultats au chapitre II. Par contre dans le cas de l'antenne à deux lobes, une modulation d'amplitude apparaît : ceci introduira une erreur sur la détermination de la vitesse à partir du signal Doppler.

b- coefficient de rétrodiffusion non uniforme:

Dans ce cas les obstacles c_1 et c_2 ont des coefficients de rétrodiffusion différents. A partir de l'expression du signal S_d :

$$S_d = \epsilon_1 \cos(2 \pi f_d \cos\theta_1 t) + \epsilon_2 \cos(2 \pi f_d \cos\theta_2 t) \quad \text{[III.9]}$$

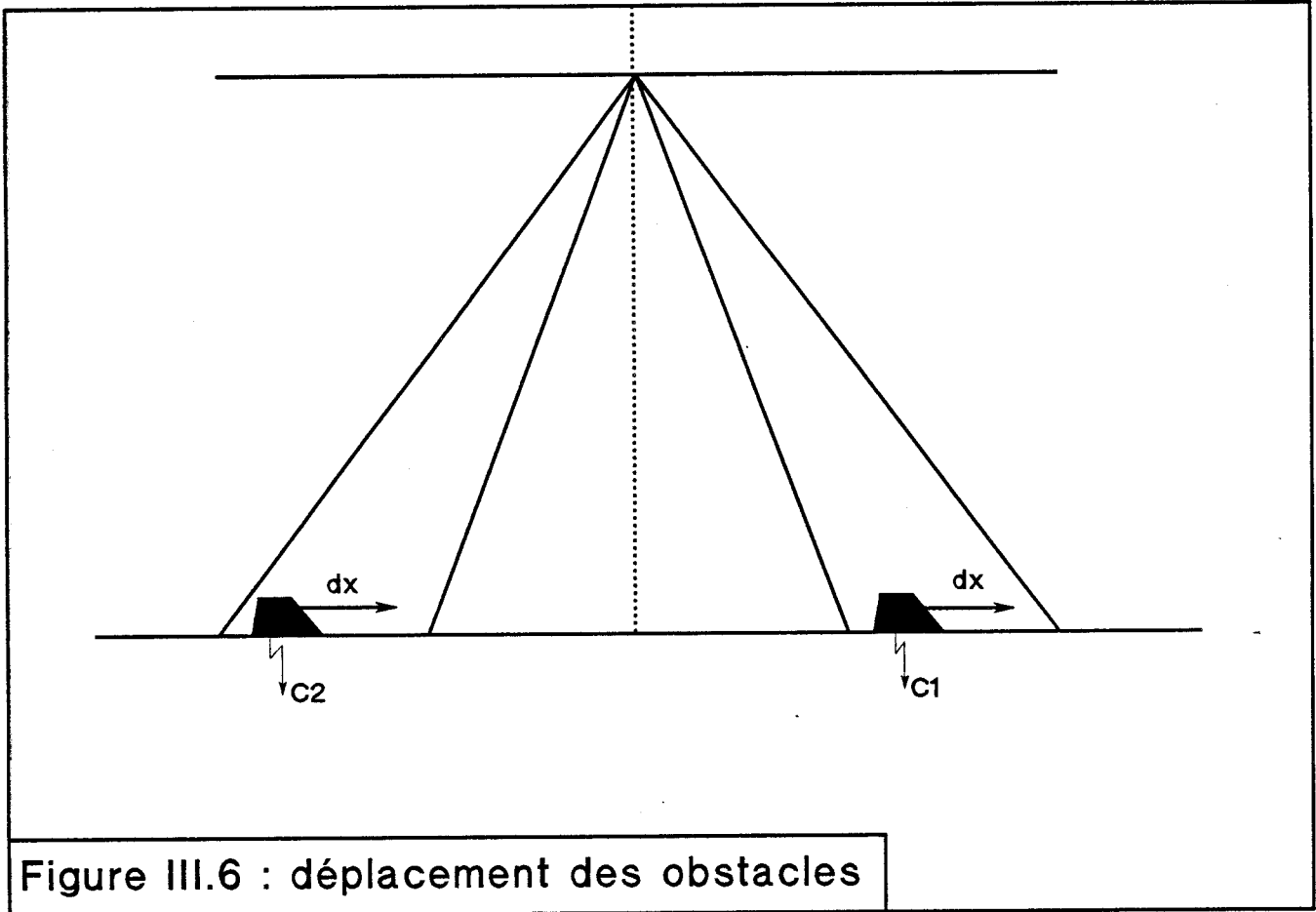


Figure III.6 : déplacement des obstacles

en gardant les mêmes formes pour θ_1 et θ_2 , en posant :

$$\epsilon_1 = \epsilon + \Delta\epsilon$$

$$\epsilon_2 = \epsilon - \Delta\epsilon$$

et en utilisant les mêmes transformations que précédemment, le signal S_d devient:

$$S_d = 2\epsilon \left\{ \cos(2\pi F_M t) \cos(2\pi F_D t) - \frac{\Delta\epsilon}{\epsilon} \cos\left(2\pi F_M t + \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(2\pi F_D t + \frac{\pi}{2}\right) \right\}$$

L'antenne à deux lobes fournit un signal Doppler S_d qui est une superposition de deux signaux en quadrature de phase, modulés en amplitudes et ayant la même fréquence Doppler. Les signaux de modulation sont à leurs tours en quadrature de phase et ils ont la même fréquence de modulation.

c- Conclusion:

L'apparition d'une fréquence de modulation dans le premier cas, et la forme du signal dans le second, nécessitent une méthode numérique de traitement pour déduire l'information Doppler, mettre en évidence la correction ramenée et enfin comparer les deux types de Janus.

2- Méthode numérique de traitement ref[2]:

a- Discrétisation du déplacement d'obstacles le long d'un parcours simulé - Signal Doppler résultant:

Pour simuler le déplacement des obstacles le long d'un parcours PARC (en cm), nous discrétisons le calcul sur ce parcours de la façon suivante:

à chaque itération j deux obstacles c_j^1 et c_j^2 se déplacent simultanément d'une quantité dx sous les deux lobes de l'antenne (figure III.6).

Nous définissons le nombre k_x de pas par longueur d'onde, comme une donnée du problème:

$$k_x = \frac{\lambda}{dx}$$

Nous en déduisons la durée DUR de simulation ainsi que le nombre d'itérations j nécessaire pour avoir un nombre de périodes suffisant pour le traitement:

$$DUR = \frac{PARC}{dx}$$

Notre signal Doppler discrétisé sera alors pour $1 < j < DUR$:

$$S_d(j) = \epsilon_1(j) \cos\left(2\pi \frac{2j}{k_x} \cos\theta_1\right) + \epsilon_2(j) \cos\left(2\pi \frac{2j}{k_x} \cos\theta_2\right) \quad [III.10]$$

$$\text{puisque } f_d t = \frac{2V}{\lambda} t = 2 \frac{dx}{\lambda} \frac{t}{dt}$$

b- Détermination de la période Doppler:

La discrétisation du signal Doppler $S_d(t)$ se fait sur l'intervalle de simulation DUR. Il est alors facile de calculer l'amplitude moyenne de signal:

$$S_{dm} = \frac{1}{DUR} \sum_{j=1}^{DUR} S_d(j) \quad [III.11]$$

Nous pouvons alors déterminer l'évolution de ce signal $S_d(t)$ autour de sa valeur moyenne et calculer ses zéros pour $S_d(t) = S_{dm}$ et $S_d(t)$ strictement décroissante. Nous définissons ainsi la période PER(i) de ce signal Doppler comme étant l'intervalle séparant deux zéros consécutifs, à l'itération i :

$$PER(i) = ZERO(i) - ZERO(i-1)$$

si K est le nombre de périodes déterminées, la période moyenne sera donc:

$$PERM = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K PER(i). \quad [III.12]$$

3: Comparaison des informations Doppler pour différentes configurations:

a- Distance élémentaire:

Nous appelons distance élémentaire d_e la distance parcourue pendant une période Doppler.

Nous examinerons successivement les cas de:

- Un radar à antenne unique et à une seule direction d'émission.
- Un radar à deux antennes indépendantes montées en configuration Janus.
- Un radar à antenne unique et à deux directions d'émission.

Dans le premier cas nous sommes dans les conditions idéales de fonctionnement d'un radar Doppler et la distance élémentaire s'écrit :

$$d_e = \frac{V}{F_D} = \frac{\lambda}{2 \cos\theta} \quad \text{[III.13]}$$

Dans le second cas nous avons montré au deuxième chapitre (formule 1) que la fréquence Doppler résultante de deux radars en configuration Janus, en tenant compte de l'erreur due à l'écart d'assiette $\Delta\theta$ s'exprime par la relation:

$$F_D = \frac{2V}{\lambda} \cos\theta \cos\Delta\theta$$

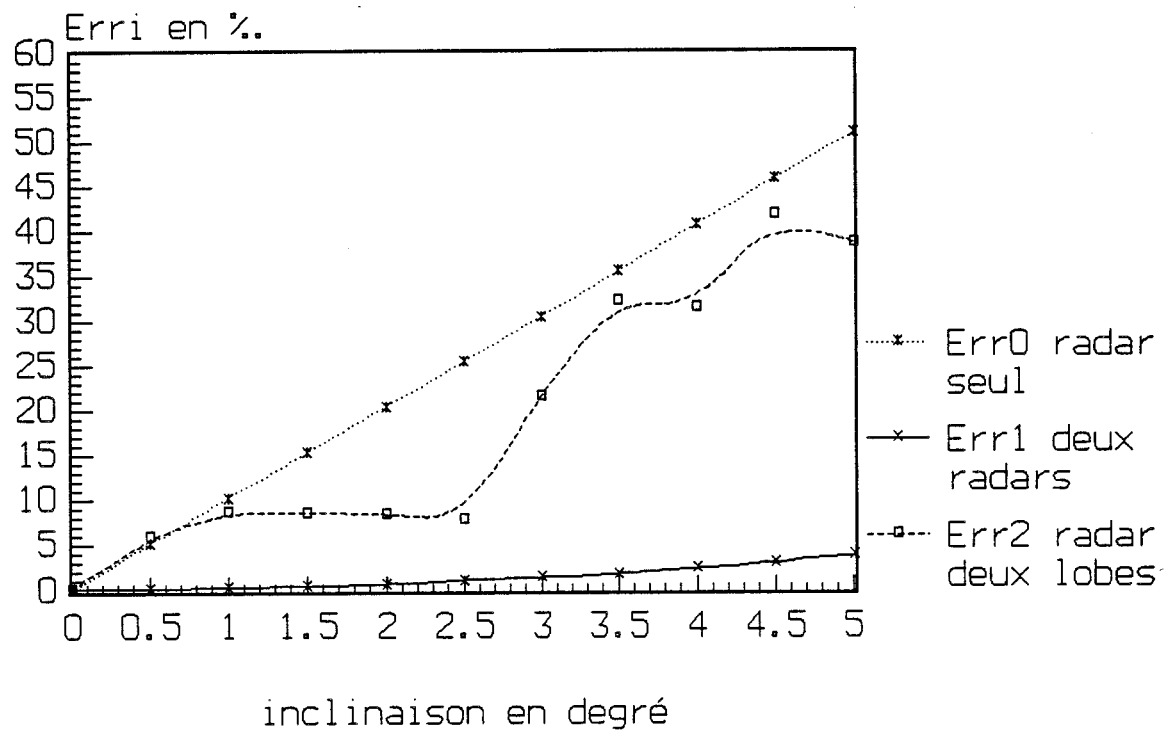
La distance élémentaire sera alors dans ce cas:

$$d_{e1} = \frac{\lambda}{2 \cos\theta \cos\Delta\theta}$$

Enfin dans le cas d'une antenne à deux lobes, nous pouvons déduire cette distance élémentaire de la période Doppler moyenne :

$$d_{e2} = \text{PERM} \times dx \quad \text{[III.14]}$$

Figure III-7



b- Comparaison des distances élémentaires:

Nous prenons pour la fabrication du signal $S_d(j)$, un nombre de pas par longueur d'onde : $k_x = 50$, ce qui nous donne à la fréquence d'émission 10 GHz, un pas de simulation suffisamment petit : $dx = 6$ mm, sur un parcours simulé : $PARC=3$ m. Le nombre d'itérations ainsi obtenu : $DUR = 5000$, nous permet une bonne définition du signal Doppler $S_d(i)$.

La configuration du système étant telle que $\theta = 30^\circ$ (la même qu'au premier chapitre), la distance élémentaire d_e précédemment définie est prise comme base de comparaison; notre erreur est donc l'écart relatif des distances d_{ei} par rapport à d_e et nous exprimons cette erreur en fonction de la différence d'inclinaison $\Delta\theta$:

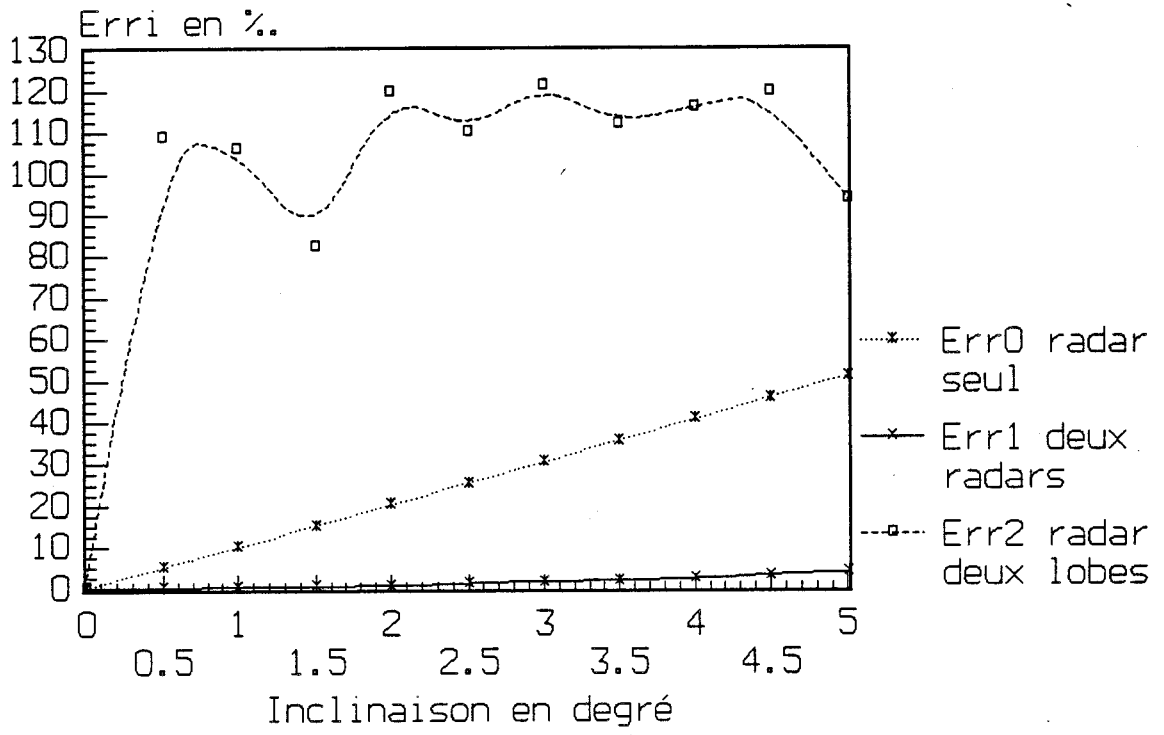
$$Err_i(\Delta\theta) = \left| \frac{d_{ei} - d_e}{d_e} \right| \quad [III.15]$$

b-1: Cas où le coefficient de rétrodiffusion est uniforme:

Pour $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon$ constante, nous avons tracé l'évolution de la fonction Err_1 pour deux radars en Janus et Err_2 pour l'antenne à deux lobes (figure III.7). Nous avons choisi un intervalle angulaire tel que $\Delta\theta$ (qui est dû aux variations d'assiettes du véhicule) soit comprise entre 0° et 5° . Pour ce même intervalle nous avons tracé également Err_0 : l'erreur correspondante à une seule antenne avec un seul lobe. Nous constatons que :

- pour des valeurs de $\Delta\theta$ inférieures à 1° , les fonctions Err_0 et Err_2 sont quasiment identiques.
- pour des valeurs de $\Delta\theta$ comprises entre 1° et $2,5^\circ$ l'antenne à deux lobes réduit l'erreur d'un facteur allant jusqu'à 3,2.
- au delà de $2,5^\circ$ cette réduction d'erreur diminue.
- par contre, l'intérêt du Janus avec deux antennes est incontestable, la fonction Err reste très faible pour $\Delta\theta < 2,5^\circ$ et sur tout l'intervalle considéré elle ne dépasse pas 4 ‰ .

Figure III-8



b-2: Coefficient de rétrodiffusion non uniforme:

En réalité nous ignorons la loi de variation du coefficient de rétrodiffusion en fonction de l'angle d'incidence; nous nous limiterons à le faire varier légèrement autour de la constante ϵ de la façon suivante :

$$\epsilon_i = \alpha_i \epsilon$$

avec : α_i un nombre aléatoire compris entre 0,9 et 1.

Les résultats (figure III.8) nous montrent que les deux radars montés en Janus induisent la même erreur que précédemment. Par contre l'erreur obtenue avec l'antenne à deux lobes, est beaucoup plus élevée. En effet : dans le cas général, du fait de l'existence des deux termes en cosinus, il est difficile de déterminer une fréquence Doppler.

Pour nous affranchir de ce problème nous allons utiliser une simulation numérique statistique du signal Doppler, basée sur les phénomènes physiques mis en jeu.

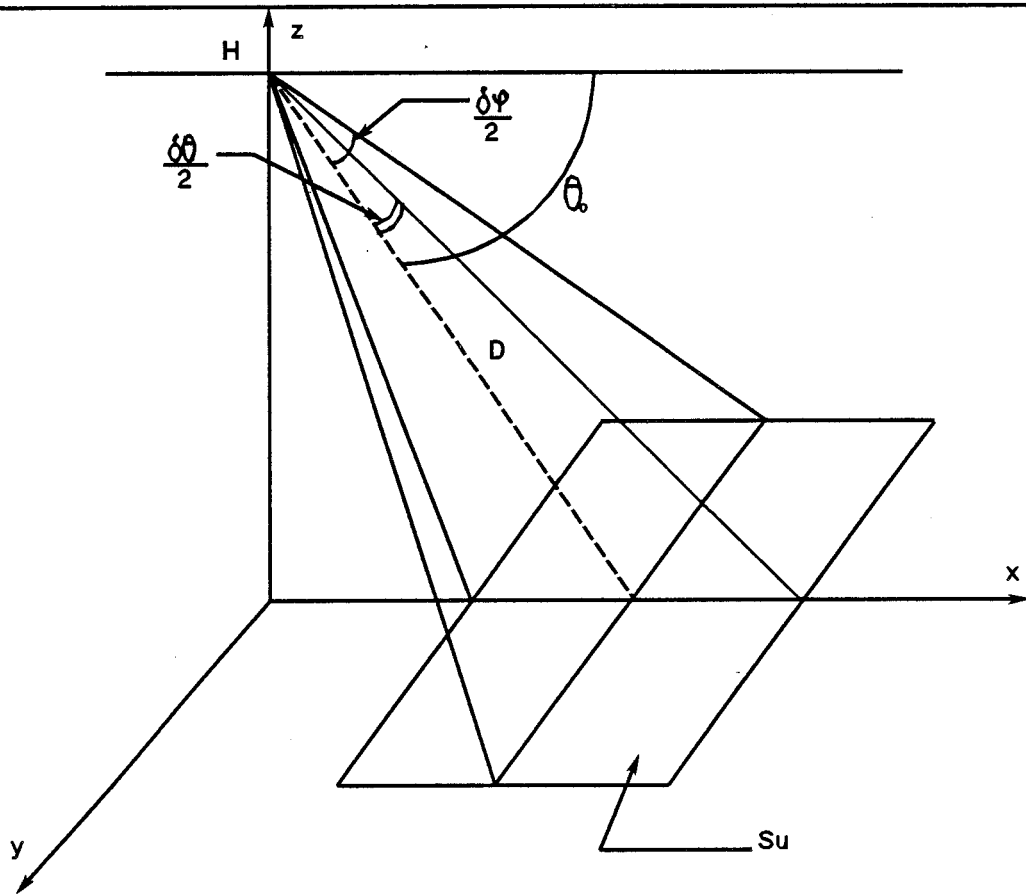


Figure III.9 : surface éclairée par l'antenne unilobe

II-2 : Approche statistique:**1: Equation du radar:**

Soit un radar émettant une puissance P_0 à la fréquence F , en direction du sol, via une antenne, avec un angle d'incidence θ_0 par rapport à l'horizontale. D'après l'équation générale des radars ref[3], la puissance rétrodiffusée par chaque élément de surface ΔS s'exprime par la relation suivante:

$$\Delta P_{\text{ret}} = P_0 \frac{G(\theta, \varphi)^2 \lambda^2 \sigma(\theta, \varphi) \Delta S}{(4\pi)^3 D^4} \quad [\text{III.16}]$$

avec:

$G(\theta, \varphi)$: gain de l'antenne en émission- réception.

D : distance sol- émetteur.

λ : longueur d'onde du signal émis.

$\sigma(\theta, \varphi)$: coefficient de rétrodiffusion.

Notons:

$\delta\theta$: l'ouverture de l'antenne dans le plan correspondant au sens de déplacement.

$\delta\varphi$: l'ouverture de l'antenne dans le plan normal à ce dernier.

La puissance totale rétrodiffusée est obtenue en sommant les quantités ΔP_{ret} sur la surface totale S_u éclairée par le faisceau de l'antenne c'est à dire (figure III.9):

$$\theta_0 - \frac{\delta\theta}{2} < \theta < \theta_0 + \frac{\delta\theta}{2} \quad \text{et} \quad -\frac{\delta\varphi}{2} < \varphi < \frac{\delta\varphi}{2}$$

ce qui nous donne en coordonnées cartésiennes (figure III.9):

$$H \frac{1}{\text{Tg}(\theta_0 + \frac{\delta\theta}{2})} < x < H \frac{1}{\text{Tg}(\theta_0 - \frac{\delta\theta}{2})} \quad \text{et} \quad -\frac{H}{\sin\theta_0} \text{Tg}(\frac{\delta\varphi}{2}) < y < \frac{H}{\sin\theta_0} \text{Tg}(\frac{\delta\varphi}{2})$$

H : hauteur du radar par rapport au sol.

L'évolution du coefficient de rétrodiffusion s'avère assez délicate, nous prenons comme loi de variation une expression polynomiale d'ordre 4 en fonction de θ et indépendante de φ et dont les valeurs des coefficients sont déterminées en bande X pour un revêtement du type asphalte ref[2]:

$$\sigma = \sigma_0 + (A \theta)^4 + (B \theta)^3 + (C \theta)^2 + D \theta \quad \text{[III.17]}$$

où :

- * $\sigma_0 = -15$ dB.
- * $A = 20$ dB/rad
- * $B = -68$ dB/rad
- * $C = 69$ dB/rad
- * $D = -39$ dB/rad

Comme nous utilisons des antennes plaquées, nous avons pris comme expression du gain:

$$G(\theta, \varphi) = G(\theta) = G_{\max} F(\theta)$$

avec:

G_{\max} : gain de l'antenne dans la direction principale du rayonnement.

$F(\theta)$: fonction caractéristique du réseau dans le plan correspondant au sens du déplacement avec $F(\theta_0) = 1$.

On considère que la dépendance de $G(\theta, \varphi)$ en fonction de θ , angle défini dans le sens de déplacement, est prépondérante et que l'on peut négliger la dépendance de cette quantité avec φ .

2: Simulation numérique du signal Doppler:

Le but de cette simulation est l'étude du signal Doppler obtenu par le battement entre le signal hyperfréquence d'émission et le signal rétrodiffusé par un nombre d'obstacles défilant, à l'instant t , à vitesse constante:

- soit sous le lobe principal de l'antenne unilobe.
- soit simultanément sous les deux lobes de l'antenne Janus.

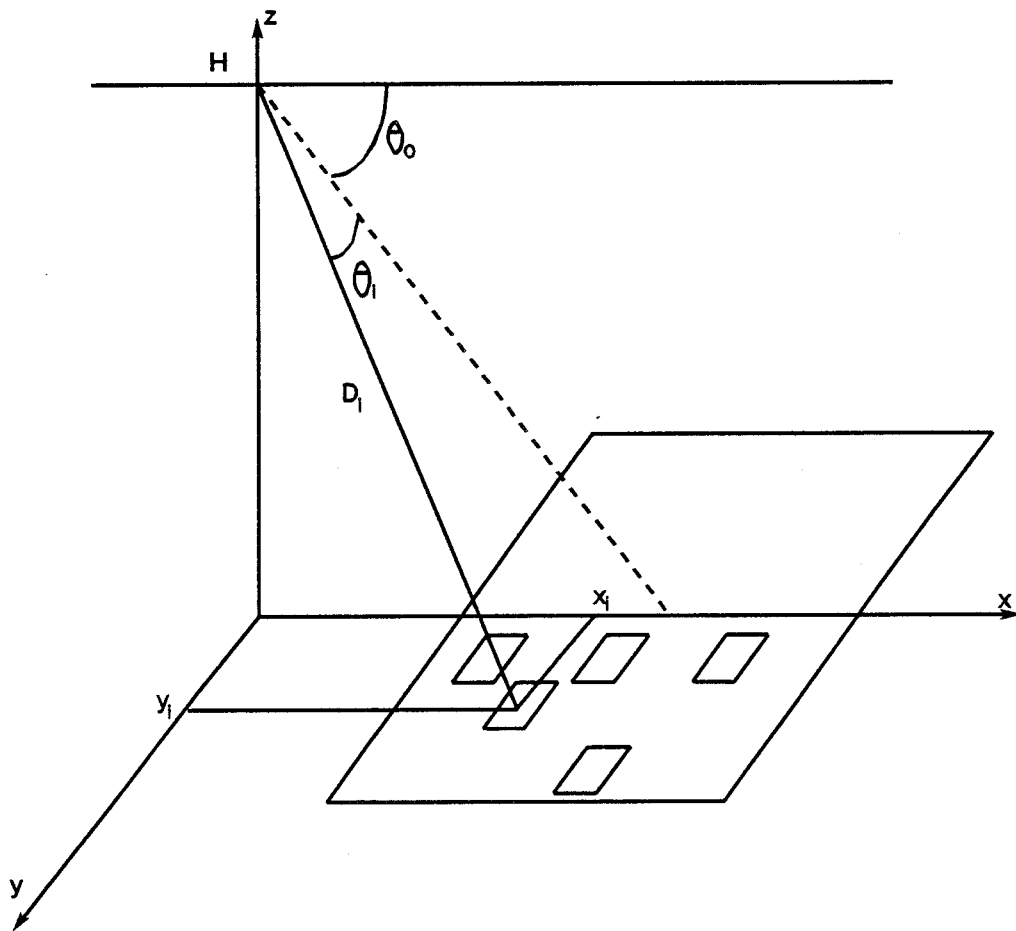


Figure III.10 : répartition des obstacles

a- Antenne unilobe ref[2;4]:

Un obstacle défilant sous l'ouverture de l'antenne sera représenté par un petit élément carré de surface S_r , et caractérisé par un coefficient de rétrodiffusion $\sigma(\theta)$.

Les obstacles sont répartis d'une façon aléatoire sur la surface S_u telle que:

$$S_u = 2 \frac{H^2}{\sin\theta_0} \operatorname{Tg}\left(\frac{\delta\varphi}{2}\right) \left[\frac{1}{\operatorname{Tg}\left(\theta_0 - \frac{\delta\theta}{2}\right)} - \frac{1}{\operatorname{Tg}\left(\theta_0 + \frac{\delta\theta}{2}\right)} \right] \quad [\text{III.18}]$$

Nous définissons par la suite la notion de densité d'obstacles notée DENS, comme donnée du problème, ainsi le nombre d'obstacles n_t présents pendant toute la durée de simulation est donné par la relation:

$$n_t = \text{DENS} \times S_u$$

les coordonnées aléatoires de chaque obstacle se trouvant dans la surface S_u seront donc:

$$X_i = H \left[\frac{1}{\operatorname{Tg}\left(\theta_0 - \frac{\delta\theta}{2}\right)} - \frac{1}{\operatorname{Tg}\left(\theta_0 + \frac{\delta\theta}{2}\right)} \right] \times \text{RND} + \frac{1}{\operatorname{Tg}\left(\theta_0 + \frac{\delta\theta}{2}\right)}$$

$$Y_i = \frac{2H}{\sin\theta_0} \operatorname{Tg}\left(\frac{\delta\varphi}{2}\right) \times \text{RND} - \frac{H}{\sin\theta_0} \operatorname{Tg}\left(\frac{\delta\varphi}{2}\right)$$

où RND est un nombre aléatoire compris entre 0 et 1.

La puissance rétrodiffusée par un obstacle i de coordonnées (X_i, Y_i) sera:

$$P_{i,\text{ret}} = P_0 \frac{G(\theta_i)^2 \lambda^2 \sigma(\theta_i) S_r}{(4\pi)^3 D_i^4}$$

où D_i est la distance entre le point d'émission et l'obstacle i ; elle est calculée à partir des coordonnées (X_i, Y_i) , de la hauteur H et de l'angle θ_i (figure III.10).

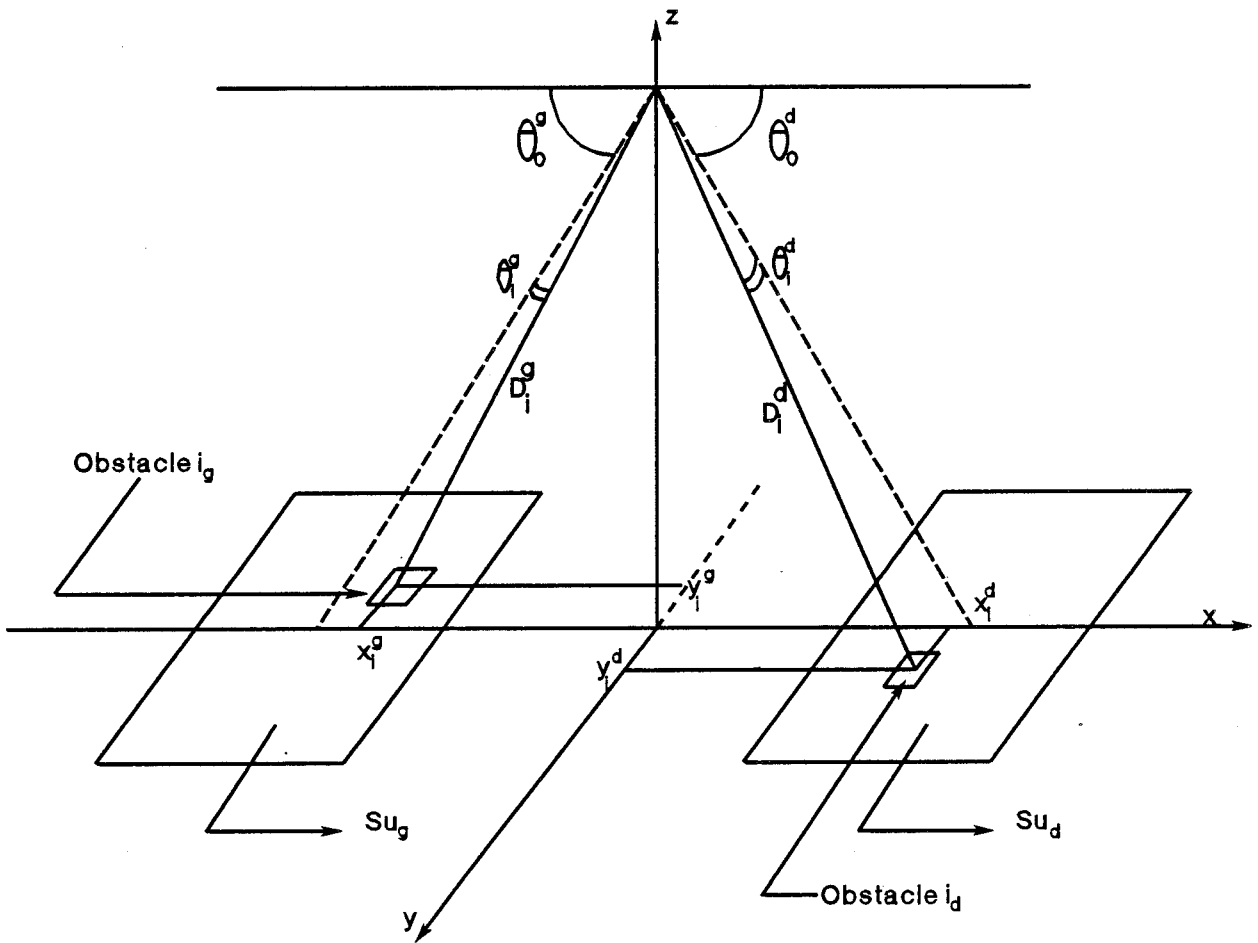


Figure III.11 : antenne à deux lobes

A l'instant t , ou à l'itération J , la sommation des contributions des n_t obstacles passant sous le champ de l'antenne s'exprime de la façon suivante:

$$V_{\text{ret}}(J) = \sum_{i=1}^{n_t} V_{i,\text{ret}} e^{-j\eta_i} \quad [\text{III.19}]$$

avec:

$V_{i,\text{ret}} = \sqrt{P_{i,\text{ret}}}$: amplitude du signal rétrodiffusé par l'obstacle i .

$\eta_i = \frac{4 \pi D_i}{\lambda}$: phase du signal rétrodiffusé par l'obstacle i .

b- Cas de l'antenne à deux lobes:

Nous définissons dans ce cas deux surfaces Su_g et Su_d éclairées par les deux lobes de l'antenne (figure III.11), de la même façon que précédemment; en prenant la même densité d'obstacles $DENS$ pour les deux surfaces, nous aurons deux nombres d'obstacles n_{ig} et n_{id} .

On prendra dans les deux directions (correspondantes aux deux lobes) la même formule du gain divisé par deux c'est à dire $\frac{G(\theta)}{2}$, en effet pour un obstacle appartenant à l'une des deux surfaces la variation de θ_i autour de θ_0 est faible puisqu'elle se fait dans l'ouverture à mi-puissance de l'antenne.

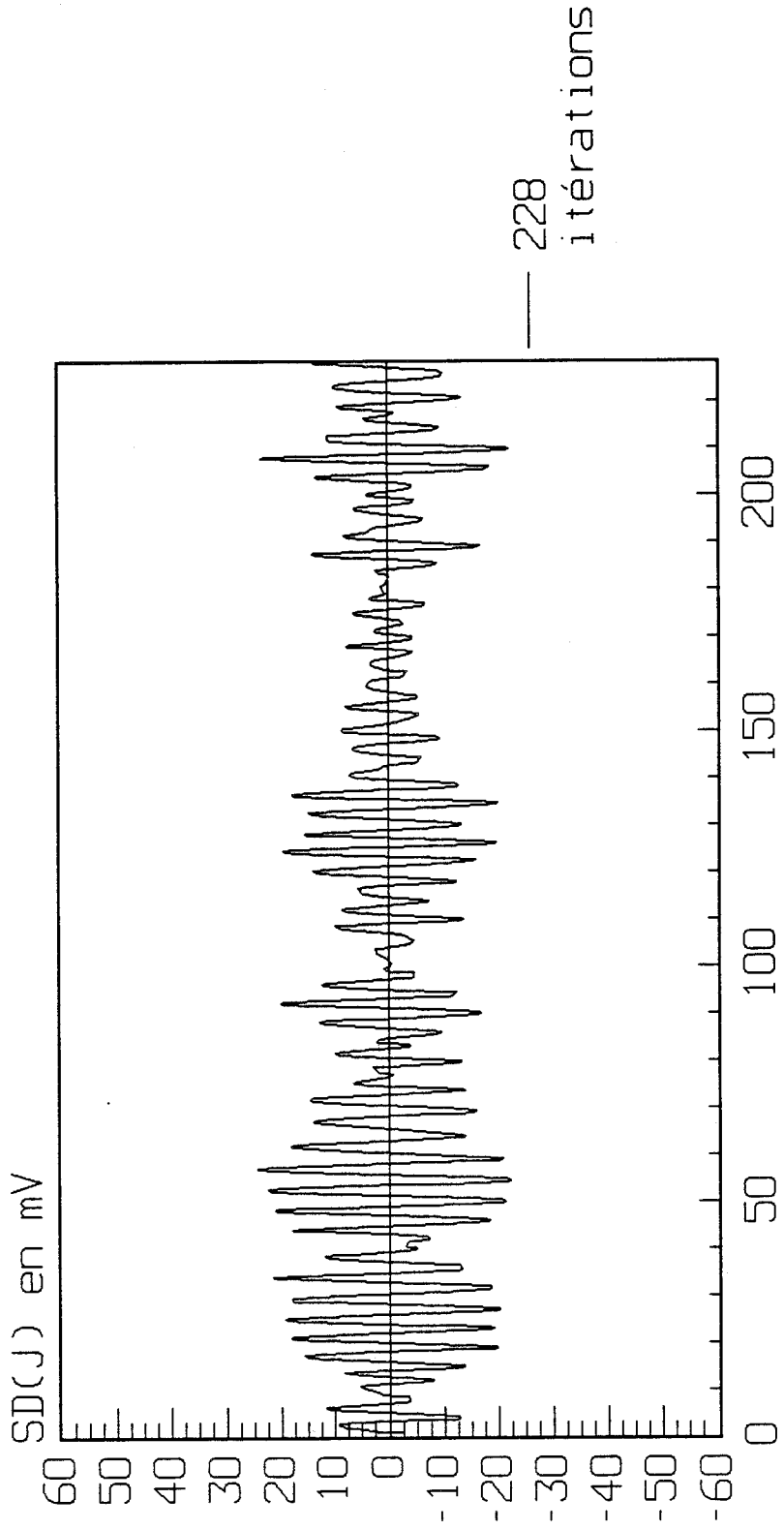
De plus, nous considérons que le coefficient de rétrodiffusion $\sigma(\theta)$ est le même dans les deux directions.

Dans ces conditions les puissances rétrodiffusées par les obstacles i_g et i_d sont respectivement:

$$P_{i_g,\text{ret}} = P_0 \frac{G(\theta_{i_g})^2 \lambda^2 \sigma(\theta_{i_g}) S_r}{(4 \pi)^3 D_{i_g}^4} \quad \text{et} \quad P_{i_d,\text{ret}} = P_0 \frac{G(\theta_{i_d})^2 \lambda^2 \sigma(\theta_{i_d}) S_r}{(4 \pi)^3 D_{i_d}^4}$$

où D_{i_g} est la distance entre le point d'émission et l'obstacle i_g , elle est calculée à partir des coordonnées (X_{i_g}, Y_{i_g}) dans la surface Su_g , de la hauteur H et de l'angle

Figure III.12 :
Exemple de signal Doppler obtenu par
simulation



θ_{ig} . De même pour D_{id} dans la partie droite de la (figure III.11).

A l'itération J , la sommation des contributions des n_{ig} et n_{id} obstacles passant sous les deux lobes de l'antenne s'exprime de la façon suivante:

$$V_{ret}(J) = \sum_{i=1}^{n_{ig}} V_{ig_{ret}} e^{-j\eta_{ig}} + \sum_{i=1}^{n_{id}} V_{id_{ret}} e^{-j\eta_{id}}$$

avec:

$V_{ig_{ret}} = \sqrt{P_{ig_{ret}}}$: amplitude du signal rétrodiffusé par l'obstacle i_g .

$V_{id_{ret}} = \sqrt{P_{id_{ret}}}$: amplitude du signal rétrodiffusé par l'obstacle i_d .

$\eta_{ig} = \frac{4\pi D_{ig}}{\lambda}$: phase du signal rétrodiffusé par l'obstacle i_g .

$\eta_{id} = \frac{4\pi D_{id}}{\lambda}$: phase du signal rétrodiffusé par l'obstacle i_d .

c- Signal détecté:

Dans les deux cas le signal rétrodiffusé peut s'écrire:

$$V_{ret}(J) = |V_{ret}(J)| \times e^{-j\Phi_{ret}(J)}$$

si nous effectuons le mélange de ce signal avec une portion du signal émis V_2 , alors nous allons avoir après détection quadratique un signal de la forme (figure III.12) :

$$Sd(J) = A_d \left[V_2^2 + |V_{ret}(J)|^2 + 2 V_2 |V_{ret}(J)| \cos\Phi_{ret}(J) \right] \quad [III.20]$$

avec A_d : constante de détection.

d- Déroulement de la simulation:

Nous utilisons la même méthode numérique que précédemment (1-2-a) pour simuler un parcours donné, donc à chaque itération J , nous changeons X_i en $X_i + dx$

et nous refaisons le calcul de $V_{\text{ret}}(J)$. Dans le cas où l'obstacle d'abscisse X_i sort de la surface éclairée par l'antenne nous écrivons:

$$X_i = H_E \times \text{RND}$$

$$\text{avec: } H_E = \frac{1}{\sqrt{\text{DENS}}}$$

ceci dans le souci de travailler à densité d'obstacles constante : à tout obstacle sortant de la surface S_u , se substitue un autre obstacle tiré au sort.

3: Calcul des grandeurs statistiques ref[5;6]:

Une fois que nous disposons du signal $S_d(J)$, nous déterminons les zéros ainsi que les périodes, notées $\text{PER}(k)$, de cette fonction de la même façon que dans le paragraphe 1-2-b. Par la suite nous calculons la valeur de la période moyenne PERM .

a- Notion de fenêtre temporelle (fenêtre 25%):

Chaque $\text{PER}(k)$ est soumise au test suivant:

si $0,75 \times \text{PERM} < \text{PER}(k) < 1,25 \times \text{PERM}$ alors, nous gardons cette valeur, en la notant $\text{PERC}(k)$, sinon nous la considérons comme période ratée.

Nous calculons par la suite la valeur moyenne de ces périodes corrigées $\text{PERC}(k)$ que nous appelons période moyenne corrigée dans une fenêtre de 25% et nous la notons PERMC .

b: Moyenne finale:

Pour chaque cas à étudier, nous déterminons $S_d(J)$ dix fois avec les paramètres $\text{PERM}(k)$ et $\text{PERMC}(k)$, nous faisons une moyenne finale sur les dix résultats trouvés pour chaque paramètre.

4: Résultats obtenus:

a: Distances élémentaires à comparer:

Dans les mêmes conditions que celles décrites dans le paragraphe(1-3), nous allons calculer la distance élémentaire $d_{e11} = \text{PERMC} \times dx$ pour l'antenne à un seul lobe avec une inclinaison de $\theta_0 + \Delta\theta$; par la suite nous calculons d_{e12} qui a la même forme mais pour une inclinaison de $\theta_0 - \Delta\theta$. La demi somme $d_{e1} = \frac{d_{e11} + d_{e12}}{2}$ correspondra à la distance élémentaire déterminée par le Janus composé par deux radars distincts.

En ce qui concerne l'antenne à deux lobes, nous calculons directement la valeur de $d_{e2} = \text{PERMC} \times dx$, en rentrant comme valeurs des inclinaisons, dans le programme de calcul du signal rétrodiffusé pour une antenne à deux lobes:

$\theta_0^g = \theta_0 + \Delta\theta$: inclinaison du lobe gauche de l'antenne.

$\theta_0^d = \theta_0 - \Delta\theta$: inclinaison du lobe droit de l'antenne.

b: Choix des paramètres et résultats:

Premier choix:

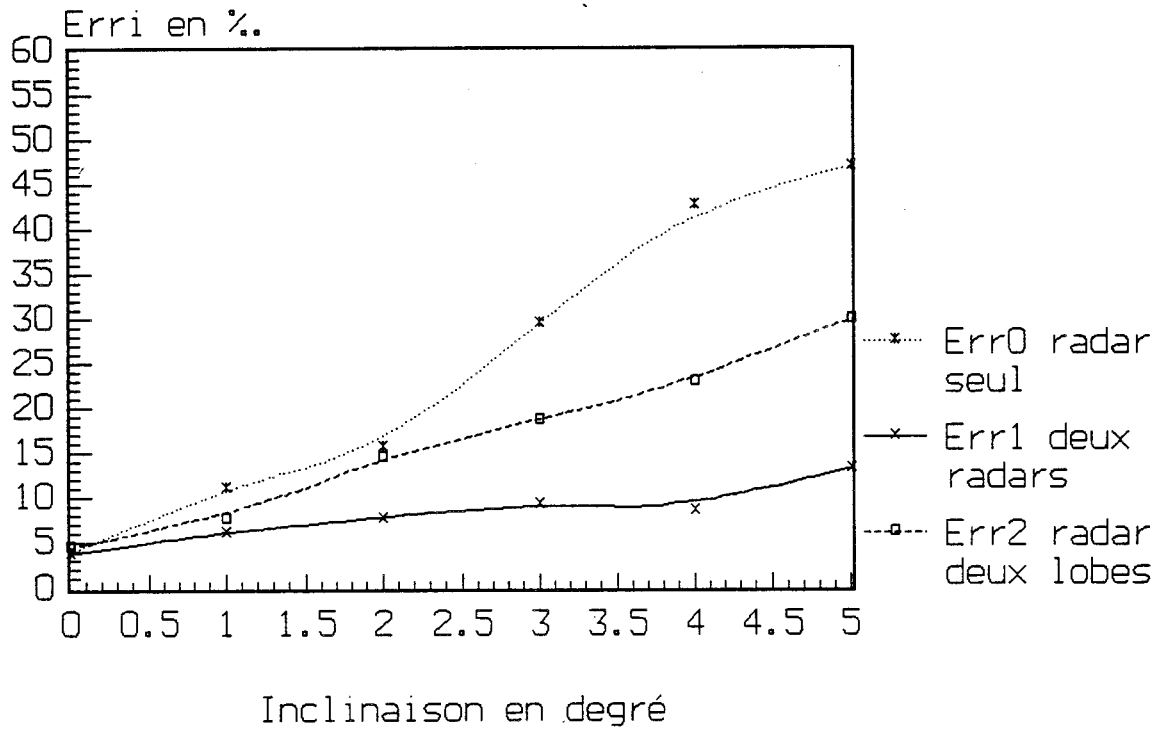
Nous traçons la fonction $\text{Err}(\Delta\theta_i)$, définie au paragraphe 1-3, toujours pour le même intervalle c'est à dire: $0^\circ < \Delta\theta < 5^\circ$ et pour les paramètres suivants:

$\theta_0 = 30^\circ$: inclinaison par rapport à l'horizontale.

$H = 60 \text{ cm}$: Hauteur du point d'émission par rapport au sol.

$\delta\theta = 10^\circ$: Ouverture de l'antenne dans le plan de déplacement du véhicule.

Figure III-13



$\delta\varphi = 36^\circ$: Ouverture de l'antenne dans le plan normal.

DENS = 1 obstacle/mm² : Densité d'obstacle.

Sr = 1 mm² : surface réfléchissante.

Nous avons donc si $\Delta\theta = 0$:

$Su_g = Su_d = Su = 3345 \text{ cm}^2$: surfaces éclairées respectivement par les faisceaux gauche et droit de l'antenne à deux lobes, Su étant la surface éclairée par le faisceau de l'antenne unilobe.

$n_{tg} = n_{td} = n_t = 33$: nombres d'obstacles.

Ces valeurs de paramètres ont été choisies de façon à pouvoir comparer nos résultats, avec ceux présentés dans la thèse de DUMOULIN ref[2].

Résultats (figure III.13):

Nous constatons que si $\Delta\theta \leq 2^\circ$, l'antenne à deux lobes ramène une faible correction, par contre si $\Delta\theta > 2^\circ$ cette correction est plus importante.

Par contre le radar à deux antennes ramène une correction plus importante dans tout l'intervalle étudié.

La configuration Janus est d'autant plus justifiée que la correction apportée est importante. On constate sur les courbes (figure III.13) qu'il en est ainsi pour des écarts d'assiettes $\Delta\theta > 2^\circ$ quand on utilise une antenne unique à deux lobes alors que cette correction est toujours efficace lorsque l'on utilise deux antennes indépendantes à lobe unique.

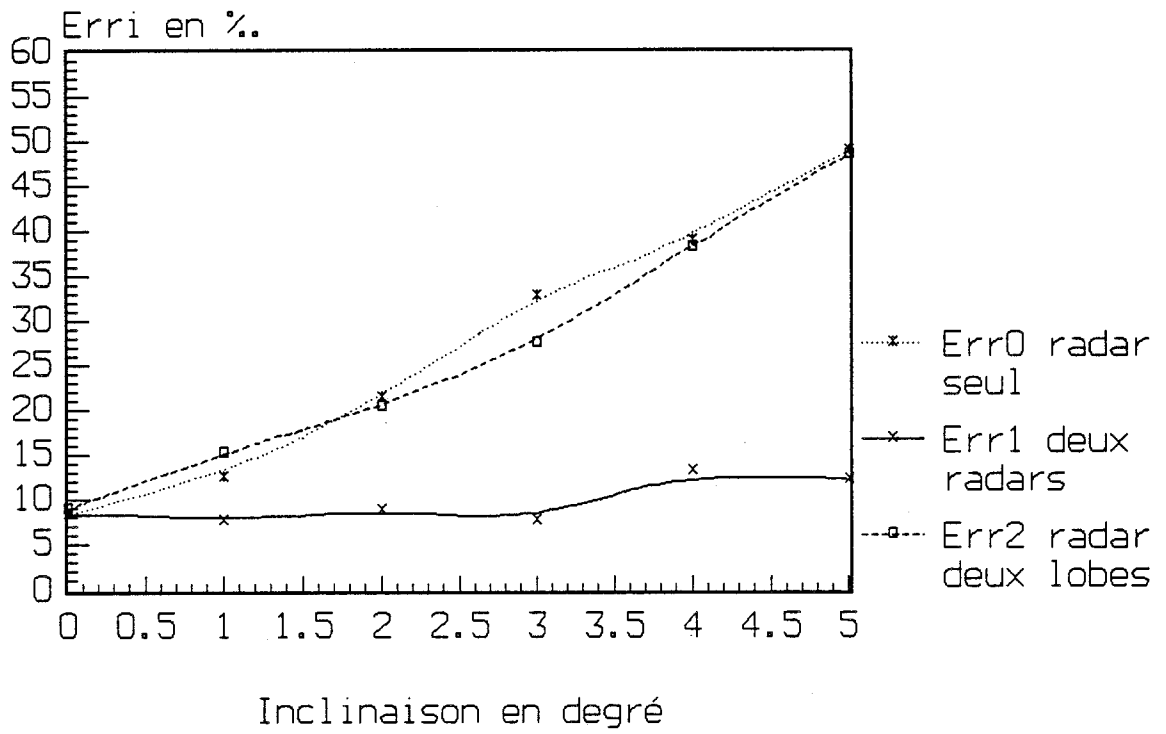
Deuxième choix:

Dans ce cas, les paramètres utilisés sont les suivants :

$\theta_0 = 30^\circ$, H = 20 cm, $\delta\theta = 10^\circ$, $\delta\varphi = 90^\circ$, DENS = 3 obstacles/mm²

Sr = 1 mm², $n_{tg} = n_{td} = n_t = 33$ obstacles.

Figure III-14



Nous justifions ce choix par les arguments suivants:

1) $H = 20$ cm : cette étude est destinée à une application automobile, cette hauteur nous semble raisonnable si nous voulons placer notre radar en dessous d'une voiture particulière.

2) $\delta\varphi = 90^\circ$: nous avons prévu une ouverture du lobe principal de l'antenne dans le plan normal à celui correspondant au sens du déplacement, nous revenons sur ce choix plus loin dans ce chapitre.

3) $DENS = 3$ obstacles/mm² : nous avons augmenté cette densité dans le but d'avoir un nombre suffisant d'obstacles.

Résultats (figure III.14):

Nous constatons dans ce cas que les courbes d'erreur de l'antenne à deux lobes et d'un radar seul, sont quasiment identiques: le système vrai Janus n'apporte presque pas d'amélioration.

Par contre le Janus à deux radars, ramène toujours une bonne correction de la distance élémentaire mesurée et ceci sur tout l'intervalle.

Nous remarquons aussi que le niveau moyen de cette fonction erreur est plus élevé dans ce cas que dans le cas précédent, ceci est en accord avec les résultats de DUMOULIN ref[2].

III CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons montré la nécessité d'utiliser des antennes réseaux à lobes inclinés. Afin de choisir entre un système Janus composé de deux antennes ayant chacune un lobe incliné (faux Janus), ou ce même système utilisant une seule antenne avec deux lobes inclinés (vrai Janus), nous résumons les avantages et les inconvénients de chaque configuration dans le tableau suivant:

	Vrai Janus	Faux Janus
Sécurité	-	+
Précision	-	+
Coût	+	-

Nous rappelons que le faux Janus présente un dédoublement de radars, donc une augmentation du coût, par contre ceci est bénéfique pour la sécurité (redondance des informations).

Nous optons pour l'utilisation du faux Janus, et par conséquent nous allons consacrer le dernier chapitre à la conception et réalisation des réseaux d'antennes plaquées à lobe principal unique incliné.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III

- Ref[1] : 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
- Ref[2] : DUMOULIN G.
"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence
pour application ferroviaire"
Thèse de l'Université, LILLE, Février 1989
- ref[3] : LACOMME Ph.
"Le radar -théorie et principes-"
- Ref[4] : VINDEVOGHEL J., DHALLUIN L., DUMOULIN G.
"Cinémomètre a effet Doppler à tête hyperfréquence intégrée en vue
d'application à la S.N.C.F."
Rapport d'avancement des travaux contrat S.N.C.F., phases A2-A3-A4
- Ref[5] : WANG H.P
"Contribution au traitement du signal issu de la tête hyperfréquence"
Thèse de l'Université, LILLE, (à paraître)
- Ref[6] : Baudet .J
"Rapport d'avancement des travaux concernant le cinémomètre à
effet Doppler"
Phase avant contrat S.N.C.F.(document interne)

Chapitre IV :
Etude et réalisation d'antennes
imprimées à lobe incliné

INTRODUCTION

L'étude que nous avons effectuée au chapitre précédent, nous a montré l'efficacité d'un système Janus composé de deux antennes. D'une part ces antennes doivent avoir un seul lobe, d'autre part ce lobe doit être incliné d'un angle θ_0 par rapport à l'horizontale. Nous allons voir dans ce chapitre comment concevoir et réaliser ce type d'antenne.

Nous commençons par montrer la nécessité d'utiliser une méthode d'optimisation numérique, nous exposons par la suite la méthode numérique choisie, nous appliquons cette méthode à notre problème c'est-à-dire à la synthèse de réseaux linéaire d'antennes.

Suite aux résultats obtenus, nous nous intéressons à la réalisation et à la caractérisation des antennes qui semblent répondre à l'exigence de notre système. En fin de chapitre, nous utiliserons ces antennes pour faire des expériences en cinémomètre Doppler.

I- Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire: Choix de la méthode numérique:

Si nous reprenons la formule I.13 du premier chapitre, qui décrit le diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire tenant compte du rayonnement de l'antenne élémentaire, l'excitation de celle-ci étant complexe:

$$F(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(k_0 d_n \sin\theta - \varphi_n)} f(\theta)$$

nous obtenons une série, dont le terme principal peut être transformé en un terme réel pour un réseau symétrique, en l'occurrence $a_n \cos(k_0 d_n \sin\theta - \varphi_n) \times f(\theta)$.

Nous rappelons que le but est de trouver une méthode qui nous permette de déterminer les amplitudes a_n et les phases φ_n des signaux devant être émis par les éléments rayonnants, telles que la fonction $F(\theta)$ respecte les contraintes ou le gabarit imposé au rayonnement.

Une étude de différentes méthodes de synthèse, analytiques et numériques, de réseaux d'antennes a été effectuée à l'Université de Rennes ref[1], nous reprenons la méthode numérique de synthèse développée à partir de l'algorithme du simplexe ref[2], nous expliquerons les avantages de cette méthode en fin de chapitre.

II- Méthode du simplexe ref[3;4]:

Introduction :

La méthode du simplexe, connue dans le domaine de l'économie, permet de résoudre des problèmes d'optimisation du type suivant:

soit un système de contraintes donné sous la forme linéaire suivante:

$$\sum_{j \in E_j} a_{ij} x_j \leq b_i$$

avec :

$$b_i \geq 0 \text{ pour } i \in E_i.$$

$$x_j \geq 0 \text{ pour } j \in E_j.$$

où : E_i est un ensemble de m indices quelconques ($E_i = \{1, 2, \dots, m\}$).

et : E_j est un ensemble de n indices aussi quelconques ($E_j = \{1, 2, \dots, n\}$).

Il s'agit de trouver n valeurs positives ou nulles qui, attribuées aux n variables x_1, x_2, \dots, x_n , satisfassent aux m contraintes et rendent aussi grande que possible la valeur d'une forme linéaire donnée :

$$F = \sum_{j \in E_j} c_j x_j$$

Le problème de programmation linéaire avec contraintes se pose de la manière suivante :

Soit :

$$X = \{ \vec{x} \in \mathbf{R}_+^n / a_{(m,n)} \times \vec{x} \leq b_{(m,1)} \}$$

avec :

n : nombre de variables (composantes du vecteur \vec{x}).

m : nombre de contraintes.

$a_{(m,n)}$: matrice réelle.

soit :

$$F(\vec{x}) = \sum_{j=1}^n c_j x_j$$

nous cherchons le vecteur $\vec{u} \in X$ tel que : $F(\vec{u}) = \text{Max } F(\vec{x})$ et $\vec{x} \in X$.

Le domaine X est défini par des contraintes linéaires et possède la propriété d'être convexe ref[5].

Nous définissons un sommet de l'ensemble X comme étant un point d'intersection de deux au moins des m contraintes appartenant à l'ensemble X .

Nous appelons deux sommets adjacents, deux sommets appartenant à la même

arête c'est à dire vérifiant tous les deux la même contrainte.

La méthode du simplexe se déroule de la manière suivante:

Nous créons une suite de sommets adjacents $\vec{x}_0, \vec{x}_1, \dots, \vec{x}_k, \vec{x}_{k+1}, \dots$, telle que:

$$F(\vec{x}_{k+1}) > F(\vec{x}_k).$$

Le nombre de sommets "testés" est ainsi considérablement réduit : la comparaison des valeurs prises par la fonction F ne s'effectue que pour des variables correspondants à deux sommets adjacents et non pas pour l'ensemble des couples de sommets possibles.

II-1 : Transformation des inéquations en équations:

Le système est formé de m inéquations portant sur n variables, les m inéquations sont appelées contraintes et les n variables sont appelées variables principales. La forme linéaire est aussi appelée fonction économique et les (c_{ij}) coûts marginaux.

Nous pouvons adjoindre m variables artificielles, ou variables d'écart afin de transformer les inéquations en équations.

Le système s'écrit alors:

$$a_{(m,n+m)} \times \vec{x} = b_{(m,1)}$$

avec :

$$a_{(m,n+m)} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ a_{21} & a_{22} & & & 0 & 1 & & 0 \\ \cdot & & \cdot & & 0 & 0 & \cdot & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot & & \cdot & \cdot \\ a_{m1} & a_{m2} & \dots & a_{mn} & 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}$$

$$\vec{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ \cdot \\ x_n \\ x_{n+1} \\ \cdot \\ x_{n+m} \end{pmatrix} \in \mathbf{R}_+^{n+m} \quad \text{et} \quad b_{(m,1)} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_m \end{pmatrix}.$$

II-2 : Départ de l'itération:

Nous pouvons prendre un ensemble de valeurs de x_j satisfaisant à toutes les contraintes mais n'optimisant pas forcément la forme linéaire. Par itérations successives, on modifiera ces valeurs jusqu'à l'optimisation. Nous pouvons choisir comme solution de départ le vecteur sommet \vec{x}_0 tel que:

- 1) $x_j = 0$ pour tout $j \in E_j$.
- 2) $x_j = b_k$ pour tout $k \in E_i$ avec $j = k + n$.

nous avons donc :

$$\vec{x}_0 = \begin{pmatrix} x_1 \\ \cdot \\ x_n \\ x_{n+1} \\ \cdot \\ x_{n+m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \cdot \\ 0 \\ b_1 \\ \cdot \\ b_m \end{pmatrix}$$

Nous utiliserons un tableau auxiliaire aux(I) à m dimensions de manière à stocker les variables non nulles.

Nous retiendrons qu'à chaque valeur aux(I) correspond une variable x_j avec:

$$j = \text{aux}(I) \quad \text{et} \quad x_j = b(I).$$

Toutes les autres variables x_j (avec $j \in \{1, \dots, n, n+1, \dots, n+m\}$ et $j \neq \text{aux}(I)$ avec $I \in E_i$) étant nulles.

II-3 : Premier critère de Dantzig :

Si, au cours de l'itération suivante, nous déterminons une solution pour laquelle une des variables x_j avec $j \in \{1, \dots, n\}$ n'est pas nulle la fonction économique F sera naturellement augmentée; cette fonction sera d'autant plus grande que l'on aura choisi la variable correspondant au plus grand coût marginal.

Nous cherchons donc l'indice k tel que:

$$c_k = \text{Max } c_j \quad \text{avec } j \in E_j.$$

II-4 : Formules d'itérations:

On donnera alors à x_k la valeur la plus grande possible ; pour chaque équation d'indice i , on peut prendre:

$$x_k = \frac{b_i}{a_{ik}} \quad \text{avec } x_{n+i} = 0$$

Supposons que l'on choisisse l'équation d'indice r (nous verrons comment par la suite) ; l'application à r de ces dernières formules nous donne:

$$x_k = \frac{b_r}{a_{rk}} \quad \text{avec } x_{n+r} = 0$$

Nous allons nous arranger pour écrire le système sous une forme telle que le coefficient de x_k soit toujours nul sauf pour la ligne r où il sera égal à 1.

Pour cela, nous pouvons réaliser une combinaison linéaire des équations, ce qui revient à prendre comme nouvelles matrices:

→ pour $i \in E_i - \{r\}$ et $j \in \{1, \dots, n, n+1, \dots, n+m\}$:

$$a'_{ij} = a_{ij} - \frac{a_{ik} a_{rj}}{a_{rk}} \quad \text{et} \quad b'_i = b_i - \frac{a_{ik} b_r}{a_{rk}}$$

→ pour $i = r$ et $j \in \{1, \dots, n, n+1, \dots, n+m\}$:

$$a'_{ij} = \frac{a_{ij}}{a_{rk}} \quad \text{et} \quad b'_i = \frac{b_i}{a_{rk}}$$

Cette modification du système entraîne une modification des coûts marginaux. La forme linéaire F devient:

$$F = \sum_{j=1}^{n+m} c_j x_j$$

avec $c_j = 0$ pour $j \in \{n+1, \dots, n+m\}$.

Si nous posons :

$$x_0 = F; \quad a_{0j} = -c_j; \quad b_0 = 0; \quad a_{00} = 1.$$

alors, nous avons l'équation suivante :

$$a_{00} x_0 + \sum_{j=1}^{n+m} a_{0j} x_j = b_0$$

que nous pouvons combiner avec les autres équations du système. Ce qui revient à modifier les coûts marginaux :

$$c'_j = c_j - c_k \frac{a_{rj}}{a_{rk}}$$

Nous constatons que :

→ pour $j = k$ nous avons $c'_k = 0$.

→ pour $j \in \{n+1, \dots, n+m\} - \{n+r\}$ nous avons $c'_j = 0$ aussi.

→ pour $j = n + r$ nous avons $c'_j = -\frac{c_k}{a_{rk}}$

Ayant changé la solution, on doit en plus modifier en conséquence le tableau auxiliaire en posant :

$$\text{aux}(r) = k$$

ce qui revient à dire :

$$x_k = b'_r$$

II-5 : Deuxième critère de Dantzig:

Le premier critère nous a permis le choix de l'indice k, ce deuxième critère permettra de choisir l'indice r.

nous a vu dans les formules d'itérations :

$$b'_i = b_i - \frac{a_{ik} b_r}{a_{rk}}$$

Pour conserver b'_i positif il faut que :

$$\frac{b_i}{a_{ik}} \geq \frac{b_r}{a_{rk}}$$

l'indice r doit être tel que $\frac{b_r}{a_{rk}}$ soit le minimum des $\frac{b_i}{a_{ik}}$.

II-6 : Condition de fin d'itération:

Une fois cette transformation effectuée, nous voyons que nous avons une nouvelle solution (ou un nouveau sommet) comprenant n variables nulles et m variables non nulles, nous pouvons alors recommencer le processus précédent.

Nous nous arrêtons lorsque tous les coûts marginaux seront négatifs ou nuls ref[4]. Nous avons alors atteint la solution optimum. Il suffit donc de relever toutes les valeurs aux(I) du tableau auxiliaire pour avoir la solution :

$$x_j = b_I \quad \text{avec} \quad j = \text{aux}(I) \quad \text{et} \quad I \in E_i.$$

toutes les autres variables x_j étant nulles.

II-7 : Extension de la méthode à R tout entier ref[2] :

La méthode exposée ici est applicable pour des vecteurs \vec{x} positifs (appartenant à \mathbf{R}_+^n). Dans notre application, cette restriction est ennuyeuse, puisque nos vecteurs auront des composantes réelles (pas nécessairement positives). Pour supprimer cette restriction nous procédons de la façon suivante :

Soit $\vec{x} \in \mathbf{R}_+^n$, il est toujours possible en doublant les dimensions de l'espace, de créer un nouveau vecteur $\vec{x}' \in \mathbf{R}_+^{2n}$. En effet, le vecteur $\vec{x} \in \mathbf{R}_+^n$ peut s'écrire:

$$\vec{x} = \vec{u} - \vec{v} \quad \text{avec} \quad \vec{u}, \vec{v} \in \mathbf{R}_+^n$$

Le vecteur $\vec{x}' \in \mathbf{R}_+^{2n}$ sera mis sous la forme $\vec{x}' = \begin{pmatrix} \vec{u} \\ \vec{v} \end{pmatrix}$.

L'algorithme s'applique donc sur le système suivant :

$$\sum_{j \in E_j} a_{ij} u_j + \sum_{j \in E_j} (-a_{ij}) v_j \leq b_i$$

avec $u_j \geq 0, v_j \geq 0$ et $b_i \geq 0$ ($j \in E_j$ et $i \in E_i$).

Il s'agit cette fois ci de trouver les $2n$ valeurs positives ou nulles qui, attribuées au $2n$ variables $u_1, \dots, u_n, v_1, \dots, v_n$ satisfont au m contraintes et rendent aussi grand que possible la valeur de la forme linéaire :

$$F = \sum_{j \in E_j} c_j u_j + \sum_{j \in E_j} (-c_j) v_j$$

II-8 : Conclusion:

Nous avons exposé dans cette partie l'algorithme du simplexe d'une façon très appliquée. Les démonstrations mathématiques justifiant certaines étapes peuvent être retrouvées dans les références indiquées. Nous avons expliqué surtout le déroulement et les formules auxquelles fait appel le programme. En plus nous avons traité un exemple (annexe II) en explicitant les étapes et résultats retrouvés lors de chacune d'entre elles.

Nous avons traité ici le cas des inégalités \leq , nous rappelons qu'on peut étendre cet algorithme aux cas des inégalités dans les deux sens ainsi qu'aux égalités. Nous allons voir par la suite son application à notre problème.

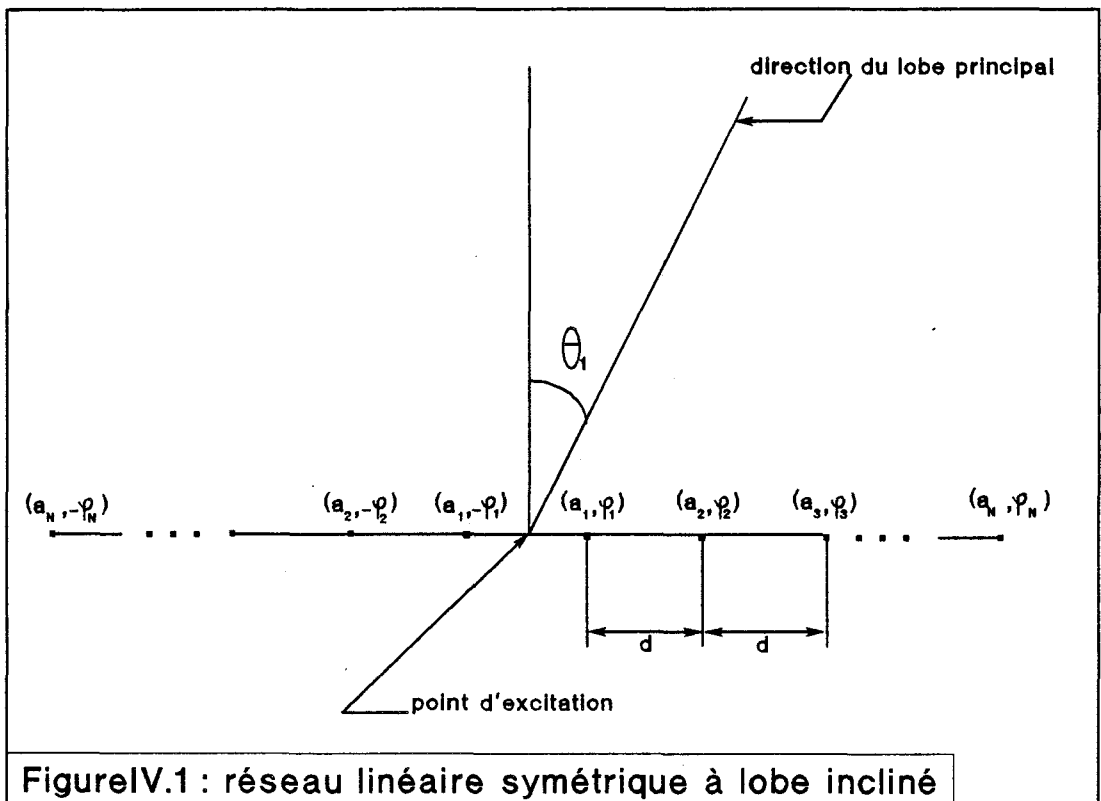


Figure IV.1 : réseau linéaire symétrique à lobe incliné

III- Application de l'algorithme du simplexe à la synthèse de réseaux d'antennes:

III-1 : Transformation de la fonction caractéristique d'un réseau linéaire symétrique:

La fonction caractéristique d'un réseau linéaire à $2N$ éléments s'écrit :

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^{2N} a_n e^{j(k_0 d_n \sin\theta - \varphi_n)}$$

Notre réseau étant excité au milieu (figure IV.1), en plaçant l'origine de notre repère au point d'excitation la fonction $R(\theta)$ devient :

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^N a'_n e^{j(k_0 d'_n \sin\theta - \varphi'_n)} + \sum_{n=N+1}^{2N} a_n e^{j(k_0 d_n \sin\theta - \varphi_n)}$$

Nous avons $d_n = -d'_n$ puisque le réseau est symétrique. Si en plus:

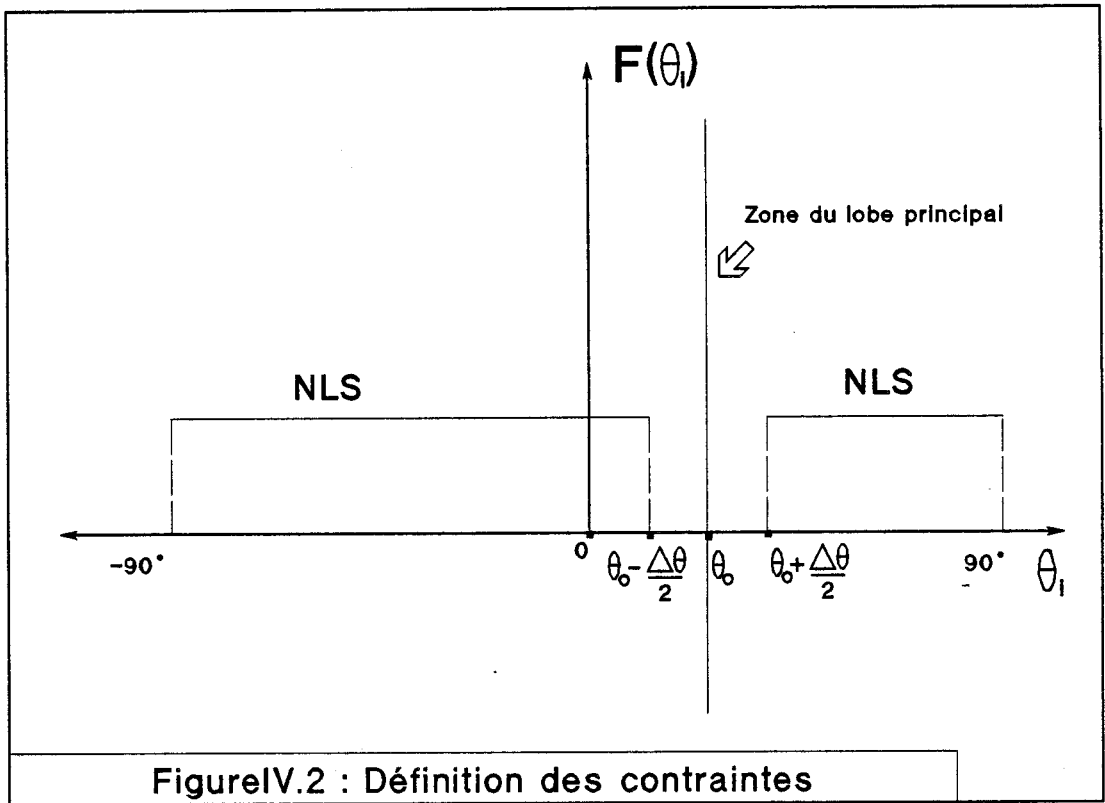
$$a_n = a'_n \quad \text{et} \quad \varphi_n = -\varphi'_n$$

alors :

$$R(\theta) = 2 \sum_{n=1}^N a_n \cos(k_0 d_n \sin\theta - \varphi_n) \quad \text{et} \quad F(\theta) = R(\theta) f(\theta).$$

Pour obtenir un diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire symétrique en phase (fonction caractéristique réelle) et de forme quelconque, il faut que les deux conditions suivantes soient réalisées:

- 1- les amplitudes de deux éléments rayonnants symétriques soient égales.
- 2- les phases de deux éléments rayonnants symétriques soient égales et opposées.



III-2 : Définition des contraintes:

Nous voulons réaliser un réseau linéaire symétrique à $2N$ éléments tel que son diagramme de rayonnement respecte le cahier de charge suivant :

- 1- un lobe principal incliné d'un angle θ_0 par rapport à la verticale.
- 2- les lobes secondaires ne doivent pas dépasser la valeur NLS.

Nous traduisons ces deux exigences, pour la fonction $F(\theta)$, par les inéquations suivantes:

Soient θ_i la discrétisation de l'angle θ tel que $-90^\circ \leq \theta_i \leq 90^\circ$ et $\Delta\theta$ l'ouverture du lobe principal à l'origine (figure IV.2) :

$$1\text{- pour } \theta_i \leq \theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} \quad \text{nous avons } F(\theta_i) \leq \text{NLS.}$$

$$2\text{- pour } \theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} \leq \theta_i \leq \theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2} \quad \text{nous n'avons aucune contrainte.}$$

$$3\text{- pour } \theta_i \geq \theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2} \quad \text{nous avons aussi } F(\theta_i) \leq \text{NLS.}$$

$$4\text{- pour } \theta_i = \theta_0 \quad F(\theta_0) \text{ doit être maximale.}$$

La fonction $F(\theta_i)$ peut s'écrire aussi :

$$F(\theta_i) = \sum_{j=1}^N a_j \cos(k_0 d_j \sin\theta_i) \cos\varphi_j f(\theta_i) + a_j \sin(k_0 d_j \sin\theta_i) \sin\varphi_j f(\theta_i)$$

ou encore :

$$F(\theta_i) = \sum_{j=1}^N [\cos(k_0 d_j \sin\theta_i) f(\theta_i)] x_j + [\sin(k_0 d_j \sin\theta_i) f(\theta_i)] y_j$$

et :

$$F = \sum_{j=1}^N [\cos(k_0 d_j \sin\theta_0) f(\theta_0)] x_j + [\sin(k_0 d_j \sin\theta_0) f(\theta_0)] y_j$$

Nous appliquons donc l'algorithme du simplexe étendu à \mathbf{R} , pour trouver les variables x_j et y_j qui vérifient les contraintes et rendent aussi grande que possible la

Figure IV.3.a
Réseau à lobe droit

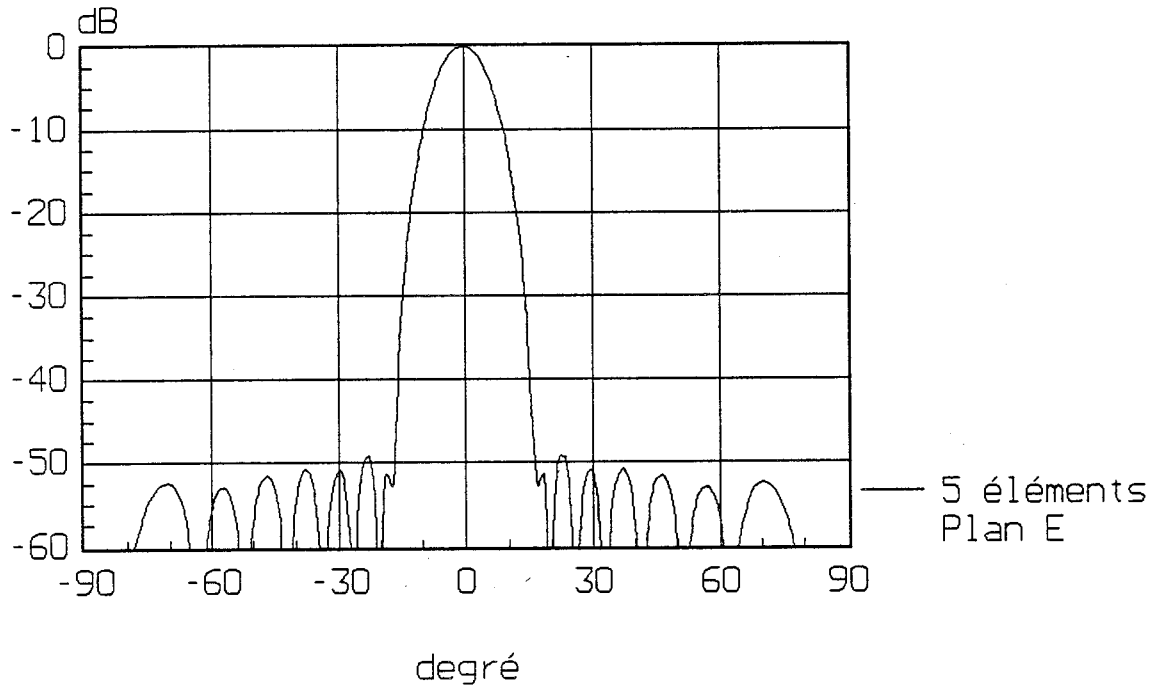
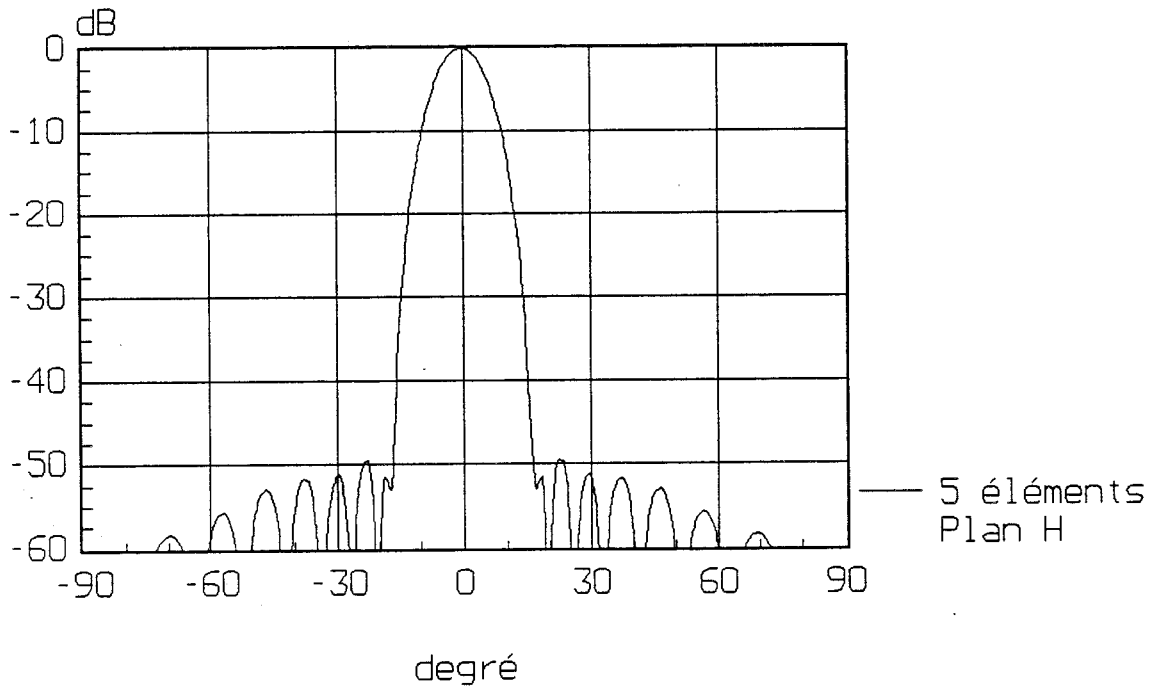


figure VI.3.b
Réseau linéaire à lobe droit: Plan H



valeur de la forme linéaire F. On en déduit enfin les excitations imposées aux éléments rayonnants par les relations :

$$a_n = \sqrt{x_n^2 + y_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_n = \frac{y_n}{x_n}$$

III-3 : Quelques exemples de réseaux linéaires symétriques:

Afin de valider notre méthode, nous avons commencé par traiter le cas d'une antenne à lobe principal perpendiculaire au plan de l'antenne, ce réseaux possède les propriétés suivantes:

- 1- un nombre d'éléments : $N = 10$.
- 2- une distance inter-éléments : $d = 0,75 \lambda$.
- 3- un niveau de lobes secondaires : NLS # -50 dB.
- 4- un lobe principal tel que : $\theta_0 = 0$.

La méthode du simplexe nous donne les excitations des éléments rayonnants:

Modules	$a_1 = 1$	$a_2 = 0.808$	$a_3 = 0.517$	$a_4 = 0.246$	$a_5 = .074$
---------	-----------	---------------	---------------	---------------	--------------

Nous avons tracé les diagrammes de rayonnement correspondants à cette pondération dans les plans E et H (figures IV.3), nous avons pris comme source élémentaire une antenne carrée alimentée sur un coin.

Par la suite et pour le même nombre d'éléments nous avons imposé à la fonction de rayonnement un gabarit tel que le lobe principal soit incliné d'un angle $\theta_0 = 30^\circ$ par rapport à la normale au plan du réseau, et un niveau de lobes secondaire NLS # -30 dB, les éléments rayonnants sont cette fois ci espacés d'une distance $d = 0.58 \lambda$; nous trouvons comme excitations:

Modules	$a_1 = 1$	$a_2 = 0.893$	$a_3 = 0.675$	$a_4 = .439$	$a_5 = 0.276$
Phases	$\varphi_1 = 49.8^\circ$	$\varphi_2 = 149.2^\circ$	$\varphi_3 = -109.1^\circ$	$\varphi_4 = -8.7^\circ$	$\varphi_5 = 91^\circ$
Incrément		99.4°	101.7°	100.4°	99.7°

Nous constatons que nous avons un incrément de phase φ qui est de 100°

Figure VI.5.a
Réseau linéaire à lobe incliné(exemple2)

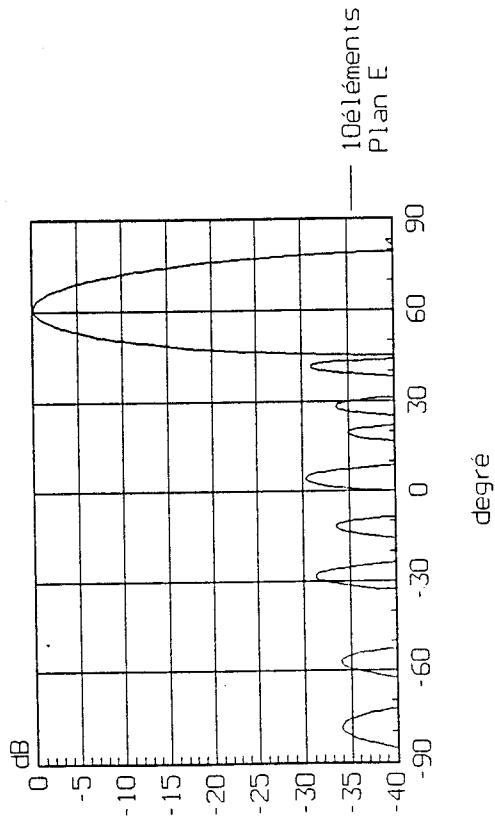


Figure VI.4.a
Réseau linéaire à lobe incliné

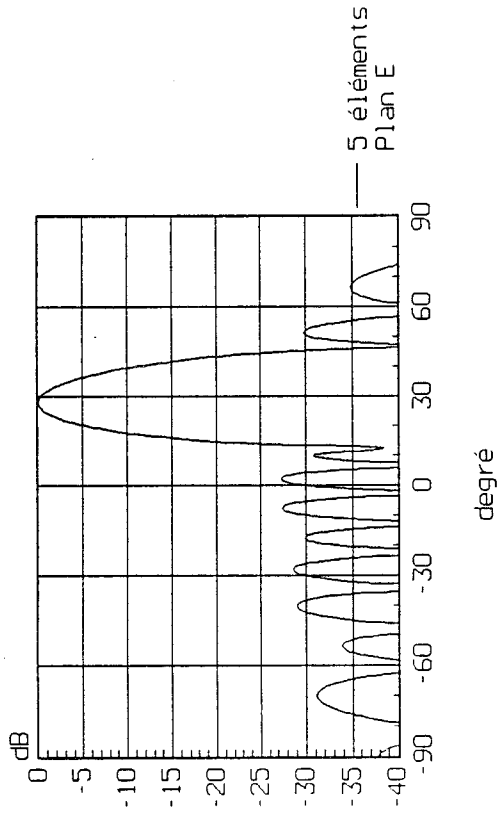


Figure VI.5.b
Réseau linéaire à lobe incliné(exemple2)

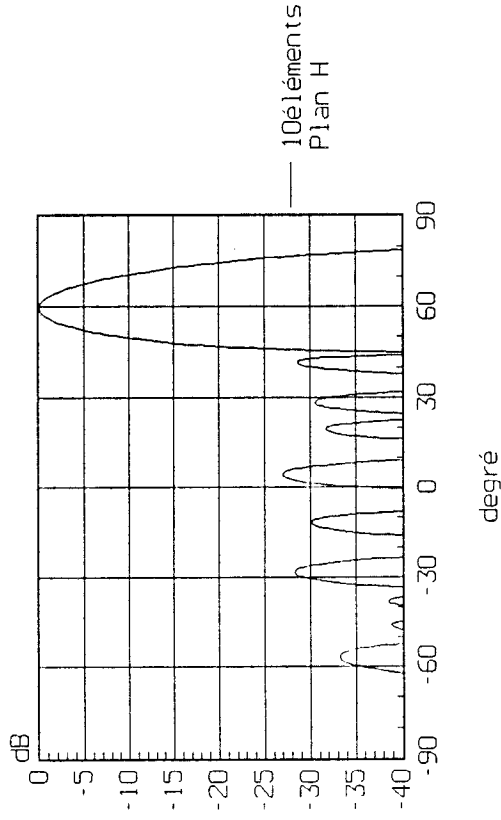
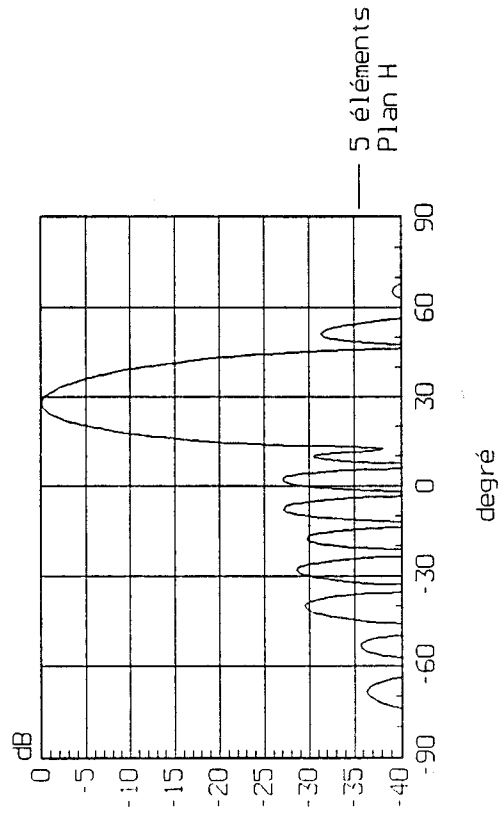


Figure VI.4.b
Réseau linéaire à lobe incliné



environ, si nous appliquons la formule III.2 du chapitre précédent, nous avons un angle d'inclinaison $\theta_0 = 28.6^\circ$ ce qui correspond quasiment à l'inclinaison relevée sur le diagramme de rayonnement ; nous donnons également les tracés des digrammes dans les deux plans de polarisation (figures IV.4).

Enfin et pour avoir une inclinaison plus importante du lobe principal, nous avons traité le cas du réseau linéaire défini de la façon suivante:

- 1- un nombre d'éléments : $N = 20$.
- 2- une distance inter-éléments : $d = 0,3 \lambda$.
- 3- un niveau de lobes secondaires : NLS # -30 dB.
- 4- un lobe principal incliné de : $\theta_0 = 60^\circ$.

Le calcul des excitations de chacun des éléments rayonnants nous donne les résultats suivants:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a_n	0.439	0.787	1	0.987	0.797	0.532	0.288	0.122	0.036	0.006
φ_n	-54.2°	151°	-23.9°	156.2°	-25.7°	151°	-33.6°	140.5°	-46.3°	125.6°
φ	205.2°	185.1°	180.1°	178.1°	176.7°	175.4°	174.1°	173.2°	171.9°	

Nous constatons dans ce cas que l'incrément de phase n'est plus constant et ne vérifie plus la formule III.2 du chapitre précédent, par ailleurs nous présentons les diagrammes de rayonnements correspondants à ces pondérations (figures IV.5).

Nous avons présenté ici trois exemples d'illustration de la méthode numérique d'optimisation choisie ; nous rappelons que le choix d'une antenne repose sur plusieurs compromis que nous résumons comme suit :

Augmenter l'inclinaison du lobe principal θ_0 impose une diminution de la distance inter-éléments d , cette diminution augmente l'ouverture du lobe principal $\Delta\theta$, donc pour faire face à ce problème il faut augmenter le nombre d'éléments rayonnant N . En outre, le niveau des lobes secondaires NLS est étroitement lié à l'ouverture du lobe principal $\Delta\theta$ ref[2].

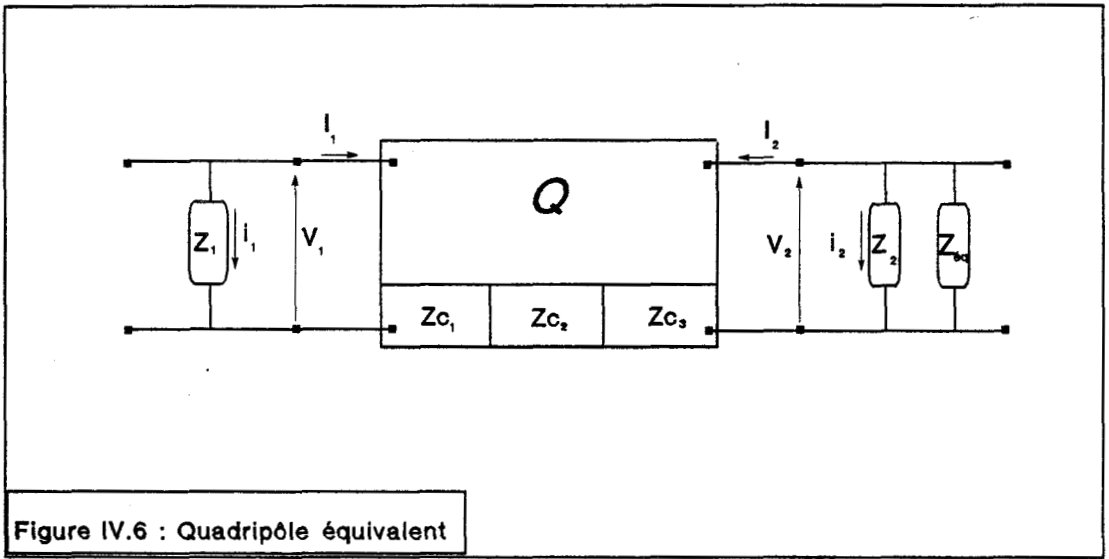


Figure IV.6 : Quadripôle équivalent

IV- Exemples de réalisation:

Dans un premier temps nous allons réaliser un réseau linéaire plan H à 10 éléments, ayant un lobe principal incliné de $\theta_0 = 30^\circ$. Pour cela nous nous inspirons des résultats du deuxième exemple simulé au paragraphe précédent ; par la suite nous traiterons le cas d'une antenne directive.

IV-1 : Choix des paramètres:

a- Fréquence d'émission : autour de 10 GHz, cette antenne étant destinée à un radar Doppler fonctionnant à cette fréquence.

b- Source élémentaire : nous avons choisi un patch carré alimenté sur un coin puisque son impédance d'entrée élevée nous facilite la conception du distributeur d'excitation.

c- Distance inter-éléments : pour simplifier la méthode de pondération en amplitude et en phase nous avons choisi une distance inter-éléments $d = 3 \frac{\lambda_g}{4} \approx 0,527 \lambda_0$, puisque nous utilisons le même principe d'excitation qu'au premier chapitre, basé sur la désadaptation ramenée par les différents tronçons de ligne $\frac{\lambda_g}{4}$.

λ_g étant la longueur d'onde guidée, le substrat utilisé est le même que celui décrit au chapitre I ($\epsilon_r = 2.35$).

IV-2 : Répartition d'excitation:

Deux sources rayonnantes sont espacées d'une distance égale à $3 \frac{\lambda_g}{4}$. Le quadripôle équivalent à cette ligne a comme matrice chaîne le produit des matrices chaînes de chacun des transformateurs quart d'onde ayant comme impédances caractéristiques Z_{c_1} , Z_{c_2} , Z_{c_3} (figure IV.6), si nous chargeons ce quadripôle par l'impédance Z_2 en parallèle avec Z_{equi} en sortie et Z_1 à l'entrée, le rapport entre le courant circulant dans Z_1 et celui circulant dans Z_2 est donné par la relation :

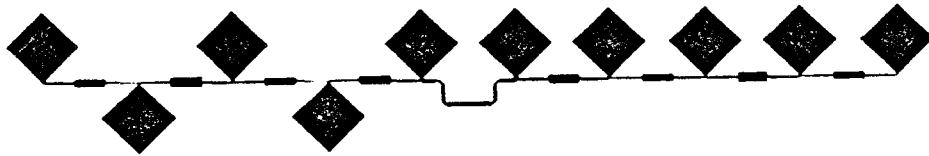


Figure IV.7 : masque du réseau linéaire à lobe incliné

$$\frac{i_2}{i_1} = j \cdot \frac{Z_{c_2}}{Z_{c_1} \cdot Z_{c_3}} \cdot \frac{Z_1 \cdot Z_{\text{equi}}}{Z_2 + Z_{\text{equi}}}$$

L'impédance d'entrée de ce quadripôle sans l'impédance Z_1 est la suivante:

$$Z_{\text{entrée}} = \left(\frac{Z_{c_1} \cdot Z_{c_3}}{Z_{c_2}} \right)^2 \cdot \frac{Z_2 + Z_{\text{equi}}}{Z_2 \cdot Z_{\text{equi}}}$$

Z_1 et Z_2 représentent les impédances d'entrée des éléments rayonnants, Z_{equi} représente l'impédance d'entrée correspondant au distributeur suivant. Ce quadripôle va nous ramener un incrément de phase de 270° et une atténuation en amplitude dépendant des valeurs des impédances caractéristiques Z_{c_1} , Z_{c_2} , Z_{c_3} .

IV-3 : Réalisations:

1 : Réseau linéaire :

Une antenne a été réalisée à partir des valeurs d'excitations déterminées à l'aide de la méthode du simplexe (cf. II) et pour une fréquence de 10 GHz. Cependant, des contraintes technologiques telles que :

- 1- le rayonnement des lignes pour des impédances faibles.
 - 2- l'erreur de gravure du circuit imprimé pour des impédances élevées.
- nous ont amené à modifier quelque peu les valeurs caractéristiques des excitations.

Nous avons :

Modules	$a_1 = 1$	$a_2 = 0.754$	$a_3 = 0.511$	$a_4 = 0.283$	$a_5 = 0.306$
Phases	$\varphi_1 = -45^\circ$	$\varphi_2 = -135^\circ$	$\varphi_3 = 135^\circ$	$\varphi_4 = 45^\circ$	$\varphi_5 = -45^\circ$
Incrément	270°				

Le masque de cette antenne est donné à la figure IV.7, l'emplacement des éléments rayonnants dans le plan inférieur à la ligne d'excitation revient à rajouter une phase de π (par rapport au point d'excitation) à chacun de ces éléments.

Figure IV.8.a
Réseau linéaire à lobe incliné
Diagramme théorique

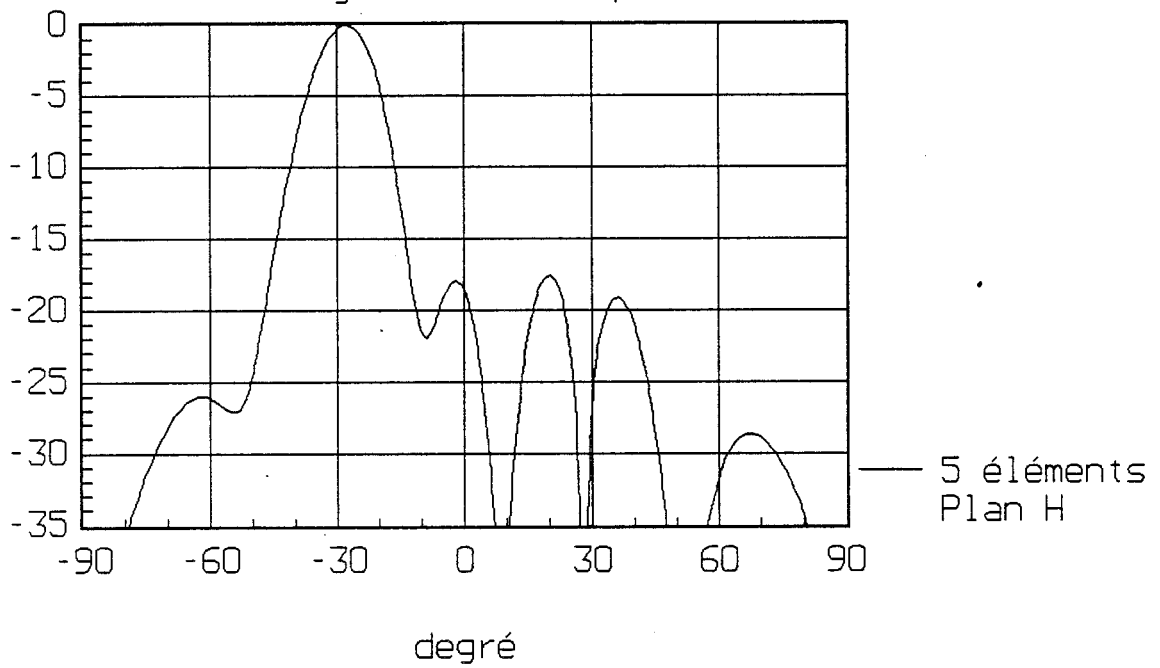
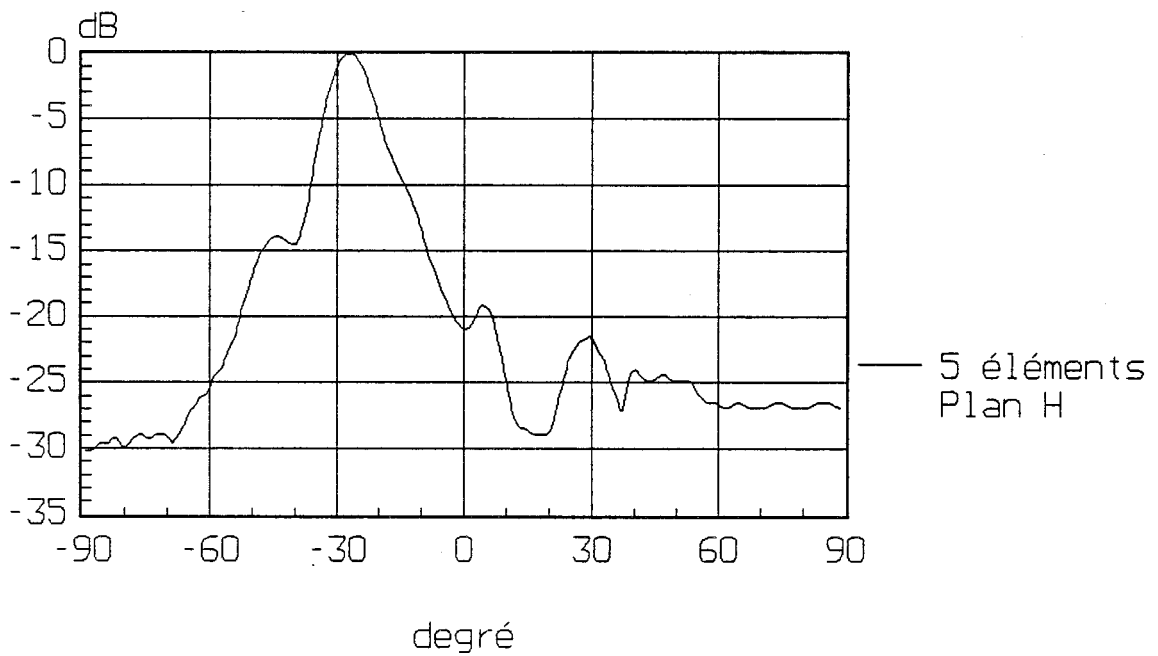


Figure IV.8.b
Réseau linéaire à lobe incliné
Diagramme pratique



Les diagrammes de rayonnement théorique et pratique plan H correspondant à cette pondération sont représentés sur la figure VI.8, nous résumons ici les caractéristiques obtenues pour ce réseau linéaire :

- ouverture à 3 dB:
 - Plan H : 10.5°
- inclinaison du lobe principal :
 - Plan H : 28°
- rapport lobe secondaire/lobe principal :
 - Plan H : $- 20$ dB
- gain :
 - Mesuré : 10 dB

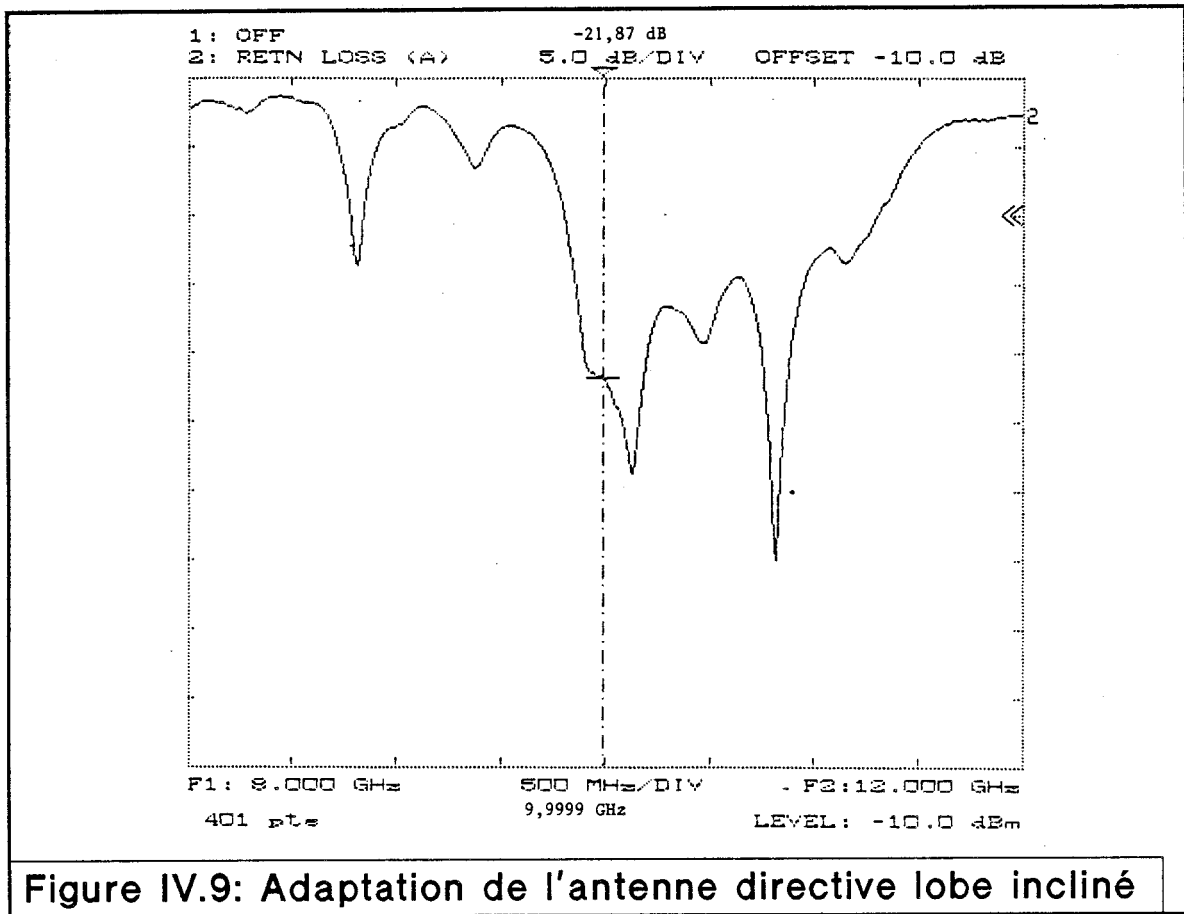


Figure IV.9: Adaptation de l'antenne directive lobe incliné

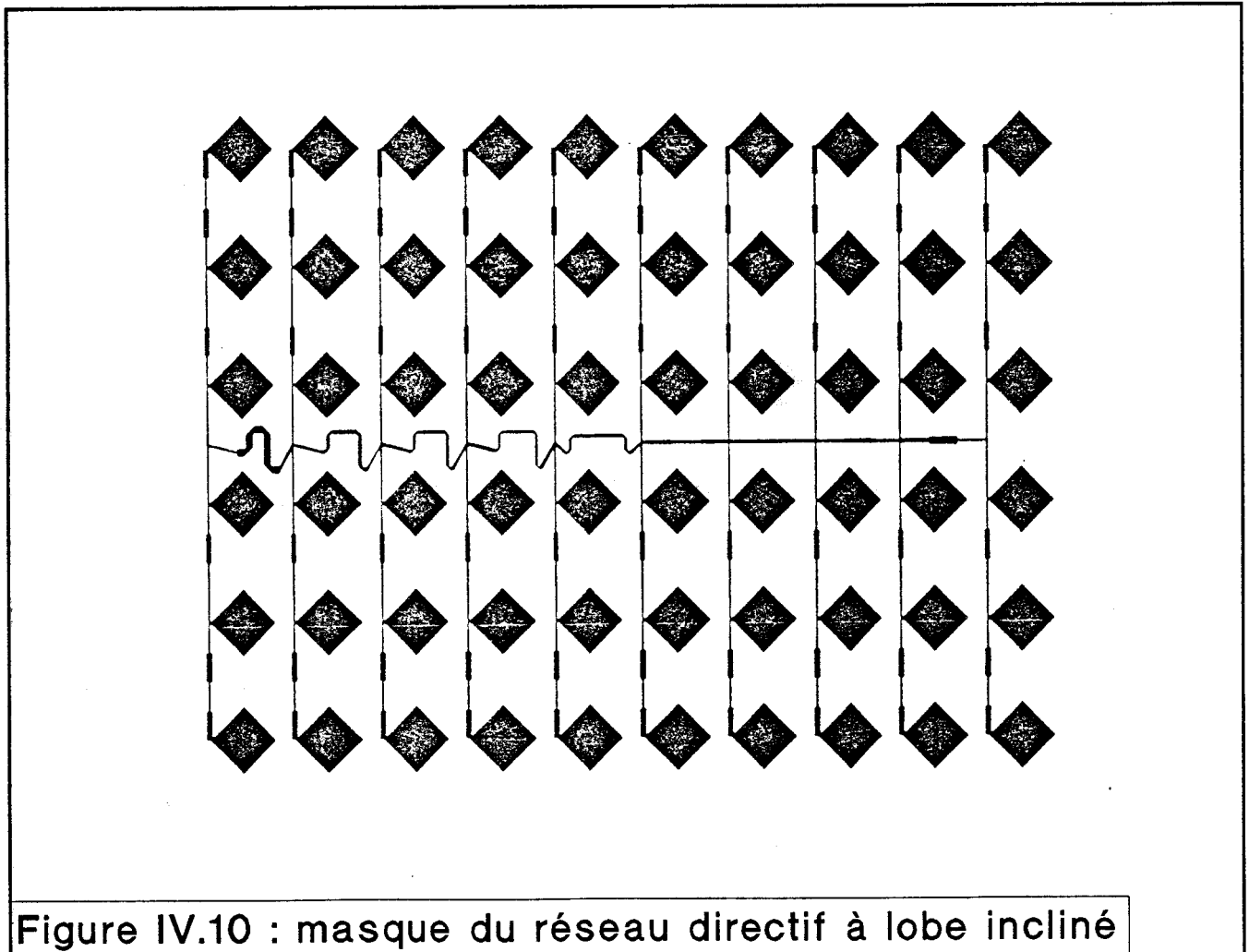


Figure IV.10 : masque du réseau directif à lobe incliné

2 : Réseau directif à lobe incliné:

De la même façon qu'au premier chapitre (cf. III-4) nous avons réalisé un réseau bidimensionnel à 10 GHz (figure IV.9) composé cette fois-ci de 60 éléments rayonnants (figure IV.10) :

- chaque sous-réseau plan H est composé de 6 éléments rayonnants carrés à excitation en phase donc à lobe principal perpendiculaire au plan de l'antenne.

- le sous-réseau plan E est composé de 10 éléments rayonnants, chaque élément est constitué d'un sous-réseau plan H précédemment défini, la pondération dans ce plan est déterminé pour une inclinaison du lobe principal de 30°.

Les caractéristiques obtenues pour cette antenne sont les suivants :

- ouverture à 3 dB :
 - Plan E : 16°
 - Plan H : 14°
- inclinaison du lobe principal :
 - Plan E : 30°
 - Plan H : 0°
- rapport lobe secondaire/lobe principal :
 - Plan E : -20 dB
 - Plan H : -20 dB
- gain :
 - Mesuré : 17 dB.

Nous représentons les diagrammes de rayonnements théoriques et pratiques sur la figure IV.11:

- nous constatons une remontée remarquable des lobes secondaires dans le plan H ceci est dû essentiellement au rayonnement intrinsèque des lignes vue la complexité du circuit d'alimentation, surtout que ce dernier se trouve sur la même surface que les éléments rayonnants.

- l'ouverture de l'antenne dans le plan E est plus élevée en pratique qu'en théorie, ceci s'explique par le fait que le modèle théorique utilisé ne prend en compte ni le couplage inter-éléments rayonnants ni le couplage élément rayonnant-lignes d'alimentation.

Figure IV.11.c

Réseau directif à lobe incliné
Diagramme théorique

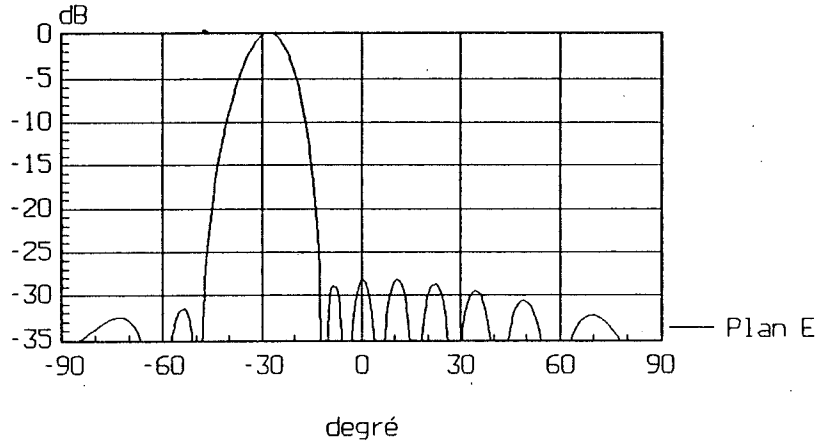


Figure IV.11.a

Réseau directif à lobe incliné
Diagramme théorique

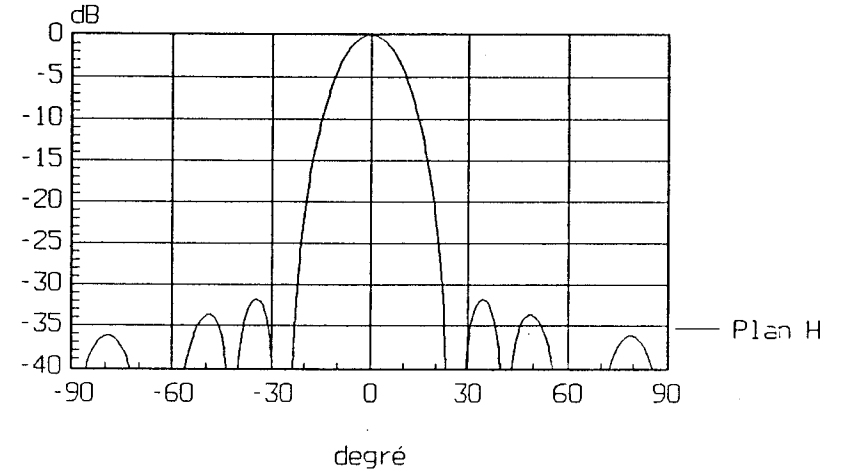


Figure IV.11.d

Réseau directif à lobe incliné
Diagramme pratique

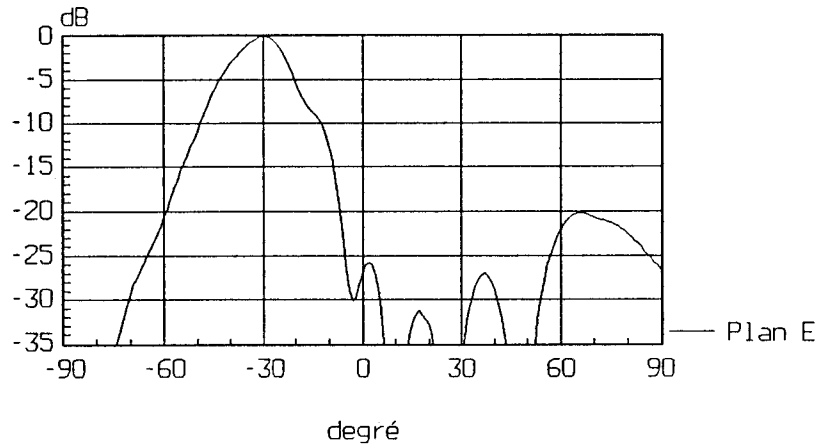
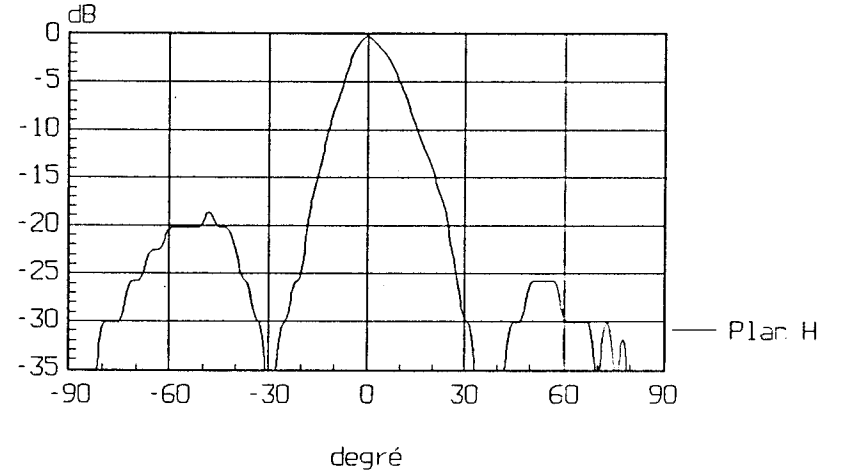


Figure IV.11.b

Réseau directif à lobe incliné
Diagramme pratique



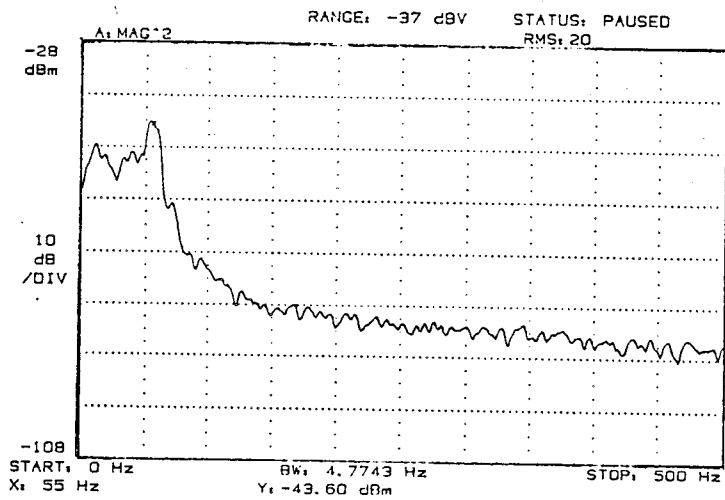


Figure IV.12.a : antenne linéaire à lobe incliné

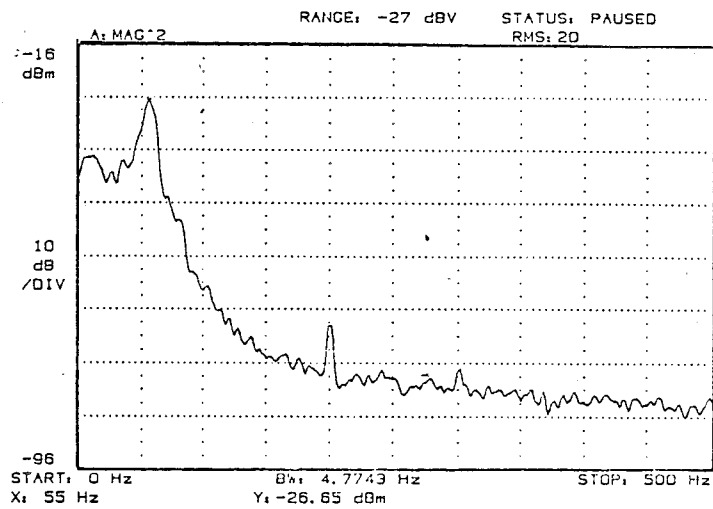


Figure IV.12.b : antenne directive à lobe incliné

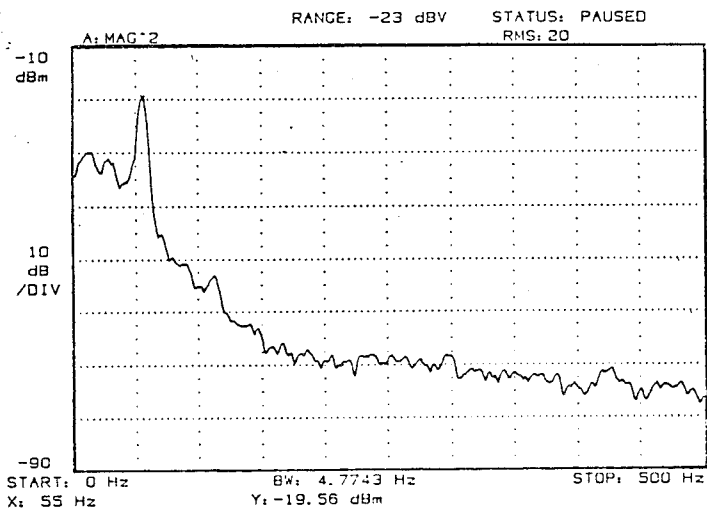


Figure IV.12.c : antenne directive 48 éléments

V- Application au cinémomètre Doppler - Conclusion:

Après ces deux réalisations, nous avons utilisé le réseau linéaire ainsi que l'antenne bidimensionnelle pour faire des essais en cinémomètres Doppler, en utilisant notre banc de simulation routier, nous prenons comme radar de référence le cinémomètre S.N.C.F. étudié et testé dans les deux premiers chapitre. Ces essais sont effectués à une vitesse de 1m/s et à une inclinaison des faisceaux incidents de 30° par rapport à l'horizontale.

Nous obtenons les résultats suivants en ce qui concerne les amplitudes des spectres (figures IV.12) :

- antenne linéaire à lobe incliné : -43.60 dBm.
- antenne directive à lobe incliné : -26.65 dBm.
- antenne directive 48 éléments : -19.56 dBm.

Nous constatons que pour les deux antennes à lobes inclinés les spectres Doppler sont exploitables, par contre nous avons un décalage en amplitude d'environ 17 dB en faveur de l'antenne directive, ce qui reflète bien la différence de gain entre les deux antennes.

Mis à part le problème du gain la qualité des spectres Doppler montre que la directivité du lobe principal de l'antenne dans le sens normal au sens du déplacement n'est pas nécessaire.

En conséquence, le choix de l'antenne pour le radar Doppler pour automobile repose sur le compromis : encombrement-gain.

BIBLIOGRAPHIE DU QUATRIEME CHAPITRE

Ref [1] : BOGUAIS M., DANIEL J.P., TERRET C.

"Deux méthodes de synthèse de réseaux d'antennes - Application aux antennes imprimées"

JINA -86, NICE, Novembre 1986

Ref[2] : BOGUAIS M.

"Contribution à la synthèse de réseaux d'antennes - Réalisation en technique imprimée"

Thèse d'Université, RENNE, Décembre 1986

Ref[3] : CULLMAN G.

"Recherche opérationnelle"

Masson 1970

Ref[4] : HENRY L.

"Recherche opérationnelle : programmation linéaire et problèmes avancés"

Masson 1976

Ref[5] : FAURE R.

"Guide de la recherche opérationnelle"

Masson 1986

**CONCLUSION
GENERALE**

CONCLUSION GENERALE

Nous avons réalisé des capteurs cinémométriques fonctionnant à 10 GHz permettant de mesurer à la fois la vitesse instantanée, la distance parcourue et le sens du déplacement d'un mobile.

Les nombreux essais effectués sur site S.N.C.F. nous ont permis de conclure que nous avons répondu au cahier des charges en ce qui concerne la reproductibilité et la précision des mesures, laquelle atteint $0,05\%$ sur la distance .

Pour l'adaptation du radar aux véhicules de transports non guidés ainsi que dans le souci de garder une bonne précision sur les mesures des paramètres vitesse et distance parcourue, nous avons développé une méthode de simulation permettant d'étudier à partir des phénomènes physiques mis en jeu le signal Doppler issu d'une configuration Janus.

Le choix de l'antenne à lobe incliné, nous a poussé à développer également un programme de simulation numérique basé sur l'algorithme du simplexe et permettant la synthèse de réseaux d'antennes.

Nous avons réalisé des réseaux linéaires et directifs à lobe incliné de 60° par rapport à l'horizontale, en technologie imprimée. L'obtention d'une antenne imprimée à lobe incliné de 30° par rapport à l'horizontale utilisera la même méthode de conception comme le montrent les exemples donnés au dernier chapitre mais nécessitera d'autres méthodes de réalisation, ceci étant en cours d'étude au laboratoire.

Enfin la partie active de ce radar sera composée d'une tête hyperfréquence monolithique, laquelle est également en cours d'étude au laboratoire.

Annexes

ANNEXE I

Les polynômes de Chebyshev sont définies de la façon suivante :

$$*T_m(x) = (-1)^m \cosh(m \cosh^{-1}|x|) \text{ pour } |x| > 1$$

$$*T_m(x) = \cos(m \cos^{-1}|x|) \text{ pour } |x| < 1$$

Ces équations vérifient la relation de récurrence suivante :

$$T_{m+1}(x) = 2x T_m(x) - T_{m-1}(x)$$

avec :

$$T_0(x) = 1$$

$$T_1(x) = x$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$$

.

.

.

Notre facteur de réseau :

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n \cos((n-0,5) k_0 d \sin\theta)$$

peut s'écrire comme polynôme de chebyshev si nous posons:

$$k_0 d \sin\theta = 2\alpha \quad \text{et} \quad \cos\alpha = \frac{x}{x_0}$$

$$R(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n \cos((2n-1)\alpha) = \sum_{n=1}^N a_n T_{2n-1}(\cos\alpha)$$

$R(x) = \sum_{n=1}^N a_n T_{2n-1}\left(\frac{x}{x_0}\right)$ sera un polynôme de degré $2N-1$ que nous identifierons à un polynôme de Chebyshev de même degré soit $T_{2N-1}(x)$ nous en déduirons les valeurs des coefficients a_n .

La discontinuité de la fonction $T_n(x)$ au point $|x| = 1$ permettra de définir le compromis entre le niveau des lobes secondaires et l'ouverture du lobe principal puisque :

pour $|x| < 1$ cette fonction est bornée c'est-à-dire $|T_n(x)| < 1$.

pour $|x| > 1$ cette fonction est strictement croissante.

Si R est le niveau des lobes secondaires : les éléments du couple (x_0, R) seront liés par la relation:

$$R = \cosh((2N-1) \cosh^{-1}x_0)$$

ou encore

$$x_0 = \cosh\left(\frac{\cosh^{-1}R}{2N-1}\right)$$

l'écart entre $x=1$ et $x=x_0$ correspond à la demi-ouverture du lobe principal.

ANNEXE II

Dans cet exemple nous allons optimiser par la méthode du simplexe, en décrivant toutes les étapes de l'algorithme, le système linéaire suivant :

$$\begin{pmatrix} 1 & 6 \\ 2 & 2 \\ 4 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \leq \begin{pmatrix} 30 \\ 15 \\ 24 \end{pmatrix}$$

$$(a_{ij}) = \begin{pmatrix} 1 & 6 \\ 2 & 2 \\ 4 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad (b_i) = \begin{pmatrix} 30 \\ 15 \\ 24 \end{pmatrix}$$

La fonctionnelle à maximiser est la suivante :

$$F = 2x_1 + x_2 \quad ((c_j) = (2,1))$$

Transformation des inéquations en équations:

Le système devient :

$$\begin{pmatrix} 1 & 6 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 2 & 0 & 1 & 0 \\ 4 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 30 \\ 15 \\ 24 \end{pmatrix}$$

DEPART DE L'ITERATION :

La solution de départ étant :

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 30 \\ 15 \\ 24 \end{pmatrix}$$

Donc $\text{aux}(1) = 3$, $\text{aux}(2) = 4$ et $\text{aux}(3) = 5$.

RECHERCHE DU PREMIER SOMMET:

PREMIER CRITERE DE DANTZIG:

On cherche l'indice k tel que :

$$c_k = \text{Max } c_j \quad \text{avec } j \in \{ 1, 2 \}$$

pour cette exemple $k = 1$.

FORMULES D'ITERATION :

* Calcul des x_k :

$$\text{Nous avons } x_k = \frac{b_i}{a_{ik}} : (k=1)$$

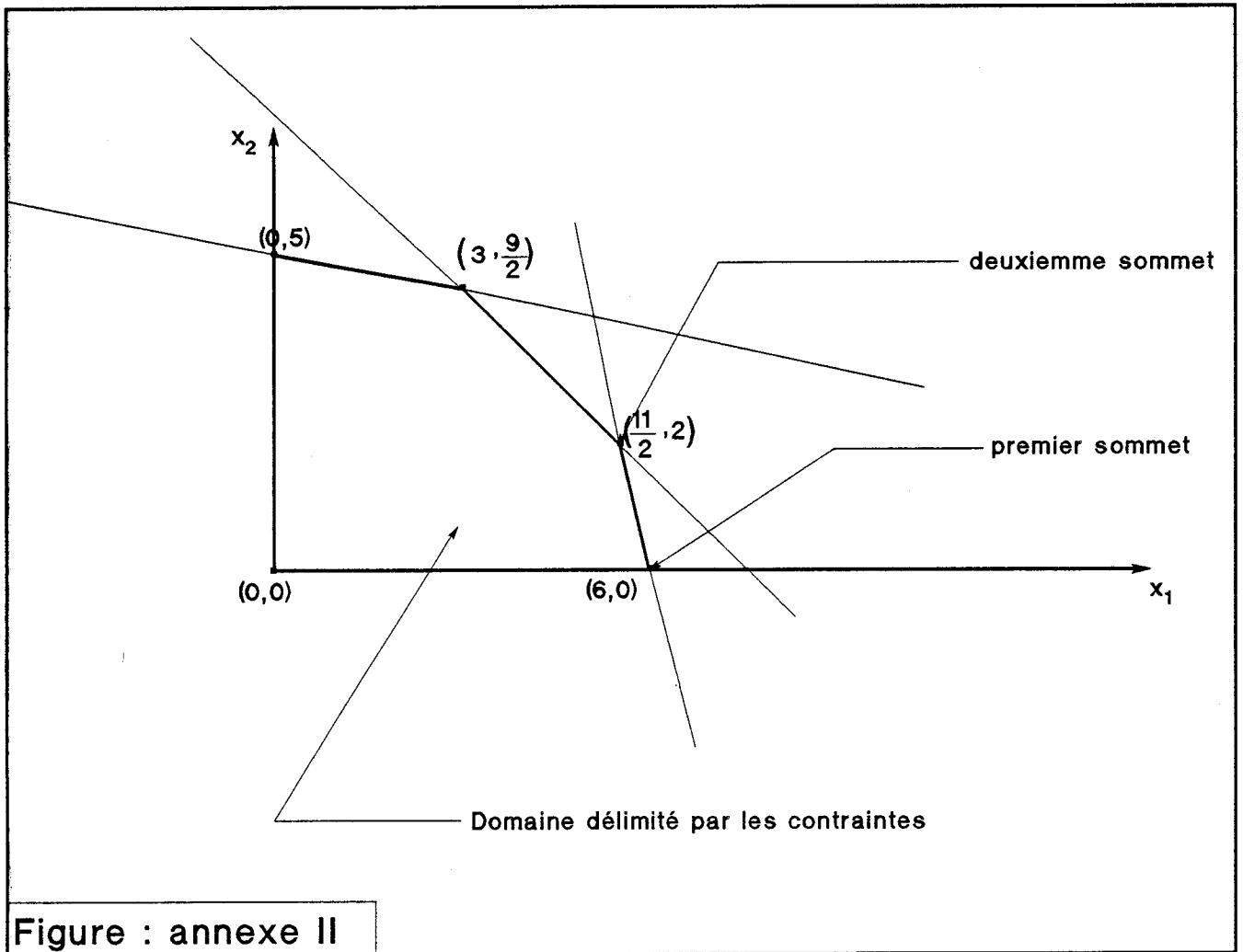
$$i=1 \quad x_1 = 30$$

$$i=2 \quad x_1 = \frac{15}{2}$$

$$i=3 \quad x_1 = 6$$

*Deuxième critère de Dantzig :

La plus faible valeur de x_k correspond à l'indice $i = 3$ donc $r = 3$ (et $x_{n+r} = x_{2+3} = x_5 = 0$).



Nous avons trouvé le couple (r,k) nous déterminons la nouvelle matrice (a'_{ij}), le nouveau vecteur (b'_i) et les nouveaux coefficients (c'_j) de F par les formules d'itérations nous trouvons :

$$(a'_{ij}) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{23}{4} & 1 & 0 & -\frac{1}{4} \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 & 1 & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{1}{4} & 0 & 0 & \frac{1}{4} \end{pmatrix} \quad (b'_i) = \begin{pmatrix} 24 \\ 3 \\ 6 \end{pmatrix} \quad (c'_j) = \left[0, \frac{1}{2}, 0, 0, \frac{1}{2} \right]$$

Ayant changé la solution nous modifions le tableau auxiliaire en posant :

$$\text{aux}(r) = k \quad \text{c'est-à-dire} \quad \text{aux}(3) = 1$$

les autres valeurs du tableau ne change pas : aux(1) = 3 et aux(2) = 4

les autres variables x_j sont nulles.

Le premier sommet sera donc:

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b'_3 \\ 0 \\ b'_1 \\ b'_2 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 6 \\ 0 \\ 24 \\ 3 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Les c'_j ne sont pas tous négatifs ou nuls donc nous recommençons le même raisonnement avec le nouveau système linéaire trouvé et la nouvelle fonctionnelle à optimiser.

DEUXIEME SOMMET :

Au bout de cette deuxième itération nous trouvons comme couple résultant des critères de Dantzig : (k,r) = (2,2).

Le vecteur (b'_i) et les coefficients de la fonctionnelle (c'_j) sont :

$$(b'_i) = \begin{pmatrix} \frac{25}{2} \\ 2 \\ \frac{11}{2} \end{pmatrix} \quad (c'_j) = \left[0, 0, 0, -\frac{1}{3}, 0 \right]$$



Les valeurs du tableau auxiliaire sont :

$$\text{aux}(1) = 3 \quad \text{aux}(2) = 2(\text{valeur modifiée}) \quad \text{aux}(3) = 1$$

Enfin le deuxième sommet est le suivant :

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b'_3 \\ b'_2 \\ b'_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{11}{2} \\ 2 \\ \frac{25}{2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Nous constatons que les c'_j sont tous négatifs ou nuls donc ce **sommet** correspond à la solution qui maximise le plus possible la fonctionnelle F.