

50376
1994
165

(C) 1994 - 165



n° d'ordre:1328

THESE

présentée à

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

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité: ELECTRONIQUE

par

Miloud GHAZLI

**SUR UN NOUVEAU SYSTEME DE
LOCALISATION DE VEHICULES GUIDES
UTILISANT DE SIMPLES REFLECTEURS
METALLIQUES**

soutenue le 18 MAI 1994 devant la commission d'examen

MEMBRES DU JURY: MM.

R. GABILLARD	Président , directeur de thèse
Y. DAVID	Rapporteur
J.L VATERKOWSKI	Rapporteur
J. BAUDET	Examineur
B. DEMOULIN	Examineur
M. HEDDEBAUT	Examineur



REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, sous la direction de Monsieur le professeur Robert GABILLARD.

Je tiens à le remercier de m'avoir accueilli dans son laboratoire, des conseils précieux qu'il m'a donné tout au long de ce travail et de l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider mon jury.

Je tiens aussi à présenter mes sincères remerciements à:

-Monsieur Jacques BAUDET, ingénieur C.N.R.S, pour l'aide qu'il m'a apportée et les conseils qu'il m'a prodigués.

-Monsieur Y.DAVID, directeur du C.R.E.S.T.A, pour m'avoir fait l'honneur de juger mon travail.

-Monsieur J.L VATERKOWSKI, directeur de l'E.N.S.M.M, pour m'avoir fait l'honneur de juger mon travail.

-Monsieur B. DEMOULIN, professeur à l'université de LILLE, qui a accepté de faire partie du jury.

-Monsieur M. HEDDEBAUT, directeur de recherche au C.R.E.S.T.A, qui a bien voulu faire partie du jury.

-Messieurs P. DEGAUGE, Y. NGUYEN, C. SEMET.

Enfin, que tous les membres et collègues du L.R.P.E, grâce auxquels ce travail a pu s'effectuer dans une bonne ambiance, trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et de ma sympathie.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.

1- DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT DU SYSTEME.

I)INTRODUCTION.....	4
I-a) Présentation de la localisation ponctuelle.....	5
I-b) Principe de la localisation ponctuelle.....	6
I-c) Historique des systèmes de localisation.....	6
I-c-1) Balises commerciales.....	6
I-c-2) Balises développées au LRPE.....	7
II) DESCRIPTION DU SYSTEME.....	8
III) PRINCIPE DU SYSTEME.....	10
III-a) Approche théorique.....	10
III-b) Applications.....	12
III-c) La forme réelle du signal.....	13
III-d) Exemples de modulation.....	14
IV) LES PERTURBATIONS.....	14
IV-a) Introduction.....	14
IV-b) Etude générale.....	15
IV-c) Cas particuliers.....	16
IV-d) Solution du premier cas.....	17
IV-e) Le changement de période.....	18
V) CHOIX DES FREQUENCES.....	19
V-a) Essai à 1GHz.....	19
V-a-1) Avantages.....	19
V-a-2) Choix de l'antenne.....	20
V-a-3) Inconvénient.....	21
V-a-4) Conclusion.....	21
V-b) Essais à des fréquences élevées.....	21
VI) CREATION DE SIGNATURES.....	22
VI-a) Signature 1.....	22
VI-b) Signature 2.....	23
VI-c) Signature 3.....	24

VI-d) Avantages de cette signature.....	25
VII) INFLUENCE DES CONDITIONS CLIMATIQUES.....	26
VII-a) Introduction.....	26
VII-b) Etude théorique.....	27
VII-c) Conclusion.....	30
VIII) BIBLIOGRAPHIE.....	31

2- INTRODUCTION A LA RECONNAISSANCE DE FORME.

I)INTRODUCTION.....	36
I-a) Outils statistiques.....	36
I-b) Outils structurels.....	36
I-c) Choix de l'outil.....	37
II) TECHNIQUES STRUCTURELLES.....	37
II-a) Introduction.....	37
II-b) Utilisation des structures des mots.....	38
II-c) Automate et grammaire.....	39
II-c-1) Représentation d'un automate.....	39
II-c-2) Représentation d'une grammaire.....	40
II-d) Introduction à la théorie des langages.....	43
II-e) Définitions.....	44
II-f) Théorèmes.....	45
II-g) Automate et programmation.....	48
III) BIBLIOGRAPHIE.....	50

3- TRAITEMENT DU SIGNAL.

I-INTRODUCTION.....	52
II) ASPECT CINEMATIQUE.....	53
II-a) Introduction.....	53
II-b) Etude du passage du mobile sur un réflecteur.....	54
II-b-1) Mouvement uniforme.....	54
II-b-2) Mouvement uniformément varié.....	54
II-b-2-1) Cas d'une accélération.....	56
II-b-2-2) Cas d'un ralentissement.....	58
II-c) Etude du passage du mobile entre deux réflecteurs.....	60
II-c-1) Premier réflecteur de longueur simple.....	61
II-c-1-a) Accélération.....	61
II-c-1-b) Ralentissement.....	61
II-c-2) Premier réflecteur de longueur double.....	62

II-c-2-a) accélération.....	62
II-c-2-b) Ralentissement.....	63
III) APPLICATION DE LA RECONNAISSANCE DE FORME.....	64
III-a) Introduction.....	64
III-b) Caractéristiques du signal.....	65
III-b-1) Caractéristiques du système permettant d'obtenir le signal.....	65
III-b-2) Caractéristiques d'une signature.....	66
III-c) Premier niveau de classification.....	66
III-c-1) Description syntaxique.....	66
III-c-2) Le choix du code.....	67
III-c-2-a) Le choix de l'alphabet.....	68
III-c-2-b) Le choix de traitement de l'alphabet.....	69
III-c-3) Les règles de productions.....	70
III-d) Deuxième niveau de classification.....	72
IV) PROGRAMMATION DE L'AUTOMATE.....	73
V) APERCU SUR UNE REALISATION PRATIQUE.....	80
4-ETUDES EXPERIMENTALES.	
I) INTRODUCTION.....	82
II) CONDITIONS D'EXPERIMENTATION.....	83
III) PRESENTATIONS DES RESULTATS.....	85
III-a) Expériences à 10GHz.....	85
III-b) Expériences à 24GHz.....	85
IV) EXPERIENCES A 10GHZ.....	86
IV-1) Antenne inclinée de 20°.....	86
IV-2) Antenne inclinée de 20° bis.....	87
IV-3) Antenne inclinée de 25°- expérience simple.....	88
IV-4) Antenne inclinée de 25° avec parasites.....	89
V) EXPERIENCES A 24GHZ.....	90
V-1) Antenne inclinée de 20°.....	90
V-2) Antenne inclinée de 25°.....	91
VI) CONCLUSION.....	92
5- ETUDE DU SIGNAL DETECTE.	
I- INTRODUCTION.....	94

II) CARACTERISTIQUES DU SIGNAL DETECTE EN L'ABSENCE DE POMPAGE.....	95
II-a) Relation entre la longueur du réflecteur et le nombre de périodes.....	95
II-b) Vitesse du mobile constante.....	96
II-c) Vitesse du mobile uniformément variée.....	98
III) ETUDE DU SIGNAL DETECTE EN PRESENCE DE POMPAGE.....	99
III-a) Introduction.....	99
III-b) Vitesse du mobile nulle.....	100
III-c) Vitesse constante et présence de pompage.....	101
III-c-1) Premier cas.....	103
III-c-1-a) Validation de l'approximation.....	103
III-c-1-b) variation de la période.....	104
III-c-1-c) Variation du nombre de pics.....	105
III-c-2) Deuxième cas.....	106
III-c-2-a) Variation du nombre de pics.....	106
III-c-2-b) variation de la période.....	110
III-d) Vitesse du mobile uniformément variée.....	110
III-d-1) Premier cas.....	111
III-d-1-a) Validation de l'approximation.....	112
III-d-1-b) variation de la période.....	112
III-d-2) Deuxième cas.....	113
IV) CONCLUSION.....	114
6- CONCLUSION GENERALE.....	118
ANNEXE.....	121

INTRODUCTION GENERALE

Le travail qui est présenté dans ce mémoire concerne l'étude et le développement d'un système de localisation de véhicules guidés. Ce système constitue un outil qui peut s'intégrer dans de nombreuses utilisations où la position d'un mobile guidé demande à être connue avec précision. Il est particulièrement bien adapté aux métros à conduite entièrement automatisée tel que le V.A.L (Véhicule Automatique Léger) par exemple. Son implantation sur le réseau S.N.C.F pourrait également être envisagée dans le cadre du projet ASTREE (Automatisation du Suivi des Trains en temps Réel).

En effet, ces systèmes de transport nécessitent des dispositifs qui permettent de déterminer à chaque instant d'une part, la position absolue du véhicule par rapport à la voie et d'autre part, sa vitesse. Ces informations sont généralement obtenues grâce à des dispositifs embarqués sur la motrice tels que le cinémomètre à effet DOPPLER, la roue phonique ou la génératrice tachymétrique.

Malheureusement, la roue phonique et la génératrice tachymétrique donnent lieu à des erreurs cumulatives au fur et à mesure du déplacement du mobile dues à des fluctuations de mesure provoquées par des glissements mécaniques des roues sur le rail. En ce qui concerne le cinémomètre à effet DOPPLER la source d'erreur provient des problèmes liés à l'obtention de l'information par rétrodiffusion.

Il est donc nécessaire de recalibrer périodiquement ces appareils de localisation par des "tops" émanant de la voie.

Pour ce faire, nous proposons un système original dont le principe consiste à installer un radar hyperfréquences sous la caisse du véhicule qui va lire au sol des balises entièrement passives possédant chacune une signature spécifique représentative de sa position.

Les balises sont réalisées à partir de simples tôles métalliques, leur prix de revient est par conséquent très faible.

Nous verrons que le concept de recalage par simples "tops" peut être étendu à la transmission d'un message codé issu de la voie.

D'autres types de localisateurs capables de transmettre des messages sol-véhicule existent sur le marché et certains ont notamment été développés au L.R.P.E (laboratoire de RadioPropagation et Electronique).

La description du système de localisation ainsi qu'un bref historique concernant les autres dispositifs développés au L.R.P.E seront donnés dans le premier chapitre.

Dans ce même chapitre nous décrivons le fonctionnement du système réalisé dans le cadre de cette présente thèse, nous présentons plusieurs signatures possibles des balises, leurs avantages et leurs inconvénients.

Dans un deuxième chapitre, pour traiter le signal détecté, nous introduisons la théorie de la reconnaissance des formes.

Dans un troisième chapitre, comme ces signatures peuvent être perturbées par les paramètres cinématiques du mobile, nous traitons les problèmes liés à la cinématique, nous calculons les différents intervalles dans lesquels peuvent varier les caractéristiques du signal ensuite nous appliquons la reconnaissance des formes à notre signal.

Dans le quatrième chapitre nous présentons quelques résultats expérimentaux et leur traitement.

Mais les signatures des balises sont aussi altérées par le pompage du mobile, dans un dernier chapitre nous étudions le signal détecté en fonction du pompage du mobile, après avoir établi une hypothèse de bon fonctionnement du système, nous présentons les limites liées à ce système.

DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT

DU SYSTEME

Description et fonctionnement

du système

I) INTRODUCTION:

Le travail que nous présentons dans cet exposé entre dans le cadre des travaux réalisés au laboratoire de radiopropagation et électronique (L.R.P.E) concernant le pilotage automatique des mobiles guidés tels que le train ou le métro (V.A.L par exemple).

Généralement, la vitesse d'un véhicule est mesurée grâce à une roue phonique ou une génératrice tachymétrique, mais cette mesure est imprécise, car les roues pourront patiner lors d'un effort de traction important si elles sont motrices et peuvent s'enrayer lors d'un effort de freinage important. Même en dehors de ces cas critiques les efforts de traction et de freinage impliquent un glissement des roues sur le rails et altèrent donc la mesure. Enfin l'usure des roues et réusinage successif des roues introduisent une erreur permanente élevée dans la mesure.

Quand la mesure est effectuée à l'aide de cinémomètre à effet Doppler [1],[2] les causes d'erreur précédentes disparaissent mais d'autres liées au caractère bruité de l'information et à l'assiette du mobile apparaissent.

Il apparaît donc indispensable de disposer à des endroits stratégiques, des balises de relocalisation.

Le V.A.L par exemple, possède des balises de commande-contrôle implantées à des endroits précis de la ligne, ces balises sont de quatre types et permettent au V.A.L de fonctionner dans des conditions d'exploitation normales. Une balise est représentée par deux plots suffisamment rapprochés, la distance entre ces deux plots peut prendre quatre valeurs selon le type de la balise, lorsque le véhicule détecte un plot, il mesure, grâce à la roue phonique la distance qui le sépare du suivant et identifie ainsi la balise.

Ce système de pilotage fonctionne bien mais le nombre de messages est très limité.

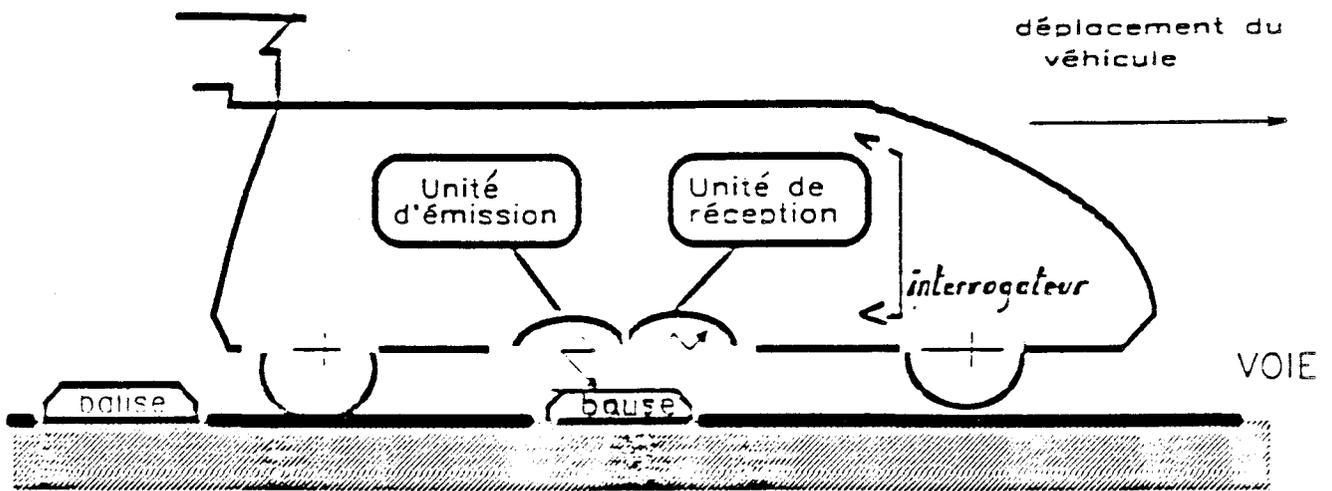


FIGURE I-1



Actuellement, la présence d'un train sur une voie est connue de manière sûre mais par contre sa position ne l'est que de manière imprécise, il est indispensable pour améliorer le débit des voies, la sécurité du trafic et la vitesse des convois de disposer des systèmes permettant à un train de se localiser avec précision et au service de régulation du trafic de connaître au tout moment la position du convoi: le projet ASTREE, futur système de contrôle-commande des circulations répond à ces objectifs.

Le principe préconisé de la localisation autonome, permanente, précise et de sécurité, s'appuie sur des moyens techniques à savoir:

-Une localisation à l'estime, autonome et permanente du train, construite à partir des informations fournies, entre autres, par des capteurs de vitesse.

-Un recalage du système embarqué, aussi fréquent que nécessaire, par une localisation ponctuelle et absolue du train sur le réseau grâce à un localisateur.

Le localisateur doit:

- Fonctionner dans l'environnement ferroviaire courant.
- Rester opérationnel jusqu'à des vitesses de 110m/s.
- Détecter la position du train.
- Identifier la position du train.
- Permettre l'étalonnage en espace des équipement de bord.
- Servir d'indicateur de sens.

Nous allons présenter dans ce qui suit les bases de la localisation ponctuelle.

I-a)Présentation de la localisation ponctuelle:

pour se faire une idée des possibilités d'intégration des dispositifs de localisation dans les différents systèmes de transport, nous commençons par décrire le principe de la localisation ponctuelle.

D'une manière générale, l'information transmise du sol vers le véhicule peut apporter une assistance à l'agent de conduite ou servir à contrôler et commander la conduite d'un véhicule de type métro automatisé par exemple.

La figure I-1 illustre le principe de la localisation ponctuelle.

I-b) Principe de la localisation ponctuelle:

On distingue deux ensembles: les modules embarqués d'une part et les balises de voie d'autre part. L'objectif est de connaître à chaque instant la vitesse et la position du mobile par rapport à la voie. Une localisation que l'on peut qualifier de localisation à l'estime est fournie par un premier type de localisateur utilisant simultanément plusieurs systèmes de mesure de vitesse de principe différent. Rappelons ici que la mesure délivrée par ces derniers est entachée d'une certaine incertitude. Le recalage des systèmes de navigation est assuré par un interrogateur placé sous la caisse qui lit au vol des balises placés sur la voie. Les informations de vitesse et de position collectées par les deux types de capteur sont transmises à une centrale odométrique fonctionnant en mode dit de sécurité. Elles sont ensuite envoyées vers un centre de gestion contrôle-commande par voie hertzienne.

La fonction de recalage réalisée par les balises peut être étendue à la fonction d'identification de la position si l'interrogateur est cette fois capable de lire des balises discriminables entre elles et non plus un simple 'top' de recalage. Les systèmes réalisant la fonction d'identification entrent dans le cadre des dispositifs d'identification automatique des véhicules. Différents systèmes sont actuellement en phase d'évaluation sur site SNCF.

Pour bien maîtriser l'état de l'art en matière de capteurs numériques de position, il est nécessaire de faire une description historique des dispositifs localisateur commercialisés et les systèmes développés au LRPE.

I-c) Historique des systèmes de localisation:

I-c-1-Balises commerciales: Les balises électroniques passives (au sens où elles ne comportent pas de source d'énergie interne) sont capables de transmettre des messages numériques en utilisant comme support d'information les ondes EM. Elles sont téléalimentées par des ondes EM émises en permanence en direction de la voie par l'interrogateur.

Parmi ces systèmes, on peut citer par exemple:

- Le système AMTECH qui utilise des balises électroniques hyperfréquence. La fréquence d'émission est de 900MHz à une puissance d'environ 20Watt.

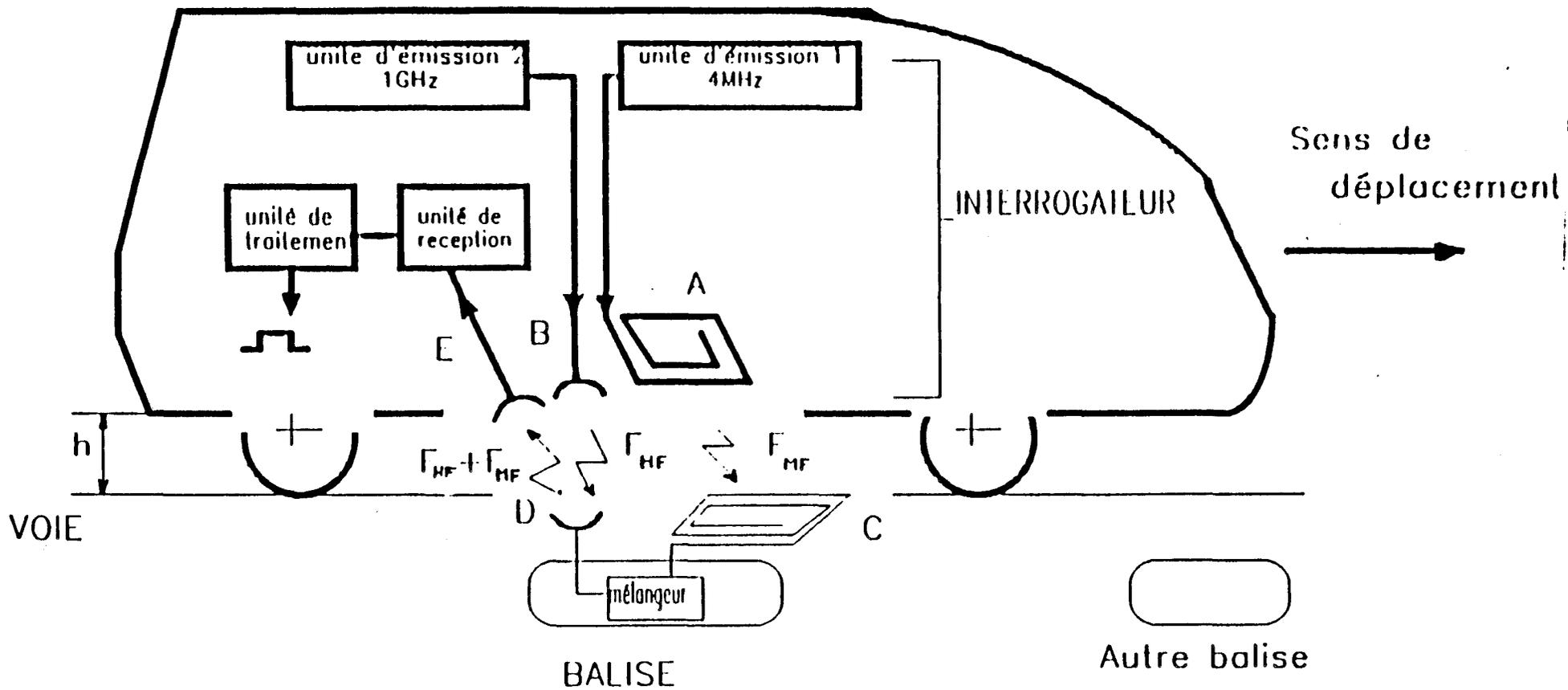


FIGURE I-2



Le principe consiste en la réémission par la balise de l'harmonique 2 par effet de non linéarité de l'onde reçue modulée par le signal numérique à transmettre.

-Le système KVB commercialisé par GEC ALSTHOM sous licence ERICSSON qui utilise des moyennes fréquences (4,5MHz et 27MHz), les balises sont généralement connectées à des feux de signalisation de la voie.

I-c-2-Balises développées au LRPE [3],[4] (voir figure I-2):

Ces systèmes se différencient des systèmes commercialisés par le fait que l'interrogateur émet en permanence deux fréquences de travail: une haute fréquence HF et une moyenne fréquence MF, l'une par une antenne HF et l'autre par un cadre magnétique MF. Les signaux HF et MF sont collectés par les antennes de la balise. Les circuits ainsi constitués forment un transformateur accordé à air. A condition d'injecter suffisamment de puissance au cadre MF primaire, au niveau du cadre MF de la balise on peut capter une puissance suffisante pour alimenter des circuits électroniques: une mémoire PROM contenant le message à transmettre et un modulateur hyperfréquence.

Le principe de la réémission passive est le suivant: l'onde HF en provenance de l'interrogateur est captée par l'antenne HF de la balise. Le signal est ensuite dirigé vers un modulateur commandé par la sortie de la mémoire. Un signal HF modulé au rythme du message numérique contenu dans la mémoire est alors réémis par la même antenne en direction de l'antenne HF de l'interrogateur. Ces signaux modulés sont ensuite acheminés vers un démodulateur qui travaille en synchronisme avec le signal de la source. Après une mise en forme, les signaux sont dirigés vers les unités de traitement.

La structure confère au système une très bonne selectivité spatiale. En effet le couplage magnétique MF s'atténue très rapidement en fonction de la distance qui sépare l'interrogateur de la balise.

Ces balises présentent un certain nombre de problèmes:

- problème de fiabilité lié aux composants.
- problème de sensibilité lié au mode de couplage d'énergie.
- fonctionnement lors de conditions climatiques défavorables.

L'exposé de notre travail présente un dispositif simple d'interrogation de balises entièrement passives **dont la particularité est de ne comporter aucun composant électronique au sol et qui en plus dérive du cinémomètre à effet DOPPLER.**

II) DESCRIPTION DU SYSTEME

Notre dispositif est composé, de deux ensembles distincts:

-Un ensemble installé à bord du mobile **identique à celui du cinémomètre** et qui est composé de:

Source d'émission, circulateur, antenne et détecteur.

-Un ensemble installé au sol formé par des plans métalliques.

Ce travail montre la faisabilité d'un système localisateur dont nous présentons les avantages et les inconvénients.

Avantages:

<p>Même dispositif d'émission que le cinémomètre. Rapport signal sur bruit important grâce à la réflexion de plans métalliques. Réflecteurs entièrement passifs donc très bon marché. Réflecteurs simples et d'usinage ne nécessitant que des outils traditionnels. Réflecteurs robustes et résistant à toute tentative de vol et de vandalisme. Simplicité d'un réflecteur lui permettant de s'accommoder des environnements agressifs.</p>

Inconvénient:

Nombre de réflecteurs nécessaires pour générer de longs messages numériques.

Principe:

Le système installé à bord émet une onde en permanence dans le proche

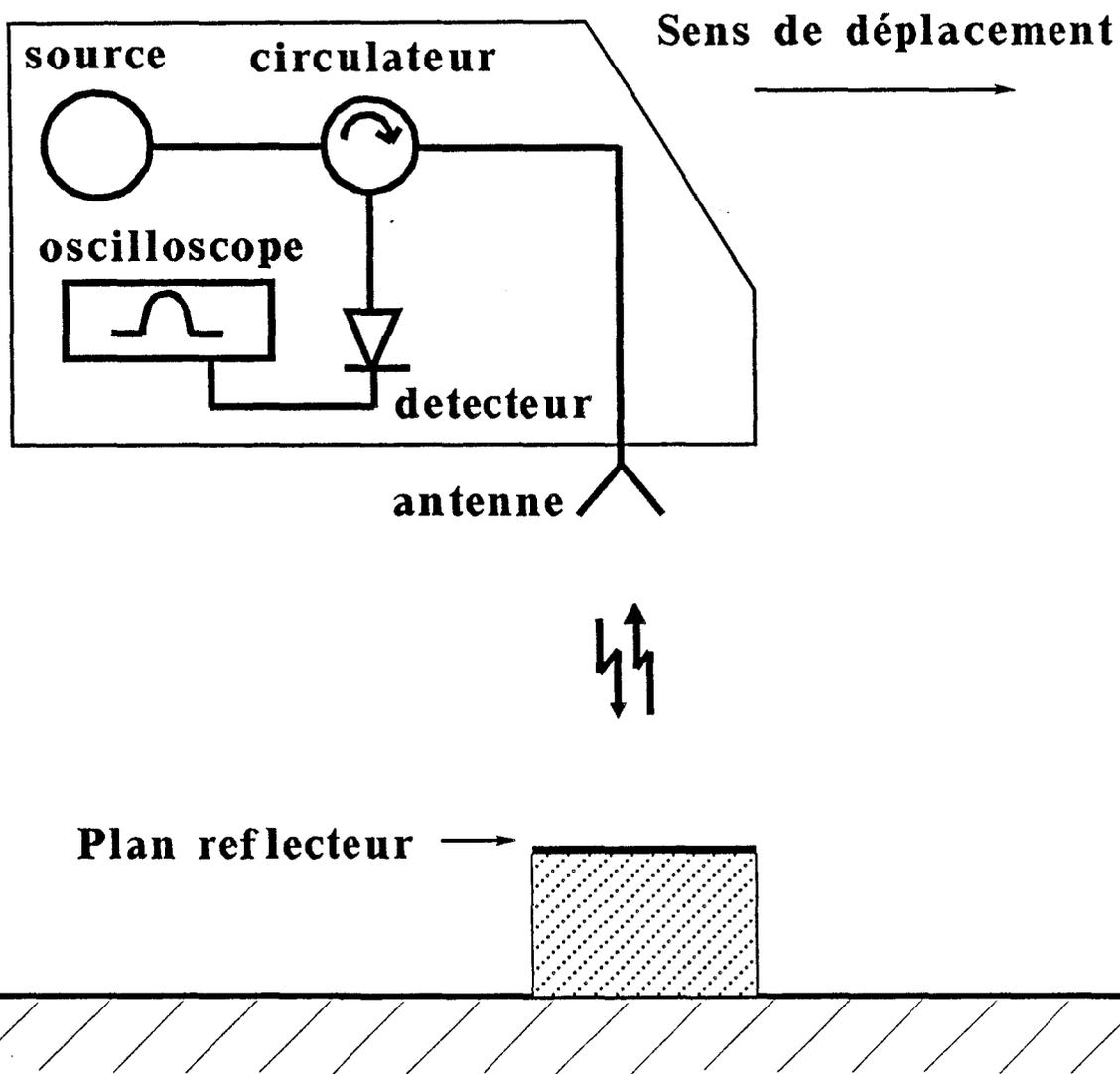


FIGURE I-3



environnement de la voie, une onde est renvoyée par le sol vers l'antenne, elle est de faible niveau. L'amplitude du signal détecté est proportionnelle à la puissance reçue par le détecteur, d'où l'idée d'utiliser des plans métalliques pour obtenir un niveau plus important à l'endroit de la balise que celui réfléchi par le sol, car nous savons que les métaux ont un coefficient de réflexion voisin de l'unité.

Pour avoir un maximum de réflexion, il faut que l'antenne soit perpendiculaire aux plans métalliques; mais dans ce cas, entre ces plans métalliques et l'antenne se créent des ondes stationnaires; la puissance reçue atteint un maximum lorsque la distance entre l'antenne et les plans est bien précise; dans le domaine hyperfréquence, la marge sur cette distance est très faible par rapport aux variations possibles de celle-ci.

Cette distance ne peut être maîtrisée car elle dépend des véhicules et de leur charge: pour s'affranchir de ce problème, nous faisons varier l'onde stationnaire de telle façon que celle-ci passe par des points où la puissance réfléchie est maximum. Pour cela nous inclinons les plans réflecteurs ainsi que l'antenne d'un même angle, de telle façon à conserver un maximum de réflexion.

Lorsque le véhicule se déplace le long d'un réflecteur incliné, l'onde stationnaire change en fonction de l'inclinaison du réflecteur, **pour être sûr que le véhicule passe forcément par plusieurs points où la réflexion est maximum, il suffit alors de choisir une certaine longueur et un angle d'inclinaison du réflecteur.**

Par association judicieuse de plusieurs réflecteurs, des messages numériques peuvent être transmis. Nous présentons plusieurs types d'associations de réflecteurs, leurs avantages et leur inconvénients. Le choix de la balise doit tenir compte, entre autres, de la cinématique du mobile; nous choisissons une balise où les réflecteurs sont de deux types: simple et double; de plus nous codons l'espace entre celles-ci.

Avec trois réflecteurs, nous pouvons générer 2^5 mots différents, car entre eux il y a deux espaces codés. Pour avoir 2^7 mots différents, il faut alors 4

réflecteurs.

La figure I-3 montre le principe du localisateur utilisant des plans métalliques formant un angle droit avec l'antenne d'émission du signal hyperfréquence.

III) PRINCIPE DU SYSTEME:

III-a) Approche théorique:

Une antenne solidaire du véhicule émet vers le sol une onde électromagnétique de fréquence f_0 , l'angle que fait l'antenne avec le plan réflecteur est voisin de $\frac{\pi}{2}$ de façon à avoir un coefficient de réflexion voisin de 1, c'est à dire un maximum de réflexion de l'énergie émise dans la direction de l'antenne.

L'onde émise vers le plan réflecteur est de la forme:

$$E_e = E_0 \sin \omega t \quad \text{avec} \quad \omega = 2 \pi f_0$$

L'onde réfléchiée par le plan réflecteur est de la forme:

$$E_r = \eta E_0 \sin (\omega t - \phi)$$

ϕ est le déphasage et η est un coefficient d'atténuation.

Le déphasage produit par le retard dû au trajet aller/retour de l'onde électromagnétique s'exprime par

$$\phi = \omega \frac{2d}{c}$$

avec d la distance entre l'antenne et le plan réflecteur.

Le battement de cette onde incidente et l'onde réfléchiée donne:

$$S = E_e \times E_r$$

$$S = E_0 \sin \omega t \times \eta E_0 \sin (\omega t - \phi)$$

$$S = \eta E_0^2 [\cos (\omega t - (\omega t - \phi)) - \cos (\omega t + (\omega t - \phi))]]$$

$$S = \eta E_0^2 [\cos \phi - \cos (2\omega t - \phi)]$$

Le détecteur est muni d'un simple filtre passe bas, après filtrage de la composante haute fréquence, le signal de sortie est donc

$$S = \xi E_0^2 [\cos \phi]$$

ξ est un coefficient qui caractérise le détecteur, le signal contient essentiellement le terme ϕ qui représente la distance entre l'antenne et le plan réflecteur.

$$S = K \cos \left(\frac{\omega}{c} 2d \right) = K \cos \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (1)$$

avec $K = \xi E_0^2$

L'équation (1) montre que l'amplitude du signal détecté est fonction uniquement de la distance entre l'antenne et le plan réflecteur.

Le principe de ce travail est basé sur cette équation. Il est clair que si la distance entre l'antenne et le plan réflecteur varie, ceci se traduira au niveau du détecteur par une variation de la tension du signal, il suffit tout simplement de choisir astucieusement la géométrie et la position des plans réflecteurs constituant la balise pour produire un signal variant en fonction du déplacement du mobile.

En l'absence de plans réflecteur, l'énergie émise vers le sol est soit absorbée, soit diffusée; l'énergie réfléchi par le sol est faible: nous avons à la sortie du

détecteur une composante continue correspondante au signal d'autopolarisation du détecteur, ce signal est par définition le signal de référence.

Les pièces métalliques placées sur la voie risquent de créer un signal détecté semblable à celui d'un réflecteur. Nous verrons par la suite, que les signaux générés par une balise sont très caractérisés pour être confondus avec un signal quelconque.

III-b) Applications:

Pour un plan réflecteur positionné à une distance telle que:

$$\frac{4 \pi d}{\lambda} = (2n + 1) \frac{\pi}{2} \quad n \in \mathbb{N}$$

c'est-à-dire que $d = (2n + 1) \frac{\lambda}{8}$

après un calcul simple, nous constatons que le signal détecté aura une tension nulle par rapport au signal de référence.

Pour un plan réflecteur positionné à une distance telle que:

$$\frac{4 \pi d}{\lambda} = 2n \frac{\pi}{2} = n \pi \quad n \in \mathbb{N}$$

C'est-à-dire que $d = n \frac{\lambda}{4}$

Nous constatons alors que la valeur crête du signal détecté sera soit maximale, soit minimale car

$$S = K \cos \left(\frac{4 \pi}{\lambda} \times \frac{\lambda}{4} \times n \right)$$

pour n pair

$$S = K$$

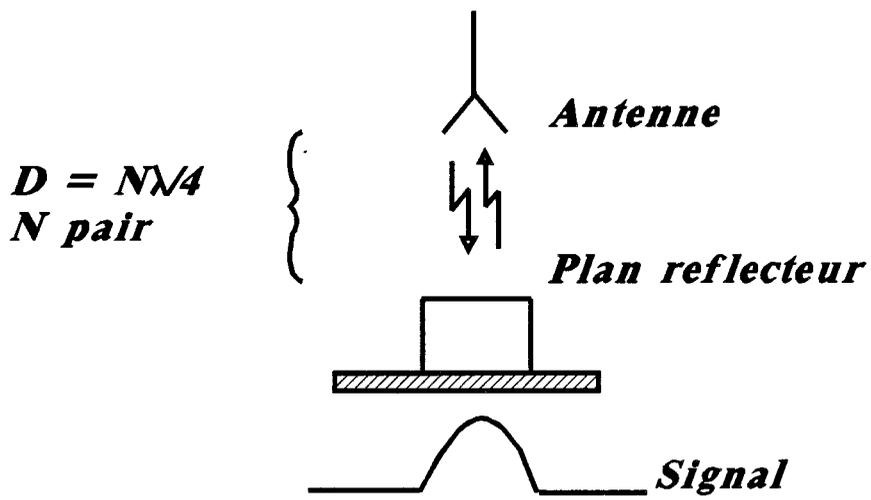


FIGURE I-4

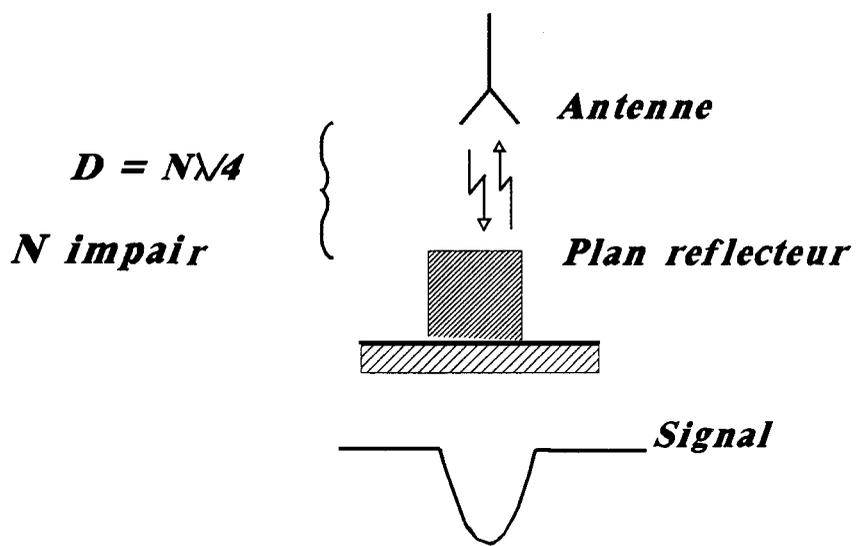


FIGURE I-5

et le signal détecté est maximum.

pour n impair

$$S = -K$$

et le signal détecté est minimum.

III-c) La forme réelle du signal:

Théoriquement et d'après ce qui vient d'être exposé, la forme du signal reçu lors du passage du mobile sur le plan réflecteur, doit être rectangulaire; mais en pratique, l'antenne n'ayant pas un diagramme de rayonnement infiniment étroit, nous recevons une énergie réfléchie avant que l'antenne soit en face du plan réflecteur, cette énergie forme la tension d'amorce du signal; ceci est un effet de bord qui se produit des deux cotés du plan réflecteur ce qui explique que le signal n'a pas une forme rectangulaire. Si le faisceau de l'antenne était très étroit, nous obtiendrions un signal de forme rectangulaire.

Pour un plan réflecteur positionné à une distance d telle que $d = n \frac{\lambda}{4}$ avec n pair; plus le mobile s'approche du plan réflecteur, plus le signal détecté croît. Il est maximum lorsque l'antenne est au milieu du plan réflecteur. Ce signal commence à décroître lorsque le mobile s'éloigne et le signal se confond avec le signal de référence lorsque le plan réflecteur est hors du champ rayonné par l'antenne. La tension du signal détecté a la forme d'une demi alternance positive par rapport au signal de référence (Figure I-4).

Pour un plan réflecteur positionné à une distance d telle que $d = n \frac{\lambda}{4}$ avec n impair, la tension du signal commence à décroître pour atteindre le minimum lorsque l'antenne est au milieu du plan réflecteur, et lorsque le mobile s'éloigne du plan réflecteur, la tension du signal augmente jusqu'à ce qu'elle se confonde avec le signal de référence lorsque le plan réflecteur est hors du champ rayonné. La tension de ce signal détecté a la forme d'une demie-alternance négative par rapport au signal de référence (Figure I-5).

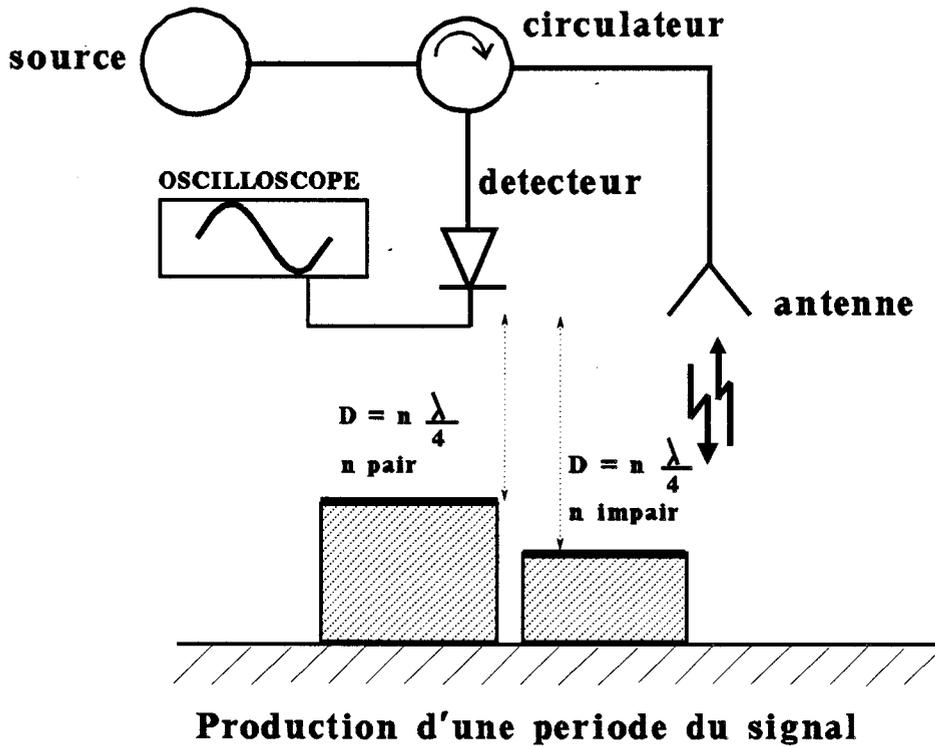


FIGURE I-6

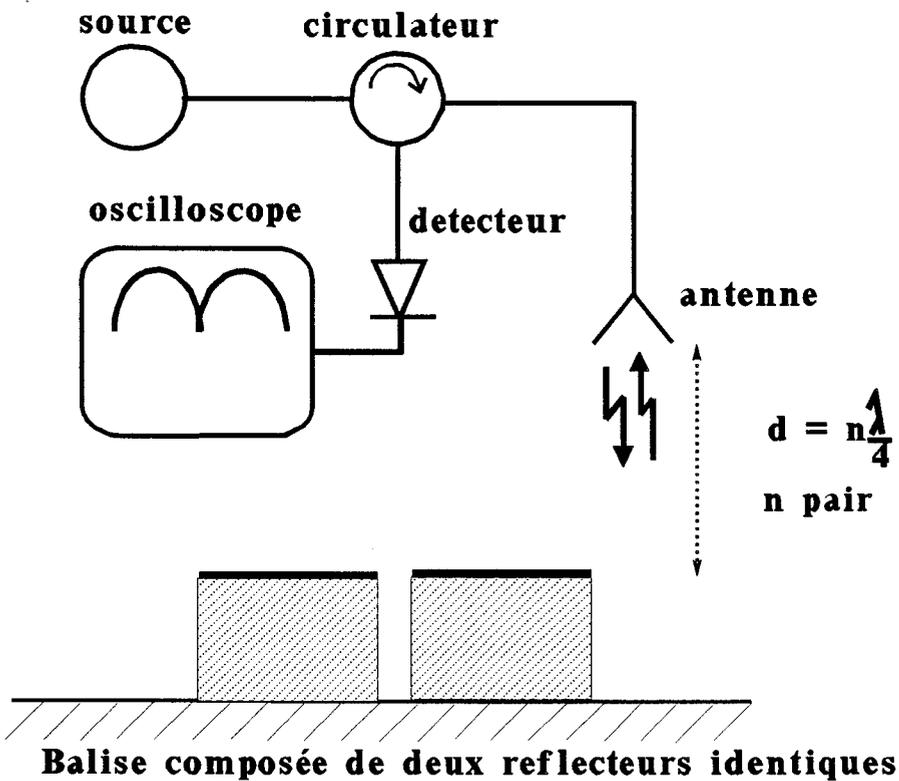


FIGURE I-7



Il est clair que si le plan réflecteur a une longueur importante, nous aurons alors un signal qui aura beaucoup plus la forme d'un signal rectangulaire car le signal produit par l'effet de bord sera moins important que le signal produit par la réflexion le long du plan réflecteur.

Si maintenant nous juxtaposons ces deux plans réflecteurs, nous recevons alors une alternance complète du signal (Figure I-6).

III-d) Exemple de modulation:

A partir de l'équation (1), nous remarquons que nous pouvons exploiter cette formule pour réaliser des modulations du signal en modifiant la position des plans réflecteurs.

Pour avoir deux demi-alternances identiques il suffit de juxtaposer deux plans réflecteurs positionnés à une distance $d = n \frac{\lambda}{4}$, l'espace entre les deux plans réflecteurs doit tenir compte de l'ouverture du diagramme de rayonnement de l'antenne afin de permettre au signal détecté entre les deux plans réflecteurs de revenir au niveau du signal de référence, avec n pair par exemple, nous obtenons deux demi-alternances positive (voir figure I-7).

Ce type de modulation est bien adapté pour les fréquences dont la longueur d'onde est de quelques dizaines de centimètres; il est aussi bien adapté pour des situations où le problème de débatement ne se pose pas.

IV) LES PERTURBATIONS:

IV-a) Introduction:

Il est clair que si par exemple nous désirons produire une période du signal, la juxtaposition de deux plans réflecteurs (fig I-6), doit respecter une valeur de l'éloignement à l'antenne bien précise, et qui correspond à la position donnant un maximum de tension pour le premier plan réflecteur et à la position qui correspond à un minimum de tension pour le deuxième plan réflecteur, la balise

est en forme d'escalier.

En réalité ce système n'est valable que dans des cas bien précis, car nous devons être sûr que la position du mobile par rapport à la balise reste constante, c'est le cas par exemple d'un chariot sur rail qui ne change pas de hauteur, c'est aussi le cas d'un mobile ou la balise n'est pas en dessous du mobile, mais qui est sur un côté, à condition bien sûr que le problème de débattement ne se pose pas.

IV-b) Etude générale:

En général la distance entre l'antenne et le plan réflecteur change, le système tel qu'il est présenté n'est pas très efficace parce qu'il est très sensible aux débattements.

En effet, soit l'équation donnant le signal à la sortie du détecteur:

$$S = K \cos \left(\frac{4 \pi d}{\lambda} \right)$$

ou d est la distance entre l'antenne et les plans réflecteurs; jusqu'à présent nous avons volontairement choisi la distance en changeant la position de ces plans de telle façon soit à minimiser la tension du signal, soit à maximiser cette tension; mais la distance d ne dépend pas uniquement de la position de ces plans réflecteurs, elle dépend aussi des variations de la position de l'antenne par rapport au plan de roulement; deux cas se présentent :

- 1) La position de l'antenne change en fonction de la charge du mobile, dans ce cas, la position des plans réflecteurs risque de ne plus correspondre à la position souhaitée.
- 2) La position de l'antenne change en fonction du débattement. Ce problème est compliqué à traiter, cette partie est traitée dans le dernier chapitre où nous faisons une étude du signal reçu en fonction des divers paramètres.

Toutefois, dans ce dernier cas, nous pouvons dégager quelques observations générales.

- Le signal reçu dépend de la vitesse du mobile et de la fréquence du débattement.
- Plus la fréquence du débattement est faible moins le système est sensible; ceci se traduit par le fait que la variation de la distance d en fonction du temps est faible.
- Le nombre de périodes parasites du signal produit par le débattement est proportionnel à l'amplitude de celui-ci.

Dans les deux cas l'équation du signal devient:

$$S = K \cos \left(\frac{4\pi}{\lambda} (d + \delta d) \right)$$

δd est égale à l'amplitude de la perturbation.

Dans le premier cas δd est indépendant du temps alors que dans le deuxième cas δd est fonction du temps: $\delta d = \delta d(t)$.

Nous rappelons que le principe du système est d'exploiter la variation en fonction du temps de la distance entre l'antenne et les plans réflecteurs lorsque le mobile passe au dessus d'eux.

IV-c) Cas particuliers:

Supposant que le mobile passe sur un premier plan réflecteur positionné de telle façon que le signal détecté soit maximum; si δd est de $\frac{\lambda}{8}$, le signal détecté sera confondu avec le signal de référence, en effet, revenons à l'équation (1), la distance entre l'antenne et le plan réflecteur est $d = n \frac{\lambda}{4}$ avec n pair à la quelle il faut ajouter δd , c'est à dire $\frac{\lambda}{8}$

$$d + \delta d = n \frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{8}$$

soit en remplaçant;

$$S = \cos \left(\frac{4\pi}{\lambda} \frac{(2n+1)\lambda}{8} \right)$$

ce qui donne

$$S = 0$$

Il en est de même pour le plan réflecteur positionné à une distance d de telle façon à avoir un minimum de tension, la distance entre l'antenne et le plan réflecteur devient

$$d + \delta d = n \frac{4\pi}{\lambda} (2n+1) \frac{\lambda}{8}$$

ce qui donne aussi

$$S = 0$$

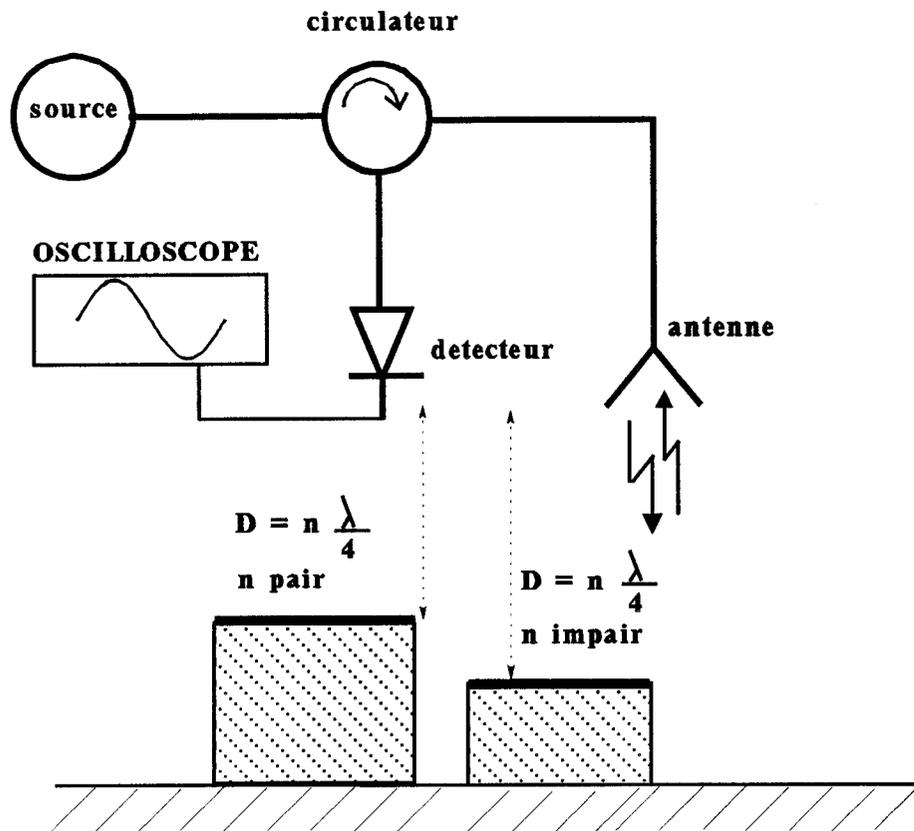
Ceci est valable dans le cas où la position de l'antenne change en fonction de la charge du mobile et c'est aussi valable dans le cas où la position de l'antenne varie en fonction de l'amplitude du débattement de fréquence très faible par rapport à la fréquence du signal détecté.

Ces deux cas particuliers nous montrent à quel point le problème du débattement peut modifier le signal.

Dans le cas où l'antenne change de position en fonction de la charge du mobile, nous pouvons passer sur une balise sans recevoir de signal; pour résoudre ce problème nous proposons un changement de la géométrie des plans réflecteurs.

IV-d) Solution du premier cas (l'antenne change de position en fonction de la charge du mobile):

Pour résoudre ce problème, **nous inclinons les plans réflecteurs et l'antenne**, l'onde électromagnétique est toujours normale au plan réflecteur; la variation de



Production d'une periode du signal

Figure I-8a

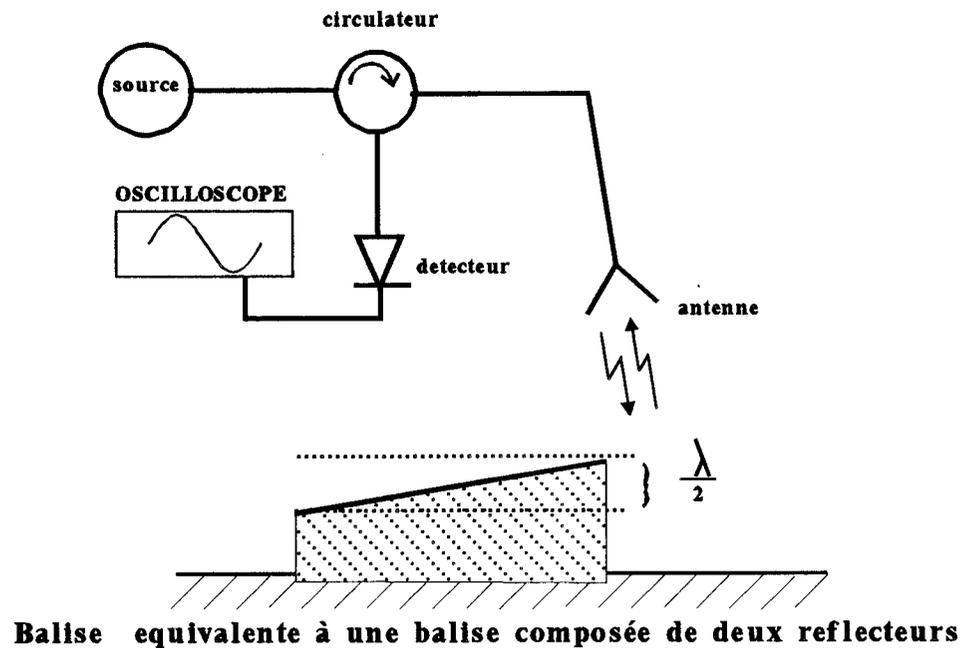


Figure I-8b

distance entre l'antenne et le plan réflecteur n'est plus en forme d'escalier, mais elle est linéaire, **pour passer d'une extrémité gauche du plan réflecteur à l'extrémité droite de ce plan, la variation de distance entre le plan réflecteur et l'antenne varie de $n \frac{\lambda}{2}$; pour $n = 1$, la variation de distance entre l'antenne et le plan réflecteur passe de d à $d + \frac{\lambda}{2}$ d'une façon continue, soit en remplaçant dans l'équation; nous trouvons bien qu'il y a production d'une alternance complète du signal (voir figure I-8a et I-8b).**

Pour $n=1$, nous avons donc la conclusion suivante:

Un plan réflecteur incliné d'un certain angle et dont la variation de distance entre l'antenne et les extrémités du plan réflecteur est égale à la moitié de la longueur d'onde, produit à un déphasage près la même alternance du signal que deux plans réflecteurs disposés respectivement à une distance $d = n \frac{\lambda}{4}$ avec n pair et à une distance $d = n \frac{\lambda}{4}$ avec n impair.

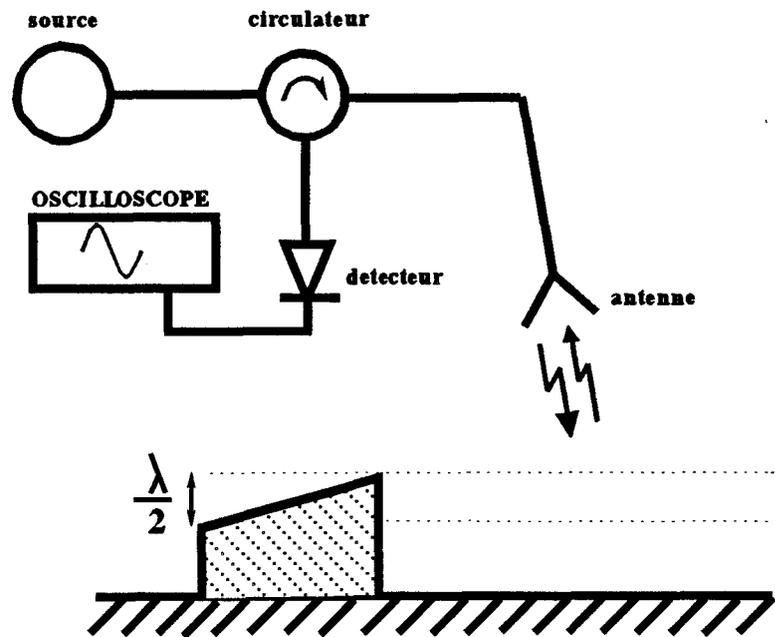
Nous définissons un plan réflecteur élémentaire comme étant un plan incliné qui produit une période du signal.

L'inclinaison du système le rend moins sensible aux réflexions d'objets indésirables sur le parcours puisque la direction de propagation des ondes électromagnétiques est normale au plans réflecteurs inclinés.

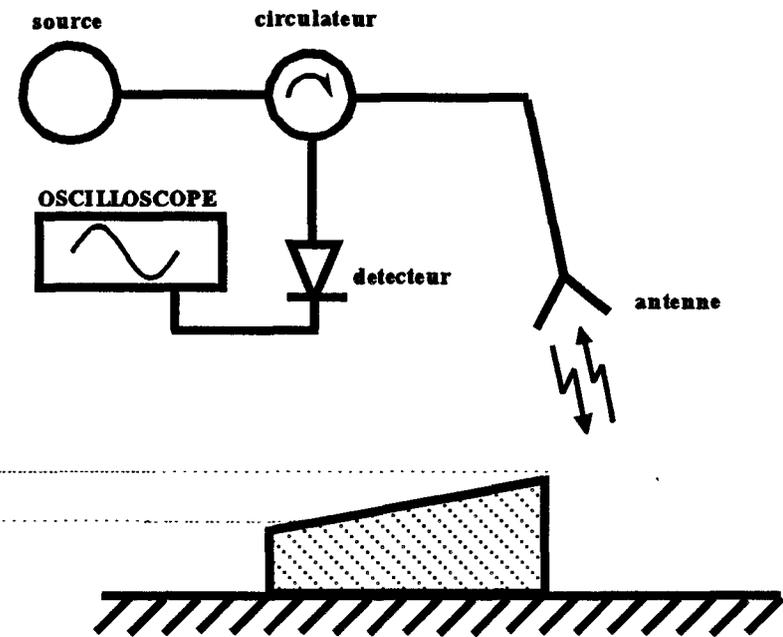
Ceci nous permet de nous assurer que la grande partie du rayonnement reçue par l'antenne à comme origine la réflexion des plans réflecteurs.

IV-e) Le changement de période:

Ce dispositif nous permet d'imaginer une autre modulation du signal, c'est le



Plan reflecteur de longueur simple



Plan reflecteur de longueur double

Changement de frequence du signal

Figure I-9



changement de période du signal détecté.

Dans le raisonnement qui suit, nous supposons que le mobile se déplace à vitesse constante.

Supposons que le temps mis par le mobile pour que la distance entre l'antenne et le plan réflecteur varie de $\frac{\lambda}{2}$ soit T , nous avons une production d'une période du signal; pour changer cette période, il suffit alors de changer le temps mis pour produire cette période du signal; il suffit pour cela de changer la longueur du plan réflecteur tout en gardant la même variation de distance entre l'antenne et les deux extrémités de ces plans réflecteurs (voir figure I-9). C'est à dire que la variation de distance par rapport à l'antenne entre les deux extrémités du plan réflecteur doit rester égale à $\frac{\lambda}{2}$.

Pour doubler la période du signal, il suffit de multiplier par deux la longueur du plan réflecteur de telle façon que la distance parcourue par le mobile pour produire une période du signal soit double.

Le grand avantage de doubler la période est de pouvoir produire des signaux de période différentes et par conséquent d'enrichir le codage de l'information (voir paragraphe VI-a).

V) CHOIX des FREQUENCES :

V-a) Essai à 1 Ghz (voir la théorie des composants dans l'annexe):

Nous avons choisi de faire des essais à cette fréquence, car elle présente de nombreux avantages.

V-a-1)AVANTAGES:

-La source utilisée à cette fréquence est un simple oscillateur contrôlé en tension (VCO) piloté par une boucle à verrouillage de phase, le distributeur d'énergie est un anneau hybride conçu sur un circuit imprimé ordinaire.

-Nous disposons de matériel nécessaire pour caractériser ces composants à cette fréquence, nous avons mis en place un banc de mesure piloté par un micro-ordinateur et composé d'un analyseur vectoriel et d'un analyseur de spectre.

-Il y a aussi le fait qu' à cette fréquence, le système est très faiblement perturbé par les conditions climatiques (voir paragraphe VII).

V-a-2) CHOIX de l'ANTENNE:

Pour ce qui est de la conception de l'antenne directive; un cornet conçu pour cette fréquence est encombrant (voir théorie du cornet), la seule solution possible reste les antennes imprimées, nous avons choisi de développer les antennes fentes et les antennes imprimées rectangulaires.

- **Antenne fente:** Une antenne fente est une ouverture gravée sur un substrat diélectrique. Le rayonnement de la fente est bidirectionnel, or nous ne pouvons admettre un tel rayonnement car d'une part nous perdons la moitié de l'énergie rayonnée dans le plan supérieur, et d'autre part, cette énergie rayonnée n'est pas contrôlée et peut perturber sensiblement le système, pour remédier à ce problème et rendre l'antenne unidirectionnelle, il faut alors mettre un plan réflecteur, sorte de cavité, ce plan réflecteur joue le rôle d'un obstacle, il doit se trouver à une distance de $\frac{\lambda}{4}$; à cette fréquence là, le problème de l'encombrement réapparaît de nouveau.

Pour avoir une antenne miniature plate, il faut alors concevoir des antennes plaquées simples.

-**Antenne plaquée rectangulaire:** Nous avons réalisé quelques antennes de ce type. A cette fréquence, la longueur de résonance est environ égale à $\frac{\lambda_g}{2}$, pour avoir une antenne directive, il faut donc concevoir des antennes réseaux.

Nous avons fait quelques essais avec deux éléments rayonnants et pour améliorer la directivité, nous avons conçu des antennes à quatre éléments

La variation de distance entre
l'antenne et les réflecteurs

$$d = (2n + 1) \lambda / 2$$

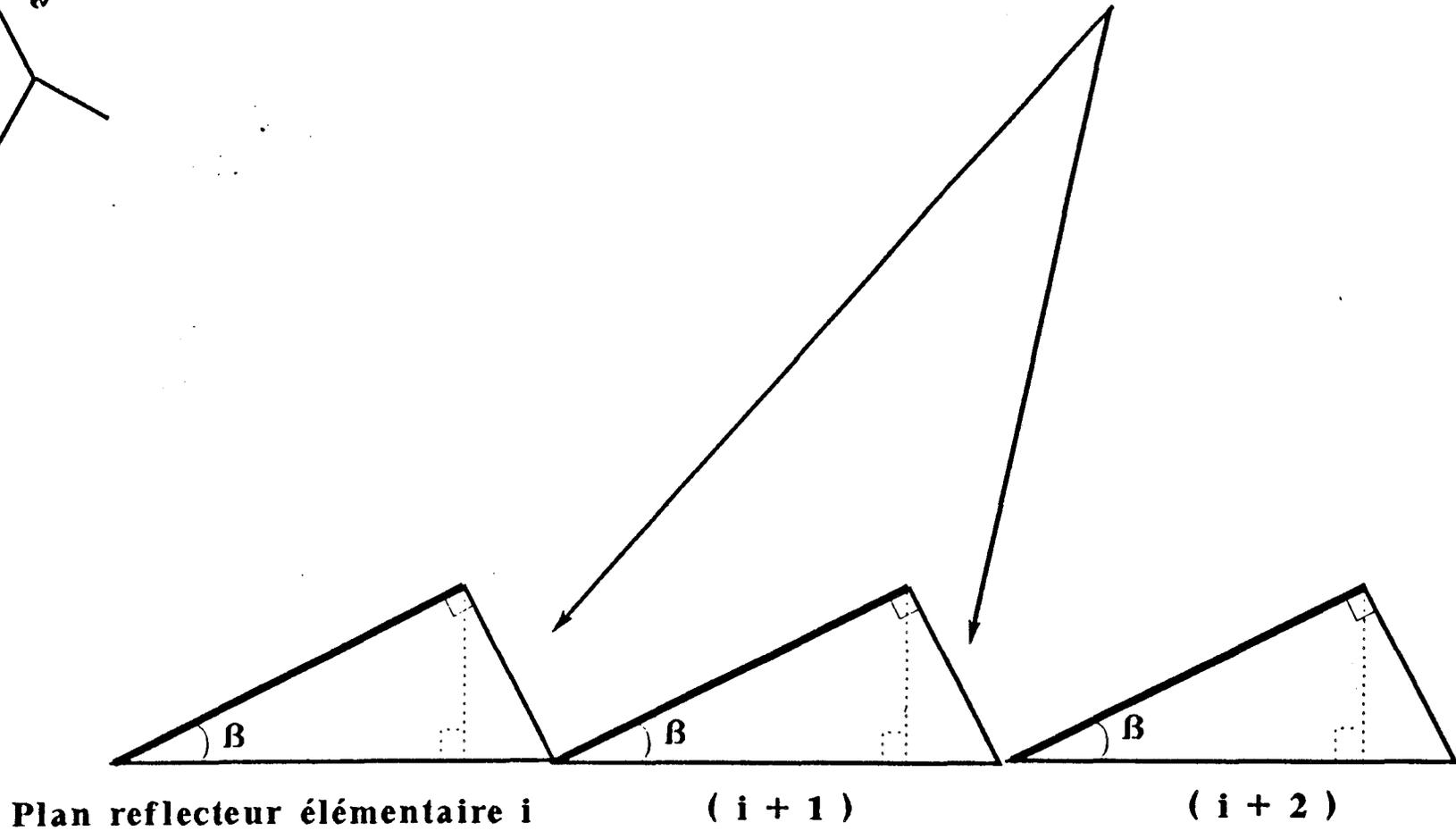
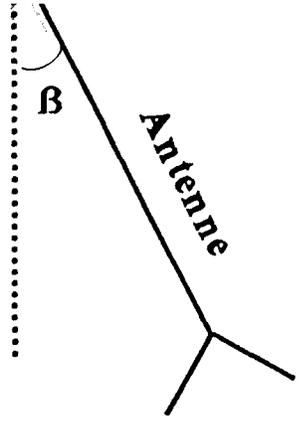


FIGURE I-10

rayonnants, la directivité s'améliore mais le problème de l'encombrement se pose à nouveau.

Nous avons aussi essayé de concevoir des éléments rayonnants amputés pour réduire l'encombrement, mais malheureusement le gain est considérablement réduit.

Pour produire un nombre n de périodes du signal, nous juxtaposons n plans élémentaires inclinés dont chacun produit une période du signal, ceci doit se réaliser en respectant le déphasage subi par l'onde réfléchiée par deux plans réflecteurs successifs c'est à dire un déphasage constructif (voir figure I-10); la distance d doit être égale à $\frac{\lambda}{2}$.

Ceci montre que la hauteur de ces plans réflecteurs reste relativement importante pour de telles applications.

Il est préférable pour un mobile sur rail, que les plans réflecteurs ne dépassent pas la hauteur du rail.

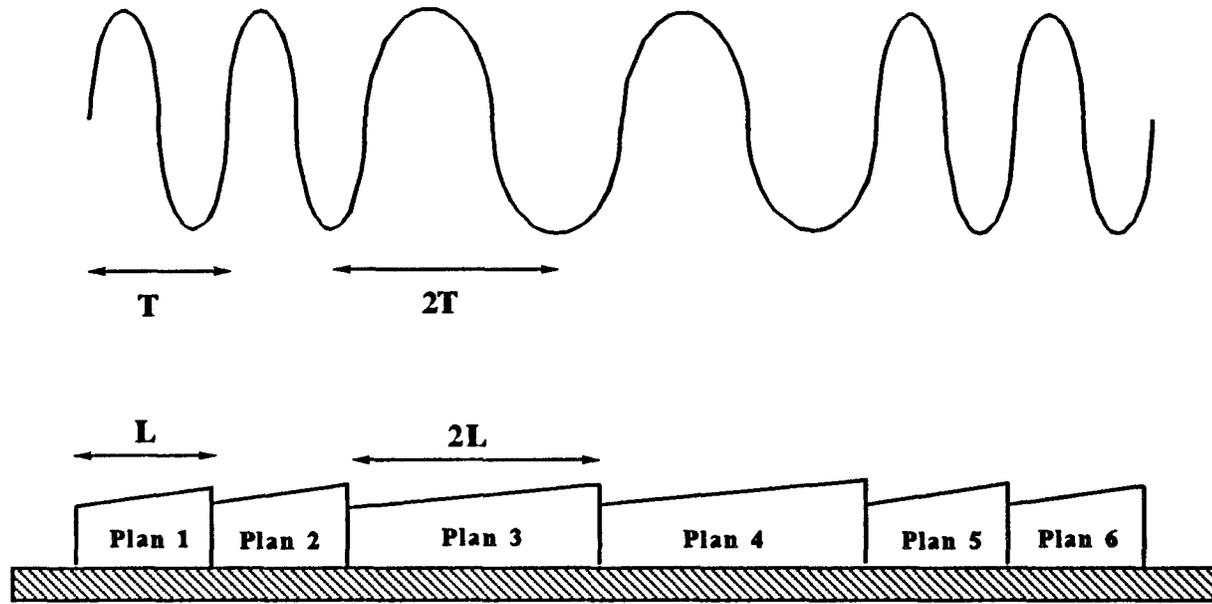
V-a-3)INCONVENIENTS:

Le problème qui se pose en plus du problème de l'antenne est l'encombrement des plans réflecteurs, en effet la production d'une période du signal nécessite une différence de distance entre l'antenne et le plan réflecteur de 15 cm. Lorsque le plan réflecteur n'est pas incliné, pour produire une période du signal, la différence de hauteur entre deux plans réflecteurs doit donc être de 15 cm; et il en est de même pour un plan réflecteur incliné.

il n'est donc pas facile de produire plusieurs périodes du signal avec le même plan incliné.

V-a-4) CONCLUSION:

Le problème de la conception d'une antenne directive peu encombrante et le problème d'encombrement des plans réflecteurs à cette fréquence, met fin à nos recherches à la fréquence de 1 Ghz.



Premier type de signature

Figure I-11



V-b) ESSAIS à des FREQUENCES plus ELEVEES:

Les fréquences choisies sont alors 2,5 Ghz, 10 Ghz et 24 Ghz ; le choix de ces fréquences est tout simplement lié aux fréquences du cinémomètre DOPLER.

A 2,5 Ghz, nous disposons d'une source du commerce, d'un anneau hybride réalisé sur substrat, d'une antenne cornet et d'un détecteur.

A 10 Ghz, nous disposons d'une source du commerce, d'un circulateur, d'un détecteur et d'une antenne réseau imprimée.

A 24 Ghz, nous disposons d'un système intégré sur substrat.

Pour réduire les dimensions du système, il est clair que la fréquence la plus avantageuse est la fréquence 24 Ghz.

D'autre part, Il est clair que plus nous avons de périodes, plus l'information est sûre et le codage riche.

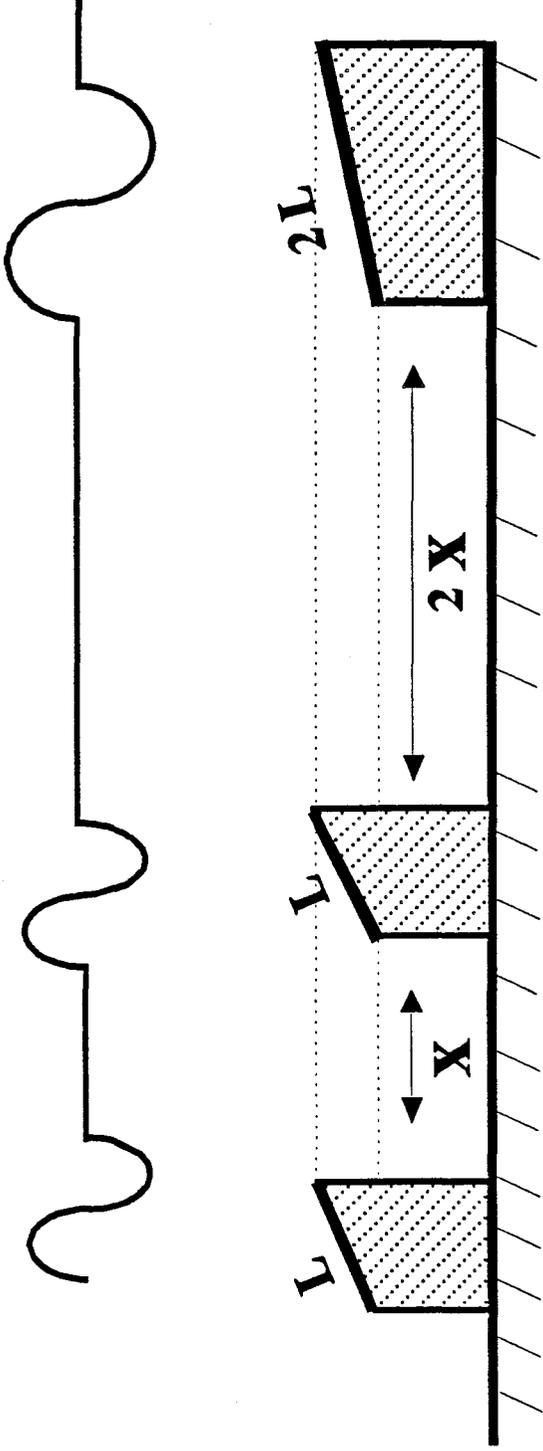
Par exemple, à cette fréquence, un plan réflecteur élémentaire incliné correspondant à 2,5 Ghz, produit environ 10 fois plus de périodes. Un plan réflecteur élémentaire correspondant à 10 Ghz produit environ 2,5 périodes à la fréquence de 24 Ghz.

VI) CREATION DE SIGNATURES

Pour ne pas confondre des signaux issus d'objets se trouvant sur la voie avec les signaux issus de la réflexion des balises, nous essayerons d'utiliser des associations de plans réflecteurs auxquels correspondent des signaux difficiles à reproduire par ces objets. Théoriquement, en choisissant les positions et les formes des plans réflecteurs, il est possible d'obtenir aux bornes du détecteur des signaux modulés dont la forme rappelle précisément les modulations utilisées dans les transmissions de données.

VI-a) Signature 1:

Par similitude avec les transmissions analogiques, nous allons créer une modulation basée sur le changement de la période du signal détecté.



Deuxième type de signature

Figure I-12



Si les plans réflecteurs sont disposés comme l'indique la figure (I-11), il sera possible d'obtenir une réponse qui rappelle la modulation de fréquence.

Pour cela il faut disposer de deux types de plan réflecteur de longueur proportionnelle, par exemple simple et double.

Dans cette organisation de plans, le temps de passage du mobile au dessus du 2^{ème} plan réflecteur est deux fois plus court que le temps de passage du mobile au dessus du troisième plan réflecteur.

Pour obtenir une bonne discrimination des différentes fréquences, il est nécessaire que le véhicule passe au droit des plans réflecteurs à une vitesse la plus constante possible.

VI-b) Signature 2:

Par analogie cette fois avec les transmissions numériques, nous allons créer une signature basée sur la modification de la période du signal détecté et sur la modification du temps écoulé entre le passage du mobile sur des plans réflecteurs successivement rencontrés.

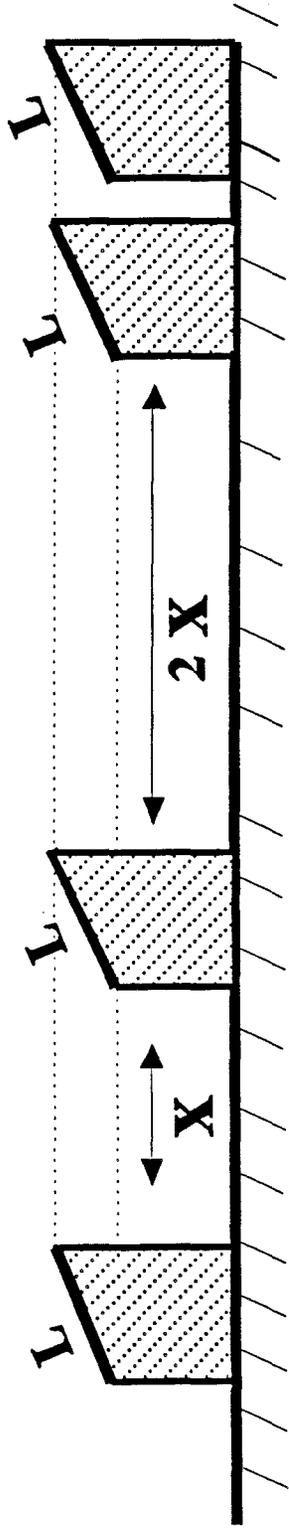
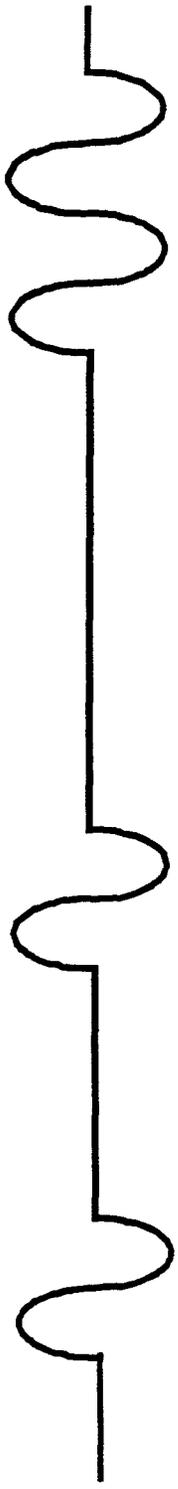
Pour des plans réflecteurs inclinés, lors du passage du mobile sur le plan réflecteur, nous recevrons donc toujours un signal différent du signal de référence, la forme de ce signal importe peu, ce qui nous intéresse surtout c'est sa répétition dans le temps et dans l'espace.

Sur un segment donné de la voie, nous pouvons coder ce segment en choisissant astucieusement les formes des plans réflecteurs et en choisissant leur disposition sur la voie (figure I-12).

En prenant deux types d'espace différents et multiples entre des plans réflecteurs et en prenant deux types de plans réflecteurs de longueur différentes (L_1 et L_2), tel que $L_1 = 2 L_2$.

Nous associons des états logiques au temps écoulé entre les plans réflecteurs (simple ou double), (pour simplifier nous ne prenons pas en compte les problèmes liés à l'accélération ou au ralentissement).

Nous associons aussi des états logiques à la période du signal qui est simple ou double, rappelons que le temps mis pour parcourir L_2 est deux fois le temps mis



Troisième type de signature

Figure I-13



pour parcourir L_1 , nous pourrions alors générer 2^n combinaisons possibles.

Le nombre n est égal au nombre d'éléments de la balise y compris le nombre d'espace entre les plans réflecteurs.

Soit l'état logique "0" correspondant à un signal de période T et soit l'état logique "1" correspondant à un signal de période $2T$.

Soit aussi l'état logique "0" correspondant à un délai entre 2 plans réflecteurs espacés de x et soit l'état logique "1" correspondant à un délai entre 2 plans réflecteurs espacés de $2x$, l'exemple donné à la figure (I-12) génère alors le code 00011.

Nous remarquons que ce type de modulation du signal peut être sensible aux variations de la vitesse, car la période du signal change en fonction de la vitesse, il faut alors faire attention à ce que la vitesse ne double pas entre deux plans réflecteurs élémentaires, ce qui provoquerait une division par deux de la période du signal, alors qu'en cas de ralentissement; si la vitesse est divisée par deux, la période du signal est doublée.

Ceci montre que ce type de signature est sensible aux variations de vitesse, il faut alors réduire la période du signal de façon que la période suivante ne puisse pas doubler quelque soit la variation de vitesse.

VI-c) Signature 3:

Toujours par analogie avec les codages utilisés dans les transmissions numériques, nous allons créer une signature basée sur la modification des espaces entre les plans réflecteurs et sur le nombre de périodes du signal détecté.

C'est la modulation la plus simple à réaliser (figure I-13) car nous utilisons des plans inclinés identiques, en l'absence de débattement et lorsque la vitesse reste constante, alors la période du signal est constante, les plans réflecteurs étant inclinés. L'inclinaison d'un plan réflecteur est reliée par la longueur de ce plan par la formule

$$l = \frac{\lambda}{2 \operatorname{tg}(\alpha)}$$

Pour avoir une période du signal, il faut que le mobile parcoure une distance x

telle que

$$x = \frac{\lambda}{2 \sin(\alpha)}$$

car il y a production d'une période du signal lorsque la différence de chemin varie de $\frac{\lambda}{2}$.

Exemple: Pour produire une période du signal à une fréquence d'émission de 10Ghz et avec un angle d'inclinaison de 30°, il faut que le mobile parcoure une distance égale à 3cm, et pour produire une période du signal avec une fréquence d'émission de 24Ghz et avec le même angle, il faut que le mobile parcoure une distance égale à 1,25cm.

La direction de propagation de l'onde électromagnétique est normale aux plans réflecteurs, ceci nous permet de réduire le problème de débatement et de plus ceci nous permet d'éviter de recevoir une réflexion parasite sur la voie.

Nous ne recevons un signal de réflexion valable que si l'objet réflecteur fait un angle voisin de $\frac{\pi}{2}$ avec la direction de propagation de l'onde électromagnétique.

Sur un segment donné de la voie, nous pouvons coder ce segment en choisissant astucieusement le nombre de plans réflecteurs élémentaires (nous rappelons que le plan réflecteur élémentaire est un plan incliné qui produit une période du signal) qui est par exemple simple et double, si le nombre simple de plans réflecteurs élémentaires produit n périodes, le double de ce nombre produira 2 n périodes; et en choisissant aussi l'espace entre ces plans réflecteurs qui est soit simple soit double (voir figure I-13).

Soit l'état logique "0" correspond à un nombre n de plans réflecteurs élémentaires (dans la figure I-13, n est égale à un), et soit l'état logique "1" correspondant au double de ce nombre, soit l'état logique "0" correspondant à un espace simple entre ces plans réflecteurs et soit l'état "1" correspond à un espace double entre ces plans réflecteurs, nous pouvons alors produire un code

de la même façon que la signature précédente.

VI-e) AVANTAGES DE CETTE SIGNATURE:

Ce type de balise n'est pas sensible aux variations de la vitesse, en effet la période du signal varie en fonction de la vitesse, mais ce qui caractérise la signature de la balise n'est pas la période du signal comme dans le cas de la signature précédente, **mais c'est le nombre de périodes du signal.**

<p>Lorsque la vitesse varie, la période du signal varie mais le nombre de période reste constant.</p>

VII) Influences des conditions climatiques (voir aussi [5]):

VII-a) Introduction:

Pour étudier l'influence des conditions climatiques, il faut distinguer deux cas:

- 1) Le premier cas, c'est le cas où le diélectrique (eau, glace, neige) prend la forme du plan réflecteur, le diélectrique s'écoule ou commence à se déposer sur le plan réflecteur.
- 2) Le deuxième cas, c'est le cas où le diélectrique s'entasse sur le plan réflecteur (glace ou neige), le diélectrique ne prend pas la forme du plan réflecteur mais il forme un plan plus au moins horizontal.

Nous pouvons considérer que ces deux cas sont des cas limites provoqués par des intempéries, le premier cas correspond au début d'une intempérie alors que le deuxième cas correspond à la persistance des effets de l'intempérie.

Dans le premier cas, nous supposons que le système formé par la voie et la balise

permet d'évacuer rapidement l'eau, il n'y a pas d'eau stagnante sur la balise; nous supposons aussi que la balise ne peut pas être complètement immergée dans l'eau.

Dans le pire des cas, sur un réflecteur incliné, il y a une pellicule d'eau.

L'intérêt de la distinction des deux cas est que dans le premier cas si le diélectrique (eau) est un bon réflecteur à la fréquence considérée le système est peu sensible aux conditions climatiques, car comme l'eau prend la forme du plan réflecteur incliné, le coefficient de réflexion est voisin de 1.

Dans ce cas ce n'est plus le plan réflecteur incliné qui réfléchit l'onde électromagnétique incidente mais c'est le plan formé par l'eau.

Dans le deuxième cas, le diélectrique ne prend pas la forme du plan réflecteur incliné, dans cette situation, si nous voulons toujours recevoir un signal exploitable il faut que

- 1 - le diélectrique ne soit pas un bon réflecteur.
- 2 - le diélectrique ne présente pas beaucoup de perte.

de manière à ce que l'énergie transmise à travers le diélectrique ne soit pas absorbée.

Examinons l'étude théorique des trois diélectriques.

VII-b) Etude théorique: Dans un milieu avec pertes les équations de *MAXWELL* deviennent

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}) = -j \omega \mu \mathbf{H}(\mathbf{r})$$

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}) = (\sigma + j\omega \epsilon) \mathbf{E}(\mathbf{r}) = (j\omega \epsilon_c) \mathbf{E}(\mathbf{r})$$

avec $\epsilon_c = \epsilon' - \frac{j \nabla}{\omega} = \epsilon' - j \epsilon''$

ϵ_c est la permittivité complexe, soit en remplaçant, nous obtenons

$$\nabla^2 E(r) = -\omega^2 \mu \epsilon_c E(r)$$

la solution suivant l'axe oz de l'équation est

$$E(r) = E_0 \exp(-j \omega \sqrt{\eta \epsilon_c} z) = E_0 \exp(-\alpha z - j \beta z)$$

$$E(r) = E_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z)$$

le terme $e^{-\alpha z}$ traduit l'atténuation de l'onde électromagnétique.

L'angle de perte du diélectrique est défini par le rapport $Tg \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$

dans notre cas, le coefficient d'atténuation s'exprime de la façon suivante

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \frac{\epsilon'}{2} \left[(1 + Tg^2 \delta)^{0.5} - 1 \right] \right\}^{0.5}$$

L'intensité du champ électromagnétique décroît de $\frac{1}{e}$ lorsque la distance parcourue est égale à $\frac{1}{\alpha}$, c'est à dire que près de 36 % de l'énergie transmise dans le diélectrique est absorbée.

Le facteur de réflexion pour une polarisation horizontale est donné par la formule

$$R_h = \left(\frac{E_r}{E_i} \right)$$

et en utilisant les indices de réfraction n_1 et n_2

$$R_h = \frac{n_1 \cos(\theta_1) - n_2 \cos(\theta_2)}{n_1 \cos(\theta_1) + n_2 \cos(\theta_2)}$$

ou encore, en utilisant l'angle de réflexion ϕ complémentaire de l'angle d'incidence θ_1 et en prenant en compte les données de notre application

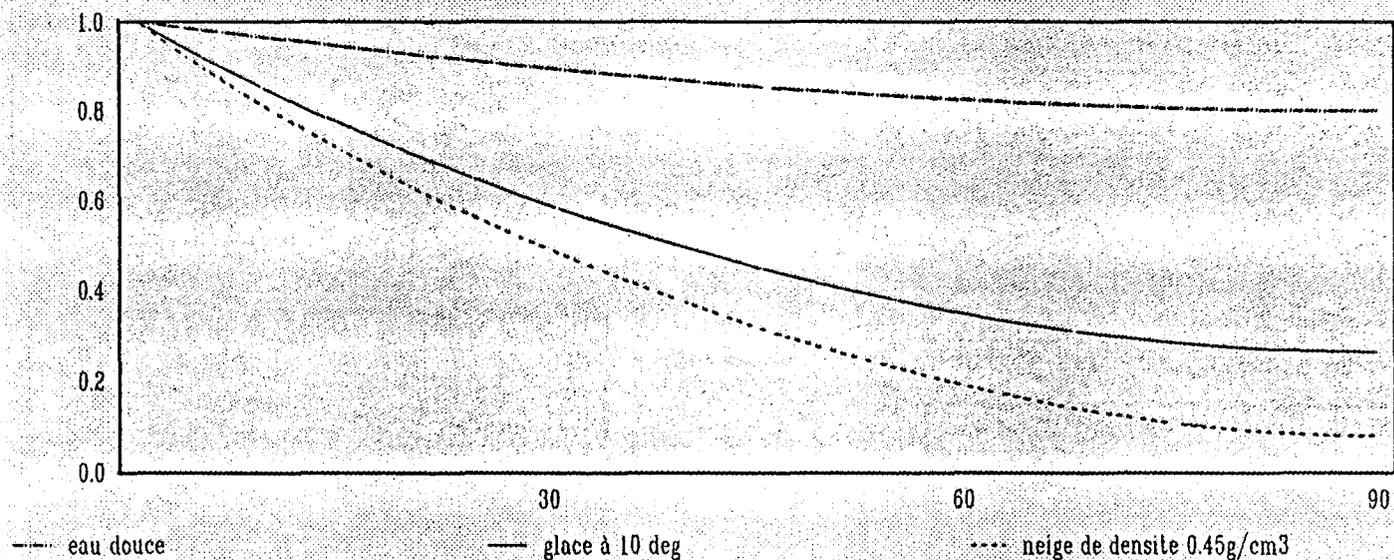
$$R_h = \frac{\sin(\phi) - \sqrt{n^2 - \cos^2(\phi)}}{\sin(\phi) + \sqrt{n^2 - \cos^2(\phi)}}$$

Ces équations nous permettent de tracer les différentes courbes des différents diélectriques étudiés.

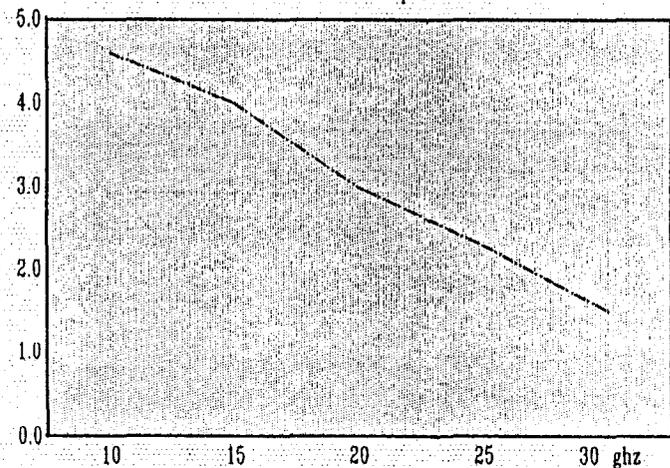
Les CONDITIONS CLIMATIQUES

Etude théorique:

COEFFICIENT DE REFLEXION



Penetration de 64% de l'energie dans la glace en fonction de la fréquence



Penetration de 64% de l'energie dans la neige en fonction de la fréquence

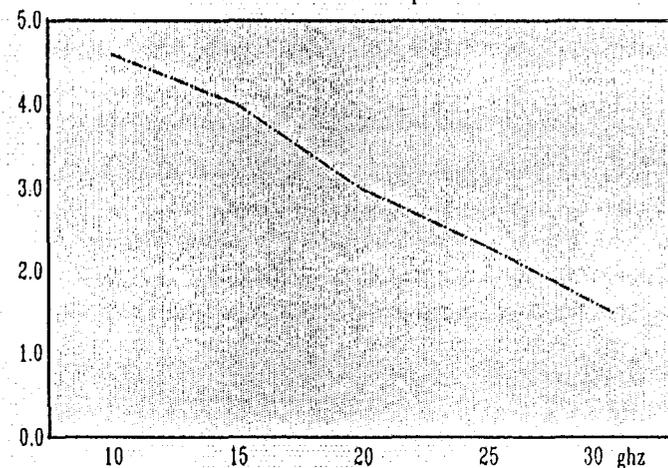
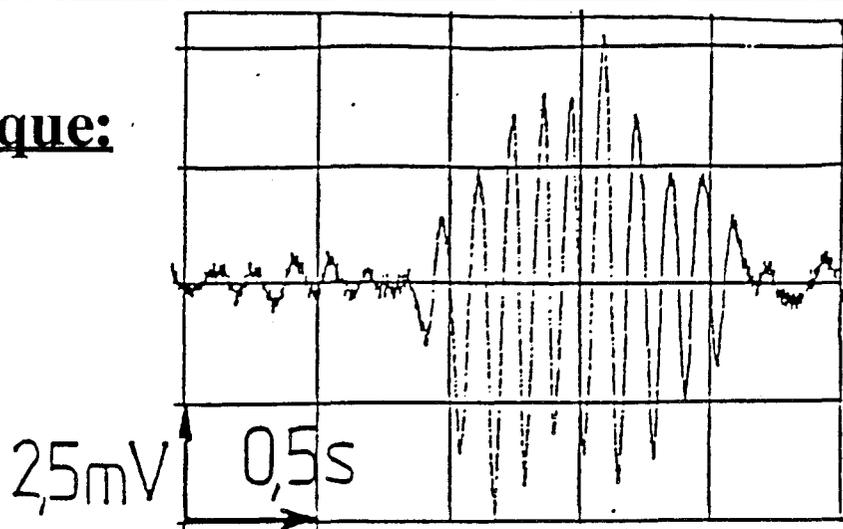


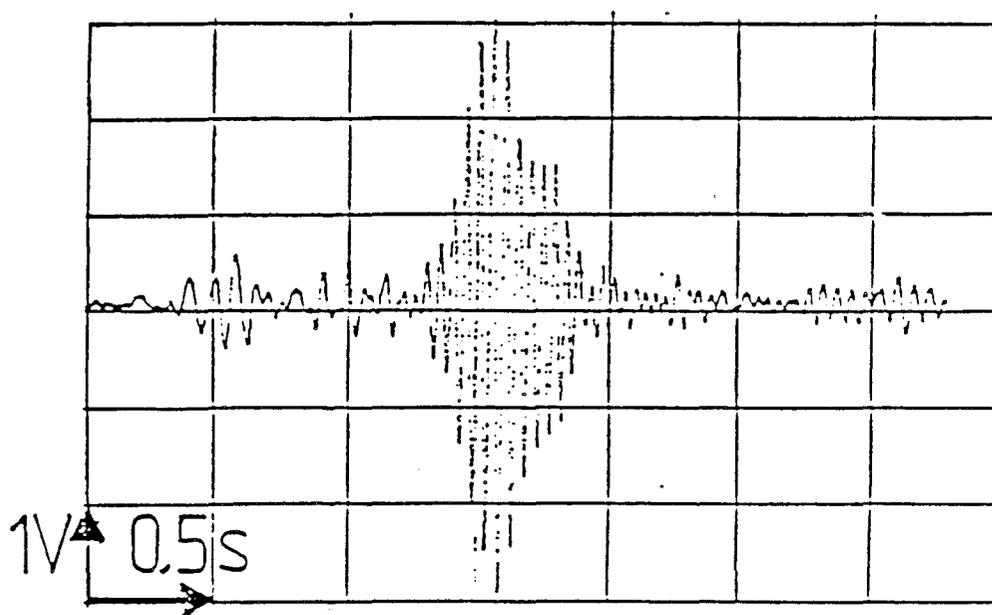
FIGURE I-14

Les CONDITIONS CLIMATIQUES

Etude pratique:



SERIE DE PLANS ELEMENTAIRES ET 3 CM DE NEIGE



CINQ RÉFLECTEURS SOUS 1mm DE GLACE

FIGURE I-15



VII-c) Conclusion:

D'après les courbes des divers diélectriques étudiés (voir figure I-14), nous pouvons dégager deux conclusions générales, (l'étude quantitative du phénomène est difficile, il faut étudier la réflexion de chaque point élémentaire, la couche formée par le diélectrique n'est pas toujours plane et homogène notamment pour la neige dont les caractéristiques électriques varient en fonction du degré d'humidité).

La première conclusion est que l'eau est un bon réflecteur des ondes électromagnétiques dans cette gamme de fréquence; du point de vue de la réflexion dans cette gamme de fréquence, elle joue pratiquement le même rôle que le plan réflecteur; une couche d'eau qui s'écoule sur un plan réflecteur n'altère pratiquement pas le signal détecté.

La deuxième conclusion concerne la glace et la neige, nous constatons que si l'angle ne s'écarte pas trop de l'angle formé par le plan réflecteur et le plan horizontal, le coefficient de réflexion reste voisin de 1, l'énergie transmise à travers le diélectrique est pratiquement nulle; lorsque le plan formé par le diélectrique tend vers un plan horizontal, le coefficient de réflexion devient faible mais le coefficient de transmission devient important, donc une bonne partie de l'énergie émise est transmise à travers le diélectrique, en regardant de près les pertes liés à ces diélectriques, nous constatons qu'elles sont minimales dans cette gamme de fréquence. Le signal détecté reste donc valable.

Nous présentons ci-contre (figure I-15) quelques essais fait au L.R.P.E. Les plans réflecteurs utilisés dans cette expérience sont composés de plusieurs plans réflecteurs élémentaires, les conditions d'expérimentation de ces deux mesures sont différentes.

Les expériences menées au L.R.P.E confirment les conclusions théoriques.

VIII) BIBLIOGRAPHIE:

[1] J.VINDEVOGHEL - J.BAUDET - P.DELOOF

"Cinémomètre à effet Doppler"

Congrès de l'AFCET "Transport guidés, systèmes, automatismes et communication", Février 1987

[2] GHAZLI - SEMET

"Localisation ponctuelle de véhicules guidés par plans réflecteurs"

Journée spécialisée: Application des hyperfréquences dans les transports, octobre 94

[2] Guy DUMOULIN

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

Thèse de doctorat, Février 1989, université de LILLE FLANDRES ARTOIS

[3] Yann NGUYEN

"Etude et réalisation de dispositifs de localisation ponctuelle de véhicules de transport guidés par balises électroniques passives"

Thèse de doctorat, Décembre 1991, université de LILLE FLANDRES ARTOIS

[4] M.HAMZAOUI

"Contribution à l'optimisation des balises de transmissions voie-machine dans le domaine des transports guidés"

Thèse de doctorat, Sep 1992, université de LILLE FLANDRES ARTOIS

[5] P.LECOQ

"Contribution à l'étude du fonctionnement des balises de localisation de véhicules ferroviaires dans des conditions climatiques défavorables"

Thèse de doctorat, Sep 1992, université de LILLE FLANDRES ARTOIS

[ANDERS-DERNERYD]

LINEARLY POLARIZED MICROSTRIP ANTENNAS

IEEE TRANSACTION ON ANTENNAS AND PROPAGATION

NOV 72

[DERNERYD]

EXTENDED ANALYSIS OF RECTANGULAR MICROSTRIP RESONATOR ANTENNA

IEEE TRANSACTION ON ANTENNE AND PROPAGATION VOL AP27, N° 6, 11-79

[ENTSCHLADEN-NAGEL]

MICROSTRIP PATCH ARRAY ANTENNA

ELECTRONICS LETTERS

25th OCTOBER 1984

VOL 20

N° 22

[PUES- VAN DE CAPELLE]

ACCURATE TRANSMISSION-LINE MODEL FOR THE RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNA

IEE PROCEEDINGS VOL 131, Pt. h, N° 6, DECEMBER 84

[TOBARIAS]

ANTENNE A FENTE RAYONNANTE BIDIRECTIONNELLE

TLE SEP 85 N° 506

[VAN DE CAPELLE - LUYPART]

AN INVESTIGATION OF THE HIGHER ORDER MODES IN OPEN MICROSTRIP LINES
ELECTRONIC LETTERS VOL 9 (1973)

[YOSHIKAZU-YOSHIMURA]

A MICROSTRIPLINE SLOT ANTENNA

IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUE NOV 72

BADOUAL

Les MICRO-ONDES

MASSON

BAHL-BHARTIA

MICROSTRIP ANTENNE

ARTECH HOUSE

BOITHIAS

PROPAGATION des ONDES RADIOELECTRIQUES

DUNOD

BOUDOURIS -CHENEVIER

CIRCUITS pour ONDES GUIDES

DUNOD

CARPENTIER

RADAR BASES MODERNES

MASSON

COMBES-GRAFFEUIL-SAUTEREAU

COMPOSANTS ACTIFS, DISPOSITIFS et CIRCUIT ACTIFS en
MICRO-ONDES

DUNOD

DARRICAU

PHYSIQUE et THEORIE du RADAR

SODIPE

EDWARDS

CONCEPTION des CIRCUITS MICRO-ONDES

MASSON

EYRAUD-GRANGE-OHANESSIAN

THEORIE et TECHNIQUES des ANTENNES

VUIBERT

GARDIOL Les HYPERFREQUENCES	DUNOD
JAMES-HALL-WOOD MICROSTRIP ANTENNA THEORY and DESIGN	PETER PEREGRINUS LTD
LECHEVALIER PRINCIPES de TRAITEMENT des SIGNAUX RADAR et SONAR	MASSON
LORRAIN-CONSON CHAMPS et ONDES ELECTROMAGNETIQUES	COLLECTION U
STRATON THEORIE de L'ELECTROMAGNETISME	DUNOD
THOUREL Les ANTENNES	CEPADUES EDITION
ULABY-MOORE-ADRIAN-MOORE MICROWAVE REMOTE SENSING	ARTECH HOUSE

INTRODUCTION A LA RECONNAISSANCE

DE FORME

Ce chapitre d'introduction à la reconnaissance de forme est nécessaire car il s'agit d'une théorie récente qui fait partie de l'intelligence artificielle et permet de traiter le signal uniquement à partir de sa forme: Nous voyons tout de suite l'intérêt que peut nous apporter cette théorie pour traiter un signal dont les caractéristiques ne sont pas régulières car le signal à traiter peut changer de période comme il peut changer d'amplitude. Le signal ne subit plus un traitement classique mais il est décomposé en segments, pour l'étudier il suffit alors d'étudier l'enchaînement de ces segments.

La théorie de la reconnaissance de forme nous permet non seulement de faciliter le traitement du signal mais de plus elle met à notre disposition une méthode de travail.

Cette méthode de travail nous montre comment à partir du système désiré nous aboutissons à l'automate représentant ce système. Une fois l'automate déterminé, sa programmation devient alors aisée.

Le résumé sur l'introduction à la reconnaissance des formes qui suit est une synthèse faite à partir des ouvrages cités en bibliographie à la fin de ce chapitre.

INTRODUCTION A LA RECONNAISSANCE DE FORME

I-Introduction:

Si le rôle de l'intelligence artificielle est d'opérer dans les domaines de la pensée et de la compréhension, celui de la reconnaissance des formes est de simuler la perception. Son but est de fournir aux calculateurs des organes de sens, captant l'information extérieure sous des formes variées, la simplifiant et la catégorisant pour que l'on puisse ensuite l'interpeller symboliquement. Par exemple, dans le cas de la lecture automatique d'un texte manuscrit, la reconnaissance de formes a pour objet de reconnaître les signes graphiques comme des lettres et leurs successions comme des mots.

La reconnaissance de forme utilise deux outils :

I-a) OUTILS STATISTIQUES :

L'espace de représentation est celui des espaces métriques au sens habituel. On effectue n mesures sur une forme qui est donc représentée par un vecteur de l'espace \mathbb{R}^n . La décision d'appartenance à une classe se fait en utilisant les propriétés des distributions des distances dans cet espace telle que par exemple la modélisation d'une classe par un nuage de points de type gaussien.

Pour simplifier l'espace des représentations, on a souvent recours aux méthodes de l'analyse des données et notamment l'analyse en composantes principales.

I-b) OUTILS STRUCTURELS :

La reconnaissance d'un objet se fera non pas par sa projection dans un espace vectoriel, mais en cherchant à traduire sa structure dans un espace de représentation adapté. Les outils dont on dispose sont la théorie des graphes, la théorie des langages, etc.

1-c) CHOIX DE L'OUTIL :

L'outil statistique est un outil mathématique puissant nécessitant souvent beaucoup de calcul car on travaille généralement dans l'espace \mathbb{R}^n .

L'outil structurel nécessite peu de calcul car l'espace des représentations est très réduit.

Pour le traitement en temps réel il faut donc un outil rapide, simple et facile à gérer; c'est le cas de l'outil structurel.

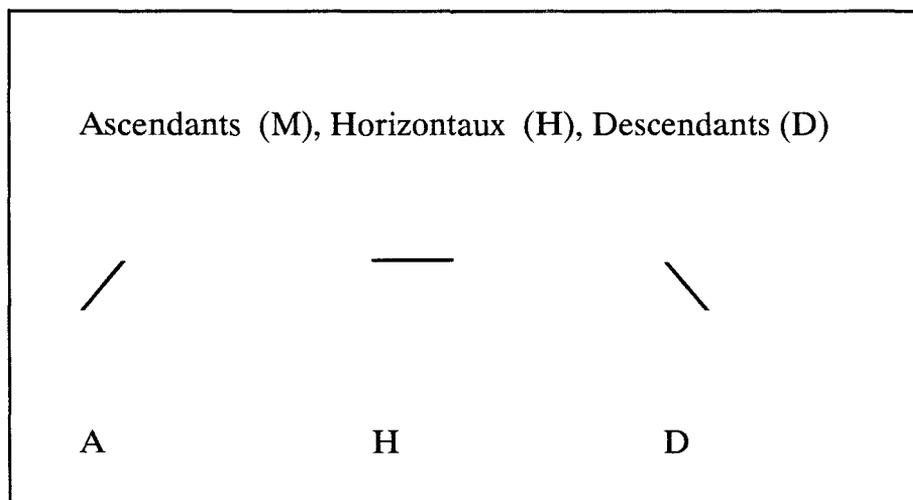
II) Techniques structurelles :

II-a) INTRODUCTION :

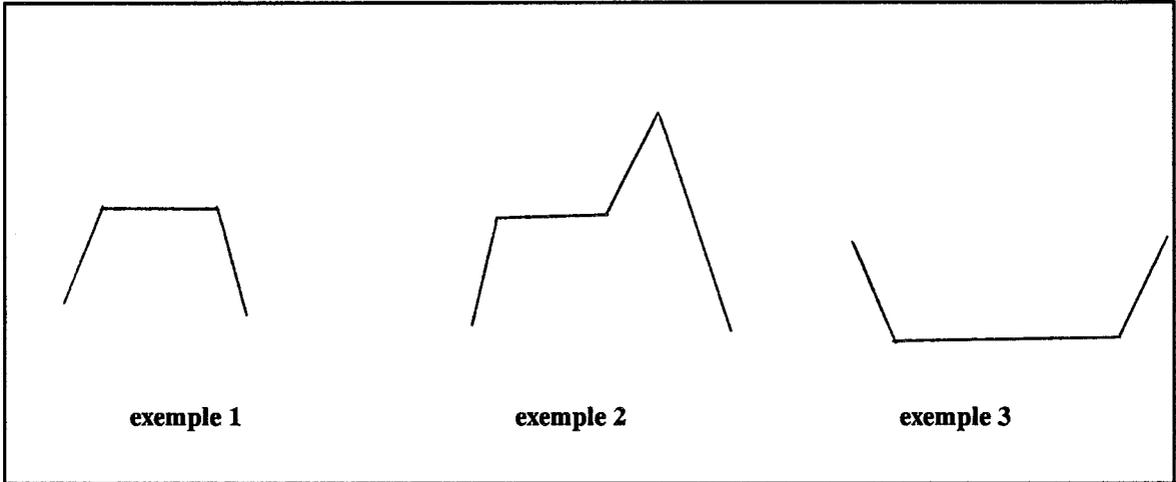
Chaque forme de l'objet à étudier est exprimée comme un agencement structuré de formes ou primitives .

Ce qui est déterminant, c'est la façon dont elles se composent pour structurer la forme totale.

Soit la figure ci -dessous. Les formes sont les petits segments de trois types possibles:



On peut former avec ces trois segments, par exemple, trois assemblages différents, en les mettant les uns à la suite des autres pour former deux pics (exemple 1 et 2) et une vallée (exemple 3).



Ce n'est pas le nombre relatif des segments montants, horizontaux ou descendants qui importe, **mais ce qui est important, c'est la forme de l'objet qui en résulte.**

II-b) UTILISATION DES STRUCTURES DE MOTS:

Comme l'exemple précédent l'a montré, une description simple de la structure d'une forme peut être faite en la codant comme une suite ordonnée de formes élémentaires appartenant à un ensemble fini. Un tel ensemble est appelé un alphabet.

$$X = \{ a_1, a_2, \dots, a_n \},$$

X est composé de lettres, ces lettres sont de formes élémentaires distinctes.

Et une telle suite notée simplement

$$x = a_1 a_2 a_3 \dots a_i \quad \text{avec } a_j \in X$$

est appelée un mot, une phrase ou une chaîne, l'ensemble des mots sur X est noté X^* .

Dans l'exemple précédent, l'alphabet est composé de trois lettres (ascendant, horizontal et descendant); si on symbolise le segment ascendant par la lettre **a**, le segment horizontal par la lettre **b** et le segment descendant par la lettre **c**; la phrase formée par le premier exemple sera alors **abc**; la phrase formée par le deuxième exemple sera **abacc** et la phrase formée par le troisième exemple sera **cbba**.

II-c) AUTOMATE et GRAMMAIRE:

II-c-1) Représentation d'un automate:

Un automate est un outil mathématique dont le rôle est d'engendrer des ensembles de mots munis d'une structure commune. Le principe de leur application à la reconnaissance structurelle est de tenter de modéliser une classe de forme. Une forme quelconque représentée par une phrase, sera testée pour déterminer si l'automate peut l'engendrer, auquel cas, elle est susceptible d'appartenir à la classe correspondante.

Un automate est représenté par un graphe dont on appelle les noeuds des états et les flèches entre les noeuds des lettres de l'alphabet. Ces lettres correspondent généralement à des transitions entre états.

L'élément de base de la représentation d'un automate est symbolisé par

$$0_i \xrightarrow{\quad a \quad} 0_j$$

Qui se traduit par: on peut aller de l'état **i** à l'état **j** par la lettre **a**.

A titre d'exemple, nous définissons un pic par une partie ascendante, une partie horizontale (eventuellement de longueur nulle) et une partie descendante. Moyennant cette définition simple, nous pouvons alors

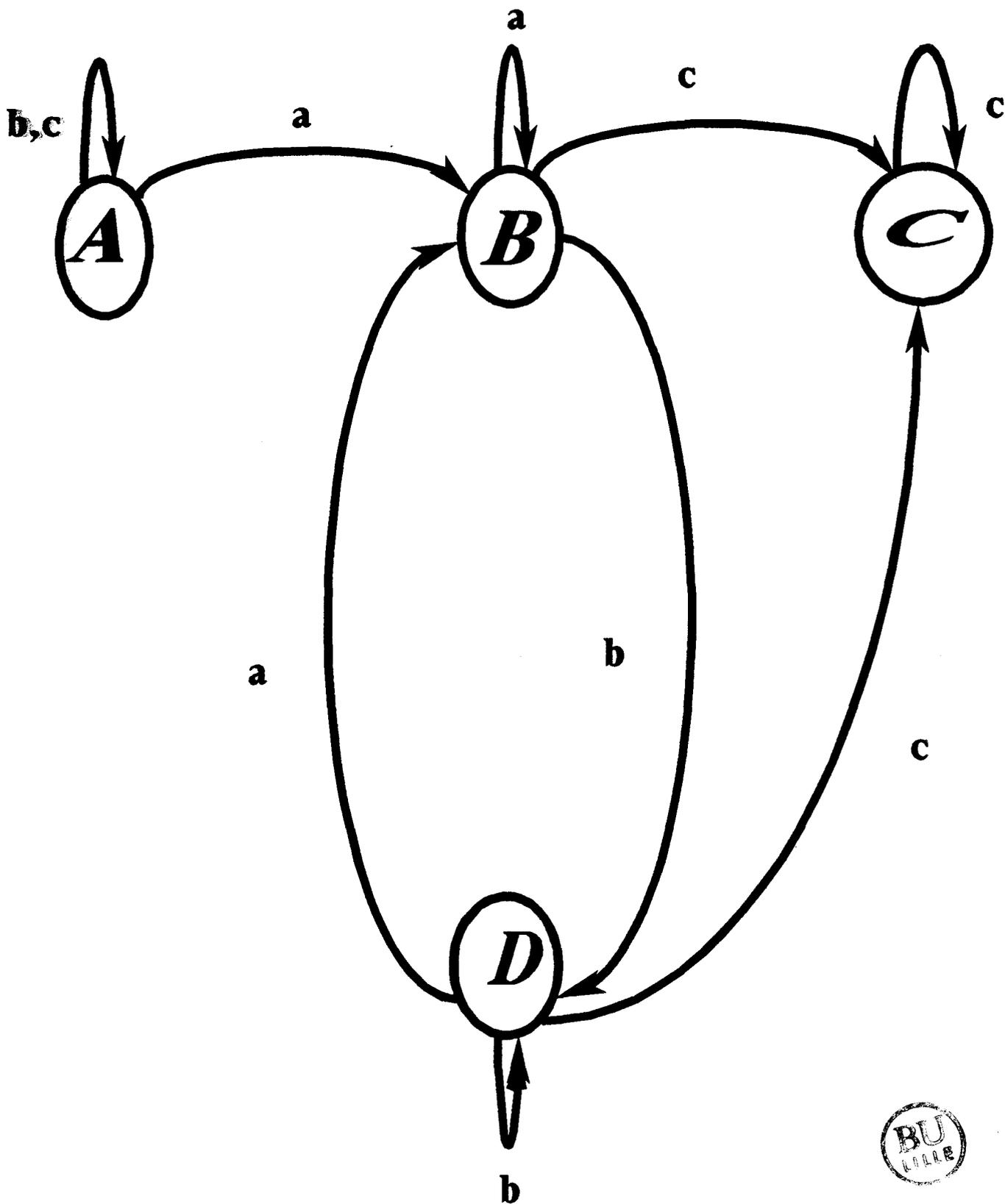


figure II-1

représenter l'ensemble des pics par l'automate de la figure II-1.

Interprétation : L'état **A** est l'état initial, on y reste tant que la partie ascendante n'a pas démarré par la lettre **a**. L'état **B** indique que l'on est dans la partie ascendante; on le quitte soit par la lettre **c** qui fait aller dans l'état final **C**, soit par la lettre **b** qui fait aller dans l'état **D** d'où l'on peut repartir éventuellement pour revenir immédiatement par la lettre **a** à l'état **B**, ou par la lettre **c** qui envoie dans l'état final **C**. L'état **D** indique que durant la montée, on a lu la lettre horizontale.

On voit donc qu'une phrase composée avec l'alphabet **X** et menant de l'état **A** à l'état **C**, représente, au sens de la définition donnée précédemment: un **PIC**.

Cet automate reconnaît donc la forme **PIC** d'un signal.

II-c-2) Représentation d'une grammaire:

A un tel automate, on associe une grammaire. Il est parfois en effet plus pratique de décrire un enchaînement de lettre par une grammaire qui définit l'ensemble des mots de départ, les règles d'enchaînement des lettres de cet ensemble et les mots terminaux générés par ces règles.

Une grammaire est définie de la façon suivante :

On appelle grammaire le quadruplet

$$G = (X, V, S, P)$$

ou :

X est l'alphabet avec lequel sont écrits les phrases du langage. Les lettres de l'alphabet **X** sont présentées en minuscule.

V est l'alphabet auxiliaire. Les lettres de l'alphabet auxiliaire sont présentées en majuscule. C'est un alphabet qui sert de transition d'un état à un autre pour aboutir éventuellement à un état final. Il permet aussi le passage à des états ne correspondant pas à des états finaux.

S est un élément de **V**, appelé axiome. Il représente l'état initial.

P est un ensemble de règles de production. Ces règles définissent les

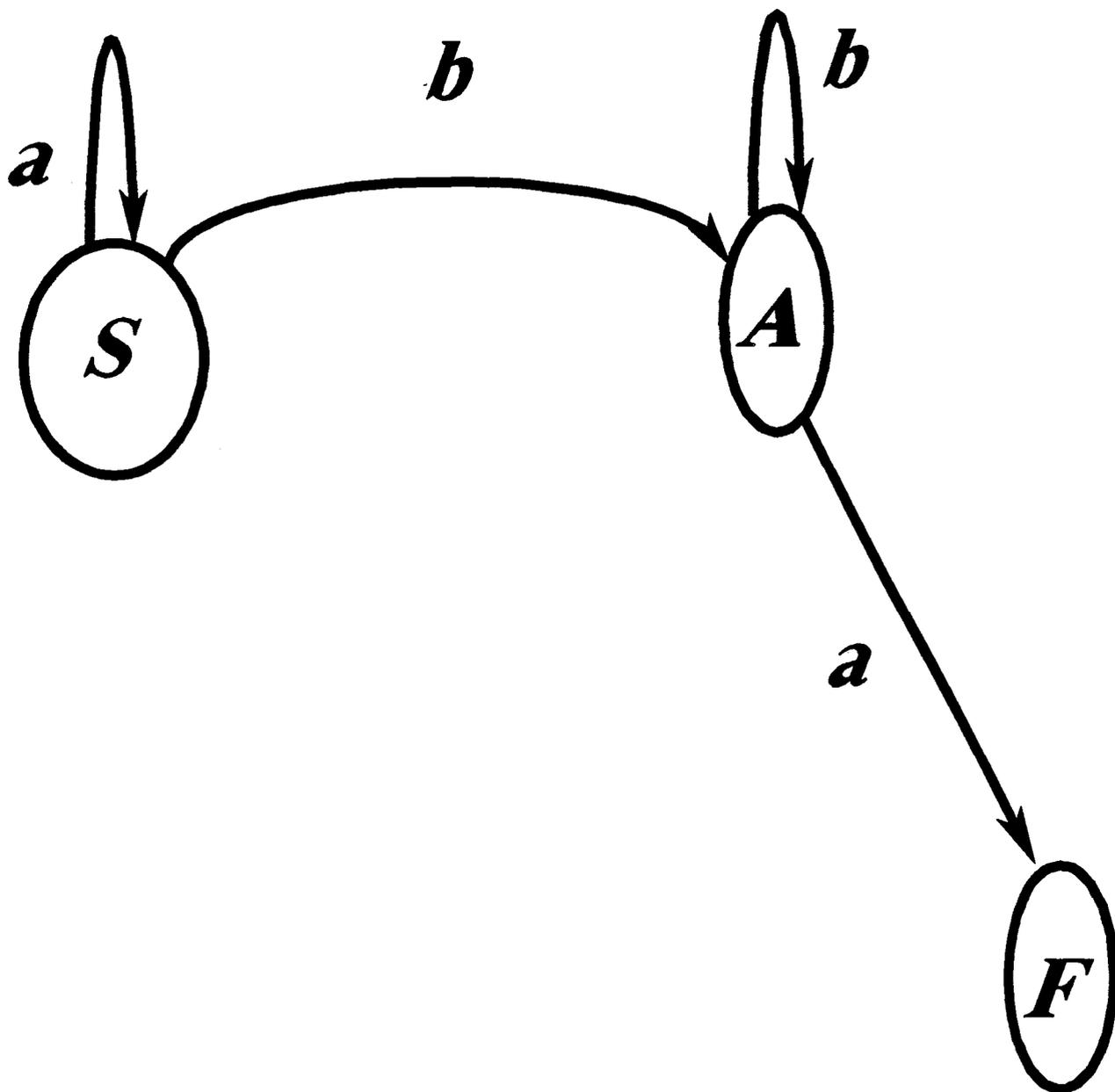


FIGURE II-2

possibilité d'enchaînement des lettres.

Nous allons illustrer ce formalisme par quelques exemples simples.

Exemple 1:

$$G = (X, V, S, P)$$

avec $X = \{ a, b \}$

$$V = \{ S, A \}$$

P =	S	---->	aS	1ere	règle de production
	S	---->	bA	2eme	règle de production
	A	---->	bA	3eme	règle de production
	A	---->	a	4 eme	règle de production

Les mots produits par cette grammaire peuvent être:

Si On applique successivement les règles de production 1, 2, et 4.

$$S \longrightarrow aS \longrightarrow abA \longrightarrow aba.$$

ou, si on applique les règles de production 1, 2, 3 et 4.

$$S \longrightarrow aS \longrightarrow abA \longrightarrow abba \longrightarrow abba.$$

ou encore, si on applique les règles de production 1, 1, 2 et 4.

$$S \longrightarrow aS \longrightarrow aaS \longrightarrow aabA \longrightarrow aaba.$$

et ainsi de suite.

Donc, les phrases **aba**, **abba**, **aaba** appartiennent au langage G (figure II-2).

Exemple 2:

Soit a construire la grammaire correspondante au PIC defini précédement.

$$G = (X, V, S, P)$$

avec

$$X = \{ a, b, c \}$$

$$V = \{ S, A, B, C \}$$

P =	S	---->	bS	1^{ere} règle de production
	S	---->	cS	2^{eme} règle de production
	S	---->	aA	3^{eme} règle de production
	A	---->	aA	4^{eme} règle de production
	A	---->	bB	5^{eme} règle de production
	A	---->	cC	6^{eme} règle de production
	B	---->	bB	7^{eme} règle de production
	B	---->	aA	8^{eme} règle de production
	B	---->	cC	9^{eme} règle de production
	C	---->	cC	10^{eme} règle de production
				C étant l'état final

Dés qu'on reçoit la lettre **c** (9^{ème} règle de production), le pic est reconnu et il est validé, les lettres différentes de la lettre **c** renvoient directement à l'état initial afin de reconnaître un autre pic éventuel.

L'état **C** est un état dans lequel on boucle chaque fois qu'on reçoit la lettre **c**; le processus est renvoyé à l'état initial dès que la lettre à traiter est différente de **c** ou, dès qu'il n'y a plus de lettre à traiter.

On voit bien que si on associe à la lettre

- **a**, un segment ascendant
- **b**, un segment horizontal
- **c**, un segment descendant

On retrouve alors la grammaire correspondante à l'exemple du PIC défini précédemment.

II-d) INTRODUCTION à LA THEORIE DES LANGAGES:

Dans la théorie des langages, selon la complexité de leur grammaire; on distingue plusieurs types de langage.

Une grammaire est dite régulière quand ses règles de production sont de la forme

$$A \longrightarrow aB,$$

$$A \longrightarrow a. \quad \text{lettre finale du mot.}$$

avec $A, B \in V$ et $a \in X$

Un langage engendré par une grammaire régulière est régulier, les propriétés des langages réguliers sont plus faciles à décrire en utilisant la théorie des automates finis.

On verra par la suite que les automates finis fournissent des schémas clairs et simples pour écrire des programmes.

La correspondance entre une grammaire régulière et un automate fini est directe :

- l'état initial de l'automate correspond à l'axiome de la grammaire.
- les deux alphabets sont identiques.
- les règles de production de la grammaire correspondent aux fonctions de transition de l'automate de la façon suivante :



Les automates finis sont les modèles grammaticaux les plus simples dans la

hiérarchie classique de la théorie des langages; leur avantage est la simplicité et la souplesse d'utilisation.

II-e) DEFINITIONS:

1) On définit un mot sur l'alphabet X comme une suite ordonnée de l'alphabet X représentée par simple juxtaposition (concaténation) de ces éléments.

Exemple:

Alphabet: $X = \{ a,b,c \}$.

Mot sur l'alphabet X : $x = \text{bacaba}$.

2) La longueur d'un mot x est le nombre d'éléments qu'il comporte; on le note $|x|$.
Dans l'exemple précédent: $|x| = 6$.

3) L'élément neutre noté λ est la suite de lettres de longueur nulle. Il correspond donc à une production d'aucune lettre.

4) L'ensemble des mots formés sur l'alphabet X est noté X^* . C'est l'ensemble de toutes les combinaisons possibles.

Exemple:

$X = \{ a,b,c \}$.

$X^* = \{ aa,ab,abb,ac,abcc,\dots \}$.

5) On appelle langage sur un alphabet X toute partie de X^* .

Exemple:

$X = \{ a,b,c \}$.

$L = \{ |x| \text{ est pair} \}$.

6) Etant donné deux langages L_1 et L_2 , on notera L_1L_2 leur produit cartésien par concaténation. C'est la juxtaposition de chaque élément de L_1 avec chaque élément de L_2 .

Exemple:

$$L_1 = \{a,b\}.$$

$$L_2 = \{c,d,e\}.$$

$$L_1L_2 = \{ac,ad,ae,bc,bd,be\}.$$

7) On définit le langage L^+ et le langage L^* par :

$$L^* = \{\lambda\} \cup L \cup L^2 \dots \dots \dots \cup L^n.$$

$$L^+ = L \cup L^2 \dots \dots \dots \cup L^n.$$

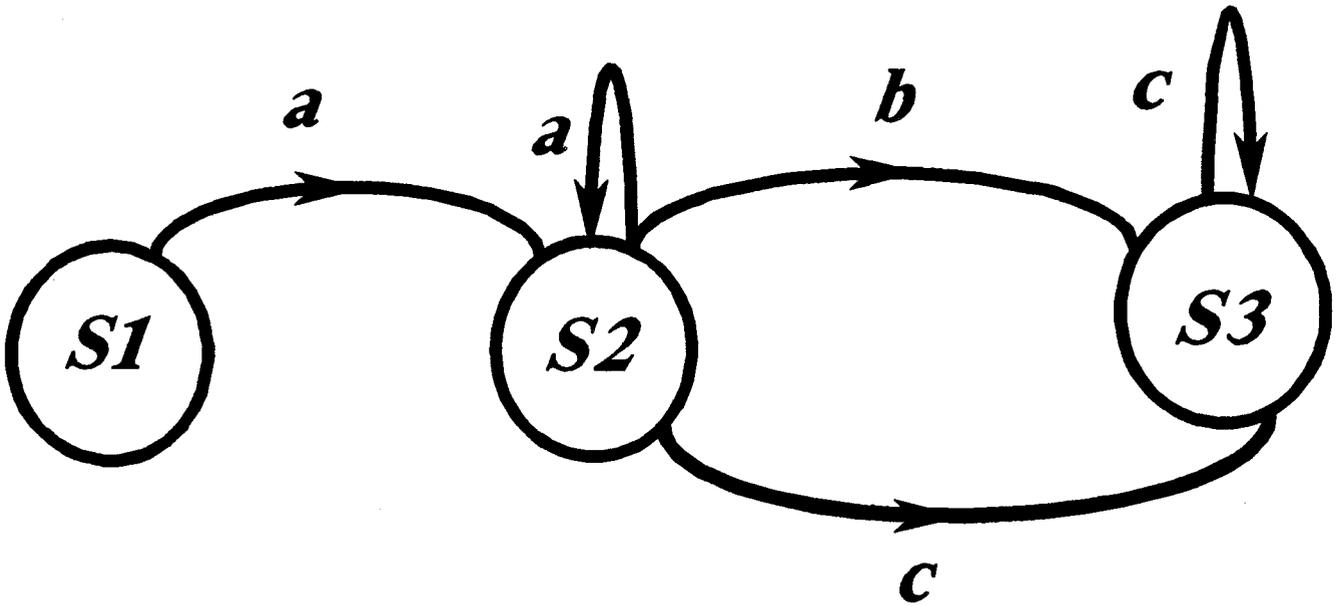
Exemple : En prenant L_1 défini plus haut, on aura

$$L_1^* = \{\lambda, a, b, aa, ab, ba, \dots\}$$

$$L_1^+ = \{a, b, aa, ab, ba, \dots\}$$

II-f) THEOREMES :

- 1) La famille des langages reconnus par un automate fini est la même que celle des langages engendrés par une grammaire régulière.
 - 2) Si L_1 et L_2 sont deux langages réguliers sur l'alphabet X , alors le langage $L_1 \cup L_2$ est aussi un langage régulier.
 - 3) Si L_1 et L_2 sont deux langages réguliers sur l'alphabet X , alors le langage $L_1 \cdot L_2$ est aussi un langage régulier.
-



Automate reconnaissant le langage

$a^+ . b^* . c^+$

figure II-3

4) Si L est un langage régulier sur l'alphabet X , alors le langage L^* est aussi un langage régulier.

Application :

Soit à écrire une grammaire sur

$$X = \{ a,b,c \} \text{ engendrant le langage}$$

$$L = \{a^+\}\{b^*\}\{c^+\}.$$

Ce langage permet de réaliser les mots suivants

$$\{ac,abc,aabc,aabcc,aabbcc,\dots\}.$$

Ces mots correspondent à des pics. Ils sont représentatifs du graphe de l'automate de la figure III-3.

D'après le théorème (3), on peut considérer que le langage L est formé de deux langages L_1 et L_2 , leur produit est alors le langage L .

Nous pouvons soit alors poser que L_1 est le langage $\{a^+\}$, et que L_2 est le langage $\{b^*\}\{c^+\}$ ou que L_1 est le langage $\{a^+\}\{b^*\}$ et que L_2 est le langage $\{c^+\}$.

En choisissant la première hypothèse, et en décomposant L_2 en deux langages L_{21} et L_{22} .

Le langage L_1 est produit par:

La production $S_1 \longrightarrow aS_2$, qui confirme l'existence d'au moins une lettre a .

On peut appliquer cette règle de production n fois, c'est à dire :

$$S_1 \longrightarrow aS_2 \longrightarrow aaS_2 \longrightarrow aaaS_2 \text{ engendrant le}$$

langage $\{a^+\}$.

L'état S_2 indique que nous avons reçu la lettre a au moins une fois.

On obtient alors le langage $L_1 = \{a^+\}S_2$.

Le langage L_{21} peut être produit par :

les productions $S_2 \rightarrow b S_3$ engendrent le langage $\{b^+\}$. L'état S_3 indique que nous avons reçu une lettre b .

On obtient alors le langage $\{b^+\}S_3$

Le langage L_{22} est produit par :

les productions $S_3 \rightarrow c S_4$ engendrent le langage $\{c^+\}$.

Là aussi, il y a au moins une lettre c dans le mot du langage et S_4 est l'état final.

On obtient alors le langage $L_{22} = \{c^+\}S_4$

Mais $S_2 \rightarrow c S_4$ et dans ce cas, il n'y a pas de lettre b . L'état S_2 passe directement à l'état final: on met bien en évidence l'élément neutre du langage $\{b^*\}$.

D'où on peut déduire les règles de productions

$L_1 = \{a^+\}S_2$	$\left\{ \begin{array}{l} S_1 \rightarrow aS_2 \\ S_2 \rightarrow aS_2 \\ S_2 \rightarrow bS_3 \end{array} \right.$	
$\{b^+\}S_3$	$\left\{ \begin{array}{l} S_3 \rightarrow bS_3 \\ S_3 \rightarrow cS_4 \end{array} \right.$	
$L_{22} = \{c^+\}S_4$	$\left\{ \begin{array}{l} S_4 \rightarrow cS_4 \\ S_2 \rightarrow cS_4 \end{array} \right.$	Dans ce cas, on ne reçoit pas de lettre b .

Toutes les autres situations possibles non définies par les règles de production, envoient le processus directement à un état poubelle qui correspond au fait que le mot est rejeté.

D'après les théorèmes énoncés plus haut; On obtient alors le langage $\{a^+\}\{b^*\}\{c^+\}$.

cette grammaire correspond à un pic plus restreint que le pic défini précédemment, ce pic est représenté (figure3).

Ce pic est donc défini par l'existence d'au moins d'un segment **a**, ce segment est suivi soit d'un segment **b**, soit d'un segment **c**. Le segment **b** doit être suivi soit d'un segment **b**, soit d'un segment **c** lequel aboutit à l'état final.

II-g) AUTOMATE et PROGRAMMATION:

L'intérêt de travailler avec les automates finis est qu'ils fournissent des schémas simples et clairs pour écrire des programmes.

Prenant l'exemple développé précédemment; nous disposons d'un alphabet

$$X = \{ a,b,c \}$$

et nous voulons réaliser l'expression

$$x = \{a^+\}\{b^*\}\{c^+\}$$

qui représente un pic.

Ecrivons en pseudo-code la partie du programme définissant cette fonction appelée ALPHA; qui accepte ou rejette un mot de X^* selon qu'il appartient ou non au langage.

L'expression ci-dessus a $L(\alpha)$ pour langage; nous nous inspirons du diagramme de l'automate fini représenté à la figure II-3; et dans lequel l'état P est un état poubelle (non représenté sur le graphe).

```

FONCTION ALPHA : bool
ETAT      ←      1
LIRE ( MOT ; x ; fin ) fin est une variable booléenne.
REPETER TANT QUE ( ¬, fin ) ET ( ETAT ≠ 4 )
  SELON QUE
    ETAT = S1 : SELON QUE
      X = a : ETAT ← S2
      X = b : ETAT ← P(1)
      X = c : ETAT ← P
    FIN-SELON
    ETAT = S2 : SELON QUE
      X = a : ETAT ← S2
      X = b : ETAT ← S3
      X = c : ETAT ← S4
    FIN-SELON
    ETAT = S3 : SELON QUE
      X = a : ETAT ← P
      X = b : ETAT ← S3
      X = c : ETAT ← S4
    FIN-SELON
    ETAT = S4 : SELON QUE
      X = a : ETAT ← P
      X = b : ETAT ← P
      X = c : ETAT ← S4
    FIN-SELON
  FIN-SELON
LIRE ( MOT ; x ; fin )
FIN - REPETER
RENOYER ( ETAT = 1 )
FIN.

```

(1): P est un etat poubelle.

Programme de l'automate de la figure III-3

III) BIBLIOGRAPHIE:

L. MICLET

METHODES STRUCTURELLES POUR LA RECONNAISSANCE DES
FORMES

EYROLLES

HOPCROFT - ULLMANN

INTRODUCTION TO AUTOMATA THEORY, LANGAGES AND
COMPUTATION

ADDISON WESLEY PUBLISHING COMPANY

P.WOLPER

INTRODUCTION à LA CALCULABITE

INTEREDITION

SIMON

RECONNAISSANCE DE FORME PAR ALGORITHMES

MASSON

J.STERN

FONDEMENTS MATHEMATIQUES DE L'INFORMATIQUE

MC GRAW HILL

SALOMAA

INFORMATIQUE THEORIQUE

ARMAND COLLIN

VASSEUR - CHEBEL

OBSERVATION DES PROCESSUS DYNAMIQUES

PRELEVEMENT ET RECONNAISSANCE DU SIGNAL

RAIRO

APII

VOL 19

N° 3

1985

TRAITEMENT

du

SIGNAL

TRAITEMENT du SIGNAL

I) INTRODUCTION:

L'étude du chapitre 1 a montré que nous pouvions raisonnablement envisager d'employer soit une fréquence source de 24Ghz, soit une fréquence source de 10Ghz.

Par ailleurs, pour localiser les mobiles sur rails , nous avons choisi d'utiliser la technique employée dans la dernière signature présentée dans le chapitre 1, c'est à dire " la signature 3 ".

Nous rappelons que les balises sont composées de plans réflecteurs inclinés d'un angle α par rapport au sol, et dont la longueur est soit simple soit double.

Ces réflecteurs sont séparés par des espaces, eux aussi de longueur soit simple soit double et ces espaces ont une longueur proportionnelle au réflecteur, par exemple, une longueur égale ou double de celle du réflecteur simple.

Leur association forme une balise.

Pour traiter le signal reçu aux bornes du détecteur, nous devons donc savoir si le signal reçu correspond bien à un signal résultant d'une réflexion sur une balise:

1-nous devons tout d'abord analyser ses périodes pour savoir si celles-ci peuvent correspondre aux périodes du signal attendu.

2- nous devons aussi analyser l'enchaînement de ces périodes pour savoir si la signature correspond bien a une signature valable.

Le premier point est résolu grâce à l'étude cinématique; en effet; une des caractéristiques de ce signal est que sa période est comprise dans un intervalle bien déterminé qui dépend de la vitesse du mobile et de la variation maximale et minimale de cette vitesse.

L'étude cinématique est nécessaire car elle sert à filtrer les différents signaux détectés et elle :

- Nous permet d'estimer les variations entre les périodes successives du signal

lorsque le mobile traverse un plan réflecteur.

- Nous permet aussi de faire une estimation sur le temps que met le mobile pour traverser un espace entre deux réflecteurs consécutifs.

Le deuxième point est résolu en appliquant la reconnaissance de forme; nous avons vu dans le chapitre précédent comment nous pouvions associer à un signal un alphabet pour le coder, cet alphabet combiné grâce à des règles de production produit une grammaire qui permet de filtrer ce signal en fonction uniquement de sa forme. Etant donné que nous connaissons toutes les signatures de réponses possibles qui correspondent à la grammaire établie nous pouvons alors prendre ou non une décision d'appartenance du signal à la classe des signaux de la balise.

II) ASPECT CINEMATIQUE

II-a) Introduction :

Dans l'étude de l'aspect cinématique qui suit, et pour ne pas compliquer l'étude du phénomène, nous supposons qu'il n'y a pas de débattement, nous étudierons ce problème au prochain chapitre.

Pour l'étude cinématique du problème, deux cas se présentent donc.

- **Premier cas:** Connaissant la période du signal que nous avons reçu, nous devons associer un intervalle de temps à la prochaine période du signal à recevoir. Le minimum de cet intervalle correspond à une accélération éventuelle maximale et le maximum de cet intervalle correspond à un ralentissement éventuel maximum.

- **Deuxième cas:** Connaissant le temps nécessaire pour parcourir un réflecteur, nous devons associer un intervalle de temps au parcours de l'espace juxtaposé à ce réflecteur, sachant que sa longueur est simple ou double. Le minimum de cet intervalle correspond à une accélération éventuelle maximale et le maximum de cet intervalle correspond à un ralentissement éventuel maximum.

Dans le cas général, nous définissons donc une fenêtre cinématique qui permet de filtrer le signal: Toute période hors de la fenêtre est rejetée.

II-b) Etude du passage du mobile sur un réflecteur:

A partir des équations générales de la cinématique, nous examinons les différents cas qui peuvent se produire en commençant par le cas simple qui correspond à une vitesse constante; le traitement de ce cas est intéressant car il se présente pratiquement dans la plus grande partie du trajet à parcourir. Nous enchaînons par un cas plus général qui correspond à un mouvement uniformément varié et pour finir, nous abordons les cas limites qui correspondent soit à une accélération avec une vitesse initiale nulle (ce cas ne concerne que la première période du premier réflecteur), soit à un ralentissement avec une vitesse finale nulle (ce cas ne concerne que la dernière période du dernier réflecteur).

Dans l'étude cinématique qui suit, connaissant le temps t_i qu'il a fallu pour produire la période qui vient de s'achever nous allons chercher la valeur du temps t_{i+1} nécessaire pour produire la période suivante en fonction de l'accélération. En effet la seule information dont nous disposons est le temps t_i mis pour produire la période d'indice 'i'.

II-b-1) MOUVEMENT UNIFORME:

A vitesse constante, d'après l'équation du chapitre 1, la fonction trigonométrique qui donne au signal sa forme a comme argument une fonction linéaire car, dans cette équation, le paramètre d est proportionnel à la vitesse, donc sa période est constante. Le signal détecté a alors une période constante. Lors du traitement du signal d'une période quelconque, la durée de cette période est inconnue mais nous savons qu'elle est constante, une fois que nous détectons la présence d'un signal, nous mesurons sa période, les prochaines périodes durent le même temps.

Le cas du mouvement uniforme ne cause à priori pas de problème, mais en réalité, celui-ci est forcément encadré de mouvements variés qui sont généralement de type uniformément varié.

II-b-2) MOUVEMENT UNIFORMEMENT VARIE :

Le problème général peut être posé de la manière suivante :

connaissant le temps mis pour parcourir la distance nécessaire pour produire une période du signal, quel est le temps mis pour parcourir la distance nécessaire pour produire la période suivante pour une accélération ou un

ralentissement donné.

En pratique , il faut plutôt poser le problème de la façon suivante: Connaissant la durée d'une période du signal et la variation de vitesse maximale qui peut se produire à cet instant:

- 1) En cas d'accélération, par quel coefficient faut-il multiplier cette période pour que la période suivante produite dans les conditions normales soit sûrement plus grande que la valeur calculée (dans ce cas le coefficient est positif et inférieur à l'unité et la valeur calculée correspond donc à la borne inférieure de l'intervalle dans lequel doit être incluse cette période).
- 2) En cas de ralentissement, par quel coefficient faut-il multiplier cette période pour que la période suivante produite dans les conditions normales soit sûrement plus courte que la valeur calculée (dans ce cas le coefficient est positif et supérieur à l'unité et la valeur calculée correspond donc à la borne supérieure de l'intervalle dans lequel doit être incluse cette période).

Nous appelons **fenêtre** cet intervalle et le coefficient vaut $\frac{t_{i+1}}{t_i}$.

Pour résoudre ce problème, nous étudions $\frac{t_{i+1}}{t_i}$ en fonction de t_i et en fonction des différentes valeurs positives et négatives que peut prendre l'accélération.

t_i est le temps qu'il a fallu pour produire la période précédente et t_{i+1} est le temps que doit mettre le mobile pour produire la prochaine période.

Dans l'étude qui suit, nous établissons des équations générales qui sont utilisées ultérieurement.

L'équation du mouvement uniformément varié est dans sa forme générale, si toutefois nous admettons que l'abscisse initiale est nulle ($x_0 = 0$),

$$x_i = \frac{1}{2} \gamma t_i^2 + v_0 t_i \quad [3-1]$$

ou v_0 est la vitesse à l'entrée du segment x_i ;

et pour parcourir $x_i + x_{i+1}$ nous aurons

$$x_i + x_{i+1} = \frac{1}{2} \gamma (t_i + t_{i+1})^2 + v_0 (t_i + t_{i+1})$$

En remplaçant dans cette équation v_0 par sa valeur dans l'équation [3-1], nous obtenons alors l'équation qui relie t_{i+1} à t_i ;

$$t_{i+1}^2 + \left(t_i + \frac{2x_i}{\gamma t_i} \right) t_{i+1} - \frac{2x_{i+1}}{\gamma} = 0 \quad [3-2]$$

cette équation est générale.

Les deux segments étant juxtaposés et l'inclinaison des plans réflecteurs étant identiques, tous les segments x_i qui produisent une période du signal ont la même longueur.

II-b-2-1) cas d'une accélération : ($\gamma > 0$);

Le discriminant étant positif, la résolution de cette équation présente deux solutions possibles pour t_{i+1} .

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] \pm \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{2x_{i+1}}{\gamma}}$$

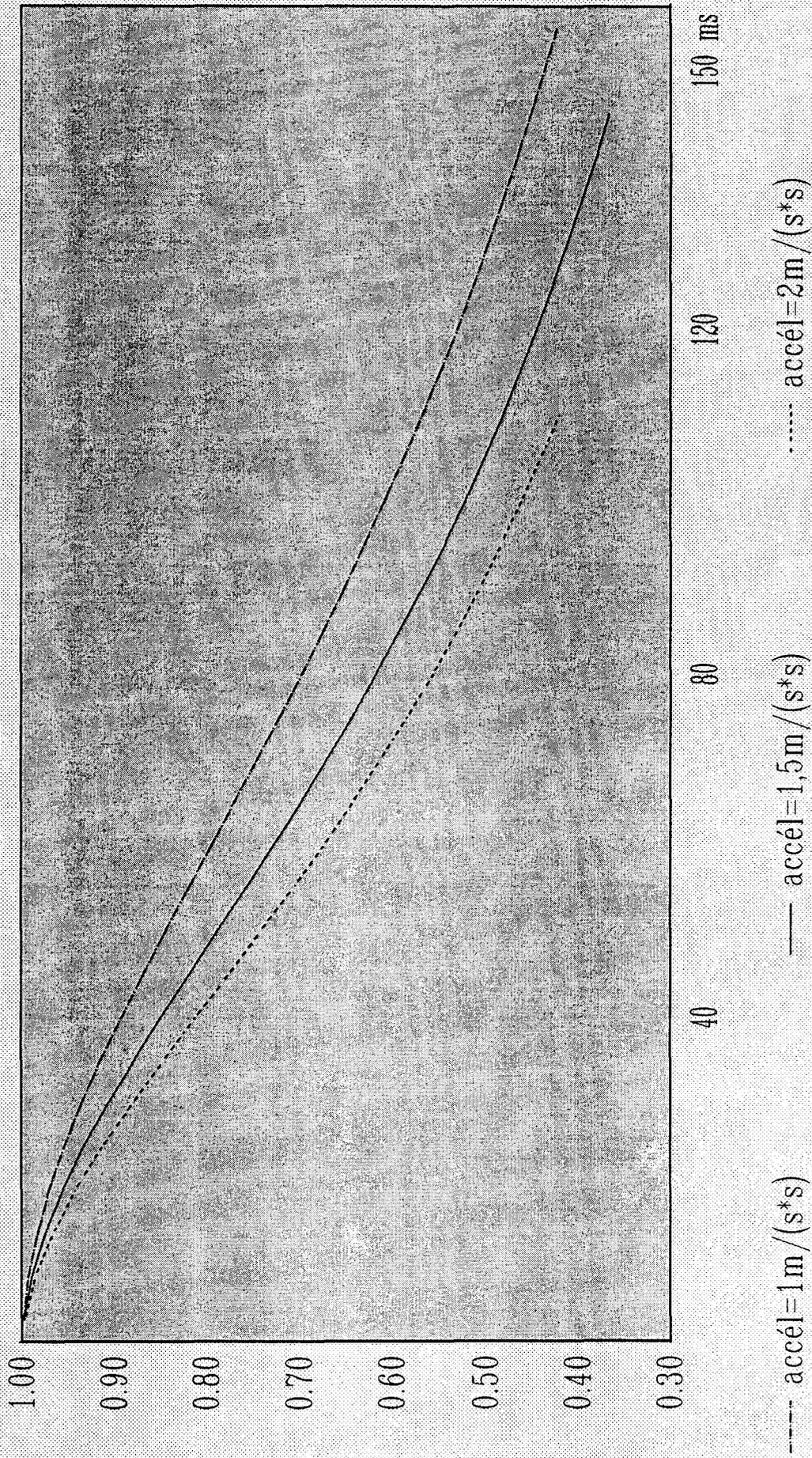
Le produit des racines étant négatif; seule l'une des solutions est positive: c'est évidemment celle dont la racine du discriminant est précédée du signe positif.

L'équation générale donnant la valeur de t_{i+1} en cas d'accélération s'écrit alors:

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] + \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{2x_{i+1}}{\gamma}} \quad [3-3]$$

rapport entre deux périodes successives

cas d'une accélération - fréquence de 24GHz



Ce que nous cherchons c'est le coefficient à appliquer à t_i , pour définir la borne inférieure de l'intervalle incluant t_{i+1} : L'étude de $\frac{t_{i+1}}{t_i}$ en fonction de t_i montre que celle-ci est continue et strictement décroissante et nous pouvons en déduire que la valeur de ce coefficient est minimum pour la valeur maximum de t_i , définie en [3-1].

Quelle est la limite du temps t_i et quel est alors la valeur du coefficient ?
 La valeur maximum de t_i se trouve évidemment lorsque le mobile démarre.
 A partir de la relation [3-1]; nous constatons que la première période est produite au bout de

$$t_i = \sqrt{\frac{2x_i}{\gamma}} \quad [3-4]$$

Le temps de parcours du segment suivant est alors :

$$t_{i+1} = [\sqrt{2} - 1] \sqrt{\frac{2x_i}{\gamma}} \quad [3-5]$$

Ce cas correspond à la valeur extrême de t_1 et t_2 et le coefficient est alors égal à $[\sqrt{2}-1]$.

Nous constatons que la valeur de ce coefficient est indépendante de la valeur de l'accélération; donc quelle que soit celle-ci, la valeur minimum du coefficient est égale à $[\sqrt{2} - 1]$.

La solution générale de t_{i+1} et le domaine de validité de t_i sont:

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] + \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{2x_i}{\gamma}}$$

$$0 < t_i < \sqrt{\frac{2x}{\gamma}}$$

A partir de la solution de l'équation et connaissant la valeur de t_i et son intervalle de validité, connaissant x , nous pouvons calculer la valeur minimum que peut prendre t_{i+1} pour une accélération maximum supposé connue.

II-b-2-2) cas d'un ralentissement : ($\gamma < 0$);

Le signe du discriminant est fonction d'une équation bicarrée en t_i . La résolution de cette équation présente toujours quatre solutions dont deux positives t_{i1} et t_{i2} qui sont les seules physiquement réalistes. Entre ces deux solutions le discriminant est négatif.

Il faut donc discerner entre les deux zones qui se présentent. C'est à dire de zéro à t_{i1} et de t_{i2} à l'infini.

La première donne pour chaque valeur de t_i deux valeurs de t_{i+1} positives alors que la deuxième donne deux valeurs de t_{i+1} négatives; donc cette zone est rejetée.

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] + \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{2x_{i+1}}{\gamma}}$$

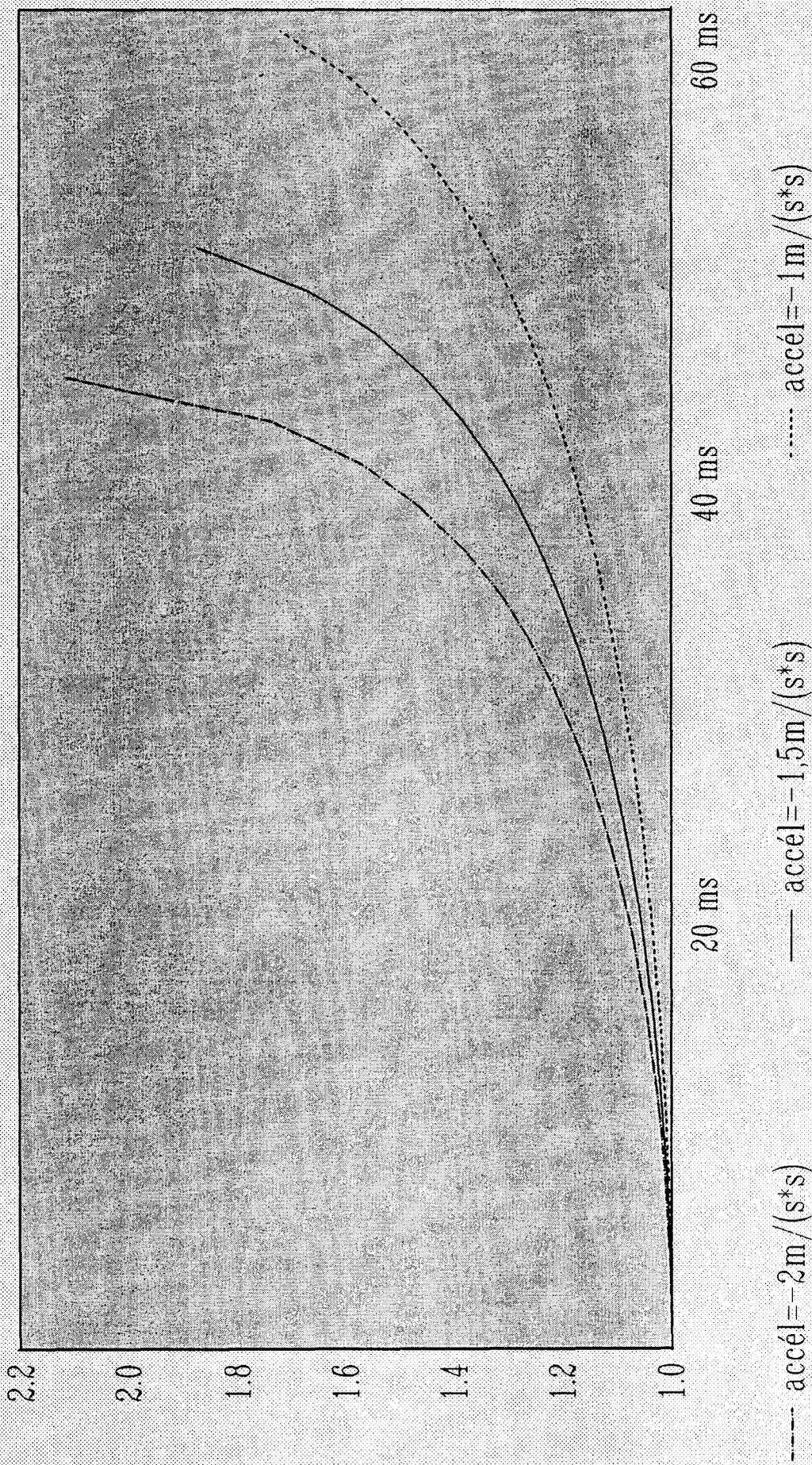
Pour lever l'ambiguïté du signe; faisons tendre t_i vers zéro c'est à dire la vitesse vers de grandes valeurs, les valeurs de t_{i+1} tendent vers l'infini lorsque le signe est plus, et vers zéro lorsque le signe est moins. C'est ce signe qui est évidemment le bon.

L'équation générale en cas de ralentissement est alors:

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] - \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{2x_{i+1}}{\gamma}} \quad [3-6]$$

rapport entre deux périodes successives

cas d'un ralentissement - fréquence de 24GHz



Et est défini pour

$$0 < t_i < t_{i1}$$

La plus grande valeur de t_i se produit lorsque le mobile soumis à un ralentissement uniforme s'arrête juste après avoir parcouru le dernier segment du dernier réflecteur de la balise; quelle doit être la valeur de t_i pour que le mobile parcourt la distance $x_i + x_{i+1}$ avant de s'arrêter et quel est alors la valeur du coefficient ? .

Le cas limite est donné pour $t_i = t_{i1}$.

$$t_i = \sqrt{\frac{-2x_i}{\gamma}(3 - 2\sqrt{2})} = \sqrt{\frac{-2x_i}{\gamma}} (\sqrt{2} - 1)$$

Et

$$t_{i+1} = [1 + \sqrt{2}] t_i$$

Cette valeur représente la borne supérieure de la fenêtre et le coefficient est alors égal à

$$\frac{t_{i+1}}{t_i} = [1 + \sqrt{2}]$$

La solution générale de t_{i+1} et le domaine de validité de t_i sont:

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] - \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{2x_i}{\gamma}}$$

$$t_i < \sqrt{\frac{-2x_i}{\gamma}} (\sqrt{2} - 1)$$

Le graphe ci-contre représente la courbe $\frac{t_{i+1}}{t_i}$ en fonction de t_i .

II-c) Etude du passage du mobile entre deux réflecteurs:

Connaissant le temps nécessaire pour parcourir un réflecteur et sachant que la longueur de ce dernier est multiple ou sous multiple de la longueur de l'espace qui suit immédiatement, en supposant que la variation de vitesse ne change pas entre deux réflecteurs; nous pouvons alors appliquer les équations du paragraphe précédent en considérant le temps t_i comme étant le temps nécessaire pour parcourir un réflecteur et le temps t_{i+1} comme étant le temps nécessaire pour parcourir l'intervalle qui suit.

Les équations établies dans le paragraphe précédent restent toujours valables quel que soit le rapport entre ces segments à condition que:

- Les longueurs x_i et x_{i+1} soient juxtaposées.
- De respecter les conditions initiales et finales des segments x_i et x_{i+1} .

Un espace est mesuré par la différence entre le premier pic du réflecteur qui suit et le dernier pic du réflecteur qui précède.

Pour calculer la fenêtre dans laquelle doit se produire le temps nécessaire pour parcourir l'espace, nous prenons une fenêtre dans laquelle doit se produire le temps t quelle que soit la longueur normale de l'espace:

La borne inférieure correspond donc à une accélération lorsque le mobile parcourt un espace simple et la borne supérieure correspond à un ralentissement lorsque le mobile parcourt un espace double.

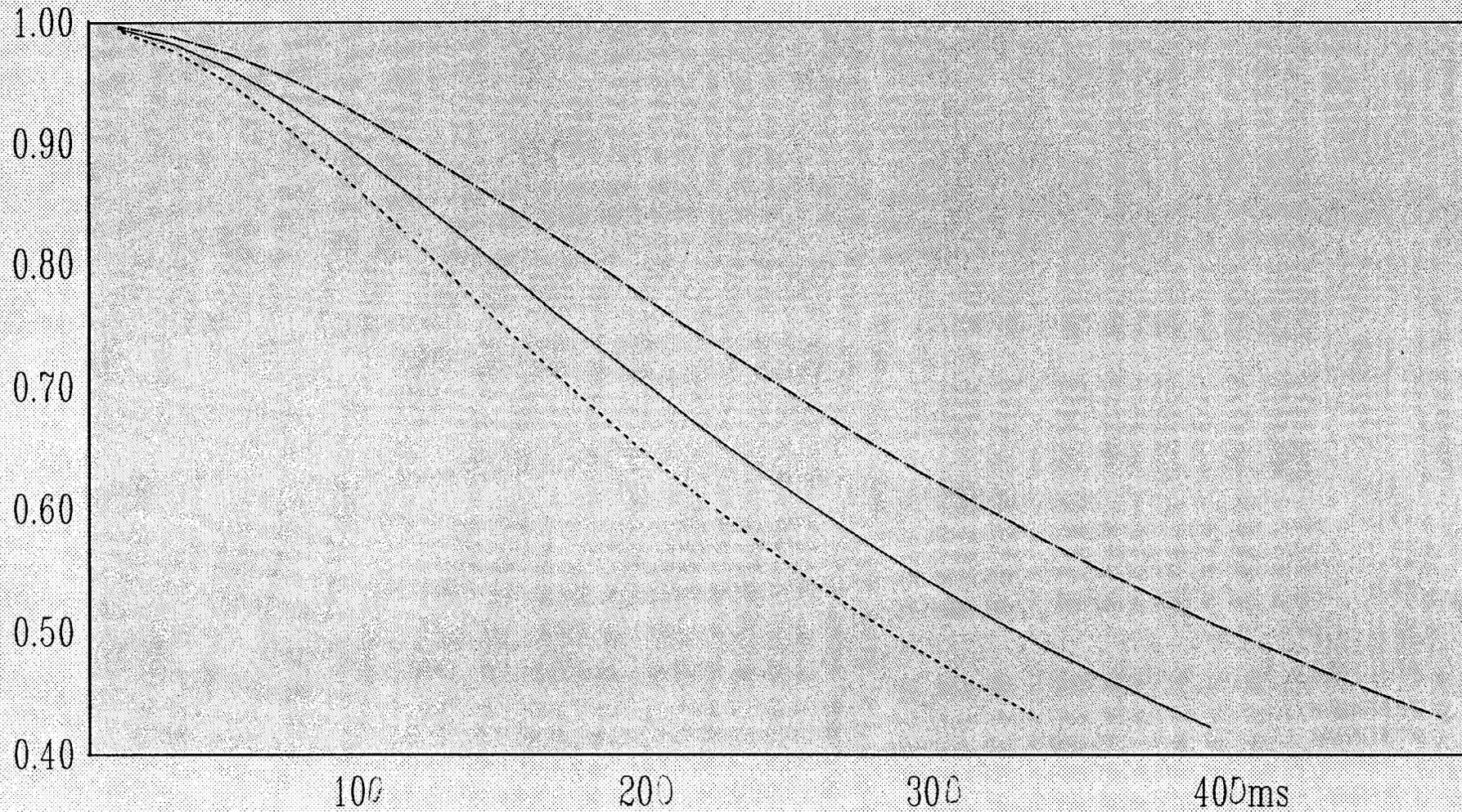
Nous remarquons que cette façon de procéder nous amène lors des vitesses très faibles à ouvrir des fenêtres très larges mais de toutes façons ceci n'est pas un problème car nous ne pouvons pas identifier une balise tant que nous n'avons pas parcouru le dernier réflecteur.

Sachant que lors du parcours d'un réflecteur, en fonction du nombre de périodes recueillies, nous pouvons savoir s'il s'agit d'un réflecteur de longueur simple ou double.

En fonction de la longueur de celui-ci, nous avons alors deux fenêtres à calculer.

rapport entre deux durees successives

cas d'une accélération - fréquence de 24GHz



— accél=1m/(s*s)

— accél=1,5m/(s*s)

..... accél=2m/(s*s)



II-c-1)-Premier réflecteur de longueur simple:

a) Accélération:

La borne inférieure correspond donc à un intervalle simple parcouru par un mobile en accélération, celle-ci est calculée au paragraphe II-b-2-1 car le réflecteur a la même longueur que l'espace et par conséquent nous avons alors la relation $x_i = x_{i+1}$. La valeur de t_{i+1} est donnée par l'équation [3-3] et le domaine de validité de t_{i+1} est donné par l'équation [3-4].

Nous avons donc:

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] + \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{2x_i}{\gamma}}$$

$$0 < t_i < \sqrt{\frac{2x_i}{\gamma}}$$

A partir de ces équations, nous traçons le graphe qui nous permet de déduire le coefficient.

b) Ralentissement: La borne supérieure correspond à un intervalle double parcouru par un mobile en ralentissement, par conséquent nous avons la relation $2x_i = x_{i+1}$. La valeur de t_{i+1} est donnée par l'équation [3-6] dans laquelle il suffit de remplacer x_{i+1} par $2x_i$.

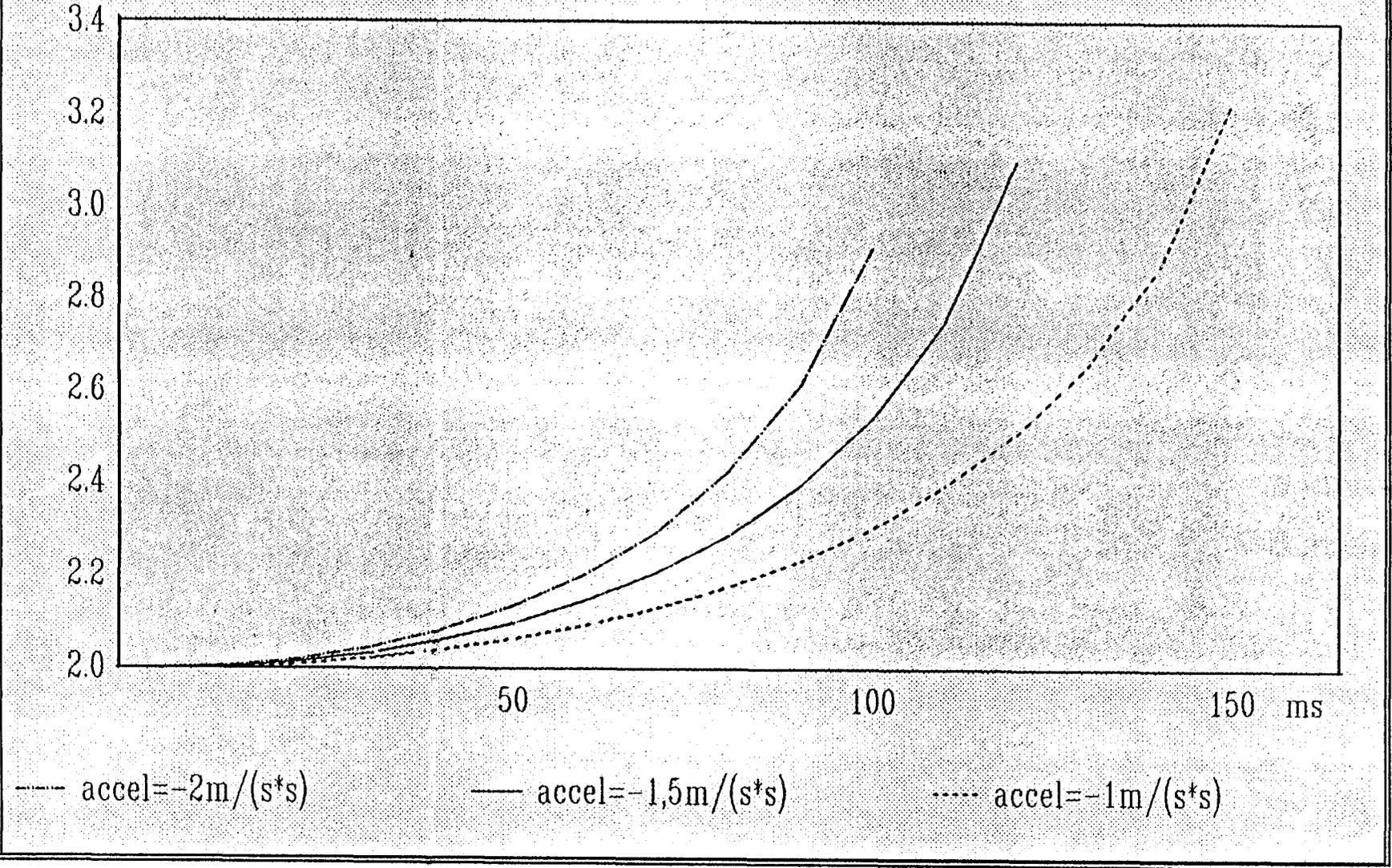
Là aussi il faut trouver la limite du temps t_i qui permet au mobile dans le pire des cas de s'arrêter juste après avoir parcouru la balise.

Dans le calcul de t_i à partir de la résolution de l'équation générale [3-2]; si nous posons $mx_i = x_{i+1}$; l'intervalle de validité de t_i est donné par la relation générale:

$$t_i = \sqrt{\frac{-2x_i}{\gamma} \left((1+2m) - 2\sqrt{m(1+m)} \right)} \quad [3-7]$$

Rapport entre deux durées successives

cas d'un ralentissement - fréquence de 24GHz



Il faut donc remplacer dans l'équation [3-7] la valeur de m par 2.
 Nous obtenons alors les relations suivantes:

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] - \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{4x_i}{\gamma}}$$

$$t_i < \sqrt{\frac{-2x_i}{\gamma} (5 - 2\sqrt{6})}$$

En effet, si nous considérons des valeurs de t_i supérieures, cela implique que la vitesse initiale soit plus faible et par conséquent, le mobile ne pourra plus effectuer la distance $x_i + x_{i+1}$ avant de s'arrêter.

A partir de l'équation de t_{i+1} et du domaine de validité de t_i , nous traçons donc le graphe qui nous permet de déterminer le coefficient.

II-c-2)-Premier réflecteur de longueur double:

a) **Accélération:** La borne inférieure correspond à un intervalle simple parcouru par un mobile en accélération, la valeur de t_{i+1} est donné par l'équation [3-3] ou $x_i = 2x_{i+1}$. Le domaine de validité de t_i est donné par la relation [3-4].

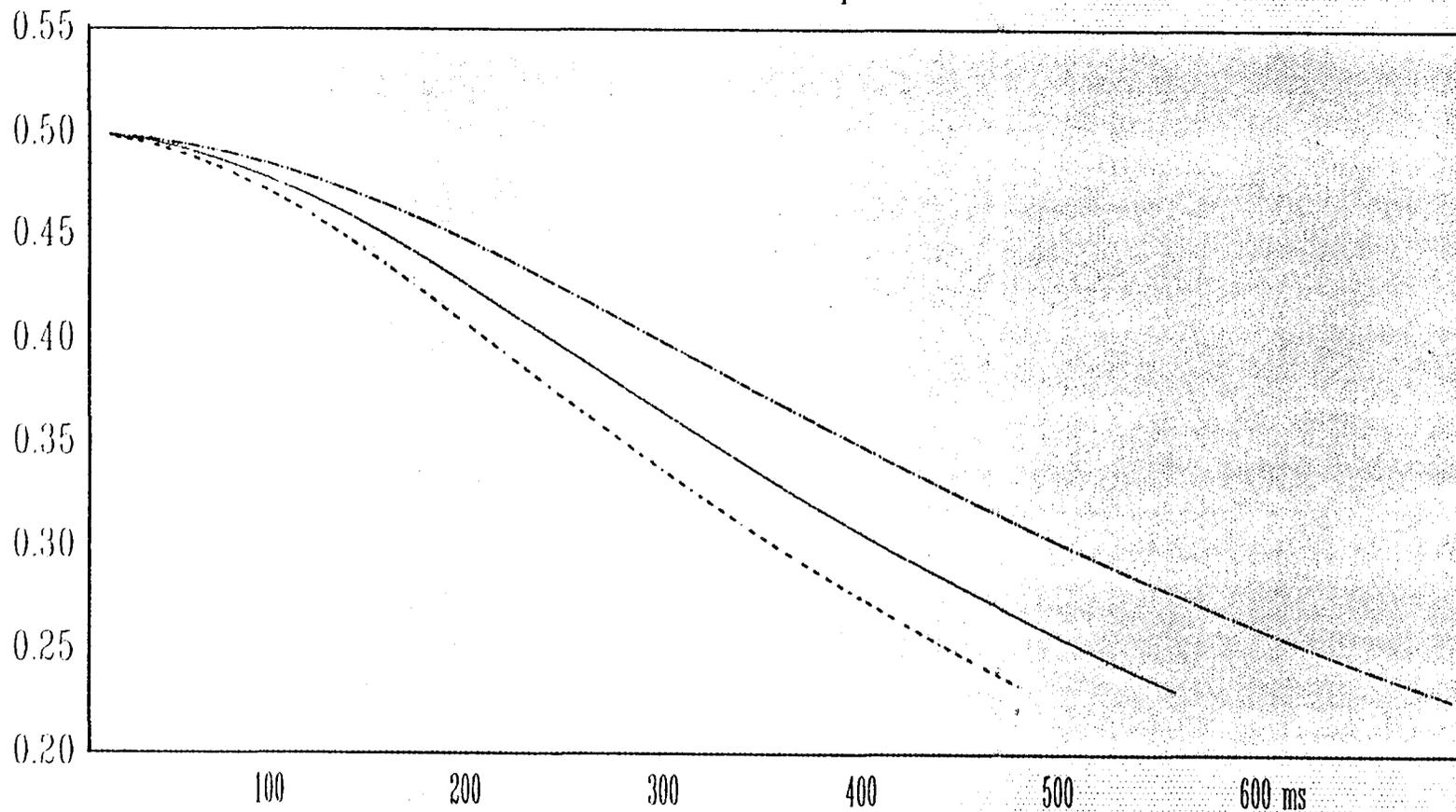
Nous aurons donc les relations suivantes:

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] + \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{x_i}{\gamma}}$$

$$0 < t_i < \sqrt{\frac{2x_i}{\gamma}}$$

rapport entre deux durees successives

cas d'une accélération - fréquence de 24GHz



--- accél=1m/(s²s)

— accél=1,5m/(s²s)

-.-.- accél=2m/(s²s)

Donc a partir de ces relations, nous traçons le graphe pour déduire le coefficient.

b) Ralentissement: La borne supérieure correspond cette fois à un intervalle de longueur double parcouru par un mobile en ralentissement, donc $x_i = x_{i+1}$. La solution de t_{i+1} est donnée par l'équation [3-6]. Le domaine de validité de t_i est donné par l'équation (3-7) ou la valeur de $m = 1$.

la valeur de t_{i+1} et le domaine de t_{i+1} sont donnés par:

$$t_{i+1} = - \left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right] - \sqrt{\left[\frac{1}{2} t_i + \frac{x_i}{\gamma t_i} \right]^2 + \frac{x_i}{\gamma}}$$

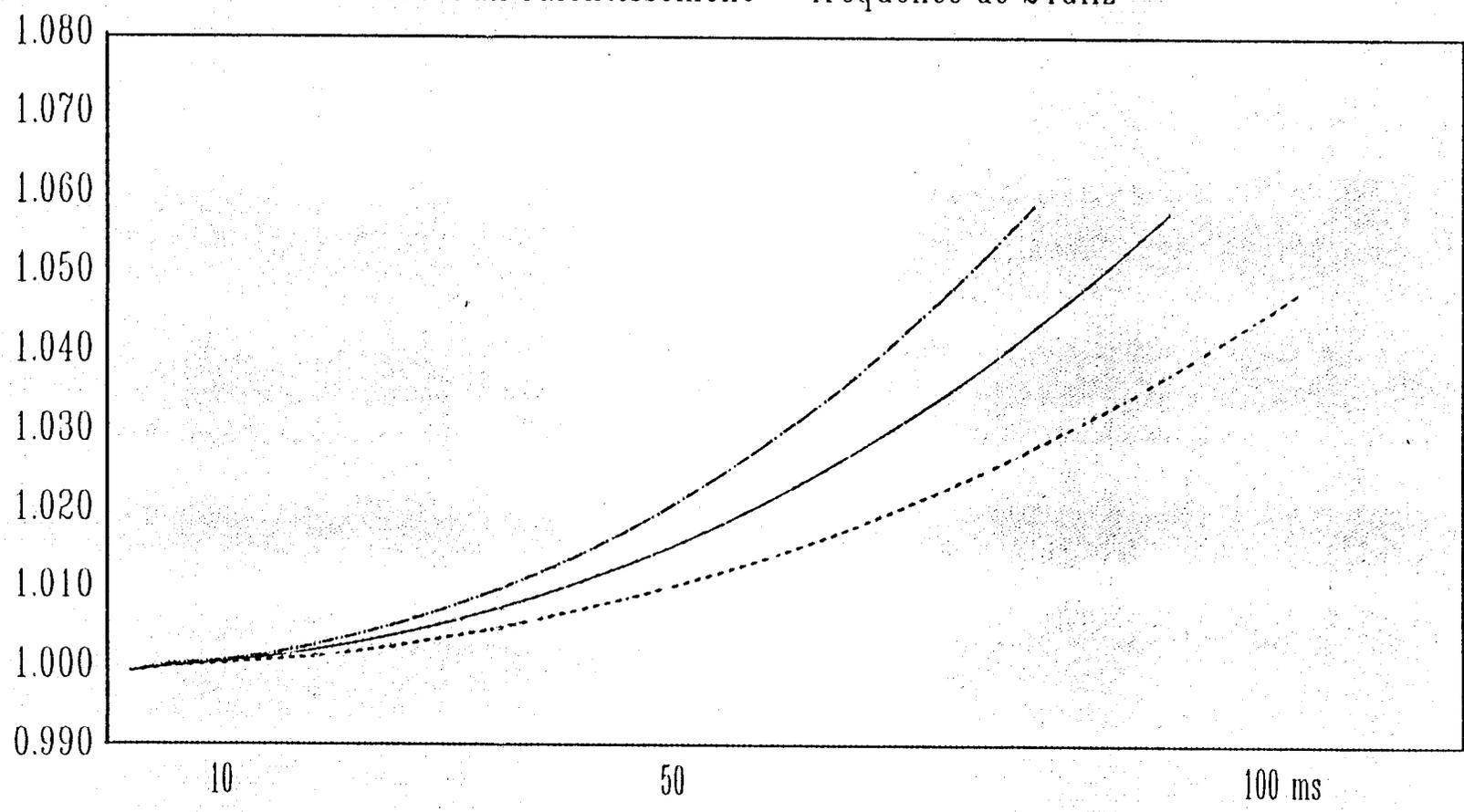
$$0 < t_i < \sqrt{\frac{-2x_i}{\gamma} (3 - 2\sqrt{2})}$$

A partir de l'équation de t_{i+1} et à partir du domaine de validité de t_i , nous traçons donc le graphe qui nous permet de trouver le coefficient.

Donc, connaissant la longueur du premier réflecteur parcouru, nous ouvrons une fenêtre qui est bien sûr fonction de cette longueur, et dans cette fenêtre doit se produire le temps nécessaire pour parcourir un espace de longueur simple ou double.

Rapport entre deux durées successives

cas d'un ralentissement - fréquence de 24GHz



--- accél=-2m/(s²s)

— accél=-1,5m/(s²s)

..... accél=-1m/(s²s)

III) APPLICATION de la RECONNAISSANCE de FORME :

III-a) Introduction :

Nous avons étudié au chapitre 2, à travers les divers exemples, comment nous pouvions associer à un phénomène dynamique possédant des états finis, un codage qui permet de décrire les caractéristiques essentielles de ce phénomène; ces caractéristiques essentielles déterminant la finalité du phénomène. Nous avons aussi vu comment à partir d'un codage judicieux, nous aboutissions à une simplification du phénomène étudié; cette simplification étant d'autant plus importante que le système à étudier est complexe. Certes, cette modélisation ne prend en considération que les caractéristiques pertinentes du phénomène, il y a donc forcément une perte d'information, mais comme ce codage concerne l'étude d'une finalité précise du phénomène qui est la reconnaissance de la signature de la balise, cette perte d'information n'altère presque pas le résultat final de l'étude.

Nous rappelons que, pour nous, la théorie de la reconnaissance de forme est avant tout une méthode qui permet de mener l'étude du système du début jusqu'au résultat final, en ne prenant en compte que les informations pertinentes pour notre problème, cette théorie nous facilite considérablement la tâche.

Nous aurions pu utiliser une méthode classique de traitement du signal: le temps nécessaire au traitement est long puisque nous nous intéressons aux échantillons du signal et non pas à des primitives qui sont un ensemble d'échantillons, et de plus, il aurait fallu définir des fourchettes d'amplitudes du signal pour établir des règles de décision .

Grâce à la théorie de la reconnaissance de forme, le signal est décomposé en segments ayant des propriétés différentes, c'est exactement l'ensemble de ces propriétés qui caractérise le signal; suivant l'objectif visé, le découpage est plus ou moins fin. Par exemple, si nous désirons savoir le nombre de périodes dans une signature dans laquelle nous codons le nombre de périodes, il suffit de coder un pic par une lettre et ensuite de compter le nombre de lettres correspondant aux pics successifs; par contre, si nous désirons savoir l'allure d'un pic, il faut alors le décomposer en lui associant un alphabet élémentaire en fonction de la courbure des segments le composant.

Le signal que nous produisons lors du passage sur une balise est un signal caractérisé par des propriétés très spécifiques; pour l'étudier, il suffit d'exploiter ses propriétés en utilisant un codage judicieux.

Nous nous intéressons dans ce qui suit à l'approche structurelles des signaux. La méthode proposée vise à donner aux signaux délivrés par le processus une structure de messages décomposés en primitives, ces primitives successives appartiennent à l'ensemble de l'alphabet. Cette décomposition syntaxique du signal est complétée par une description métrique permettant, lors de la phase de classification finale d'affiner le traitement du signal.

Le premier niveau de classification est destiné à reconnaître la structure géométrique du signal, c'est à dire sa forme et le second niveau est métrique et permet de valider la signature, c'est à dire le message contenu dans cette signature.

III-b) Caractéristiques du signal :

Avant de commencer la classification, nous avons jugé utile de présenter les caractéristiques du signal; celles-ci nous permettent dans un premier temps, de faire un bon choix de l'alphabet, et dans un deuxième temps, de faire des simplifications au niveau du traitement.

Dans le chapitre 1, nous avons montré que la signature la plus intéressante est la signature de type 3, celle-ci permet d'avoir des signatures très particulières reconnaissables même en cas de changement de vitesse.

Etudions donc ses caractéristiques.

III-b-1) Caractéristiques du système permettant d'obtenir le signal:

Ces caractéristiques sont liées aux composants même du système.

-L'angle formé par l'antenne et les plans réflecteurs étant droit; nous pouvons déduire que lorsque nous détectons une alternance, il y a une forte probabilité pour que ce signal corresponde à une réflexion d'ue à un réflecteur.

-La probabilité de détecter cette alternance est encore améliorée car l'antenne et les réflecteurs sont inclinés.

III-b-2) CARACTERISTIQUES D'UNE SIGNATURE:

ces caractéristiques sont liées à la balise.

-Le nombre de périodes produit par un plan réflecteur composé de plusieurs plans élémentaires est connu.

-Le rapport entre le nombre de périodes produit par un réflecteur et le nombre produit par les autres réflecteurs est défini.

-Le temps entre deux réflecteurs successifs doit appartenir à une fenêtre bien déterminée.

-Le rapport entre le temps écoulé entre le premier réflecteur et le deuxième réflecteur et le temps écoulé entre le deuxième réflecteur et le troisième réflecteur est connu.

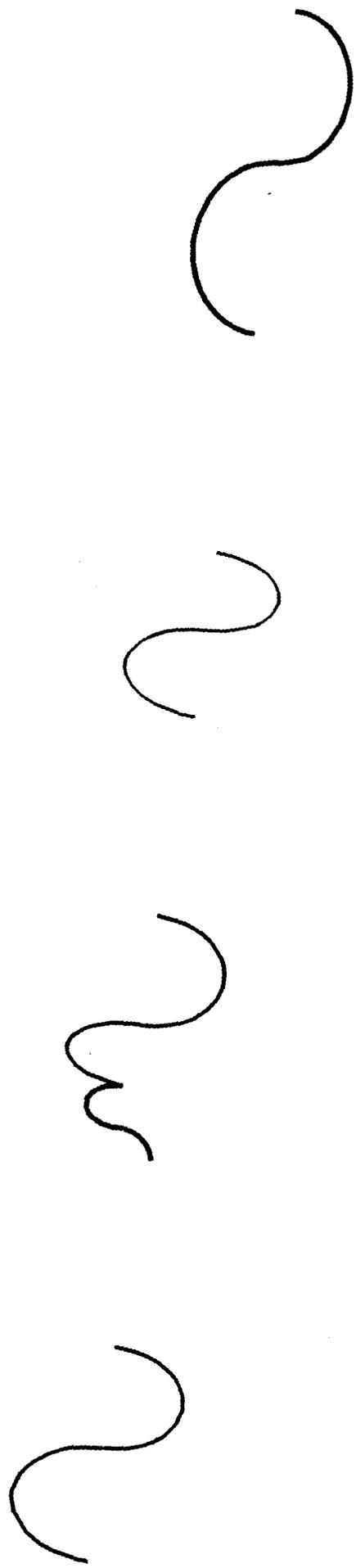
III-c) Premier niveau de classification:

Le codage que nous devons choisir doit tenir compte de la structure même du système formé par les balises à identifier, et doit apparaître dans ce sens comme un codage intrinsèque; ce type de codage doit conduire à la gestion de mots syntaxiques plus courts permettant une mise en oeuvre simple.

III-c-1) DESCRIPTION SYNTAXIQUE :

Le signal à traiter est une succession de demi alternances positives et négatives suivies d'un temps mort correspondant aux espaces entre les plans réflecteurs. Le but de la décomposition du signal en alphabet est de tester l'appartenance du mot formé par ce signal au langage reconnaissant les différents mots correspondant aux signatures possibles du système.

Le choix de l'alphabet doit donc se faire de façon à traduire les caractéristiques intrinsèques des différentes signatures.



Figure

Il y a plusieurs façons de coder les signatures du signal; ceci dépend évidemment des caractéristiques du signal que nous voulons faire apparaître.

Concernant notre application, ce qui est important; c'est de trouver la forme de la signature de la balise en utilisant le minimum de ressources en mémoire et surtout en temps du système; car ce système fonctionne en temps réel.

Il est cependant nécessaire que l'alphabet ne soit pas affecté par les contraintes réelles qui font que le signal soit légèrement déformé, atténué, compressé ou encore dilaté.

En effet le signal peut être (voir figure ci-contre)

- Soit légèrement atténué, ces atténuations ont comme origine soit des vibrations soit de mauvaises conditions climatiques.
- Soit légèrement déformé, ces déformations ont comme origine les vibrations éventuelles du mobile.
- Soit compressé, en effet, lors d'une accélération ou d'un pompage du mobile, tout le signal ou une partie du signal est compressé.
- Soit dilaté, en effet, lors d'un ralentissement ou d'un pompage du mobile, tout le signal ou une partie du signal est dilaté.

Le choix de l'alphabet doit donc tenir compte de ces déformations qui affectent des signaux correspondant à des réflexions de plans réflecteurs inclinés de la balise.

III-c-2) LE CHOIX DU CODE :

Dans un premier paragraphe, nous présentons le choix de l'alphabet qui nous paraît le mieux adapté pour cette étude, ce choix est lié uniquement à l'étude syntaxique, c'est à dire que nous établissons l'alphabet le plus simple qui permette d'aboutir au résultat fixé.

Dans un deuxième paragraphe, nous aborderons les problèmes techniques posés par le choix de cet alphabet, c'est à dire comment traiter le signal afin de lui associer les lettres de l'alphabet.

III-c-2-a) LE CHOIX DE L'ALPHABET :

A la lumière de ce que nous venons de voir, nous pouvons dégager quelques remarques importantes qui nous facilitent le choix de cet alphabet.

Nous allons raisonner sur une demi-alternance positive, néanmoins ce raisonnement est valable pour une demi-alternance négative.

-Est-il nécessaire de coder une demi-alternance positive par un segment montant et un segment descendant ?

Nous savons que tant que le système de localisation de balise est en fonctionnement normal, un segment montant est obligatoirement suivi d'un segment descendant.

Il est donc inutile de décomposer une demi-alternance, ceci veut dire que nous définissons une demi-alternance positive comme étant une primitive à laquelle est associée une lettre de l'alphabet.

- Toujours à la suite des remarques citées ci-dessus, nous pouvons nous contenter de définir comme primitive uniquement une alternance complète au lieu de définir une demi-alternance positive et une demi-alternance négative; ceci se justifie par le fait que lorsque nous recevons une succession d'alternances il n'est pas nécessaire de distinguer entre les demi-alternances positives et négatives. **Ce qui est important c'est le nombre de ces alternances.**

|| Nous codons alors une alternance complète par une lettre de l'alphabet, à cette alternance nous associons la lettre a.

L'espace entre les réflecteurs doit être codé par une lettre, rappelons que cet espace est soit simple, soit double, soit moitié par rapport à la longueur du réflecteur. Dans la phase syntaxique, ce rapport n'est pas important, l'essentiel, c'est qu'il existe. (ce rapport est étudié dans la phase métrique).

|| Nous codons alors l'absence de cet espace par la lettre r. La lettre r

signifie que l'espace entre les réflecteurs n'est pas validé.

Et nous codons l'absence de production d'un pic attendu par la lettre **p**.

La lettre **p** renvoie directement à l'état initial sauf si on se trouve dans un état où on a reçu suffisamment d'alternances permettant de valider la reconnaissance d'un réflecteur; alors dans ce cas précis, la lettre **p** renvoie directement à un état **B1** ou **B2**.

III-c-2-b) Le choix de traitement de l'alphabet:

Pour le traitement du signal en temps réel, au lieu de traiter une alternance, nous traitons uniquement une demi-alternance et nous supposons que chaque demi-alternance positive ou négative est suivie d'une demi-alternance négative ou positive respectivement. Le temps entre deux demi-alternances successives est affecté au traitement de la signature en temps réel.

D'après ce qui a été dit, nous concluons que pour détecter une alternance il suffit alors de détecter uniquement une demi-alternance.

Nous avons choisi de détecter la demi-alternance positive.

Pour détecter une demi-alternance positive il suffit de détecter la valeur maximum de l'alternance. une fois que le signal dépasse un certain seuil, nous activons un processus de recherche de la valeur maximum de l'alternance, ce processus est désactivé dès que le signal passe en dessous de ce seuil. La période de l'alternance est déduite de la différence de temps qui existe entre deux maximums successifs. Connaissant la période du signal, nous déduisons donc la fenêtre à ouvrir dans laquelle doit se trouver le maximum suivant comme définie dans la première partie de ce chapitre.

Lorsqu'une demi-alternance se produit durant le temps alloué à une fenêtre; nous déduisons que la demi-alternance est valable et nous lui associons la lettre **a**.

S'il ne se produit pas de demi-alternance durant cette fenêtre; il y a donc

production de la lettre **p** qui envoie le processus à l'état initial. Sauf si nous avons reçu suffisamment d'alternances pour valider un réflecteur auquel cas nous activons un autre processus.

|| Pour des raisons de fiabilité du système, nous imposons que le réflecteur simple fasse produire au minimum trois alternances: Ceci implique qu'il est composé d'au moins trois plans élémentaires.

Nous rappelons que la validation de l'espace séparant deux réflecteurs fait intervenir le principe des fenêtres que nous avons calculées dans la partie cinématique.

Lorsque ce temps d'attente ne se produit pas dans la fenêtre , il est alors codé par la lettre **r** qui envoie directement à l'état initial.

Nous avons donc défini des lettres de l'alphabet qui correspondent à des événements différents; en fonction de l'enchaînement de ces événements nous allons nous trouver dans tel ou tel état du processus général.

III-c-3) Les règles de production:

A partir des règles définies ci-dessus, nous développons alors les règles de production qui traduisent l'enchaînement des lettres pour former un mot terminal.

Les REGLES de PRODUCTIONS

S	→	aA₁	
A₁	→	aA₂	
A₁	→	pS	
A₂	→	aA₃	
A₂	→	pS	
A₃	→	aA₃	Le premier réflecteur est validé.
A₃	→	pB₁	
B₁	→	aA₄	
B₁	→	rS	
A₄	→	aA₅	
A₄	→	pS	
A₅	→	aA₆	
A₅	→	pS	
A₆	→	aA₆	Le deuxième réflecteur est validé.
A₆	→	pB₂	
B₂	→	aA₇	
B₂	→	rS	
A₇	→	aA₈	
A₇	→	pS	
A₈	→	aA₉	
A₈	→	pS	
A₉	→	aA₉	La balise est validée.
A₉	→	pS	l'état A₉ étant l'état final.

A partir de cette grammaire très simple, nous lui associons l'automate déterministe et fini.

cet automate traduit exactement les enchaînements des mots correspondant à la grammaire du langage de la balise.

III-d) Deuxième niveau de classification

Le deuxième niveau de classification est métrique en ce sens qu'il permet de discerner entre les différentes signatures du signal et reconnaître ainsi son message, en effet, une signature quelconque est caractérisée par le nombre d'alternances correspondant à chaque réflecteur et le rapport des temps écoulés entre les réflecteurs.

Dans la phase syntaxique, le nombre de lettres a détermine le nombre de périodes de chaque réflecteur, donc la première caractéristique du signal est connue; mais l'absence de la lettre r détermine uniquement l'existence d'un espace entre les réflecteurs, il faut donc calculer le rapport entre cet espace et la longueur du réflecteur, c'est la deuxième caractéristique de la signature.

Pour calculer ce rapport, nous le comparons avec le temps nécessaire pour parcourir un réflecteur simple ou double. Le temps nécessaire pour parcourir un réflecteur est connu, il suffit donc de faire le rapport entre le temps correspondant à l'espace et le temps correspondant au réflecteur, en prenant en compte bien sûr, des fluctuations possibles liées à la cinématique que nous avons développée dans la première partie de ce chapitre.

IV) PROGRAMMATION DE L'AUTOMATE:

PROGRAMME PRINCIPAL

Par souci didactique nous ne présentons que les grandes lignes du programme.

Ce programme prend en compte le matériel de développement, il est écrit en langage de haut niveau; pour être lisible et simple, nous n'utilisons pas de procédure faisant appel au système d'exploitation du micro-ordinateur.

Le programme principal traduit exactement le graphe correspondant à l'automate. Ceci nous simplifie considérablement la programmation, le programme devient clair, nous pouvons nous repérer dans le graphe de l'automate à n'importe quel instant de l'exécution du processus .

Le déroulement du programme se fait de la façon suivante:

La lecture des valeurs échantillonnées se fait en permanence, dès qu'une valeur est supérieure au seuil de sensibilité, nous activons un processus qui confirme ou non la présence d'un pic. Dans le cas d'une confirmation cette procédure met à jour la table associée aux objets :

L'amplitude maximum du pic (valeur), l'instant correspondant (indice0), le numéro du pic (n), le numéro du réflecteur (N) et de plus un indicateur booléen est validé (bonmax).

Lorsque cet indicateur n'est pas validé, le processus est renvoyé au début du programme, alors que lorsqu'il est validé, nous continuons le processus.

Dans le cas général et lors de la présence d'un signal produit par une balise, l'exécution du programme est séquentielle car lorsque nous observons de près le graphe de l'automate associé à cette application, nous constatons que hormis les cas où il y a dépassement de la fenêtre ou le cas où il y a récurrence (état qui boucle sur lui même), le déroulement du processus n'a pas d'autres alternatives.

Les PROCEDURES:

MAXPROBA:

Nous définissons la procédure MAXPROBA comme étant la procédure de recherche du pic. Elle est développée ultérieurement. Les fenêtres qui la contrôlent sont définies en fonction de l'état d'avancement du programme.

MAXPROBA n'apparaît pas dans le programme principal car elle est appelée par les différentes procédures ETATA.

MAXPROBA0:

A ce propos, la procédure MAXPROBA0 est la procédure de recherche de la première demi-alternance, la fenêtre calculée à partir de celle-ci est plus large que les autres fenêtres de processus de recherche du pic car nous estimons que le premier pic peut être altéré. Le numéro du réflecteur est initialisé à un.

ATTENTE:

la procédure ATTENTE gère les différentes fenêtres du programme. Elle peut interrompre à tout moment le déroulement du programme en mettant tout simplement le drapeau RETOUR à 1. Ceci est valable pour les fenêtres du pic et les fenêtres entre réflecteurs. Cette procédure fait appel à la procédure MAXPROBA.

ETATA:

Dans chaque procédure ETATA, il y a initialisation de la fenêtre et la mise à jour de l'état. Cette procédure fait appel à la procédure ATTENTE.

D'autre part, dans les procédures ETATA3 et ETATA6, si la lettre **p** se produit, c'est à dire qu'il y a dépassement de la fenêtre correspondant à un pic, l'état **B1** ou **B2** est affecté à la variable ETAT.

ETAB:

L'état **B1** ou **B2** suppose que la fenêtre correspondant à un pic est dépassée, le numéro des réflecteurs est incrémenté. Si de plus, la fenêtre correspondant à un espace est dépassée, la lettre **r** se produit, ce qui indique que le processus est initialisé par suite de manque d'informations; la procédure ATTENTE se charge une fois encore de remettre le drapeau RETOUR à un.

PROGRAMME PRINCIPAL

REPETER

LIRE VALEUR

INDICE \leftarrow INDICE + 1

SI VALEUR > SENSIBILITE **ALORS** {probabilité de présence d'un signal
dont on essaiera de trouver la valeur maximale et l'instant correspondant .}

MAXPROBA0

SI BONMAX **ALORS**

{ nous avons détecté un pic positif , nous commençons donc le traitement.}

REPETER

SELON QUE

DEBUT

N = 1 : **SELON QUE**

DEBUT

ETAT = 'S' : ETATA1

ETAT = 'A1' : ETATA2

ETAT = 'A2' : ETATA3

ETAT = 'A3' : **REPETER**

ETATA3

JUSQUE ETAT <> 'A3'

FIN

N = 2 : **SELON QUE**

DEBUT

ETAT = 'B1' : ETATA4

ETAT = 'A4' : ETATA5

ETAT = 'A5' : ETATA6

ETAT = 'A6' : **REPETER**

ETATA6

JUSQUE ETAT <> 'A6'

FIN

N = 3 : **SELON QUE**

DEBUT

ETAT = 'B2' : ETATA7

ETAT = 'A7' : ETATA8

ETAT = 'A8' : ETATA9

ETAT = 'A9' : **REPETER**

ETATA9

JUSQUE RETOUR

FIN

FIN

JUSQUE RETOUR

FINSI

JUSQUE HORS TENSION

Nous allons donner les modules les plus importants du programme général; à savoir le module du traitement du pic (MAXPROBA) et le module de traitement des fenêtres (ATTENTE); ces fenêtres sont ajustées dans les procédures concernant les divers états.

MAXPROBA :

COMMENTAIRES: Ce sous-programme nous permet de trouver le maximum d'un pic positif et l'instant correspondant; nous ne quitterons ce programme que si un des deux drapeaux booléen " bonmax ou faumax " devient vrai.

Si l'indicateur bonmax devient vrai, nous aurons alors détecté un pic positif, sinon l'indicateur faumax deviendra vrai. La confirmation d'un pic positif n'aura lieu que si le nombre d'échantillons est suffisant. Ce nombre d'échantillons minimum (minechant) est fixé à une dizaine d'échantillons, ceci nous permet d'éviter à engager le traitement en cas de pic positif parasite très bref.

La valeur et l'instant du maximum du pic positif sont sauvegardés dans une table dynamique.

DEFINITION DES OBJETS :

val0 :variable locale au module associée à la valeur du maximum.

indice0 :variable locale au module associée à l'instant de la valeur du maximum.

l : variable associée au nombre d'échantillon.

minechant : variable associée au nombre minimum d'échantillon .

bonmax : variable booléenne qui devient vrai lorsque nous détectons un pic positif.

faumax : variable booléenne qui deviendra vrai lorsque nous ne détectons pas un pic positif.

Les autres objets sont des variables globales définies précédemment.

DEBUT ! Initialisation des variables.

l \leftarrow 0 ! initialisation du nombre d'échantillon.

indice0 \leftarrow 0 ! initialisation de la variable temps.

valo \leftarrow 0 ! initialisation de la variable correspondant au maximum

bonmax \leftarrow faux ! initialisation du drapeau booléen .

fauxmax \leftarrow faux ! initialisation du drapeau booléen .

REPETER

LIRE valeur

 indice \leftarrow indice + 1

 l \leftarrow l+1

Si valeur \geq valo **ALORS**

 valo \leftarrow valeur

 indice0 \leftarrow indice

FINSI

SI valeur < sensibilite **ALORS**

SI l \geq minechant **ALORS**

 bonmax \leftarrow vrai

SINON

 faumax \leftarrow vrai

FINSI

FINSI

JUSQUE (bonmax) ou (faumax)

SI bonmax **ALORS**

 tab (i, 1, n) \leftarrow val0 ! sauvegarde de la valeur du maximum

 tab (i, 2, n) \leftarrow indice0 ! sauvegarde de l'instant correspondant

 i \leftarrow i+1 ! incrementation de la valeur du nombre de pic

FINSI

FIN

ATTENTE: Cette procédure génère les lettres p et r de l'automate.

COMMENTAIRES: Cette procédure nous permet de vérifier que le processus de recherche d'un pic est à l'intérieur de sa fenêtre de validité.

Nous ne quittons le sous-programme que lorsqu'un des deux indicateurs booléen devient vrai, à savoir:

Un indicateur booléen "retour" qui indique la fin de l'attente de tout pic positif.

Un indicateur booléen "bonmax" associé au pic positif et qui confirme la présence d'un pic positif.

Chaque fenêtre est calculée en fonction de l'état du processus.

Ce sous-programme est généralement appelé par les procédures ETAT pour gérer le temps écoulé en attente d'un pic ou d'un espace et comparer ce dernier à la valeur de la fenêtre transmise.

Nous avons opté pour un algorithme qui ne prend pas en compte de pics parasites dont le nombre d'échantillons est inférieur à la valeur de la variable 'minechant'.

Ce sous-programme est fait de telle façon que si nous avons un début de pic positif, nous récupérons alors le temps écoulé en attente de ce pic, nous l'ajoutons au compteur associé au temps, et nous continuons le traitement. Si par la suite nous nous rendons compte que ce pic n'a pas de suite, c'est à dire qu'il s'agit probablement d'un pic positif parasite, nous récupérons le temps écoulé dans l'attente de ce pic pour l'ajouter au compteur associé au temps; nous recommençons le traitement et ceci tant que nous n'avons pas dépassé le temps allouée à la fenêtre.

DEFINITION des OBJETS :

Tous les objets utilisés dans ce sous-programme sont déjà définis dans les sous-programmes appelant.

ATTENTE

DEBUT

LIRE valeur

temps \leftarrow temps + 1

REPETER

TANT QUE (temps < fenêtre) .et. (valeur < seuil) *ALORS*

FAIRE

LIRE valeur

temps \leftarrow temps + 1

FIN-FAIRE

SI valeur > seuil *ALORS*

indice \leftarrow indice + temps ! recuperation du temps

MAXPROBA ;

SI faumax *ALORS* ! parasite

temps \leftarrow temps + 1 ! recuperation du temps

FIN-SI

FIN-SI

SI temps \geq fenêtre *ALORS*

retour \leftarrow vrai ! depassement du temps alloué

FIN-SI

JUSQUE (bonmax).ou.(retour)

FIN

V) APERCU SUR UNE REALISATION PRATIQUE:

Nous allons donc donner quelques indications sur la programmation en temps réel du système.

Le programme doit être implanté dans un microprocesseur optimisé pour des applications spécifiques et particulièrement adapté aux applications exigeant l'exécution d'opérations de calcul et de manipulations booléenne. Ce type de microprocesseur est appelé un microcontrôleur.

Quelques caractéristiques:

Ces microcontrôleurs possèdent aussi, entre autres des espaces de RAM, des ports d'entrée/sorties et des compteurs programmables, ces compteurs nous intéressent particulièrement. Ces derniers disposent généralement de plusieurs modes de programmation ils leur sont associés des indicateurs booléens qui chaque fois qu'il y a dépassement de capacité du compteur associé, produisent une interruption. L'intérêt de ces compteurs est qu'ils sont indépendants des tâches exécutées par le processeur et dans le cas où ils sont programmés, ils peuvent interrompre une tâche quelconque.

Dans chaque état du processus, un compteur sera programmé en fonction de la valeur associée à la fenêtre.

Ces microcontrôleurs disposent de sources d'interruptions externes.

Ces interruptions possèdent plusieurs niveaux de priorité organisées, à chaque source peut être affecté un niveau fort ou faible de priorité. Lorsqu'une telle interruption est détectée, le processeur interrompt la tâche en exécution et exécute le sous-programme spécifique dont l'adresse est déterminée par le constructeur du microcontrôleur.

Dans ce chapitre, nous avons présenté le programme de traitement des balises, un programme en Pascal est développé pour cette tâche. Dans le prochain chapitre, nous présentons quelques résultats obtenus à l'aide de ce programme.

ETUDES EXPERIMENTALES

I) INTRODUCTION:

Dans le chapitre précédent, nous avons développé le programme de traitement du signal qui permet de reconnaître les différentes signatures de la balise. Pour clore cette étude, il est logique de tester ce programme en lui injectant les résultats expérimentaux des différentes manipulations que nous avons effectuées.

Ce chapitre a pour objectif principal de montrer la faisabilité et la fiabilité de l'ensemble du système.

Avant de présenter les résultats du traitement des signatures, nous voulons faire quelques remarques techniques qui nous paraissent importantes pour l'interprétation de ces résultats. Ces remarques sont liées à deux effets:

- L'effet de bord dû à la largeur du lobe de l'antenne;
- la variation de distance entre l'antenne et le réflecteur;

La première remarque concerne les espaces entre les réflecteurs; l'antenne, ayant un lobe principal plus ou moins large, reçoit un signal juste avant d'atteindre le début du réflecteur et reçoit aussi un signal juste après avoir dépassé la fin de celui-ci; cet effet de bord intervient différemment selon que l'espace est simple ou double; un espace simple est plus affecté par cet effet qu'un espace double; cela veut dire qu'au niveau de la mesure des espaces entre les réflecteurs, un espace simple est plus petit que la moitié d'un espace double.

La deuxième remarque concerne le nombre de pics produits par un réflecteur: Ce nombre est légèrement différent du nombre prévu. Ceci s'explique soit par :

-L'effet de bord qui augmente le nombre de pics des réflecteurs; cet effet intervient différemment selon que le réflecteur est simple ou double, le nombre de pics d'un réflecteur quelconque peut être augmenté de un ou deux pics, ces pics sont reconnaissables à leur faible amplitude par rapport aux autres pics, et le rapport du nombre de pics entre un réflecteur simple et un double n'est plus conservé.

-La variation de distance parcourue par l'onde entre l'antenne et le réflecteur qui est liée à longueur du réflecteur et à l'angle que fait celui-ci avec l'horizontale et à laquelle ne correspond pas toujours un nombre entier de demi longueurs d'onde. Le nombre de pic n'est plus un entier. Nous avons

étudié dans le premier chapitre les conséquences des variations de cette distance sur le nombre de pics.

Ces phénomènes peuvent agir indépendamment comme ils peuvent agir en même temps; ceci ne facilite pas l'interprétation des résultats.

D'autre part, il y a aussi l'effet des vibrations qui intervient, celui-ci peut modifier légèrement le nombre de pic de même qu'il modifie leur périodes.

A partir de ces remarques, nous pouvons déduire que les valeurs les plus fiables des périodes sont les périodes moyennes calculées pour chaque réflecteur.

Avant de commencer le traitement des résultats, nous tenons à préciser d'abord les conditions d'expérimentation.

II) CONDITIONS D'EXPERIMENTATION:

Nous avons réalisé des expériences au Laboratoire de radiopropagation et électronique. Pour cela, nous disposons d'un chariot sur lequel est posé le matériel d'émission-réception et le système d'acquisition.

Ce chariot, de fabrication locale, est équipé d'un moteur électrique, les roues sont enrobées de caoutchouc, il n'est équipé ni de ressorts ni d'amortisseurs et il subit des vibrations de faible amplitude de tangage et de pompage qui sont très difficiles à estimer.

Sur ce chariot est fixé le système d'émission-réception composé d'une source intégrée de 10 ou 24 GHz, d'un anneau hybride, d'une antenne imprimée et d'un détecteur.

Le système d'acquisition est composé d'un oscilloscope à mémoire capable de stocker 4000 échantillons dont l'amplitude est définie sur 8 bits, la valeur nulle valant 128; ces échantillons sont ensuite transférés sur un ordinateur pour y être traités.

Les réflecteurs formant la balise sont disposés sur le sol de telle façon que le chariot puisse passer au dessus sans encombre. Ces réflecteurs sont constitués de simples plans métalliques inclinés d'un angle α par rapport à l'horizontale.

Les réflecteurs simples mesurent environ 10 cm de longueur et 10 cm de large.

L'antenne est à une hauteur d'environ 30 cm par rapport au sol.

Les expériences se sont déroulées dans une salle du laboratoire, nous sommes limités en vitesse et en accélération; les problèmes techniques rencontrés qui sont dus soit à la structure du chariot soit à l'espace relativement réduit de la salle, ont fait que généralement, le passage du chariot sur les balises avait lieu à vitesse faible et en fin de parcours.

Parmi les manipulations faites, nous avons choisi de présenter cinq manipulations à 10 GHz et deux autres à 24 GHz.

Nous rappelons que pour valider un réflecteur simple, nous avons imposé un nombre minimum de pics égal à trois; ceci se retrouve dans l'automate et dans le programme principal puisque pour déterminer un réflecteur simple il faut passer par deux états intermédiaires, une fois ce nombre minimum obtenu, l'automate répète un certain nombre de fois cette tâche chaque fois qu'il rencontre un pic. En effet le nombre de pics définissant un réflecteur est lié à la longueur de ce réflecteur, à la valeur de l'angle α , et à la fréquence de la source.

Des réflecteurs identiques sont utilisés à 10GHz et à 24GHz, ceci explique la différence du nombre de pics entre les deux fréquences.

Dans toutes les manipulations réalisées, l'oscilloscope est calibré sur une tension de 0,1 v/div et un balayage temporel de 0,5 s/div; chaque échelle compte dix divisions.

Pour présenter la diversité des résultats des manipulations, nous avons choisi des échantillons qui nous paraissent représentatifs de l'ensemble de ces expériences.

Pour chaque expérience choisie, nous présentons le graphe de la signature et le tableau de traitement des données de celle-ci. Ce tableau est divisé en deux parties verticales, la première partie correspond aux valeurs métriques du traitement et la deuxième partie correspond au codage de ces valeurs.

Sur la première colonne du tableau apparaît le numéro du réflecteur suivi du numéro du pic, sur la deuxième colonne apparaît l'amplitude maximum de ce pic, sur la troisième colonne apparaît l'instant correspondant à ce maximum, et sur la quatrième colonne apparaissent les périodes entre les pics.

Entre les valeurs correspondant à deux réflecteurs successifs, nous présentons la valeur de l'espace séparant ces derniers et la période moyenne; cette valeur de

l'espace correspond au temps écoulé en dessous du seuil entre le dernier pic du réflecteur précédent et le premier pic du réflecteur suivant. Ce seuil est fixé à 140 sachant qu'à une amplitude nulle correspond la valeur 128.

Dans la deuxième partie du tableau, nous présentons les différents états du processus.

III) PRESENTATION DES RESULTATS :

a) expériences à 10GHz:

Dans une première expérience, nous présentons l'action de la reconnaissance de forme sur l'identification d'une balise dans des conditions normales. L'angle d'inclinaison étant égal à 20° et le nombre de pics prévu est égal environ à 2,5.

Dans une deuxième expérience, pour voir la conséquence des effets cités dans l'introduction, tout en conservant la même inclinaison que dans la première expérience, nous introduisons un réflecteur double dans la balise.

Dans une troisième expérience, nous présentons l'effet d'une augmentation de l'angle de l'inclinaison de l'antenne, l'angle d'inclinaison est égal à 25° , le chemin de l'onde varie différemment ce qui a pour effet d'augmenter la variation de distance δd , le nombre de pics prévu est égal à environ 3.

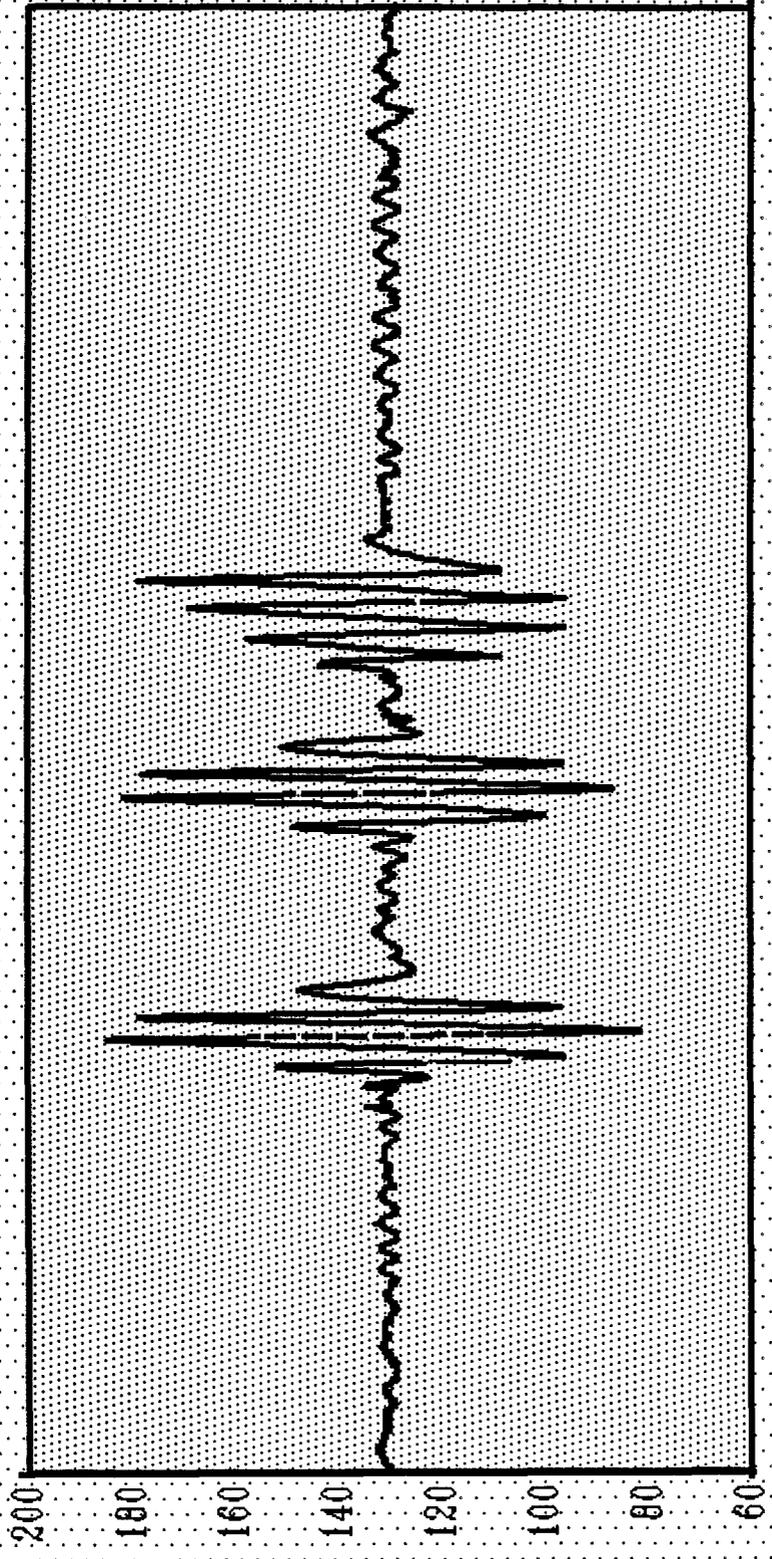
Dans une quatrième expérience, en conservant la même inclinaison que dans l'expérience précédente; pour tester la structure de détection des balises, nous introduisons des parasites entre les réflecteurs de la balise, dans un premier temps, nous introduisons un plan métallique, et dans un deuxième temps, nous introduisons un plan métallique et du ballast.

b) expériences à 24GHz:

Dans une première expérience, nous présentons l'action de la reconnaissance de forme sur l'identification d'une balise dans des conditions normales, l'inclinaison du système étant égale à 20° ce qui correspond un nombre de pics prévu égal à 6.

Dans une deuxième expérience, l'angle d'inclinaison du système est égal à 25° , le nombre de pics prévu est égal à 7,5.

ANTENNE INCLINEE DE 20 deg



— inelin20.oct



IV) EXPERIENCES à 10 GHz:

IV-1) ANTENNE INCLINEE DE 20° :

Le résultat du traitement du signal de cette expérience est donné par le tableau ci-dessous, la signature de la balise de cette manipulation est donnée ci-contre.

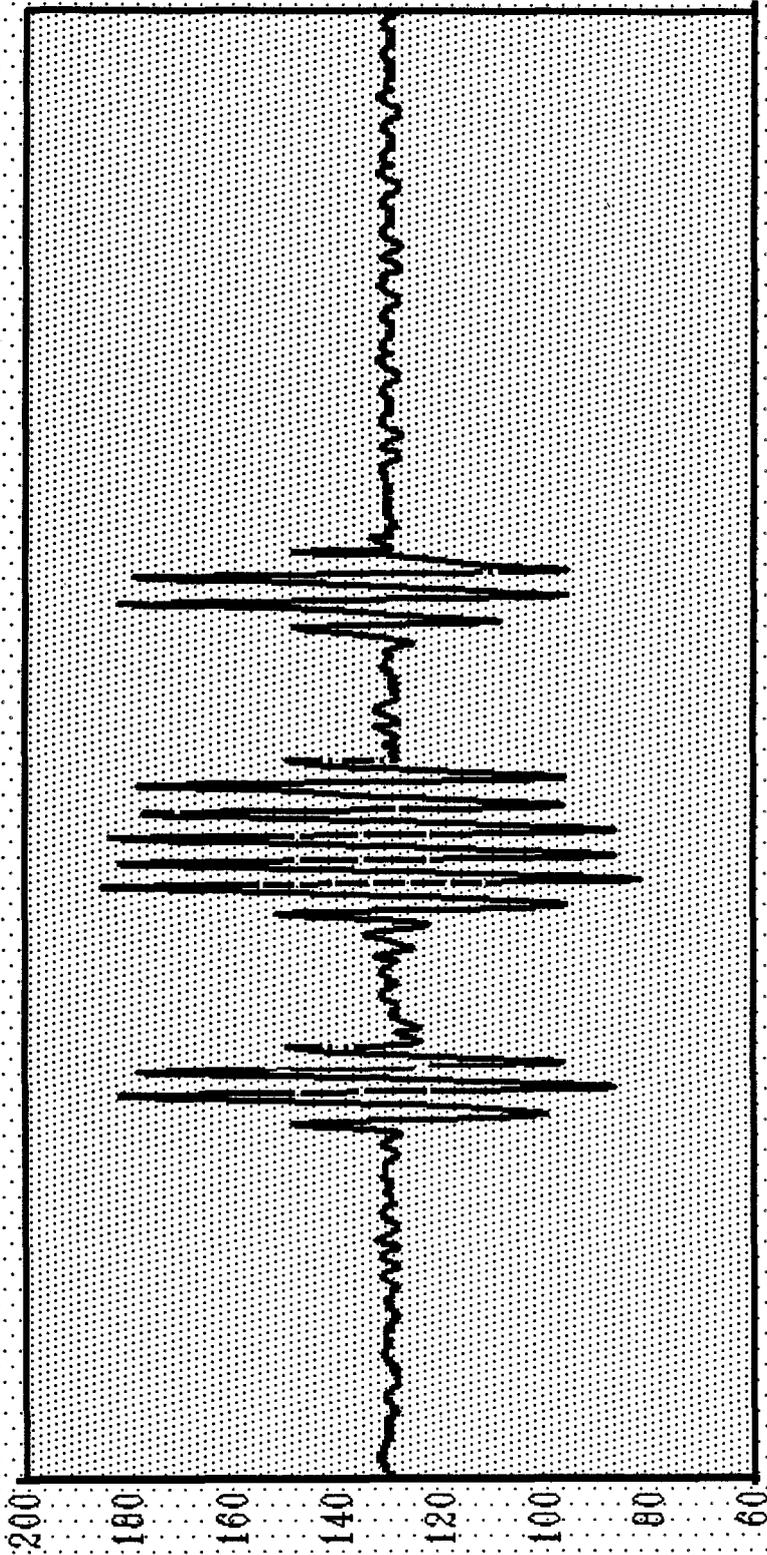
Cette balise est composée de trois réflecteurs simples, le premier espace est double alors que le deuxième est simple.

TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: inclin20.oct	
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT	
1- 1	152	1111			a1
1- 2	185	1184	73	plan	a2
1- 3	179	1244	60		a3
1- 4	148	1321	77	simple	a3
Fenêtre = 420		période moyenne = 70		espace double	
2- 1	149	1767			a4
2- 2	182	1844	77		a5
2- 3	178	1910	66	plan	a6
2- 4	151	1983	73		a6
Fenêtre = 203		période moyenne = 72		simple	
				espace simple	
3- 1	144	2204		plan	a7
3- 2	158	2277	73		a8
3- 3	169	2359	82	simple	a9
3- 4	179	2436	77		a9
			Periode moyenne	77	

A partir du tableau, nous constatons que les périodes sont irrégulières, par contre les périodes moyennes d'un réflecteur à l'autre sont monotones, nous pouvons déduire que le mobile est passé au dessus de la balise en ralentissant.

Le nombre des pics de chaque réflecteur est égal à 4; cette valeur est plus élevée que le nombre de pics prévu.

ANTENNE INCLINEE DE 20 deg



--- inclne20.oct

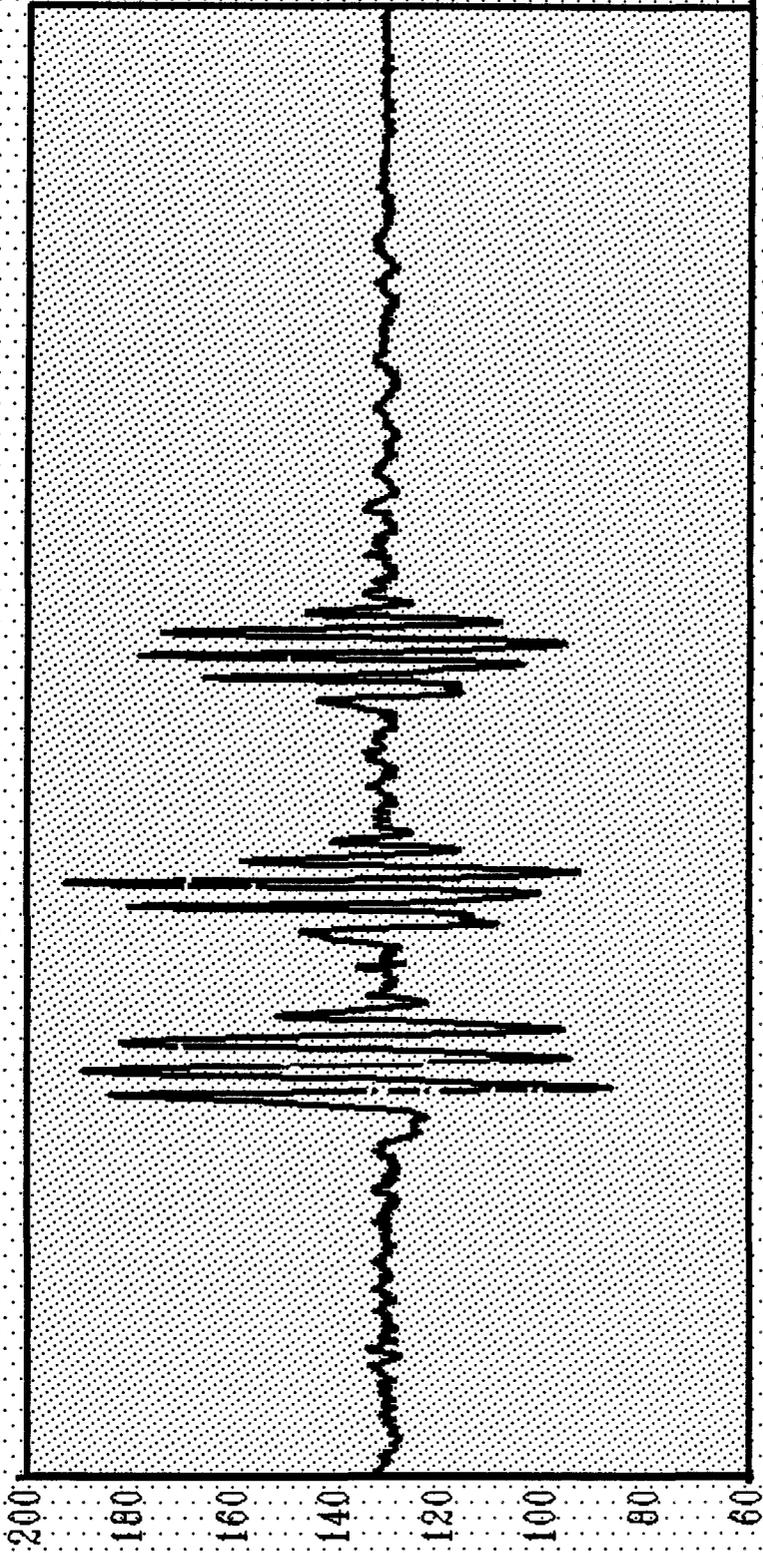
IV-2) ANTENNE INCLINEE DE 20° bis:

Le résultat de la signature de cette balise est donné par le tableau ci-dessous et la signature est donnée ci-contre. Cette balise se différencie de la précédente par la présence d'un réflecteur double.

TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: inclne20.oct	
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT	
1- 1	149	972			a1
1- 2	182	1049	77	plan	a2
1- 3	178	1115	66		a3
1- 4	150	1182	67	simple	a3
Fenêtre = 351			période moyenne = 70		
2- 1	152	1546			a4
2- 2	185	1619	73		a5
2- 3	182	1682	63		a6
2- 4	184	1750	68		a6
2- 5	177	1820	70	plan	a6
2- 6	178	1892	72		a6
2- 7	150	1960	68	double	a6
Fenêtre = 345			période moyenne = 69		
3- 1	149	2324		plan	a7
3- 2	182	2387	63		a8
3- 3	179	2459	72		a9
3- 4	149	2530	71	simple	a9
			Periode moyenne 69		

Nous remarquons que les périodes moyennes sont très régulières et pratiquement identiques. Sur le deuxième réflecteur, le nombre de pics dépasse le nombre de pics prévu, alors que le nombre de pics d'un réflecteur simple n'a pas varié par rapport à l'expérience précédente. Le rapport entre le nombre de pics d'un réflecteur simple et double devient inférieur à 2.

ANTENNE INCLINEE DE 25 deg



—: anline25.oct

15/10/2008

IV-3) ANTENNE INCLINEE DE 25°- expérience simple:

Dans cette expérience, l'antenne est inclinée de 25 °, les réflecteurs et les espaces sont simples. Le tableau ci-dessous donne le résultat du traitement de cette balise et sa signature est donnée ci-contre.

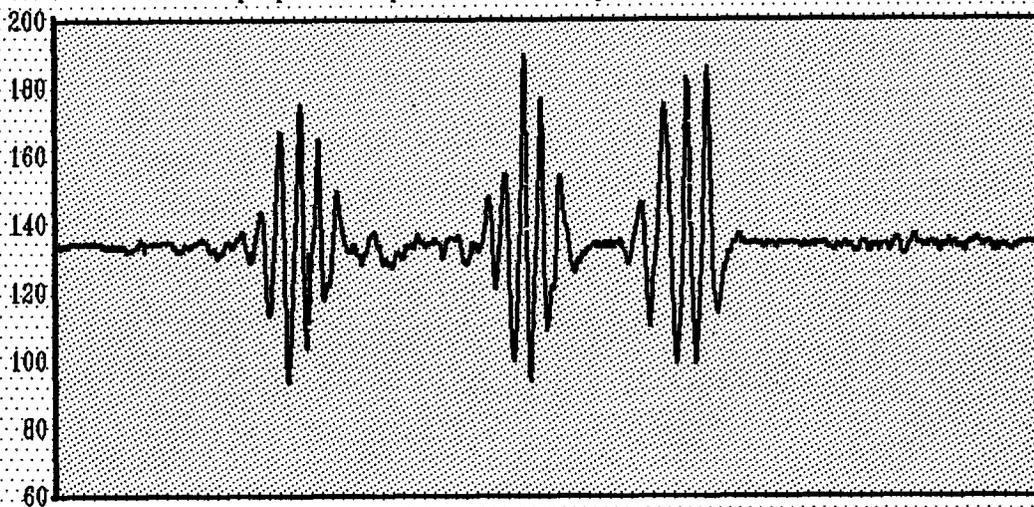
TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: antinc25.oct	
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT	
1- 1	184	1041			a1
1- 2	189	1107	66	plan	a2
1- 3	182	1182	75		a3
1- 4	152	1256	74	simple	a3
Fenêtre = 193		période moyenne = 72		espace simple	
2- 1	147	1486			a4
2- 2	180	1552	66		a5
2- 3	193	1616	64	plan	a6
2- 4	159	1677	61		a6
2- 5	141	1732	55	simple	a6
Fenêtre = 368		période moyenne = 62		espace double	
3- 1	144	2115		plan	a7
3- 2	166	2177	62		a8
3- 3	178	2236	59	simple	a9
3- 4	174	2298	62		a9
3- 5	146	2354	56		a9
			Periode moyenne	60	

Dans cette expérience, nous devons recevoir plus de pics que dans les expériences menées à 20° car l'angle est plus grand, le nombre de pics prévu est égal à 3.

Nous constatons que les périodes moyennes sont décroissantes, ce qui indique donc une accélération du mobile.

ANTENNE INCLINEE DE 25 deg

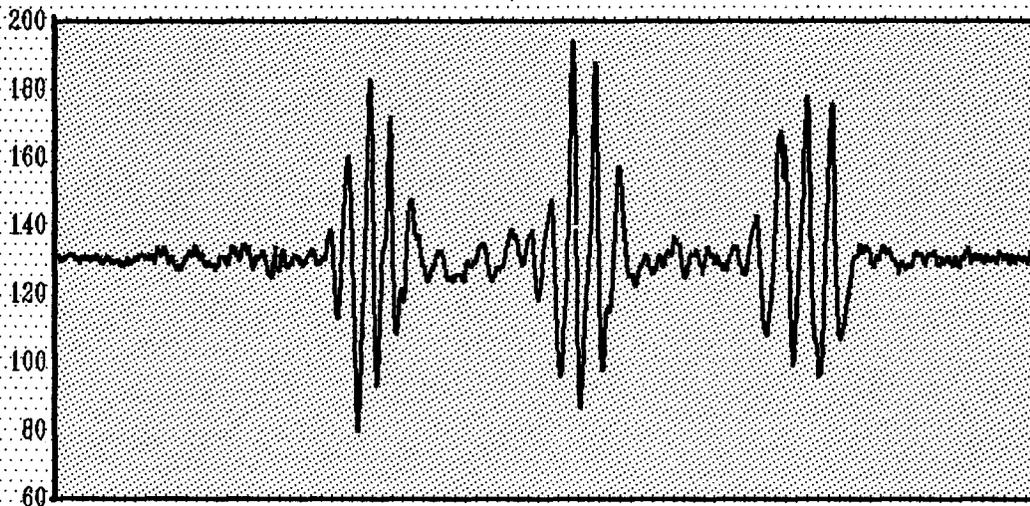
plaque metalique entre les deux premiers réflecteurs



--- anin25p.oct

ANTENNE INCLINEE DE 25 deg

PLAN METALIQUE et BALLAST



--- anin25pp.oct

IV-4) ANTENNE INCLINEE DE 25° avec parasites:

- expérience 1:

Dans cette expérience, pour montrer la fiabilité du système de détection de balise, nous avons voulu voir l'effet de réflexion d'un plan métallique parasite, nous avons placé sur le sol un plan métallique horizontal entre le premier et le deuxième réflecteur. Ce plan métallique mesure environ 20cm de long et 20 cm de large; la balise est composée de trois réflecteurs simples, un espace double et un espace simple.

Nous présentons ci-contre le graphe de la signature de la balise, le résultat de cette expérience montre que le système est insensible à la réflexion de ce plan métallique. En effet le plan métallique posé horizontalement sur le sol entre les deux premiers réflecteurs ne perturbe pas la reconnaissance de la balise car il renvoie des ondes électromagnétiques hors de la zone captée par l'antenne; par contre si un plan métallique incliné se trouvait entre les réflecteurs, celui-ci pourrait changer la signature de la balise; mais ceci est très peu probable.

Ceci montre l'intérêt de l'inclinaison de l'antenne.

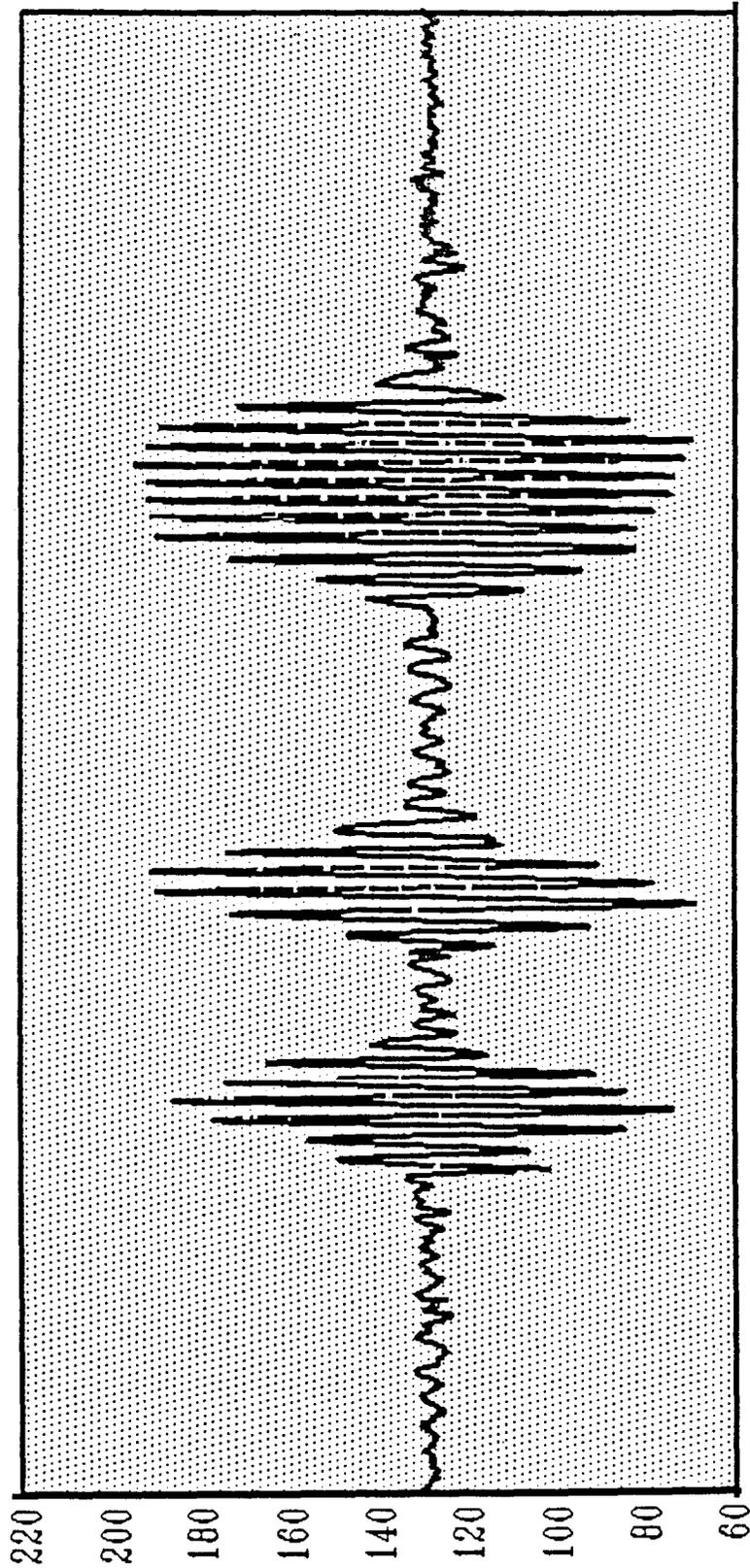
- expérience 2 :

Dans cette expérience, nous avons laissé le même plan métallique entre le premier et le deuxième réflecteur et nous avons déposé du ballast entre le deuxième et le troisième réflecteur.

La balise est composée de trois réflecteurs simples et deux espaces doubles. Nous présentons ci-contre le graphe de cette manipulation; nous constatons que le ballast diffuse l'onde émise par l'antenne et ne lui renvoie que très peu d'énergie: Le système ne détecte donc pas de faux pic. Le coefficient moyen de rétrodiffusion est compris entre -30 et -20 db [Demoulin].

Nous pouvons dire que la structure du système de détection de la balise rend le système insensible à tout objet réfléchissant placé horizontalement sur la voie et à tout autre objet diffusant.

ANTENNE INCLINEE DE 20 deg



--- ani20p2c.oct



V) EXPERIENCES à 24 GHz:

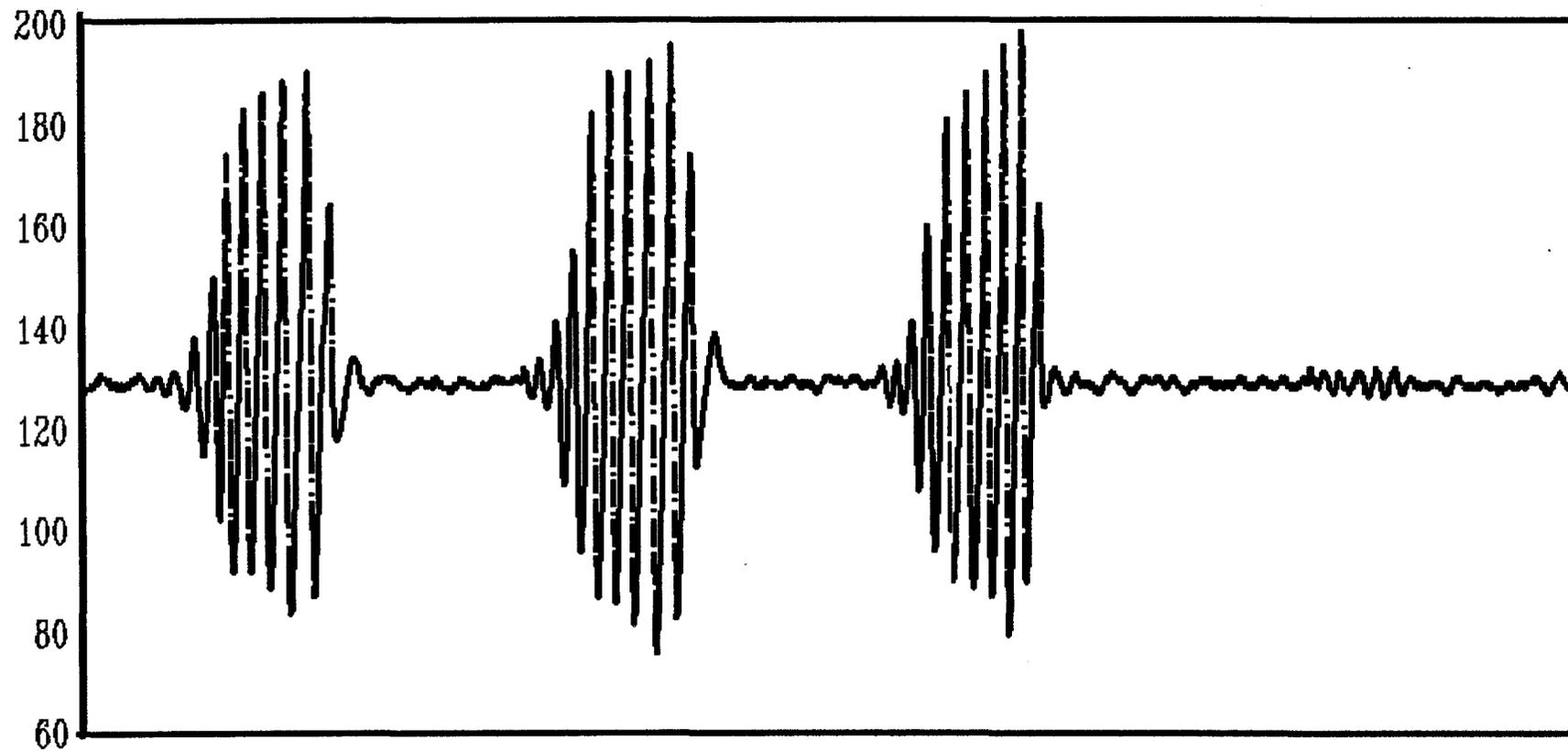
V-1) ANTENNE INCLINEE DE 20° :

Dans cette expérience, la balise est composé de deux réflecteurs simples, un réflecteur double, un espace simple et un espace double.

TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: ani20p2c.oct	
Plan	Amplitude	Instant	periode	ETAT	
numero	maximum	du maximum			
1- 1	149	911			a1
1- 2	156	963	52		a2
1- 3	177	1019	56	plan	a3
1- 4	186	1072	53		a3
1- 5	174	1121	49	simple	a3
1- 6	165	1171	50		a3
1- 7	142	1217	46		a3
Attente entre les reflecteurs			periode moyenne	espace simple	
282			51		
2- 1	147	1520			a4
2- 2	173	1577	57	plan	a5
2- 3	190	1636	59		a6
2- 4	191	1693	57	simple	a6
2- 5	174	1745	52		a6
2- 6	150	1803	58		a6
Attente entre les reflecteurs			periode moyenne	espace double	
596			57		
3- 1	143	2423			a7
3- 2	154	2475	52		a8
3- 3	173	2531	56		a9
3- 4	190	2591	60		a9
3- 5	191	2642	51	plan	a9
3- 6	192	2690	48		a9
3- 7	192	2737	47	double	a9
3- 8	195	2784	47		a9
3- 9	192	2834	50		a9
3-10	189	2887	53		a9
3-11	172	2943	56		a9
3-12	140	3006	63		a9
			Periode moyenne		
			53		

Le premier réflecteur a un pic en plus, car le nombre de pics prévu est égal à 6.

ANTENNE INCLINEE DE 25 deg



— anin25.oct

V-2) ANTENNE INCLINEE DE 25° :

Dans cette expérience, l'antenne est inclinée de 25°, la balise est composée de réflecteurs simples et des espaces doubles.

TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: anin25.oct	
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT	
1- 1	150	358			a1
1- 2	174	394	36		a2
1- 3	183	440	46		a3
1- 4	186	491	51	plan	a3
1- 5	188	546	55		a3
1- 6	190	611	65	simple	a3
1- 7	164	670	59		a3
Fenêtre = 598			période moyenne = 52		
2- 1	141	1277			a4
2- 2	155	1321	44		a5
2- 3	182	1372	51		a6
2- 4	190	1421	49		a6
2- 5	190	1471	50	plan	a6
2- 6	192	1529	58		a6
2- 7	195	1586	57	simple	a6
2- 8	174	1638	52		a6
Fenêtre = 583			période moyenne = 52		
3- 1	141	2232			a7
3- 2	160	2272	40		a8
3- 3	181	2322	50	plan	a9
3- 4	186	2375	53		a9
3- 5	190	2427	52	simple	a9
3- 6	195	2475	48		a9
3- 7	198	2523	48		a9
3- 8	164	2568	45		a9
			Periode moyenne 48		

Nous constatons que les périodes sont moins régulières, le nombre de pics prévu est égal à 7,5.

VI) CONCLUSION:

Toutes les signatures des expériences que nous avons effectuées à des fréquences et à des inclinaisons différentes sont validées par la reconnaissance de forme du signal; dans cette dernière, nous avons pris en compte la variation du nombre de pics dû aux effets que nous avons cités en introduction. Ces effets ne sont pas gênants, ce qui est important c'est de les prendre en compte et faire les légères corrections qui s'imposent.

Nous remarquons que les espaces simples sont légèrement inférieurs à la moitié des espaces doubles, et nous remarquons aussi que le temps correspondant à un passage sur un réflecteur est plus grand que le temps de passage sur un espace du même type.

En supposant qu'il n'y a pas d'effet de bord, le nombre de pics ne correspond pas toujours au nombre théorique que nous pouvons calculer à partir de l'inclinaison du réflecteur, car ce nombre dépend aussi de la distance initiale (au début du réflecteur) entre l'antenne et le réflecteur, ces deux nombres seront identiques si :

- Le début du réflecteur coïncide avec un nombre entier de demi-longueurs d'onde.
- Le faisceau de l'antenne est très étroit.

Nous n'avons pas pu estimer les effets des vibrations du chariot sur les différentes signatures.

Nous n'avons pu donner des interprétations pour tous les résultats des expériences présentées, ceci n'est pas une tâche simple car des effets différents peuvent avoir des conséquences identiques, ces phénomènes sont compliqués et leur étude dépasse de loin l'objet de nos recherches; toutefois, **Il ne faut pas perdre de vue que notre objectif est de reconnaître la signature d'une balise.**

Vu les erreurs relatives sur le nombre de pics qui se produisent entre les différents réflecteurs, la fréquence de travail à 24 GHz est plus favorable car cette erreur relative est plus faible.

Pour finir ce travail, dans le prochain chapitre nous faisons une étude du signal détecté et les effets des débattements.

ETUDE
du
SIGNAL DETECTE

ETUDE du SIGNAL

DETECTE

I) INTRODUCTION:

Dans ce chapitre, nous étudions l'évolution du signal détecté en fonction des paramètres cinématiques.

Dans la première partie, après avoir rappelé la relation liant la longueur du réflecteur au nombre de périodes du signal recherché nous nous intéressons à la **valeur de la période** de ce signal, nous rappelons l'équation générale du signal détecté et nous établissons à vitesse constante et à vitesse uniformément variée, l'équation qui permet de calculer sa période.

Mais un véhicule ferroviaire est soumis à la suite de ses mouvements relatifs par rapport à la voie, à des excitations qui entraînent des mouvements parasites transversaux et verticaux: ces derniers appelés **pompage**, sont particulièrement perturbateurs et leur effet tant sur la période que sur le nombre de périodes est traité dans la deuxième partie.

Dans cette partie, nous nous intéressons à la **variation des périodes successives et au nombre de périodes** du signal détecté. Nous étudions l'effet du pompage à vitesse nulle alors que les réflecteurs ne sont pas inclinés ce qui nous permet de confirmer l'intérêt de l'inclinaison de ceux-ci. Nous étudions ensuite l'effet du pompage à vitesse constante et à vitesse uniformément variée alors que les réflecteurs sont inclinés.

Pour simplifier cette étude, nous ne prenons pas en compte les problèmes cités dans le chapitre précédent. Dans cette étude théorique, nous supposons que l'antenne n'éclaire qu'un réflecteur à la fois (cette hypothèse est confirmée par l'étude expérimentale des différentes antennes utilisées).

Un programme de simulation du signal détecté est développé pour cette tâche, ce programme trace le pompage, le signal en l'absence de pompage et le signal en présence de pompage.

Ce programme prend en compte les paramètres suivants:

- La vitesse.
- L'angle d'inclinaison du faisceau.
- La fréquence de la source.
- L'amplitude du pompage.
- La fréquence du pompage.

II) CARACTERISTIQUES DU SIGNAL DETECTE en l'absence de pompage:

II-a) Relation entre la longueur du réflecteur et le nombre de périodes:

Nous avons montré au chapitre 1 que l'équation du signal à la sortie du détecteur est de la forme

$$S = k \cos\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \quad [1]$$

où d est la distance entre l'antenne et le réflecteur, rappelons que lors du passage sur un réflecteur la distance d varie du fait de l'inclinaison de celui-ci. Il en résulte une variation δd_0 du parcours du faisceau de l'antenne et donc une production d'un signal périodique au niveau de la détection. L'obtention d'une période résulte en effet d'une variation $\delta d = \frac{\lambda}{2}$. Pour produire n périodes il faut donc que δd varie de $\frac{n\lambda}{2}$; nous pouvons alors déterminer x_0 que doit parcourir le mobile pour que n périodes soient produites

$$\delta d = x_0 \sin(\alpha) = \frac{n\lambda}{2}$$

donc, x_0 est lié à n par:

$$x_0 = \frac{n\lambda}{2\sin(\alpha)}$$

α étant l'angle d'inclinaison du réflecteur, pour un angle α égale à 30° , à une fréquence de 24GHz, pour produire 20 périodes du signal détecté, il suffit que le mobile parcoure 25cm .

II -b) VITESSE DU MOBILE CONSTANTE:

Dans ce cas, chaque élément de distance x est parcouru en un temps constant: Il en résulte que les périodes consécutives du signal détecté ont des durées constantes. Le mouvement du mobile le long d'une balise d'une position confondue avec l'origine à une autre, produit un déplacement x tel que:

$$x = vt$$

or la distance d est liée au déplacement x par la relation:

$$d = d_0 - \delta d_0 = d_0 - x \sin(\alpha)$$

où d_0 est la distance entre l'antenne et le début du réflecteur: En remplaçant x par sa valeur :

$$d = d_0 - vt \sin(\alpha)$$

Le signal détecté est alors régi par l'équation générale:

$$S = k \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda} [d_0 - v' t]\right)$$

ou $v' = v \sin(\alpha)$.

Le terme d_0 est indépendant du temps, en général celui-ci introduit dans l'équation un terme de phase que nous ignorons par la suite pour simplifier. Ce terme de phase a pour effet de produire une distorsion de la première période. L'équation du signal détecté se simplifie et devient alors :

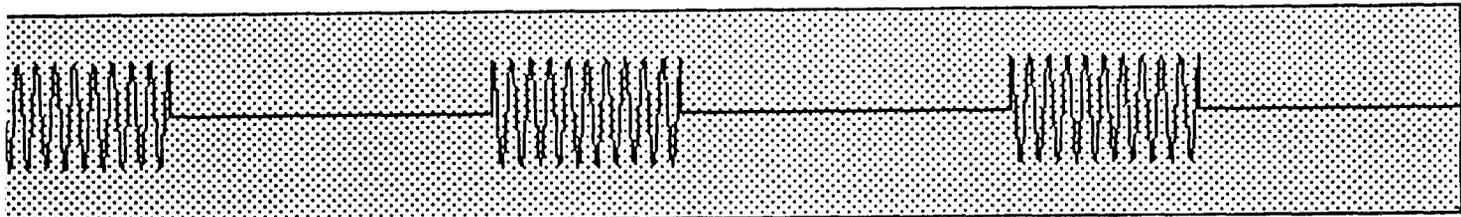
$$s = k \cos\left(\frac{4\pi v'}{\lambda} t\right)$$

30°

30°

30°

Balise



(vitesse = 10.00m/s ; gamma = 0.00m/s² ; temps d'échantillonnage = 0.02ms)
 Signal de la balise sans pompage

Figure V-1-a

TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: Id22v10.oct
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT
1- 1	178	82		a1
1- 2	178	132	50	a2
1- 3	178	182	50	a3
1- 4	178	232	50	a3
1- 5	178	282	50	a3
1- 6	178	332	50	plan a3
1- 7	178	382	50	a3
1- 8	178	432	50	simple a3
1- 9	178	482	50	a3
1-10	178	532	50	a3
1-11	177	582	48	a3
Fenetre = 367			periode moyenne = 50	espace double
2- 1	178	1447		a4
2- 2	178	1497	50	a5
2- 3	178	1547	50	a6
2- 4	178	1597	50	a6
2- 5	178	1647	50	a6
2- 6	178	1697	50	a6
2- 7	178	1747	50	plan a6
2- 8	178	1797	50	a6
2- 9	178	1847	50	simple a6
2-10	178	1897	50	a6
2-11	177	1947	48	a6
Fenetre = 367			periode moyenne = 50	espace double
3- 1	178	2916		a7
3- 2	178	2966	50	a8
3- 3	178	2916	50	a8
3- 4	178	2966	50	a9
3- 5	178	3016	50	plan a9
3- 6	178	3066	50	a9
3- 7	178	3116	50	simple a9
3- 8	178	3166	50	a9
3- 9	178	3216	50	a9
3-10	178	3266	50	a9
3-11	177	3316	48	a9
			periode moyenne = 50	

Figure V-1-b

Figure V-1

qui peut se mettre sous la forme $s = k\cos(2\pi t/T)$ et par identification la période du signal détecté est

$$T = \frac{\lambda}{2v'} = \frac{\lambda}{2v\sin(\alpha)}$$

Pour une vitesse du mobile constante, la période du signal détecté est constante.

Cette période est donc:

- Inversement proportionnelle à la vitesse du mobile.
- Proportionnelle à la longueur d'onde du signal d'émission.
- Inversement proportionnelle à l'angle d'inclinaison des réflecteurs pour de faibles valeurs de celui-ci.

exemples:

1) Pour une vitesse de 10 m/s et une fréquence d'émission de 10GHz:

$$\alpha = 10^\circ \Rightarrow T = 8,638\text{ms}$$

$$\alpha = 20^\circ \Rightarrow T = 4,386\text{ms}$$

$$\alpha = 30^\circ \Rightarrow T = 3,000\text{ms}$$

2) Pour une vitesse de 10 m/s et une fréquence d'émission de 24GHz:

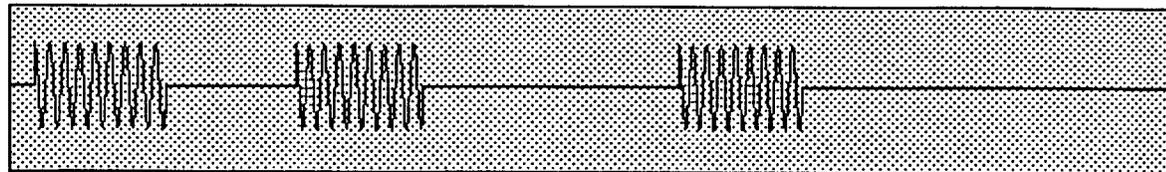
$$\alpha = 10^\circ \Rightarrow T = 3,597\text{ms}$$

$$\alpha = 20^\circ \Rightarrow T = 1,828\text{ms}$$

$$\alpha = 30^\circ \Rightarrow T = 1,250\text{ms}$$

Une signature est présentée sur la figure V-1-a et le traitement de cette signature est présenté sur la figure V-1-b.

Balise



(vitesse = 5.00m/s ; gamma = 2.00m/s² ; temps d'échantillonnage = 0.05ms)
Signal de la balise sans pompage

TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: sdssv5g2.oct	
Flan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT	
1- 1	178	85			a1
1- 2	178	137	52		a2
1- 3	178	188	51		a3
1- 4	178	240	52	plan	a3
1- 5	178	292	52		a3
1- 6	178	344	52	simple	a3
1- 7	178	395	51		a3
1- 8	178	447	52		a3
1- 9	178	498	51		a3
Fenetre = 465			periode moyenne = 52		espace simple
2- 1	178	975			a4
2- 2	178	1026	51		a5
2- 3	178	1076	50		a6
2- 4	178	1127	51		a6
2- 5	178	1178	51	plan	a6
2- 6	178	1229	51		a6
2- 7	178	1280	51	simple	a6
2- 8	178	1330	50		a6
2- 9	178	1381	51		a6
Fenetre = 888			periode moyenne = 51		espace double
3- 1	178	2281			a7
3- 2	178	2330	49		a8
3- 3	178	2380	50	plan	a9
3- 4	178	2429	49		a9
3- 5	178	2479	50	simple	a9
3- 6	178	2528	49		a9
3- 7	178	2578	50		a9
3- 8	178	2627	49		a9
3- 9	178	2677	50		a9
			Periode moyenne 50		

Figure V-2

II-c) VITESSE DU MOBILE UNIFORMEMENT VARIEE:

Nous abordons maintenant un cas plus général, le mobile se déplace avec un mouvement uniformément varié. En supposant que l'abscisse est confondue avec l'origine, l'équation cinématique correspondant à ce déplacement est :

$$x = \frac{1}{2} \gamma t^2 + v_0 t$$

mais δd est liée au déplacement x par la relation:

$$\delta d = x \sin(\alpha)$$

soit en remplaçant x par sa valeur :

$$\delta d = \left(\frac{1}{2} \gamma t^2 + v_0 t \right) \sin(\alpha)$$

Le signal détecté est régi alors par l'équation générale:

$$s = k \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda} \left[\left(\frac{1}{2} \gamma t^2 + v_0 t \right) \sin(\alpha) \right] \right)$$

Cette équation peut se mettre sous la forme $s = k \cos(2\pi t/T)$, par identification, la période du signal détecté est donnée alors par la formule:

$$T = \frac{\lambda}{2} \frac{2}{(\gamma t + 2v_0) \sin(\alpha)}$$

A partir de cette équation, nous constatons que la période du signal détecté est variable, elle est inversement proportionnelle au temps: Elle est décroissante en cas d'accélération, et croissante en cas de ralentissement. Une signature est donnée sur la figure V-2.

Dans cette première partie, le mobile ne subit pas de pompage, nous avons calculé la période du signal détecté en établissant l'équation qui relie la période du signal détecté aux paramètres cinématiques du mobile; nous avons montré qu'en cas de vitesse constante, la période du signal détecté est constante et qu'en cas de mouvement uniformément varié, celle-ci est variable.

Mais dans les deux cas, le nombre de pics est égal un nombre désiré.

Dans la prochaine partie nous étudions le signal détecté en présence de pompage.

III) ETUDE du SIGNAL DETECTE en PRESENCE de pompage:

III-a) INTRODUCTION:

Dans l'équation [1], lorsqu'il n'y a pas de pompage, la distance entre l'antenne et le réflecteur est bien maîtrisée et nous pouvons déduire sa valeur à chaque position du mobile. Mais comme nous l'avons déjà signalé au premier chapitre, cette distance peut être perturbée par le pompage du mobile et nous ne pouvons connaître avec une bonne précision cette distance car le pompage est considéré comme un phénomène aléatoire qui peut se produire à n'importe quel moment.

Lorsque le mobile est soumis au pompage, celui-ci modifie la valeur de la distance parcourue par l'onde entre l'antenne et le réflecteur et par conséquent peut affecter la durée des périodes du signal détecté et éventuellement leur nombre.

Nous pouvons écrire:

$$d = d' - d''$$

où d' est la distance entre l'antenne et le réflecteur en l'absence de pompage et d'' est la projection sur l'axe antenne-réflecteur du déplacement du mobile dû au pompage.

L'équation du signal détecté s'écrit alors

$$s = k \cos\left(\frac{4\pi(d'(t) - d''(t))}{\lambda}\right) \quad [2]$$



La forme de ce signal dépend alors des différentes valeurs que prennent les distances d' et d'' de l'équation ci-dessus.

A un coefficient près, le déplacement dû au pompage dans sa forme générale peut s'écrire

$$d''(t) = a e^{-\beta t} \sin(2\pi f_p t + \phi)$$

où

a est l'amplitude du pompage.

f_p est sa fréquence.

β est son coefficient d'atténuation.

ϕ est la phase du pompage par rapport au début du réflecteur.

Pour simplifier cette équation; nous supposons dans un premier temps que la phase du pompage est nulle (sa prise en compte introduit un déphasage dans le signal détecté), par ailleurs dans le cas de notre application, nous pouvons admettre que lors du passage sur une balise, l'exposant βt est très petit, donc le terme $e^{-\beta t}$ est pratiquement égal à un.

L'équation du pompage se simplifie et devient alors

$$d''(t) = a \sin(2\pi f_p t)$$

Nous remarquons qu'en cas de pompage, il y a un signal détecté même lorsque le mobile n'est pas en déplacement horizontal. Cette constatation permet de déduire que le signal détecté pourrait exister même en l'absence de balise.

III-b) VITESSE DU MOBILE NULLE : Intérêt de l'inclinaison du faisceau de l'antenne

Lorsque la vitesse du mobile est nulle, la valeur d' devient alors une constante, et en remplaçant $d''(t)$ par sa valeur dans l'équation [2], l'équation du signal devient

$$S = k' \cos \left(\frac{4\pi a \cos(\alpha) \sin(2\pi f_p t)}{\lambda} + \frac{4\pi d'}{\lambda} \right)$$

A partir de cette équation, nous constatons que **lorsque le mobile subit un pompage, un signal est détecté. Son amplitude est fonction de la puissance renvoyée par le sol vers l'antenne.**

Dans ces conditions, la seule différence qui peut exister entre un signal produit uniquement par un réflecteur et un signal produit uniquement par un pompage est **l'amplitude du signal détecté** et éventuellement sa fréquence.

Il faut donc tenter de réduire l'amplitude du signal détecté dû au pompage en absence de réflecteur.

En inclinant l'antenne d'un angle alpha par rapport à la verticale, nous réduisons fortement le risque de recevoir une puissance importante par réflexion spéculaire sur le sol. Seule reviendra une puissance liée à la rétrodiffusion, donc de niveau bien inférieur à celui renvoyé par un réflecteur, sauf évidemment si le mobile est sur un réflecteur.

Cette observation confirme l'énorme avantage apporté par le principe que nous proposons.

Dans la suite du chapitre, les réflecteurs sont inclinés.

III-c) VITESSE CONSTANTE et PRESENCE de POMPAGE:

En présence de pompage, l'équation du signal détecté devient alors :

$$s = k \cos \left(\frac{4\pi [v' t - b \sin(2\pi f_p t)]}{\lambda} \right) \quad [3]$$

où $v' = v \sin(\alpha)$ et $b = a \cos(\alpha)$.

Le pompage a de nouveau un effet sur le signal détecté car il modifie la distance entre les réflecteurs et l'antenne.

A partir de cette équation, nous pouvons faire deux remarques très importantes:

- **L'amplitude du signal détecté est indépendante du pompage, car le coefficient de la fonction cosinus n'a pas changé.**
- **Le pompage n'a d'effet que sur la période et la phase du signal détecté.**

Le premier terme de l'argument est perturbé par le deuxième terme qui représente une fonction circulaire d'amplitude b et de fréquence f_p , cette perturbation prend ses valeurs dans l'intervalle $[-b, +b]$.

Avant d'étudier les différents cas, nous allons fixer une hypothèse permettant de déterminer la limite que nous tolérons, cette hypothèse porte sur le nombre de périodes détectées.

HYPOTHESE

Nous tolérons une variation sur le nombre de pics défini précédemment et produit par un réflecteur, de plus ou moins 20%. (l'amplitude et la fréquence du pompage correspondent à des données normatives indiquées ultérieurement)

Grâce à cette hypothèse, si le nombre de pics pour un réflecteur double est égale à 20, en cas de pompage le nombre de pics est compris dans l'intervalle $[16, 24]$ et pour un réflecteur simple, il est compris dans l'intervalle $[8, 12]$, cette hypothèse nous permet d'avoir une marge de 4 pics entre un réflecteur simple et un réflecteur double dans le pire des cas.

A partir de l'équation ci-dessus, deux cas se présentent: le cas où une approximation de la fonction sinus est possible et le cas où elle ne peut pas l'être.

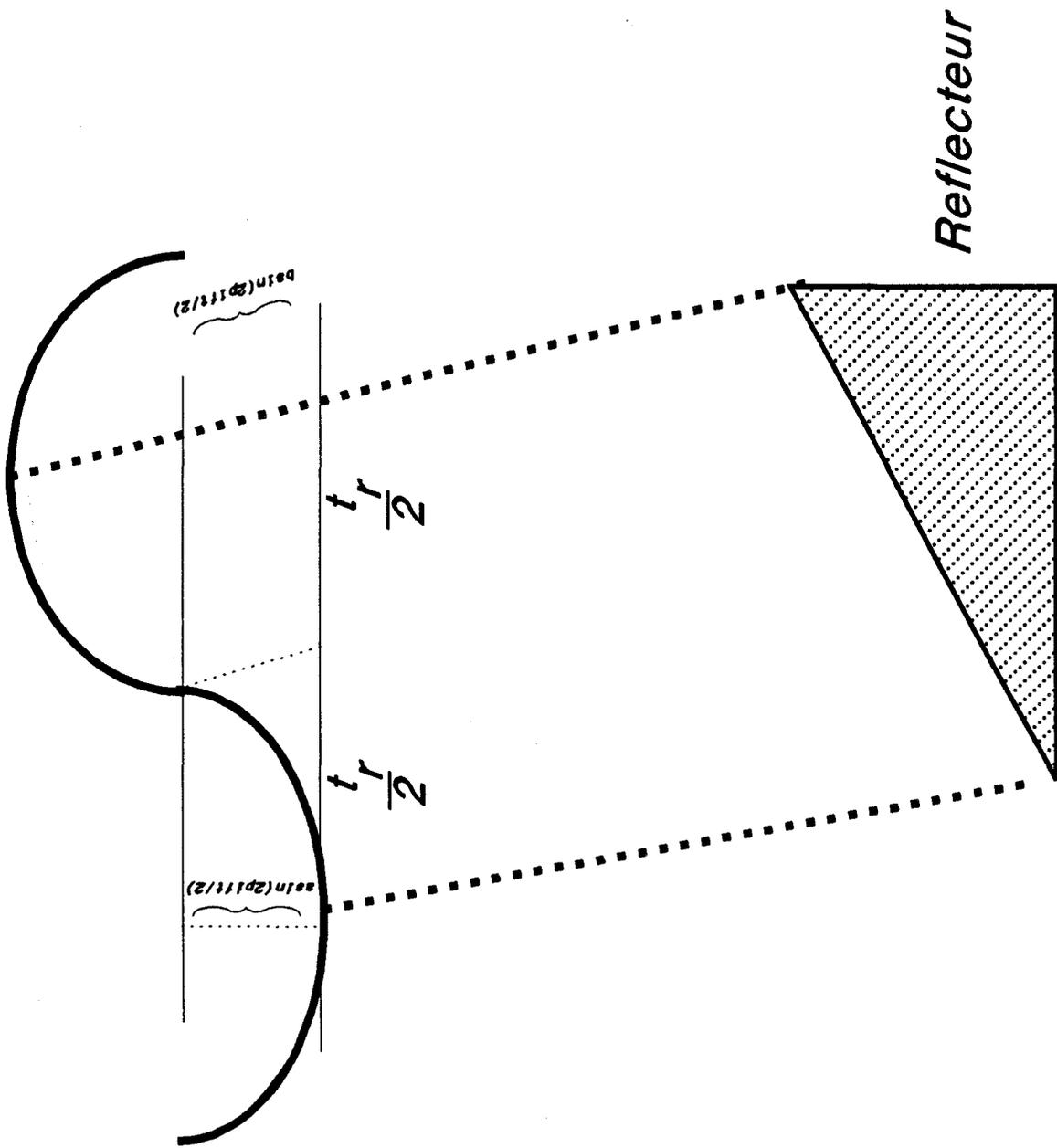


Figure V-3



III-c-1) Premier cas: $2\pi f_p \frac{t_r}{2}$ ne dépasse pas $\frac{\pi}{6}$ durant le temps de passage sur un réflecteur (voir figure V-3):

Cette hypothèse correspond physiquement à la production d'au moins 6 périodes du signal durant une période de pompage.

Dans ces conditions, tant que $2\pi f_p \frac{t_r}{2} < \frac{\pi}{6}$ nous pouvons confondre la valeur du sinus avec celle de son argument avec une précision de quelques centièmes.

Nous avons

$$s = k \cos\left(\frac{4\pi[v' - \pi b f_p]}{\lambda} t_r\right) \quad [4]$$

a) Validation de l'approximation:

Cette approximation est valable lorsque

$$\pi f_p t_r < \frac{\pi}{6}$$

c'est à dire que

$$f_p t_r < \frac{1}{6}$$

or

$$t_r = \frac{x}{v} = \frac{n\lambda}{2v\sin(\alpha)}$$

et en remplaçant t_r par sa valeur

$$f_p < \frac{1}{3} \frac{v\sin(\alpha)}{n\lambda}$$

TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: ssdsvlf0.oct
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT
1- 1	178	112		a1
1- 2	178	121	69	a2
1- 3	178	249	68	a3
1- 4	178	317	68	plan a3
1- 5	178	335	68	a3
1- 6	178	452	67	simple a1
1- 7	178	519	67	a3
1- 8	178	530	61	a3
Fenetre = 433 periode moyenne = 67				espace simple
2- 1	173	1015		a4
2- 2	178	1073	58	a5
2- 3	178	1134	61	a6
2- 4	178	1194	60	a6
2- 5	178	1253	59	plan a6
2- 6	178	1312	59	a6
2- 7	178	1370	58	simple a6
2- 8	178	1427	57	a6
2- 9	178	1483	56	a6
Fenetre = 905 periode moyenne = 59				espace double
3- 1	178	2410		a7
3- 2	178	2456	46	a8
3- 3	178	2502	46	a9
3- 4	178	2547	45	a9
3- 5	178	2592	45	plan a9
3- 6	178	2636	44	a9
3- 7	178	2680	44	simple a9
3- 8	178	2724	44	a9
3- 9	178	2768	44	a9
3-10	178	2811	43	a9
3-11	178	2854	43	a9
Periode moyenne 44				

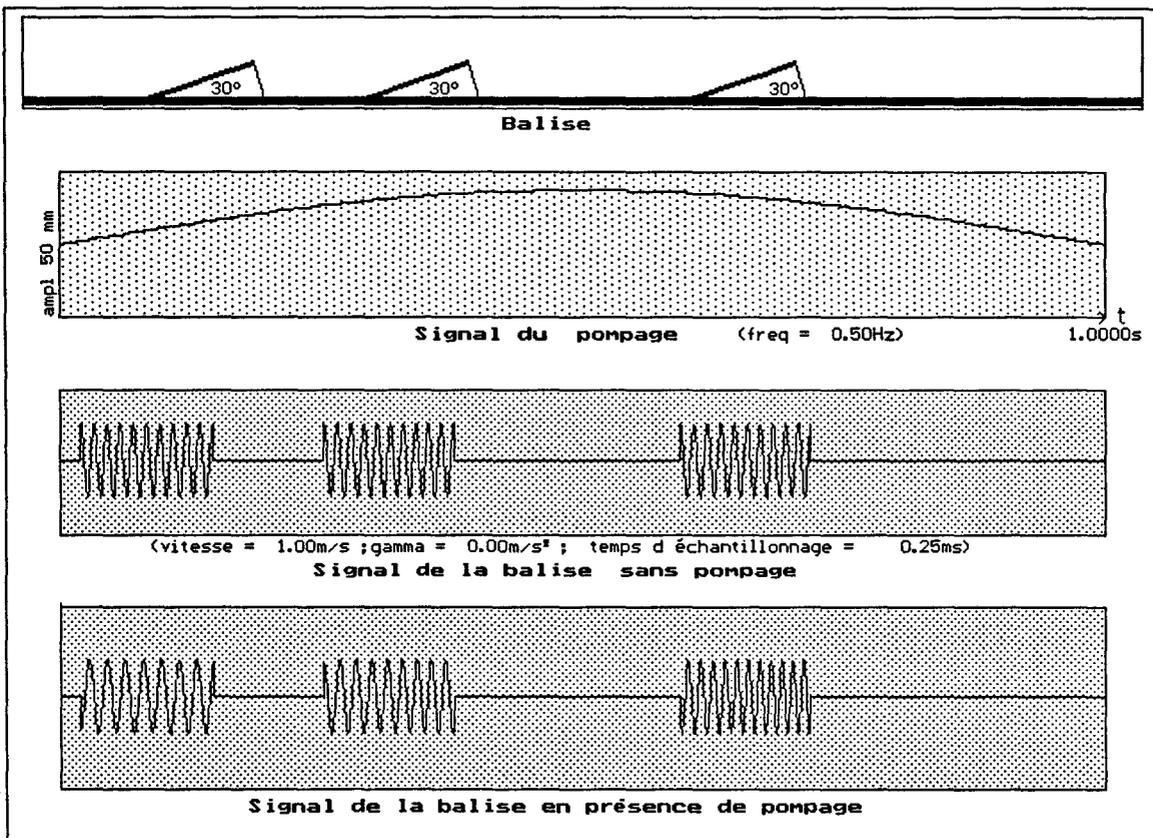


Figure V-4



Voici quelques ordres de grandeurs pour un réflecteur double et pour une vitesse de 10m/s:

1) Fréquence d'émission de 10GHz:

$$\alpha = 10^\circ \quad \Rightarrow \quad f_p < 0,96\text{Hz}$$

$$\alpha = 20^\circ \quad \Rightarrow \quad f_p < 1,98\text{Hz}$$

$$\alpha = 30^\circ \quad \Rightarrow \quad f_p < 2,76\text{Hz}$$

2) Et pour une fréquence d'émission de 24GHz:

$$\alpha = 10^\circ \quad \Rightarrow \quad f_p < 1,15\text{Hz}$$

$$\alpha = 20^\circ \quad \Rightarrow \quad f_p < 2,27\text{Hz}$$

$$\alpha = 30^\circ \quad \Rightarrow \quad f_p < 3,32\text{Hz}$$

Nous rappelons que ces valeurs de la fréquence de pompage sont celles en dessous desquelles la période du signal détecté ne se modifie pratiquement pas lors d'un passage du mobile sur un réflecteur double.

b) Variation de période:

D'après l'équation [4], la période du signal détecté est égale à:

$$T = \frac{\lambda}{2[v' - \pi b f_p]}$$

D'après cette équation, **la période du signal détecté est constante**, elle diminue lorsque le deuxième terme du dénominateur est négatif, et elle augmente lorsque ce dernier est positif, **mais le long d'un réflecteur, elle est pratiquement constante, cela veut dire que la variation de périodes successives le long d'un réflecteur est voisine de zéro.**

Pour confirmer ce résultat, nous traçons l'effet du pompage (voir figure V-4), dans le cas d'un système émettant à 24GHz vers une balise composée de trois réflecteurs inclinés de 30°; la vitesse du mobile est égale à 1m/s alors que la fréquence de pompage est égale à 0,50 Hz et qu'il a une amplitude de 50mm. Le traitement de ce signal montre que les périodes du signal détecté lors du

passage sur les trois réflecteurs sont égales respectivement à 16,75ms, 14,5ms, 11ms, alors que la période du signal détecté en l'absence de pompage est égale à 12,5ms. Nous constatons bien que pratiquement la période peut être considérée comme constante le long de chacun de ces réflecteurs.

D'après le graphe du signal détecté, nous remarquons que lorsque le mobile se déplace à une vitesse constante et que le signal de pompage est croissant, la variation du chemin de l'onde par unité de temps est amoindrie: la période du signal détecté augmente, la signature du premier réflecteur de la figure V-4 confirme cet effet.

De la même manière, lorsque le signal de pompage est décroissant, la variation du chemin de l'onde par unité de temps est augmentée : La période du signal détecté diminue, la signature du troisième réflecteur de la figure V-4 confirme cet effet.

c) Variation du nombre de pics:

Il faut remarquer que bien que la période du signal détecté le long d'un réflecteur soit presque constante, **le nombre de pics n'est plus constant** car il est tributaire du pompage: lorsque celui-ci est croissant, le nombre de pics diminue et inversement.

Pour trouver une relation entre le nombre de pics dûs au pompage, d'après la relation [4], nous pouvons écrire pour respecter notre hypothèse

$$\delta d'' = 2b \sin\left(2\pi f_p \frac{t_r}{2}\right) < 2\lambda$$

avec $2\pi f_p \frac{t_r}{2} = \frac{\pi}{6}$, donc $\sin\left(2\pi f_p \frac{t_r}{2}\right) = 0,5$.

Nous aurons alors

$b < 2\lambda$

En résumé, dans l'hypothèse où le pompage évolue de $-\frac{\pi}{6}$ à $\frac{\pi}{6}$ durant le passage sur un réflecteur, si l'amplitude crête du pompage est inférieure à $\frac{2\lambda}{\cos(\alpha)}$ la variation résultante du nombre de pics est inférieure à 20%.

Exemple: si l'on parcourt un réflecteur double incliné de 30° et que la fréquence source est de 24GHz, pour que la variation du nombre de pics soit respectée, il suffit que l'amplitude du pompage soit inférieure à 3,5cm.

Il est évident que si $f_p t_r$ est très inférieur à $\frac{1}{6}$, la condition limite donnant une erreur de 4 pics permet d'avoir une amplitude de pompage très supérieure à celle qui vient d'être indiquée, c'est alors que se pose le problème du réalisme mécanique : des courbes données par la SNCF représentant la densité spectrale de puissance d'accélération en fonction de la fréquence permettent d'aborder le problème.

III-c-2) Deuxième cas: $2\pi f_p \frac{t_r}{2}$ dépasse $\frac{\pi}{6}$ durant le temps de passage sur un réflecteur:

Dans cette hypothèse, nous ne pouvons plus confondre la valeur du sinus avec son argument, nous sommes donc amenés à traiter le problème sans simplification.

a) Variation du nombre de pics:

La variation du nombre de pics du signal détecté par rapport au nombre de pics désiré peut être mise sous la forme:

$$\frac{\delta d}{d'} = \frac{d' - (d' - d'')}{d'} = \frac{n\lambda - (n\lambda - 2b\sin(2\pi f_p t_r + \phi))}{n\lambda}$$

Cette variation du nombre de pics détectés est nulle chaque fois que le terme au numérateur est nul, c'est à dire lorsque

$$\sin(2\pi f_p t_r + \phi) = 0$$

c'est à dire que

$$2\pi f_p t_r + \phi = k\pi \quad \text{avec } k \in \mathbb{N}$$

durant le temps de passage sur un réflecteur quelconque.

Le nombre de pics perdus lorsque la fonction de pompage est croissante est récupéré lorsque celle-ci devient décroissante, il y a alors un rattrapage du nombre de pics.

De même, cette variation du nombre de pics détectés est maximum lorsque le terme au numérateur passe d'un maximum à un minimum ou inversement durant le temps de passage sur un réflecteur.

C'est à dire lorsque $\sin(2\pi f_p t_r + \phi)$ passe de +1 à -1 où de -1 à +1. Donc que l'argument de la fonction de pompage varie de $\frac{\pi}{2}$ à $\frac{3\pi}{2}$ où de $\frac{3\pi}{2}$ à $\frac{5\pi}{2}$.

Dans ce cas $\delta d''$ vaut $2b$.

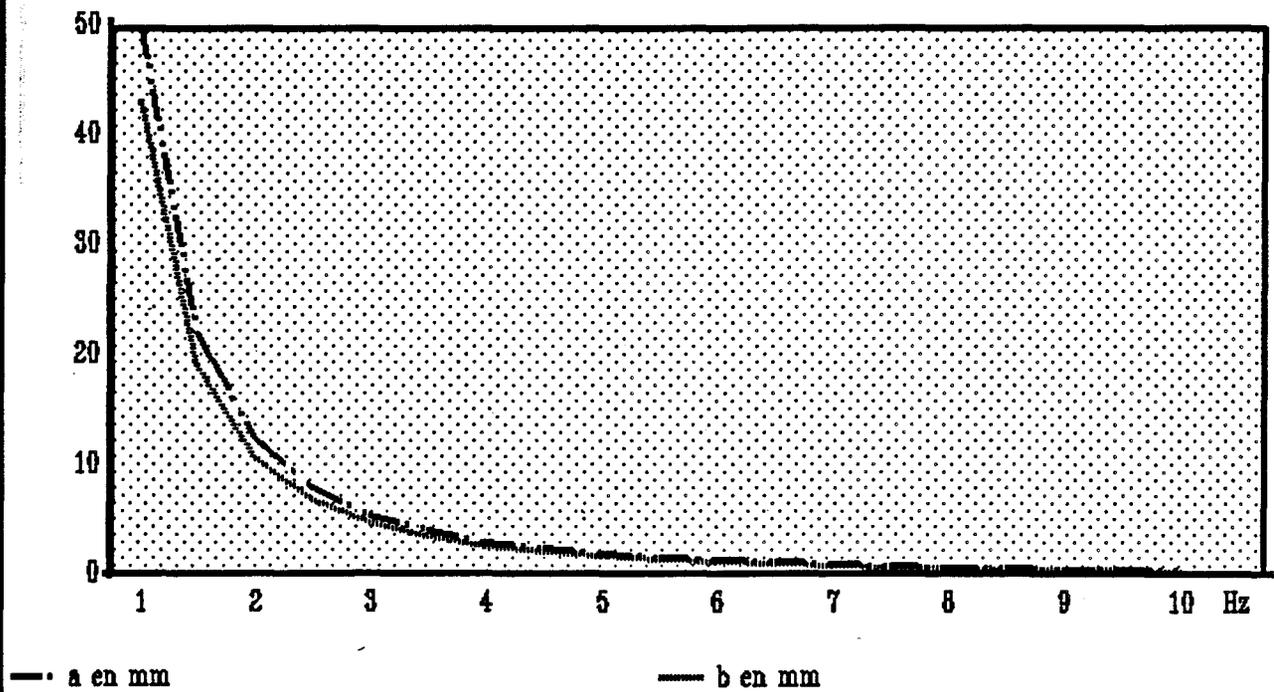
L'expression de cette variation comprend trois paramètres qui sont l'amplitude du pompage, sa fréquence et indirectement la vitesse du mobile qui est liée à la relation par le temps du parcours du réflecteur. Heureusement, nous pouvons mener à bien cette étude car il existe une relation entre les deux paramètres du pompage qui sont l'amplitude et la fréquence. Nous ne pouvons imaginer en effet des amplitudes importantes à des fréquences de pompage relativement élevées.

Nous pouvons grâce aux documents fournis par la S.N.C.F et donnant la densité spectrale de puissance des accélérations du pompage de la caisse d'un véhicule en fonction de la fréquence, déduire une relation simple entre l'amplitude et la fréquence du pompage.

le produit du carré de la fréquence du pompage et de l'amplitude de celui-ci est égal à une constante.

Cette constante est déterminée par les conditions initiales à savoir: pour une fréquence de pompage égale à 1Hz, l'amplitude de celui-ci est égale à 5cm, cette valeur de l'amplitude est la valeur maximale. La gamme de fréquence à prendre en compte allant du Hertz à quelques dizaines de Hertz.

Valeur de l'amplitude du pompage en fonction de la fréquence



Valeur de l'amplitude du pompage en fonction de la fréquence par rapport à une demie longueur d'onde

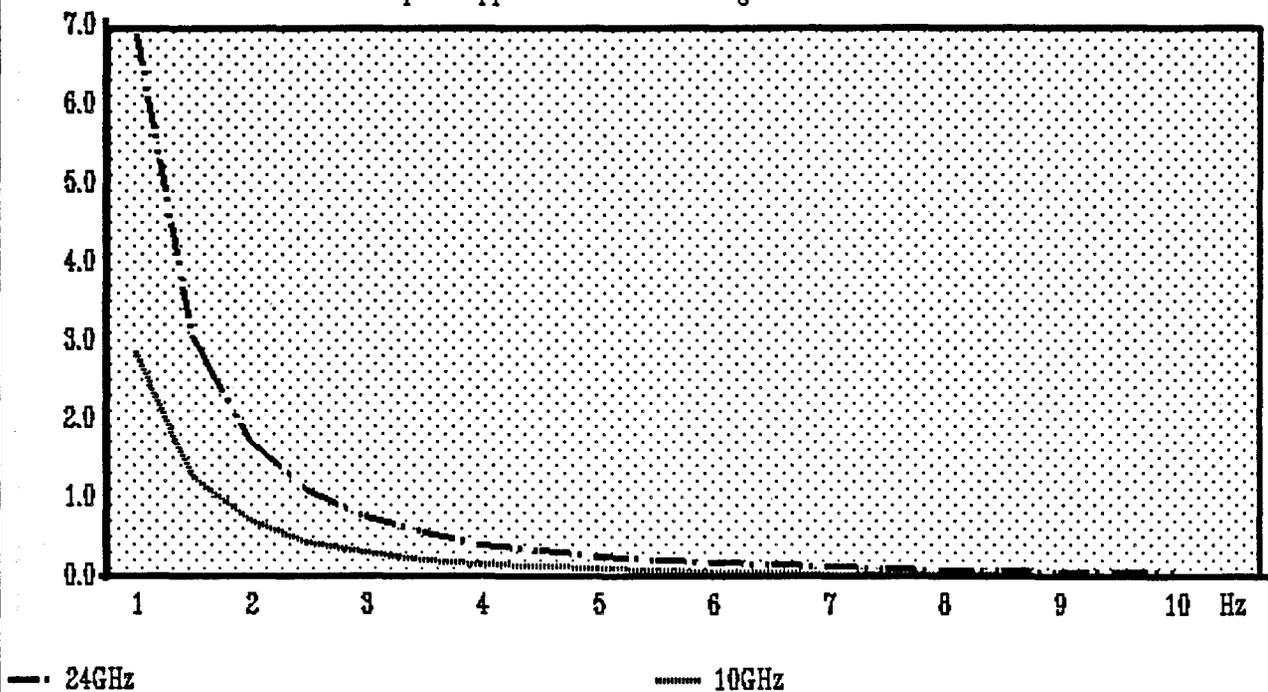


Figure V-5

Nous déduisons alors la relation qui relie les deux paramètres du pompage:

$$f_p^2 a = 0.05 \text{ m/s}^2 \quad [5]$$

Il s'agit donc de voir si dans la gamme des fréquences de pompage, il est possible de trouver les amplitudes de celui-ci capables de modifier de plus de 20% le nombre de pics détectés.

Ceci se produit pour les valeurs

$$b = a \cos(\alpha) > \lambda$$

En remplaçant a par sa valeur extraite de l'équation [5], nous obtenons

$$f_p < \sqrt{\frac{0.05 \cos(\alpha)}{\lambda}} = f_{pc}$$

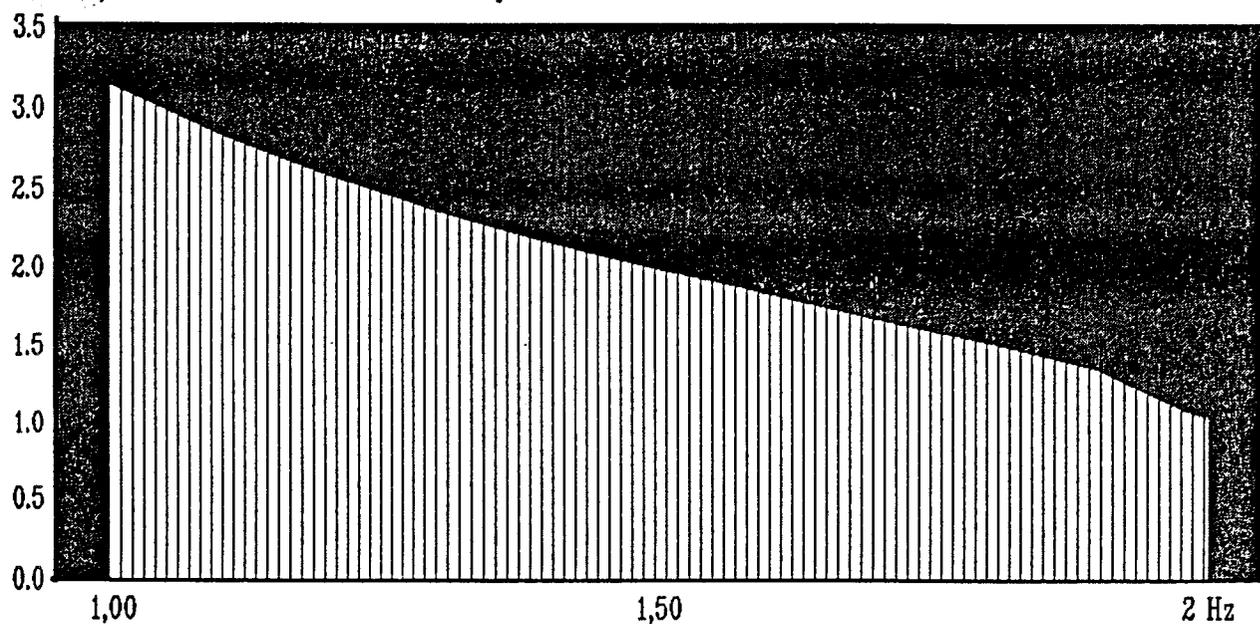
Cela veut dire que pour les fréquences supérieures à f_{pc} , la variation du nombre de pics ne peut en aucun cas être supérieure à 20%. Pour un réflecteur double incliné à 30° si la fréquence source est de 10GHz, la fréquence de pompage critique est à peu près égale à 1,2Hz alors que si la fréquence source est de 24GHz elle sera égale à 1,9Hz. Sur la figure V-5, nous présentons le graphe pour ces deux fréquences.

Après avoir trouvé la borne supérieure de la fréquence de pompage pour laquelle la variation du nombre de pics peut être supérieure à 20% et sachant que la borne inférieure est de l'ordre de 1Hz, il faut alors trouver la relation qui permet de faire un lien entre cette fréquence de pompage et la vitesse du mobile durant la traversée d'un réflecteur.

Sur le schéma précédent de la figure V-3 présentant l'action du pompage sur la détection d'un réflecteur, il est évident que le pire des cas arrive quand la valeur de la fonction de pompage est nulle au milieu du réflecteur, dans ces conditions pour rejoindre notre hypothèse, nous pouvons écrire

La vitesse en fonction de la fréquence

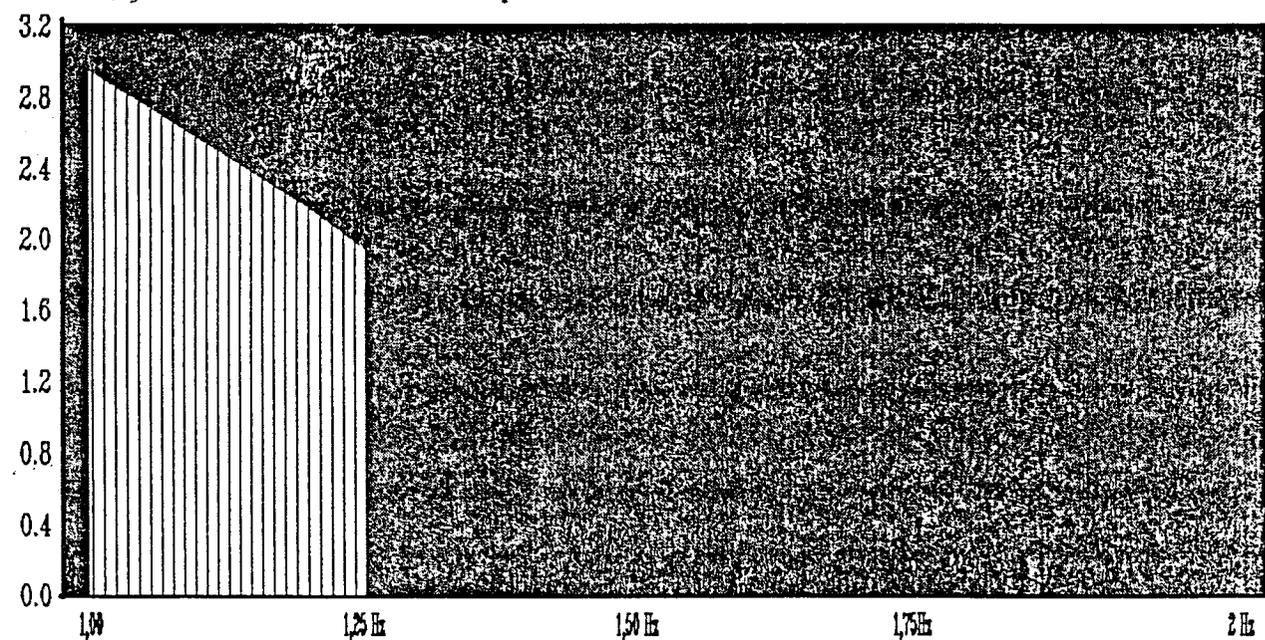
Fréquence d'émission 24GHz



Zone à problème

La vitesse en fonction de la fréquence

Fréquence d'émission 10GHz



Zone à problème

Figure V-6

$$\delta d'' = 2b \sin(2\pi f_p \frac{t_r}{2}) < 2\lambda$$

soit en remplaçant b et t par leur relation respective

$$b = \frac{0,05 \cos(\alpha)}{f_p^2} \quad \text{et} \quad t_r = \frac{n\lambda}{2v \sin(\alpha)}$$

nous avons alors la vitesse qui s'écrit

$$v < \frac{\pi f_p n \lambda}{2 \sin(\alpha)} \frac{1}{\arcsin\left(\frac{\lambda f_p^2}{0,05 \cos(\alpha)}\right)}$$

Cette relation permet de trouver l'intervalle des vitesses pour lesquelles la variation du nombre de pics peut être supérieure à 20%; la figure V-6 représente la zone de vitesse du passage du mobile sur un réflecteur double en fonction de la fréquence de pompage pour laquelle notre hypothèse n'est pas vérifiée. Nous observons que pour une fréquence inférieure à une valeur critique déjà trouvée qui correspond mathématiquement à obtenir la définition de la fonction arcsinus, il peut y avoir plus de 20% des périodes perdues; pour les fréquences supérieure à cette valeur critique l'amplitude du pompage devient si faible qu'en aucun cas cette éventualité se présente.

Les résultats concernant les limites de notre système sont étroitement liés à celui-ci, nous pouvons par exemple augmenter ses limites de telle façon que l'amplitude maximum du pompage ne fasse pas varier le nombre de pics de plus de 20%. Il suffit pour cela:

- 1) d'Augmenter le nombre de périodes produit par un réflecteur.
- 2) de diminuer la longueur d'onde de la source.

Nous présentons dans la fin de ce paragraphe, une solution pour traiter les signatures dont la variation du nombre de périodes dépasse 20% des périodes désirées.

TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: dsssvif0.oct
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT
1- 1	160	82		a1
1- 2	178	176	94	a2
1- 3	178	278	102	plan a3
1- 4	178	373	95	a3
1- 5	178	461	88	simple a3
1- 6	178	542	81	a3
Fenêtre = 893 periode moyenne = 92				espace double
2- 1	178	1459		a4
2- 2	178	1496	37	a5
2- 3	178	1532	36	a6
2- 4	178	1567	35	a6
2- 5	178	1602	35	a6
2- 6	178	1637	35	a6
2- 7	178	1671	34	a6
2- 8	178	1705	34	a6
2- 9	178	1738	33	plan a6
2-10	178	1771	33	a6
2-11	178	1804	33	simple a6
2-12	178	1837	33	a6
2-13	178	1870	33	a6
2-14	178	1903	33	a6
2-15	178	1935	32	a6
Fenêtre = 439 periode moyenne = 34				espace simple
3- 1	178	2385		a7
3- 2	178	2420	35	a8
3- 3	178	2455	35	a9
3- 4	178	2491	36	a9
3- 5	178	2527	36	plan a9
3- 6	178	2564	37	a9
3- 7	178	2602	38	double a9
3- 8	178	2640	38	a9
3- 9	178	2679	39	a9
3-10	178	2719	40	a9
3-11	178	2760	41	a9
3-12	178	2803	43	a9
3-13	178	2846	43	a9

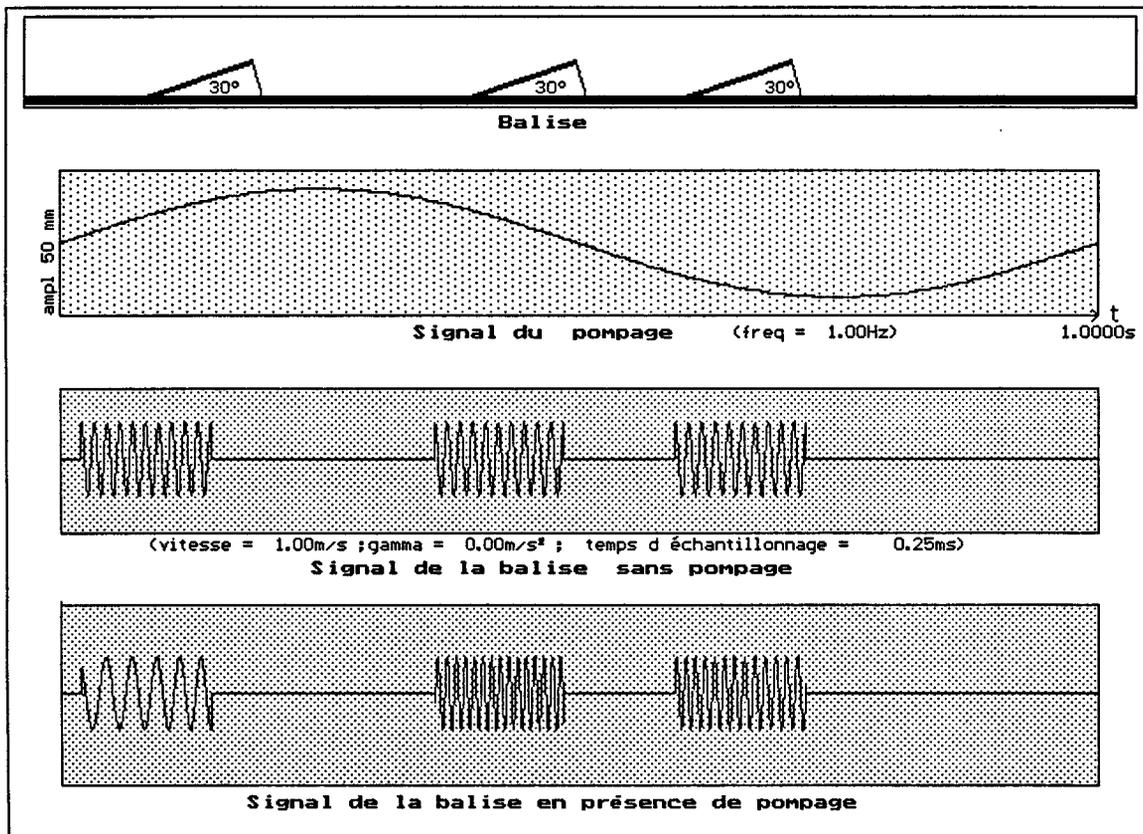


FIGURE V-7: Fréquence source de 24GHz



TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: dsssvlf2.oct
Plu. numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT
1- 1	178	111		a1
1- 2	178	177	66	a2
1- 3	178	241	64	a3
1- 4	178	302	61	plan a3
1- 5	178	360	58	a3
1- 6	178	415	55	simple a3
1- 7	178	463	53	a3
1- 8	178	519	51	a3
1- 9	178	567	48	a3
Fenetre = 875		periode moyenne = 57		espace double
2- 1	178	1463		a4
2- 2	178	1512	49	a5
2- 3	178	1564	52	a6
2- 4	178	1618	54	plan a6
2- 5	178	1675	57	a6
2- 6	178	1735	60	simple a6
2- 7	178	1797	62	a6
2- 8	178	1862	65	a6
2- 9	178	1930	68	a6
Fenetre = 459		periode moyenne = 58		espace simple
3- 1	178	2415		a7
3- 2	178	2468	53	a8
3- 3	178	2513	50	a9
3- 4	178	2567	49	plan a9
3- 5	178	2613	46	a9
3- 6	178	2653	45	simple a9
3- 7	178	2702	44	a9
3- 8	178	2745	43	a9
3- 9	178	2786	41	a9
3-10	178	2827	41	a9
3-11	178	2868	41	a9
			Periode moyenne	45

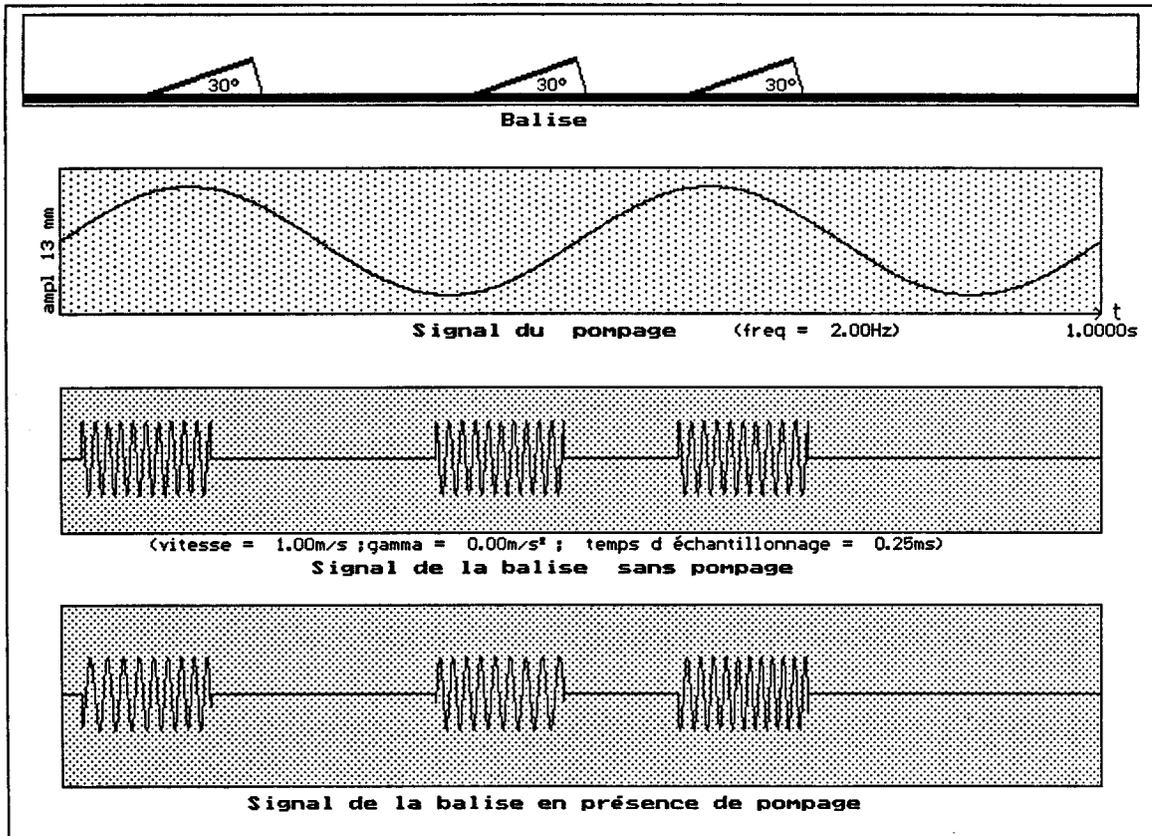


FIGURE V-8: Fréquence source de 24GHz



TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: sdssvlf3.cct
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT
1- 1	178	99		a1
1- 2	178	158	59	a2
1- 3	178	214	56	a3
1- 4	178	268	54	a3
1- 5	178	320	52	plan a3
1- 6	178	370	50	a3
1- 7	173	410	43	simple a3
1- 8	178	464	46	a3
1- 9	178	503	44	a3
1-10	178	552	44	a3
Fenêtre = 454		periode moyenne = 50		espace simple
2- 1	178	1026		a4
2- 2	178	1079	53	a5
2- 3	178	1134	55	a6
2- 4	173	1191	57	a6
2- 5	178	1250	59	plan a6
2- 6	178	1311	61	a6
2- 7	178	1372	61	simple a6
2- 8	178	1432	60	a6
2- 9	178	1491	59	a6
Fenêtre = 380		periode moyenne = 58		espace double
3- 1	178	2395		a7
3- 2	178	2449	54	a8
3- 3	178	2505	56	plan a9
3- 4	173	2564	59	a9
3- 5	178	2624	60	simple a9
3- 6	178	2685	61	a9
3- 7	173	2746	61	a9
3- 8	178	2805	59	a9
3- 9	173	2863	58	a9
		Periode moyenne 58		

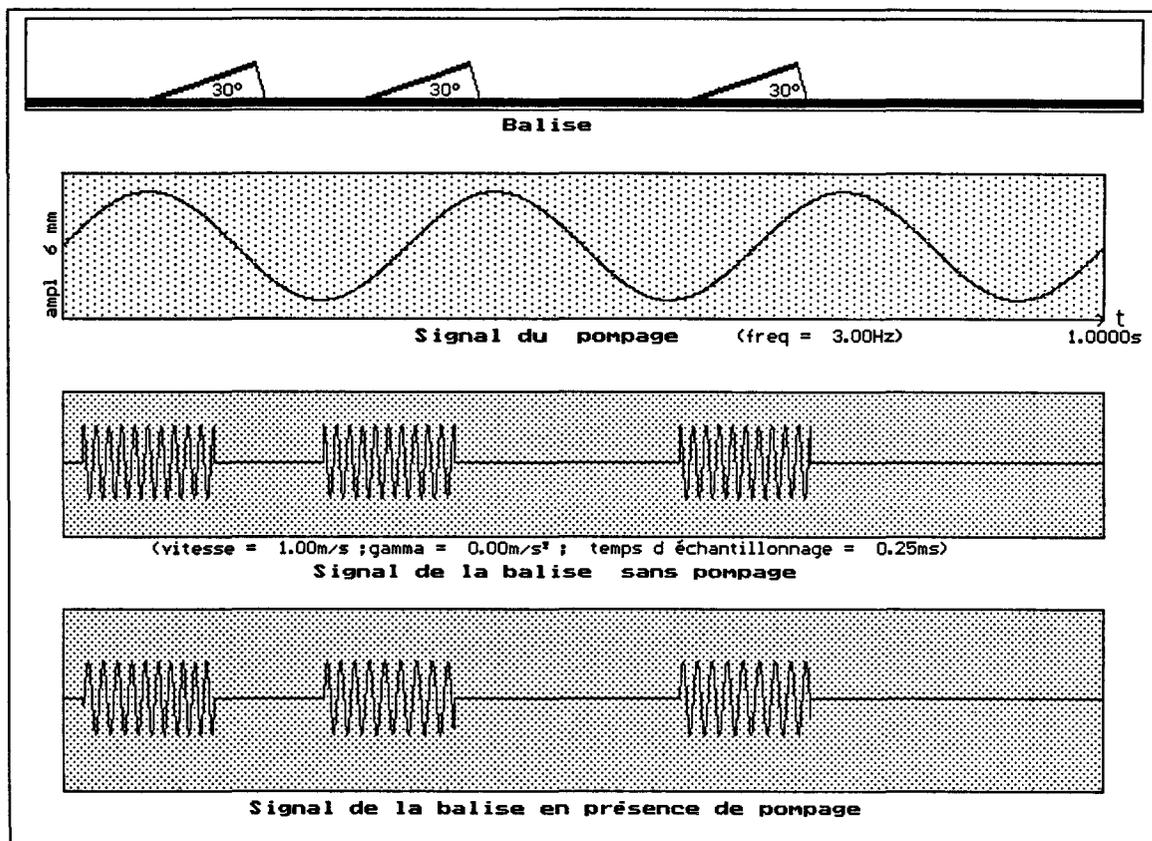


FIGURE V-9: Fréquence source de 24GHz



TRAITEMENT DES DONNEES				fichier: dbvif1_2.oct
Plan numero	Amplitude maximum	Instant du maximum	periode	ETAT
1- 1	178	74		a1
1- 2	178	170	96	a2
1- 3	178	249	79	a3
1- 4	178	315	66	plan a3
1- 5	178	372	57	a3
1- 6	178	423	51	simple a3
1- 7	178	468	45	a3
1- 8	178	511	43	a3
Fenetre = 884 periode moyenne = 62				espace double
2- 1	178	1420		a4
2- 2	178	1505	85	a5
2- 3	178	1607	102	plan a6
2- 4	178	1713	106	a6
2- 5	178	1809	96	simple a6
Fenetre = 910 periode moyenne = 97				espace double
3- 1	178	2744		a7
3- 2	178	2785	41	a8
3- 3	178	2828	43	a9
3- 4	178	2876	48	a9
3- 5	178	2929	53	a9
3- 6	178	2989	60	a9
3- 7	178	3060	71	plan a9
3- 8	178	3145	85	a9
3- 9	178	3246	101	double a9
3-10	178	3352	106	a9
3-11	178	3448	96	a9
3-12	178	3527	79	a9
3-13	178	3593	66	a9
3-14	178	3650	57	a9
3-15	178	3701	51	a9
Periode moyenne 68				

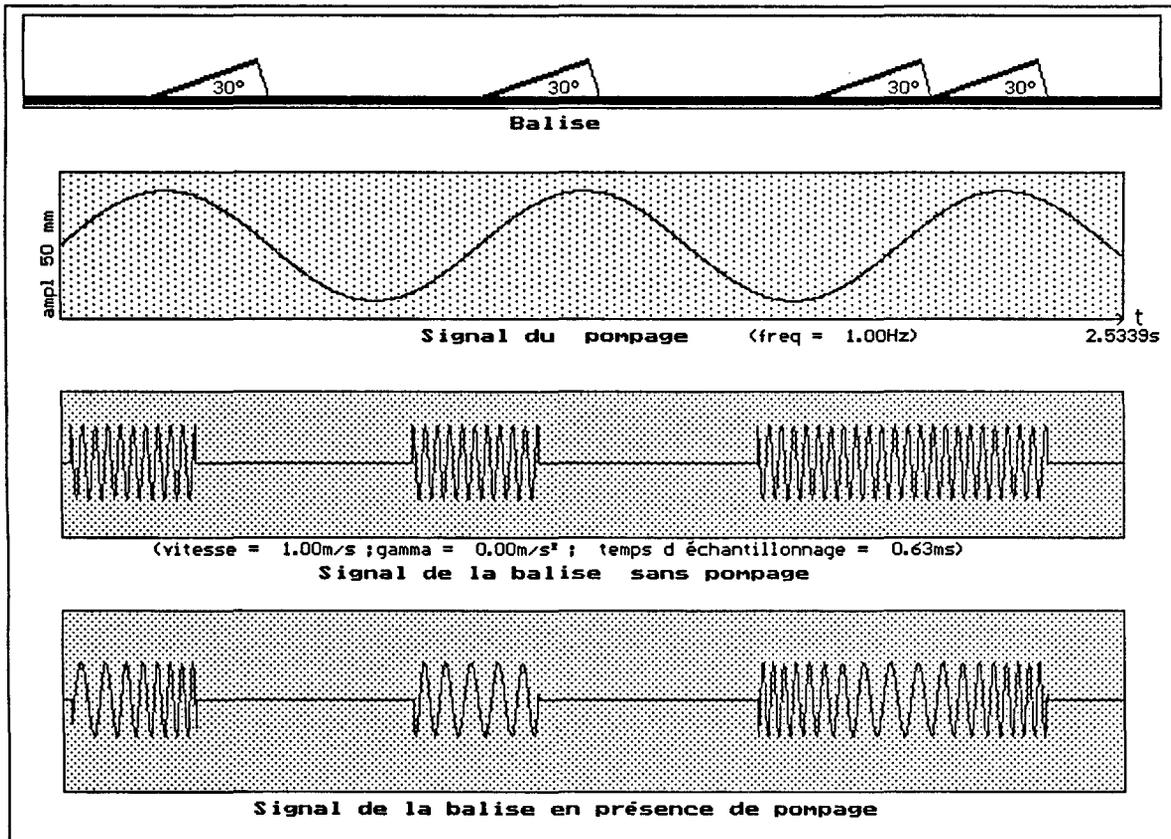


FIGURE V-10: Fréquence source de 10GHz

b) Variation de la période du signal:

L'étude analytique du signal en présence de pompage est difficile, aussi nous avons développé un programme de simulation. A partir de l'équation [3], nous constatons que l'argument de la fonction cosinus est composé d'une fonction linéaire et d'une fonction sinus qui perturbe la fonction linéaire. Nous pouvons dire que plus la vitesse est importante moins le signal est perturbé, donc les perturbations deviennent importantes aux faibles vitesses.

Nous avons simulé le signal à des faibles vitesses aux fréquences sources de 10GHz et 24GHz; la figure V-7 présente une simulation du signal à une vitesse de 1m/s à une fréquence de pompage de 1Hz et à une fréquence source de 24GHz, la figure V-8 présente la même simulation à la même fréquence source mais à une fréquence de pompage de 2Hz et la figure V-9 présente une troisième simulation à une fréquence de pompage de 3Hz. La figure V-10 présente une simulation du signal à une vitesse de 1m/s à une fréquence de pompage de 1Hz et à une fréquence source de 10GHz.

Concernant la fréquence source de 24GHz, **le traitement de ces signatures montre que dans le pire des cas, la variation relative des durées successives est inférieure à 10%.**

III-d) VITESSE DU MOBILE UNIFORMEMENT VARIEE:

Nous abordons maintenant le cas général: celui du mobile se déplaçant avec un mouvement uniformément varié. Pour simplifier la présentation mathématique, on suppose que l'origine des déplacements est confondue avec le début du réflecteur, l'équation cinématique correspondant à ce déplacement est :

$$x = \frac{1}{2} \gamma t^2 + v_0 t$$

mais la variation de la distance d' est liée au déplacement x par la relation:

$$\delta d' = x \sin(\alpha)$$

soit en remplaçant x par sa valeur :

$$\delta d' = \left(\frac{1}{2} \gamma t^2 + v_0 t \right) \sin(\alpha)$$

A la différence de l'étude du paragraphe II-c le pompage vient compliquer l'analyse.

L'équation du pompage peut être mise sous la forme:

$$d'' = a \cos(\alpha) \sin(2\pi f_p t + \phi)$$

Le signal détecté est régi alors par l'équation générale:

$$S = k \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda} \left[\left(\frac{1}{2}\gamma t^2 + v_0 t\right) \sin(\alpha) - b \sin(2\pi f_p t + \phi)\right]\right)$$

où $b = a \cos(\alpha)$.

Les deux remarques importantes du paragraphe précédent sont toujours valables, à savoir que l'amplitude du signal détecté est indépendante du pompage et que celui-ci n'a d'effet que sur la fréquence de ce signal.

Là aussi, pour quantifier les paramètres du signal détecté, nous allons étudier dans un premier temps le signal alors que l'argument du pompage est faible et dans un deuxième temps nous étudions le signal alors que cet argument n'est plus faible.

III-d-1) Premier cas: $2\pi f_p \frac{t_r}{2} + \phi$ ne dépasse pas $\frac{\pi}{6}$ durant le temps de passage sur un réflecteur:

Dans ces conditions, tant que $2\pi f_p \frac{t_r}{2} + \phi < \frac{\pi}{6}$ nous pouvons confondre la valeur du sinus avec celle de son argument avec une précision de quelques centièmes.

Etant données les faibles dimensions du réflecteur, lors du passage du mobile sur celui-ci, malgré la variation de vitesse, comme celle-ci est généralement faible, nous pouvons poser ϕ égal à $2\pi f_p \frac{t_r}{2}$. Ceci nous permet d'obtenir l'effet le plus défavorable possible du pompage.

Nous avons

$$s = k \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda} \left[\left(\frac{1}{2}\gamma t + v_0\right) \sin(\alpha) - 2\pi b f_p t - 2\pi f_p \frac{t_r}{2}\right]\right) \quad [4]$$

a) Validation de l'approximation:

Cette approximation est valable lorsque

$$\pi f_p t_r < \frac{\pi}{6}$$

c'est à dire que

$$f_p t_r < \frac{1}{6}$$

Dans ce cas t_r est fonction de v_0 et de γ et l'expression devient complexe aussi nous avons préféré la présenter en faisant apparaître v_f qui est la vitesse avec laquelle le mobile quitte le réflecteur . On peut alors montrer que dans le cas d'un mouvement uniformément varié:

$$t_r = \frac{2x}{v_f + v_0}$$

et en remplaçant x par sa valeur

$$t_r = \frac{n\lambda}{(v_f + v_0)\sin(\alpha)}$$

La fréquence de pompage peut alors s'écrire

$$f_p < \frac{1}{6} \frac{(v_f + v_0)\sin(\alpha)}{n\lambda}$$

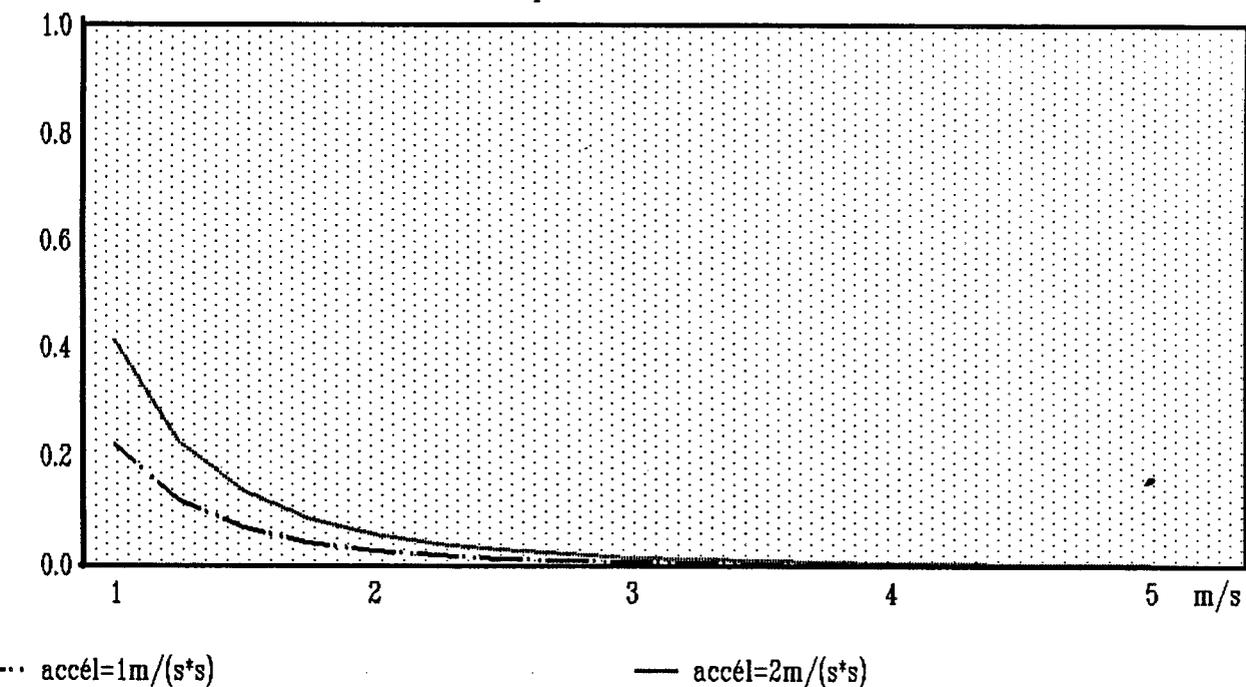
b) Variation de période:

D'après l'équation [4], la période du signal détecté est égale à:

$$T = \frac{\lambda}{(\gamma t + 2 v_0)\sin(\alpha) - 4\pi b f_p}$$

Variation relative de la vitesse

Fréquence source 24GHz



Variation relative de la vitesse

Fréquence source 24GHz

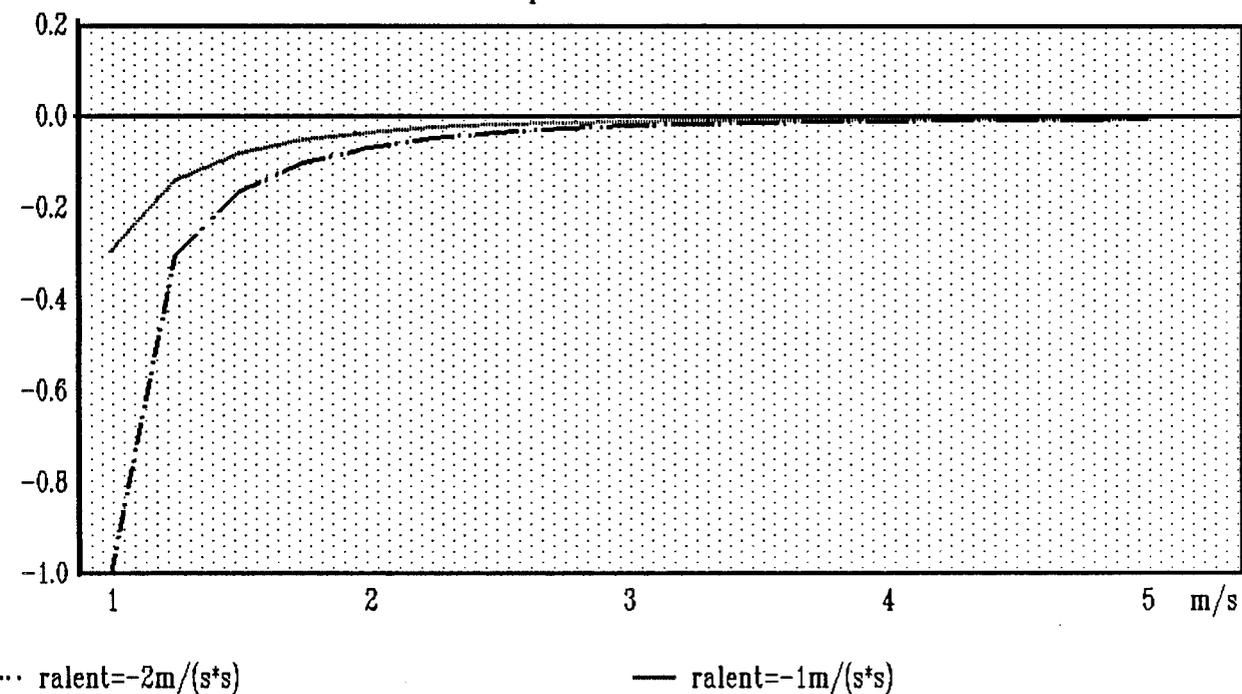
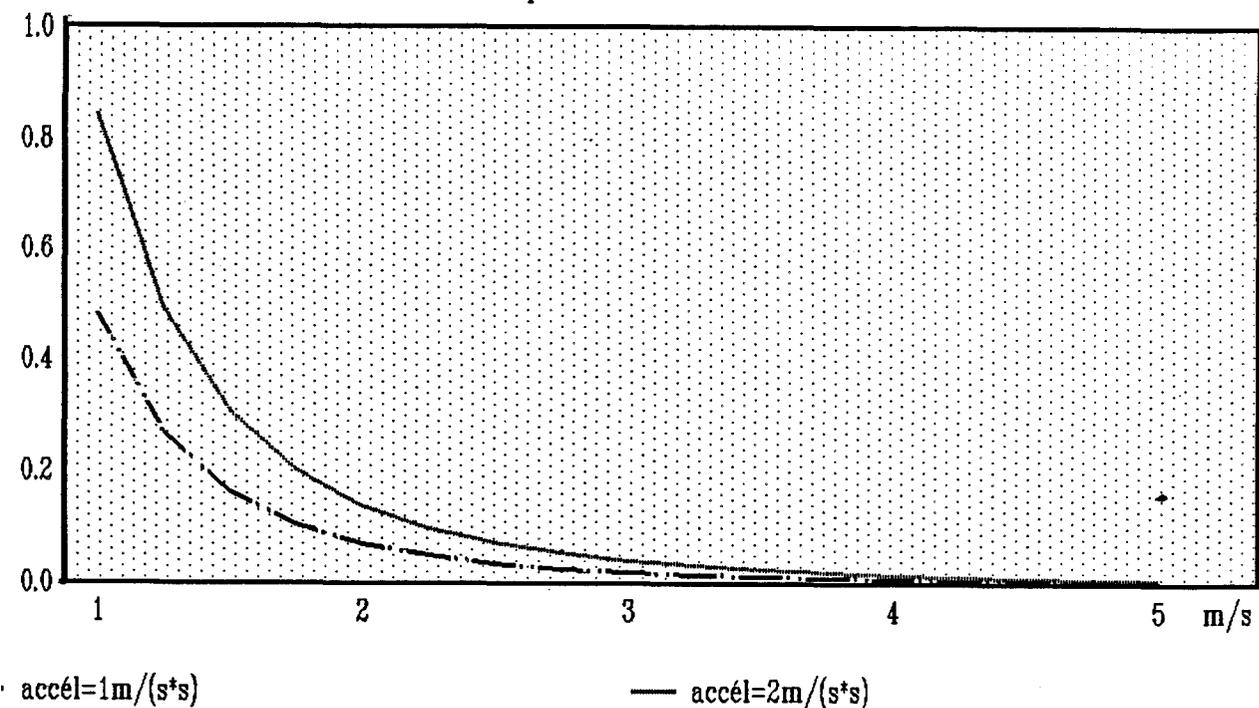


FIGURE V-11



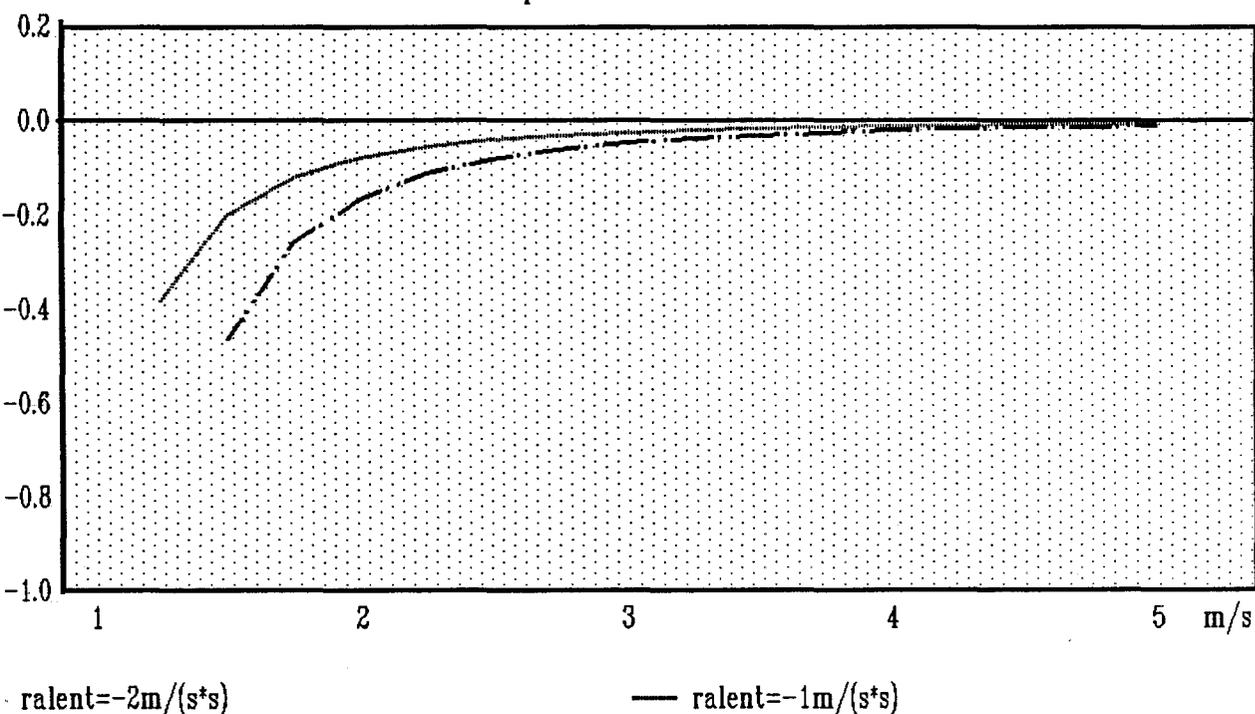
Variation relative de la vitesse

Fréquence source 10GHz



Variation relative de la vitesse

Fréquence source 10GHz



D'après cette relation, la période du signal détecté est modifiée par rapport à la période du signal en l'absence de pompage et de plus elle n'est plus constante, elle diminue lors d'une accélération et augmente lors d'un ralentissement.

III-d-2) Deuxième cas: $2\pi f_p \frac{t_r}{2} + \phi$ dépasse $\frac{\pi}{6}$ durant le temps de passage sur un réflecteur:

Dans ce cas, nous pouvons écrire

$$\delta d'' = 2b \sin\left(2\pi f_p \frac{t_r}{2}\right) < 2\lambda$$

soit en remplaçant b et t_r par leur relation respective

$$b = \frac{0,05 \cos(\alpha)}{f_p^2} \quad \text{et} \quad t_r = \frac{n\lambda}{(v_f + v_0) \sin(\alpha)}$$

nous avons alors la vitesse qui s'écrit alors

$$v_f + v_0 < \frac{\pi f_p n \lambda}{\sin(\alpha)} \frac{1}{\arcsin\left(\frac{\lambda f_p^2}{0,05 \cos(\alpha)}\right)}$$

Dans la relation ci-dessus il suffit de confondre v_f avec v_0 pour trouver la même relation que dans le paragraphe du mouvement uniforme. A partir de quelle valeur pouvons-nous considérer que le mouvement devient uniforme ?.

Pour cela, nous présentons à la figure V-11 les courbes de la variation relative de vitesse en fonction de la vitesse initiale, pour différentes valeurs de l'accélération et pour des fréquences sources de 10GHz et 24GHz. A partir de la figure V-11, nous pouvons conclure que pour des vitesses supérieures à 3m/s et quelle que soit la valeur correspondant à la gamme d'accélération ferroviaire et la source d'émission choisie, lors du passage du mobile sur un réflecteur double nous pouvons considérer que la vitesse ne varie pratiquement pas, nous retrouvons donc la formule déjà donnée dans le paragraphe précédent et l'étude du mouvement uniforme reste valable pour des vitesses du mobile supérieures à celle indiquée ci-dessus.

IV- CONCLUSION:

L'étude présentée dans ce chapitre montre que nous pouvons traiter le signal dans la plupart des cas, il apparaît en effet que pour des vitesses supérieures à 3m/s, notre hypothèse concernant la variation du nombre de pics de moins de 20% des pics désirés est toujours respectée. Dans ce cas, le traitement présenté dans le chapitre précédent est suffisant.

Par contre, l'étude a montré que lors d'un pompage d'amplitude relativement importante et de fréquence inférieure à 2Hz, à des vitesses inférieures à 3m/s notre hypothèse concernant la variation du nombre de pics de moins de 20% des pics désirés n'est plus respectée, dans ce cas, nous ne pouvons plus utiliser le nombre de pics pour différencier entre un réflecteur simple et un réflecteur double. Dans ce dernier cas, le traitement de ce mode est basé sur la remarque suivante: pendant une phase montante du pompage la période du signal est plus grande que la période normale, le signal est dilaté et le nombre de périodes diminue. Pendant une phase descendante du pompage, il se produit l'effet inverse, le signal est compressé et le nombre de périodes augmente. Le nombre de périodes varie dans les deux cas mais **la durée totale du passage du mobile sur un réflecteur quelconque ne varie presque pas**. Le rapport du nombre de périodes entre les réflecteurs n'est plus conservé **mais le rapport des durées de passages sur les réflecteur est conservé**.

La figure V-7 présente une simulation du signal à un vitesse de 1m/s et à un pompage de fréquence de 1Hz et d'amplitude de 5cm, le nombre de pics produit par les réflecteurs simples varie d'un rapport de 1 à 2,5 et la valeur des périodes varie du simple au triple, mais la durée totale du passage sur un réflecteur qui est égale au produit du nombre de périodes par la période moyenne est à peu près constante.

Ceci est bien sûr valable tant que la variation de vitesse est peu importante.

Une simulation du signal avec les mêmes paramètres de pompage à la même vitesse et avec une accélération de 2m/s, montre que nous ne pouvons plus distinguer entre un réflecteur simple et un réflecteur double.

1.2. Sources d'émissions électromagnétiques Intérieures

...eurs, contacteurs, convertisseurs statiques ;
...uplage entre circuits.

2. Environnement électromagnétique Intérieur :

2.1 Origine des perturbations

Les émissions électromagnétiques Intérieures sont essentiellement perturbatrices. Deux types de perturbations électromagnétiques sont présentes selon le mode de propagation :

Les perturbations dites de conduction se propageant par courant dans les lignes du réseau et se présentant sous forme de mode commun et/ou différentiel ;

Les perturbations dites de rayonnement se propageant par ondes électromagnétiques dans l'espace.

2.2 Niveaux de perturbations électromagnétiques

Les perturbations électromagnétiques concernent la bande de fréquence 10 kHz - 1 GHz. Les valeurs limites exprimées en mode quasi-crête CISPR (Comité international spécial des perturbations radioélectriques) ont été relevées sur des véhicules ferroviaires récents (voir annexe A). Elles peuvent atteindre les niveaux indiqués au tableau 3.

Les mesures sont effectuées à l'intérieur du véhicule.

Tableau 3

Perturbation	Niveau de perturbation possible
Interférence magnétique > 30 MHz	large bande 40 dB $\mu\text{A}/\text{m}/\text{kHz}$
Interférence électrique < 30 MHz	large bande 60 dB $\mu\text{V}/\text{m}/\text{kHz}$
Conduction de mode commun < 2 MHz	large bande 60dB $\mu\text{A}/\text{kHz}$
Conduction entre zéro volt de deux voitures < 2 MHz	large bande 70 dB $\mu\text{V}/\text{kHz}$

Environnement électromagnétique extérieur

Les niveaux des champs électromagnétiques extérieurs sont réglementés par des documents édités par des organismes de télécommunications (Télédiffusion de France par exemple) et de signalisation.

ALIMENTATION PNEUMATIQUE

La pression d'alimentation pneumatique, à partir de la conduite principale, pour laquelle les appareils sont appelés fonctionner est comprise, toutes causes confondues, entre 5 et 9,7 bar.

Les conditions sont prises pour que l'air distribué, ne comporte pas des particules solides de diamètre supérieur à 50 μm , soit séché et déshuilé. Les applications particulières pour lesquelles ces conditions ne peuvent être remplies doivent être spécifiées par le constructeur.

CONDITIONS MÉCANIQUES

Vibrations mécaniques

Les châssis suspendus du matériel roulant (caisses et, en général, châssis de bogies) sont le siège de vibrations de caractère aléatoire dans une bande de fréquence étendue.

En général, la densité spectrale de puissance de ces vibrations comporte une part « continue », de type blanc, et des raies correspondant à des concentrations d'énergie dans une bande relativement étroite qui peut être attribuée à :

... les propres de suspension (notamment dans la bande 0,5 Hz - 3 Hz) ;

... les propres de déformation élastique de la caisse ou des supports ;

... les vibrations provenant d'autres organes montés à proximité (moteurs, compresseurs, selfs de liaison).

Le spectre de ces sollicitations est représentée sur la figure 2. Elle a été établie à partir de mesures sur véhicules.

g^2/Hz

$F = \frac{m \cdot \dot{c}}{m \cdot g}$
mgs.

T.F.

$P = \dot{c} \cdot F$

T.F. (Auto correlation)
L

amplitude max de course ± 50 mm.

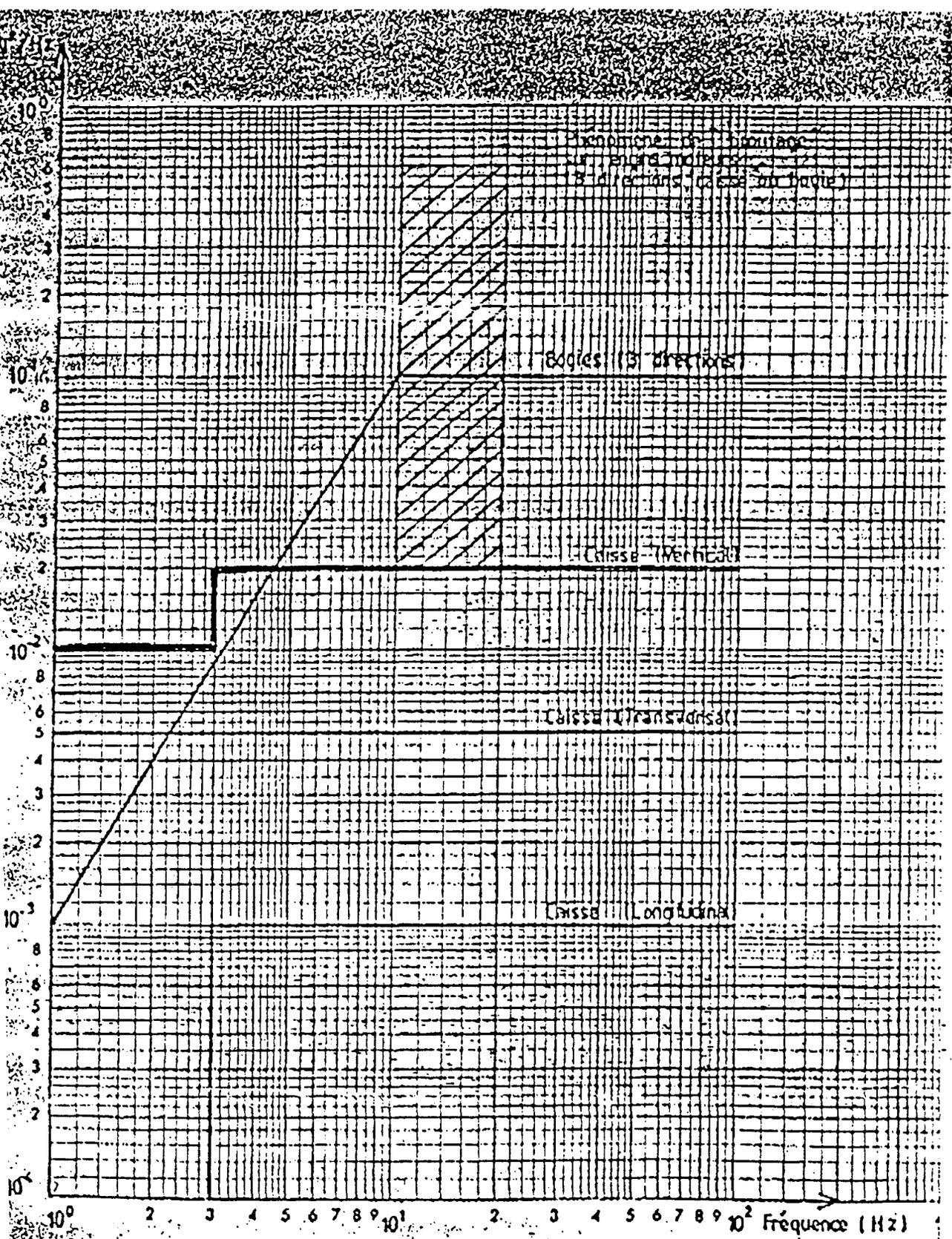


Figure 2

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

Nous avons présenté dans ce mémoire un système de localisation de véhicules guidés.

Ce système utilise le même dispositif électronique qu'un cinémomètre à effet DOPPLER.

Ce dispositif utilise la réflexion sur des plans métalliques entièrement passifs. Ceux-ci sont de très bon marché, faciles à usiner et résistent aux tentatives de vol ou de vandalisme.

Grâce à l'inclinaison des réflecteurs et du faisceau de l'antenne, le signal obtenu en présence d'une balise est pratiquement toujours plus important qu'en l'absence de celle-ci, et de ce fait celui-ci risque peu d'être parasitable.

Nous avons montré comment à partir d'une succession judicieuse de réflecteurs inclinés séparés d'un espace déterminé, nous pouvions générer des signatures différentes codées.

Ces différentes signatures peuvent éventuellement être exploitées pour donner le sens de marche du mobile.

L'étude de l'influence des conditions climatiques montre que le signal détecté reste significatif dans la majorité des cas et que durant l'exploitation, le système est pratiquement insensible aux intempéries.

L'étude cinématique permet au traitement du signal de fixer les fenêtres dans lesquelles doivent se trouver les prochaines périodes en cas d'accélération ou de ralentissement, la même étude permet de déterminer la fenêtre dans laquelle doit se trouver un espace codé quelconque en fonction de l'accélération ou du ralentissement du mobile.

Pour faciliter le traitement du signal, les différentes caractéristiques de la signature d'une balise nous encouragent à utiliser la reconnaissance de forme: nous ne nous intéressons plus au signal en tant que tel mais à sa forme.

L'étude expérimentale menée à différentes fréquences et inclinaisons montre la faisabilité et la robustesse du système; le risque d'erreur d'interprétation d'une signature est quasiment nul.

Lors du passage du mobile sur la balise, si la variation de la durée des périodes est monotone et si le nombre de celles-ci est égal au nombre fixé, l'effet du pompage éventuel est négligeable: nous pourrions reconnaître la signature de la balise sans ambiguïté et aussi déduire les vitesses même les plus faibles avec une très bonne précision.

Si la variation de la durée des périodes est monotone et que par contre le nombre de périodes change tout en respectant l'hypothèse selon laquelle la variation du nombre de pics doit rester à moins de 20% du nombre fixé, nous pourrions aussi reconnaître la balise facilement.

Le seul cas où nous sommes incapables de reconnaître la signature de la balise correspond à celui d'une variation très importante de la durée des périodes et du nombre de celles-ci. Dans ce cas, nous ne pouvons distinguer entre l'effet de la variation de vitesse qui peut faire varier la durée des périodes du signal et l'effet du pompage qui peut faire aussi varier la durée des périodes ainsi que le nombre de celles-ci, toutefois, ce cas ne peut se produire qu'à des vitesses inférieures à 3m/s.

Donc le seul cas où nous ne pourrions pas reconnaître la signature de la balise correspond à la fois à une vitesse inférieure à 3m/s, à une forte variation de la vitesse et à un effet de pompage important. La probabilité d'avoir cette configuration est très faible.

ANNEXE

Etude générale du système

I-GENERALITES

a) Définitions :

Gain d'une antenne : le gain d'une antenne est le rapport entre l'énergie émise dans la direction considérée et celle qui serait émise dans cette direction par une antenne isotrope. Dans le cas d'une antenne de surface S_0 , le gain est donné par la formule

$$g = \frac{4 \pi}{\lambda^2} S_0$$

Surface équivalente : La surface équivalente σ est par définition le rapport de l'énergie réémise vers l'antenne à la densité reçue par unité de surface de la cible.

Dans notre application, la cible est un plan réflecteur, ce plan réflecteur est normal à la direction de propagation de l'onde, il reçoit une densité de puissance p_i , soit une puissance totale $P_i = p_i S$

Ce réflecteur réémet avec un gain

$$g = \frac{4 \pi}{\lambda^2} S$$

Soit P_r la puissance réfléchi

$$P_r = P_i S g = p_i \frac{4 \pi}{\lambda^2} S^2$$

La surface équivalente est

$$\sigma = \frac{P_r}{P_i} = \frac{4 \pi}{\lambda^2} S^2$$

b) Puissance reçue par l'antenne :

Calculons dans le cas précis de notre application, la puissance de l'onde retournant à l'antenne après avoir été réfléchi par le plan réflecteur de surface S normale à la direction de propagation de l'onde incidente et placée à une distance D de l'antenne.

La distance étant relativement petite pour pouvoir prendre en compte l'atténuation de l'atmosphère.

La densité de puissance reçue à une distance D est

$$\frac{P_e}{4 \pi D^2} \quad \text{ou } P_e \text{ est la puissance émise}$$

compte tenue du gain de l'antenne de surface S_0 , la densité de puissance est

$$\frac{P_e}{4 \pi D^2} g_0 \quad \text{avec} \quad g_0 = \frac{4 \pi}{\lambda^2} S_0$$

La puissance reçue par la cible de surface S est

$$P_r = \frac{P_e S}{4 \pi D^2} g_0$$

La densité de puissance réémise vers l'antenne est

$$\frac{P_r g}{4 \pi D^2} = \frac{P_e g_0 S}{(4 \pi D^2)^2}$$

Finalement, la puissance reçue par l'antenne est

$$P_{\text{reçue}} = \frac{S S_0}{(D^2 \lambda^2)^2} P_e \quad \text{équation du radar.}$$

La puissance reçue par l'antenne est donc proportionnelle au

- carré de la surface du plan réflecteur disposé perpendiculairement à la direction de propagation de l'onde incidente.
- elle est inversement proportionnelle à la puissance 4 de la distance.

Dans l'équation du radar n'apparaissent pas directement les caractéristiques électriques du plan réflecteur, d'autres part, la surface équivalente n'est pas très liée à la surface réelle de l'objet réflecteur, elle n'est liée que d'une façon plus au moins lâche et, elle est fonction de l'angle que fait cette surface avec la direction de propagation de l'onde incidente.

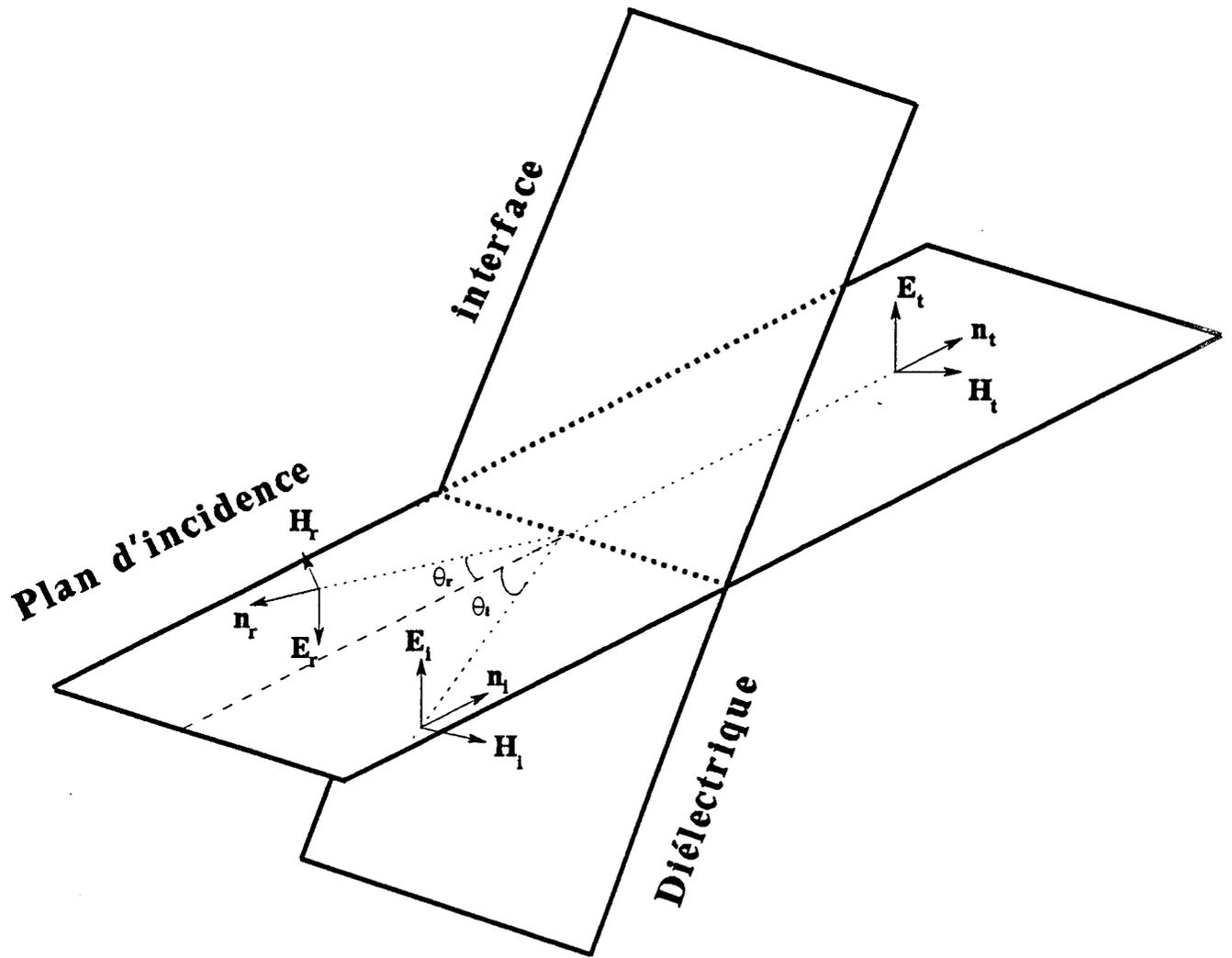


figure 1

II) Description des composants du système :

a) plan réflecteur :

Les propriétés électromagnétiques des matériaux montrent que les bons conducteurs réfléchissent très bien les ondes électromagnétiques; les bons conducteurs sont défini comme ceux où la densité de courant de conduction σE vaut au moins 50 fois la densité de déplacement $\delta D/\delta t$.

Les lois de la réflexion, la loi de *DESCARTE* et les équations de *FRENEL* sont encore valables à condition de considérer l'indice de réfraction dans le milieu (2) comme un nombre complexe.

La loi de la réflexion montre que l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence:

$$\theta_i = \theta_r$$

Les trois vecteurs n_i , n_r et n_t qui représentent respectivement les axes de l'onde incidente, l'onde réfléchi et l'onde transmise, sont coplanaires.

Le plan défini par ces trois vecteurs est normal à l'interface et est appelé le plan d'incidence (voir figure 1).

La loi de *DESCARTE* s'écrit :

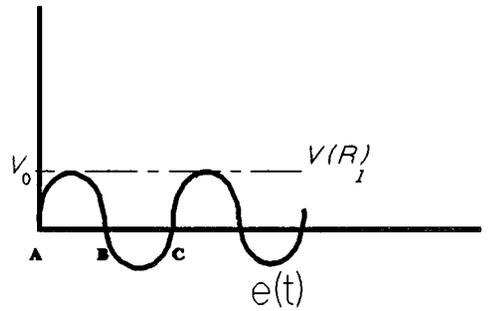
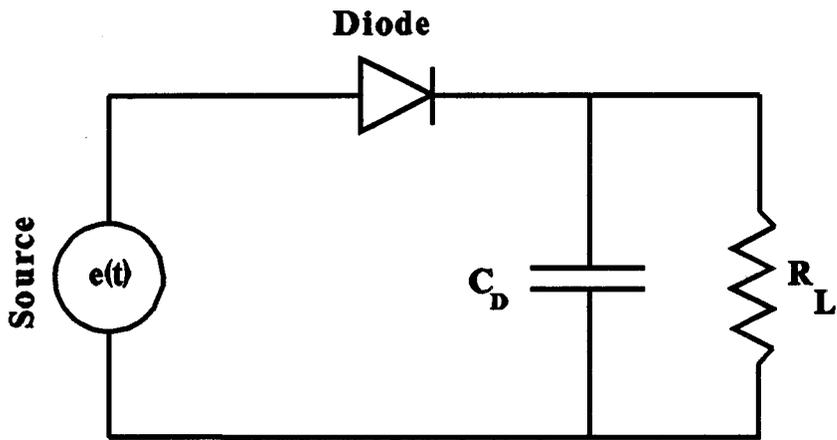
$$\sin(\theta_t) = \frac{n_1}{n_2} \sin(\theta_i)$$

Pour les bons conducteurs $n_2 \ll n_1$, ce qui implique, avec une bonne approximation

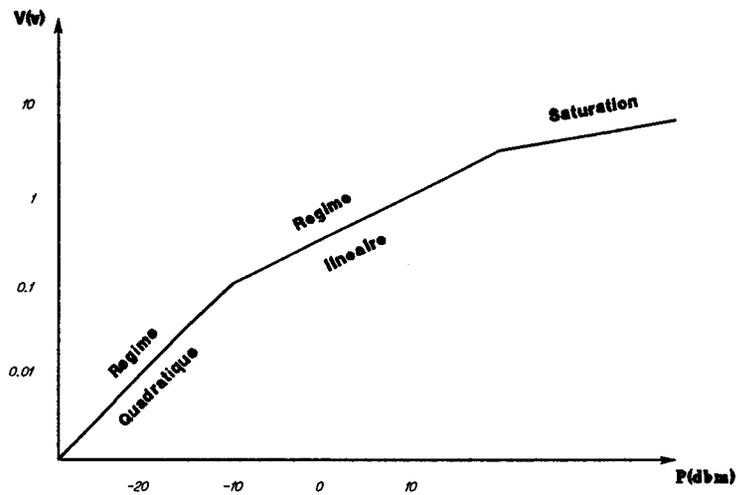
$$\theta_t = 0$$

L'onde pénètre donc dans le conducteur pratiquement perpendiculairement à la surface quel que soit l'angle d'incidence.

Pour une onde polarisée avec son vecteur E normal au plan d'incidence, les équations de *FRENEL* relient les amplitudes et les phases des ondes réfléchies et transmises à celle de l'onde incidente, les équations de *FRENEL* s'écrivent :



Detection



Caractéristique typique d'un détecteur $V_{out} = f(p_{in})$

figure 2



$$\frac{E_r}{E_{iN}} = \frac{n_1 \eta_{r2} \cos(\theta_i) - \left(\frac{\lambda_0}{\delta}\right) (1-j)}{n_1 \eta_{r2} \cos(\theta_i) + \left(\frac{\lambda_0}{\delta}\right) (1-j)}$$

Pour les bons conducteurs on a:

$$\left(\frac{E_r}{E_i}\right)_N \approx -1$$

et l'équation reliant l'onde transmise à l'onde incidente est

$$\frac{E_t}{E_{iN}} = \frac{2 n_1 \eta_{r2} \cos(\theta_i)}{n_1 \eta_{r2} \cos(\theta_i) + \left(\frac{\lambda_0}{\delta}\right) (1-j)} \ll 1$$

Le fait que le premier rapport soit négatif montre que le vecteur E_r de l'onde réfléchi a une direction opposée au vecteur E_i de l'onde incidente.

Le deuxième rapport est nécessairement très petit puisque

$$E_t = E_i - E_r \quad \text{et que} \quad E_i = E_r$$

On note donc qu'il y a une très faible perte d'intensité à la réflexion dans les bons conducteurs.

Pour une onde polarisée avec son vecteur E parallèle au plan d'incidence on retrouve les mêmes relations.

b) Détecteur :

Sur la voie (3) du circulateur (voir figure 2), on recueille le signal hyperfréquence réfléchi, il faut donc effectuer le mélange avec le signal issue de la source d'émission, en général on utilise les fuites liées au couplage indirect des deux signaux, environ - 20 Db du signal d'émission est transmis directement de la voie (1) vers la voie (3). Le signal résultant disponible sur la voie (3) doit être traité afin d'en extraire l'information basse fréquence. Détecter un signal hyperfréquence consiste à obtenir à l'aide d'un dispositif approprié, une tension continue dont l'amplitude est fonction du signal d'entrée.

Le circuit schématisé sur la figure 2 est susceptible de remplir ce rôle.

Tous les détecteurs que nous utiliserons par la suite sont des détecteurs à diode *SHOTKY*.

on distingue sur ce circuit trois éléments en série dont un générateur de tension qui peut en pratique représenter, par exemple, le signal délivré par une antenne. Ce générateur est relié à une diode *SHOTTKY*; le circuit se referme sur un condensateur de valeur C. La figure représente les évolutions des tensions en fonction du temps et en régime permanent.

Pour expliquer la forme de la tension qui garde une valeur approximativement constante égale à V_0 , il suffit de remarquer que lorsque $e(t)$ décrit le cycle AB, la diode est polarisée en direct, le condensateur se charge à la tension e_0 , par contre, au cours du cycle BC la diode est polarisée en inverse, le condensateur ne peut pas se décharger et reste donc chargé à une tension proche de e_0 . on peut donc conclure que la tension aux bornes du condensateur reste donc sensiblement constante.

La diode *SHOTTKY* à plusieurs régimes de fonctionnement, le régime habituellement utilisé est le régime quadratique, la tension continue aux bornes du condensateur est dans ce cas proportionnelle au carré de l'amplitude du signal hyperfréquence. Le détecteur est donc assimilé à un opérateur non linéaire qui convertit le signal hyperfréquence V_{mel} en un signal V_{det} porteur de l'information basse fréquence. A partir de sa caractéristique $V_{det}(mv) = f(P_{in} dbm)$, on en déduit par interpolation polynomiale les coefficients de l'équation suivante

$$\frac{a V_{mel}^2}{1 + b V_{mel} + c V_{mel}^2}$$

Le numérateur décrit le régime quadratique: il est établi pour des faibles niveaux du signal hyperfréquence < -20 Dbm. On caractérise ce mode de fonctionnement par deux caractéristique intrinsèques du détecteur:

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

La sensibilité (S): Elle traduit la puissance nécessaire pour obtenir en régime quadratique, une tension de 1mv.

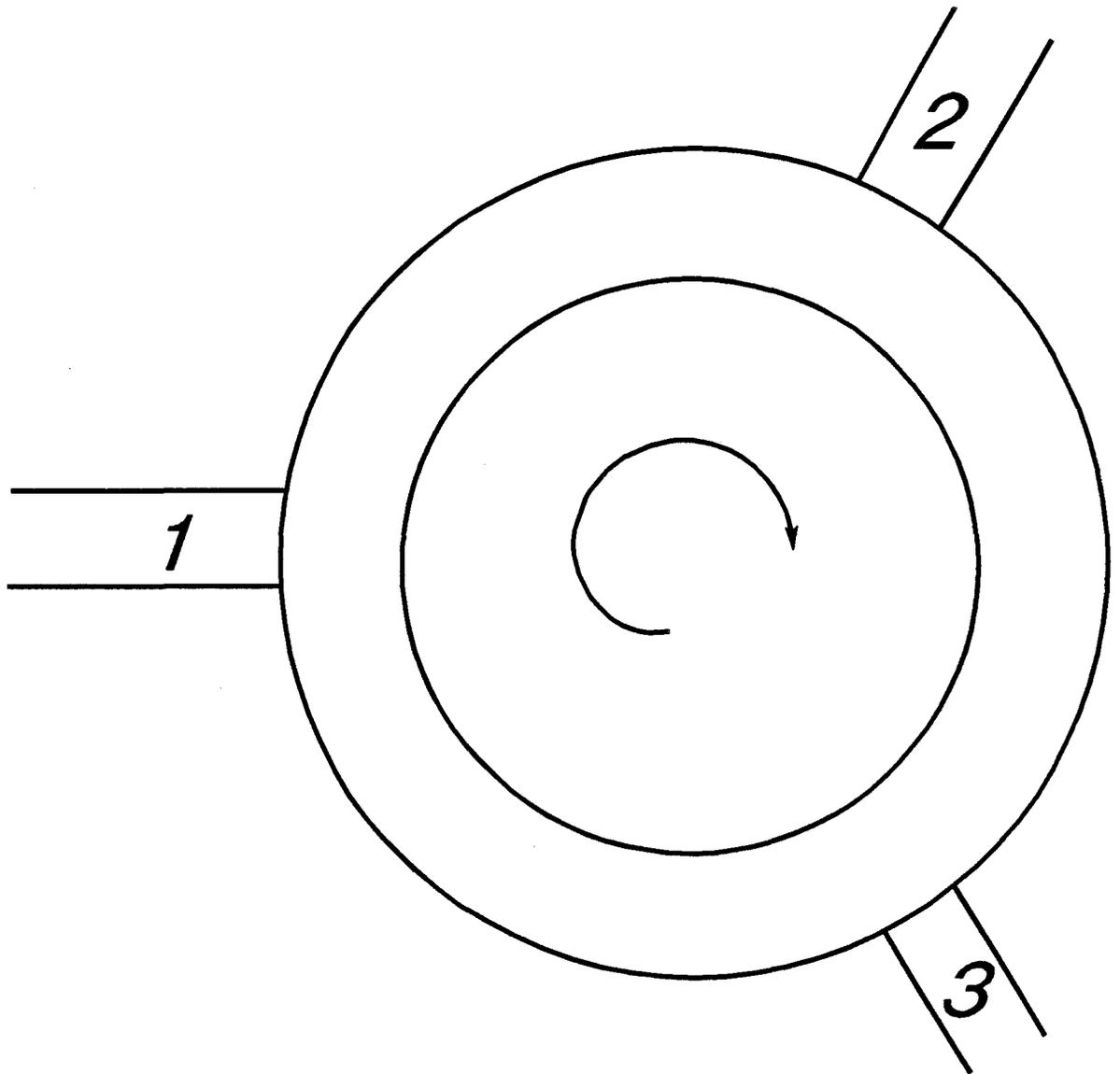


figure 3

(P)

BU
MRE

c) Distributeur de puissance :

1) **Le circulateur** : C'est un dispositif sans pertes et non réciproque (voir figure 3), les trois bras étant adaptés à la jonction, l'énergie incidente dans le bras (1) sort entièrement par le bras (2), l'énergie incidente dans le bras (2) sort entièrement par le bras (3), l'énergie incidente dans le bras (3) sort entièrement par le bras (1).

un circulateur idéal présente une matrice de transmission

$$(S) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & e^{jx} \\ e^{jx} & 0 & 0 \\ 0 & e^{jx} & 0 \end{pmatrix}$$

2) Rappel sur le modèle des lignes microrubans: Une ligne microruban est constitué par une bande métallique, déposée sur l'une des faces d'un substrat diélectrique de faible épaisseur, l'autre face, entièrement métallisée, constitue le plan de masse.

La gravure d'une ligne microruban s'effectue par la méthode classique de photolithogravure.

La théorie des lignes montre qu'entre deux conducteurs infinis, dans un milieu diélectrique homogène et isotrope, le champ se propage en mode T.E.M, en toute rigueur, dans une structure microruban, des modes de propagation d'ordre supérieur apparaissent, cependant dans la plus part des applications, ces modes n'ont que peu d'importance, on dit alors que le mode propagé est quasi T.E.M.

équations de propagation : Tant que la longueur d'onde du signal est telle que le rapport de la hauteur du substrat sur la longueur d'onde est très inférieur à 1, les équations de propagations restent valables à condition d'introduire la notion de permittivité effective.

si $\frac{W}{h} < 1$ où W est la largeur de la bande et h l'épaisseur du substrat.

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5}$$

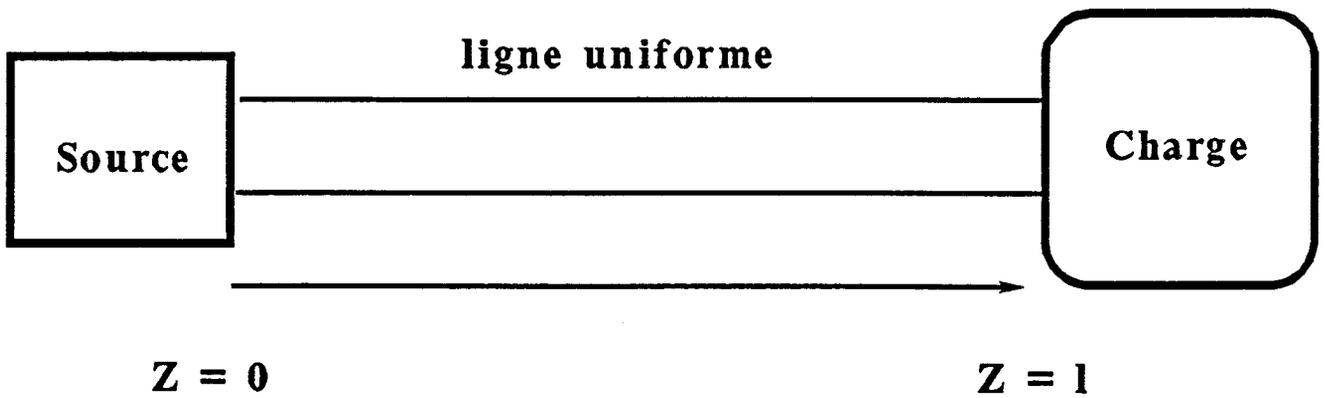
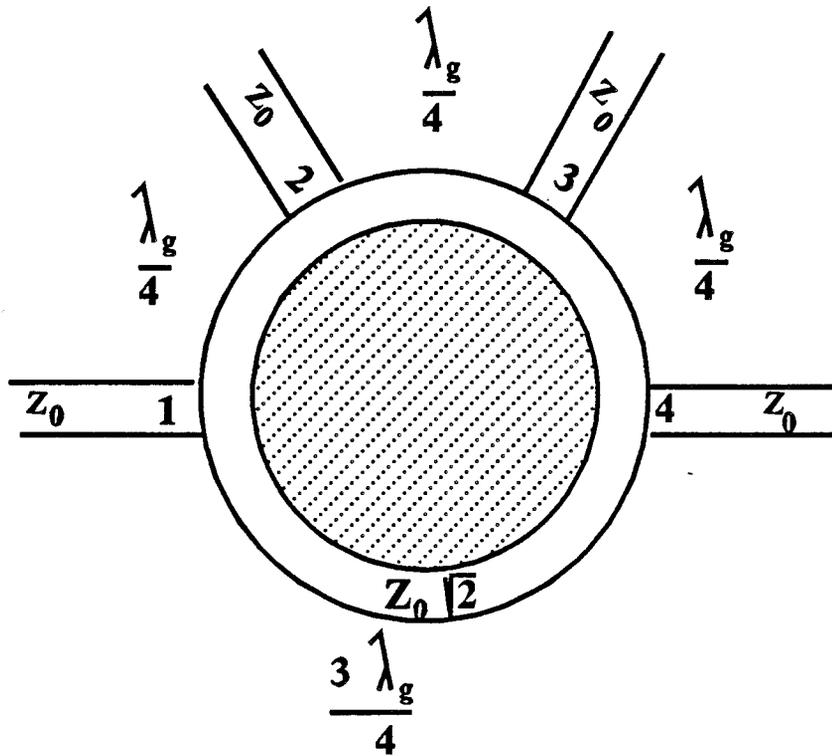


figure 4



si $\frac{W}{h} > 1$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2$$

Les lignes microrubans sont caractérisées par leur impédance caractéristique Z_c dépendant de la largeur de la ligne W et des caractéristiques du substrat, de la permittivité relative et de la hauteur du substrat

si $\frac{W}{h} > 1$ Z_c est donnée par la formule

$$Z_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{120 \pi}{\frac{h}{W} + 2,42 - 0,44 \frac{W}{h} + \left(1 - \frac{W}{h}\right)^6}$$

Cependant il faut noter que la permittivité relative du substrat varie en fonction de la fréquence.

3) Anneau hybride : L'anneau hybride est constitué de trois tronçons $\frac{\lambda_g}{4}$ et un tronçon $\frac{3\lambda_g}{4}$ disposés comme l'indique la figure (4), λ_g est la longueur d'onde dans le substrat; les propriétés sont liées aux chemins parcourus par les ondes. Une onde pénétrant par le bras (1) donne en (2) deux ondes ayant parcouru des chemins de $\frac{\lambda_g}{4}$ (pour l'onde dont le sens est le sens d'une aiguille d'une montre) et $\frac{5\lambda_g}{4}$ (pour l'onde dont le sens est le sens contraire au sens de l'aiguille d'une montre). Ceux deux ondes sont en phase et s'additionnent. De même dans le bras (4) Une onde pénétrant par le bras (1) donne en (4) deux ondes ayant parcouru des chemins de $3\frac{\lambda_g}{4}$ (pour l'onde dont le sens, est le sens d'une aiguille d'une montre) et $3\frac{\lambda_g}{4}$ (pour l'onde dont le sens est le sens contraire au sens de l'aiguille d'une montre). Ceux deux ondes sont en phase et s'additionnent.

Par contre au bras (3), le chemin pour l'onde dont le sens est le sens de l'aiguille d'une montre est de $\frac{\lambda_g}{4}$, et le chemin pour l'onde dont le sens est le sens contraire au sens de l'aiguille d'une montre est λ ; elles s'annulent.

On peut faire le même raisonnement élémentaire à partir de chaque porte.

L'impédance caractéristique de la ligne constituant l'anneau est $Z_0\sqrt{2}$, car pour une ligne de transmission sans pertes; la relation qui donne l'impédance d'entrée à la voie (1) est

$$Z_{in} = \frac{Z_1 + j Z_0 \operatorname{Tg}(\beta l)}{Z_0 + j Z_1 \operatorname{Tg}(\beta l)}$$

$$\text{avec } b = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad \text{et } \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

ϵ_r : permittivité relative.

on posant $l = n \frac{\lambda_g}{4}$; on obtient

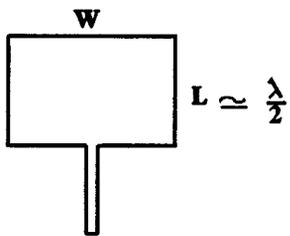
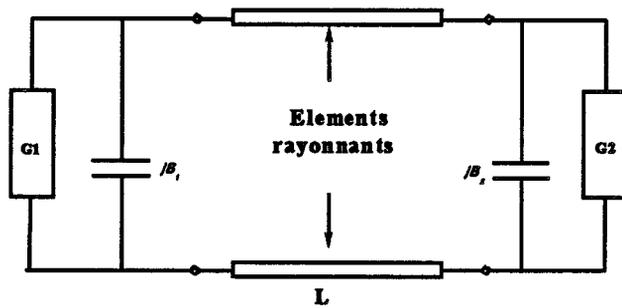
$$Z_{in} = \frac{Z_{ot}^2}{Z_1}$$

L'action de transformateur quart d'onde de ce coupleur est intéressante, seuls les accès (2) et (4) présentent cet effet puisque l'accès (3) et l'accès d'alimentation sont séparés d'une moitié de longueur d'onde. Aussi la charge effective nette sur les accès (2) et (4) d'alimentation des lignes de l'anneau interne se ramène à deux charges Z_0 en série; on remplaçant dans la formule

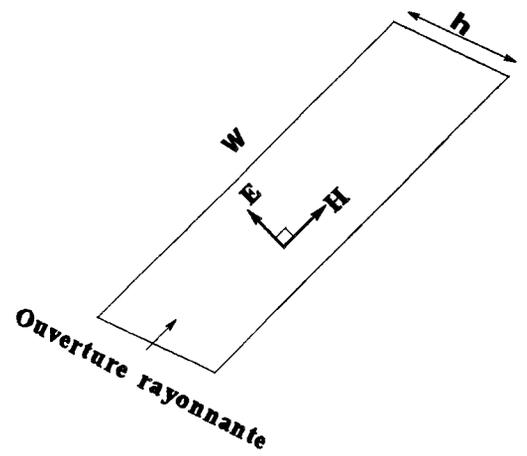
$$\text{par } l = (2n+1) \frac{\lambda_g}{4}$$

on a alors

$$Z_c'^2 = 2Z_0^2 \quad \text{ou} \quad Z_c' = \sqrt{2} Z_0$$



Element rectangulaire rayonnant



Antenne rectangulaire imprimee

figure 5

c) Antennes:

1) Antenne imprimée: Nous avons choisi le modèle des antennes imprimées de forme géométrique simple, en l'occurrence il s'agit d'une structure rectangulaire, attachée sur le milieu d'une arête par une ligne microruban, pour modéliser ces antennes nous avons utilisé le modèle des lignes de transmission (voir figure 5).

L'antenne est représentée par deux ouvertures rayonnantes, séparées d'une ligne de transmission et parcourue par des courants magnétiques de surfaces M_s . La détermination des courants M_s permet de calculer la conductance de rayonnement G_r d'une antenne.

Le rayonnement d'un élément doit être considéré comme une ligne résonnante, le champ électromagnétique varie le long de la longueur l qui est généralement égale à une demi-longueur d'onde et se termine par un circuit ouvert, le champ électromagnétique à une distance r dans l'espace est donné par la résultante du champ rayonné par les deux ouvertures rayonnantes.

2) Conception d'antenne imprimée rectangulaire :

pour réaliser une antenne imprimée rectangulaire, il faut développer un programme qui permet de faire les calculs, car malgré les simplifications faites pour aboutir à des formules simplifiées, les équations de conception nécessitent le développement d'un petit programme de calcul, nous donnons uniquement les équations de la largeur et de la longueur de l'antenne imprimée rectangulaire.

a) largeur de l'élément : Pour un substrat diélectrique d'épaisseur h , de permittivité relative ϵ_r , opérationnel à la fréquence f_r , la largeur de l'élément est donnée par

$$W = \frac{c}{2f_r} \frac{\epsilon_r + 1}{2}^{-\frac{1}{2}}$$

Une largeur inférieure à W réduit sensiblement le coefficient de radiation de l'antenne alors qu'une largeur supérieure à W crée des modes de propagation d'ordres supérieurs .

b) longueur de l'élément : la longueur de l'élément est le paramètre le plus sensible car il fixe la fréquence de résonance, une des caractéristiques de ce

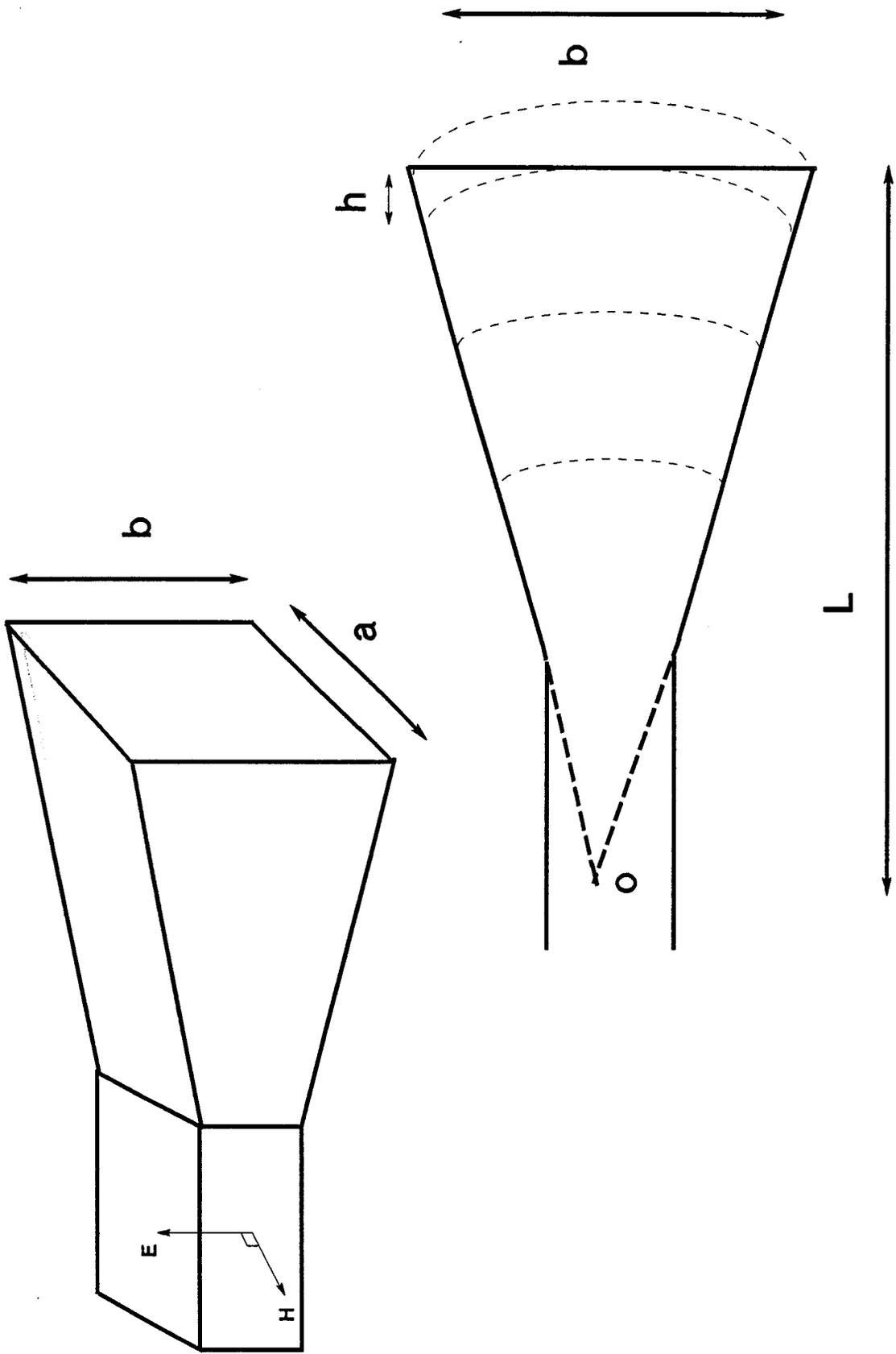


figure 6

type d'élément est que ces antennes ont une largeur de bande très étroite. La largeur de résonance de l'élément est donnée par

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} - 2 \Delta l$$

ou ϵ_e est la permittivité effective donnée par

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}$$

et

$$\frac{\Delta l}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_e + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_e - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)}$$

3) Cornet : Dans un premier temps et pour montrer la faisabilité d'un tel système, nous avons réalisé un cornet pyramidal (voir figure 6).

Si nous voulons permettre à l'énergie parcourant un guide d'être rayonnée dans l'espace, nous pouvons faire rayonner directement l'extrémité du guide, un guide rectangulaire TE_{10} produit une onde d'amplitude constante dans le plan E avec une répartition sinusoïdale dans le plan H. En négligeant la réflexion des ondes à l'extrémité d'un tel guide et loin de la fréquence de coupure, le facteur de gain $k = \frac{8}{\pi^2}$

Le gain est donné par la formule

$$G = \frac{4 \pi S}{\lambda^2}$$

avec $S = k a b$

La surface équivalente $S = \frac{8}{\pi^2} a b$

avec a et b les dimensions du guide.

Pour augmenter le gain, il suffit donc d'augmenter la surface équivalente S . Si l'évasement se fait dans les deux plans E et H , nous aurons un cornet pyramidal.

D'après le principe d'HUYGENS, la connaissance de la répartition en amplitude et en phase du champs sur l'ouverture, suffit pour déterminer le champs à grande distance.

Par ailleurs l'étude des ouvertures a montré que le gain maximal s'obtenait pour une illumination équiphase, nous pouvons, en première approximation, considérer qu'une onde sphérique de centre de phase o , progresse à l'intérieur du cornet. Il en résulte que l'ouverture rectangulaire du cornet n'est pas équiphase. La différence de parcours maximale pouvant exister entre le centre et les bords est alors représentée par

$$h = \frac{1}{\cos \frac{\phi}{2}} - 1$$

Pour obtenir une surface sensiblement équiphase de dimension donnée, h doit être le plus faible possible, il faut alors choisir des cornets de grandes longueurs L et l'on calcule ϕ pour avoir h inférieur à $\frac{\lambda}{8}$, on se trouve alors dans le cas du rayonnement équiphase à répartition sinusoïdal d'amplitude.

Dans le plan E on a

$$E_e(\theta) = k E_0 \frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin(\theta)\right)}{\frac{\pi b}{\lambda} \sin(\theta)}$$

dans le plan H on a

$$E_h(\theta) = k E_0 \frac{\pi}{2} a \frac{\cos \frac{\pi a \sin(\theta)}{\lambda}}{\frac{\pi^2}{4} - \frac{\pi a \sin(\theta)}{\lambda}}^2$$

On peut prévoir les largeurs à 3 Db des lobes principaux.

Dans le plan E, à -3 Db $2\theta = 57 \frac{\lambda}{b}$

Dans le plan H, à -3 Db $2\theta = 68 \frac{\lambda}{a}$

Pratiquement, les mesures expérimentales conduisent à des largeurs différentes:

Dans le plan E, à -3 Db $2\theta = 56 \frac{\lambda}{b}$

Dans le plan H, à -3 Db $2\theta = 68,8 \frac{\lambda}{a}$

Le gain maximum est

$$g = \frac{4\pi S}{\lambda^2} = \frac{4k}{\lambda^2} \frac{8ab}{\pi^2}$$

Soit grossièrement

$$g = \frac{10ab}{\lambda^2}$$

A partir de cette théorie; nous avons réalisé un cornet, le guide du cornet est percé afin de permettre son excitation par un câble coaxial, pour avoir une bonne adaptation de la transition du câble coaxial au guide rectangulaire, la sonde est à une profondeur de $e = 0,4b$. L'extrémité gauche du guide rectangulaire doit présenter une impédance infinie afin que toute l'énergie soit rayonnée par le cornet, l'excitation a lieu à un point tel qu'il apparait à l'onde incidente sur l'extrémité gauche dans le guide rectangulaire une impédance infinie, ce lieu est alors à une distance $\frac{\lambda_g}{4}$; et toujours afin de permettre une bonne transition entre le guide et le cornet, il faut que la distance entre le point d'excitation et l'entrée du cornet soit de $\frac{\lambda_g}{2}$.

