

50376
1992
206

61595

50376
1992
206

n° d'ordre : 976

1170

présentée à

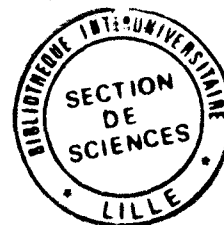
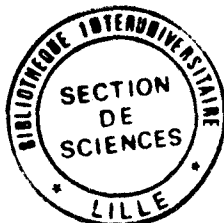
L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR EN ELECTRONIQUE

par

Patrick LECOCQ



CONTRIBUTION A L'ETUDE DU FONCTIONNEMENT
DE BALISES DE LOCALISATION
DE VEHICULES FERROVIAIRES
DANS DES CONDITIONS CLIMATIQUES DEFAVORABLES

soutenue le 21 septembre 1992 devant la commission d'examen

Membres du jury : MM	R. GABILLARD	Président et Directeur de thèse
	J. FONTAINE	Rapporteur
	Y. DAVID	Rapporteur
	P. DEGAUQUE	Examineur
	B. DEMOULIN	Examineur
	C. SEMET	Invité
	A. GAZET	Invité
	R. LARDENNOIS	Invité

1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that this is crucial for ensuring the integrity of the financial statements and for providing a clear audit trail.

2. The second part of the document outlines the specific procedures that should be followed when recording transactions. It details the steps from identifying the transaction to posting it to the appropriate ledger account.

A Nathalie

A mes Parents

A mes Amis

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au laboratoire de Radiopropagation et Electronique de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, dirigé par le professeur R. GABILLARD.

Qu'il me soit permis d'exprimer ma profonde gratitude à Monsieur le Professeur R. GABILLARD de m'avoir accueilli dans son laboratoire et d'avoir assuré la direction de ce travail de thèse. Je le remercie de l'honneur qu'il me fait en présidant mon jury.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur J. FONTAINE de l'Université de Clermont II et à Monsieur Y. DAVID, directeur du CRESTA, pour avoir accepté la tâche de rapporteur.

Qu'il me soit permis d'adresser mes remerciements à Monsieur le Professeur P. DEGAUQUE et à Monsieur B. DEMOULIN, Maître de conférences, docteur d'état, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je tiens à exprimer à Monsieur C. SEMET, ingénieur de recherche au laboratoire, ma sincère reconnaissance pour l'aide et les conseils qu'il m'a prodigués et qui ont été déterminants pour mener à bien ce travail. Je le remercie de participer à mon jury.

Je remercie Monsieur GAZET, chef de division du département ASTREE à la SNCF, et Monsieur R. LARDENNOIS, responsable du service " produits nouveaux " de Matra-Transport, d'avoir accepté de participer à mon jury.

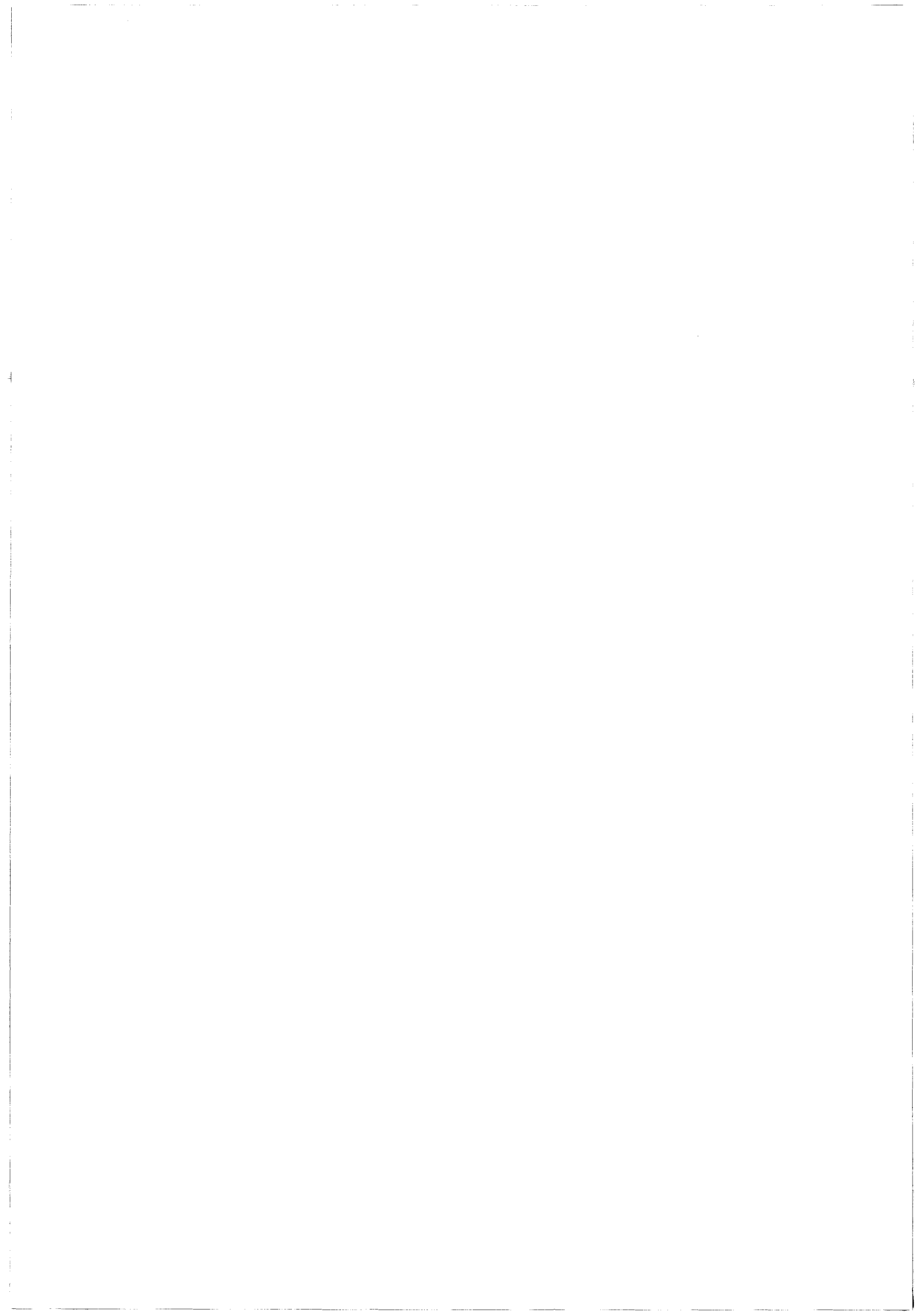
Je tiens à remercier A. WOESTELAND, P. MEGANCK, M. HAMZAOUI, Y. N'GUYEN pour leur aide constante et efficace tout au long de ce travail.

Je remercie Messieurs J. BAUDET et D. DEGARDIN pour m'avoir fait profiter de leur expérience au cours de cette étude.

Mes remerciements vont à Madame M. DEMOULIN pour sa collaboration et son aide dans le domaine informatique.

Je remercie également Messieurs DEBONDUE et GODBERT des Ateliers Régionaux de la SNCF à Hellemmes et Monsieur SARAZIN de la SNCF pour leur aide pendant les essais.

Je tiens à remercier Mesdemoiselles N. LEVENT et S. SADEK pour l'aide efficace qu'elles m'ont apportée pour la dactylographie de ce mémoire.



Je terminerai en remerciant Messieurs J.P. DEHORTER et J. LEMAIRE qui ont assuré la reproduction de ce manuscrit.

Enfin, que tous les membres du laboratoire que j'ai côtoyés durant ces années, et grâce auxquels ce travail a pu s'effectuer dans une ambiance agréable trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et de ma sympathie.

SOMMAIRE

Introduction générale (p. 1)

Chapitre 1 : Présentation et principe généraux de la balise d'autolocalisation

Introduction (p. 5)

I-1 - Etat de l'art en matière de balises de localisation (p.6)

I-1-1 Le système de contrôle de vitesse à balise (K.V.B.) (p.7)

I-1-2 Le système de localisation par balise haute fréquence du type harmonique (AMTEK) (p. 7)

I-1-3 La balise de localisation ponctuelle par plans réflecteurs (p. 7)

I-2 - Principe de base de la balise bifréquence du L.R.P.E. (p.8)

I-3 - Description de chaque sous-ensemble (p.9)

I-3-1 Choix des fréquences utilisées (p.9)

I-3-1-1 La fréquence haute F_1

I-3-1-2 La fréquence moyenne f_2

I-3-2 Les antennes utilisées (p.11)

I-3-2-1 Les antennes haute fréquence

I-3-2-2 Les antennes moyenne fréquence

I-3-3 Le dispositif embarqué (p.13)

I-3-4 Fonctionnement de la balise (Rappel) (p.14)

I-4 - Fonctionnement du dispositif interrogateur-balise (p.15)

I-4-1 Structure de démodulation synchrone uni-voie (p. 15)

I-4-2 Structure de démodulation synchrone double-voie (p. 20)



I-5 - Performances du dispositif de localisation (p. 22)

I-5-1 Essais en laboratoire (p. 22)

I-5-2 Essais sur site réel (p. 23)

Conclusion (p. 27)



Chapitre 2 : Etude des conditions de propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique de faible épaisseur

Introduction (p.30)

II-1 - Propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique homogène (p. 31)

II-1-1 Situation du problème (p.31)

II-1-2 Le champ E est polarisé dans le plan d'incidence (p. 32)

II-1-3 Le champ E est perpendiculaire au plan d'incidence (p. 39)

II-2 - Etude de la transition air/eau (p. 42)

II-2-1 Caractéristiques électriques de l'eau douce (p. 42)

II-2-1-1 La permittivité ϵ_r

II-2-1-2 La conductivité

II-2-1-3 La longueur de pénétration

II-2-2 Influence de l'angle d'incidence (p. 46)

II-2-2-1 Onde polarisée perpendiculairement au plan d'incidence

II-2-2-2 Onde polarisée parallèlement au plan d'incidence

**II-2-2-3 Influence de la polarisation sur la transmission
interrogateur-balise**

II-2-3 Etude fréquentielle (p. 49)

II-2-3-1 Variation de l'atténuation en fonction de la fréquence

II-2-3-2 Analyse des phénomènes de résonance

II-2-3-3 Détermination théorique des fréquences de résonance

**II-2-4 Etude de l'atténuation d'une onde électromagnétique (p. 59)
à travers une lame d'eau d'épaisseur variable : confrontation
théorie-expérience**

II-2-4-1 Présentation du dispositif d'essai

**II-2-4-2 Evolution de la conductivité mesurée en fonction de la
fréquence**

**II-2-4-3 Evolution du module de l'atténuation :
confrontation théorie-expérience**



II-2-5 Influence de la conductivité de l'eau sur l'évolution de l'atténuation (p. 67)

II-2-6 Etude de l'atténuation d'une onde électromagnétique à travers une lame d'eau : influence simultanée de la fréquence et de l'épaisseur de la lame (p. 68)

II-3 - Influence de la neige fondante sur la transmission d'une onde électromagnétique de fréquence 1 GHz (p. 70)

II-3-1 Approche expérimentale (p. 70)

II-3-1-1 Expérience numéro 1

II-3-1-2 Expérience numéro 2

II-3-1-3 Expérience numéro 3

II-3-1-4 Expérience numéro 4

II-3-1-5 Expérience numéro 5

II-3-2 Approche phénoménologique (p. 80)

II-3-3 Approche théorique (p. 84)

Conclusion (p. 86)

Chapitre 3 : Etude et réalisation d'une balise à polarisation croisée

Introduction (p .89)

III-1 - Position du problème (p. 90)

III-1-1 Caractéristiques de la balise à antenne fente (p. 90)

III-1-1-1 Caractéristiques géométriques

III-1-1-2 Caractéristiques électriques

III-1-2 Fonctionnement en présence d'hydrométéores (p. 92)

III-2 - Choix de l'antenne hyperfréquence (p. 94)

III-2-1 Différents types d'antennes (p. 94)

III-2-2 Choix du type d'antenne (p. 94)

III-2-2-1 L'antenne patch rectangulaire

III-2-2-2 L'antenne patch circulaire

III-2-2-3 Comparaison géométrique des antennes fente, patch rectangulaire, et patch circulaire

III-2-2-4 Conclusion de l'étude comparative

III-3 - Etude de l'antenne patch circulaire à 1 GHz (p. 100)

III-3-1 Champs et courants (p. 100)

III-3-1-1 Champs dans le substrat - ligne de courant sur le disque

III-3-1-2 Champs rayonnés

III-3-2 Détermination du rayon du disque a (p. 106)

III-3-3 Impédance d'entrée de l'antenne disque (p. 106)

III-4 - Etude d'une balise à polarisation croisée (p. 109)

III-4-1 Structure de balise à modulateur actif (p. 109)

III-4-1-1 Structure initiale de balise à amplificateur

III-4-1-2 Structure d'une balise à modulateur actif à polarisation croisée



- III-4-2 Réalisation et caractérisation d'une antenne patch circulaire excitée en polarisation croisée (p. 113)
 - III-4-2-1 Réalisation de l'antenne sur un substrat de verre époxy
 - III-4-2-2 Caractérisation de l'antenne réalisée

III-4-3 Liaison antenne-amplificateur : principes (p. 117)

III-4-4 Choix de l'amplificateur - description (p. 119)

III-4-5 Caractérisation de l'amplificateur (p. 121)

III-4-5-1 Caractérisation en régime linéaire

III-4-5-2 Caractérisation en régime non linéaire

III-5 - Essais sur banc de laboratoire de la balise à polarisation croisée (p. 130)

III-5-1 Structure d'émission et de réception hyperfréquence (p. 130)

III-5-2 Test de la balise à polarisation sous l'interrogateur (p. 133)

III-5-2-1 Test d'une balise à amplificateur extérieur

III-5-2-2 Test d'une balise à amplificateur incorporé et téléalimentée par l'interrogateur

III-6 - Détermination du sens de marche (p. 140)

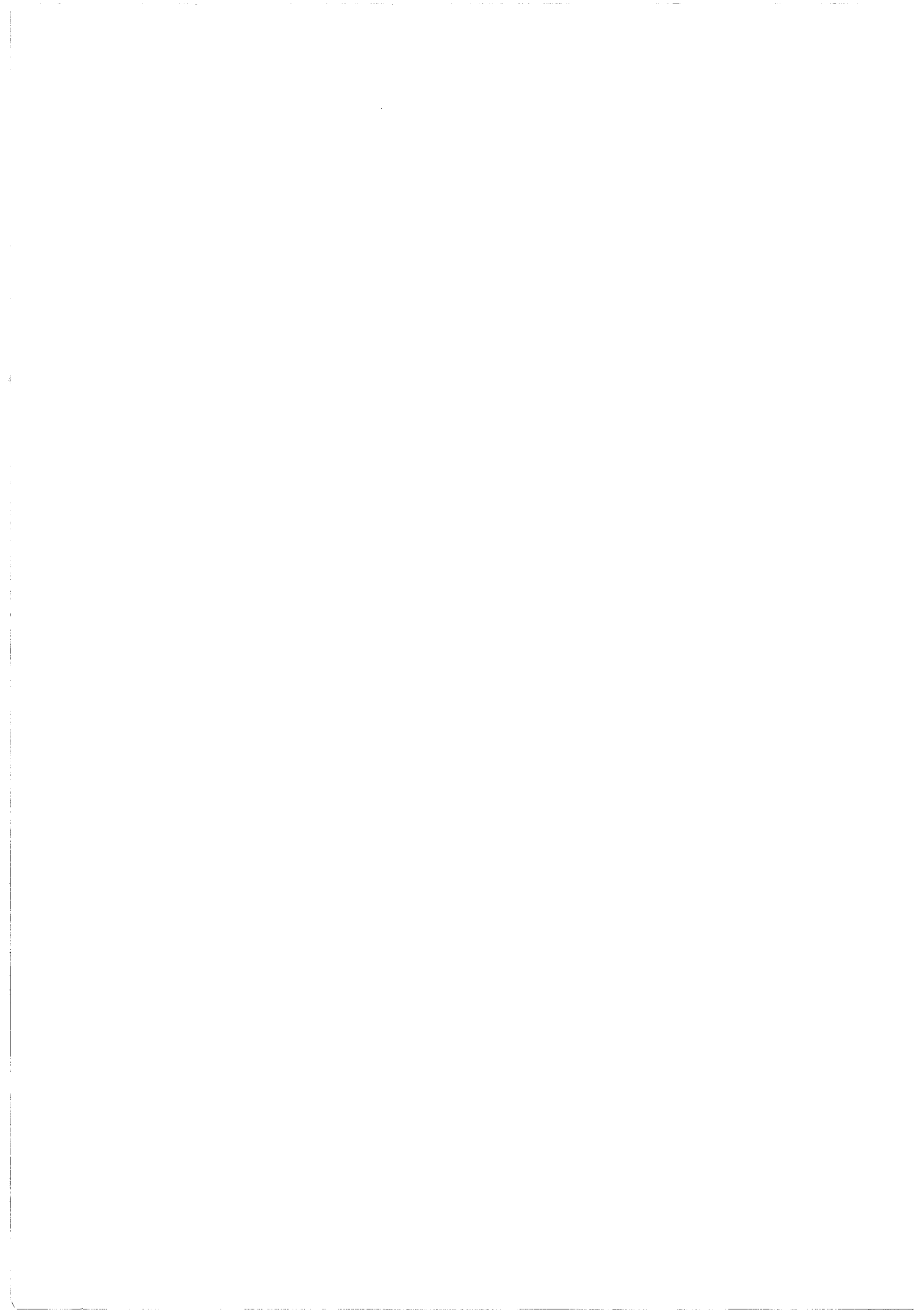
III-6-1 Principe (p. 140)

III-6-2 Calcul de la différence de phase entre les signaux captés par les antennes latérales (p. 141)

III-6-3 Vérification expérimentale (p. 143)

Conclusion (p. 144)

Conclusion générale (p. 145)



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Avec le développement croissant des liaisons ferroviaires nationales et internationales, l'augmentation du trafic du réseau régionale express (RER) Parisien, la création de lignes nouvelles de métros automatiques de type V.A.L. (*), les concepts de signalisation subissent de profondes mutations. Le projet A.S.T.R.E.E. (**) de la S.N.C.F. en est un exemple éloquent.

Pour gérer au mieux un réseau ferroviaire tel que le réseau français (36 000 km de voies) en pleine expansion, en particulier avec les lignes nouvelles à grande vitesse, il devient nécessaire de connaître la position et la vitesse de tous les convois à tout instant. La finalité du projet A.S.T.R.E.E. est un enjeu économique ambitieux associant étroitement la qualité et la sécurité dans les systèmes.

Pour mener à bien un tel programme, il faut disposer de moyens d'identification et de communication appropriés. Hors actuellement toute la signalisation de base repose sur des équipements de voie qui, bien que fiables, ne permettent pas la flexibilité qu'exige le trafic ferroviaire actuel tout en garantissant une excellente sécurité. Pour répondre simultanément aux critères techniques d'une part et aux contraintes économiques d'autre part un concept nouveau se dégage : L'AUTOLOCALISATION.

Il s'agit, par opposition au système majoritairement employé aujourd'hui où l'essentiel des dispositifs de localisation sont sur les voies, d'embarquer les dispositifs de détection de position, de vitesse et de détection de sens de marche des trains.

Le mobile lit en permanence la voie. Une centrale de mesure interprète les messages reçus des différents capteurs (cinémomètre, balise, roue phonique etc...). Les informations recueillies et validées dans une centrale odométrique sont transmises par un signal radioélectrique à un ou plusieurs postes de contrôle centralisant les informations des différents trains. Une des informations fondamentales pour l'exploitant est contenue dans des balises disposées le long de la voie à intervalle régulier ou non. Le produit existe déjà sur le marché mais ne répond que partiellement au cahier des charges et aux contraintes économiques que se fixe l'exploitant.

(*) V.A.L. : Véhicule Automatique Léger.

(**) A.S.T.R.E.E. : Automatisation du Suivi des Trains en Temps Réel.



L'expérience acquise par le laboratoire de radiopropagation et électronique du professeur GABILLARD au cours du développement du premier métro entièrement automatique : le V.A.L., l'a conduit à développer une balise spécifique. De conception simple et d'un coût modique, la balise mise au point au laboratoire peut se généraliser à tous les réseaux de véhicules guidés.

Nos travaux de recherches sont axés à la fois sur le transfert industriel de la balise développée au laboratoire, et sur l'étude du fonctionnement de celle-ci dans des conditions climatiques défavorables.

Dans le premier chapitre, nous présentons le système de balise. Après un rappel du principe fondamental de fonctionnement, nous donnons les résultats d'essais réalisés en laboratoire et lors d'une campagne de mesures sur la ligne PARIS-LE HAVRE de la S.N.C.F. (*)

Dans le deuxième chapitre, nous étudions l'effet des conditions climatiques défavorables (eau, neige) sur le fonctionnement de la balise. Nous mettons en évidence l'influence de dépôts d'eau ou de neige sur le boîtier disposé sur la voie.

Dans le troisième chapitre, nous présentons un type de balise qui diffère sensiblement de la balise initiale. Ce prototype de balise à polarisation croisée a été étudié pour pallier à l'atténuation de l'onde U.H.F. en présence d'hydrométéores. Cette structure se prête également à la détection du sens de marche des véhicules. Compte tenu de l'intérêt de cette information et de la faible complexité de la mise en oeuvre, nous nous sommes attachés à développer cet aspect technique important.

() Nous tenons à remercier Messieurs GAZET et SARRASIN pour nous avoir permis d'effectuer ces mesures dans d'excellentes conditions.*



CHAPITRE I

PRESENTATION

ET

PRINCIPES GENERAUX

DE LA BALISE D'AUTOLOCALISATION

CHAPITRE I

Présentation et principes généraux de la balise d'autolocalisation

Introduction

I-1 - Etat de l'art en matière de balises de localisation

I-1-1 Le système de contrôle de vitesse à balise (K.V.B.)

I-1-2 Le système de localisation par balise haute fréquence du type harmonique (AMTEK)

I-1-3 La balise de localisation ponctuelle par plans réflecteurs

I-2 - Principe de base de la balise bifréquence du L.R.P.E.

I-3 - Description de chaque sous-ensemble

I-3-1 Choix des fréquences utilisées

I-3-1-1 La fréquence haute F_1

I-3-1-2 La fréquence moyenne f_2

I-3-2 Les antennes utilisées

I-3-2-1 Les antennes haute fréquence

I-3-2-2 Les antennes moyenne fréquence

I-3-3 Le dispositif embarqué

I-3-4 Fonctionnement de la balise (Rappel)

I-4 - Fonctionnement du dispositif interrogateur-balise

I-4-1 Structure de démodulation synchrone uni-voie

I-4-2 Structure de démodulation synchrone double-voie



I-5 - Performances du dispositif de localisation

I-5-1 Essais en laboratoire

I-5-2 Essais sur site réel

Conclusion



Présentation et principes généraux de la balise d'autolocalisation

INTRODUCTION

Les dispositifs de localisation actuels des véhicules guidés (train ou métro) sont essentiellement de voies, c'est à dire que le dispositif principal de contrôle est disposé sur la voie.

L'automatisation des réseaux imposée par l'accroissement constant du trafic est indispensable. Les structures actuelles de signalisation ne permettent pas toujours cette automatisation ; l'augmentation de la vitesse des trains (supérieure à 400 km/h pour le T.G.V. *), la cadence accrue des rames de métro, l'automatisation intégrale (métro V.A.L. * de Lille) ou l'automatisation partielle du R.E.R. * Parisien obligent les industriels à trouver des dispositifs de contrôle nouveaux.

Parmi ces nouveaux dispositifs, la balise ponctuelle d'autolocalisation représente un progrès majeur. Basée sur l'idée que, désormais l'essentiel du dispositif est embarqué, la balise par son encombrement réduit, son coût relativement bas, peut s'adapter à différents réseaux d'exploitation.

Dans ce contexte, la laboratoire de radiopropagation et électronique (L.R.P.E.) a mis au point une balise d'autolocalisation spécifique [1]. Après avoir rappelé l'état de l'art en matière de dispositif de localisation ponctuelle, par quelques exemples, nous présentons sommairement le système interrogateur-balise mis au point au L.R.P.E., et décrit complètement ainsi que d'autres systèmes dans la thèse de Y. Nguyen [5].

A partir du postulat suivant : "il ne faut en aucun cas qu'un mobile ne réponde à autre chose qu'à une balise" est née la balise du laboratoire.

Dans ce chapitre introductif, nous décrivons le principe de base de la balise qui permet de répondre à ce postulat, puis nous décrivons le dispositif complet : c'est à dire le système embarqué à bord du mobile : L'INTERROGATEUR, et le dispositif placé sur la voie : LA BALISE.

* V.A.L. : Véhicule Automatique Léger

* T.G.V. : Train à Grande Vitesse

* R.E.R. : Réseau Régional Express



I-1 - Etat de l'art en matière de balises de localisation

Afin de situer notre travail de recherche nous donnons trois exemples de balise de localisation.

Actuellement, les principaux systèmes d'aide à la localisation ponctuelle des trains reposent sur l'exploitation d'un couplage magnétique moyenne fréquence ou d'ondes électromagnétiques haute fréquence ou hyperfréquence.

Chaque principe a, bien entendu, ses avantages et ses inconvénients. Pour donner quelques exemples sur les inconvénients, mentionnons la limitation des débits numériques pour les systèmes moyenne fréquence, et la sensibilité importante aux conditions climatiques pour les dispositifs haute et très haute fréquence.

Pour donner quelques exemples sur les avantages, mentionnons la grande insensibilité des dispositifs magnétiques à l'environnement hostile (pluie, métaux, ...), la possibilité d'obtenir des bilans de liaison favorable compte tenu de la réglementation en vigueur et des débits numériques élevés pour les systèmes haute fréquence.

A priori, nous pourrions déjà réaliser un classement en fonction de l'application, c'est à dire privilégier l'utilisation du couplage magnétique pour des balises à lire à faible distance, et l'utilisation de haute fréquence pour des trains circulant à très grande vitesse (T.G.V.). Comme nous le verrons ultérieurement, un tel classement doit être nuancé.

A titre d'exemple, nous présentons ci-dessous, trois dispositifs industrialisés ou non, avec leurs principales spécificités.

I-1-1 Le système de contrôle de vitesse à balise (K.V.B.) *

Ce système exploité par G.E.C. ALSTHOM, sous licence Erikson, fut mis en service en 1987, il est destiné à contrôler la vitesse des véhicules [12]. Les balises, dont les dimensions sont importantes (50 X 40 cm) se composent essentiellement de deux antennes, une de réception et une de transmission, et d'un boîtier électronique. Il existe trois types de balises, à codes permanents (limitations de vitesse, ...), des balises de contrôle dont le code peut être modifié, des balises simplifiées. La transmission des messages par la balise s'effectue lors du franchissement de la balise par l'antenne du véhicule qui fournit aussi à la balise l'énergie nécessaire à son fonctionnement. A bord du véhicule une "unité d'évaluation" compare les informations provenant des balises aux paramètres spécifiques des trains (vitesse maximale autorisée, longueur du train,...) introduits par le conducteur. Ce dispositif utilise une onde électromagnétique de fréquence 27 MHz.

I-1-2 Le système de localisation par balise haute fréquence du type harmonique (AMTEK)

Ce dispositif utilise exclusivement une onde U.H.F. [13]. La balise réémet l'harmonique deux du signal émis. (exemple : le signal émis est à la fréquence de 800 MHz, le signal réémis est à la fréquence de 1,6 GHz).

L'utilisation d'une onde U.H.F. permet d'obtenir une distance de fonctionnement importante, ce que ne permet pas un système à couplage magnétique. L'inconvénient majeur de ce dispositif est de nécessiter une puissance d'émission importante, à la fois pour téléalimenter les circuits de la balise, mais surtout pour assurer la liaison dans des conditions climatiques défavorables. De plus, compte tenu de la puissance d'émission importante, l'exploitation d'un tel dispositif est soumise aux normes en vigueur en matière de radiocommunication.

I-1-3 La balise de localisation ponctuelle par plans réflecteurs

Mise au point au laboratoire [10], ces balises sont basées sur la réflexion d'une onde électromagnétique par une surface conductrice. L'antenne embarquée émet en permanence un signal hyperfréquence vers la voie ; lorsque le véhicule passe au regard d'une balise (plan réflecteur) le signal est réfléchi. L'écart de phase entre le signal émis et le signal réfléchi, obtenu par battement, permet d'obtenir une information de localisation. L'atout majeur de ce procédé est sa simplicité de mise en oeuvre et le coût très modique des balises de voies.

* K.V.B. : *Contrôle de vitesse par balise*

I-2 Principe de base de la balise bifréquence du L.R.P.E.

Le principe fondamental de la balise mise au point au laboratoire, et faisant l'objet d'un brevet d'invention [1], est d'utiliser deux ondes électromagnétiques de fréquences respectives F_1 et f_2 très différentes.

Ces ondes sont émises simultanément vers la balise. Celle-ci les capte et effectue une opération de mélange. La conception des antennes est réalisée de telle sorte que la balise ne réémette que les battements des deux fréquences (fig 1-1). Le récepteur est uniquement sensible aux fréquences de battement, et permet d'éviter des réponses de voies générées par des éléments simplement réfléchissants.

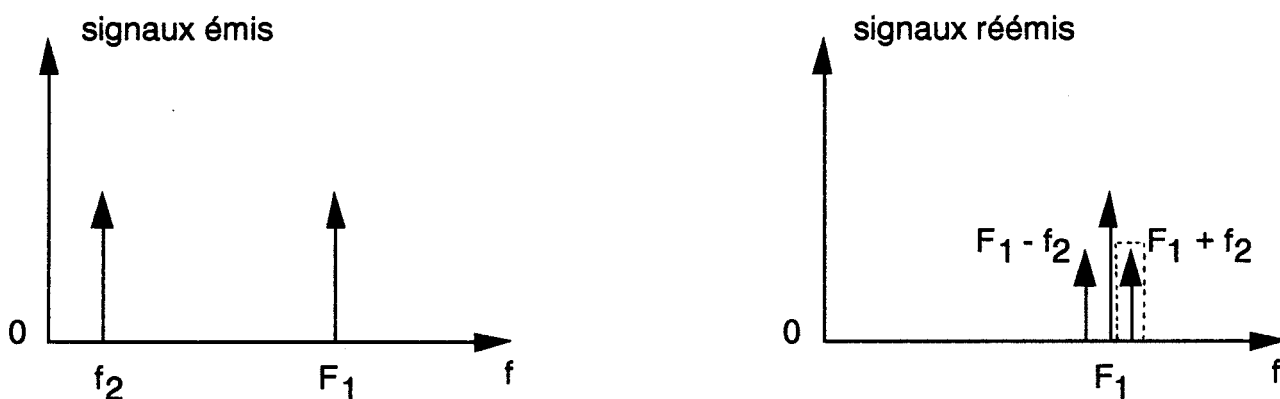


fig 1-1 : Spectre d'émission et de réception

L'utilisation de deux fréquences confère un degré supérieur de "sûreté" à ce dispositif par rapport à la configuration monofréquence. Notre dispositif est moins fiable mais plus sûr.

I-3 - Description de chaque sous-ensemble

Le dispositif embarqué à bord du train comprend une unité d'émission à la fréquence F_1 , une unité d'émission à la fréquence f_2 , une unité de réception et une unité de traitement. Le dispositif de voies comprend uniquement la balise.

I-3-1 Choix des fréquences utilisées

Le choix des fréquences de travail résulte de la confrontation de multiples critères :

- choix de deux fréquences dans deux gammes très différentes du spectre radioélectrique.
- encombrement des antennes
- propagation à travers les éléments naturels rencontrés sur la voie (eau, neige)
- respect des normes imposées par l'utilisation d'ondes radioélectriques

I-3-1-1 La fréquence haute F_1

Pour obtenir une antenne dont l'encombrement est réduit, nous devons choisir une très haute fréquence. Pour établir une liaison à travers l'eau, élément naturel inévitable dans notre cas, la fréquence de travail doit être faible. En effet la profondeur de pénétration d'une onde électromagnétique étant inversement proportionnelle à la fréquence, des valeurs trop élevées ne seraient pas propices à de bonnes performances dans ces conditions climatiques difficiles. Un critère économique intervient à travers le coût d'une balise. En effet, pour graver des circuits sur un substrat classique, la fréquence doit être compatible avec les caractéristiques de celui-ci. Le compromis entre ces critères fut trouvé à l'origine en choisissant une fréquence voisine de 1 GHz [5].

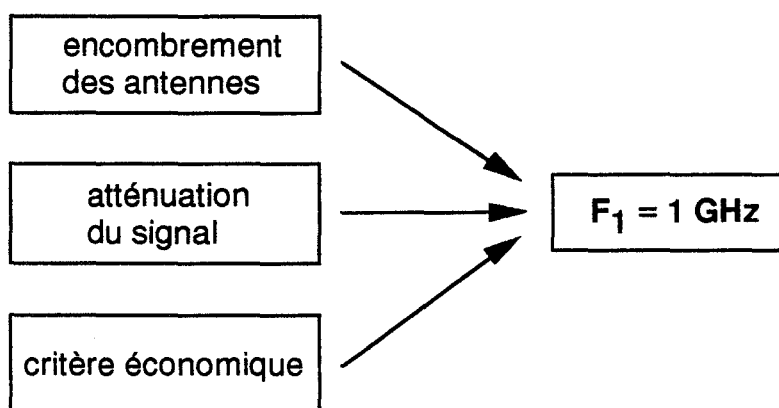


fig 1-2 : Choix de la fréquence F_1

I-3-1-2 La fréquence moyenne f_2

Le choix de la fréquence haute (F_1) oriente le choix de la fréquence f_2 vers la gamme des moyennes fréquences (quelques centaines de kHz). En effet il faut que le signal issu du battement $F_1 \pm f_2$ soit dans la bande passante de l'antenne de réception. D'autre part pour assurer une fiabilité correcte du système et un traitement ultérieur de l'information, l'écart entre la fréquence porteuse F_1 et les battements ($F_1 - f_2$) et ($F_1 + f_2$) doit être suffisant, cet écart est donné par les caractéristiques de la source générant la fréquence porteuse F_1 (bruit de phase). A partir de ces considérations, la fréquence moyenne a été fixée dans un premier prototype à 4 MHz [5], puis abaissée à 128 kHz. Le choix de cette fréquence permet une compatibilité directe avec les équipements industriels disponibles. Il s'agit, dans la mesure du possible, de conserver les équipements de transmission numérique existants.

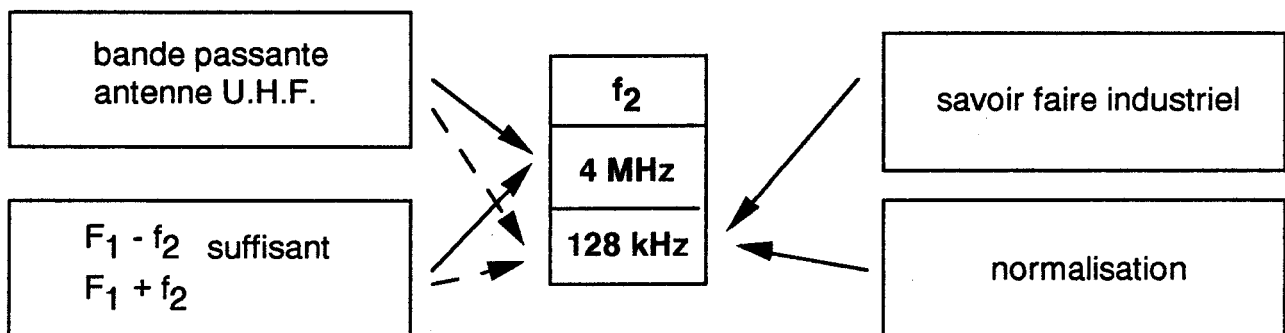


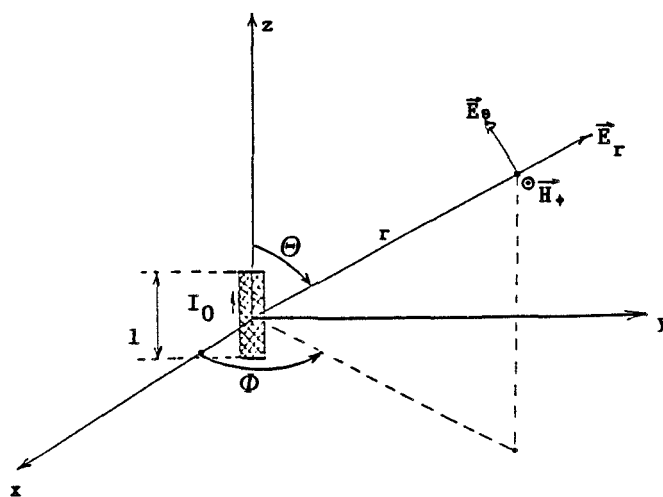
fig 1-3 : Choix de la fréquence f_2

Notre dispositif de localisation est donc basé sur la réponse à une sollicitation bifréquence simultanée (1 GHz, 128 kHz) d'un organe non-linéaire placée sur la voie.

I-3-2 Les antennes utilisées

I-3-2-1 Les antennes haute fréquence

Les antennes de liaison haute fréquence sont des antennes électriques. A l'origine, l'antenne de l'interrogateur est un dipôle $\lambda/2$ et l'antenne de la balise est un circuit imprimé de type fente. Nous rappelons ci-dessous les équations fondamentales du rayonnement du dipôle électrique élémentaire.



$$E_r = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{I_0 l}{4\pi\lambda} 2 \cos\theta \left(\frac{\lambda}{r^2} - j \frac{\lambda^2}{2\pi r^3} \right) e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (1-1)$$

$$E_\theta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{I_0 l}{4\pi\lambda} \sin\theta \left(j \frac{2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} - j \frac{\lambda^2}{2\pi r^3} \right) e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (1-2)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 l}{4\pi\lambda} \sin\theta \left(j \frac{2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} \right) e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (1-3)$$

fig 1-4-a : Rayonnement du dipôle électrique

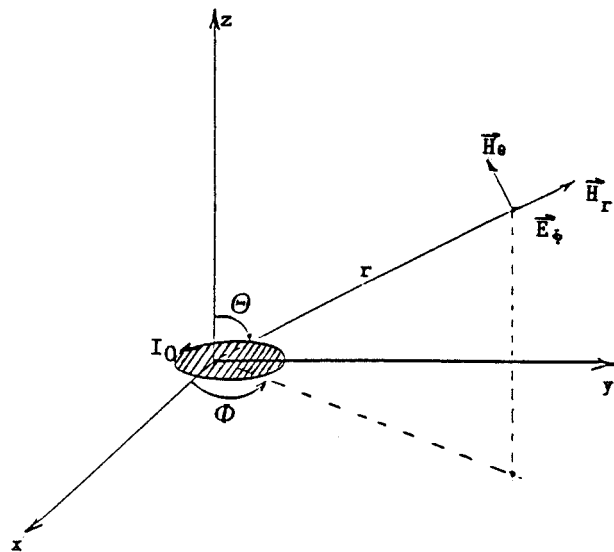
Etant donnée la faible distance de fonctionnement de notre dispositif (environ 30 cm) tous les termes des équations des champs sont à prendre en compte. Notre dispositif rayonne en champ *proche*.

I-3-2-2 Les antennes moyenne fréquence

Les antennes d'émission moyenne fréquence sont des antennes magnétiques constitués d'un bobinage filaire au niveau de l'interrogateur, et d'un bobinage imprimé au niveau de la balise.[9]

La liaison moyenne fréquence interrogateur-balise s'effectuant par couplage inductif, elle assure une sélectivité spatiale importante à notre dispositif. Nous rappelons ci-dessous les équations fondamentales du rayonnement du dipôle magnétique.

où N : nombre de spires
S : surface du cadre en m²



$$H_r = 2\pi j \frac{I_0}{4\pi} \frac{NS}{\lambda^2} 2 \cos\theta \left(\frac{\lambda}{r^2} - j \frac{\lambda^2}{2\pi r^3} \right) e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (1-4)$$

$$H_\theta = 2\pi j \frac{I_0}{4\pi} \frac{NS}{\lambda^2} \sin\theta \left(j \frac{2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} - j \frac{\lambda^2}{2\pi r^3} \right) e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (1-5)$$

$$E_\phi = -2\pi j \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{I_0}{4\pi} \frac{NS}{\lambda^2} \sin\theta \left(j \frac{2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} \right) e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (1-6)$$

fig 1-4-b : Rayonnement du dipôle magnétique

I-3-3 Le dispositif embarqué

Le dispositif embarqué regroupe les fonctions d'émission des ondes électromagnétiques U.H.F. et M.F. (sources et antennes), les fonctions de réception du signal réémis par la balise, ainsi que les fonctions de démodulation et de traitement des signaux.

Le signal issu de la source U.H.F. est envoyé sur l'antenne (celle-ci est utilisée en émission et en réception) et sur l'entrée O.L. du mélangeur de réception. Le signal de retour de la balise est dirigé sur l'entrée R.F. du même mélangeur. En sortie F.I. nous disposons du signal "utile", c'est à dire du signal à la fréquence de 128 kHz.

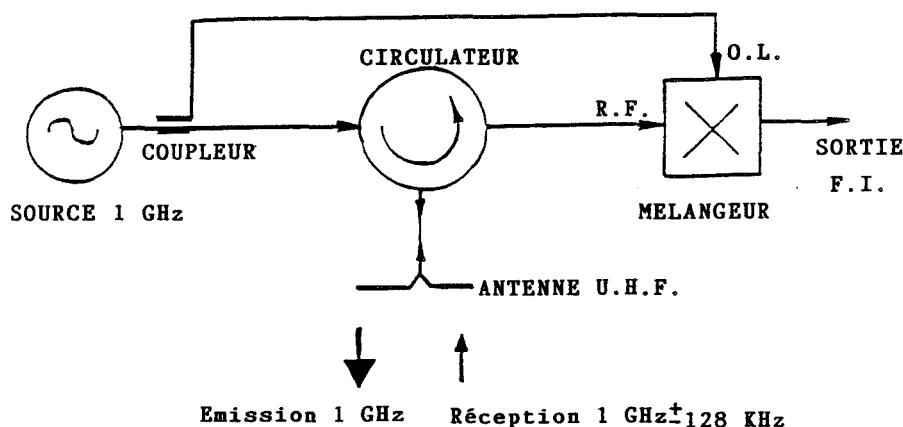


fig 1-5 : Unité d'émission et de réception U.H.F.

Le principe de l'unité d'émission et de réception U.H.F. est donné à la figure (1-5).

La structure de démodulation synchrone offre plusieurs avantages par rapport à une démodulation d'amplitude à diode :

- le rapport signal à bruit est nettement meilleur. Nous pouvons extraire un signal de balise de faible amplitude
- le synchronisme avec la source permet de s'affranchir d'une dérive éventuelle de celle-ci

I-3-4 Fonctionnement de la balise (Rappel)

Le principe élémentaire de la balise est de capter les signaux U.H.F. et M.F. émis par l'interrogateur embarqué, d'effectuer le mélange de ces signaux et de réémettre le signal de modulation.

L'antenne magnétique de la balise (circuit imprimé) reçoit le signal M.F. de 128 kHz, l'antenne électrique (antenne fente) reçoit le signal U.H.F. de 1 GHz, et réémet le signal de battement des deux signaux.

Les tronçons d'adaptation A1 et A2 sont essentiels au fonctionnement de cette structure. Pour qu'il y ait réémission d'un signal de battement, la diode doit être adaptée à la fois à l'antenne magnétique et à l'antenne électrique.

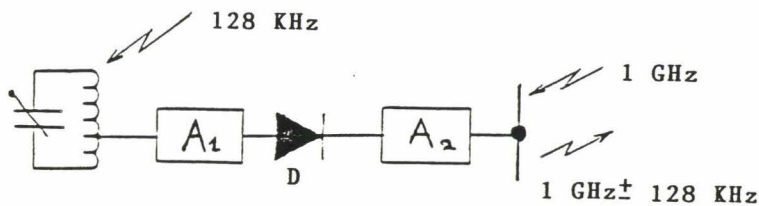


fig 1-6 : Schéma de principe de la balise

La structure fondamentale de la balise est présentée à la figure (1-6). La balise est dite PASSIVE car elle ne contient pas de pile, elle est téléalimentée par l'antenne magnétique.

A la fréquence de 1 GHz, l'usage d'une diode classique permettant de minimiser le coût de la balise, est encore possible. L'utilisation d'une telle diode impose en contre partie une optimisation poussée des tronçons d'adaptation A1 et A2.

Notons que toutes les fonctions de la balise sont réalisées sur un support de verre époxy classique double face, d'usage très courant.

I-4 - Fonctionnement du dispositif interrogateur-balise

I-4-1 Structure de démodulation synchrone uni-voie

Nous supposons qu'une balise se déplace sous les antennes à une vitesse v_b . La hauteur nominale h est voisine de 30 cm.

L'architecture de base du système est présentée à la figure (1-7).

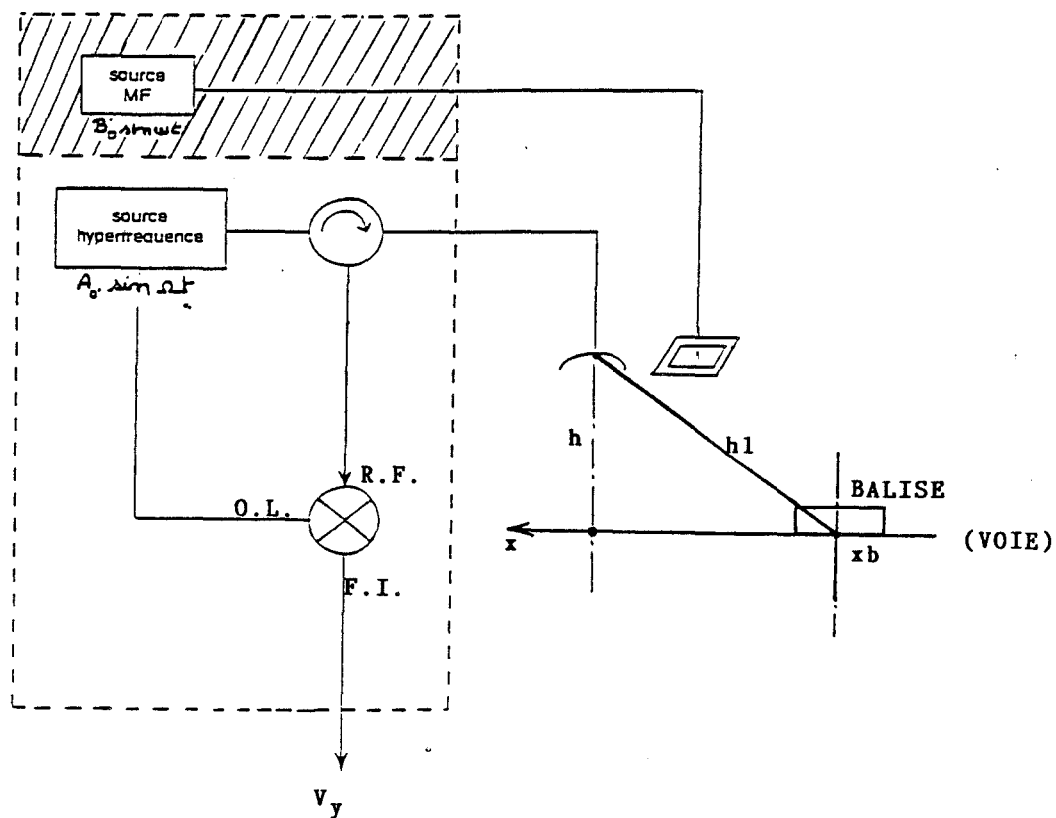


fig 1-7 : Architecture de base du système

La source U.H.F. émet un signal de la forme

$$A(t) = A_0 \sin (\Omega t) \quad (1-7)$$

La source M.F. émet un signal de la forme

$$B(t) = B_0 \sin (\omega t) \quad (1-8)$$

Si à un instant t' , la balise se trouve à l'abscisse x_b , la distance entre l'antenne haute fréquence du dispositif embarqué et la balise est alors de h_1 .

$$\text{où} \quad h_1^2 = h^2 + x_b^2$$

Le signal U.H.F. incident sur la balise est de la forme

$$A_b(t) = A_{b0} \sin (\Omega t + \theta) \quad (1-9)$$

$$\text{où} \quad \theta = \frac{2 \Pi}{\lambda_0} h_1 \quad (1-10)$$

Le signal M.F. incident sur la balise est de la forme

$$B_b(t) = B_{b0} \sin (\omega t) \quad (1-11)$$

En effet la longueur d'onde du signal M.F. (> 2 km) est très supérieure à la distance h_1 , le signal M.F. n'est pas entaché d'un terme de phase.

En idéalisant le modulateur de la balise, nous pouvons écrire la tension aux bornes de la diode :

$$V_d = V_0 + A_{b0} \sin (\Omega t + \theta) + B_{b0} \sin (\omega t) \quad (1-12)$$

d'où le courant i_d dans la diode :

$$i_d = I_S \exp\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \exp\left(\frac{A_{b0}}{V_T} \sin (\Omega t + \theta)\right) \exp\left(\frac{B_{b0}}{V_T} \sin (\omega t)\right) \quad (1-13)$$

où V_0 : tension de polarisation continue

V_T : tension de seuil de la diode

Si les amplitudes A_{b0} et B_{b0} sont faibles devant la tension V_T , le développement au premier ordre des exponentielles donne :

$$i_d = I_S \exp\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \left[1 + \frac{A_{b0}}{V_T} \sin(\Omega t + \theta) \right] \left[1 + \frac{B_{b0}}{V_T} \sin(\omega t) \right] \quad (1-14)$$

ou encore

$$i_d = I_S \exp\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \left[1 + \frac{A_{b0}}{V_T} \sin(\Omega t + \theta) + \frac{B_{b0}}{V_T} \sin(\omega t) \right] + I_S \exp\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \frac{A_{b0} B_{b0}}{2 V_T^2} \{ \cos[(\Omega + \omega)t + \theta] - \cos[(\Omega - \omega)t + \theta] \} \quad (1-15)$$

La balise ne réémet que le signal $E_b(t)$:

$$E_b(t) = E_{b0} \sin(\Omega t + \theta) + E_{b1} \{ \cos[(\Omega + \omega)t + \theta] - \cos[(\Omega - \omega)t + \theta] \} \quad (1-16)$$

Au niveau de l'entrée R.F. du mélangeur de réception, le signal est de la forme

$$E(t) = E_0 \sin(\Omega t + 2\theta) + E_1 \{ \cos[(\Omega + \omega)t + 2\theta] - \cos[(\Omega - \omega)t + 2\theta] \} \quad (1-17)$$

L'onde a parcouru à nouveau la distance h_1 , il y a apparition d'un déphasage supplémentaire ($2\pi h_1 / \lambda_0$) et d'une atténuation de l'amplitude due à la propagation dans l'air.

Le signal en sortie F.I. du mélangeur de réception est de la forme

$$F(t) = E(t) A(t) = E(t) \sin \Omega t \quad (1-18)$$

$$\text{soit } F(t) = E_0 F_0 \sin(\Omega t + 2\theta) \sin \Omega t + E_1 F_0 \cos[(\Omega + \omega)t + 2\theta] \sin \Omega t - E_1 F_0 \cos[(\Omega - \omega)t + 2\theta] \sin \Omega t \quad (1-19)$$

En filtrant le terme continu et le terme de fréquence double, le signal $V_y(t)$ s'écrit :

$$V_y(t) = V_o \cos(\omega t) \sin(2\theta) \quad (1-20)$$

Le signal issu de la démodulation synchrone uni-voie se compose d'un terme M.F. fournissant le signal utile, et d'un terme de phase dû à la distance séparant les antennes U.H.F..

Si maintenant la balise est en mouvement, le terme de phase varie au cours du déplacement. L'expression de $V_y(t)$ devient

$$V_y(t) = V_o \cos(\omega t) \sin[2\theta(x_b)] \quad (1-21)$$

- Annulation du signal F.I. ($V_y(t)$): les phases "aveugles"

La relation (1-21) montre que le signal utile de localisation à la fréquence de 128 kHz peut s'annuler pour des valeurs particulières de θ , donc de h_1 . Ceci a lieu dans deux circonstances particulières :

- en phase d'approche de la balise sous l'interrogateur, ou réciproquement lorsque l'interrogateur s'approche d'une balise, l'abscisse x_b varie d'où

$$h_1(t) = \sqrt{h^2 + x_b^2(t)} \quad (1-22)$$

- lorsque la balise est fixe sous l'interrogateur (x_b constante) mais la hauteur de caisse du véhicule change, il y a alors variation de h

$$h_1 = \sqrt{(h \pm \Delta h)^2 + x_{b0}^2} \quad (1-23)$$

En pratique, les deux phénomènes sont combinés, soit :

$$h_1 = \sqrt{(h \pm \Delta h)^2 + x_b^2(t)} \quad (1-24)$$

- Valeurs particulières de h_1 annulant le signal F.I. $V_y(t)$

d'après (1-21) $V_y(t) = 0$ si $\theta = \frac{n\pi}{2}$ (1-25)

or $\theta = \frac{2 \Pi}{\lambda_0} h_1$ (1-10)

d'où $h_1 = n \frac{\lambda_0}{4}$ (1-26)

n entier

- Abcisses particulières x_{on} annulant le signal F.I.

Les expressions (1-24) et (1-26) nous donne

$$x_{on} = \sqrt{n^2 \left(\frac{\lambda_0}{4}\right)^2 - (h \pm \Delta h)^2}$$
 (1-27)

où $n \geq 4 \left(\frac{h \pm \Delta h}{\lambda_0}\right)^2$

- Exemple

Prenons une hauteur $h = \lambda_0 = 30$ cm et une variation $\Delta h = 0$ d'après (1-22) les abcisses x_{on} valent 0 ; 22,5 ; et 33,5 cm.

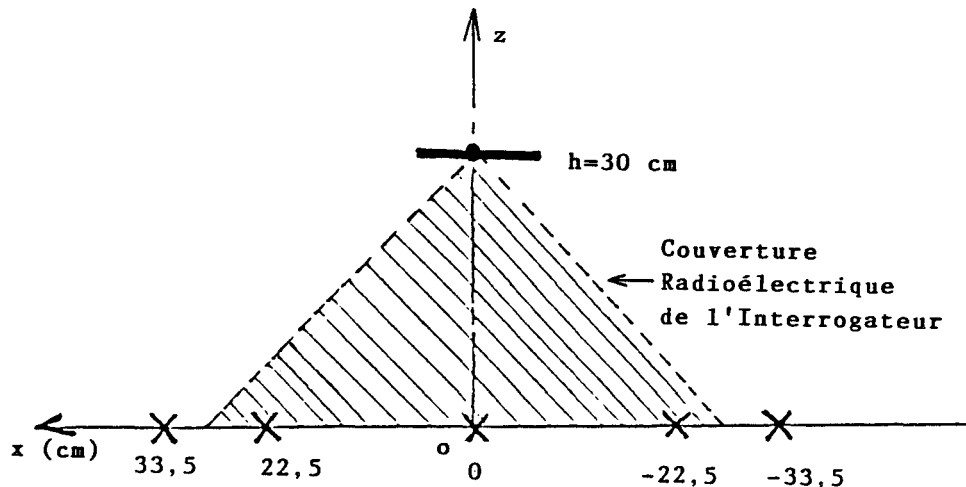


fig 1-8 : Abcisses annulant le signal F.I.

Compte-tenu de la couverture radio-électrique de l'interrogateur, la liaison véhicule-sol s'effectue sur une distance moyenne de 40 à 50 cm. Le signal F.I. peut donc s'annuler au moins trois fois.

I-4-2 Structure de démodulation synchrone double voie

Afin d'assurer une liaison véhicule-sol quelque soit la distance interrogateur-balise, une structure à double voie de démodulation a été développée [4]. Le principe de base de cette structure est le même que celui de la structure mono-voie. L'amélioration consiste à doubler le démodulateur synchrone mono-voie en utilisant deux oscillateurs locaux en quadrature de phase.

L'architecture du démodulateur est présentée à la figure (1-9).

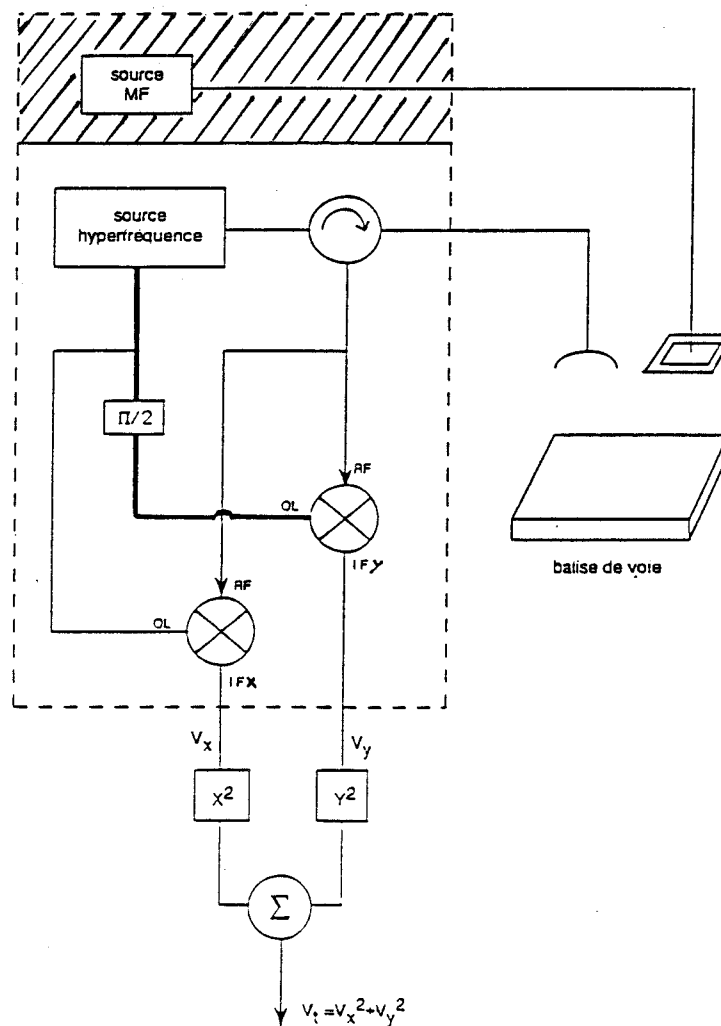


fig 1-9 : Structure de réception double voie

Désormais le dispositif est régi par les équations suivantes :

$$V_y(t) = V_o \cos \omega t \sin 2\theta \quad \text{d'après (1-20)}$$

$$V_x(t) = V_o \cos \omega t \cos 2\theta \quad (1-28)$$

La relation (1-28) est obtenue à partir de l'expression (1-18) ou nous remplaçons $\sin \Omega t$ par $\cos \Omega t$ (quadrature de phase des oscillateurs locaux).

Le théorème de Pythagore stipule [*]

$$\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha = 1 \quad (1-29)$$

En appliquant la relation (1-29) aux expressions (1-20) et (1-28), nous obtenons :

$$V_y^2(t) = V_o^2 \cos^2 \omega t \sin^2 2\theta \quad (1-30)$$

$$V_x^2(t) = V_o^2 \cos^2 \omega t \cos^2 2\theta$$

$$V_t(t) = V_x^2(t) + V_y^2(t) \quad (1-31)$$

$$\text{soit} \quad V_t(t) = V_t \cos^2 \omega t \quad (1-32)$$

$$V_t(t) = \frac{V_t}{2} [1 + \cos 2\omega t]$$

$$(1-33)$$

L'expression (1-33) montre que le signal $V_t(t)$ issu du récepteur "Pythagore" est indépendant de la variation de phase du signal U.H.F.. L'inconvénient de cette structure est qu'elle double la fréquence du signal M.F. de sortie du démodulateur synchrone.

[*] d'où l'appellation de la structure de réception M.F.

I-5 - Performances du dispositif de localisation

Afin de valider les essais en laboratoire, une structure complète de localisation a été réalisée (interrogateur et balise) pour être testée sur un site réel. Les phases successives d'essais se sont déroulées sur un site S.N.C.F. à Hellemmes-Lille dans le Nord, puis sur un trajet d'exploitation commerciale Paris - Le Havre.

I-5-1 Essais en laboratoire

Pour tester notre système en fonctionnement dynamique, nous disposons d'un banc d'essais permettant de simuler le passage d'un train au dessus de la balise. Ici c'est la balise qui est mobile. Elle passe sous l'interrogateur avec une vitesse instantanée v_{bi} . Le banc permet d'atteindre actuellement une vitesse instantanée de 150 km/h. Nous présentons à la figure (1-10) un exemple du signal visualisé en sortie du récepteur moyenne fréquence.

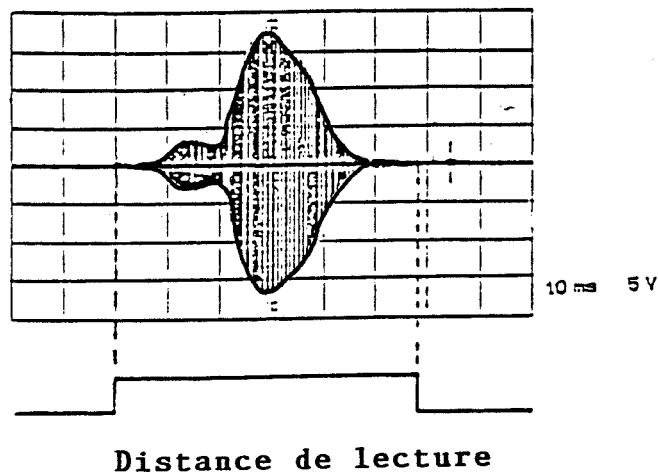


fig 1-10 : Exemple de forme d'onde en sortie du récepteur M.F.

Le signal utile a une amplitude crête de 15 V, la distance de lecture, matérialisée par le créneau, est d'environ 40 cm. Nous obtenons un rapport signal sur bruit très favorable, supérieur à 30 dB.

I-5-2 Essais sur site réel

Pour confirmer les essais réalisés en laboratoire, nous avons réalisé, en collaboration avec la SNCF et MATRA-TRANSPORT, une campagne de mesures sur la ligne commerciale Paris - Le Havre. Les objectifs principaux étaient de quantifier la précision de lecture des balises, de tester l'immunité de notre système vis à vis des perturbations électromagnétiques, et de vérifier l'absence de lecture erronée due aux rails, traverses, balises concurrentes ...

- Présentation du dispositif d'essais

- Disposition de l'interrogateur

L'interrogateur est disposé sous la caisse de la voiture ASTREE de telle façon que la distance interrogateur-balise soit de 25 cm fig (1-11). L'interrogateur est placé à 1,5 m d'un boggie et éclaire le centre de la voie.

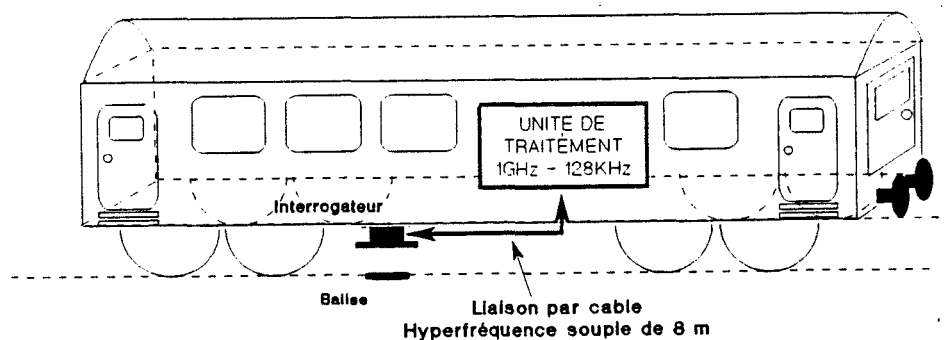


fig 1-11 : Disposition de l'interrogateur

- Disposition de l'unité de traitement et de réception

Au niveau de l'interrogateur il ne subsiste, sous la caisse de la voiture, que le cadre d'émission moyenne fréquence (cadre sacem accordé sur 128 kHz) et l'antenne U.H.F..

Toute l'électronique est déposée dans la voiture. La liaison interrogateur-unité de traitement s'effectue au moyen d'un câble coaxial de 8 m dont les pertes sont de 0,5 m dB/m à 1 GHz.

- Disposition des balises sur la voie

Nous avons disposé 10 BALISES sur la ligne Paris-Rouen, soit 5 balises dans le sens Paris-Rouen et 5 balises dans le sens Rouen-Paris.

La mesure de distance la méthode consiste à compter le nombre d'impulsions de roue phonique SNCF durant une fenêtre temporelle ouverte par la première balise rencontrée et fermée par la seconde.

L' expression donnant la distance parcourue est :

- En utilisant les impulsions de roue phonique SNCF

$$D_{(m)} = N \cdot 15,629 \cdot 10^{-3} \quad (1-37)$$

où N : nombre d'impulsions comptées

k : 15,629 10⁻³ est la distance, en mètres, parcourue entre deux impulsions de roue phonique

Le tableau (1-12) résume l'ensemble des mesures de distances effectuées. Les premières lignes de ce tableau donne les mesures effectuées par la SNCF. Ces valeurs sont notées d_{ij} où i et j sont les numéros de balises. Par exemple : d_{45} est la distance séparant la balise 4 de la balise 5.

Les lignes suivantes donnent les mesures effectuées par la lecture des balises. Les résultats sont des valeurs moyennes sur 3 mesures \bar{D} , et sont notées \bar{D}_{ij} .

L'exploitation des résultats montre la très bonne précision de notre dispositif d'autolocalisation ; l'ensemble de ces résultats montre que nous pouvons localiser un train à 30 cm près sur un tronçon de 1 km.

Mesures SNCF (d)	d45	d67	d910	d23
	19,452 m ±10 mm	19,807 m ±10 mm	19,518 m ±10 mm	34,100 km ±100 m
Mesures USTL (D)				
D45 (m)	19,463 0,56‰			
D67 (m)		19,858 2,57‰		
D910 (m)			19,676 8,08‰	
D23 (km)				34,182 2,4‰

tableau 1-12 : Synthèse des mesures de distances

- Formes d'onde en sortie du récepteur moyenne fréquence

Nous présentons à la figure (1-13) des signaux obtenus à 110 km/h en passant au dessus de deux balises distantes de 20 mètres.

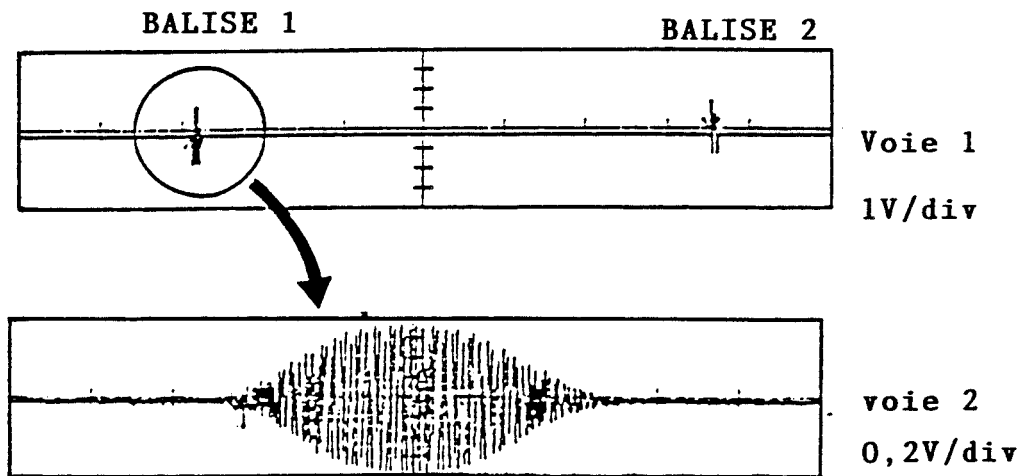


fig 1-13 : Relevé expérimental sur site SNCF

La voie 1 du chronogramme montre un exemple de signatures successives des balises lues. La voie 2 montre le détail de la signature de la balise 1. On constate que le rapport signal sur bruit est toujours aussi favorable que lors des essais en laboratoire, et supérieur à 30 dB.

- Sensibilité aux perturbations électromagnétiques

Nous n'avons pas mis en évidence au cours de nos essais (1052 km parcourus) de perturbations de notre système par l'environnement électromagnétique. Bien que situé à proximité de la motrice, ou soumis aux perturbations d'un train croiseur, l'impact électromagnétique ne génère pas de signaux parasites détectables.

- Fausses détections

Sur un parcours équivalent de 1052 km, et malgré la présence d'équipement SNCF dont le système de contrôle K.V.B., nous avons uniquement détecté nos balises. Ces essais ont permis de nous conforter dans nos hypothèses de départ, sur la conception d'un dispositif très peu sensible aux fausses détections.



CONCLUSION

Le principe de balise de localisation ponctuelle, mis au point au laboratoire est de conception très simple.

La simplicité de la balise est un atout majeur et son coût modique permet son implantation sur un réseau important, tel que le réseau S.N.C.F.

L'utilisation d'une onde électromagnétique U.H.F. et d'une onde électromagnétique M.F. permet d'accroître le degré de fiabilité de notre dispositif.

La propagation de l'onde U.H.F. en présence d'hydrométéores est sensiblement dégradée, les performances de notre dispositif en seront alors diminuées.

L'étude du fonctionnement de notre système dans des conditions climatiques défavorables est fondamentale, et fait l'objet du chapitre suivant.



CHAPITRE II

ETUDE DES CONDITIONS
DE PROPAGATION D'UNE ONDE
ELECTROMAGNETIQUE
A TRAVERS UNE LAME DIELECTRIQUE
DE FAIBLE EPAISSEUR

CHAPITRE II

Etude des conditions de propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique de faible épaisseur

Introduction

II-1 - Propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique homogène

II-1-1 Situation du problème

II-1-2 Le champ E est polarisé dans le plan d'incidence

II-1-3 Le champ E est perpendiculaire au plan d'incidence

II-2 - Etude de la transition air/eau

II-2-1 Caractéristiques électriques de l'eau douce

II-2-1-1 La permittivité ϵ_r

II-2-1-2 La conductivité

II-2-1-3 La longueur de pénétration

II-2-2 Influence de l'angle d'incidence

II-2-2-1 Onde polarisée perpendiculairement au plan d'incidence

II-2-2-2 Onde polarisée parallèlement au plan d'incidence

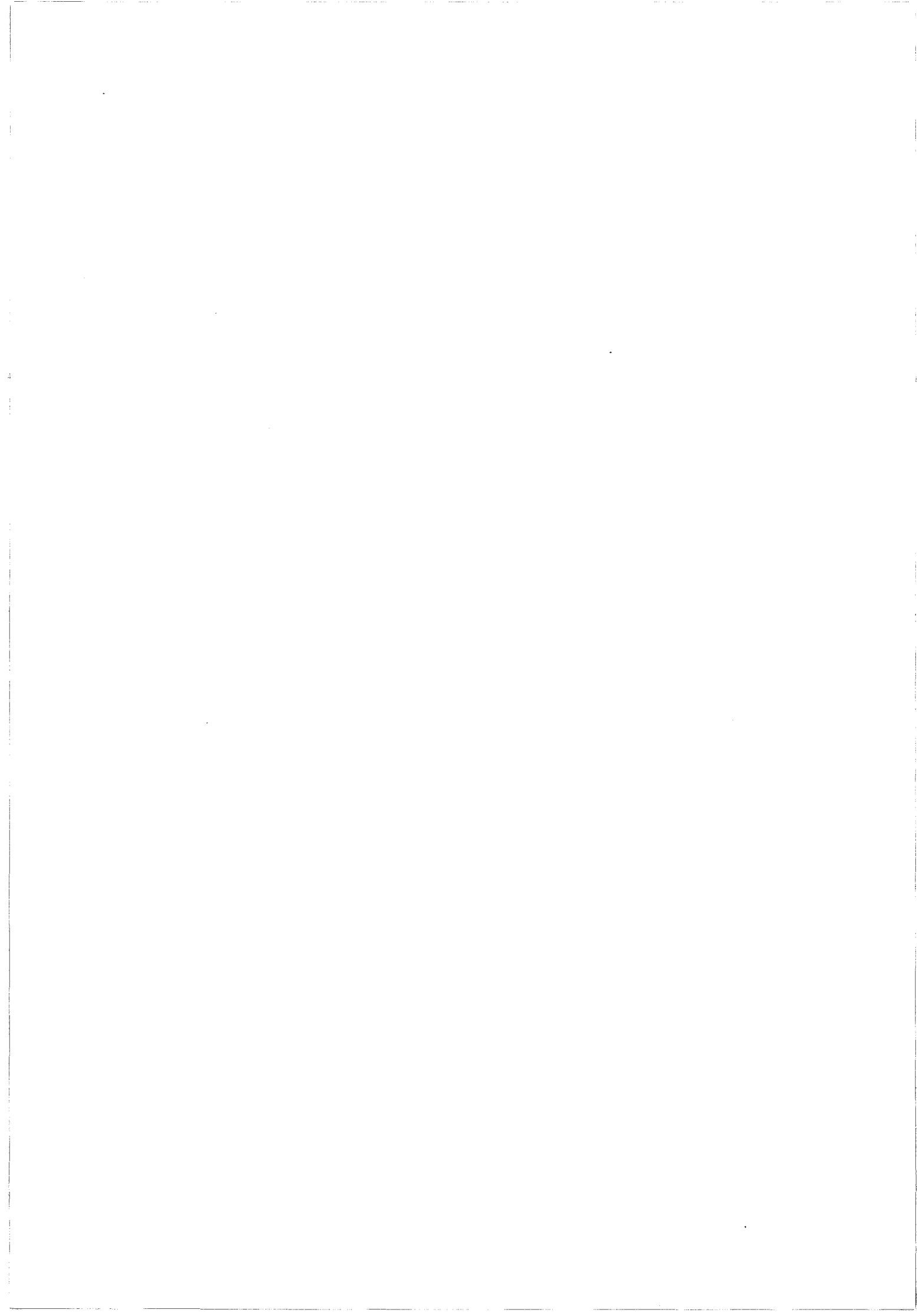
II-2-2-3 Influence de la polarisation sur la transmission
interrogateur-balise

II-2-3 Etude fréquentielle

II-2-3-1 Variation de l'atténuation en fonction de la fréquence

II-2-3-2 Analyse des phénomènes de résonance

II-2-3-3 Détermination théorique des fréquences de résonance



- II-2-4 Etude de l'atténuation d'une onde électromagnétique à travers une lame d'eau d'épaisseur variable : confrontation théorie-expérience
 - II-2-4-1 Présentation du dispositif d'essai
 - II-2-4-2 Evolution de la conductivité mesurée en fonction de la fréquence
 - II-2-4-3 Evolution du module de l'atténuation : confrontation théorie-expérience

II-2-5 Influence de la conductivité de l'eau sur l'évolution de l'atténuation

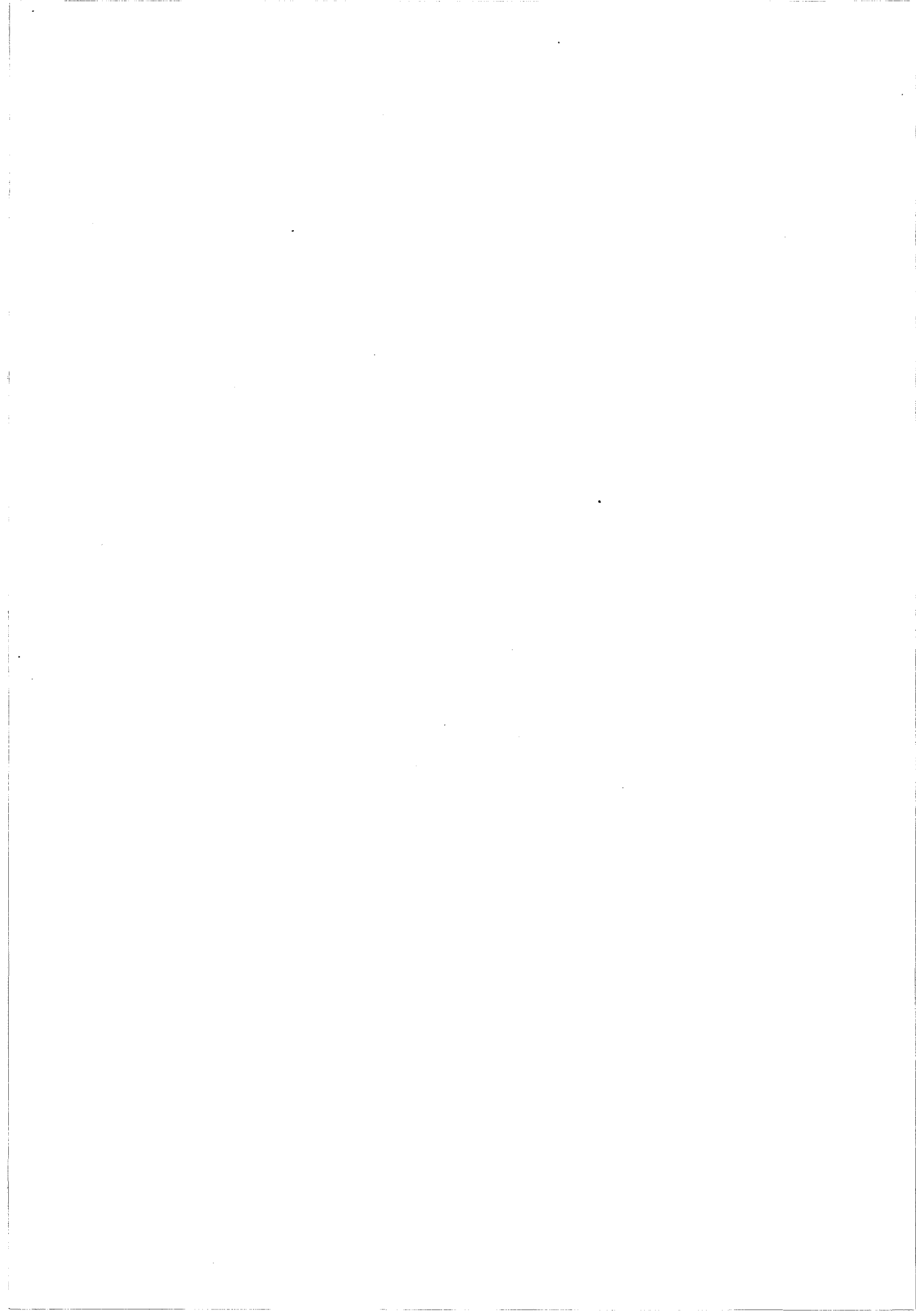
II-2-6 Etude de l'atténuation d'une onde électromagnétique à travers une lame d'eau : influence simultanée de la fréquence et de l'épaisseur de la lame

II-2-7 Modification des caractéristiques d'une antenne placée au voisinage d'une interface air/eau

II-3 - Influence de la neige fondante sur la transmission d'une onde électromagnétique de fréquence 1 GHz

- II-3-1 Approche expérimentale
 - II-3-1-1 Expérience numéro 1
 - II-3-1-2 Expérience numéro 2
 - II-3-1-3 Expérience numéro 3
 - II-3-1-4 Expérience numéro 4
 - II-3-1-5 Expérience numéro 5
- II-3-2 Approche phénoménologique
- II-3-3 Approche théorique

Conclusion



**Etude des conditions de propagation
d'une onde électromagnétique
à travers une lame diélectrique de faible épaisseur**

INTRODUCTION

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, la position d'une balise sur la voie, la soumet aux agressions multiples de l'environnement.

La position horizontale de celle-ci impose inévitablement la même position de l'antenne haute fréquence. Dans les conditions d'utilisation normales ou exceptionnelles il va en résulter une accumulation de matière sur le boîtier et la création d'une lame diélectrique entre l'antenne de la balise et l'antenne de l'interrogateur.

Suivant les caractéristiques de cette lame diélectrique (permittivité ϵ , perméabilité μ , conductivité σ) et la fréquence de travail choisie, il en résulte une dégradation plus ou moins importante du bilan de liaison. Ce sont ces variations du bilan de transmission entre l'interrogateur et la balise que nous allons étudier au cours de ce chapitre.

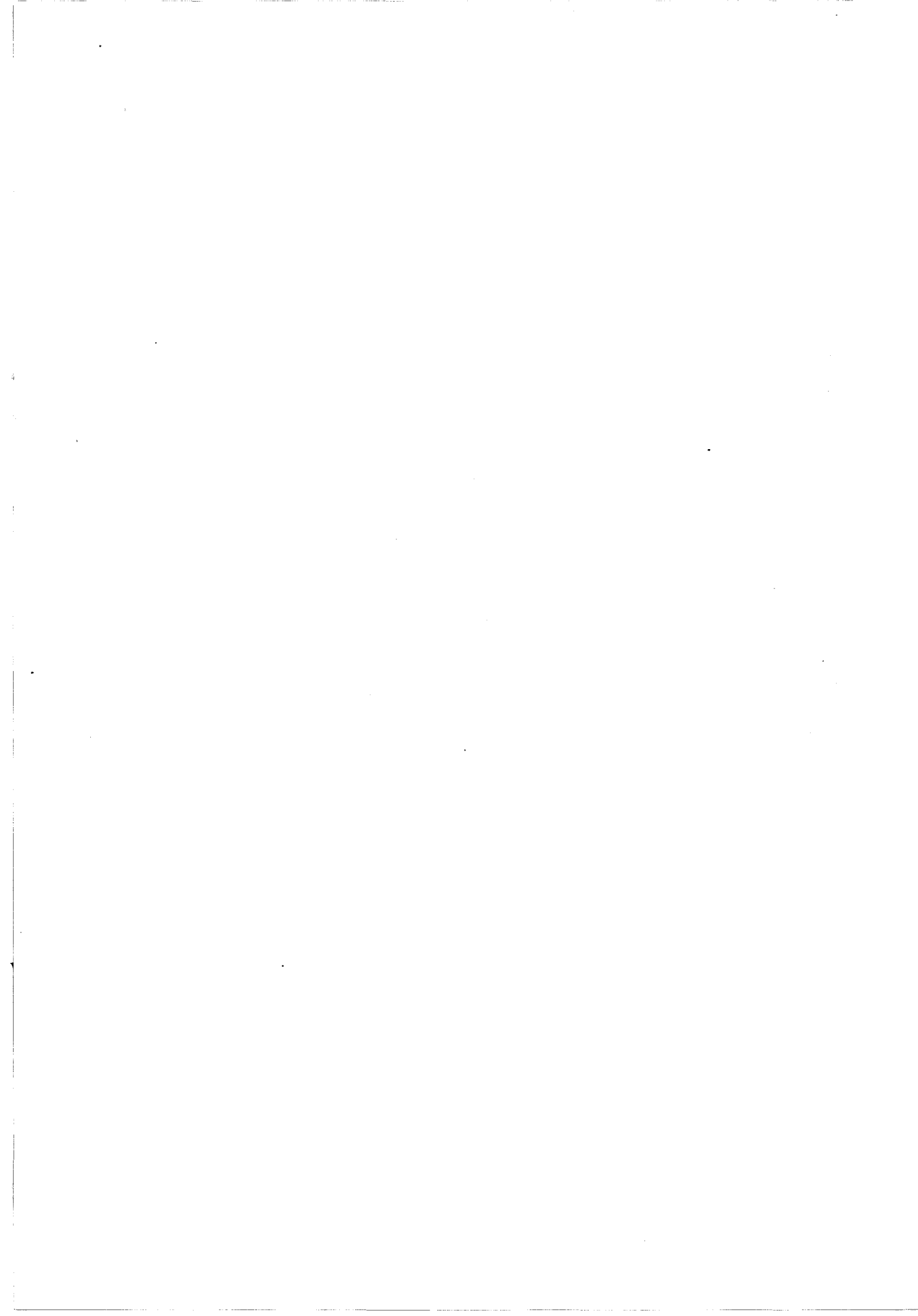
Il apparaît difficile de dresser une liste exhaustive des matériaux susceptibles de se déposer sur la balise, mais il y a néanmoins deux éléments incontournables de notre étude : l'eau et la neige.

Dans la première partie de ce chapitre nous étudions la propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique homogène quelconque, de faible épaisseur.

Dans une seconde partie, nous appliquons cette étude à la propagation à travers d'une lame d'eau. Nous étudierons plus particulièrement l'influence combinée de la fréquence, de l'épaisseur et de la conductivité de cette lame.

Dans la troisième partie nous confronterons les résultats théoriques aux résultats expérimentaux obtenus en laboratoire.

Dans la quatrième partie nous présentons les résultats expérimentaux des effets d'une couche de neige fondante et nous donnons une approche phénoménologique des résultats observés.



II-1 - Propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique homogène

II-1-1 Situation du problème

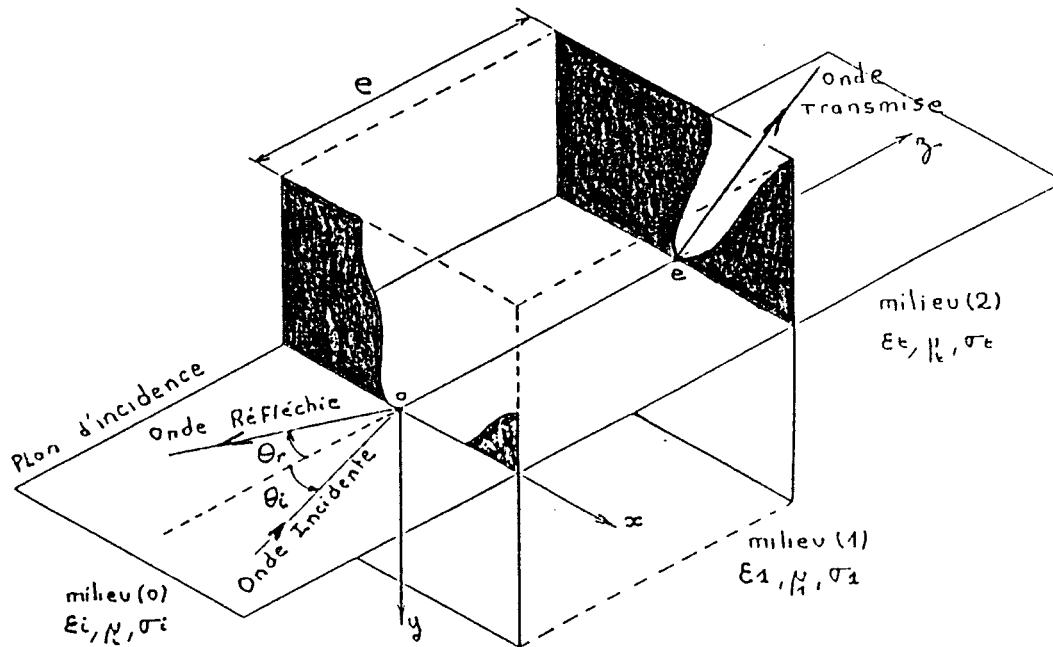


fig 2-1 : Disposition générale

Nous considérons une onde électromagnétique plane incidente en $z = 0$ sous une incidence quelconque (θ_i quelconque).

Une lame diélectrique de caractéristiques $\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$ et d'épaisseur e sépare deux milieux semi-infinis, de caractéristiques $\epsilon_i, \mu_i, \sigma_i$ pour le milieu (0) de caractéristiques $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ pour le milieu (2).

Le plan (xoz) définit le plan d'incidence. A partir de la théorie développée par J.R.Wait nous calculons l'atténuation apportée par cette lame diélectrique. [17]

II-1-2 Le champ E est polarisé dans le plan d'incidence

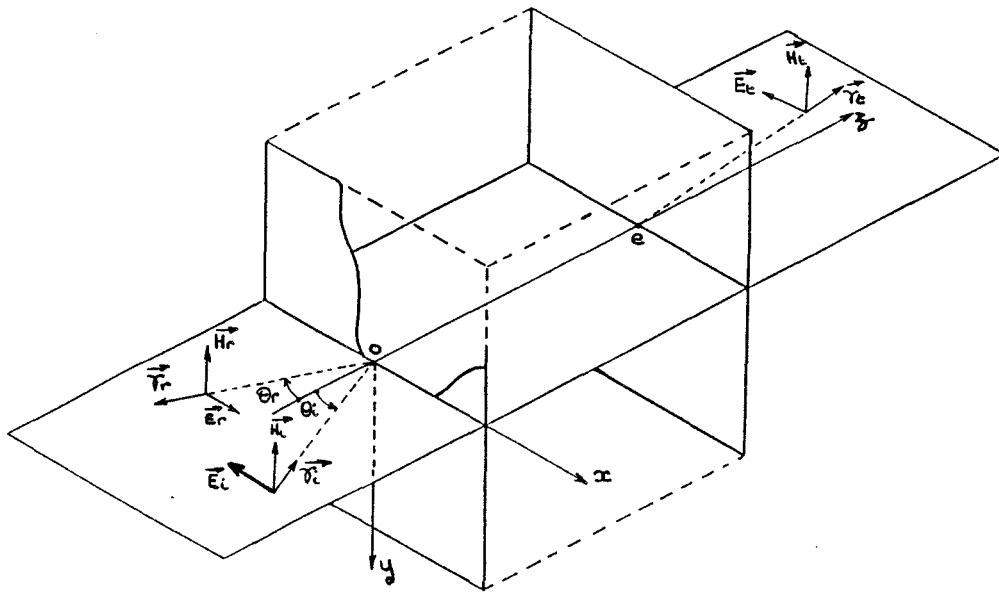


fig 2-2 : Polarisation parallèle du champ électrique

Le champ magnétique H n'a alors ici qu'une composante suivant oy. Dans chaque milieu (m) il est solution de l'équation :

$$(\nabla^2 - \gamma_m^2) H_{m y} = 0 \quad \text{où } m = 0, 1, 2 \quad (2-1)$$

$$\gamma_m^2 = j \sigma_m \mu_m \omega - \epsilon_m \mu_m \omega^2 \quad (2-2)$$

avec $\text{Re}(\gamma_m) > 0$

La solution générale de l'équation (2-1) s'écrit :

$$H_{m y} = (a_m e^{-u_m z} + b_m e^{u_m z}) \cdot e^{-j \lambda x} \quad (2-3)$$

avec $u_m^2 = \lambda^2 + \gamma_m^2$ et λ un complexe quelconque, et $\text{Re}(u_m) > 0$

Le champ incident peut aussi s'écrire :

$$H_{iy} = H_0 e^{-\gamma_i \cos \theta_i z} e^{-\gamma_i \sin \theta_i x} \quad (2-4)$$

En reprenant l'équation (2-3) et en posant $m = 0$, nous obtenons :

$$H_{0y} = (a_0 e^{-u_0 z} + b_0 e^{u_0 z}) e^{-j \lambda x} \quad (2-5)$$

Les équations (2-4) et (2-5) expriment le champ magnétique incident dans le milieu (0) sous deux formes différentes, par identification nous obtenons alors :

$$\begin{cases} a_0 = H_0 \\ u_0 = \gamma_i \cos \theta_i \\ \lambda = -j \gamma_i \sin \theta_i \end{cases} \quad (2-6)$$

Par conséquent le terme $b_0 e^{u_0 z} e^{-j \lambda x}$ représente l'onde réfléchie ($z < 0$), et l'angle de réflexion vaut $\theta_r = \theta_i$

Pour trouver les expressions des champs réfléchis et transmis nous écrivons les équations de continuité aux deux interfaces en $z = 0$ et $z = e$.

- Equations de continuité

A chaque interface nous devons avoir la continuité des composantes tangentielles des champs, ce que nous écrivons sous la forme suivante :

$$\begin{cases} E_{m-1}(x) = E_m(x) \\ H_{m-1}(y) = H_m(y) \end{cases} \quad (2-7)$$

- Relation entre le champ électrique E et le champ magnétique H

Nous savons que :

$$\vec{E}_m = \frac{-\vec{\gamma}_m}{\sigma_m + j\omega \epsilon_m} \wedge \vec{H}_m \quad (2-8)$$

dans notre cas nous obtenons donc :

$$\vec{E}_m = - \frac{\gamma_{mz} H_{m,y}}{\sigma_m + j\omega \epsilon_m} \vec{e}_x - \frac{\gamma_{mx} H_{m,y}}{\sigma_m + j\omega \epsilon_m} \vec{e}_z \quad (2-9)$$

e_x et e_z étant les vecteurs unitaires suivant x et z

$$\vec{E}_m = - (\sigma_m + j\omega \epsilon_m)^{-1} \frac{\partial H_{m,y}}{\partial z} \vec{e}_x - (\sigma_m + j\omega \epsilon_m)^{-1} \frac{\partial H_{m,y}}{\partial x} \vec{e}_z \quad (2-10)$$

les équations de continuité (2-7) s'écrivent alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} (\sigma_{m-1} + j\omega \epsilon_{m-1})^{-1} \frac{\partial H_{m-1,y}}{\partial z} = (\sigma_m + j\omega \epsilon_m)^{-1} \frac{\partial H_{m,y}}{\partial z} \\ H_{m-1,y} = H_{m,y} \end{array} \right\}_{z=z_{m-1}} \quad (2-11)$$

- Equations de continuité à l'interface $z = 0$ ($m = 1$)

$$\left\{ \begin{array}{l} (\sigma_1 + j\omega \epsilon_1)^{-1} \frac{\partial H_1(y)}{\partial z} = (\sigma_1 + j\omega \epsilon_1)^{-1} \frac{\partial H_1(y)}{\partial z} \\ H_1(y) = H_1(y) \end{array} \right. \quad (2-12)$$

- Equations de continuité à l'interface $z = e$ ($m = 2$)

$$\left\{ \begin{array}{l} (\sigma_1 + j\omega \epsilon_1)^{-1} \frac{\partial H_1(y)}{\partial z} = (\sigma_2 + j\omega \epsilon_2)^{-1} \frac{\partial H_2(y)}{\partial z} \\ H_1(y) = H_2(y) \end{array} \right. \quad (2-13)$$

- Impédance de surface aux interfaces

Au niveau de chaque interface nous pouvons définir une impédance de surface Z_{m-1} , cette impédance est définie classiquement par le rapport des composantes tangentielles des champs E et H.

$$(Z_{m-1})_{z=z_{m-1}} = \left[\frac{E_{m-1}(x)}{H_{m-1}(y)} \right]_{z=z_{m-1}} \quad (2-14)$$

- Au niveau de la première interface $z = 0$ ($m = 1$)

$$Z_1 = \left(\frac{E_1(x)}{H_1(y)} \right)_{z=0} \quad (2-15)$$

soit en reprenant les expressions (2-5) et (2-10) :

$$Z_0 = u_0 (\sigma_0 + j\omega \epsilon_0)^{-1} \frac{a_0 - b_0}{a_0 + b_0} \quad (2-16)$$

Nous posons :

$$K_0 = u_0 (\sigma_0 + j\omega \epsilon_0)^{-1} \quad (2-17)$$

$$Z_0 = K_0 \frac{a_0 - b_0}{a_0 + b_0} \quad (2-18)$$

La continuité des champs au niveau de l'interface impose l'égalité des impédances de surface de part et d'autre de $z = 0$, nous pouvons donc écrire :

$$Z_1 = \left(\frac{E_1(x)}{H_1(y)} \right)_{z=0} = K_1 \frac{a_1 - b_1}{a_1 + b_1} = Z_1 \quad (2-19)$$

$$K_1 = \frac{u_1}{\sigma_1 + j\omega \epsilon_1} \quad (2-20)$$

à partir de cette expression nous obtenons une relation entre a_0 , l'amplitude du champ magnétique incident et b_0 l'amplitude du champ magnétique réfléchi soit :

$$\frac{b_0}{a_0} = \frac{K_0 - Z_1}{K_0 + Z_1} \quad (2-21)$$

- Au niveau de la seconde interface $z = e$ ($m = 2$)

$$Z_1 = \left(\frac{E_{1x}}{H_{1y}} \right)_{z=e} \quad (2-22)$$

$$Z_1 = K_1 \frac{a_1 e^{-u_1 e} - b_1 e^{u_1 e}}{a_1 e^{-u_1 e} + b_1 e^{u_1 e}} \quad (2-23)$$

ici encore nous devons avoir égalité des impédances de surface :

$$Z_2 = \left(\frac{E_{2x}}{H_{2y}} \right)_{z=e} = Z_1 \quad (2-24)$$

nous obtenons ainsi une relation entre Z_1 et Z_2 :

$$\boxed{Z_1 = K_1 \frac{Z_2 + K_1 \operatorname{th} u_1 e}{K_1 + Z_2 \operatorname{th} u_1 e}} \quad (2-25)$$

- Impédance du milieu (2)

Nous avons supposé le milieu (2) semi-infini, il n'y a donc pas de champ réfléchi, le terme b_2 est donc identiquement nul et le champ magnétique dans ce milieu s'écrit, d'après (2-3),

$$H_{2y} = a_2 e^{-u_2 z} e^{-j\lambda x} \quad (2-26)$$

de même le champ électrique s'écrit :

$$E_{2x} = K_2 a_2 e^{-u_2 z} e^{-j\lambda x} \quad (2-27)$$

$$K_2 = \frac{u_2}{\sigma_2 + j\omega \epsilon_2} \quad (2-28)$$

L'impédance de milieu s'écrit alors :

$$Z_2 = K_2 \quad (2-29)$$

- Calcul des coefficients de réflexion et de transmission

Nous définissons le coefficient de réflexion par :

$$R_{//} = \frac{b_o}{a_o} \quad (2-30)$$

ainsi que le coefficient de transmission par :

$$T_{//} = \frac{a_2}{a_o} \quad (2-31)$$

Le coefficient de réflexion s'expriment simplement à partir des relations (2-21), (2-27) et (2-29) soit :

$$R_{//} = \frac{K_o (K_1 + K_2 \operatorname{th} u_1 e) - K_1 (K_2 + K_1 \operatorname{th} u_1 e)}{K_o (K_1 + K_2 \operatorname{th} u_1 e) + K_1 (K_2 + K_1 \operatorname{th} u_1 e)} \quad (2-32)$$

Pour obtenir le coefficient de transmission T nous réécrivons les conditions de continuité des champs à chaque interface soit :

$$\left. \begin{array}{l} E_{0x} = E_{1x} \\ H_{0y} = H_{1y} \end{array} \right\}_{z=0} \quad \text{et} \quad \left. \begin{array}{l} E_{1x} = E_{2x} \\ H_{1y} = H_{2y} \end{array} \right\}_{z=e} \quad (2-33)$$

Nous rappelons les expressions des champs électriques et magnétiques suivant x et y dans les trois milieux :

$$\begin{cases} E_{0x} = K_0 (a_0 e^{-u_0 z} - b_0 e^{u_0 z}) e^{-j\lambda x} \\ E_{1x} = K_1 (a_1 e^{-u_1 z} - b_1 e^{u_1 z}) e^{-j\lambda x} \\ E_{2x} = K_2 a_2 e^{-u_2 z} \end{cases} \quad (2-34)$$

$$\begin{cases} H_{0y} = (a_0 e^{-u_0 z} + b_0 e^{u_0 z}) e^{-j\lambda x} \\ H_{1y} = (a_1 e^{-u_1 z} + b_1 e^{u_1 z}) e^{-j\lambda x} \\ H_{2y} = a_2 e^{-u_2 z} \end{cases} \quad (2-35)$$

A partir des expressions des champs (2-34), (2-35) et des conditions de continuité (2-33) nous obtenons :

pour le milieu (1) :

$$a_1 = \frac{a_0}{2} \left[(1+R) + \frac{K_0}{K_1} (1-R) \right] \quad (2-36)$$

$$b_1 = \frac{a_0}{2} \left[(1+R) - \frac{K_0}{K_1} (1-R) \right] \quad (2-37)$$

pour le milieu (2) :

$$a_2 = \frac{a_0}{2} \left\{ (1+R) [e^{-(u_1-u_2)} e + e^{(u_1+u_2)} e] + \frac{K_0}{K_1} (1-R) [e^{-(u_1-u_2)} e - e^{(u_1+u_2)} e] \right\} \quad (2-38)$$

d'où le coefficient de transmission T :

$$T_{//} = \frac{1}{2} \left\{ (1+R) [e^{-(u_1-u_2)} e + e^{(u_1+u_2)} e] + \frac{K_0}{K_1} (1-R) [e^{-(u_1-u_2)} e - e^{(u_1+u_2)} e] \right\} \quad (2-39)$$

II-1-3 Le champ E est perpendiculaire au plan d'incidence

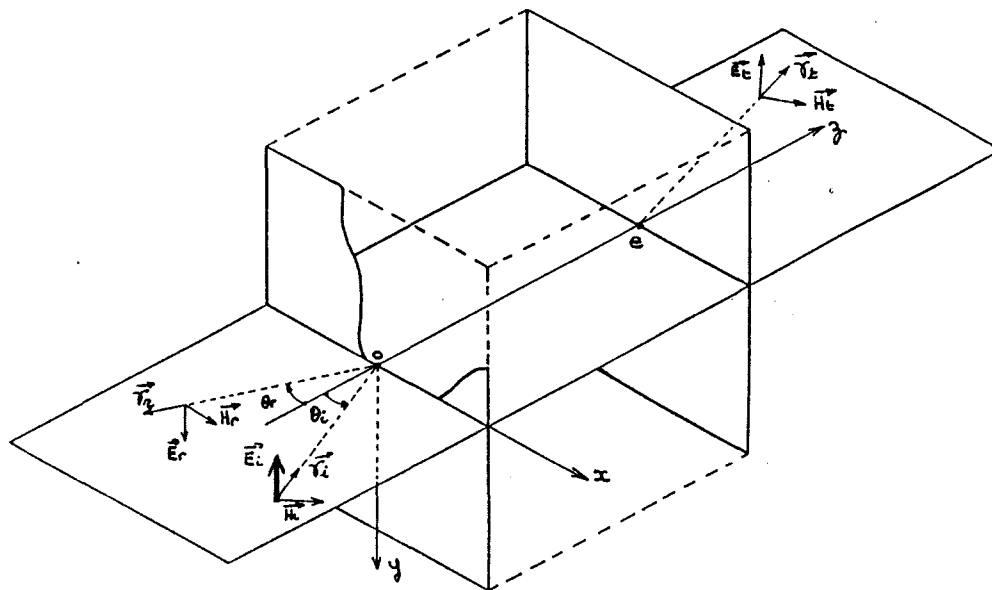


fig 2-3 : Polarisation perpendiculaire du champ électrique

Le champ électrique E n'a, dans ce cas, qu'une composante suivant oy. Par analogie avec le cas où E est dans le plan d'incidence nous écrivons :

$$E_{my} = [C_m e^{-u_m z} + d_m e^{u_m z}] e^{-j\lambda x}$$

$$\text{où } u_m^2 = \lambda^2 + \gamma_m^2 \tag{2-40}$$

Le champ électrique incident se met sous la forme :

$$E_y^i = E_0 e^{-\gamma_1 \cos\theta z} e^{-\gamma_1 \sin\theta x} \tag{2-41}$$

La composante du champ magnétique suivant ox s'écrit :

$$H_{mx} = (j\omega \mu_m)^{-1} \frac{\partial E_{my}}{\partial z} \quad (2-42)$$

Les conditions de continuité imposent :

$$\left. \begin{array}{l} E_{m-1,y} = E_{m,y} \\ (j\omega \mu_{m-1})^{-1} \frac{\partial E_{m-1,y}}{\partial z} = (j\omega \mu_m)^{-1} \frac{\partial E_{my}}{\partial z} \end{array} \right\}_{z=z_{m-1}} \quad (2-43)$$

La dualité entre la polarisation perpendiculaire et la polarisation parallèle est évidente. En confrontant les relations (2-11) et (2-43) nous constatons qu'il suffit de remplacer H_{my} par E_{my} et $(\sigma_m + j\omega \epsilon_m)^{-1}$ par $(j\omega \mu_{m-1})^{-1}$

Il en résulte les relations duales suivantes :

$$\frac{d_o}{c_o} = \frac{N_o - Y_1}{N_o + Y_1} \quad (2-44)$$

$$N_o = u_o (j\omega \mu_o)^{-1} \quad (2-45)$$

$$Y_1 = N_1 \frac{Y_2 + N_1 \operatorname{th} u_1 e}{N_1 + Y_2 \operatorname{th} u_1 e} \quad (2-46)$$

$$Y_2 = N_2 \quad (2-47)$$

- Calcul des coefficients de réflexion et de transmission

Nous définissons à nouveau ces coefficients comme :

$$R_{\perp} = \frac{d_o}{c_o} \quad (2-48)$$

$$T_{\perp} = \frac{c_2}{c_o} \quad (2-49)$$

Le coefficient de réflexion s'expriment simplement à partir des relations (2-44) (2-46) et (2-47) :

$$R_{\perp} = \frac{N_o (N_1 + N_2 \operatorname{th} u_1 e) - N_1 (N_2 + N_1 \operatorname{th} u_1 e)}{N_o (N_1 + N_2 \operatorname{th} u_1 e) + N_1 (N_2 + N_1 \operatorname{th} u_1 e)} \quad (2-50)$$

pour le milieu (1) nous obtenons :

$$c_1 = \frac{c_o}{2} \left[(1 + R_{\perp}) + \frac{N_o}{N_1} (1 - R_{\perp}) \right] \quad (2-51)$$

$$d_1 = \frac{c_o}{2} \left[(1 + R_{\perp}) - \frac{N_o}{N_1} (1 - R_{\perp}) \right] \quad (2-52)$$

pour le milieu (2) :

$$c_2 = \frac{c_o}{2} \left\{ (1 + R_{\perp}) [e^{-(u_1 - u_2) e} + e^{(u_1 + u_2) e}] + \frac{N_o}{N_1} (1 - R_{\perp}) [e^{-(u_1 - u_2) e} - e^{(u_1 + u_2) e}] \right\} \quad (2-53)$$

d'où le coefficient de transmission :

$$T_{\perp} = \frac{1}{2} \left\{ (1 + R_{\perp}) [e^{-(u_1 - u_2) e} + e^{(u_1 + u_2) e}] + \frac{N_o}{N_1} (1 - R_{\perp}) [e^{-(u_1 - u_2) e} - e^{(u_1 + u_2) e}] \right\} \quad (2-54)$$

II-2 - Etude de la transition air/eau

Dans le paragraphe précédent nous avons rappelé le calcul des coefficients de transmission et de réflexion d'une onde électromagnétique incidente sur une lame diélectrique.

Les expressions (2-32), (2-39), (2-50) et (2-54) sont applicables quelques soient les caractéristiques des milieux de propagation considérés.

Nous allons nous intéresser ici aux effets d'une lame d'eau sur la transmission d'une onde électromagnétique plane. Pour cela, nous considérons deux milieux semi-infinis constitués d'air (ϵ_0, μ_0) séparés par une lame d'eau de caractéristiques ($\epsilon_1, \mu_0, \sigma_1$).

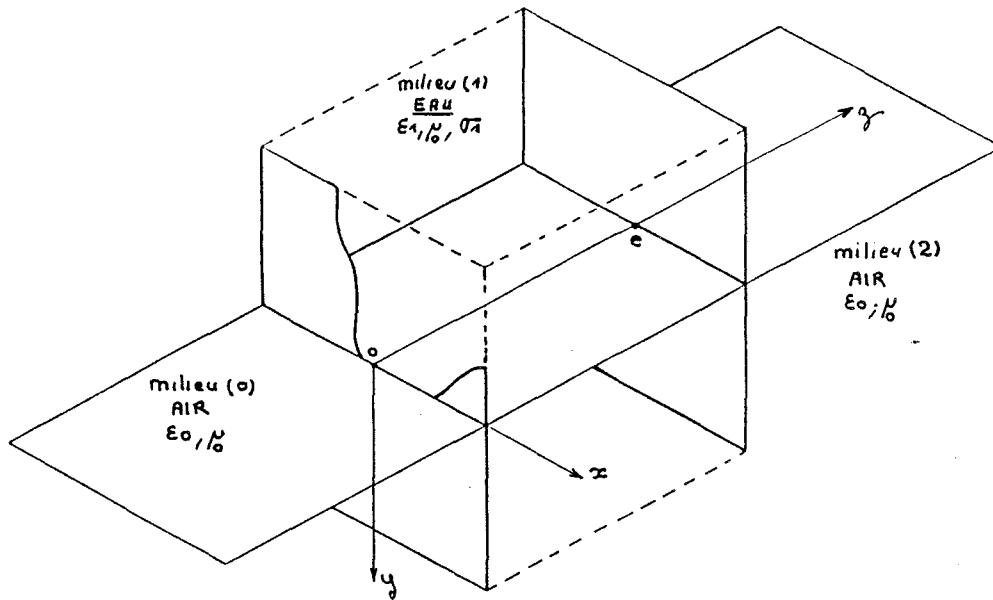


fig 2-4 : Transition air/eau

II-2-1 Caractéristiques électriques de l'eau douce

Avant d'étudier la propagation à travers une lame d'eau nous rappelons les caractéristiques électriques de l'eau douce (ou eau de pluie) : la permittivité, et la conductivité. A partir de ces deux caractéristiques importantes, nous en déduisons la longueur d'onde λ_e de l'eau, puis la longueur de pénétration.

II-2-1-1 La permittivité ϵ'_r

Pour des fréquences inférieures à 8 GHz, la permittivité de l'eau douce est constante et vaut 80, au delà de 100 GHz la permittivité est aussi constante et vaut 7. Entre ces deux fréquences de "transition", on peut noter une décroissance rapide de la permittivité. Sur la courbe de la figure (2-5), donnant l'évolution de la permittivité en fonction de la fréquence, nous notons, pour la fréquence de 10 GHz une permittivité de 70.

Nous reportons ci-dessous la variation de la permittivité ϵ'_r de l'eau douce en fonction de la fréquence. [29]

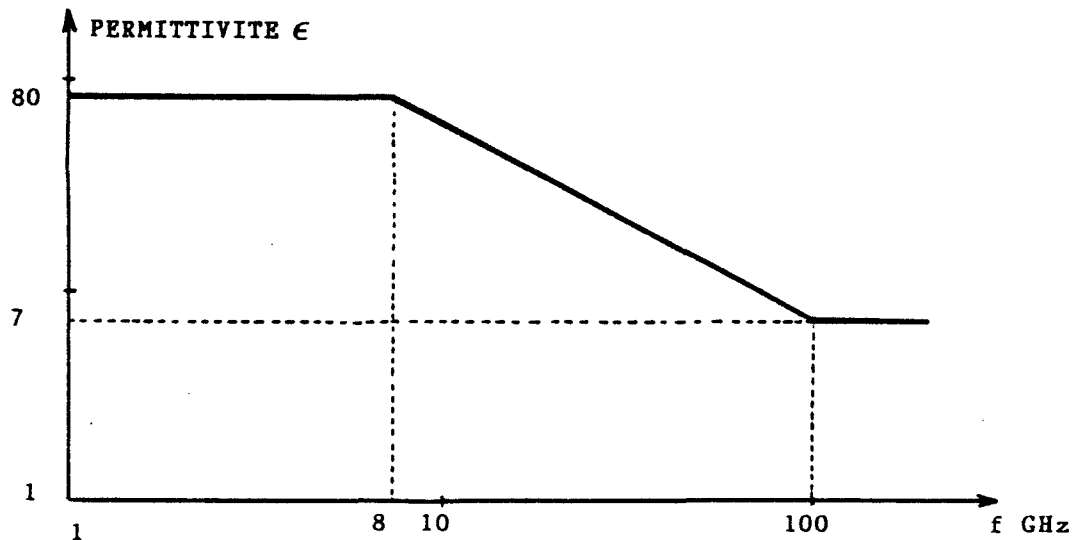


fig 2-5 : Evolution de la permittivité en fonction de la fréquence

Dans la suite de notre étude nous admettons néanmoins que la permittivité de l'eau douce est constante dans la gamme 1 MHz -10 GHz.

A partir de cette valeur de ϵ'_r , nous en déduisons la valeur de la longueur d'onde dans l'eau λ_e :

$$\lambda_e = \frac{\lambda_o}{\sqrt{80}}$$

(2-55)

II-2-1-2 La conductivité

La conductivité est un paramètre qui fluctue beaucoup, à la fois en fonction de la fréquence, mais également en fonction de la qualité de l'eau. L'évolution de la conductivité, présentée à la figure (2-6) [29] met en évidence deux fréquences de transition, 100 MHz et 20 GHz. *En dessous de 100 MHz la conductivité est constante et vaut 3.10^{-3} S/m, au delà de 20 GHz la conductivité est à nouveau constante mais vaut 54 S/m. Entre ces deux fréquences nous avons assimilé la loi de variation à une loi linéaire.

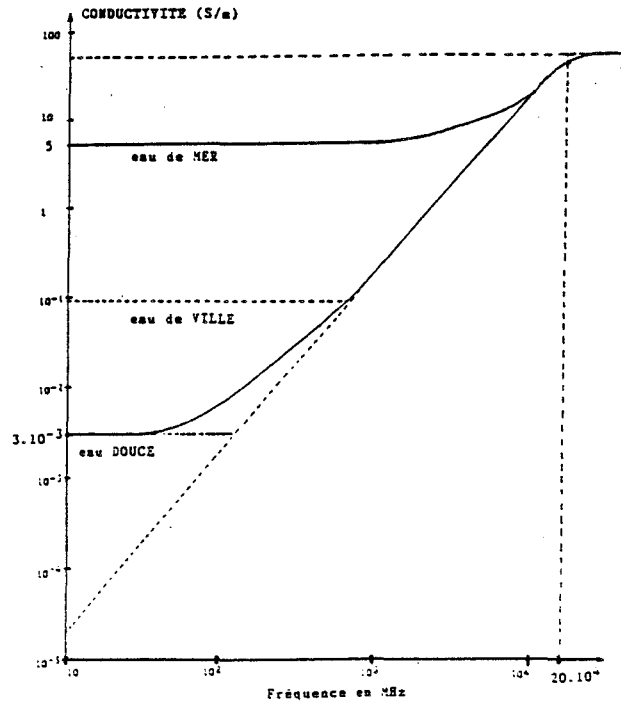


fig 2-6 : Evolution de la conductivité de l'eau en fonction de la fréquence

Cette loi de variation linéaire constitue une bonne approximation en dehors des zones proches des fréquences de transition. En ce qui nous concerne, pour la fréquence de 10 GHz, constituant la fréquence maximale de notre étude, l'erreur commise est nulle. Nous notons simplement une erreur de 20% à la fréquence de transition basse (100 MHz), qui peut être relativisée, compte-tenu de la dynamique importante de la variation de la conductivité.

Dans la gamme de fréquence 100 MHz - 20 GHz, nous avons la loi de variation suivante :

$$\log \sigma \# 1,869 \log f - 17,517 \quad (2-56)$$

où f est la fréquence en hertz.

* : A titre indicatif, nous reportons également la conductivité de l'eau de ville et de l'eau de mer

II-2-1-3 Longueur de pénétration

A partir des variations de la permittivité et de la conductivité de l'eau douce, en fonction de la fréquence, nous pouvons en déduire facilement la variation de la profondeur de pénétration δ .

soit

$$\delta(\omega) = \left(\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma(\omega)} \right)^{1/2} \quad (2-58)$$

$$\delta(f) = \left(\frac{1}{f \pi \mu_0 \sigma(\omega)} \right)^{1/2} \quad (2-59)$$

Nous reportons ci-dessous l'évolution de δ en fonction de la fréquence :

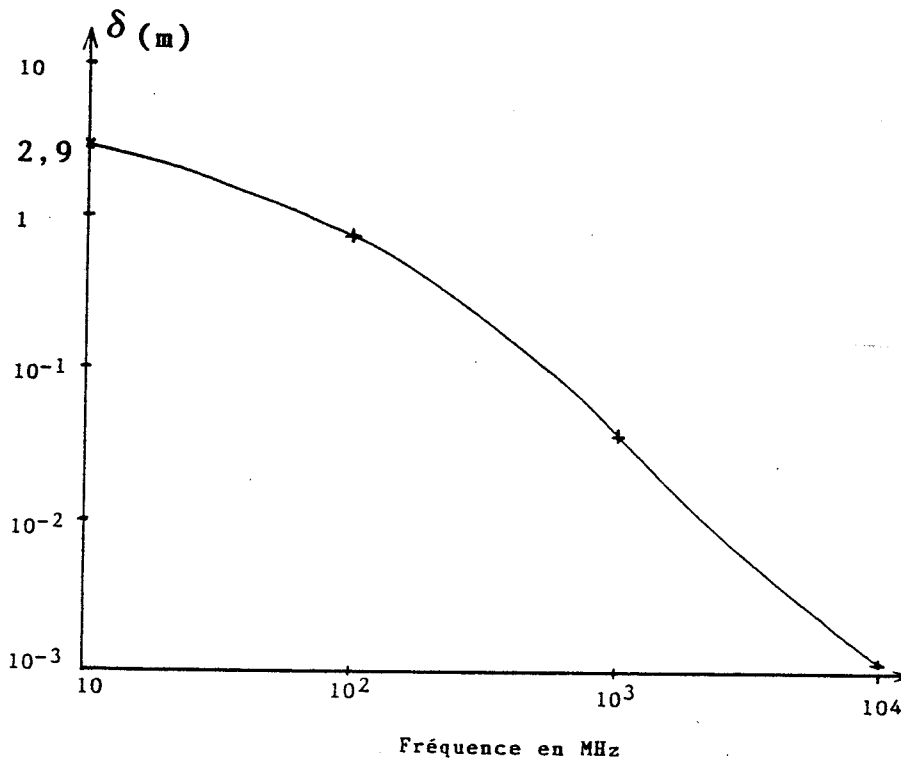


fig 2-7 : Evolution de la profondeur de pénétration en fonction de la fréquence

Nous constatons que la profondeur de pénétration de l'onde électromagnétique dans l'eau douce décroît rapidement ; elle est d'environ 10 m à 1 MHz pour ne plus valoir que 1 mm à 10 GHz.

Ces valeurs nous serviront de référence dans les choix de l'épaisseur de la lame d'eau dans la suite de notre étude.

II-2-2 Influence de l'angle d'incidence

Les expressions (2-39) et (2-54) donnent le coefficient de transmission d'une onde plane à travers une lame diélectrique d'épaisseur e . L'expression (2-39) est relative à une polarisation parallèle, l'expression (2-54) exprime le même coefficient, mais en polarisation perpendiculaire.

Nous étudions dans ce paragraphe les effets de la polarisation de l'onde sur le module du coefficient de transmission, pour cela nous étudions l'influence de l'angle d'incidence θ_i , que nous faisons varier de 0 à 90°.

II-2-2-1 Onde polarisée perpendiculairement au plan d'incidence

Nous présentons à la figure (2-8), le résultat de la simulation effectuée, pour laquelle la fréquence est de 1 GHz et l'épaisseur de la lame d'eau vaut 1 et 2 cm.

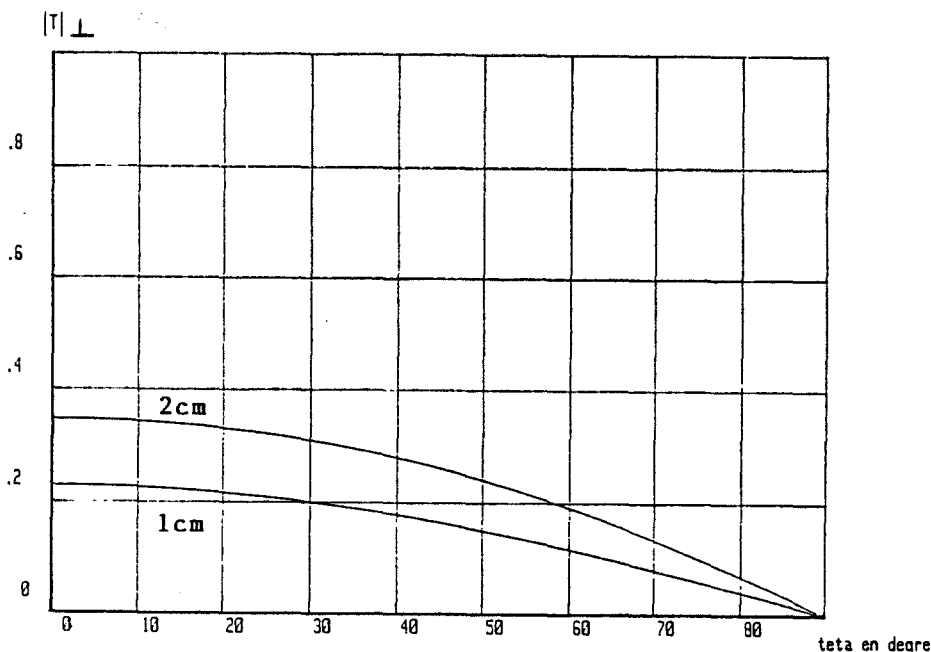


fig 2-8 : Evolution du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence

Nous constatons que dans le cas d'une onde polarisée perpendiculairement au plan d'incidence, le maximum de transmission s'obtient en incidence normale. Le module de T dépend alors uniquement de l'épaisseur de la lame d'eau.

II-2-2-2 Onde polarisée parallèlement au plan d'incidence

Nous présentons à nouveau le résultat de la simulation, réalisée dans les mêmes conditions que précédemment, soit une fréquence de 1 GHz et une épaisseur de la lame d'eau de 1 et 2 cm.

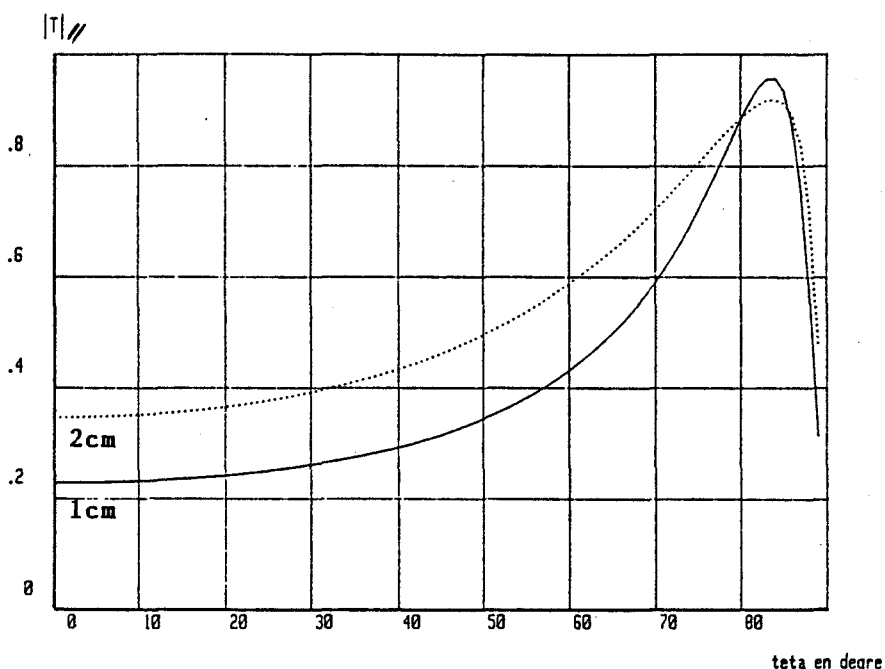


fig 2-9 : Evolution du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence

Nous remarquons ici qu'il existe un angle particulier pour lequel $|T|//$ est très voisin de l'unité.

Nous retrouvons ici l'angle de "Brewster" et nous vérifions l'équation classique donnant θ_b en fonction de la permittivité soit :

$$\boxed{\operatorname{tg} \theta_b = \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-60)$$

En appliquant (2-60) au cas de l'eau nous retrouvons :

$$\operatorname{tg} \theta_b = \sqrt{80} \quad (2-61)$$

$$\boxed{\theta_b \approx 84^\circ} \quad (2-62)$$

II-2-2-3 Influence de la polarisation sur la transmission interrogateur-balise

Nous présentons sur la figure (2-10) l'évolution du module T en polarisation parallèle et en polarisation perpendiculaire.

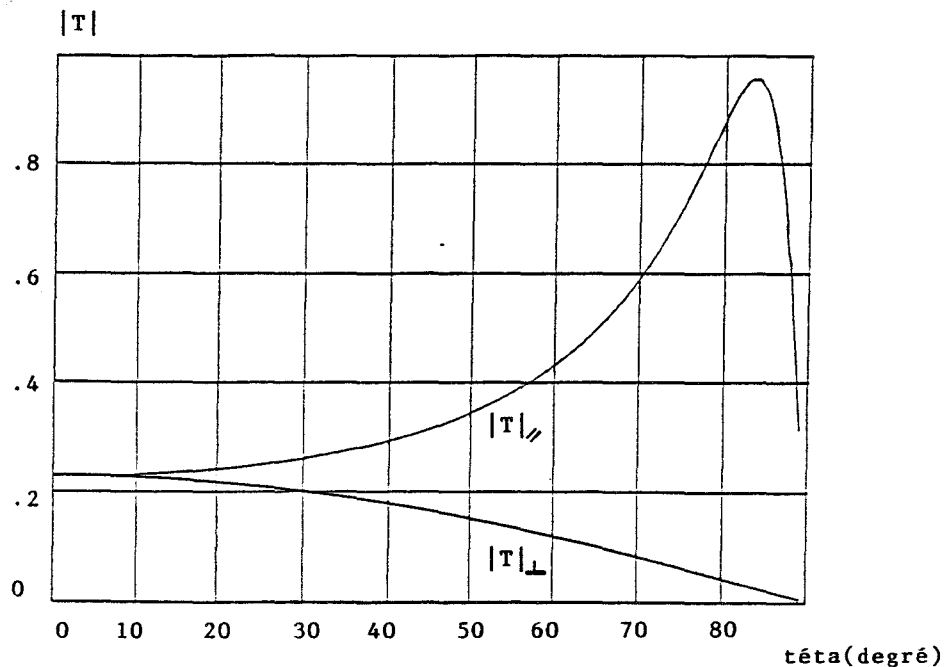


fig 2-10 : Evolution du coefficient de transmission

Une analyse purement théorique des courbes obtenues montre qu'il est nettement plus favorable de polariser l'onde parallèlement au plan d'incidence, et surtout de rester au voisinage de θ_b .

Pratiquement, l'angle d'incidence n'excède pas 45° (cf. chapitre 1), ce qui rend impossible la transmission sous l'incidence de Brewster.

Pour notre application, il est néanmoins préférable de polariser l'onde parallèlement au plan d'incidence sans toutefois espérer une amélioration notable du bilan de transmission.

La valeur faible de l'angle d'incidence pratique (θ_i) et l'équivalence du bilan de transmission pour les deux polarisations, dans ce cas, nous permet de simplifier notre étude.

Dans tous les développements qui vont suivre nous nous plaçons en incidence normale ($\theta_i = 0$), cette approximation n'entraînant que très peu de dispersion sur la valeur du module de T .

Si $\theta_i = 45^\circ$ l'écart est de 7 dB, mais pour $\theta_i = 20^\circ$ l'écart n'est que 1 dB.

II-2-3 Etude fréquentielle

II-2-3-1 Variation de l'atténuation en fonction de la fréquence

Après avoir analysé l'influence de l'angle d'incidence θ_i sur le coefficient de transmission, nous nous intéressons maintenant à la variation de ce coefficient en fonction de la fréquence. Pour cela, nous faisons deux hypothèses, en considérant l'épaisseur de la lame d'eau constante et en supposant l'angle d'incidence nul.

Pour étudier la gamme de fréquence allant de 1 MHz à 10 GHz, il est nécessaire de choisir une épaisseur d'eau en relation avec la longueur de pénétration étudiée au paragraphe II-2-1-3.

Nous avons vu qu'à 10 GHz cette profondeur est d'environ 1 mm, nous avons fixé l'épaisseur arbitraire de dix fois cette longueur de pénétration, soit 10 mm.

Nous reportons sur la figure (2-11) l'évolution de l'atténuation pour une fréquence variant de 1 MHz à 10 GHz.

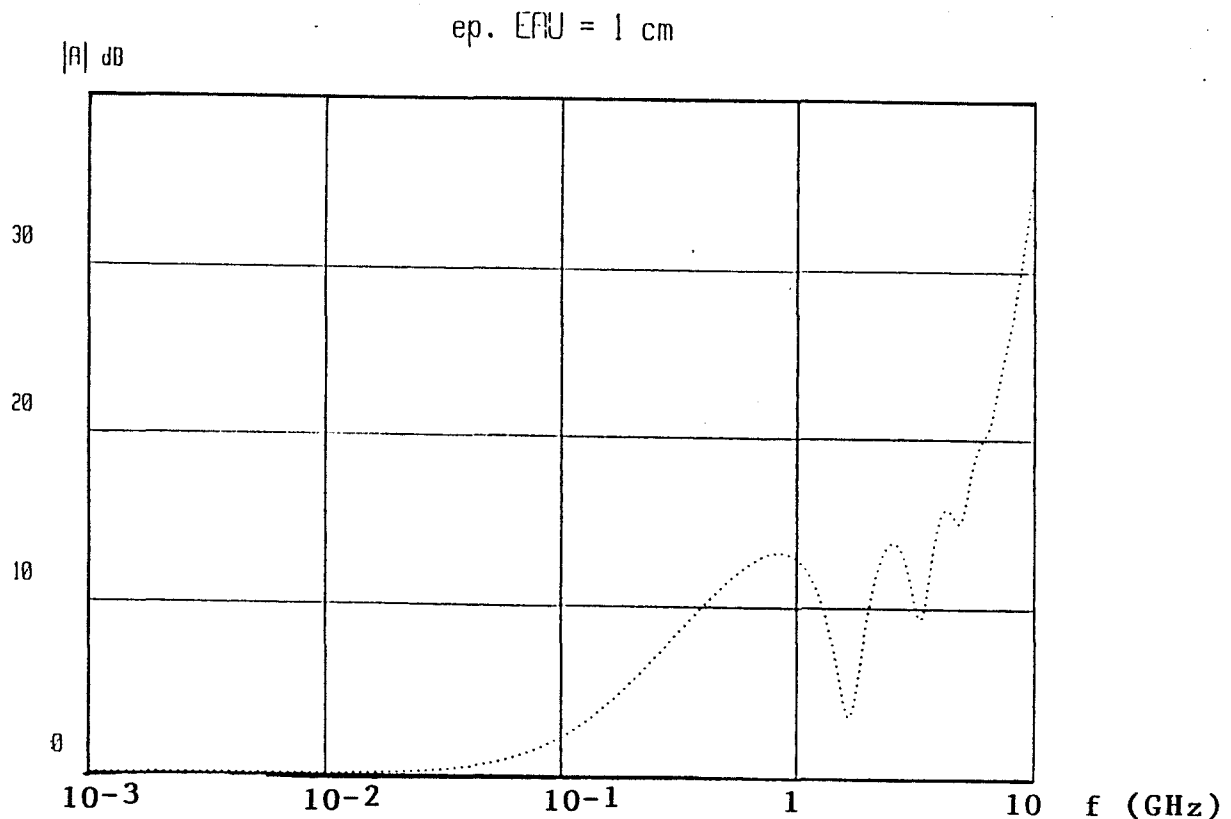


fig 2-11 : Atténuation d'une lame d'eau en fonction de la fréquence

A partir des résultats de la simulation nous pouvons déjà faire trois remarques :

- En dessous de 100 MHz l'atténuation est négligeable (< 2 dB).
- Dès que la fréquence dépasse quelques gigahertz, l'atténuation dépasse 20 dB. Cette atténuation importante exclue l'utilisation de fréquence élevée pour notre dispositif de localisation.
- L'atténuation ne suit pas une loi exponentielle. Nous remarquons dans la bande de fréquence 1 GHz - 10 GHz, qu'il existe des fréquences particulières pour lesquelles l'atténuation passe par un maximum.

II-2-3-2 Analyse des phénomènes de résonance

Contrairement aux études classiques de propagation d'une onde électromagnétique à travers une couche d'eau, ici l'épaisseur de la lame d'eau est faible (quelques centimètres).

L'absorption de l'onde, due à la perte d'énergie par effet joule créé par les courants $J = \sigma E$, doit être combinée avec des effets de résonance dans la lame diélectrique.

Nous présentons sur la figure (2-12), la variation de l'affaiblissement linéique de l'eau en fonction de la fréquence.

Le coefficient est donné par la partie réelle du facteur de propagation γ_1 dans l'eau soit :

$$\gamma_1^2 = j \sigma_1 \mu_1 \omega - \epsilon_1 \mu_1 \omega^2 \quad (2-63)$$

$$\gamma_1 = a_1 + j b_1 \quad (2-64)$$

$$\boxed{[\alpha]_{\text{dB/m}} = 20 \log (e^{a_1})} \quad (2-65)$$

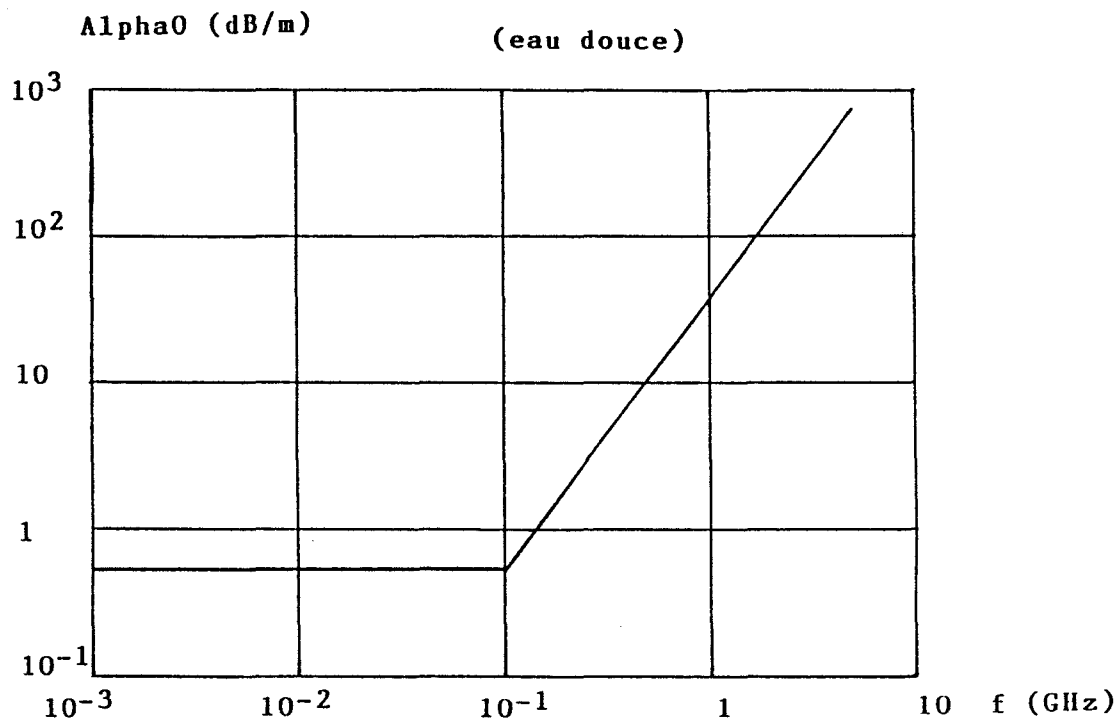


fig 2-12 : Atténuation linéique de l'eau en fonction de la fréquence

A partir de la connaissance de l'atténuation linéique α , nous en déduisons l'atténuation apportée par 1 cm d'eau en fonction de la fréquence (figure 2-13).

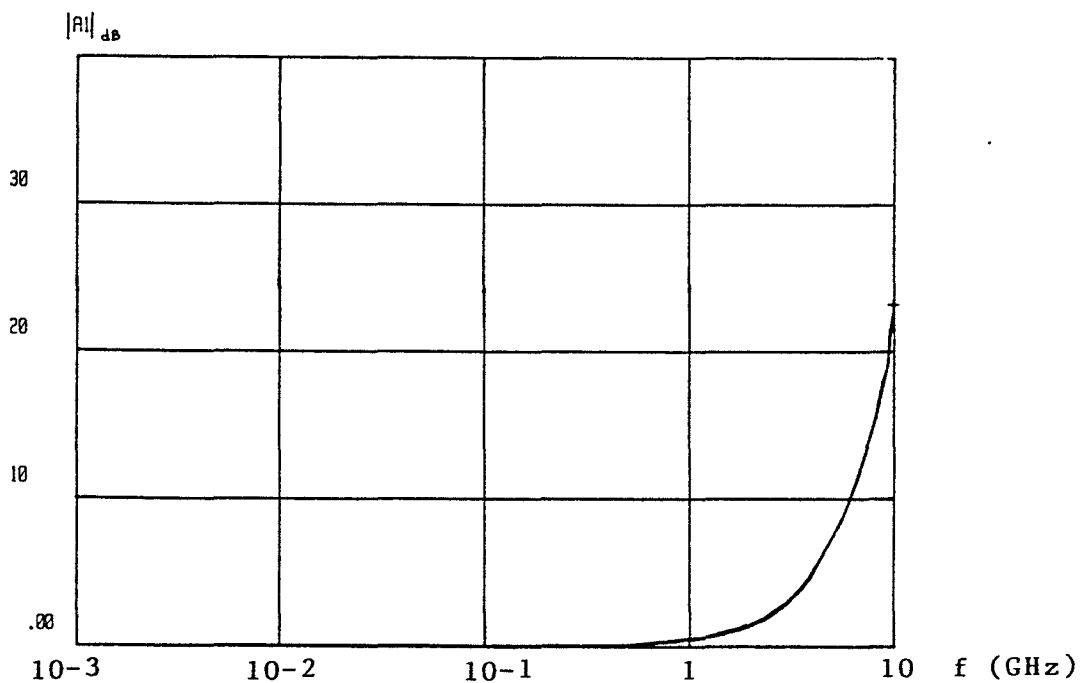


fig 2-13 : Atténuation par absorption en fonction de la fréquence

La figure (2-14) montre que, pour une épaisseur d'eau donnée, l'atténuation totale de la lame d'eau est beaucoup plus importante que l'atténuation linéique. Nous montrons ici le rôle primordial des deux interfaces qui, en provoquant des réflexions successives, augmentent considérablement l'atténuation.

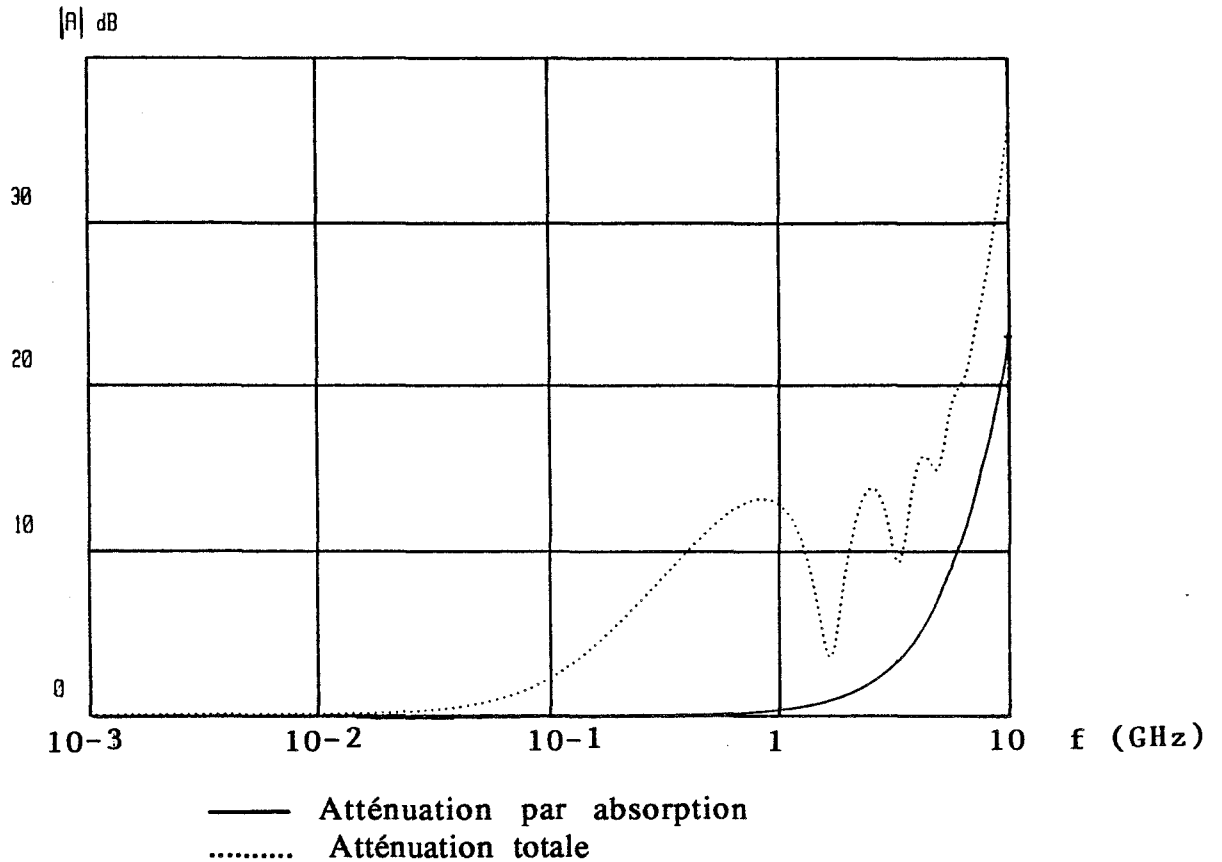


fig 2-14 : Comparaison : atténuation totale, atténuation par absorption

Nous notons qu'à chaque fréquence de résonance l'écart entre l'atténuation totale et l'atténuation par absorption est maximale.

II-2-3-3 Détermination théorique des fréquences de résonance

Pour déterminer théoriquement les fréquences de résonance, nous utilisons un schéma équivalent de type ligne de transmission, du milieu à trois couches air/eau/air.

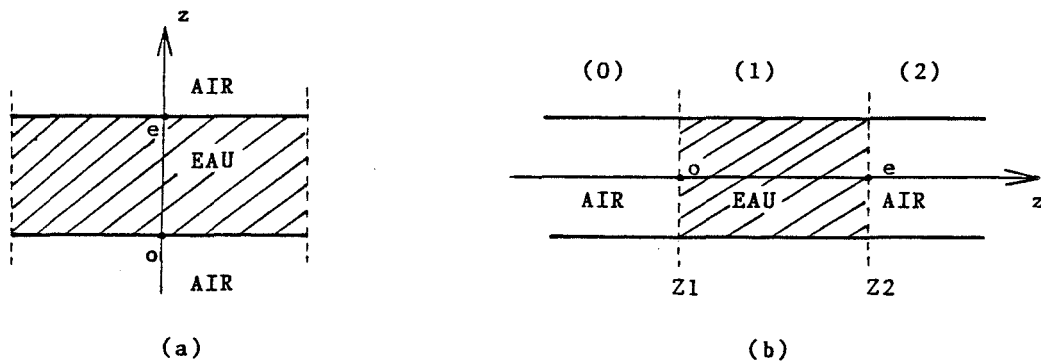


fig 2-15 : Schéma équivalent de type ligne de transmission

L'impédance d'entrée du tronçon de ligne équivalent (b) est donc Z_1 . Cette impédance a déjà été calculée, elle est donnée par l'expression (2-25) soit

$$Z_1 = K_1 \frac{Z_2 + K_1 \operatorname{th} u_1 e}{K_1 + Z_2 \operatorname{th} u_1 e} \quad (2-66)$$

$$\begin{cases} K_1 = \frac{u_1}{\sigma_1 + j \omega \epsilon_1} \\ Z_2 = K_2 = \frac{u_2}{\sigma_2 + j \omega \epsilon_2} \end{cases} \quad (2-67)$$

$$\begin{cases} u_1 = (\lambda^2 + \gamma_1^2)^{1/2} \\ u_2 = (\lambda^2 + \gamma_2^2)^{1/2} \end{cases} \quad (2-68)$$

Le schéma équivalent est donc de la forme suivante :

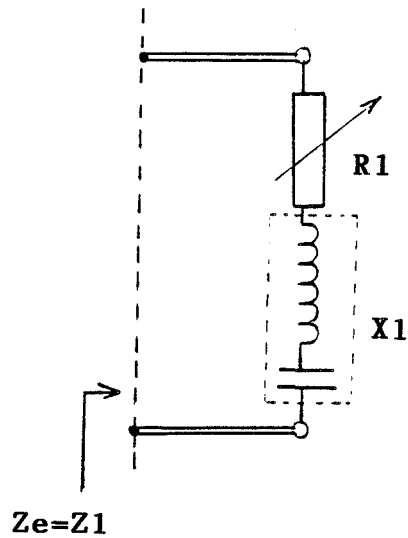


fig 2-16 : Schéma équivalent de la lame d'eau pour $e \ll \delta$

A partir de ce schéma équivalent nous pouvons mettre en évidence les fréquences pour lesquelles $X_1 = 0$, donc les fréquences de résonance. Le schéma équivalent se réduit alors à un circuit résistif.

Les variations de R_1 et X_1 en fonction de l'épaisseur de lame d'eau sont présentées à la figure (2-17).

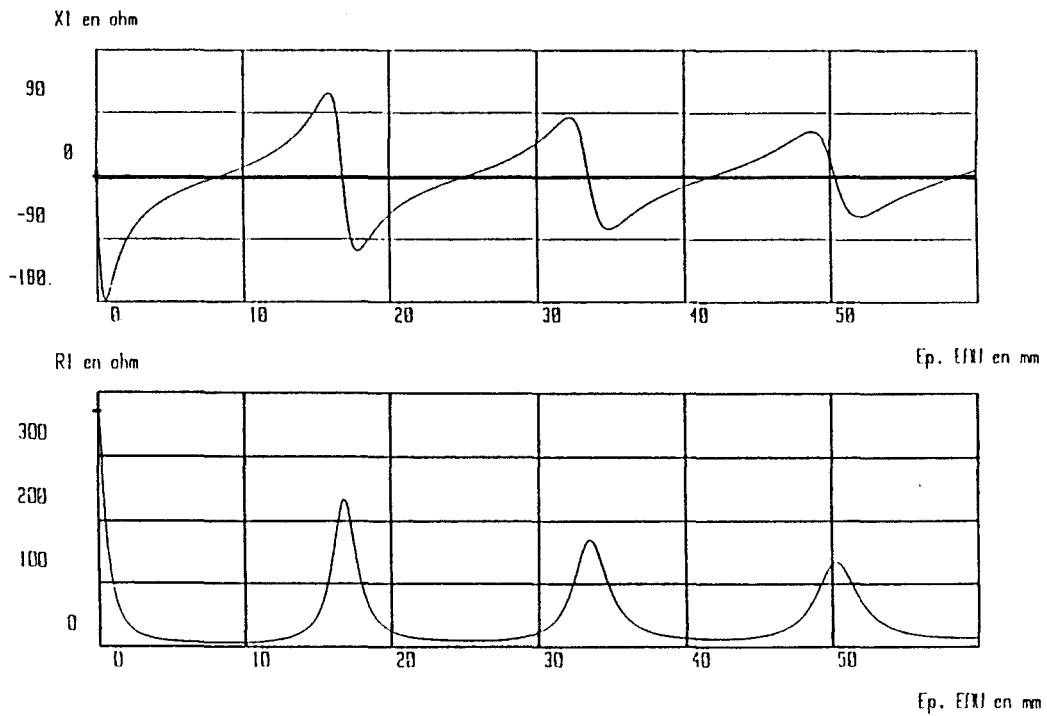


fig 2-17 : Variation de l'impédance de la lame d'eau en fonction de son épaisseur (R_e , Im)

- Relation entre (R_1, X_1) et l'épaisseur d'eau

Lorsque l'épaisseur d'eau vaut $\lambda_e/4$, nous pouvons faire l'analogie avec un circuit résonant série. (fig 2-18)

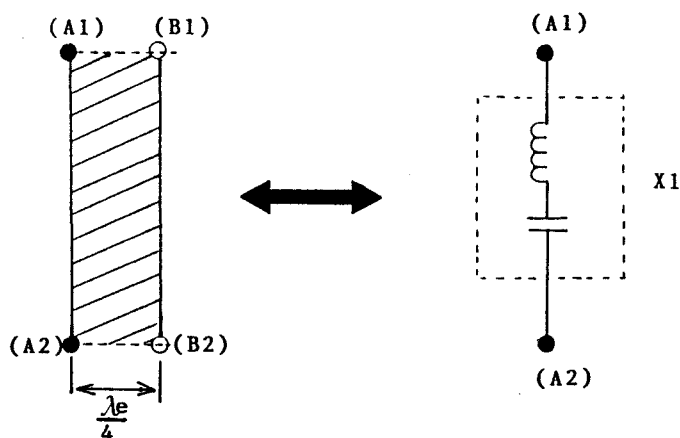


fig 2-18 : Circuit résonant série

A la résonance $X_1 = 0$, toute l'énergie incidente est réfléchiée. Nous retrouverons donc une atténuation maximale.

Lorsque l'épaisseur d'eau est égale à $\lambda_e/2$, nous pouvons faire l'analogie avec un circuit résonant parallèle. (fig 2-19)

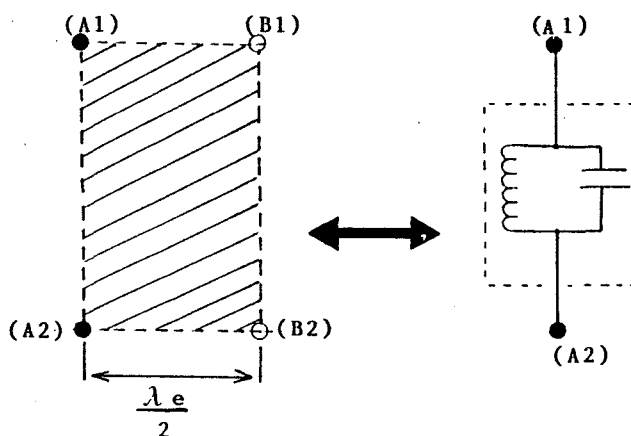


fig 2-19 : Circuit résonant parallèle

A la résonance $Y_1 = 0$, l'énergie incidente est transmise, nous avons donc une atténuation minimale .

Remarque :

Si nous voulons rendre compte de l'atténuation croissante avec l'augmentation de l'épaisseur d'eau, nous devons compléter le schéma équivalent de la figure (2-16) en ajoutant un élément résistif traduisant l'atténuation linéique de l'eau. Nous aboutissons alors au schéma équivalent de la figure (2-20).

R : Atténuation linéique
 Z_1 : Phénomène de résonance

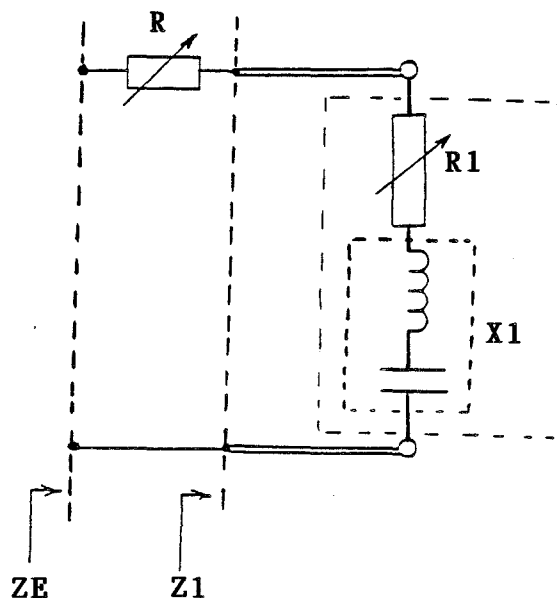


fig 2-20 : Schéma équivalent de la lame d'eau pour une épaisseur d'eau quelconque

- Relation entre la fréquence de résonance et l'épaisseur de la lame d'eau

Considérons une cavité parallélépipédique ($0 \leq x \leq a$, $0 \leq y \leq b$, $0 \leq z \leq c$), remplie d'un diélectrique de caractéristique ϵ , μ_0 (fig 2-21). On suppose cette cavité parfaitement délimitée par des plans de court-circuit magnétiques ($H_t = 0$ sur ces plans) et qu'il existe à l'intérieur un champ magnétique H_y et un champ électrique E_x de fréquence f .

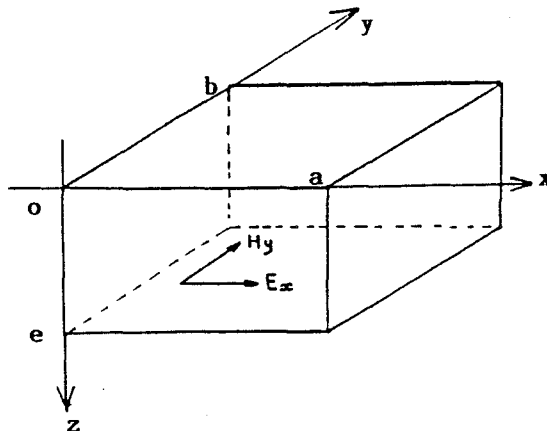


fig 2-21 : Cavité résonante

Le champ H_y satisfait l'équation :

$$\Delta \vec{H} - \frac{1}{v_\varphi^2} \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (2-69)$$

soit pour un champ sinusoïdal polarisé suivant oy

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{\omega^2}{v_\varphi^2} \right] H_y = 0 \quad (2-70)$$

ce qui peut encore s'écrire :

$$\left[\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_x^2 \right) + \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_z^2 \right) \right] H_y = 0 \quad (2-71)$$

La solution générale de l'équation (2-71) s'écrit :

$$H_y = (A \cos k_x x + B \sin k_x x) (C \cos k_z z + D \sin k_z z) \quad (2-72)$$

Les conditions aux limites en $x = 0$ et $z = 0$ s'écrivent :

$$\begin{cases} (H_y)_{z=0} = 0 & \forall x \\ (H_y)_{x=0} = 0 & \forall z \end{cases} \quad (2-73)$$

d'où l'expression de H_y :

$$H_y = H_0 \sin k_x x \sin k_z z \quad (2-74)$$

Les conditions aux limites en $x = a$ et $z = e$ s'écrivent :

$$\begin{cases} (H_y)_{x=a} = 0 & \forall z \\ (H_y)_{z=e} = 0 & \forall x \end{cases} \quad (2-75)$$

nous obtenons alors :

$$\begin{cases} k_x = \frac{m \pi}{a} \\ k_z = \frac{n \pi}{e} \end{cases} \quad (2-76)$$

en identifiant (2-69) et (2-70) nous obtenons :

$$\left(\frac{\omega_{nm}}{v_{\phi}}\right)^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{e}\right)^2 \quad (2-77)$$

L'expression (2-77) donne les pulsations de résonance de la cavité. En faisant l'hypothèse que $a \gg e$, l'expression (2-77) devient :

$$\frac{\omega}{v_{\phi}} \approx \frac{n\pi}{e} \quad (2-78)$$

ou encore

$$f_n \# \frac{c}{\sqrt{\epsilon}} \frac{n}{2e} \quad (2-79-a)$$

A partir de ce modèle simple de cavité résonante, en faisant l'hypothèse que les dimensions transversales de la cavité soient grandes devant la dimension longitudinale (e), nous pouvons trouver les fréquences de résonance de la lame d'eau :

$$\boxed{f_{no} = \frac{f_n}{2}} \quad (2-79-b)$$

A partir de la formule (2-79-b), nous retrouvons les fréquences de résonance mises en évidence figure (2-14). Par dualité, connaissant la fréquence de l'onde électromagnétique nous pouvons retrouver les épaisseurs de résonance.

II-2-4 Etude de l'atténuation d'une onde électromagnétique à travers une lame d'eau d'épaisseur variable : confrontation théorie-expérience

Le paramètre important de notre étude est l'épaisseur de la lame d'eau. Pour mettre en évidence expérimentalement l'influence de cette épaisseur nous avons choisi quelques fréquences dans la gamme 1 MHz - 10 GHz fixée au départ de notre étude. Les fréquences retenues sont de 160 MHz, 500 MHz, 1 GHz, 2 GHz et 10 GHz.

La fréquence de 1 GHz nous intéresse tout particulièrement : en effet, c'est la fréquence de travail actuelle de notre dispositif. Nous avons cependant étendu notre étude pour quatre fréquences afin de connaître le domaine de validité de notre simulation. Le choix de ces fréquences résulte de deux considérations pratiques importantes : l'une étant de disposer des antennes accordées sur la fréquence désirée afin de procéder aux essais pratiques en laboratoire, la seconde raison étant d'effectuer une étude à des fréquences classiques de travail pour lesquelles les réglementations des radiocommunications sont bien définies.

II-2-4-1 Présentation du dispositif d'essai

Pour simuler un site d'exploitation inondé, il convient de satisfaire la condition suivante : les dimensions des antennes doivent être petites par rapport à la surface de la lame d'eau.

Cette condition permet de s'affranchir de tout effet de bord susceptible de fausser nos résultats. Pour satisfaire cette condition nous avons utilisé une cuve de 2 m de diamètre, disponible au laboratoire.

Compte tenu de sa hauteur (1,7 m), nous ne pouvons pas satisfaire la condition d'avoir une onde plane incidente pour des fréquences inférieures à 300 MHz.

Pour chaque fréquence la manipulation consiste à augmenter d'une façon continue l'épaisseur e de la lame d'eau et de mesurer l'amplitude du signal reçu sur l'antenne immergée tous les intervalles de temps Δt .

Pour ne pas occulter les épaisseurs e_{0i} de "résonance", il faut prendre un intervalle d'acquisition relativement faible.

En supposant le débit constant et en mesurant à intervalles réguliers la hauteur e nous pouvons connaître l'atténuation pour toutes les épaisseurs d'eau.

Le dispositif complet est présenté figure (2-22).

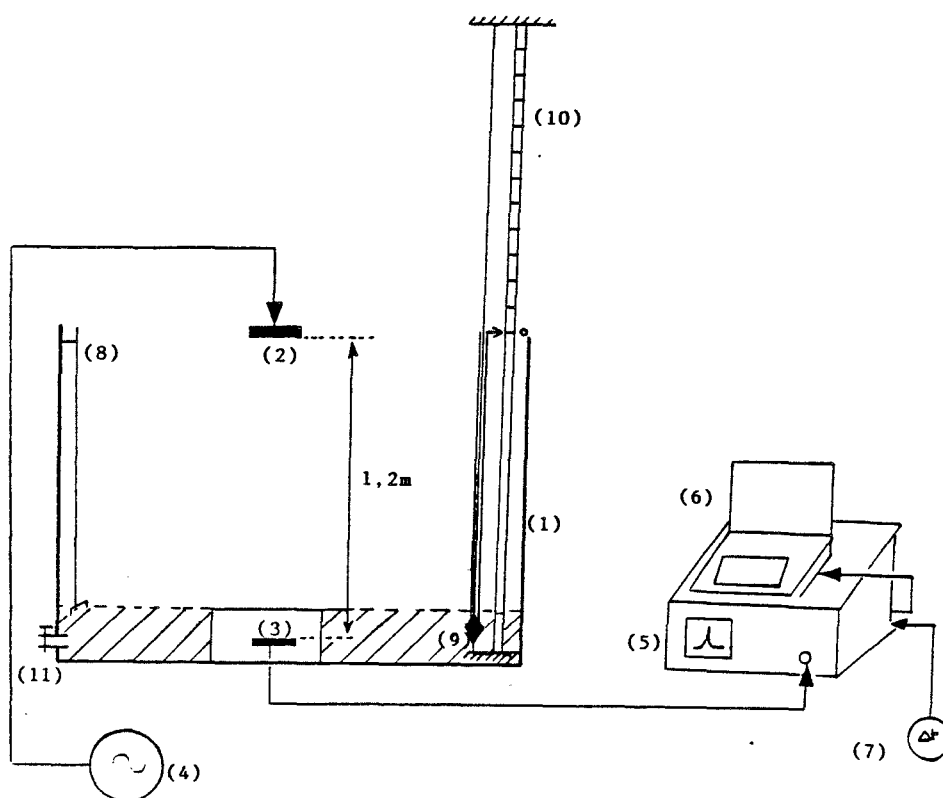


fig 2-22 : Dispositif de mesure

Les différents éléments du dispositif de mesure sont référencés comme suit :

- (1) : cuve
- (2) : antenne d'émission
- (3) : antenne de réception immergée
- (4) : synthétiseur de fréquence
- (5) : analyseur de spectre
- (6) : micro-ordinateur
- (7) : générateur B.f. (Impulsions d'acquisition Δt)
- (8) : sonde de conductivité
- (9) : flotteur
- (10) : règle graduée

II-2-4-2 Evolution de la conductivité mesurée en fonction de la fréquence

La courbe présentée sur la figure (2-6) donne l'évolution de la conductivité de l'eau douce en fonction de la fréquence. Avant de simuler numériquement l'évolution de l'atténuation en fonction de l'épaisseur d'eau, il est nécessaire de connaître la valeur de la conductivité de l'eau utilisée en cours de nos essais.

Sur 15 relevés successifs, la conductivité moyenne mesurée à très basse fréquence est de l'ordre de 0,09 S/m.

L'évolution corrigée de la courbe présentée en figure (2-6) est donnée figure (2-23).

Nous notons que pour des fréquences supérieures à 500 MHz, la conductivité de l'eau de ville est identique à la conductivité de l'eau douce (eau de pluie).

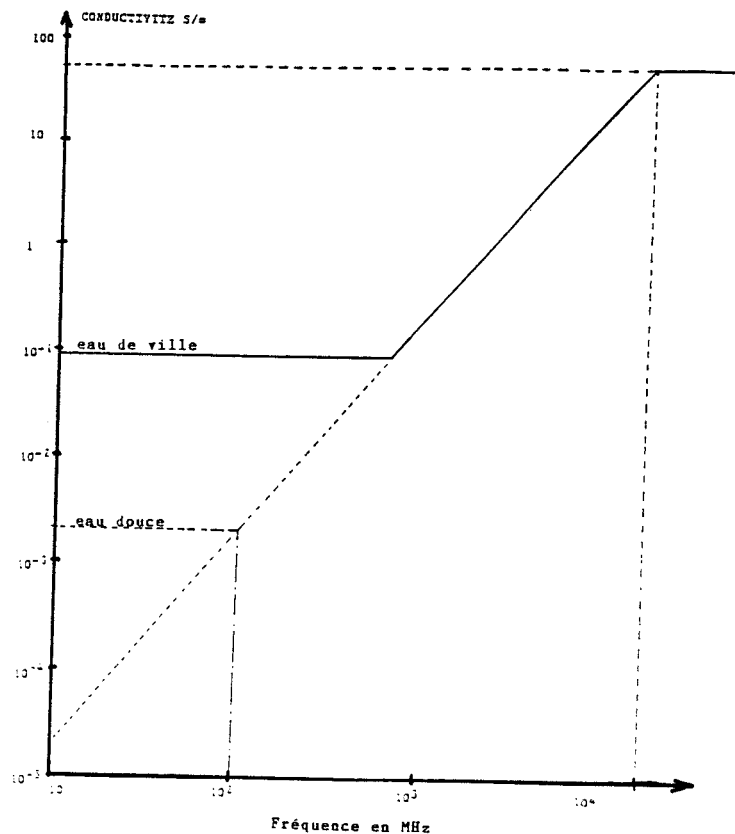


fig 2-23 : Evolution de la conductivité mesurée en fonction de la fréquence

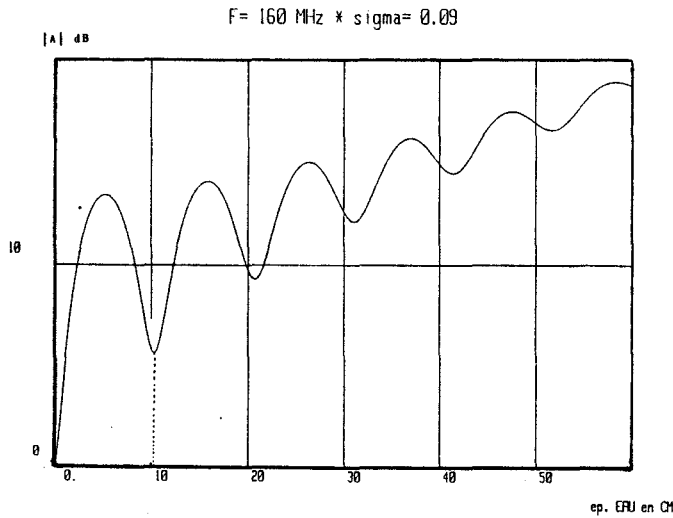
II-2-4-3 Evolution du module de l'atténuation confrontation théorie- expérience

Pour valider notre modèle numérique, nous comparons les résultats de simulation avec des résultats expérimentaux pour les cinq fréquences prédéterminées (100 MHz, 500 MHz, 1 GHz, 2 GHz, 10 GHz). Pour quantifier nos résultats, nous calculons pour chaque fréquence les paramètres théoriques et expérimentaux suivants :

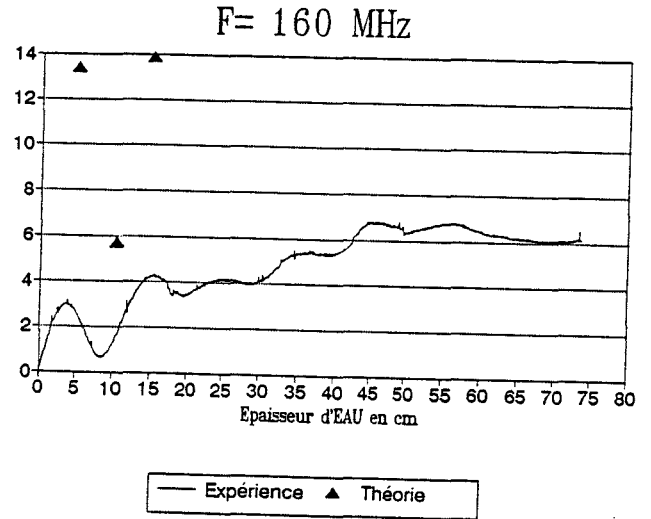
- La valeur du premier minimum d'atténuation $|A_0|$
- L'épaisseur correspondant au premier minimum d'atténuation e_{01}
- L'atténuation correspondant à la première épaisseur de résonance
 $|A_1|_{\max}$
- L'épaisseur de la première résonance $(e_1)_{\max}$
- L'atténuation linéique α

Nous reportons sur les courbes expérimentales quelques points de simulation théorique significatifs des minima et maxima d'atténuation.

Chapitre 2 : Etude des conditions de propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique de faible épaisseur

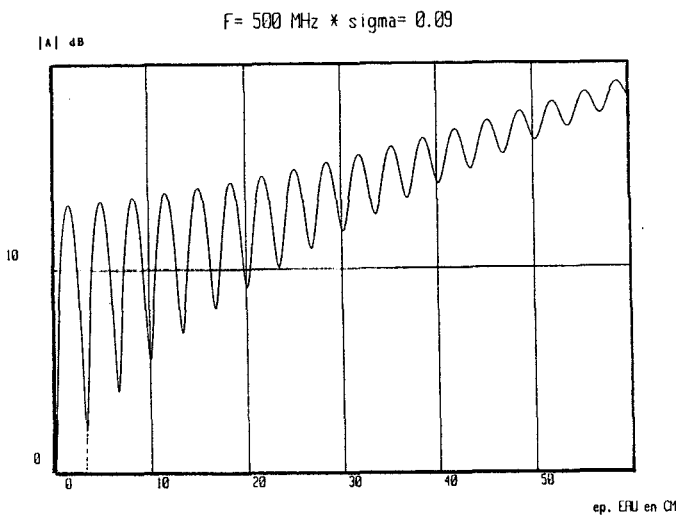


$|A_1|_{\max} = 13,4 \text{ dB}$
 $e_{1\max} = 5,7 \text{ cm}$
 $|A_0| = 5,7 \text{ dB}$
 $e_{01} = 10,4 \text{ cm}$
 $\alpha = 1 \text{ dB/m}$

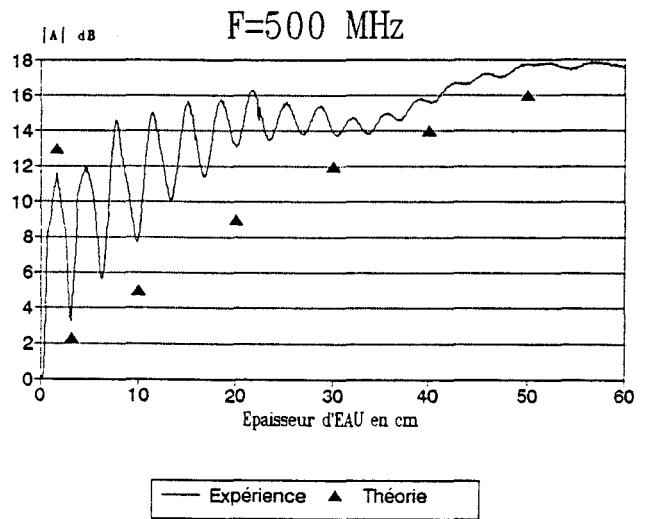


$|A_1|_{\max} = 3 \text{ dB}$
 $e_{1\max} = 4,1 \text{ cm}$
 $|A_0| = 0,66 \text{ dB}$
 $e_{01} = 8,7 \text{ cm}$
 $\alpha = 14 \text{ dB/m}$

fig 2-24 : Etude pour f = 160 MHz



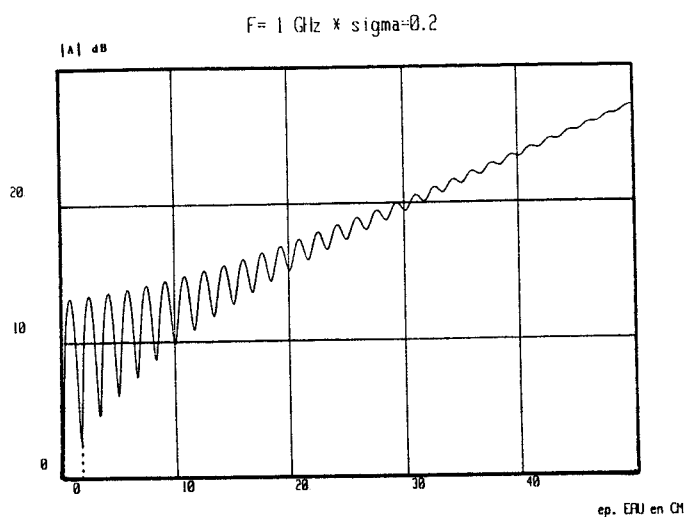
$|A_1|_{\max} = 13 \text{ dB}$
 $e_{1\max} = 1,67 \text{ cm}$
 $|A_0| = 2,3 \text{ dB}$
 $e_{01} = 3,3 \text{ cm}$
 $\alpha = 33 \text{ dB/m}$



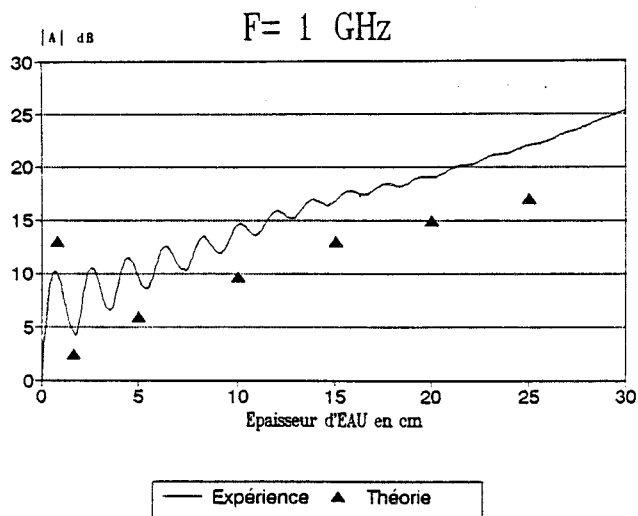
$|A_1|_{\max} = 11,6 \text{ dB}$
 $e_{1\max} = 1,9 \text{ cm}$
 $|A_0| = 3,2 \text{ dB}$
 $e_{01} = 3 \text{ cm}$
 $\alpha = 57 \text{ dB/m}$

fig 2-25 : Etude pour f = 500 MHz

Chapitre 2 : Etude des conditions de propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique de faible épaisseur

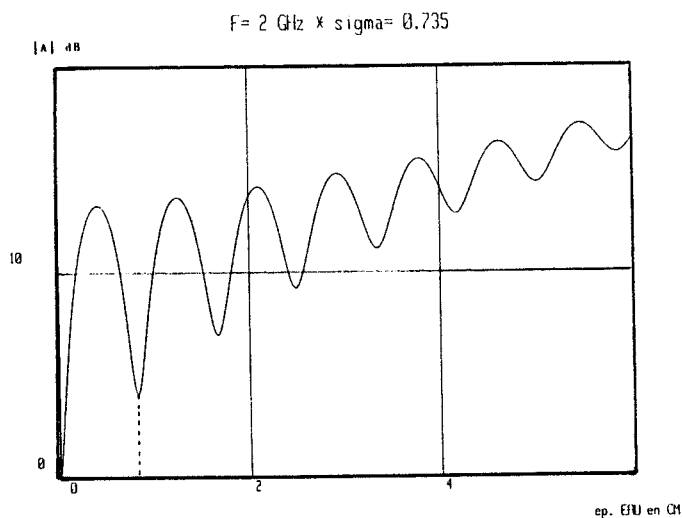


$|A_1|_{\max} = 13 \text{ dB}$
 $e_{1\max} = 8,3 \text{ mm}$
 $|A_0| = 2,5 \text{ dB}$
 $e_{01} = 1,67 \text{ cm}$
 $\alpha = 96 \text{ dB/m}$

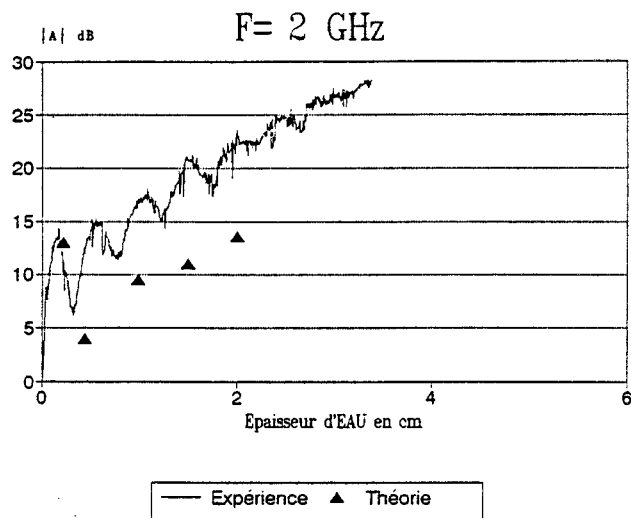


$|A_1|_{\max} = 10,3 \text{ dB}$
 $e_{1\max} = 6,7 \text{ mm}$
 $|A_0| = 4,2 \text{ dB}$
 $e_{01} = 1,73 \text{ dB}$
 $\alpha = 62 \text{ dB/m}$

fig 2-26 : Etude pour f = 1 GHz



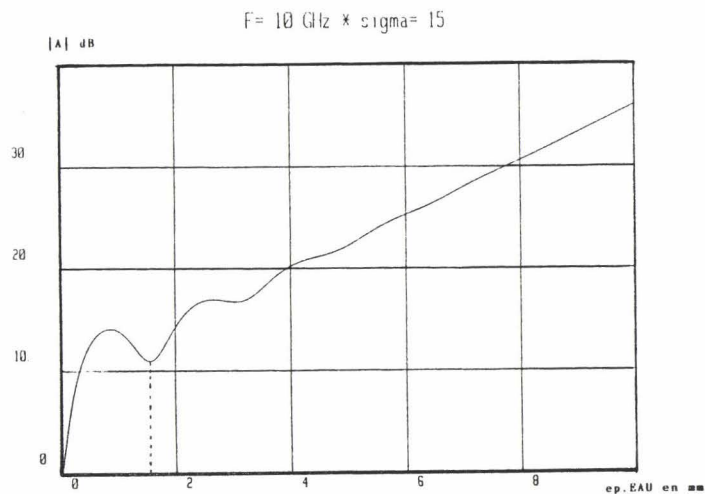
$|A_1|_{\max} = 13 \text{ dB}$
 $e_{1\max} = 4 \text{ mm}$
 $|A_0| = 4 \text{ dB}$
 $e_{01} = 8 \text{ mm}$
 $\alpha = 100 \text{ dB/m}$



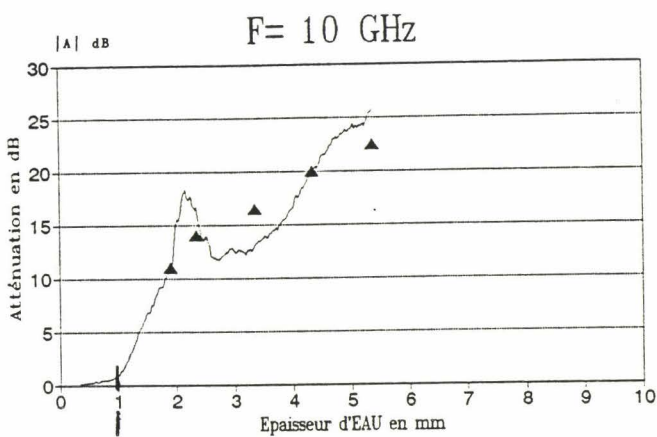
$|A_1|_{\max} = 14 \text{ dB}$
 $e_{1\max} = 3,5 \text{ mm}$
 $|A_0| = 6,2 \text{ dB}$
 $e_{01} = 6,6 \text{ mm}$
 $\alpha = 300 \text{ dB/m}$

fig 2-27 : Etude pour f = 2 GHz

Chapitre 2 : Etude des conditions de propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame diélectrique de faible épaisseur

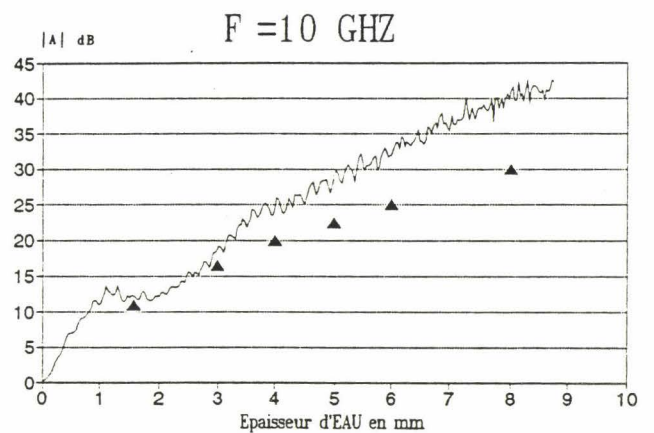


$|A_1|_{\text{max}} = 14 \text{ dB}$
 $e_{1\text{max}} = 0,84 \text{ mm}$
 $|A_0| = 11 \text{ dB}$
 $e_{01} = 1,56 \text{ mm}$
 $\alpha = 2690 \text{ dB/m}$



— Expérience ▲ Théorie

$|A_1|_{\text{max}} = 18 \text{ dB}$
 $e_{1\text{max}} = 1,5 \text{ mm}$
 $|A_0| = 12 \text{ dB}$
 $e_{01} = 3 \text{ mm}$
 $\alpha = 5825 \text{ dB/m}$



— Expérience ▲ Théorie

$|A_1|_{\text{max}} = 13,8 \text{ dB}$
 $e_{1\text{max}} = 1,2 \text{ mm}$
 $|A_0| = 11,2 \text{ dB}$
 $e_{01} = 1,66 \text{ mm}$
 $\alpha = 3743 \text{ dB/m}$

fig 2-28 : Etude pour $f = 10 \text{ GHz}$

Le tableau ci-dessous donne une synthèse des différentes mesures effectuées.

FREQUENCES	160 MHz		500 MHz		1 GHz		2 GHz		10 GHz		
	TH	EX	TH	EX	TH	EX	TH	EX	TH	EX	
$A_{1\max}$ dB	13.4	3	13	11.6	13	10.3	13	14	14	13.8	18
$(e_1)_{\max}$	5.7 cm	4.1 cm	1.67 cm	1.9 cm	0.83 cm	0.67 cm	4 mm	3.5 mm	0.84 mm	1.2 mm	1.5
A_0 dB	5.7	8.7	2.3	3.2	2.5	4.2	4	6.2	1	11.2	12
e_{01}	10.4 cm	8.7 cm	3.3 cm	3 cm	1.67 cm	1.73 cm	8 mm	6.6 mm	1.56 mm	1.66	3
α dB/m	1	14	33	57	96	62	100	300	2690	3743	5825

tableau 2-1 : Synthèse des résultats

TH : résultat théorique

EX : résultat expérimental

A partir des données expérimentales et théoriques regroupées dans le tableau (2-1), nous pouvons tirer quelques enseignements :

- La confrontation théorie - expérience, à la fréquence de 160 MHz, montre que l'atténuation mesurée est beaucoup plus faible que l'atténuation prévue. Nous mettons, néanmoins, en évidence les effets de résonance. Les épaisseurs d'eau correspondantes, expérimentales et théoriques, sont très proches.

- Pour les fréquences supérieures (de 500 MHz à 10 GHz), les résultats expérimentaux sont très voisins des résultats théoriques, à la fois pour les valeurs d'atténuation et pour les épaisseurs de résonance. Nous notons que le premier maximum d'atténuation est de 13 dB, ceci quelque soit la fréquence.

- Limites de validité de notre modèle numérique

Les hypothèses initiales étaient les suivantes :

- Nous considérons une onde PLANE
- L'incidence est NORMALE sur la lame d'eau

En comparant les résultats du tableau (2-1), nous constatons que nous ne pouvons pas étendre notre modèle (vérifié pour la fréquence de 1 GHz) directement pour des fréquences dix fois plus faibles. Si nous constatons bien des épaisseurs d'eau de "résonance", les valeurs d'atténuation à 160 MHz ne sont pas satisfaisantes.

Nous retrouvons ici les limitations dues aux dimensions de la cuve qui donnaient une limite de validité pour des fréquences supérieures à 300 MHz.

II-2-5 Influence de la conductivité de l'eau sur l'évolution de l'atténuation

Afin de comparer l'évolution de l'atténuation en fonction de l'épaisseur d'eau, pour des valeurs de conductivité différentes, nous avons reporté à la figure (2-29) les courbes obtenues pour trois valeurs de conductivité.

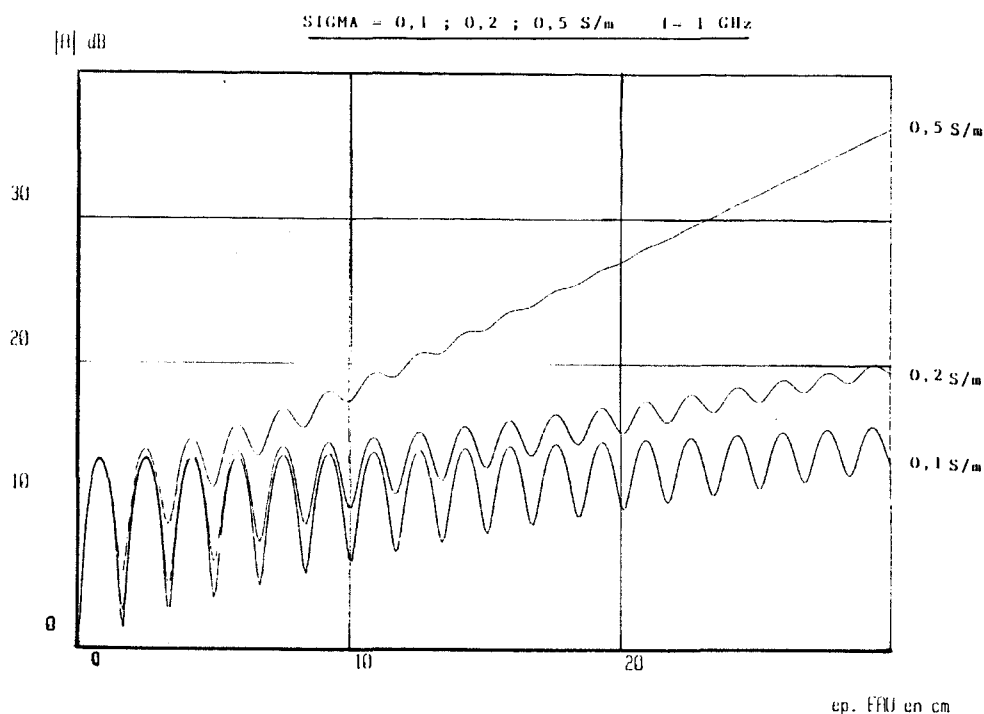


fig 2-29 : Evolution de l'atténuation en fonction de la conductivité

Nous notons que pour une épaisseur d'eau très faible (e inférieure à la seconde épaisseur de la résonance) la conductivité influe très peu. Ceci peut s'expliquer à partir du schéma équivalent de la figure (2-20) où pour une épaisseur d'eau faible, la résistance variable R est faible devant (R_1, X_1). Cela traduit l'importance, aux faibles épaisseurs d'eau, de l'impédance Z_1 , donc de l'importance des phénomènes de résonance. Pour des épaisseurs d'eau importantes (e supérieure à dix fois l'épaisseur de la seconde résonance) l'augmentation de la conductivité se traduit par une augmentation importante de l'atténuation.

II-2-6 Etude de l'atténuation d'une onde électromagnétique à travers une lame d'eau : influence simultanée de la fréquence et de l'épaisseur de la lame

Pour résumer l'étude de la transmission d'une onde électromagnétique plane, sous incidence normale, à travers d'une lame d'eau, nous effectuons une simulation numérique qui combine la variation de la fréquence et la variation de l'épaisseur de la lame. Nous présentons sur la figure (2-30) le résultat de la simulation.

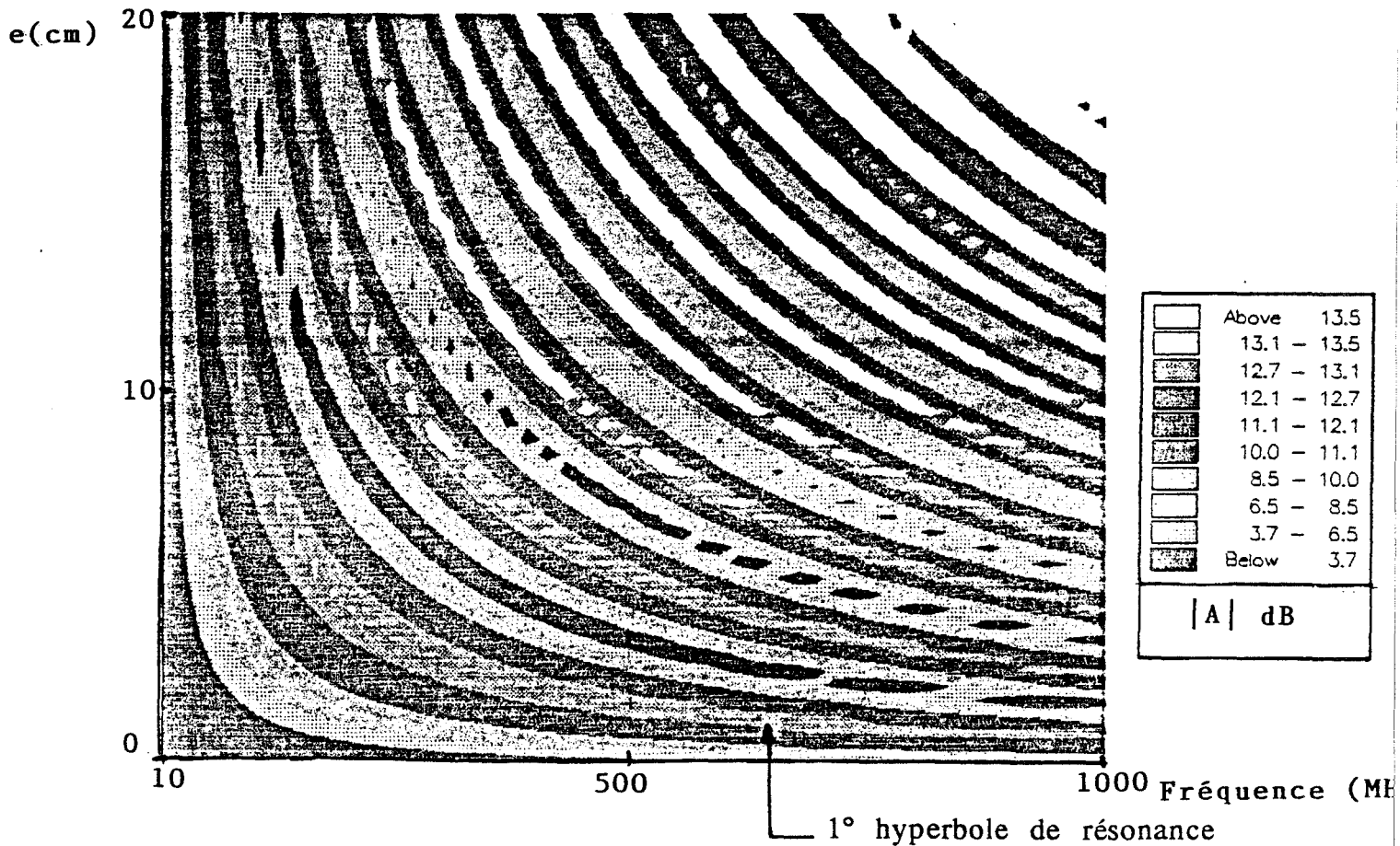


fig 2-30 : Evolution de l'atténuation en fonction de la fréquence et de l'épaisseur d'eau

Le domaine d'étude est fixé de 10 MHz à 1 GHz pour la variation de la fréquence, et de 0 à 20 cm pour la variation de l'épaisseur de la lame d'eau.

Nous avons porté en abscisse la fréquence, en ordonnée l'épaisseur d'eau, l'atténuation est donnée par une couleur. Une atténuation importante (supérieure à 13 dB) est marquée en jaune, une faible atténuation est marquée en bleu. L'atténuation pour un couple fréquence-épaisseur d'eau est déterminée par la couleur du point représentatif sur la courbe.

Cette représentation, bien que peu précise, donne rapidement et simplement une idée de l'atténuation suivant deux paramètres : l'épaisseur d'eau et la fréquence de travail.

L'alternance d'hyperboles bleues ($|A|$ faible) et d'hyperboles rouges ($|A| > 13$ dB) traduit à nouveau les phénomènes de résonance. La première hyperbole rouge traduit la première résonance. Plus la fréquence est élevée, plus la première épaisseur de résonance est faible. Nous remarquons, que pour passer de la première hyperbole de résonance à la seconde, nous devons être capable de "franchir" une atténuation maximale de 13 dB.

II-3 - Influence de la neige fondante sur la transmission d'une onde électromagnétique de fréquence 1 GHz

Un milieu régulièrement rencontré en période hivernale par un train est la neige. Celle-ci se présente généralement dans un premier état à faible teneur en eau, puis progressivement, en fondant, l'humidité augmente. Des travaux de recherche [34], ont été fait en particulier à l'institut polytechnique de Grenoble. N'ayant que très peu d'informations sur l'évolution des ondes électromagnétiques au voisinage de la fréquence 1 GHz, nous avons entrepris une approche principalement expérimentale et qualitative sur la propagation. Les essais, aux nombres de 5, sont réalisés en laboratoire, où nous nous sommes efforcés de reconstituer au mieux les conditions réelles susceptibles d'être rencontrées dans le milieu ferroviaire.

II-3-1 Approche expérimentale

II-3-1-1 Expérience numéro 1

Nous avons disposé un support neutre entre une antenne d'émission et une antenne de réception, sur lequel nous avons déposé localement une neige légèrement tassée (fig 2-31). L'antenne de réception est à 4 cm du dépôt de neige et l'antenne d'émission à 73 cm.

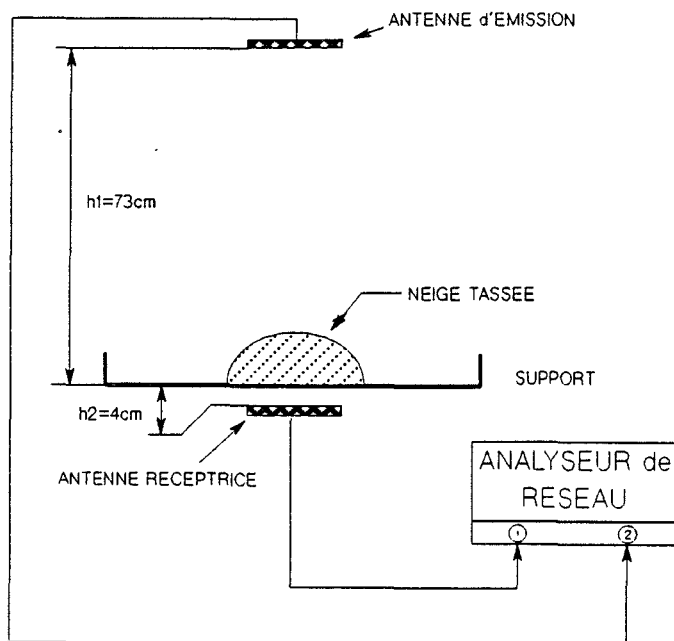


fig 2-31 : Atténuation de la neige fondante - expérience 1

Après une caractérisation en espace libre (sans neige) de la transmission, nous relevons la valeur de l'atténuation au cours du temps en présence de neige. Des relevés sont effectués manuellement toutes les 15 mn environ pendant 4 heures, le temps nécessaire à la fonte complète du volume de neige à la température ambiante.

- Caractéristique obtenue

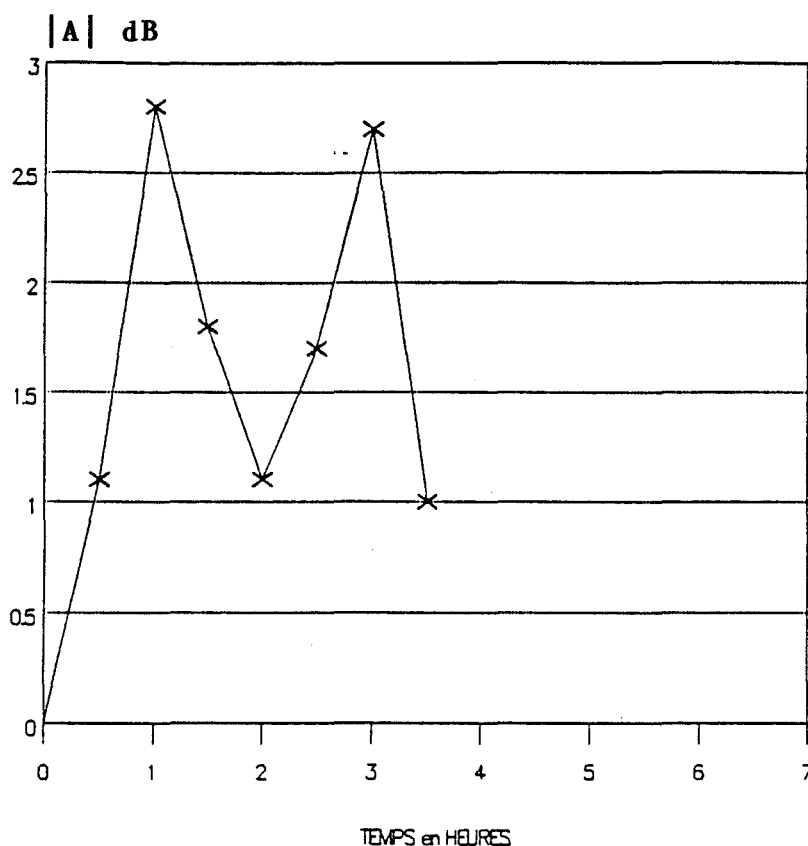


fig 2-32 : Atténuation en fonction du temps

Ce premier relevé de l'atténuation d'une onde de fréquence 1 GHz tend à montrer que l'atténuation n'est pas une variation monotone en fonction du temps. L'atténuation n'augmente pas constamment en fonction du temps mais passe par une succession de maxima et de minima (de 1 à 3 dB).

II-3-1-2 Expérience numéro 2

Cette expérience se déroule suivant le même protocole et avec le même dispositif de mesures (fig 2-31), mais cette fois le support est recouvert entièrement de neige.

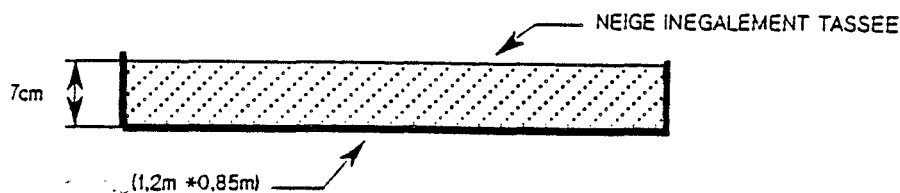


fig 2-33 : Dépôt initial de neige

- Caractéristique obtenue

Le niveau du signal transmis est mesuré pendant 6 heures à raison d'une mesure toute les 1/2 heures. La courbe des points mesurés est donnée en figure (2-34).

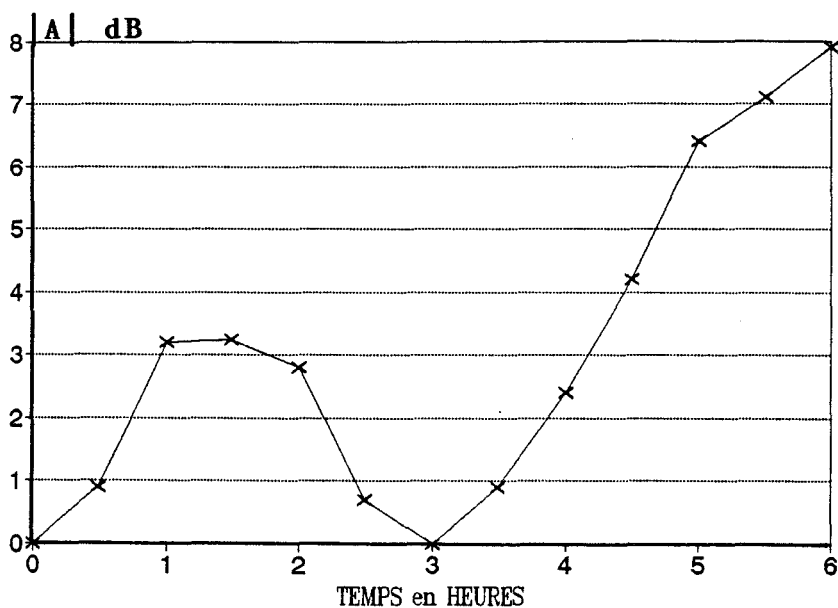


fig 2-34 : Atténuation en fonction du temps

La caractéristique obtenue lors de cette seconde expérience, où cette fois la surface de neige est beaucoup plus importante, semble confirmer la caractéristique obtenue lors de la première expérience.

L'atténuation varie de façon alternative, l'atténuation pouvant varier de 0 à 3 dB au cours de la phase de fonte de la neige. ($0 < t < 4$ h).

On note cependant ici, dans une seconde phase ($t > 4$ h), que l'atténuation augmente à nouveau d'une façon nettement plus brutale, pour atteindre 8 dB lorsque toute la neige est fondue.

On peut expliquer cette seconde partie de courbe par le fait que l'eau résultant de la fonte de la neige reste sur le support et s'accumule donc entre l'antenne d'émission et l'antenne réceptrice.

A la fin de l'expérience (sept heures plus tard), il ne reste donc qu'une épaisseur d'eau e donnant une atténuation de 8 dB ici.

On peut noter que e dépend de la quantité initiale de neige. Nous pourrions donc observer une atténuation finale plus faible ou plus importante suivant la valeur de e (cf. Atténuation de l'eau).

Une conclusion émanant directement de ce relevé, confirme qu'il faut éviter une stagnation d'éléments susceptibles d'atténuer d'une façon importante l'onde 1 GHz. Cela peut donc imposer non seulement une forme appropriée du boîtier, mais aussi une disposition optimale de celui-ci sur une voie.

II-3-1-3 Expérience numéro 3

L'ensemble interrogateur-balise est placé à l'extérieur et est ainsi soumis directement aux conditions météorologiques. L'épaisseur de neige au-dessus de la balise va donc varier de manière aléatoire (vent, intensité de la précipitation).

Nous nous intéressons à la puissance réémise par la balise, c'est à dire à l'énergie existante sur la raie 1 GHz +128 kHz correspondant au battement. Les acquisitions ont lieu toutes les deux minutes sur une durée totale de manipulation de 19 heures.

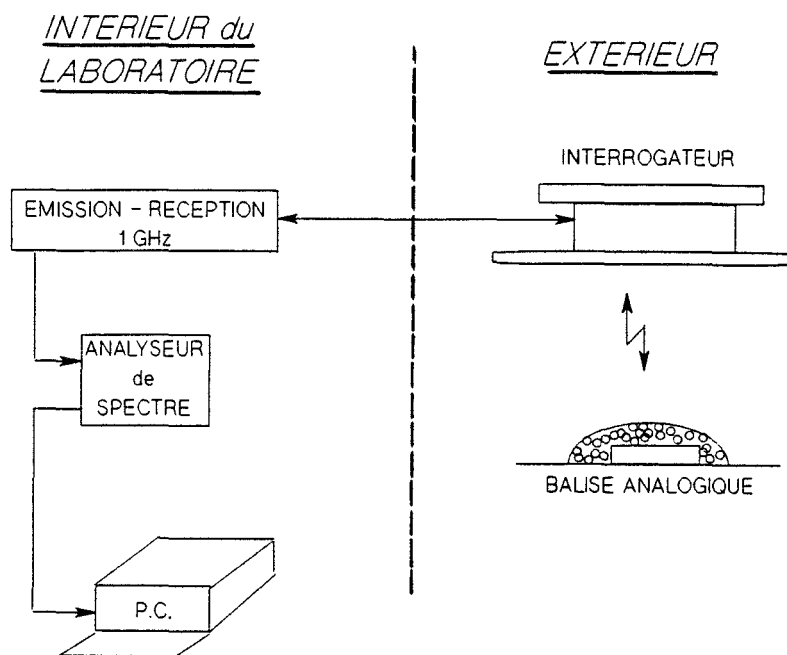


fig 2-35 : Description du dispositif de mesures

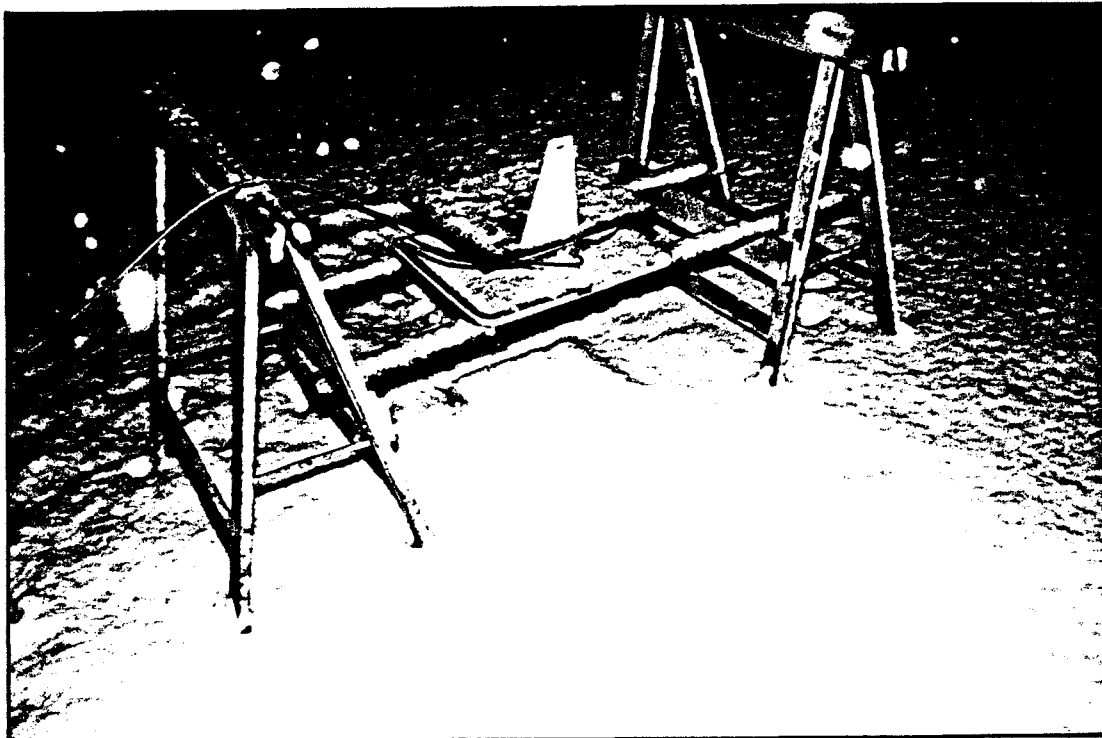


fig 2-36 : Vue du système interrogateur-balise sous la neige

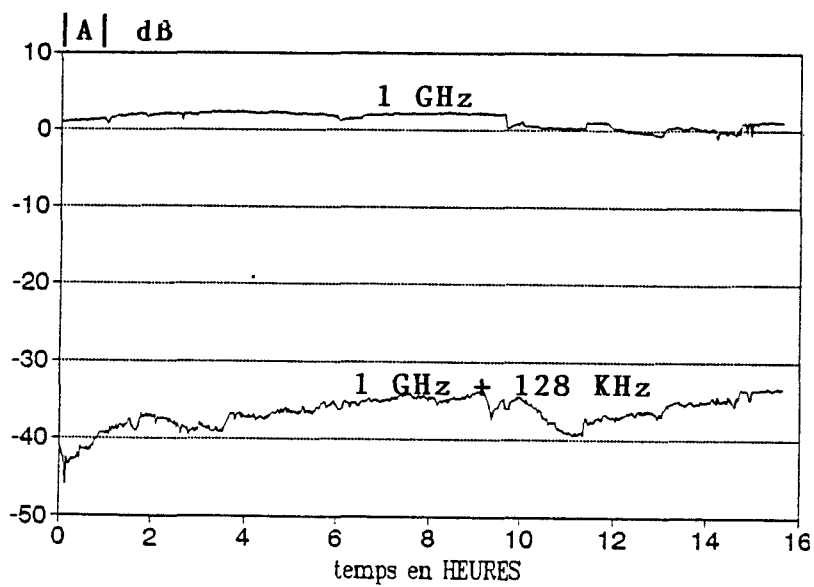


fig 2-37 : Amplitude de la raie 1 GHz + 128 kHz

- Remarques

Cette troisième expérience a été réalisée en milieu extérieur et avec le système interrogateur-balise complet.

Le relevé de la figure (2-37) comporte deux courbes bien distinctes, l'une est l'image du signal envoyé vers l'antenne de l'interrogateur (courbe supérieure), l'autre est l'image de la première raie (1 GHz +128 kHz) réémise par la balise (courbe inférieure).

La courbe supérieure montre que le niveau de puissance délivré par la source, et donc envoyée sur l'antenne, varie très peu (inférieur à 2 dB).

La variation d'amplitude relevée sur l'évolution du signal réémis par la balise n'est donc pas imputable à la variation de la puissance émise par l'interrogateur. La puissance réelle injectée à l'antenne est de 15 dBm, une variation de 2 dB n'entraîne pas systématiquement une variation de 2 dB du signal réémis par la balise. L'enregistrement de la puissance émise est ici peu utile puisque le signal de balise ne varie pas dans de grande proportion.

II-3-1-4 Expérience numéro 4

Les antennes d'émission et de réception sont de type patch circulaire, accordées sur la fréquence de 1024 MHz. L'antenne de réception est maintenant dans un boîtier en macrolon, l'antenne étant disposée à mi-hauteur du boîtier. L'ensemble boîtier-antenne étant introduit dans un bac en plastique.

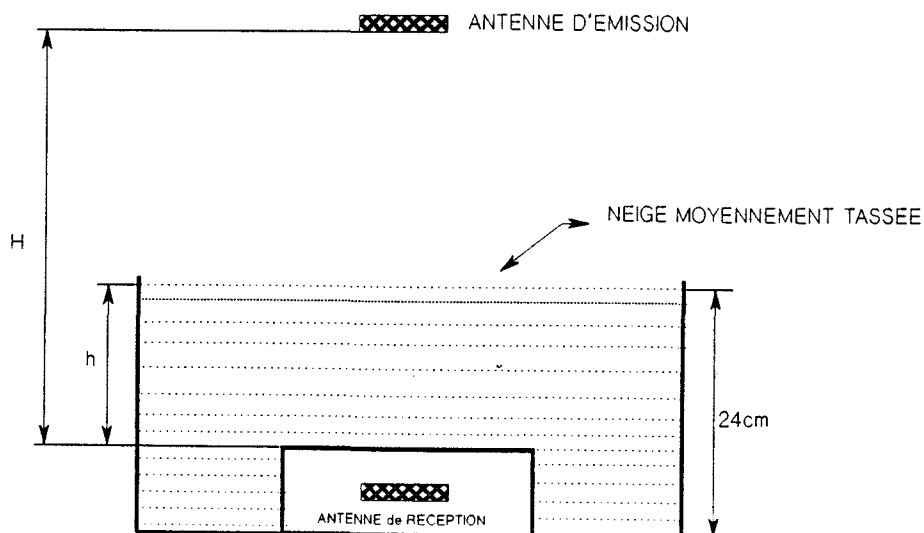


fig 2-38 : Description du dispositif de mesures

Contrairement aux expériences 1 et 2, l'eau résultant de la fonte de la neige s'écoule sur les côtés du boîtier et ne stagne pas au-dessus de l'antenne de réception.

La hauteur initiale h de neige au-dessus du boîtier est de 17 cm.

Nous relevons ici le coefficient S_{21} en module et en phase en fonction du temps. Les relevés sont effectués manuellement toutes les 15 minutes sur une durée d'environ 12 heures (fig. 2-39 et 2-40).

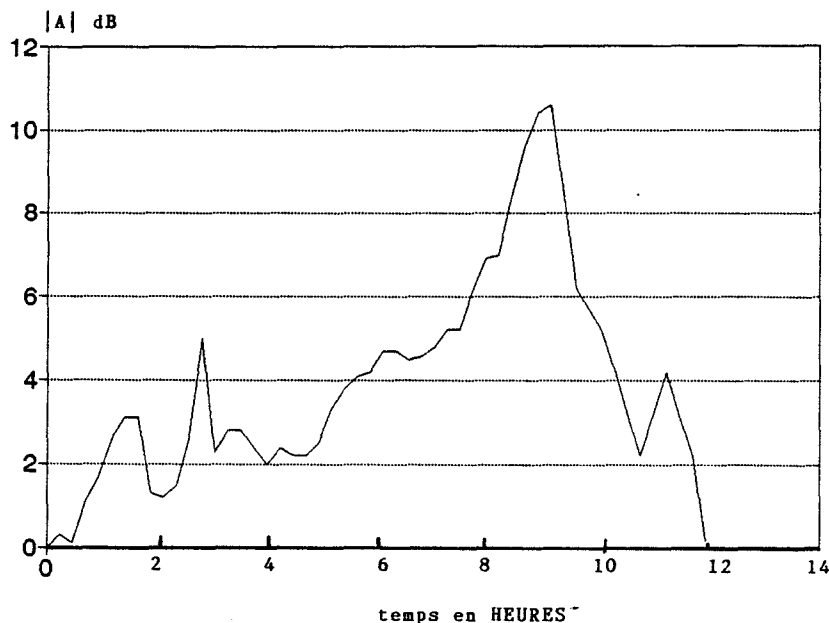


fig 2-39 : Atténuation en fonction du temps

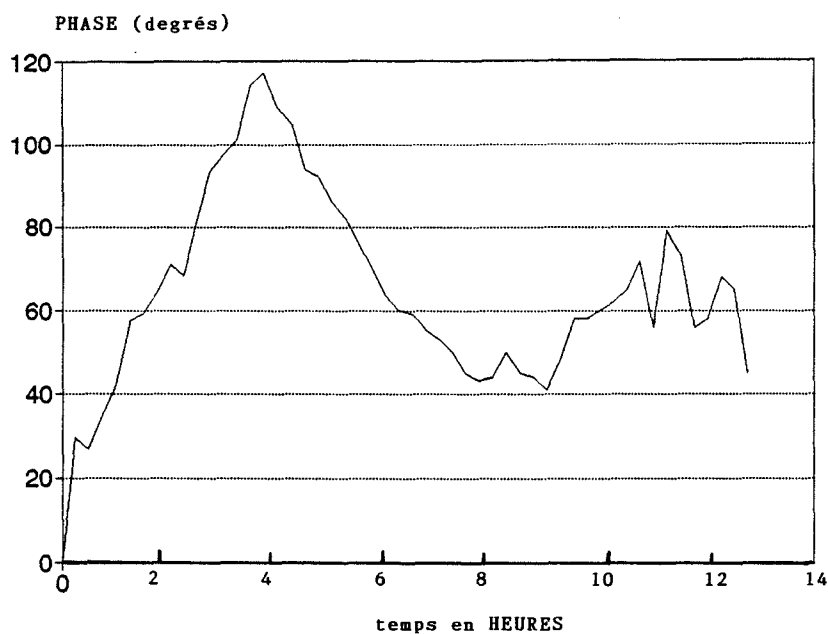


fig 2-40 : Variation de la phase en fonction du temps

- Interprétation des résultats

Nous pouvons tout d'abord confirmer qu'une épaisseur importante de neige fraîche (l 17 cm) n'atténue pas le signal 1 GHz émis (à $t=0$; $A = 0$ dB).

Pour cette expérience, l'eau résultant de la fonte de la neige doit s'écouler sur les côtés du boîtier et ne stagne pas au-dessus de l'antenne ; nous retrouvons bien une atténuation nulle en fin d'expérience.

En ce qui concerne la variation de l'atténuation nous retrouvons des "pics" et des "creux" avec une valeur maximale de 10 dB. Ces fluctuations sont assez aléatoires, on peut toutefois noter qu'au deux tiers de l'expérience l'atténuation croît très vite, croissance que l'on peut relier au taux d'humidité important de la neige à ce stade de la fonte.

La figure (2-40) montre les variations de la phase au cours du temps, nous obtenons une variation de phase maximale de 120° .

II-3-1-5 Expérience numéro 5

Nous mesurons ici la transmission d'un signal à 1024 MHz issu d'un générateur synthétisé. Nous enregistrons le niveau reçu toutes les 100 secondes pendant environ 14 h.

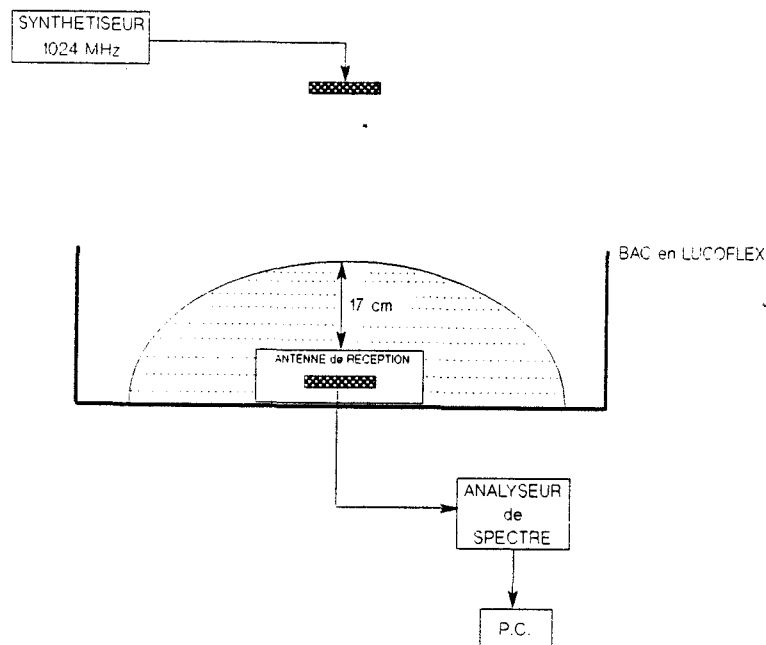


fig 2-41 : Description du dispositif de mesures

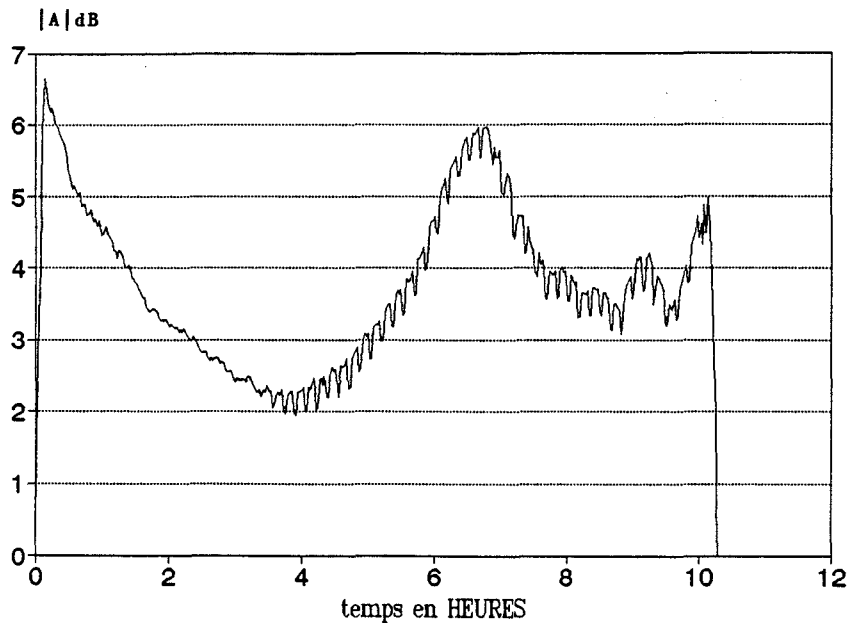


fig 2-42 : Atténuation en fonction du temps

Dans cette expérience, l'eau peut s'écouler sur les côtés et nous retrouvons bien une atténuation nulle en fin d'expérience.

On remarque ici deux transitions rapides de la courbe d'atténuation, en début d'expérience où l'on passe d'une valeur nulle à une valeur de 6 dB, puis en fin d'expérience où l'on passe de 5 dB à une atténuation nulle.

Ces transitions rapides peuvent s'expliquer par un changement brutal des conditions de fonte (température par exemple).

Nous constatons toutefois, ici encore, l'alternance de minima et de maxima d'atténuation.

L'atténuation maximale enregistrée est de 6 dB.

II-3-2 Approche phénoménologique

Afin de mieux comparer les principaux résultats obtenus lors des différentes expériences, nous présentons ci-dessous l'ensemble des résultats obtenus au cours des diverses expériences.

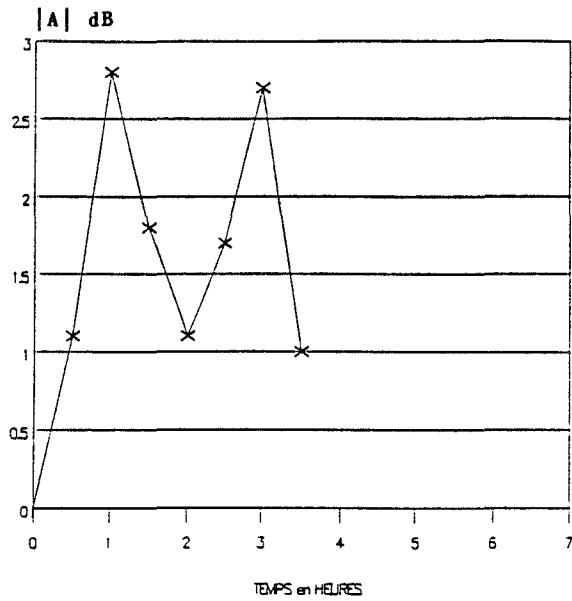


fig 2-43 : Expérience 1

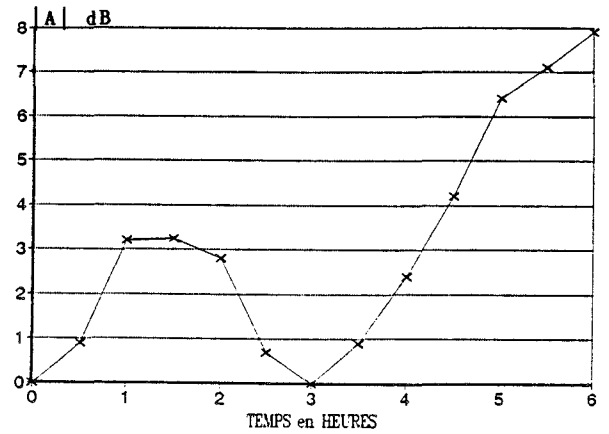


fig 2-44 : Expérience 2

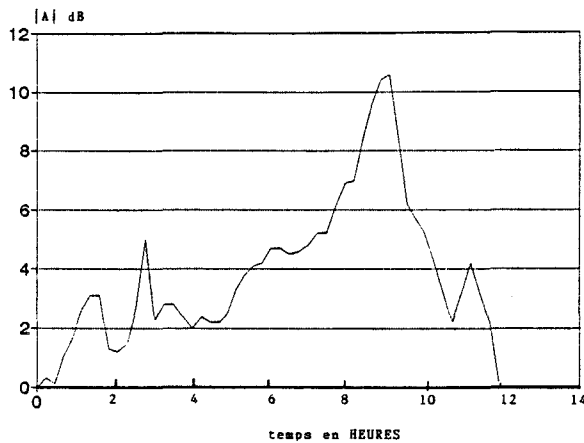


fig 2-45 : Expérience 4

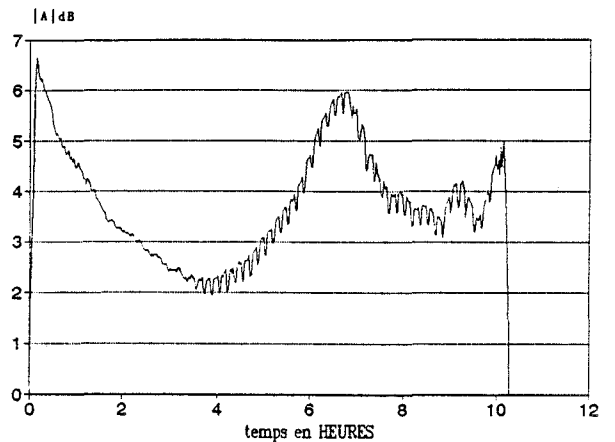


fig 2-46 : Expérience 5

Les quatre caractéristiques obtenues sont difficilement corrélables. Chaque caractéristique a une évolution propre au cours du temps. Ces évolutions tendent à montrer qu'à chaque expérience nous pouvons nous attendre à obtenir une courbe d'atténuation différente, évolution liée d'une part aux conditions initiales (état de la neige) et d'autre part aux conditions de fonte (rapidité, évolution spatiale).

Nous remarquons toutefois sur chaque courbe une alternance de "pics" et de "creux" d'atténuation.

Nous donnons ici *une* approche phénoménologique pour tenter d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues.

Le bilan de transmission n'est pas affecté par de la neige fraîche, quelque soit sa hauteur et qu'elle soit tassée ou non. Il est toutefois probable que le tassement va influencer l'évolution ultérieure de la courbe d'atténuation.

A l'état initial le milieu de propagation est homogène, le taux d'humidité est très faible, l'atténuation est donc nulle ou négligeable.

Dès que la neige commence à fondre, les caractéristiques du milieu de propagation changent : des poches d'eau pénètrent de façon aléatoire dans la neige non fondue, il y a apparition d'un milieu inhomogène, il en résulte une variation du bilan de transmission.

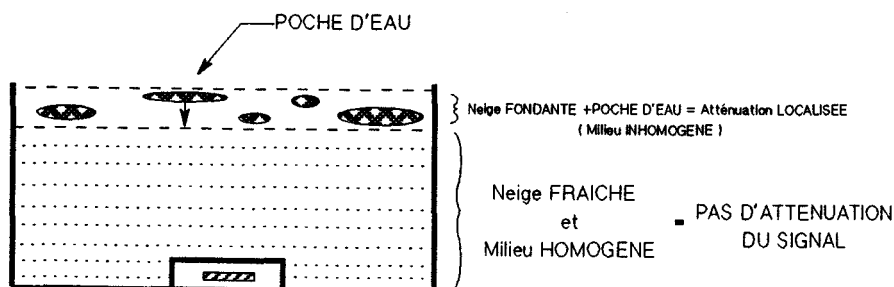


fig 2-47

La fonte continue de la neige peut entraîner la formation d'un film d'eau en suspension d'épaisseur variable (fig 2-48) :

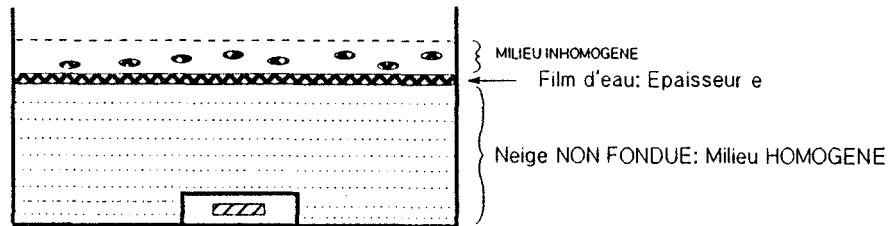


fig 2-48

Ce film d'eau entraîne une atténuation importante du signal 1 GHz ("pics" d'atténuation sur les graphes), mais son effet peut être pondéré lorsque son épaisseur e est égale au quart (ou un multiple) de la longueur d'onde dans l'eau du signal 1 GHz ("creux" d'atténuation).

Dans une phase suivante le film d'eau stagne sur le boîtier (fig 2-49) :

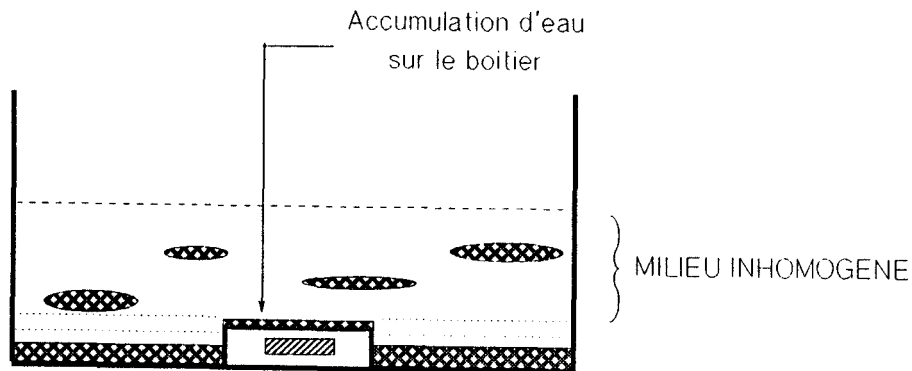


fig 2-49

Dans ce cas, du fait de la géométrie du boîtier, l'eau s'écoule difficilement, de plus le taux d'humidité est devenu plus important.

Les différents relevés effectués au laboratoire mettent en évidence trois points importants :

- la neige fraîche n'atténue pas l'onde 1 GHz .
- l'évolution de la neige au cours du temps peut être la cause d'atténuation importante.
- la loi d'évolution en fonction du temps dépend de l'état initial de la neige.

En ce qui concerne le comportement du système interrogateur-balise, il est important de limiter au maximum l'accumulation de neige fondante sur le boîtier (remarque valable aussi en ce qui concerne l'eau). Cette condition impose une forme appropriée du boîtier et peut être un emplacement judicieux d'une balise sur la voie.

II-3-3 Approche théorique

Pour compléter l'approche expérimentale, nous présentons une approche théorique de l'effet d'une lame de neige de caractéristiques électriques ϵ'_r et σ constantes. Contrairement à ce qui précède où les caractéristiques de la neige évoluent au cours du temps (fonte progressive), nous donnons des caractéristiques initiales (ϵ'_r, σ) à la neige et nous traçons l'évolution de l'atténuation en fonction de l'épaisseur de neige. Nous donnons trois caractéristiques électriques de la neige, extraites de la littérature [gav]

- neige sèche : $\epsilon'_r = 1,7$ $\sigma = 8 \cdot 10^{-4}$ S/m
- neige humide (2 % d'eau) : $\epsilon'_r = 2$ $\sigma = 3 \cdot 10^{-3}$ S/m
- neige humide (10 % d'eau) : $\epsilon'_r = 6$ $\sigma = 8 \cdot 10^{-2}$ S/m

Nous reportons à la figure (2-50) l'évolution de l'atténuation pour une épaisseur de neige variant de 0 à 50 cm, pour trois types de neige. Nous constatons que l'atténuation est très importante pour la neige contenant 10 % d'eau comparativement à la neige sèche ou la neige peu humide. Cet écart important peut expliquer en partie les maxima d'atténuation relevés lors de nos essais en laboratoire.

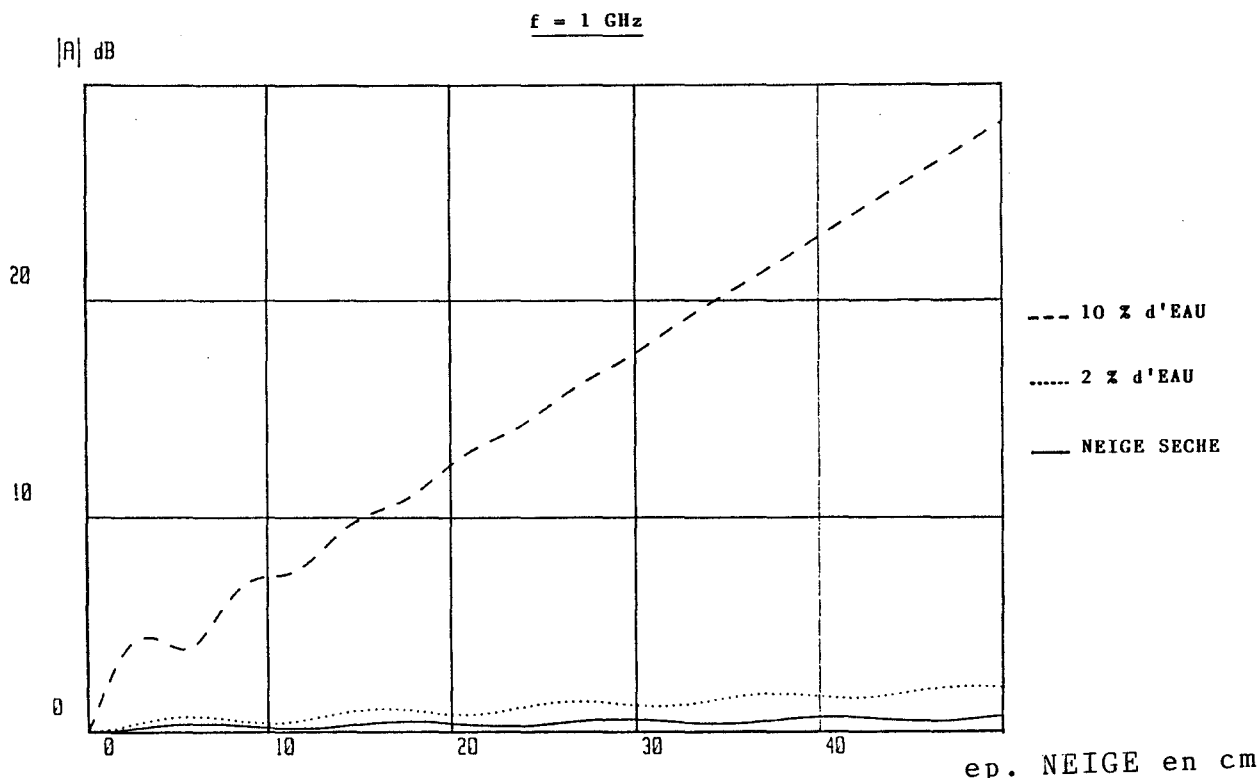


fig 2-50 : Atténuation de la neige

Afin de mettre en évidence les phénomènes de résonance, nous dilatons la courbe dans le cas où la neige contient 2 % d'eau. La courbe est présentée à la figure (2-51).

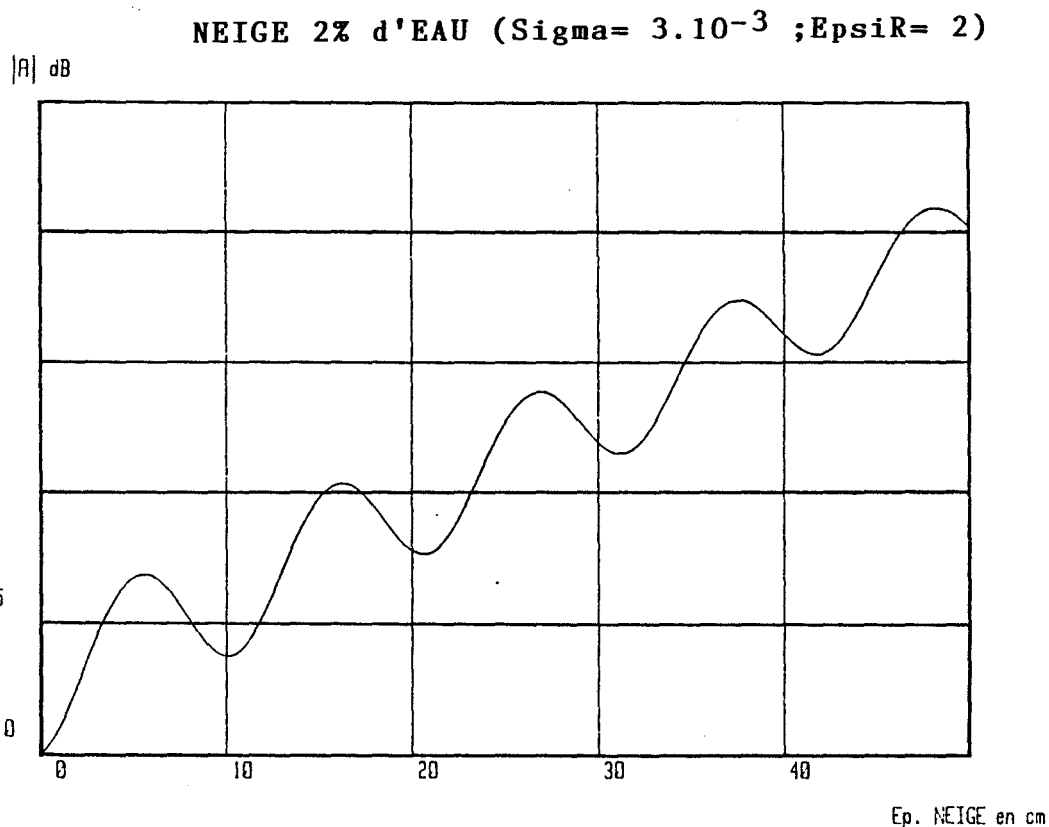
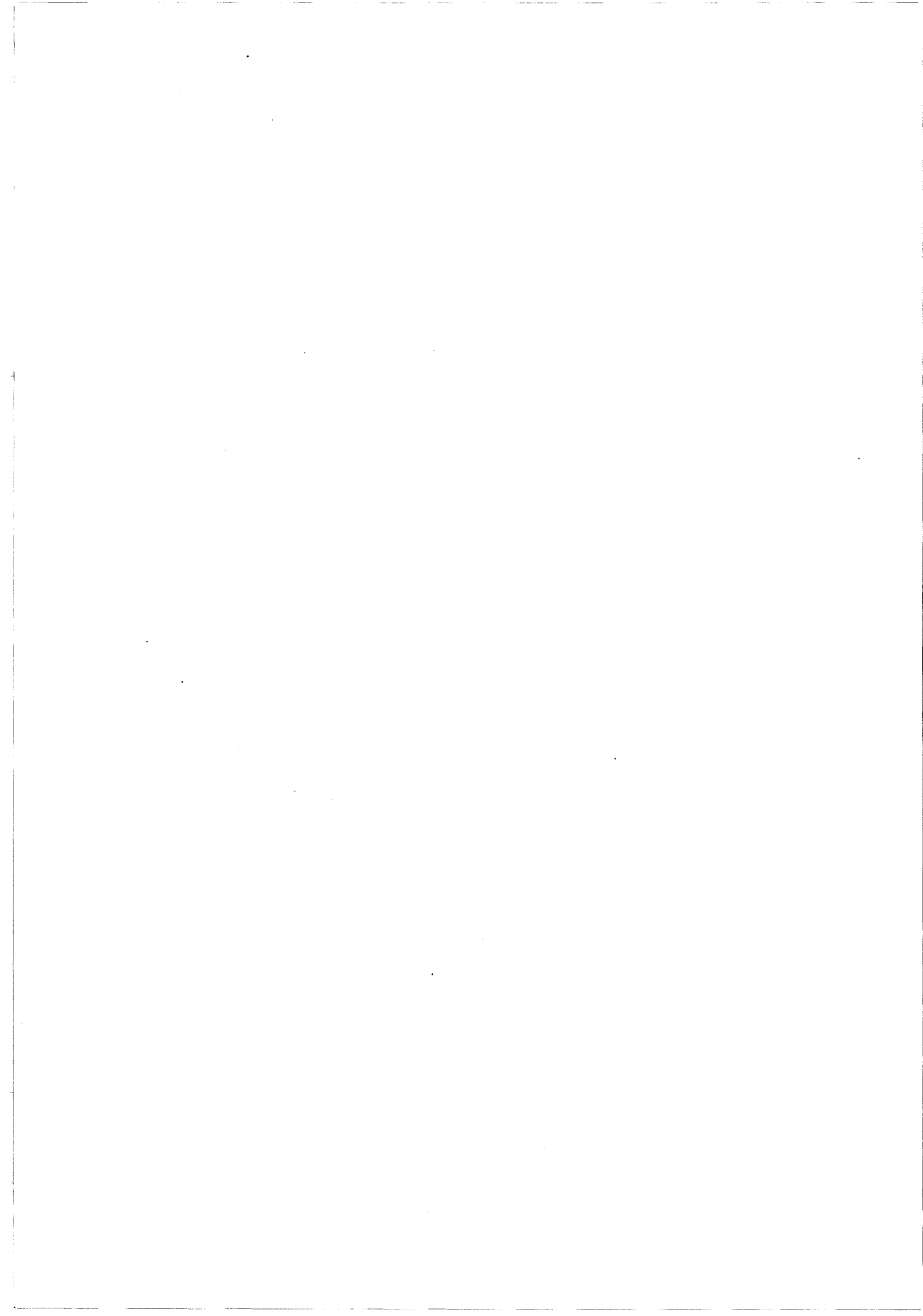


fig 2-51 : Atténuation de la neige humide (2% d'eau)

Bien que l'atténuation soit faible (inférieur à 2 dB), les phénomènes de résonance liés à la double interface air-neige, existent toujours. Ces phénomènes sont à nouveau à prendre en compte pour expliquer les courbes expérimentales. Nous avons donc deux facteurs importants conditionnant l'évolution des relevés expérimentaux de l'atténuation au cours du temps : l'augmentation rapide de l'atténuation en fonction de l'humidité et les effets de résonance. L'évolution temporelle de ces paramètres n'a pas été statistiquement quantifiée, le nombre d'essais étant limité par un facteur spécifiquement météorologique.



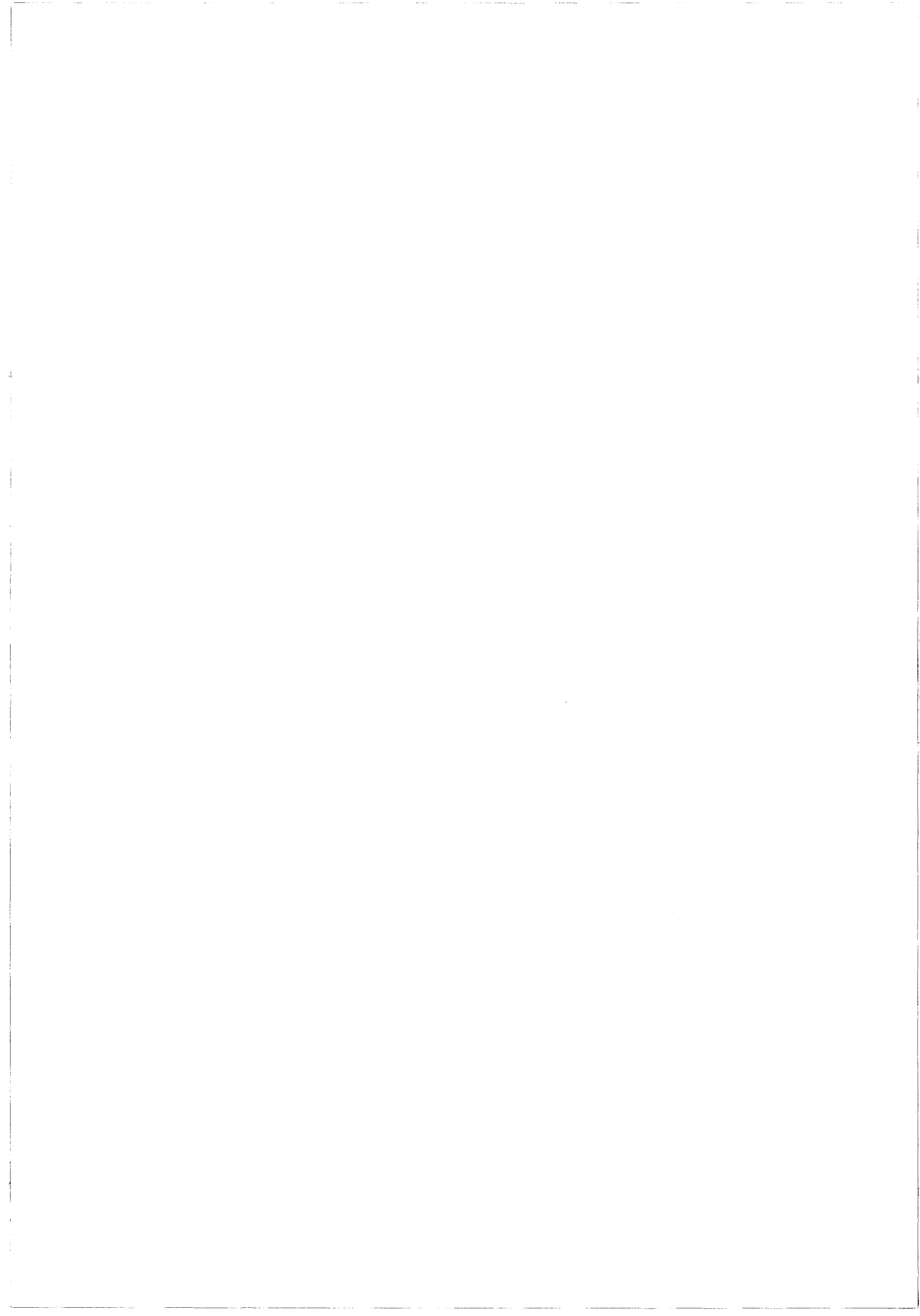
Conclusion du chapitre II

L'étude des conditions de propagation d'une onde électromagnétique plane à travers une lame d'eau de faible épaisseur a mis en évidence l'importance des deux interfaces successives air-eau.

L'atténuation calculée montre que des effets de résonance apparaissent dès que l'épaisseur de la lame d'eau est un multiple de $\lambda_e/4$, où λ_e est la longueur d'onde dans l'eau. Ces effets de résonance ont été confirmés expérimentalement en laboratoire pour des fréquences de 160 MHz à 10 GHz. Ces essais ont permis de valider notre modèle numérique pour des fréquences supérieures à 500 MHz.

L'étude expérimentale de l'atténuation apportée par une couche de neige fondante, a montré le caractère "aléatoire" de la variation de l'atténuation au cours du temps. Cette variation temporelle dépend des caractéristiques initiales de la neige et des conditions de fonte de celle-ci.

A la fréquence de 1 GHz, correspondant à la fréquence de fonctionnement de notre système de localisation, nous mesurons une atténuation maximale de 13 dB pour une épaisseur d'eau inférieure à 10 cm. L'atténuation maximale est de 10 dB pour la neige fondante.



CHAPITRE III

ETUDE ET REALISATION

D'UNE

BALISE A POLARISATION CROISEE

CHAPITRE III

Etude et réalisation d'une balise à polarisation croisée

Introduction

III-1 - Position du problème

III-1-1 Caractéristiques de la balise à antenne fente

III-1-1-1 Caractéristiques géométriques

III-1-1-2 Caractéristiques électriques

III-1-2 Fonctionnement en présence d'hydrométéores

III-2 - Choix de l'antenne hyperfréquence

III-2-1 Différents types d'antennes

III-2-2 Choix du type d'antenne

III-2-2-1 L'antenne patch rectangulaire

III-2-2-2 L'antenne patch circulaire

III-2-2-3 Comparaison géométrique des antennes fente, patch rectangulaire, et patch circulaire

III-2-2-4 Conclusion de l'étude comparative

III-3 - Etude de l'antenne patch circulaire à 1 GHz

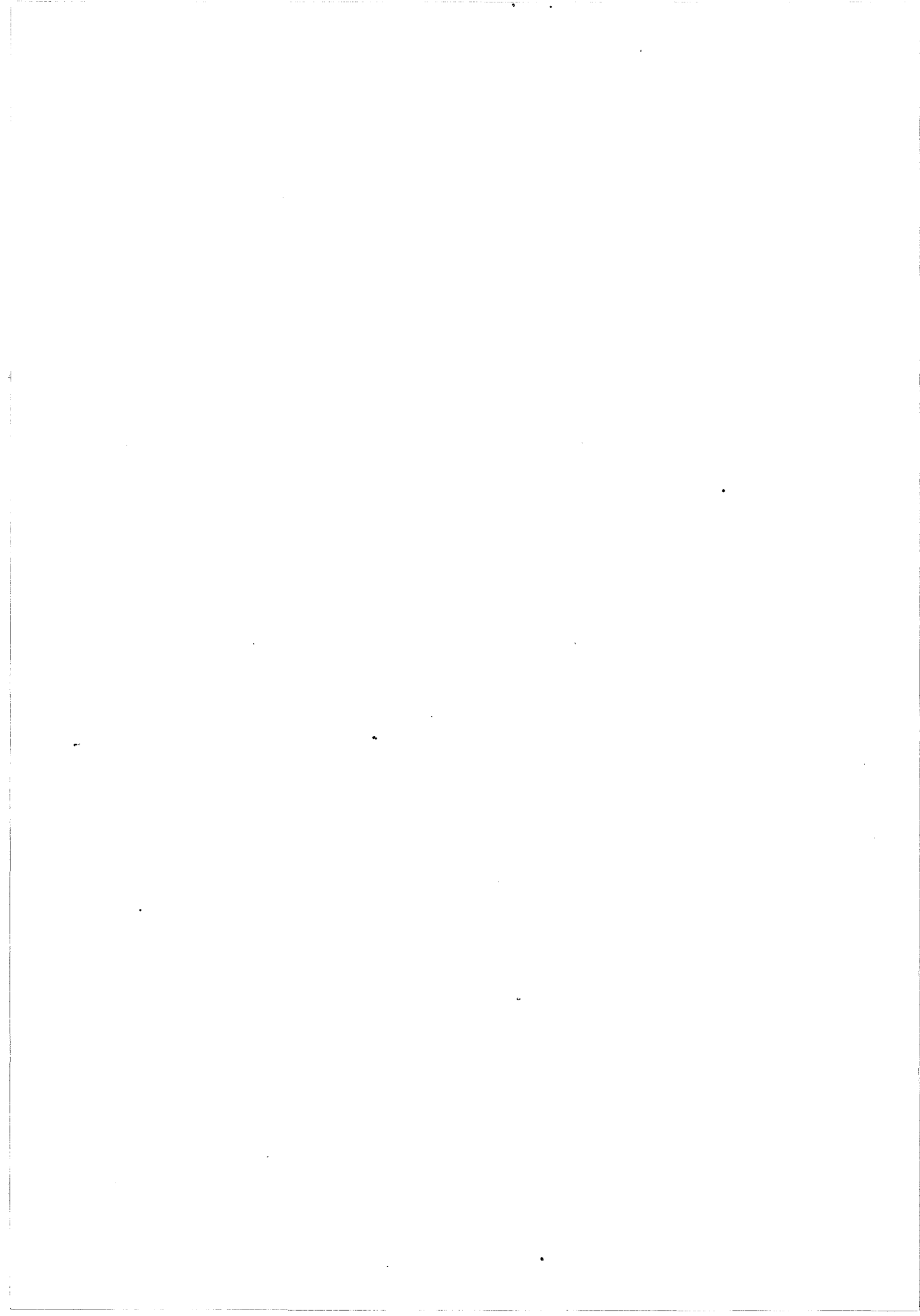
III-3-1 Champs et courants

III-3-1-1 Champs dans le substrat - ligne de courant sur le disque

III-3-1-2 Champs rayonnés

III-3-2 Détermination du rayon du disque a

III-3-3 Impédance d'entrée de l'antenne disque



III-4 - Etude d'une balise à polarisation croisée

III-4-1 Structure de balise à modulateur actif

III-4-1-1 Structure initiale de balise à amplificateur

III-4-1-2 Structure d'une balise à modulateur actif à polarisation croisée

III-4-2 Réalisation et caractérisation d'une antenne patch circulaire excitée en polarisation croisée

III-4-2-1 Réalisation de l'antenne sur un substrat de verre époxy

III-4-2-2 Caractérisation de l'antenne réalisée

III-4-3 Liaison antenne-amplificateur : principes

III-4-4 Choix de l'amplificateur - description

III-4-5 Caractérisation de l'amplificateur

III-4-5-1 Caractérisation en régime linéaire

III-4-5-2 Caractérisation en régime non linéaire

III-5 - Essais sur banc de laboratoire de la balise à polarisation croisée

III-5-1 Structure d'émission et de réception hyperfréquence

III-5-2 Test de la balise à polarisation sous l'interrogateur

III-5-2-1 Test d'une balise à amplificateur extérieur

III-5-2-2 Test d'une balise à amplificateur incorporé et téléalimentée par l'interrogateur

III-6 - Détermination du sens de marche du mobile

III-6-1 Principe

III-6-2 Calcul de la différence de phase entre les signaux captés par les antennes latérales

III-6-3 Vérification expérimentale

Conclusion



Etude et réalisation d'une balise à polarisation croisée

INTRODUCTION

Nous avons présenté dans le premier chapitre le principe de fonctionnement de la balise mis au point au laboratoire.

Nous rappelons que ce dispositif de localisation est basé sur l'utilisation simultanée de deux ondes électromagnétiques de fréquences très différentes (128 kHz - 1 GHz). Nous avons présenté un prototype de balise, développé à une dizaine d'exemplaires, et articulé autour d'une antenne hyperfréquence de type fente. Le fonctionnement de ce type de balise, bien que très satisfaisant en laboratoire et en milieu "sec", a montré ses limites en atmosphère humide. D'autre part, les dimensions d'une telle balise sont assez pénalisantes en vue d'une application industrielle.

L'objectif est ici double : améliorer le bilan de transmission en milieu humide d'une part, et réduire d'environ de moitié les dimensions d'une balise.

Après un rappel des caractéristiques électriques et géométriques de la balise à antenne fente, nous décrivons dans ce chapitre les différentes phases d'élaboration d'une nouvelle structure de balise, phases qui ont abouti à une structure dite à polarisation croisée.

Nous décrivons les avantages qu'offre une telle structure à polarisation croisée, ainsi qu'une application mise au point : la détermination du sens de marche.



III-1 - Position du problème

III-1-1 Caractéristiques de la balise à antenne fente

III-1-1-1 Caractéristiques géométriques

Les caractéristiques géométriques sont données en figure 3-1. La surface de la balise est de 230 cm^2 (cadre moyenne fréquence 128 kHz compris) soit une surface de l'antenne fente de 120 cm^2 . Un plan réflecteur est disposé à 75 mm du plan de l'antenne.

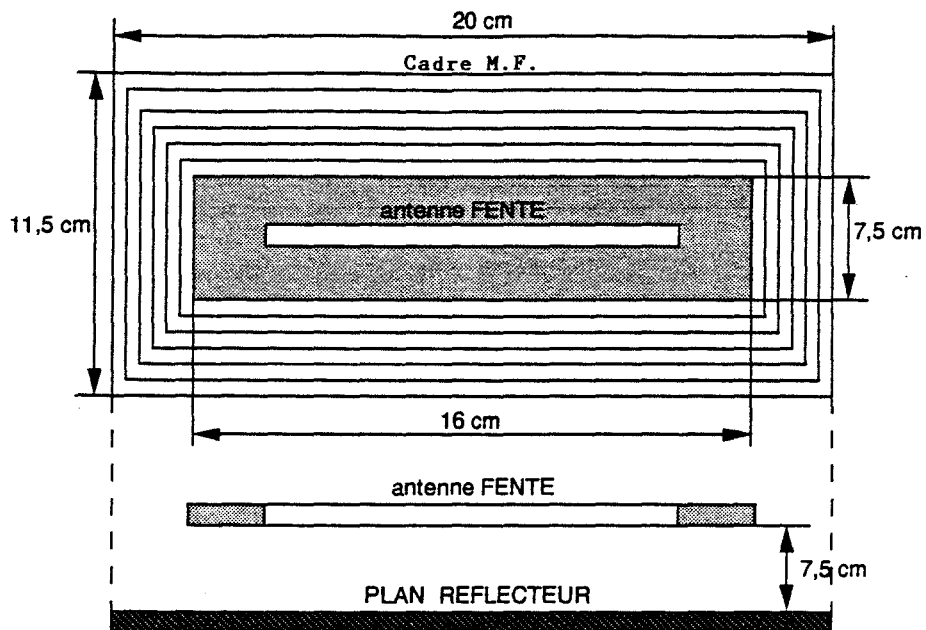


fig 3-1 : Caractéristiques géométriques : "balise fente" [4]

Deux inconvénients majeurs dans l'utilisation d'une antenne fente peuvent être dégagés :

- surface de l'antenne importante
- nécessité d'avoir un plan réflecteur à $\lambda_0/4$ (soit 7,5 cm).

III-1-1-2 Caractéristiques électriques

Nous nous intéressons simplement au spectre électromagnétique réémis par une balise à antenne fente, l'étude détaillée de cette structure ayant déjà fait l'objet d'une publication [4].

La figure (3-2) donne le spectre réémis par la balise dans les conditions expérimentales suivantes.

- distance interrogateur- balise : $H = 30$ cm
- courant M.F dans cadre émission : $I_s = 3$ A càc
- courant M.F dans cadre réception : $I_r = 100$ mA càc
- courant dans la diode de mélange : $I_p = 10$ mA crête
- puissance U.H.F émise à 1 GHz : $P_e = 15$ dBm

Nous évaluons alors l'amplitude des deux raies latérales ainsi que de la raie fondamentale.

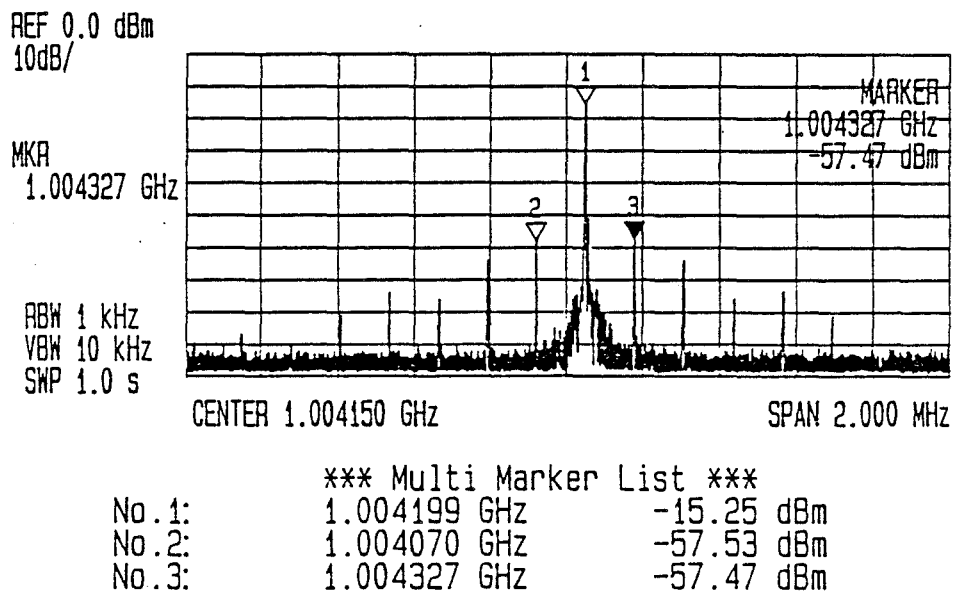


fig 3-2 : Spectre de réémission d'une balise fente

III-1-2 Fonctionnement en présence d'hydrométéores

Nous redonnons ici la courbe présentée au chapitre précédent qui traduit l'atténuation apportée par une lame d'eau en fonction de son épaisseur, à la fréquence de 1 GHz.

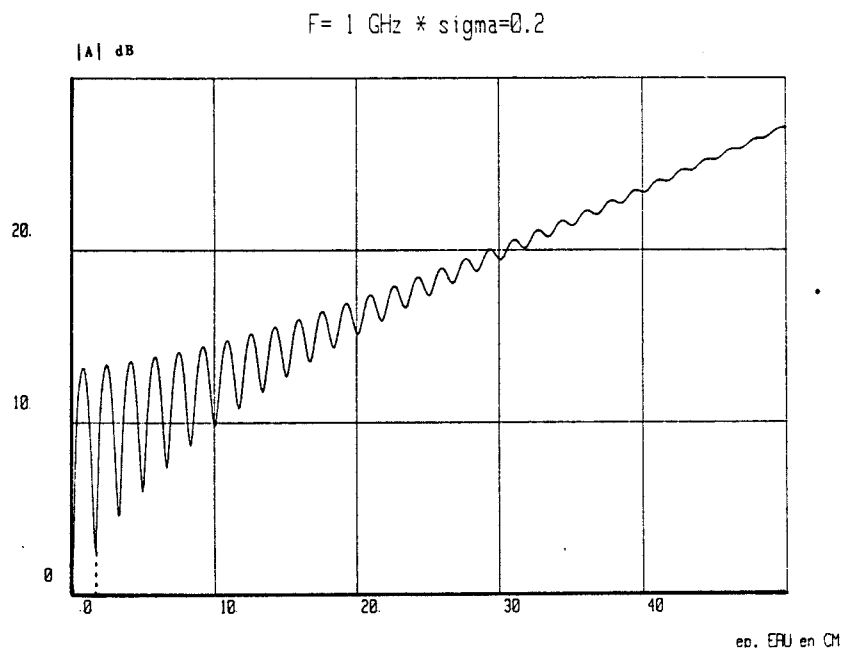


fig 3-3 : Atténuation d'une onde électromagnétique de fréquence 1 GHz en fonction de l'épaisseur d'eau

Nous constatons que si l'on désire réaliser une transmission avec une épaisseur d'eau croissante, il faut que notre dispositif ait une dynamique de fonctionnement minimale de 30 dB (15 dB d'atténuation de l'onde reçue par la balise, et 15 dB d'atténuation de l'onde réémise). Plusieurs solutions sont envisageables pour assurer la continuité de la transmission sol-mobile :

a) Augmenter la puissance émise par le mobile

Cette solution est la plus simple, il est évident que plus la puissance d'émission est importante plus l'épaisseur d'eau traversée sera grande. L'atténuation est bien entendue identique mais l'amplitude relative des signaux reste au dessus du seuil de fonctionnement. Cette solution a deux inconvénients importants ; la puissance rayonnée permanente devient excessive pour un fonctionnement normal (absence d'hydrométéores), nous augmentons donc le risque de diaphonie entre voies. Le second point important

est le respect des réglementations spécifiques aux radiocommunications ; si notre système émet une puissance importante une allocation de fréquence est alors nécessaire. La saturation du spectre électromagnétique jusqu'aux fréquences du gigahertz est telle, non seulement en France, mais aussi dans les autres pays européens, qu'une attribution d'une bande de fréquence est difficile voire impossible. Nous pouvons néanmoins retenir la possibilité d'augmenter la puissance émise pour une transmission ponctuelle, dans un mode de fonctionnement dégradé.

b) Diminuer la fréquence de travail

Lorsque l'on regarde l'évolution de l'atténuation en fonction de la fréquence présentée sur la figure (3-3), nous constatons qu'une seconde solution pour qu'une onde traverse une lame d'eau importante, est d'en diminuer sa fréquence. Nous nous heurtons alors aux dimensions importantes des antennes, cette augmentation va à l'encontre des objectifs initiaux de diminution des dimensions des balises. Notons que l'étude de dispositifs fonctionnant à des fréquences basses (quelques dizaines de mégahertz) a fait l'objet de recherche par d'autres membres de notre équipe ; dans le cadre de ce travail nous ne nous attacherons donc pas à retenir la possibilité de diminuer la fréquence de notre dispositif, tout au moins dans de telles proportions [5].

c) Augmenter la puissance réémise par la balise

Une troisième solution pour conserver une transmission en présence d'hydrométéores consiste à augmenter la puissance réémise par la balise, sans augmenter la puissance émise par l'interrogateur. L'idée de base est d'amplifier au niveau de la balise le spectre de réémission issu du battement entre le signal H.F. et le signal M.F. . Le dispositif théorique est présenté sur la figure (3-4).

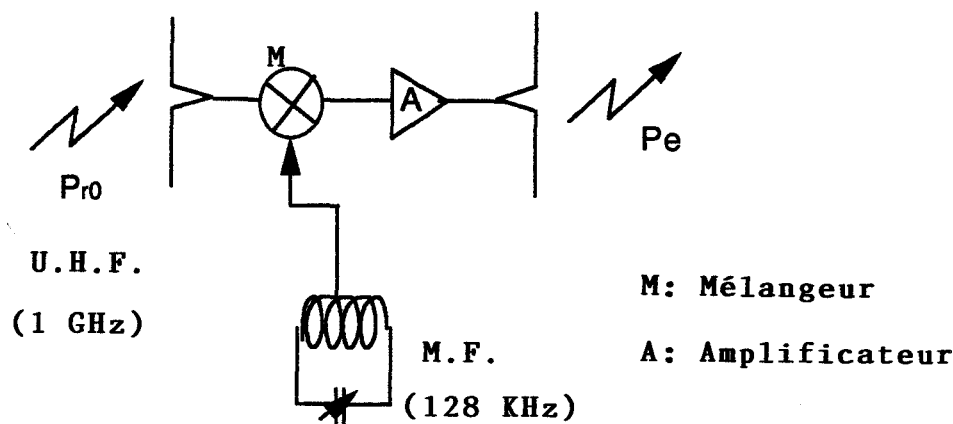


fig 3-4 : Principe d'une balise active

Nous introduisons ici une dénomination nouvelle de balise ACTIVE, résultat de l'introduction d'un amplificateur au niveau de la balise. Cette notion se différencie de la structure de la balise présentée au premier chapitre, où il n'y avait qu'un dispositif de mélange purement passif, mais conserve le caractère passif du point de vue de l'énergie d'alimentation. Tous les composants doivent être alimentés à partir un signal M.F. reçu par la balise. C'est une telle structure de balise que nous avons retenu pour améliorer le bilan de liaison en présence d'hydrométéores.

III-2 - Choix de l'antenne hyperfréquence

L'élément fondamental de notre balise est l'antenne hyperfréquence. L'encombrement d'une balise dépend essentiellement de la taille de cette antenne.

III-2-1 Différents types d'antennes

Les différents types d'antennes utilisables sur notre dispositif sont:

- l'antenne dipôle $\lambda / 2$
- l'antenne patch rectangulaire
- l'antenne patch circulaire

Nous pouvons imaginer d'autres types d'antennes, mais nous avons orienté notre choix sur des structures d'usage courant et de conception aisée.

III-2-2 Choix du type d'antenne

Le critère orientant le choix de l'antenne hyperfréquence est principalement un critère géométrique, basé sur un encombrement minimal. Par ce critère nous ne retenons pas l'antenne dipôle $\lambda / 2$, car elle nécessite un plan réflecteur. La nécessité de limiter l'encombrement nous conduit à choisir une antenne exclusivement de type PATCH.

III-2-2-1 L'antenne patch rectangulaire

La structure de cette antenne est présentée sur la figure (3-5).

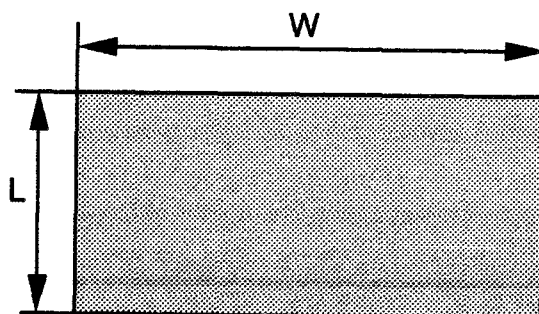


fig 3-5 : Antenne patch rectangulaire

- Calcul de L et W

Les caractéristiques du substrat utilisé sont les suivantes :

- substrat époxy
- permittivité $\epsilon_r = 4,75$
- hauteur $h = 1,5$ mm

La longueur W du patch est donnée par la relation (3-1)

$$W = \frac{c}{2 f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (3-1)$$

pour une fréquence de résonance de 1 GHz, nous obtenons $W = 8,84$ cm

La largeur L est donnée par la relation (3-2)

$$L = \frac{c}{2 f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2 \Delta l \quad (3-2)$$

où

$$\Delta l = 0,412 \frac{(\epsilon_e + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_e - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (3-3)$$

et
$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \quad (3-4)$$

Une première approximation de L peut être obtenue en négligeant Δl . A partir de la relation (3-4) nous déduisons la permittivité effective. Pour le substrat utilisé nous obtenons $\epsilon_e = 4,6$
D'où une largeur L de l'ordre de 7 cm.

Les abaques de la figure (3-6), bien que la valeur h de notre substrat soit différente, nous confirment les dimensions obtenues à partir des relations (3-1) et (3-2).

Soit une surface du patch rectangulaire $S_r = 62 \text{ cm}^2$. La représentation du patch rectangulaire à l'échelle 1 est donnée à la figure (3-7).

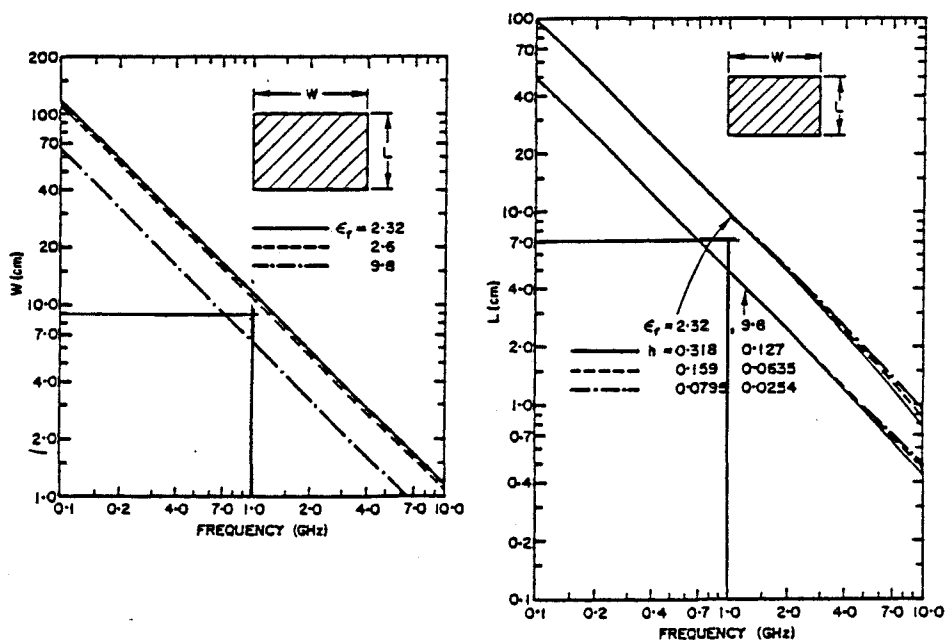


fig 3-6 : Abaque de calcul du patch rectangulaire

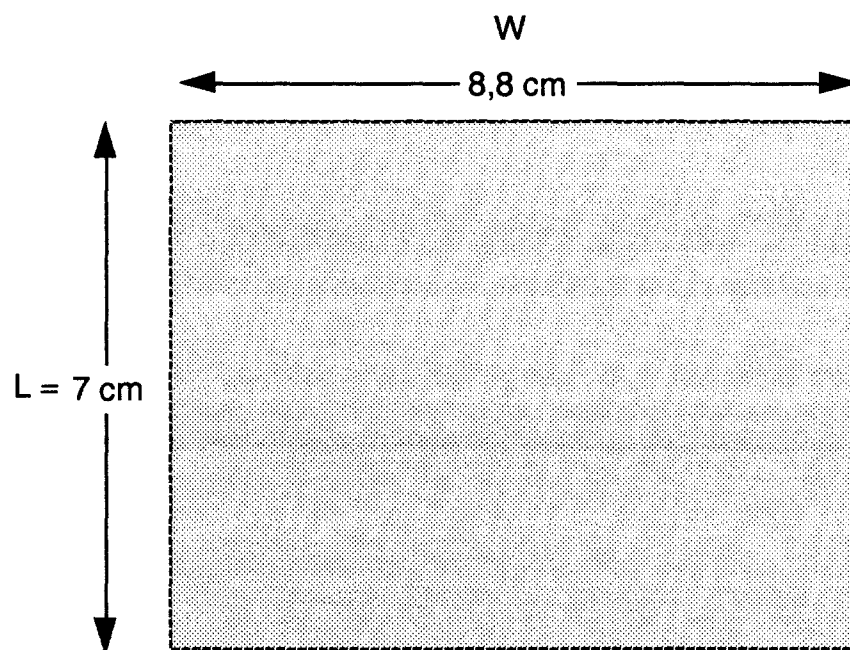


fig 3-7 : Patch rectangulaire sur verre époxy

III-2-2-2 L'antenne patch circulaire

La structure de cette antenne est présentée sur la figure (3-8).

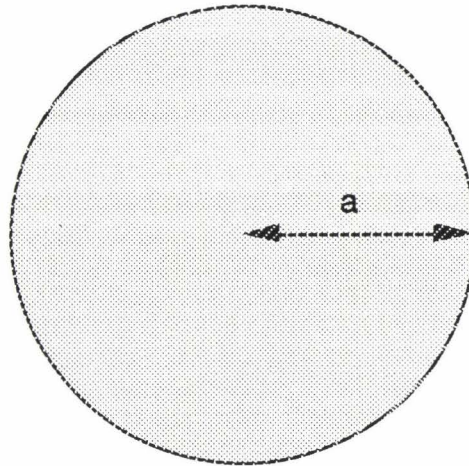


fig 3-8 : Antenne disque

- Détermination du rayon du disque

La fréquence de résonance du disque est donnée par la relation (3-5) :
[der], [bal]

$$f_r = \frac{K_{nm} c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-5)$$

$$\text{où } a_e = a \left[1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a}{2h} + 1,7726 \right) \right]^{1/2} \quad (3-6)$$

et K_{nm} est le m ième zéro de la fonction de Bessel $J'_n(ka)$. Pour toutes les fréquences, le mode correspondant à $n = m = 1$ donne le rayon minimum, de plus ce mode est le mode dominant. La valeur de K_{11} est de 1,841.

A partir de la relation (3-5) nous pouvons obtenir une valeur approchée du rayon a :

$$a \approx \frac{K_{nm} c}{2 \pi \sqrt{\epsilon_r} f_r} \quad (3-7)$$

soit $a \approx 4 \text{ cm}$

Soit une surface du disque S_d de l'ordre de 50 cm^2 .



III-2-2-3 Comparaison géométrique des antennes fente, patch rectangulaire, et patch circulaire

Nous regroupons dans le tableau (3-1) les dimensions de trois types d'antenne. Ce tableau montre que la surface minimale est obtenue avec un patch de type circulaire. Nous diminuons de plus de 50 % la surface de l'antenne haute fréquence par rapport à l'utilisation de l'antenne de type fente.

Types d'antennes			$f = 1 \text{ Ghz}$ $\epsilon_r = 4,75$ $h = 1,6 \text{ mm}$
FENTE	PATCH RECTANGULAIRE	PATCH CIRCULAIRE	
16 * 7,5 cm	8,8 * 7 cm	4 cm de rayon	
120 cm ²	62 cm ²	50 cm ²	

tableau 3-1

III-2-2-4 Conclusion de l'étude comparative

Les dimensions données par le tableau 3-1 montrent que l'antenne disque offre une surface minimale. Bien que la diminution de la surface de l'antenne disque par rapport à l'antenne rectangulaire ne soit que de 20 %, la symétrie de révolution de cette antenne est un avantage non négligeable. En effet, la disposition du circuit moyenne fréquence autour de l'antenne haute fréquence doit être optimum si l'on désire obtenir une balise de dimensions réduites. L'encombrement minimum ne sera obtenu que si la balise présente une symétrie de révolution.

Pour ces raisons, nous retenons une antenne disque pour notre application.

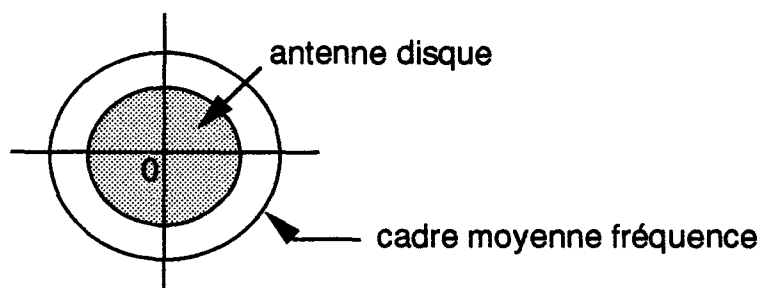


fig 3-9: Structure de base d'une balise circulaire

III-3 - Etude de l'antenne patch circulaire à 1 GHz

Nous utilisons ici le modèle de la cavité isolée pour effectuer l'analyse de l'antenne. Ce modèle permet une analyse simple de celle-ci, par ses caractéristiques de rayonnement et ses caractéristiques géométriques.

III-3-1 Champs et courants

La structure de l'antenne est présentée sur la figure (3-10)

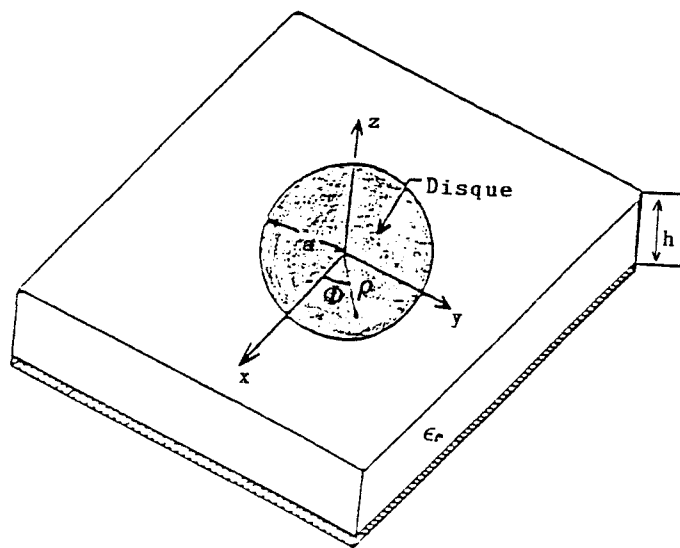


fig 3-10 : Antenne disque sur substrat époxy

La composante essentielle du champ électrique \vec{E}_s dans le substrat est la composante E_{sz} . Les composantes du champ magnétique \vec{B}_s dans le substrat sont B_{sx} et B_{sz} . Comme $h \ll \lambda_0$ nous admettrons que les champs dans le substrat sont constants suivant z . La composante normale du courant sur le bord du disque tend vers zéro, ce qui implique que les composantes tangentielles du champ magnétique tendent vers zéro sur les bords du disque. Les composantes de champ sont identiques sur la figure (3-11).

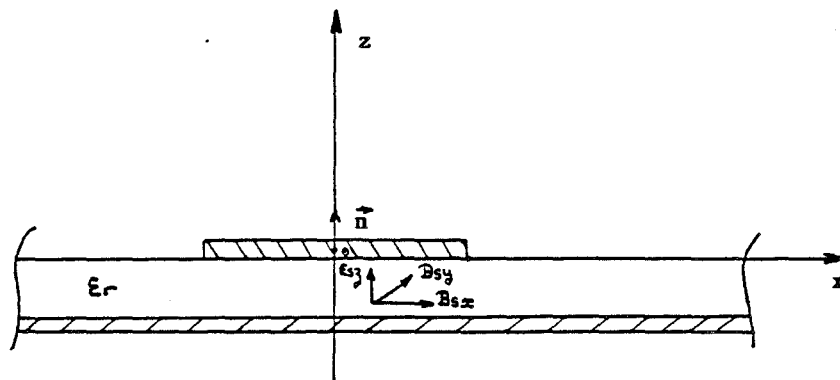


fig 3-11 : Configuration des champs dans le substrat

A partir des hypothèses énoncées nous pouvons traiter la structure de la figure (3-11) par la méthode de la cavité (fig 3-12).

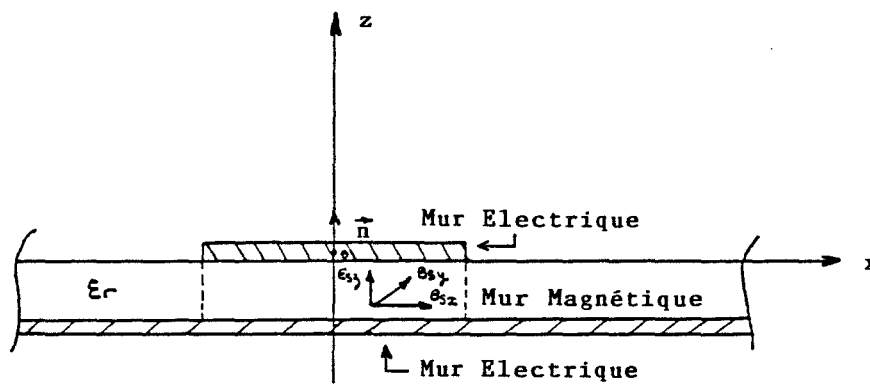


fig 3-12 : Cavité équivalente à l'antenne disque

III-3-1-1 Champs dans le substrat - ligne de courant sur le disque

En l'absence de toute source l'équation d'onde s'écrit

$$\left(\nabla^2 + k^2 \right) \vec{E}_s = 0 \quad \text{où} \quad k = \omega \sqrt{\epsilon \mu} \quad (3-8)$$

En coordonnées cylindriques, l'équation (3-8), sachant que le champ E_s n'a qu'une composante suivant z , s'écrit :

$$\frac{\partial^2 E_{sz}}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_{sz}}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_{sz}}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 E_{sz}}{\partial z^2} + k^2 E_{sz} = 0 \quad (3-9)$$

Le champ magnétique s'écrit :

$$H_{s\rho} = \frac{j}{\omega \mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_{sz}}{\partial \phi} \quad (3-10)$$

$$H_{s\phi} = - \frac{j}{\omega \mu} \frac{\partial E_{sz}}{\partial \rho} \quad (3-11)$$

Les conditions aux limites sur les murs magnétiques imposent que le champ $H_{s\phi}$ soit nul. Afin de satisfaire cette condition, il faut d'après l'équation (3-11) que

$$\left(\frac{\partial E_{sz}}{\partial \rho} \right)_{\rho=a} = 0 \quad (3-12)$$

En coordonnées cylindriques la solution de l'équation (3-9) s'écrit :

$$E_{sz} = E_0 J_n(k\rho) \cos n\phi \quad (3-13)$$

d'où les expressions du champ magnétique

$$H_{s\rho} = - \frac{j n}{\omega \mu \rho} E_0 J_n(k\rho) \sin n\phi \quad (3-14)$$

$$H_{s\phi} = - \frac{j k}{\omega \mu} E_0 J_n'(k\rho) \cos n\phi \quad (3-15)$$

Pour que le champ magnétique tangentiel $H_{s\phi}$ soit nul en $\rho = a$, nous devons avoir :

$$J'_n(ka) = 0 \quad (3-16)$$

Suivant l'ordre de la fonction de Bessel n et le rang m de sa dérivée nous obtenons une série de modes (n,m) pour lesquels la condition (3-16) est vérifiée. Le tableau (3-2) donne les valeurs de ka correspondant aux cinq premiers modes.

Mode (n, m)	Root ka
0,1	0
1,1	1.84118
2,1	3.05424
0,2	3.83171
3,1	4.20119

tableau 3-2 : Valeurs de ka vérifiant $J'_n(ka) = 0$ [36]

A partir des données consignées dans le tableau (3-2), nous notons que le mode pour lequel $n = m = 1$ correspond à une valeur de ka minimale. Quelque soit la fréquence de résonance, le rayon du disque sera minimum pour ce mode. Celui-ci ($n = m = 1$) est le mode dominant. Pour ces raisons nous choisissons de travailler sur mode dominant.

A partir des équations (3-13), (3-14), et (3-15), nous obtenons les expressions des champs dans le substrat pour le mode dominant :

$$E_{sz} = E_0 J_1(k\rho) \cos \phi$$

$$H_{s\rho} = -\frac{j}{\omega\mu\rho} E_0 J_1(k\rho) \sin \phi \quad (3-17)$$

$$H_{s\phi} = -\frac{jk}{\omega\mu} E_0 J'_1(k\rho) \cos \phi$$

Le courant induit par le champ magnétique est donné par l'expression :

$$\vec{I} = \vec{n} \wedge \vec{H} \quad \Rightarrow \quad \vec{I} = H_\phi \vec{e}_\rho - H_\rho \vec{e}_\phi \quad (3-18)$$

\vec{e}_ρ et \vec{e}_ϕ étant les vecteurs unitaires suivant ρ et ϕ

$$\text{soit } \vec{I} = -\frac{j E_0}{\omega \mu} \left[\left(k' J_1'(k\rho) \cos \phi \right) \vec{e}_\rho - \left(\frac{1}{\rho} J_1(k\rho) \sin \phi \right) \vec{e}_\phi \right] \quad (3-19)$$

Nous présentons sur la figure (3-13) l'aspect général du champ électrique, du champ magnétique et du courant de surface.

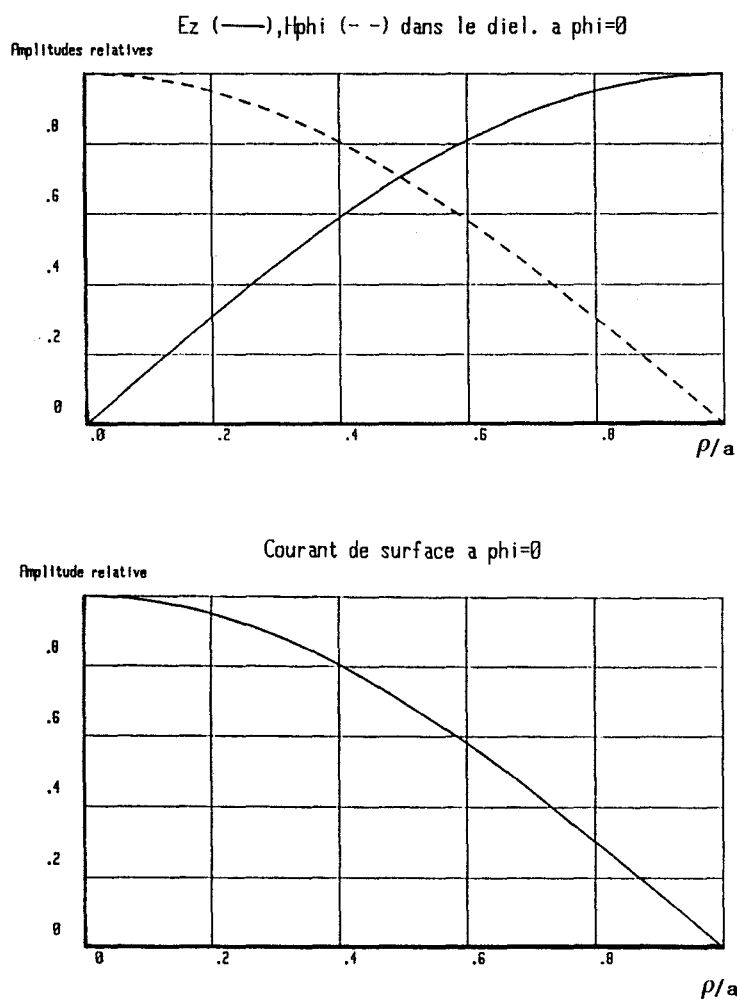


fig 3-13

III-3-1-2 Champs rayonnés

Les composantes de champ électrique E_θ et E_ϕ sont données par :

$$E_\theta = j \frac{V a k_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos \phi [J_2(k_0 a \sin \theta) - J_0(k_0 a \sin \theta)] \quad (3-20)$$

$$E_\phi = j \frac{V a k_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos \theta \sin \phi [J_2(k_0 a \sin \theta) + J_0(k_0 a \sin \theta)]$$

où $V = h E_0 J_1(ka)$ (3-21)

V donnant le potentiel sur le bord à $\phi = 0$.

Le diagramme de rayonnement théorique et expérimental est donné sur la figure (3-14).

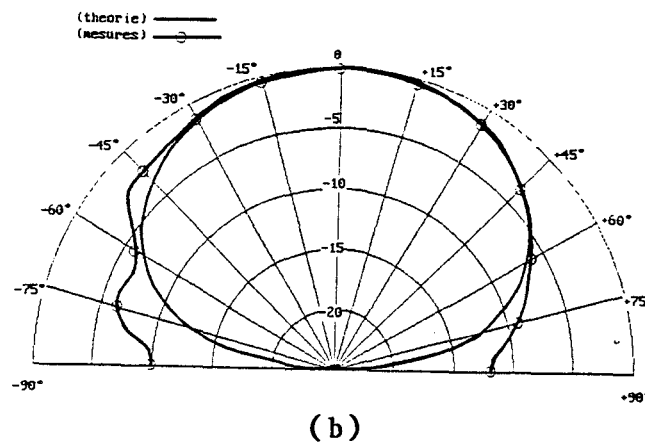
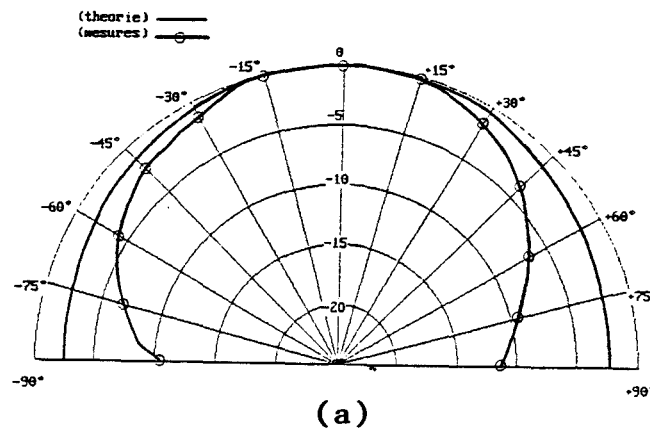


fig 3-14 : Diagramme de rayonnement

(a) plan E
(b) plan H

III-3-2 Détermination du rayon du disque a

Pour le mode TM_{11} , la fréquence de résonance est donnée par

$$f_r = \frac{K_{11} c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-22)$$

$K_{11} = 1,84118$ donné par le tableau (3-2)

$c = 3 \cdot 10^8$ m/s

ϵ_r = permittivité relative du substrat

a_e = rayon effectif

La relation liant le rayon effectif et le rayon réel est donnée par l'expression (3-6) :

$$a_e = a \left[1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a}{2h} + 1,7726 \right) \right]^{1/2}$$

Pour notre application à la fréquence de résonance de 1 GHz, avec l'utilisation d'un substrat dont le ϵ_r vaut 4,75 et la hauteur h vaut 1,6 mm, le rayon vaut $a = 39,5$ mm

III-3-3 Impédance d'entrée de l'antenne disque

A la résonance, l'impédance d'entrée est réelle, elle est donnée par la formule suivante :

$$R_e = \frac{V^2}{2 P_T} \quad (3-23)$$

où P_T est la puissance totale dissipée dans la cavité. V est obtenu à partir de l'expression (3-21) pour un point d'excitation quelconque sur le disque.

$$R_e = \frac{[h E_0 J_1(k \rho_0)]^2}{2 P_T} \quad (3-24)$$

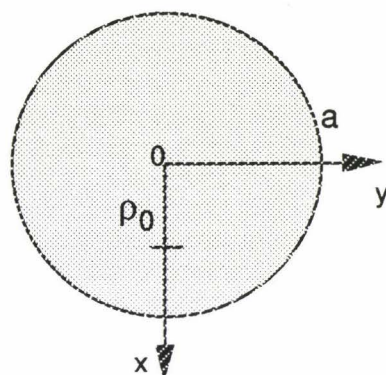


fig 3-15

A partir de la résistance d'entrée R_0 , lorsque l'excitation du disque est réalisée au point "a" (fig 3-15), nous pouvons exprimer R_e par

$$R_e = R_0 \frac{J_1^2(k \rho_0)}{J_1^2(k a)} \quad (3-25)$$

$$R_0 = \frac{1}{G_r + G_d + G_o} \quad (3-26)$$

- G_r est la conductance équivalente de rayonnement
- G_d est la conductance équivalente aux pertes diélectriques
- G_o est la conductance équivalente aux pertes ohmiques

- **Expressions des conductances équivalentes**

$$G_r = \frac{(k_0 a)^2}{480} \int_0^{\pi/2} \left[B_M^2(k_0 a \sin\theta) + \cos^2\theta B_p^2(k_0 a \sin\theta) \right] \sin\theta d\theta \quad (3-27)$$

où

$$B_M(x) = J_0(x) - J_2(x) \quad (3-28)$$

$$B_p(x) = J_0(x) + J_2(x) \quad (3-29)$$

$$G_d = \frac{\text{tg } \delta}{4 \mu_0 h f_r} \left[(ka)^2 - 1 \right] \quad (3-30)$$

$$G_o = \frac{\pi (\pi f_r \mu_0)^{3/2}}{4 h^2 \sqrt{\sigma}} \left[(ka)^2 - 1 \right] \quad (3-31)$$

où

f_r est la fréquence de résonance (1 GHz)

$h = 1,6$ mm

σ est la conductivité du cuivre

Nous présentons sur la figure (3-16), la variation de la résistance d'entrée en fonction du point d'excitation.

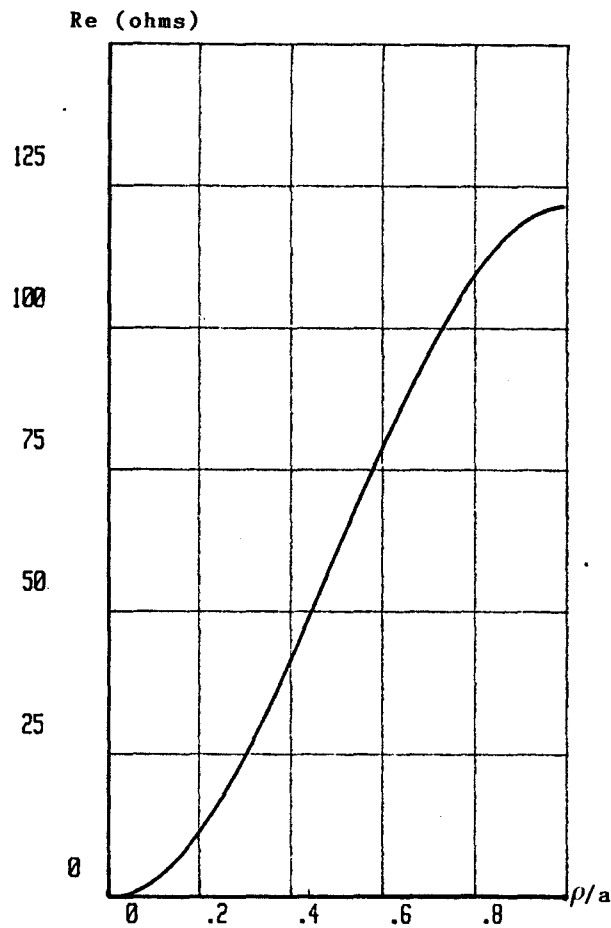


fig 3-16

Nous constatons que pour obtenir une résistance d'entrée de 50Ω , le point d'excitation doit se situer à la distance $\rho = 0,44 a$.

III-4 - Etude d'une balise à polarisation croisée

III-4-1 Structure de balise à modulateur actif

La structure initiale de la balise mettait en oeuvre un modulateur à diode (chapitre 1). Nous étudions ici une balise, utilisant non plus un élément passif (diode) mais un élément actif (amplificateur) dans le but d'augmenter l'amplitude du signal réémis par la balise. L'augmentation du signal de balise devant permettre d'assurer une liaison sol-véhicule lorsque la balise est recouverte d'une pellicule d'eau. L'atténuation maximale à prendre en compte étant voisine de 15 dB à la fréquence de 1 GHz.

III-4-1-1 Structure initiale de balise à amplificateur

La structure initiale envisagée est présentée sur la figure (3-17).

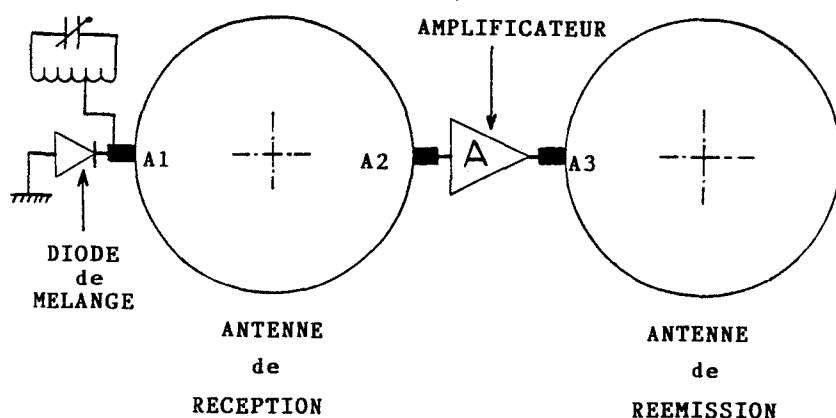


fig 3-17 : Partie hyperfréquence de la balise à amplificateur

Cette structure, bien que de conception simple, présente quatre inconvénients majeurs :

a) l'emploi de deux antennes au niveau de la balise ne permet pas de réduire l'encombrement.

b) la structure planaire et l'excitation des antennes disques sur le bord nous obligent à réaliser des tronçons d'adaptation (A1, A2, A3) difficilement maîtrisables, et nécessitant une optimisation de chaque balise réalisée.

c) l'emploi d'une diode pour effectuer le mélange du signal H.F. (1 GHz) et du signal M.F. (128 kHz) fait apparaître une saturation rapide du signal F.I. et des pertes de conversion supérieure à 5 dB [5]. L'augmentation de la puissance émise par l'interrogateur (pour compenser l'atténuation d'une lame d'eau par exemple) ne va donc pas se traduire par une augmentation proportionnelle du signal réémis par la balise.

d) le signal haute fréquence émis par l'interrogateur est capté à la fois par l'antenne de réception et par l'antenne de réémission de la balise. Ce signal haute fréquence est donc injecté sur l'entrée et la sortie de l'amplificateur, l'excitation simultanée des deux ports de l'amplificateur va pénaliser fortement le fonctionnement de celui-ci, en favorisant sa mise en oscillation.

Les quatre inconvénients énumérés ci-dessus nous ont conduit à étudier une nouvelle structure de balise (circuits hyperfréquences) visant à réduire l'encombrement, à augmenter le point de compression à 1 dB, et à réduire la puissance injectée par l'interrogateur sur la sortie de l'amplificateur.

III-4-1-2 Structure d'une balise à modulateur actif à polarisation croisée

A partir de la structure initiale et pour obtenir une structure de balise répondant aux critères énoncés ci-dessus, nous sommes contraints de :

- changer l'élément de mélange
- utiliser une seule antenne hyperfréquence
- découpler la sortie de l'amplificateur vis à vis du signal émis par l'interrogateur

Nous avons concilié ces trois critères fondamentaux en élaborant la structure de la figure (3-18).

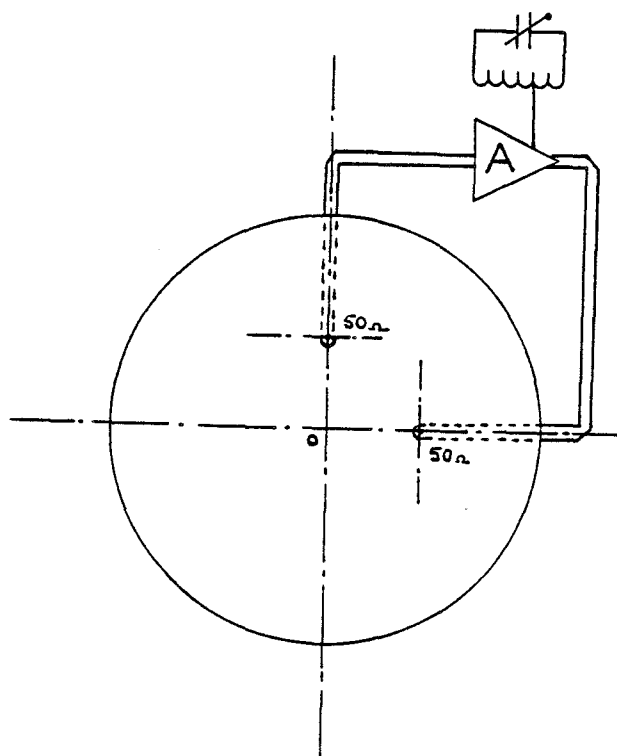


fig 3-18 : Balise à polarisation croisée

Le découplage de la sortie de l'amplificateur et l'utilisation d'une antenne unique sont deux critères liés. A partir de la relation (3-17) donnant l'expression de la composante E_{sz} du champ électrique dans le substrat, nous savons que deux points en quadrature sont électriquement isolés

$$E_{sz} = E_0 J_1(k\rho) \cos \phi \quad (3-17)$$

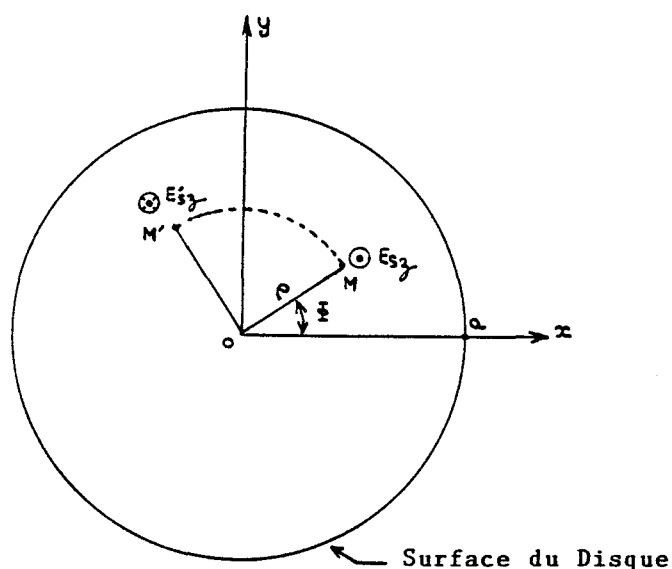


fig 3-19 : Isolation de deux points en quadrature sur le disque

Si E_{sz} est maximum au point M, le champ électrique au point M' est nul. Nous mettons à profit cette propriété pour minimiser le champ électrique injecté sur la sortie de l'amplificateur. Le champ issu de l'interrogateur est capté au point M où l'entrée de l'amplificateur est connectée, la sortie de l'amplificateur est reliée au point M' afin de réémettre un champ polarisé en quadrature par rapport au champ incident. Nous aboutissons à une structure de polarisation croisée qui permet à partir d'une antenne unique, donc d'un encombrement réduit, d'utiliser l'amplificateur de manière optimale.

Le dernier point important de cette structure de balise concerne le mélangeur. Afin d'obtenir un point de compression à 1 dB plus élevé, nous avons supprimé le mélangeur à diode et choisi de moduler directement l'amplificateur en amplitude par le signal moyenne fréquence. En effet, supprimer la diode permet d'enlever la cellule d'adaptation nécessaire à l'optimisation du rendement de la balise. Cette cellule est délicate à réaliser, car la maîtrise des tronçons de ligne n'est pas parfaite sur verre époxy, une intervention post-fabrication étant souvent nécessaire sur les éléments d'adaptation.

III-4-2 Réalisation et caractérisation d'une antenne patch circulaire excitée en polarisation croisée

III-4-2-1 Réalisation de l'antenne sur un substrat de verre époxy

Le verre époxy a pour permittivité relative $\epsilon_r = 4,75$. A partir de la relation (3-23) nous avons calculé le rayon a du disque. Celui-ci vaut 39,48 mm. La figure (3-18) montre que l'amplificateur est directement connecté aux points où l'impédance de l'antenne vaut 50Ω , cela afin d'éviter tout tronçon d'adaptation. Nous déterminons l'emplacement de ces points à partir de la courbe présentée à la figure (3-16) où nous déduisons la valeur de ρ , soit ρ valant $0,44 a$. La structure de l'antenne est présentée à la figure (3-20).

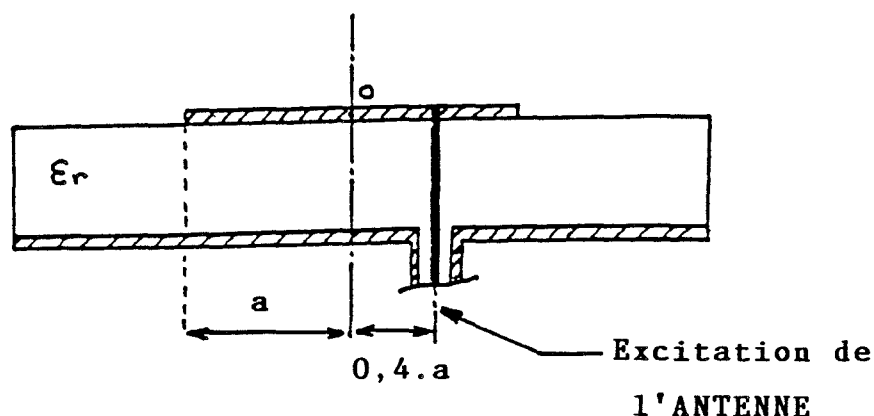


fig 3-20 : Structure et excitation de l'antenne

III-4-2-2 Caractérisation de l'antenne réalisée

a) Fréquence de résonance

A partir du point d'excitation théorique (ρ de l'ordre de $0,4 a$), nous relevons une fréquence de résonance de 1012 MHz.

Nous présentons à la figure (3-21) l'évolution du paramètre S_{11} en module et phase de l'antenne réalisée.

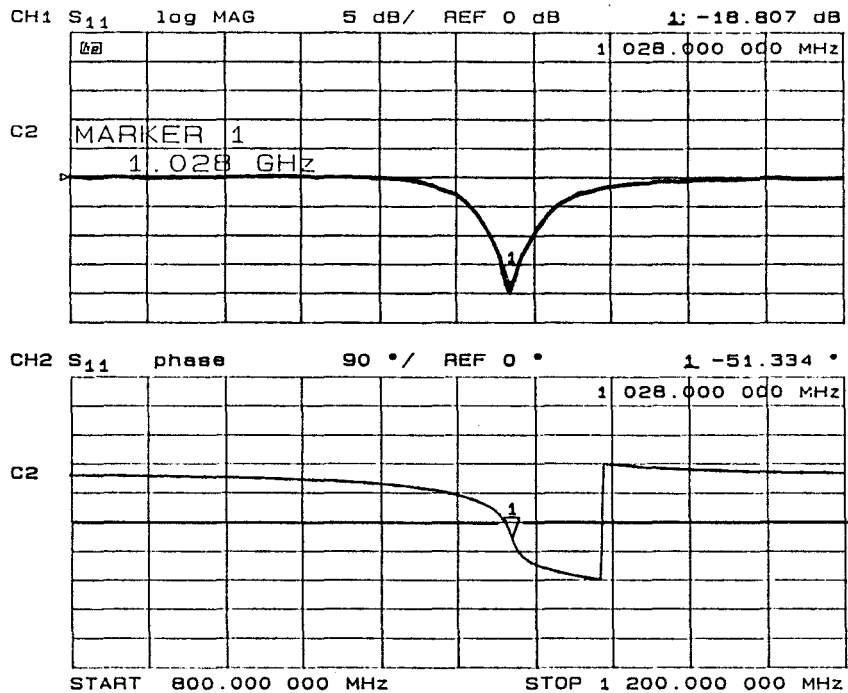


fig 3-21 : Evolution de S₁₁

L'écart entre la fréquence théorique de résonance et la fréquence mesurée est dû principalement à deux facteurs, d'une part à l'erreur sur la valeur de la permittivité relative du substrat, et d'autre part à la réalisation pratique du disque. La réalisation induit un écart sur la valeur du rayon a du disque. L'erreur sur la valeur de la permittivité du substrat est liée à la non caractérisation du verre époxy classique à la fréquence de 1 GHz. [5]

A titre indicatif, nous donnons une relation [36] liant la variation de la fréquence de résonance à la variation de la permittivité du substrat, et à la variation du rayon a du disque :

$$\left| \frac{\Delta f_r}{f_r} \right| = \left[\left(\frac{\Delta a}{a} \right)^2 + 0,25 \left(\frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (3-39)$$

A partir de cette expression, nous constatons que l'écart relatif entre la fréquence de résonance théorique et pratique est lié en grande partie à la variation du rayon a . Le soin apporté au dessin du masque de l'antenne conditionne donc l'accord de notre antenne à la fréquence voulue. Nous avons vérifié pratiquement l'importance de ceci : pour un masque donné, la variation de la fréquence de résonance d'antennes réalisées avec le même masque est très faible.

b) Impédance d'entrée

Nous présentons à la figure (3-22) l'évolution de l'impédance d'entrée du patch en fonction de la position du point d'excitation.

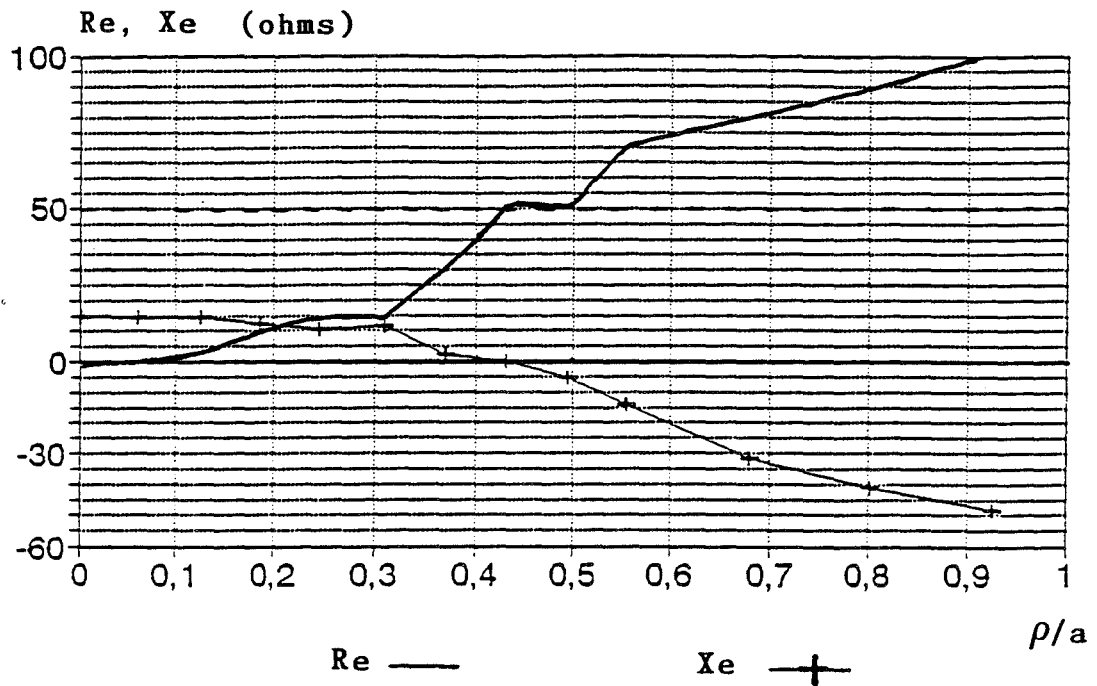


fig 3-22 : Impédance d'entrée du patch

A partir de l'évolution de R_e et X_e , nous pouvons affiner la position du point d'excitation. Nous constatons que pour un point d'excitation situé à 0,43 a du centre du disque, l'impédance d'entrée est réelle et très proche de 50 Ω .

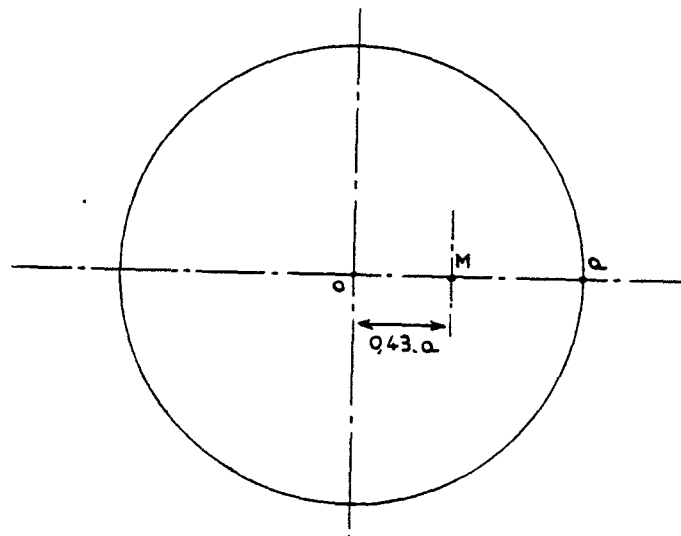


fig 3-23 : Position du point d'excitation du disque

c) T.O.S. de l'antenne

Pour une excitation de l'antenne effectuée au point expérimental M (ρ de l'ordre de 0,43 a), nous relevons à la figure (3-24) l'évolution du T.O.S. de l'antenne.

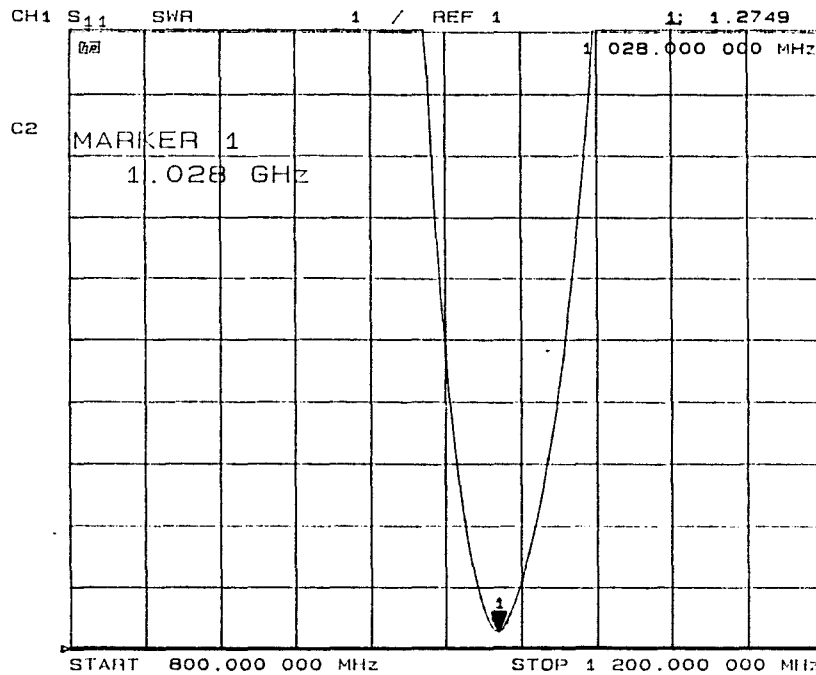


fig 3-24 : Evolution du T.O.S.

d) Bande passante

La bande passante mesurée à 3 dB de notre antenne est de 4,3 MHz. Cette bande passante relativement faible est néanmoins suffisante pour transmettre le signal réémis par la balise, la modulation s'effectuant à 128 kHz.

e) Isolation en polarisation croisée

La mesure consiste à évaluer le découplage ou l'isolation entre deux points d'excitation en quadrature sur le disque.

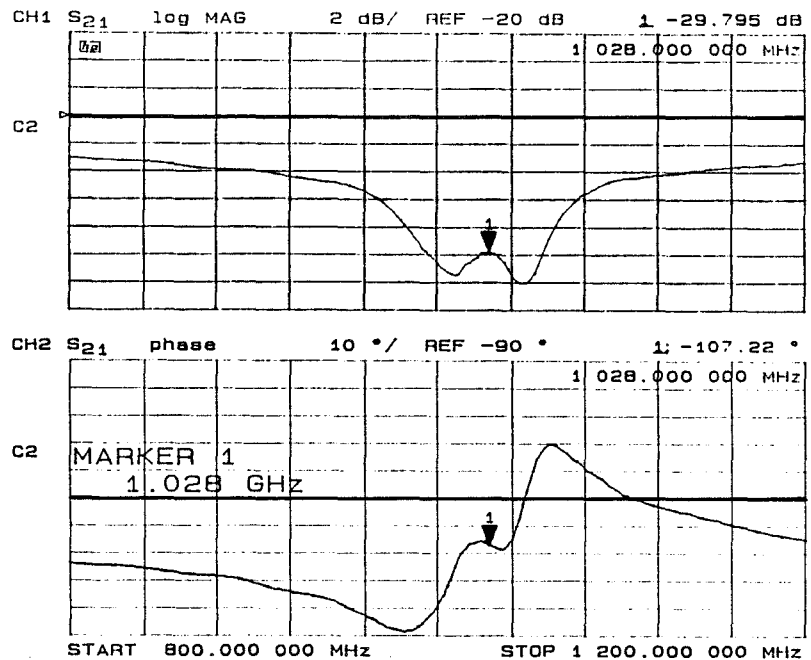


fig 3-25 : Mesure du découplage en polarisation croisée

La mesure de l'isolation entre les points M et M' : $I_{MM'}$ montre que la structure théorique présentée à la figure (3-18) est réalisable. Le découplage entrée-sortie de l'amplificateur est réalisé, et assure un fonctionnement "normal" de l'amplificateur.

III-4-3 Liaison antenne-amplificateur : Principes

Afin de limiter les tronçons de lignes d'adaptation, le principe de liaison antenne-amplificateur retenu est celui présenté à la figure (3-20). La liaison s'effectue par la base de l'antenne au point d'adaptation 50 Ω. La disposition de l'amplificateur au voisinage de ces points peut se faire suivant deux méthodes. Une méthode classique consiste à placer l'amplificateur sur un circuit imprimé spécifique que l'on dispose à la base de l'antenne (fig 3-26-a) ; pour éviter d'adjoindre un second circuit imprimé nous avons, dans un second temps, gravé la liaison antenne-amplificateur directement sur le plan de masse de l'antenne (fig 3-26-b).

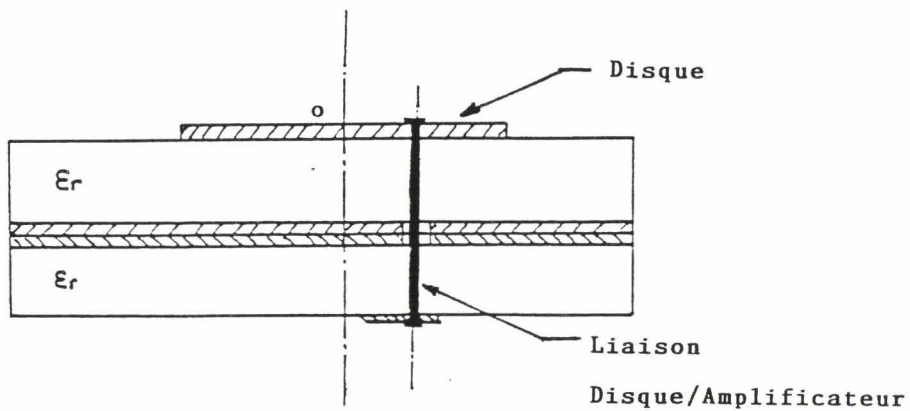


fig 3-26-a : Liaison par circuit imprimé bi-couche

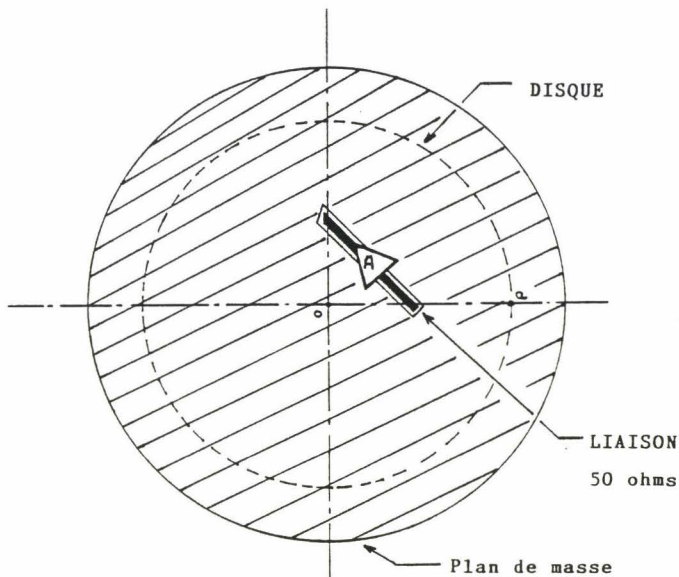


fig 3-26-b : Liaison par gravure du plan de masse

Les deux types de liaison ont fait l'objet d'essais en laboratoire, il nous est apparu que la structure de la figure (3-26-b) était la mieux adaptée à notre application. La structure bi-couche, compte-tenu des deux points d'excitation à réaliser, soulève le problème du positionnement précis de ces points sur chacun des circuits réalisées. En outre la jonction ponctuelle des liaisons de masse n'assurait pas suffisamment l'uniformité du potentiel de masse. Pour rendre la réalisation des liaisons antenne-amplificateur, nous avons opté pour la structure (3-26-b). Bien que créant une discontinuité de plan de masse au voisinage des connexions de l'amplificateur, cette structure offre deux avantages importants :

- utilisation d'un seul circuit imprimé
- réalisation pratique simplifiée

III-4-4 Choix de l'amplificateur - description

Le critère fondamental guidant le choix de l'amplificateur pour notre application est la simplicité de mise en oeuvre. En effet pour faciliter l'intégration de l'amplificateur au niveau de l'antenne comme nous l'avons indiqué à la figure (3-26-b), il est indispensable de limiter le nombre et la taille des composants périphériques. Nous devons par ailleurs rejeter la possibilité de disposer des tronçons de ligne pour adapter l'amplificateur en entrée et en sortie. Pour satisfaire ces contraintes importantes, nous avons orienté notre choix vers un amplificateur intégré de type MSA-0104 de chez Avantek. Le MSA-0104 est un circuit micro-ondes à intégration monolithique utilisant la technologie silicium bipolaire. La structure interne de cet amplificateur est représentée à la figure (3-27).

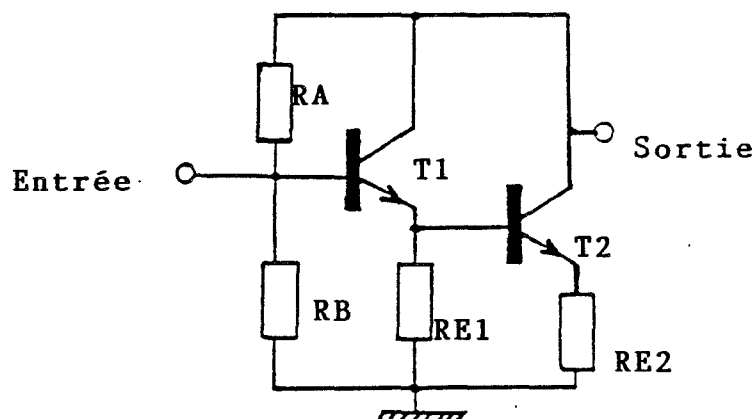


fig 3-27 : Structure interne de l'amplificateur MSA-0104

La structure interne de l'amplificateur est constituée de deux transistors montés en Darlington auxquels sont associées quatre résistances. Ces résistances ont un double rôle, en régime statique elles assurent la polarisation des deux transistors et la stabilisation du point de fonctionnement, en régime dynamique elles déterminent les impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur et ont un rôle de contre-réaction. Ces impédances étant relativement constantes sur une large plage de fréquence, le transistor est dit préadapté (50Ω). La structure préadaptée convient parfaitement à notre application. D'autre part le nombre très réduit de composants périphériques nécessaires à la mise en oeuvre d'un tel amplificateur est un atout supplémentaire. Nous présentons à la figure (3-28) le schéma complet de l'amplificateur.

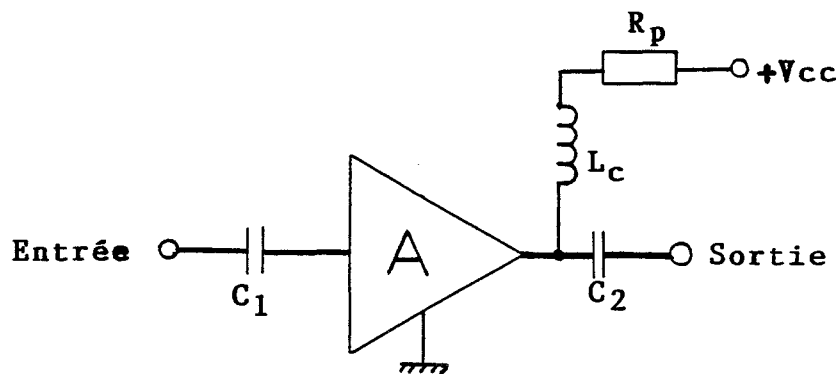


fig 3-28 : Structure de l'amplificateur

Nous constatons que la mise en oeuvre de l'amplificateur nécessite quatre composants périphériques : deux condensateurs de liaison C_1 et C_2 bloquant la composante continue, une self de choc évitant la dissipation de l'énergie haute-fréquence dans la résistance R_p et dans l'alimentation, et une résistance de polarisation R_p . Citons enfin deux caractéristiques importantes de cette amplificateur : il est inconditionnellement stable ($k > 1$) et cascable. On rappelle que la condition de stabilité est donnée par :

$$k = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} > 1$$

III-4-5 Caractérisation de l'amplificateur

III-4-5-1 Caractérisation en régime linéaire

- Structure de test

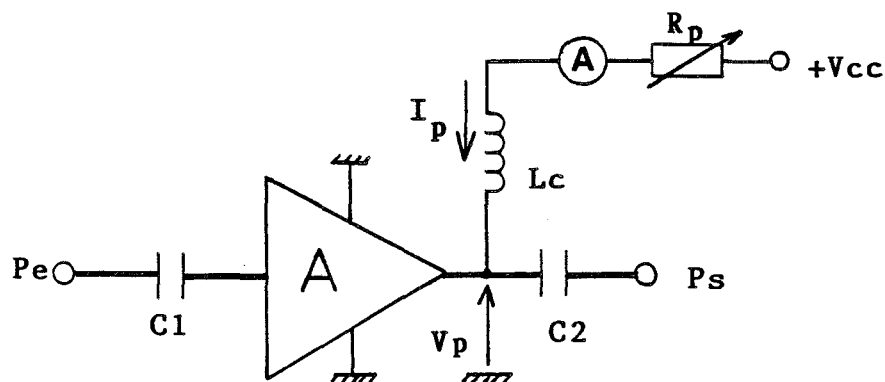


fig 3-29 : Structure de test en régime linéaire

La tension de polarisation V_s nominale est de 5 V et la tension d'alimentation V_{CC} est de 7 V.

a) Evolution du gain G en fonction du courant de polarisation I_p

L'évolution du gain en fonction du courant est donnée à la figure (3-30). Nous remarquons que le gain de l'amplificateur est supérieur à 1 (0 dB) pour un courant de polarisation supérieur à 11 mA.

Il y a d'autre part saturation du gain à partir d'un courant de polarisation de 24 mA. C'est la limite supérieure du courant de polarisation. Ceci est très important pour notre application car l'amplificateur inséré sur la balise est téléalimenté par l'interrogateur. Les contraintes de consommation étant essentielles, nous devons alors limiter et optimiser la consommation de l'amplificateur.

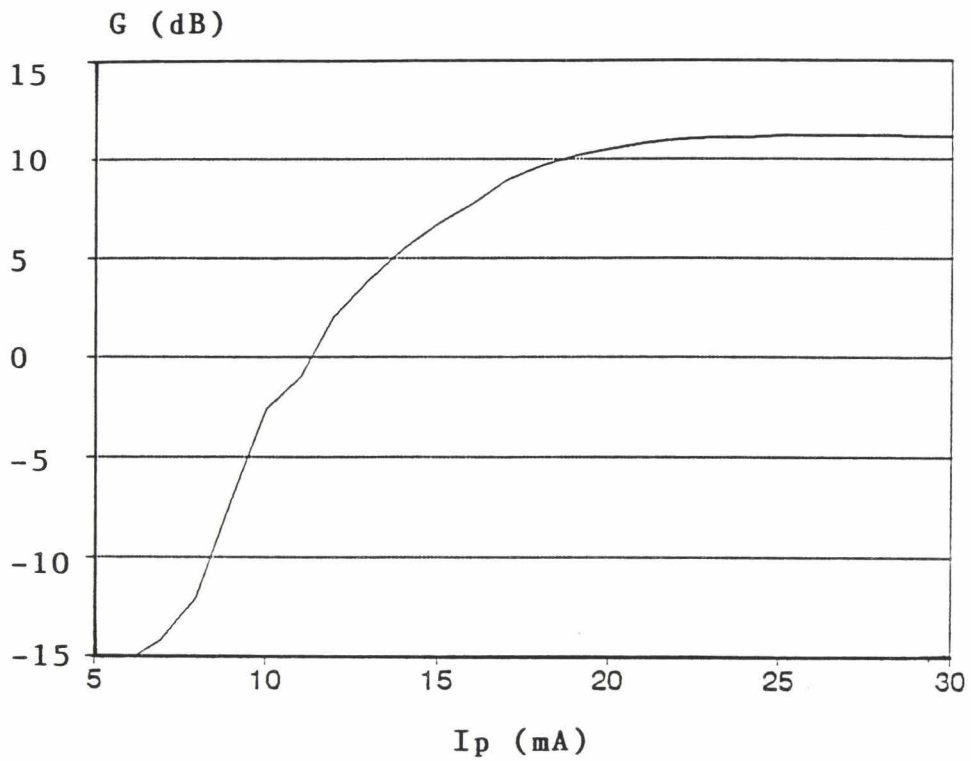


fig 3-30 : Gain de l'amplificateur en fonction de I_p

Nous choisissons ici de limiter le gain de l'amplificateur à 10 dB, ce qui limite le courant de polarisation à 18 mA.

b) Evolution du gain de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée

La courbe présentée à la figure (3-31) donne l'évolution du gain de l'amplificateur en fonction de la puissance à son entrée pour un courant de polarisation de 18 mA. Dans la gamme -50 à -10 dBm, le gain est de 10 dB. Le point de compression à 1 dB, à la fréquence de 1 GHz, est de 0 dBm.

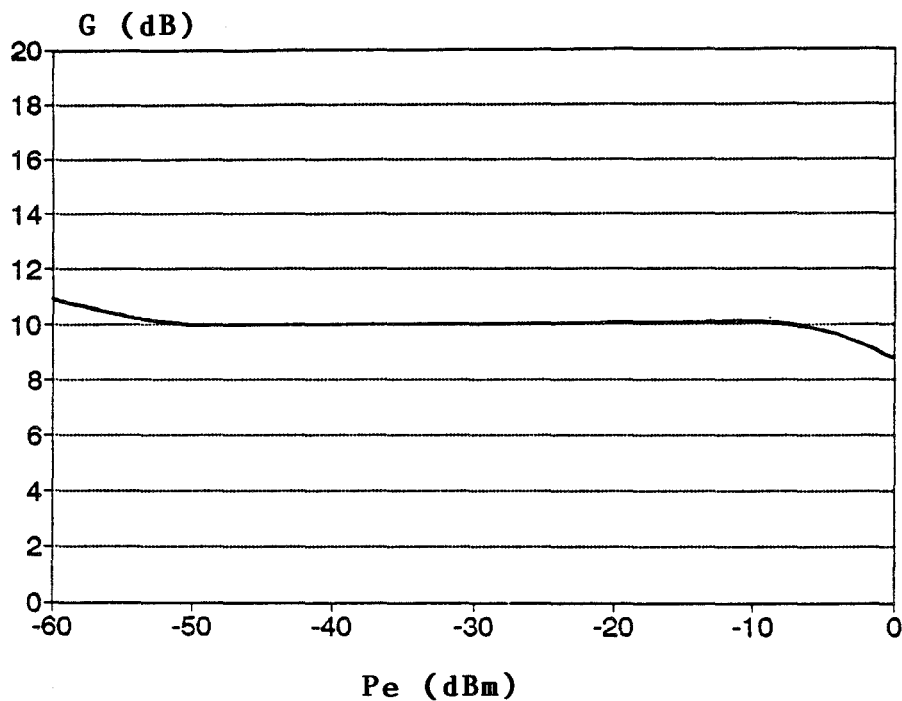


fig 3-31 : Gain de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée

c) Evolution du gain en fonction de la fréquence

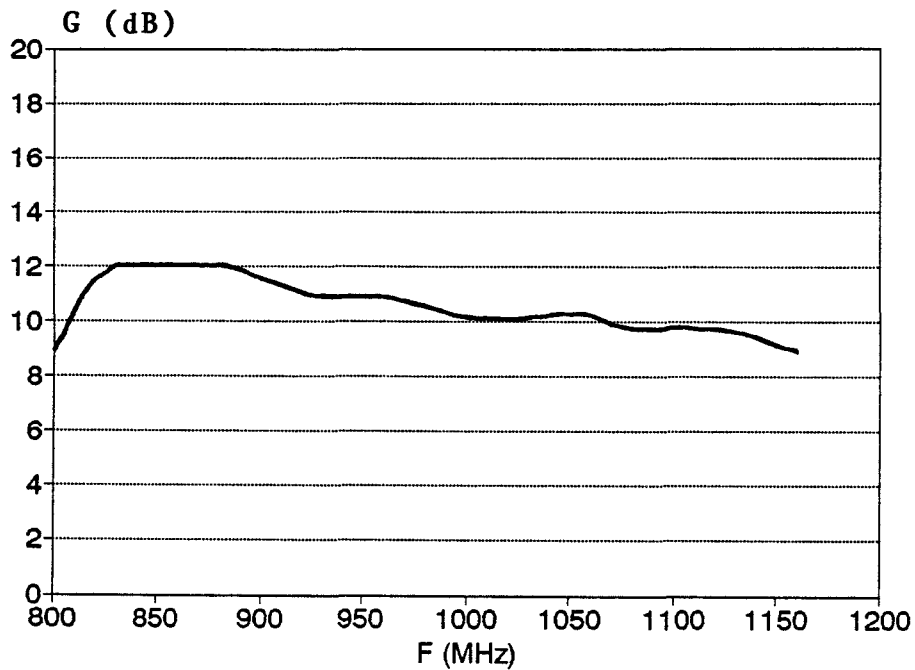


fig 3-32 : Gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence

L'évolution du gain en fonction de la fréquence (fig 3-32) montre qu'à 1 GHz le gain n'est pas maximum, et que nous utilisons l'amplificateur à la limite de ces performances optimales. Néanmoins pour notre application, nous avons minimiser la consommation de l'amplificateur au détriment du gain. Le choix d'un autre amplificateur ayant un gain plus important nous pénaliserait trop au niveau de la consommation. Un amplificateur ayant un gain de 23 dB consomme 36 mA sous 7 V, alors que l'amplificateur retenu ne consomme que 17 mA sous 5 V.

d) T.O.S. entrée - sortie

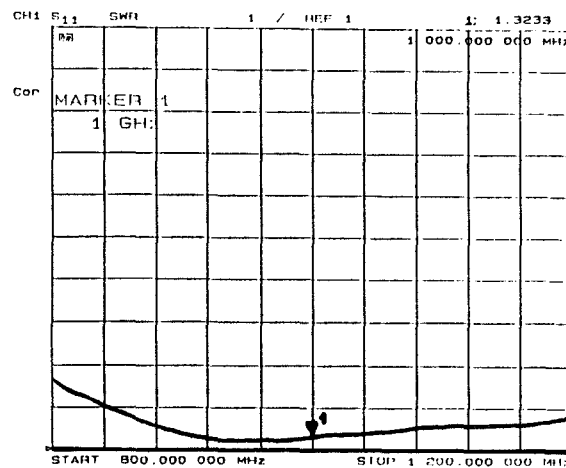


fig 3-33 : T.O.S. d'entrée de l'amplificateur

La mesure du T.O.S. d'entrée de l'amplificateur, présentée à la figure (3-33) montre une bonne adaptation. A la fréquence de 1 GHz, l'impédance d'entrée mesurée est $Z_e = 38,4 - j2,2 \Omega$. Nous notons un T.O.S. inférieur à 2 dans la majeure partie de la bande d'étude, soit 800 MHz - 1200 MHz.

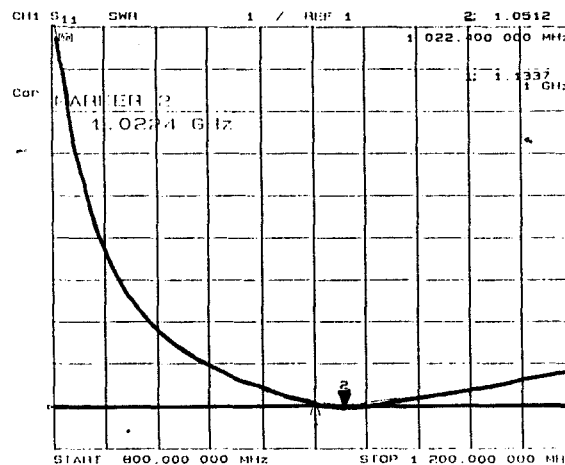


fig 3-34 : T.O.S. de sortie de l'amplificateur

La figure (3-34) présente le T.O.S. de sortie de l'amplificateur. Le T.O.S. est optimum à la fréquence de 1022 MHz, il est de 1,05. Il est très voisin de l'unité (1,13) à 1 GHz. Contrairement au T.O.S. en entrée, le T.O.S. en sortie est optimum au voisinage de 1 GHz, mais est très supérieur à l'unité dans la gamme de fréquence 800 MHz - 900 MHz. Ceci s'explique par la présence en sortie du circuit de polarisation et notamment à la self de choc. Nous mesurons à la fréquence de 1 GHz une impédance de sortie $Z_s = 45,8 - j4,4 \Omega$.

III-4-5-2 Caractérisation en régime non linéaire

Après avoir caractérisé l'amplificateur lorsque son courant de polarisation est constant, nous nous intéressons maintenant à ces caractéristiques lorsque le courant de polarisation varie au cours du temps. La structure de test est présentée à la figure (3-35).

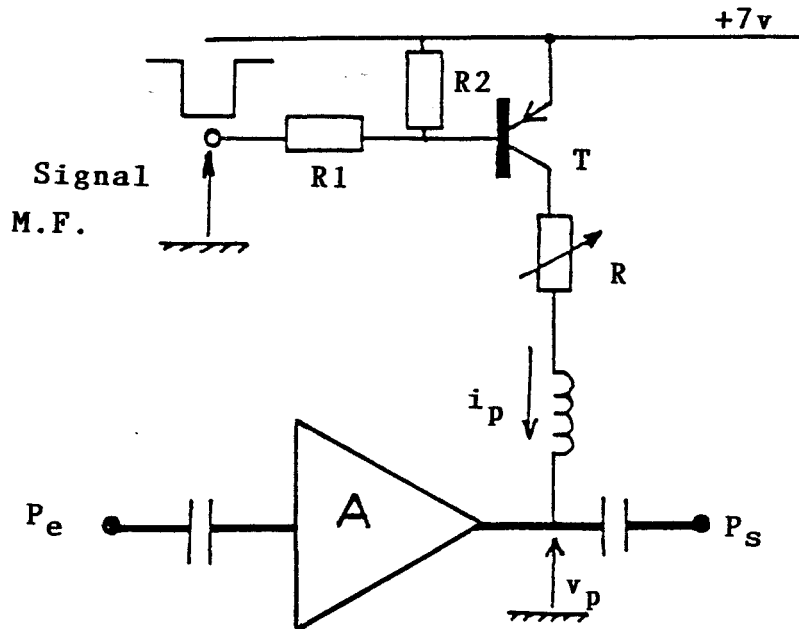


fig 3-35 : Modulation du courant de polarisation de l'amplificateur

Le courant de sortie est modulé en tout ou rien par le signal modulant moyenne fréquence par l'intermédiaire du transistor T. La résistance R permet d'ajuster le courant de polarisation maximum à 18 mA.

a) Spectre de sortie de l'amplificateur modulé

Nous présentons à la figure (3-36) le spectre de sortie de l'amplificateur modulé. La puissance injectée à l'entrée est de -10 dBm, le signal modulant est un signal rectangulaire de 128 kHz.

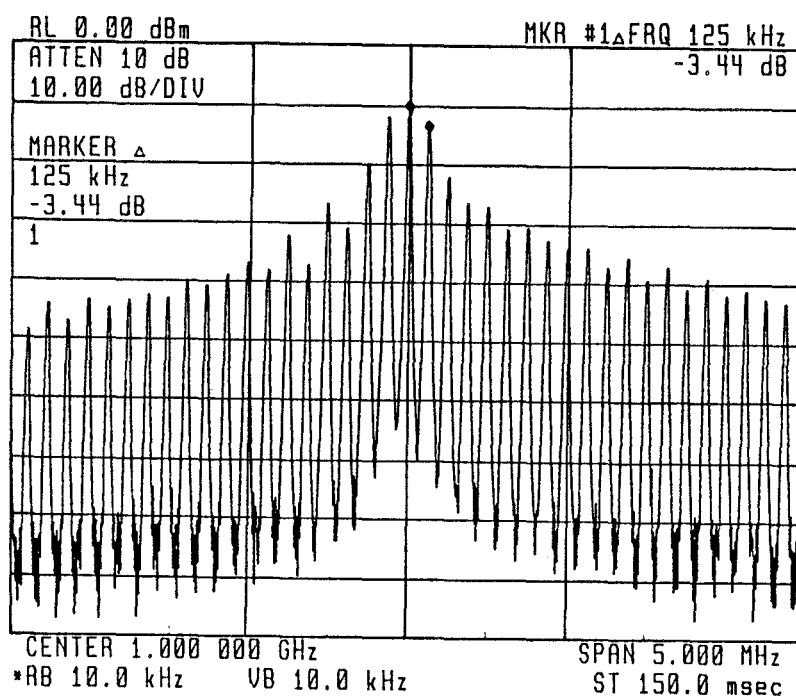


fig 3-36 : Spectre de sortie

L'amplitude de la raie fondamentale en sortie est de -10 dBm, l'étendue du spectre est de 30 MHz. Les amplitudes des signaux en entrée et en sortie mettent ici en évidence l'avantage du modulateur actif par rapport à un modulateur à diode.

Nous reportons à la figure (3-37) l'évolution du courant de polarisation i_p du cours du temps ainsi que la tension de polarisation $v_p(t)$.

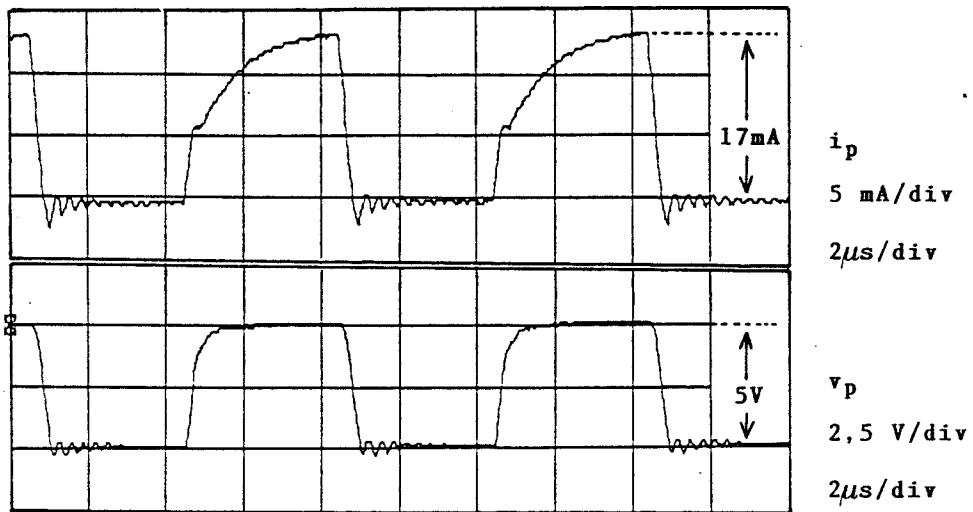


fig 3-37 : Courant de polarisation

b) Evolution du spectre de sortie en fonction de la puissance d'entrée

L'évolution de l'amplitude du premier battement en fonction de la puissance d'entrée est présentée à la figure (3-38). Nous constatons tout d'abord que pour un courant crête de 10 mA la réponse est linéaire, la puissance de sortie (ou puissance intermédiaire P_{FI}) est proportionnelle à la puissance d'entrée jusque 10 dBm de puissance d'entrée. Pour un courant crête de 17 mA, la puissance F.I. est supérieure de 12 dB mais l'on amorce une saturation pour une puissance d'entrée de -15 dBm. Lorsque la puissance d'entrée est inférieure à -15 dBm, la puissance F.I. (mesurée sur le premier battement) est égale à la puissance disponible en entrée. Ceci est très important car les niveaux de puissance disponible sur la balise sont relativement faible (-20 dBm à 30 cm en vision directe). L'apport du modulateur actif, par rapport à un modulateur à diode (modulateur passif) est donc primordial.

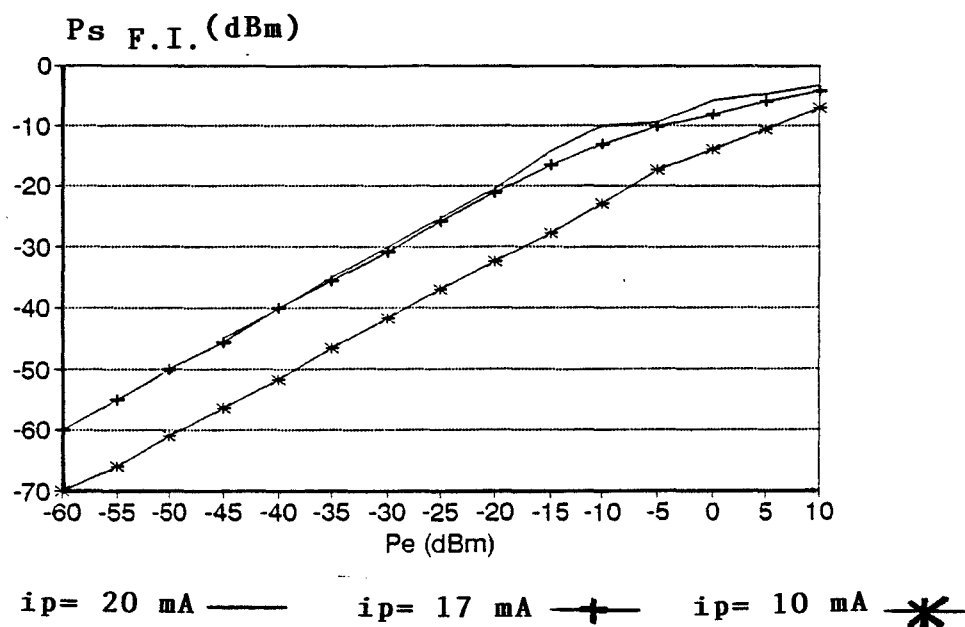


fig 3-38 : Evolution de la puissance F.I. en fonction de la puissance d'entrée

III-5 - Essais sur banc de laboratoire de la balise à polarisation croisée

III-5-1 Structure d'émission et de réception hyperfréquence

Nous présentons à la figure (3-39) la nouvelle structure, où seule la double démodulation synchrone est conservée.

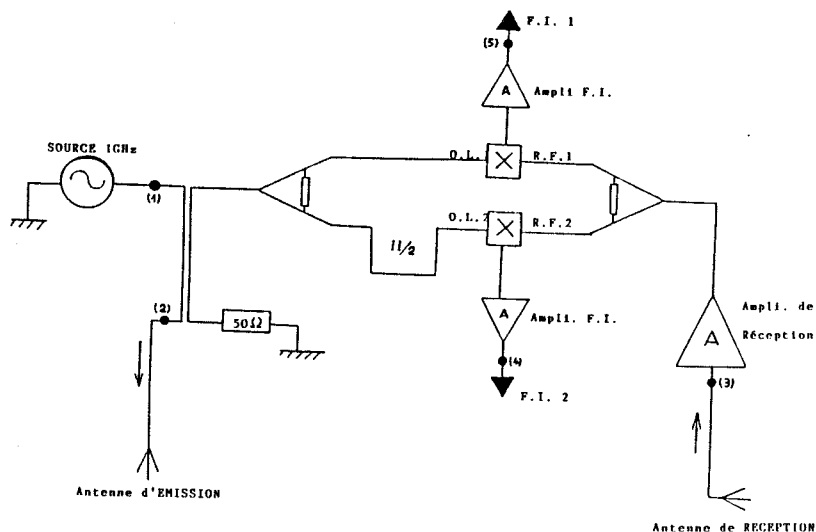


fig 3-39 : Unité d'émission et de réception hyperfréquence

Le signal issu de la source 1 GHz est injecté dans l'antenne d'émission, une partie de la puissance de ce signal est dirigée, via un coupleur directif (3 dB) et un diviseur de puissance (de type Wilkinson), vers les mélangeurs M_1 et M_2 . Les fréquences intermédiaires FI1 et FI2 sont préamplifiées à proximité des mélangeurs avant d'être acheminées sur le récepteur moyenne fréquence (128 kHz). L'amplificateur de réception est du même type que celui utilisé au niveau de la balise. Les mélangeurs M_1 et M_2 sont de type MD 149.

Contrairement à la structure à polarisation unique, nous devons utiliser ici deux câbles de liaison hyperfréquence entre la structure d'émission-réception et l'interrogateur. Cette solution peut paraître onéreuse, mais ce surcoût n'est que relatif car seul le câble de liaison véhiculant le signal de réception doit présenter des pertes les plus faibles possibles. Nous pouvons utiliser un câble de liaison, pour le signal d'émission, d'une qualité inférieure ; les pertes du câble pouvant être compensées par l'augmentation de la puissance de la source. Un compromis s'avère nécessaire entre la puissance de la source et la qualité du câble de liaison à utiliser.

Les antennes d'émission et de réception sont en pratique réalisées à partir d'une antenne patch circulaire dont les points d'excitation sont en quadrature. Nous retrouvons la même structure d'antenne que celle de la balise. Cette structure d'antenne unique au niveau de l'interrogateur peut être remplacée par une structure à deux antennes pour augmenter l'isolation entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

La figure (3-40) décrit l'antenne d'émission-réception de l'interrogateur à polarisation croisée. Le déplacement de l'interrogateur par rapport à la balise s'effectue suivant l'axe des x . Le champ E émis par l'interrogateur est polarisé suivant Ox , la balise réémet un champ polarisé suivant Oy .

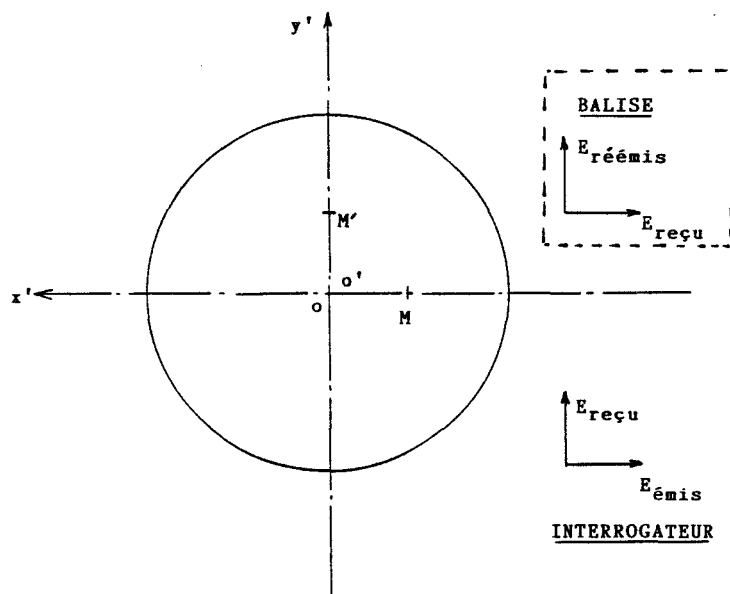


fig 3-40 : Antenne d'émission et de réception de l'interrogateur

- Caractérisation du récepteur hyperfréquence : Sensibilité

Le principe de cette caractérisation est de mesurer la puissance minimale nécessaire au niveau de l'antenne de réception pour extraire un signal utile sur les sorties FI1 et FI2. La courbe de la figure (3-41) donne le niveau sur les sorties FI1 ET FI2 (128 kHz) en volts crête à crête en fonction de la puissance d'entrée. La structure de test est présentée à la figure (3-42). Nous constatons que pour un niveau d'entrée de -70 dBm, nous obtenons un signal de sortie de 10 mV.

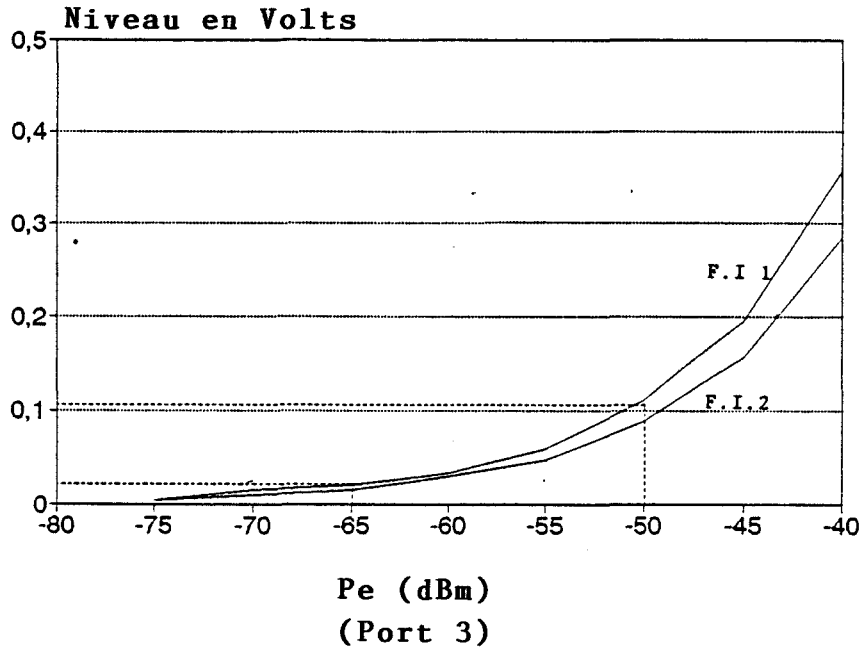


fig 3-41 : Sensibilité du récepteur hyperfréquence

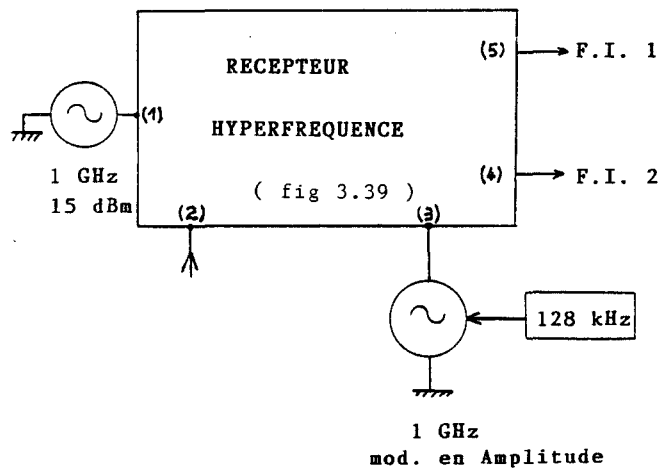


fig 3-42 : Mesure de la sensibilité du récepteur

III-5-2 Test de la balise à polarisation sous l'interrogateur

III-5-2-1 Test d'une balise à amplificateur extérieur

Dans une première phase d'essais nous n'incorporons pas l'amplificateur modulé dans la balise. Nous plaçons une antenne à polarisation croisée sous l'interrogateur et assurons la liaison avec l'amplificateur par deux câbles coaxiaux de longueur un mètre. Nous n'utilisons pas au cours de ces essais le cadre d'émission moyenne fréquence de 128 kHz, et l'amplificateur n'est pas téléalimenté par l'interrogateur. Le dispositif de test est présenté à la figure (3-43).

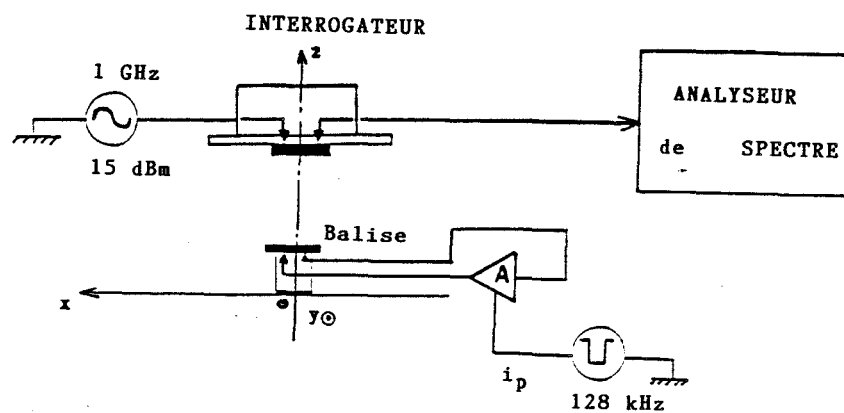


fig 3-43 : Banc de test de la balise

La hauteur h séparant la balise de l'interrogateur est fixée à 25 cm.
Le courant de polarisation est de 17 mA crête.
La puissance émise à 1 GHz est de 15 dBm.

a) Spectre de réémission de la balise

Le spectre du signal réémis par la balise, mesuré au niveau de l'interrogateur, est présenté à la figure (3-44). Les raies latérales désignées par les marqueurs 2 et 3 sont à 125 kHz de la raie centrale, ici à 1024 MHz, et ont une amplitude de -43 dBm.

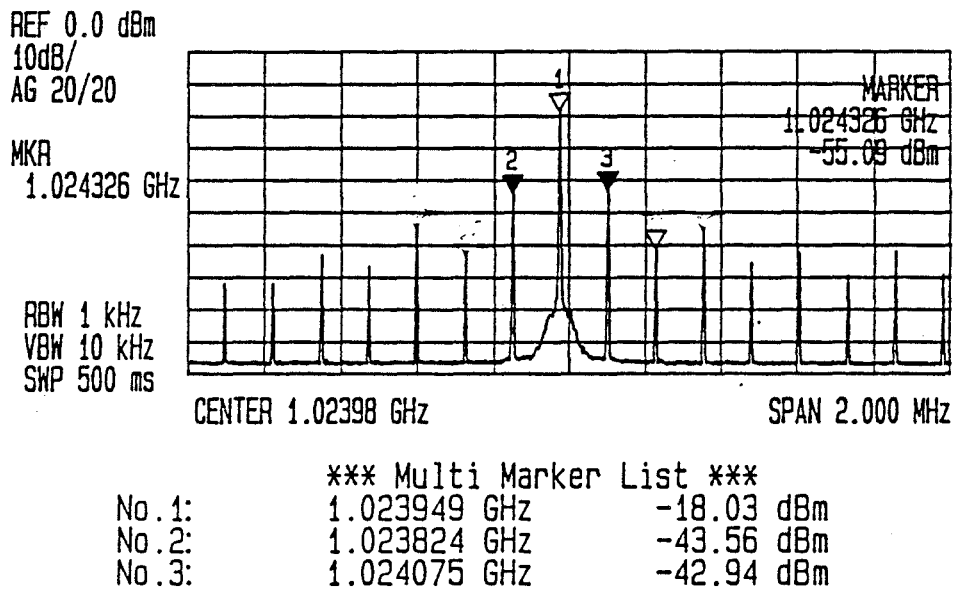
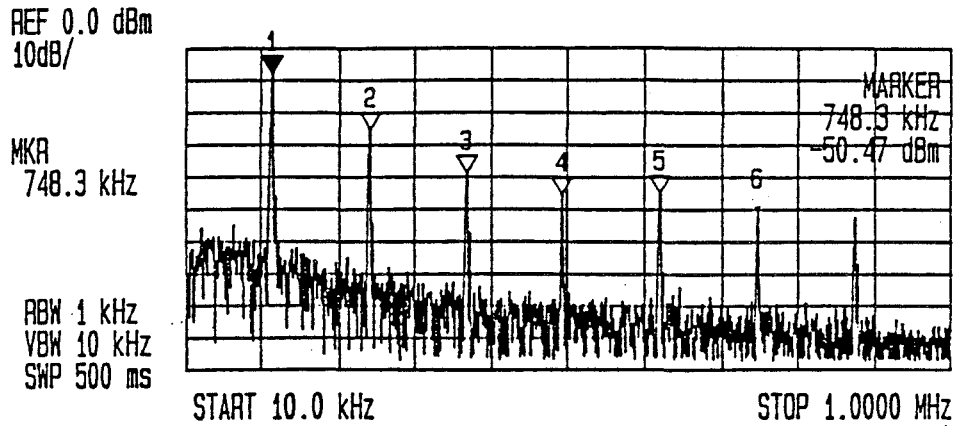


fig 3-44 : Spectre du signal réémis par la balise

Si nous nous reportons à la figure (3-41), nous constatons que les amplitudes sont compatibles avec la sensibilité du récepteur.

Le spectre à la sortie F.I. est donné à la figure (3-45). Nous avons ici le spectre du signal modulant dont la fréquence fondamentale est de 123 kHz.

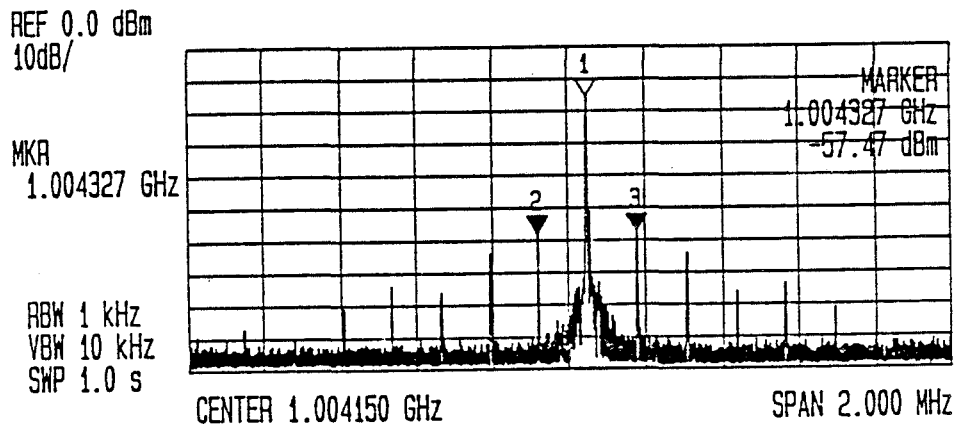


*** Multi Marker List ***

No.	Frequency (kHz)	Power (dBm)
No. 1:	123.1 kHz	-7.72 dBm
No. 2:	249.0 kHz	-25.38 dBm
No. 3:	373.5 kHz	-38.56 dBm
No. 4:	497.9 kHz	-45.22 dBm
No. 5:	623.8 kHz	-44.91 dBm
No. 6:	748.3 kHz	-50.47 dBm

fig 3-45 : Spectre de sortie F.I.

A titre de comparaison nous donnons le spectre réémis par une balise à antenne fente et modulateur à diode. Le gain sur les raies latérales est d'environ 15 dB (Balise et récepteur hyperfréquence).



*** Multi Marker List ***

No.	Frequency (GHz)	Power (dBm)
No. 1:	1.004199 GHz	-15.25 dBm
No. 2:	1.004070 GHz	-57.53 dBm
No. 3:	1.004327 GHz	-57.47 dBm

fig 3-46 : Spectre du signal réémis par une balise à modulateur à diode

b) Effet de la rotation de l'interrogateur

Pour caractériser l'effet de la polarisation croisée nous avons fait subir une rotation de 90° de l'interrogateur. Par rapport à la position de la figure (3-40), nous avons désormais la configuration décrite à la figure (3-47).

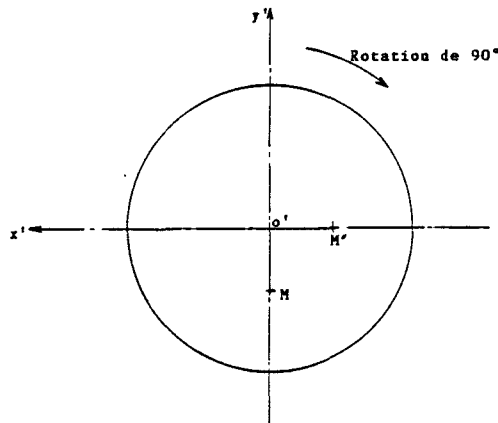


fig 3-47 : Rotation de l'interrogateur

Les polarisations respectives de l'interrogateur et de la balise sont décalées de 90 degrés. La balise n'est plus sensible au champ émis par l'interrogateur, et l'interrogateur ne capte plus le champ réémis par la balise. Le spectre de la figure (3-48) montre le découplage important entre la balise et l'interrogateur. L'amplitude des raies latérales décroît de 27 dB. La fréquence fondamentale n'est pas affectée par l'inversion de polarisation puisque son amplitude dépend uniquement de l'isolation entre les points M et M' de l'antenne de l'interrogateur.

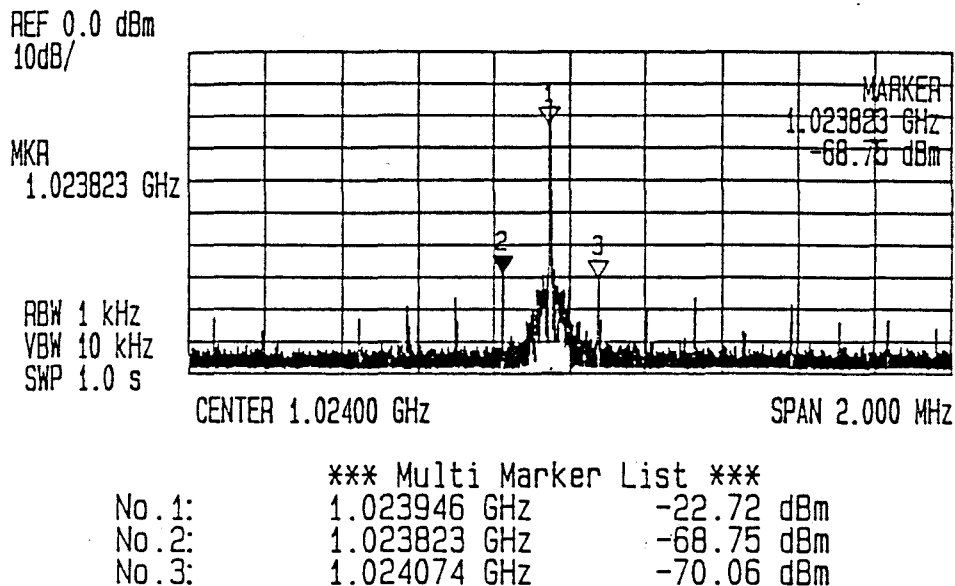


fig 3-48 : Spectre du signal reçu après rotation de 90° de l'interrogateur

c) Transmission à travers une lame d'eau

Le dispositif étant inchangé nous intercalons une lame d'eau de 8 mm d'épaisseur entre la balise et l'interrogateur. La distance séparant la balise de la lame d'eau est de 15 mm. Nous avons choisi une épaisseur de 8 mm car elle correspond à une atténuation maximale de l'onde électromagnétique de fréquence 1 GHz (cf chapitre II). Le spectre du signal reçu à travers une lame d'eau est présenté à la figure (3-49). Nous notons que les raies latérales subissent une atténuation de 15 dB environ.

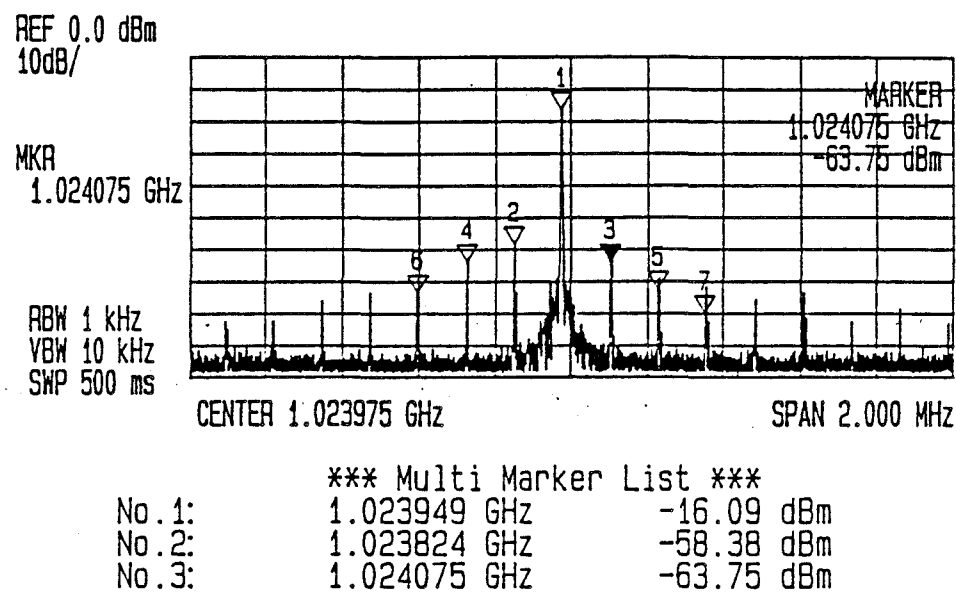


fig 3-49 : Signal reçu à travers une lame d'eau

Le spectre à la sortie F.I. est présenté à la figure (3-50). Par rapport au spectre de la figure (3-45), toutes les fréquences sauf pour la première raie, subissent une atténuation de 15 dB. La première raie est atténuée de 23 dB, cette atténuation plus importante s'explique par la non-linéarité de la sensibilité du récepteur. La dynamique du récepteur et la structure à polarisation croisée et modulateur actif permettent de réaliser une transmission sur une fréquence porteuse de 1 GHz, subissant une atténuation importante pour une lame d'eau.

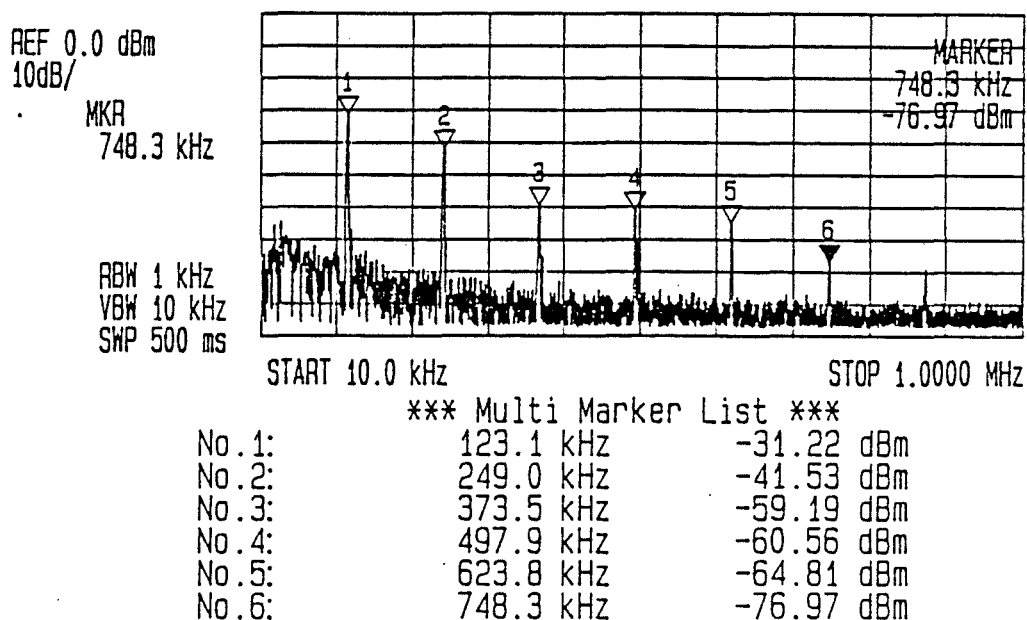


fig 3-50 : Spectre F.I. du signal reçu à travers une lame d'eau

III-5-2-2 Test d'une balise à amplificateur incorporé et télalimentée par l'interrogateur

Désormais la balise est télalimentée par l'interrogateur. Le courant de polarisation de l'amplificateur est modulé grâce à l'énergie moyenne fréquence captée par l'antenne magnétique de la balise.

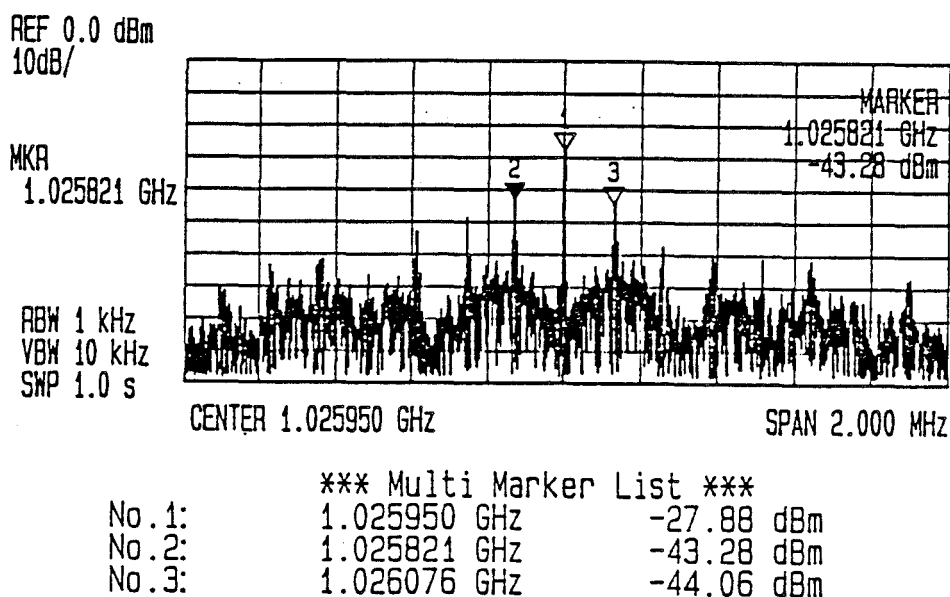


fig 3-51 : Signal émis par la balise télalimentée

Les amplitudes des raies latérales du spectre réémis par la balise (à 128 kHz) sont comparables aux amplitudes mesurées lorsque la balise était alimentée par une source extérieure.

Nous avons montré la possibilité de télalimenter l'amplificateur et de moduler son courant de polarisation. L'augmentation des performances d'une telle balise passe par l'optimisation du circuit moyenne fréquence de la balise. Cette optimisation doit permettre d'améliorer le rapport signal à bruit sans toutefois augmenter la puissance émise par le cadre moyenne fréquence de l'interrogateur.

III-6 - Détermination du sens de marche

Nous mettons à profit le découplage du signal émis par l'interrogateur et du signal réémis par la balise pour déterminer sans ambiguïté le sens de marche du mobile.

III-6-1 Principe

Nous disposons au niveau de l'interrogateur deux antennes supplémentaires qui capteront uniquement le signal réémis par la balise. La configuration est présentée à la figure (3-52).

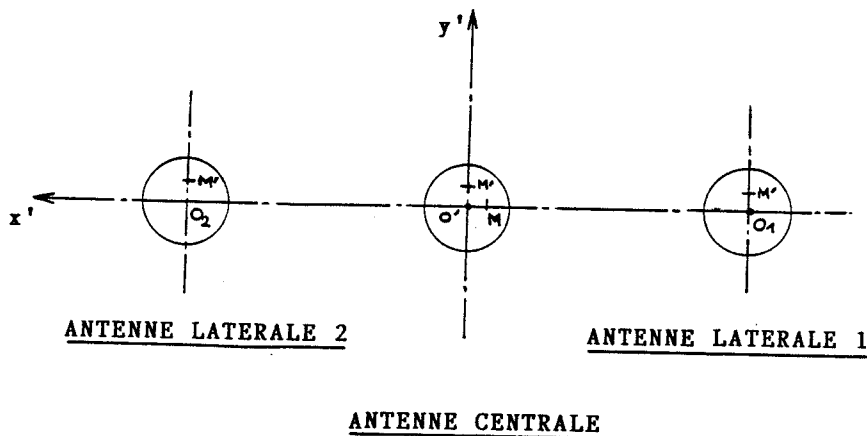


fig 3-52 : Dispositif d'antennes hyperfréquences de l'interrogateur (vue de dessus)

L'antenne centrale conserve ses fonctions initiales, elle émet un signal sur la balise, et capte en polarisation perpendiculaire le signal réémis. Les antennes latérales, placées à une distance suffisante de l'antenne centrale pour éviter tout couplage, ne sont utilisées qu'en réception.

III-6-2- Calcul de la différence de phase entre les signaux captés par les antennes latérales

Nous schématisons le système interrogateur-balise par la représentation de la figure (3-53).

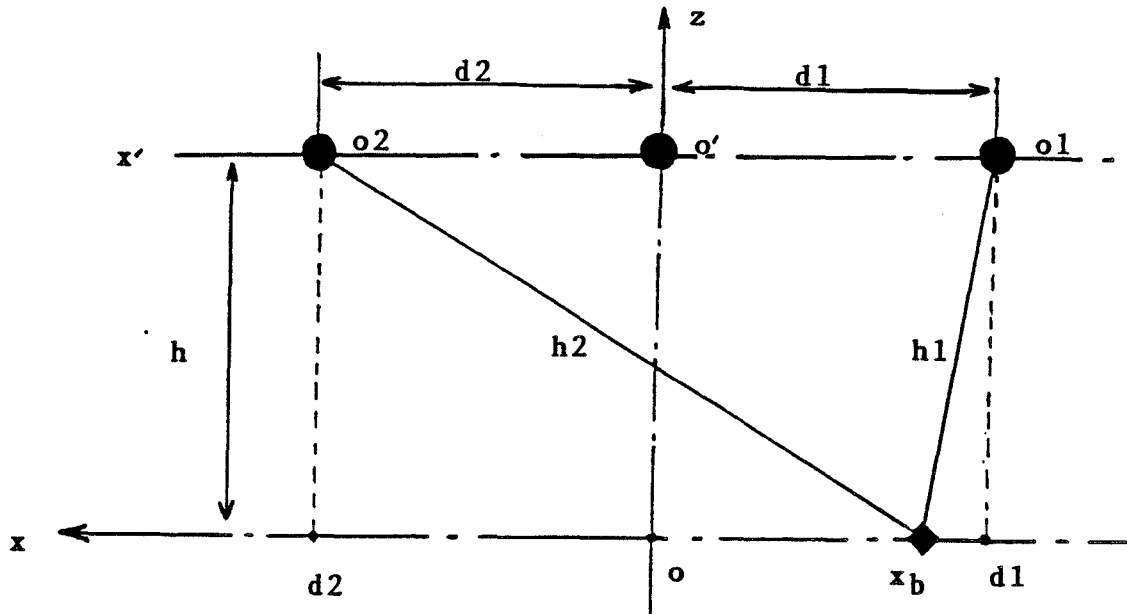


fig 3-53 : Schématisation du système interrogateur-balise

Si une balise parcourt l'axe \$(O', x')\$ sous l'interrogateur, nous pouvons évaluer l'évolution de \$h_1\$ et \$h_2\$ en fonction de l'abscisse \$x_b\$ de la balise.

$$\text{soit } h_1 = \sqrt{h^2 + (d_1 + x_b)^2} \quad (3-40)$$

$$h_2 = \sqrt{h^2 + (x_b - d_2)^2} \quad (3-41)$$

$$\text{d' où } \Delta h = h_1 - h_2$$

$$\Delta h = \sqrt{h^2 + (d_1 + x_b)^2} - \sqrt{h^2 + (x_b - d_2)^2} \quad (3-42)$$

Au cours du déplacement de la balise sous l'interrogateur, la phase entre les signaux reçus par les antennes latérales va varier, la variation de phase s'écrit :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0} \left[\sqrt{h^2 + (d_1 + x_b)^2} - \sqrt{h^2 + (d_2 - x_b)^2} \right] \quad (3-43)$$

Nous reportons à la figure (3-54) la variation de $\Delta\phi$ lorsque $d_1 = d_2 = 15$ cm et $h = 30$ cm. $\Delta\phi$ s'annule lorsque la balise est en O' .

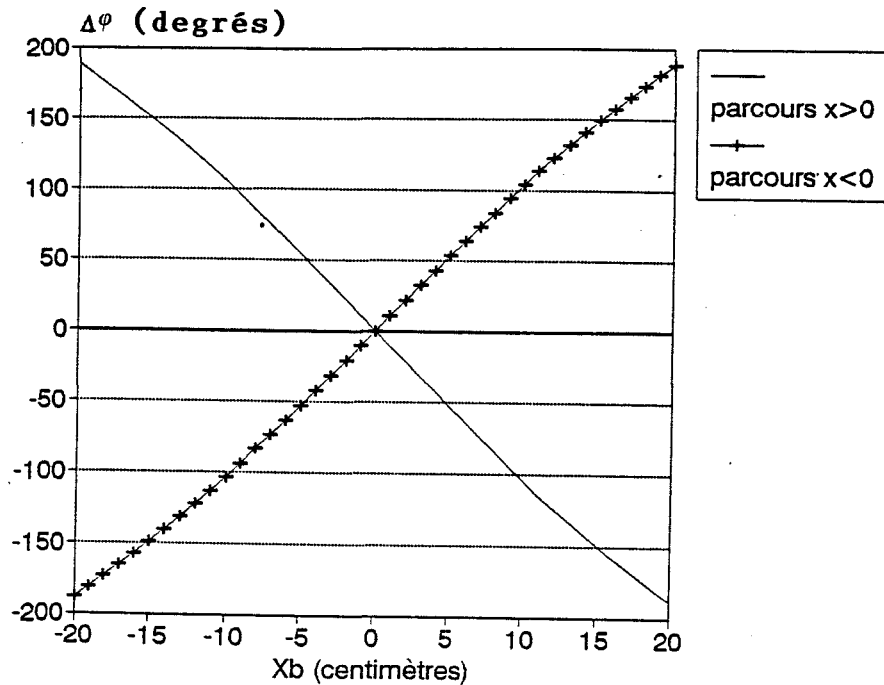


fig 3-54 : Variation de $\Delta\phi$ en fonction de la position de la balise x_b

La variation de la phase est linéaire sous l'interrogateur. Si nous fixons arbitrairement une des antenne latérales comme référence, nous constatons que suivant le sens de déplacement la pente de la courbe $\Delta\phi = f(x_b)$ s'inverse.

A partir de la détermination de cette pente nous pouvons alors en déduire le sens de déplacement de la balise sous l'interrogateur. Le raisonnement est identique si la balise est fixe, et l'interrogateur mobile. A partir de la mesure de $\Delta\phi$ nous en déduisons le sens de marche du mobile. La variation de $\Delta\phi = f(x_b)$ est indépendante de la vitesse du mobile puisque résultant uniquement de considérations géométriques ; et indépendante de la hauteur h , les deux antennes étant solidaires de l'interrogateur.

Remarque : lorsque la balise est exactement sous l'antenne centrale ($x_b = 0$) et si $d_1 = d_2$ la différence de phase $\Delta\phi$ s'annule, et ceci quelque soit la hauteur h .

III-6-3 Vérification expérimentale

Afin de mettre en évidence la variation de phase, nous avons réalisé une unité de traitement. Le dispositif de test articulé autour d'un mélangeur est décrit à la figure (3-55).

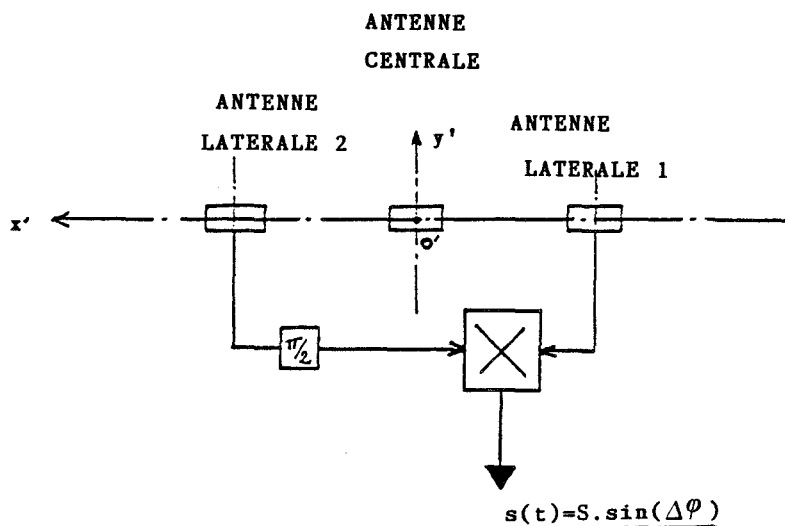


fig 3-55 : Mesure de la variation de la phase

Le relevé expérimental est présenté à la figure (3-56).

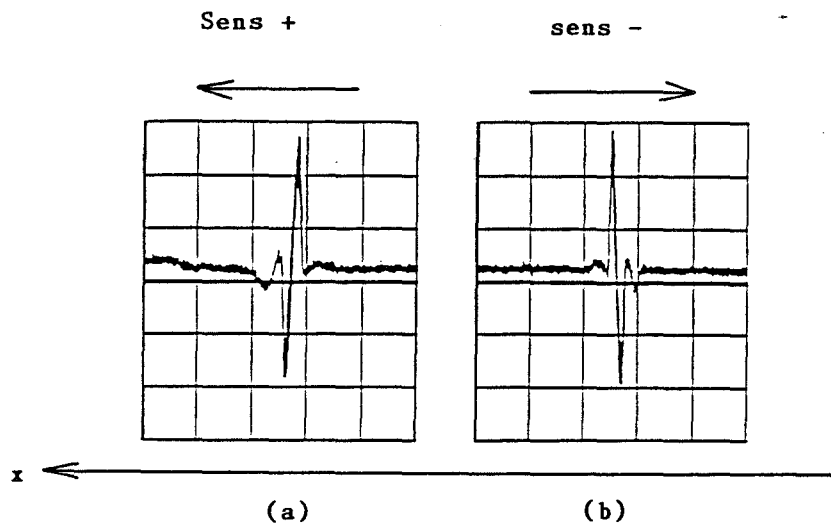


fig 3-56 : Détermination du sens de marche

Nous avons déplacé la balise sous l'interrogateur, successivement dans le sens x positif (a), puis dans le sens x négatif (b). Nous notons l'inversion de pente suivant le sens de déplacement.

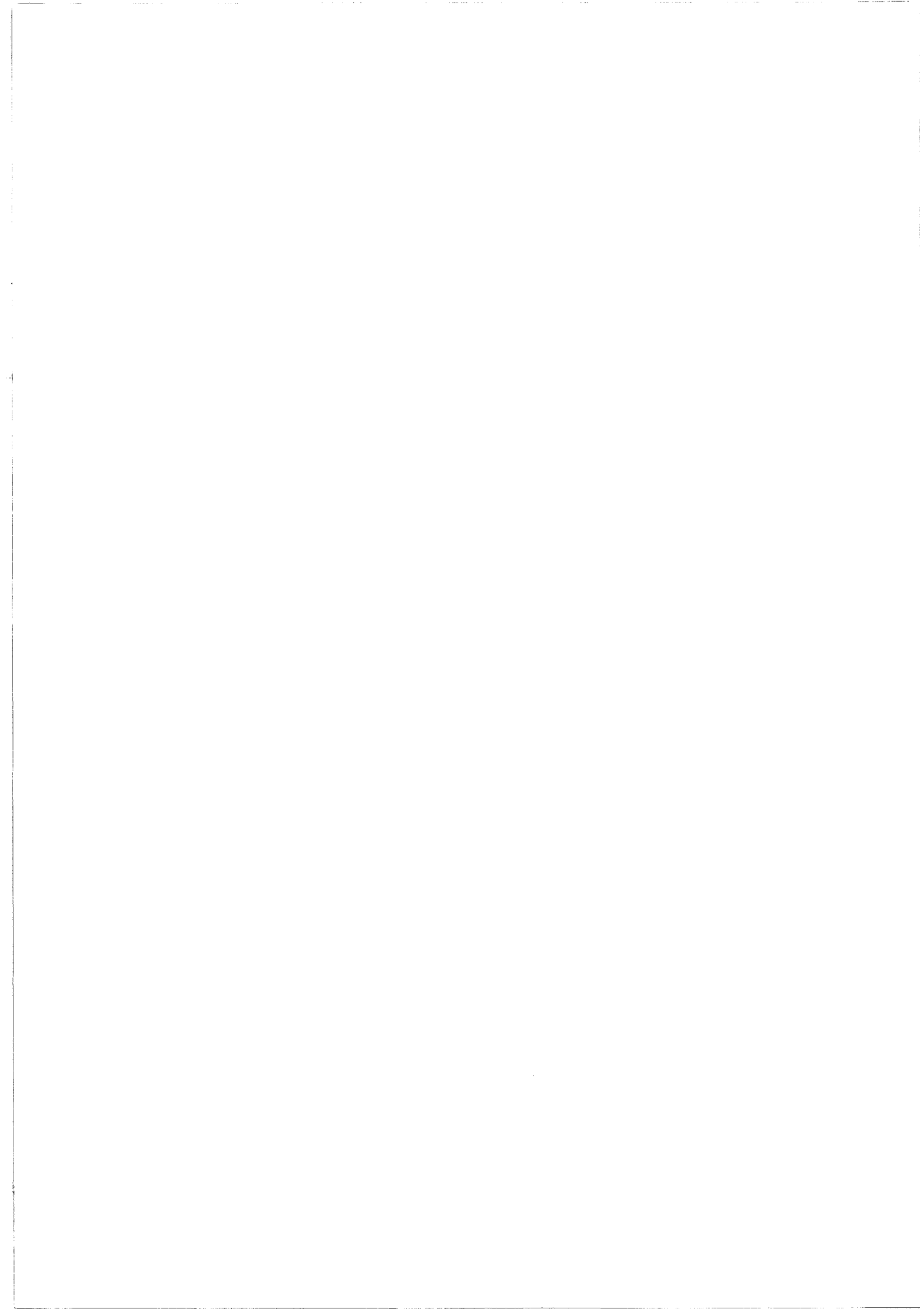
A partir de l'information extraite de la détermination du sens de la pente de $\Delta\phi(x_b)$, nous en déduisons le sens de marche du train.

Conclusion

Nous avons montré la faisabilité d'une balise à antenne patch circulaire à polarisation croisée et mélangeur actif. La réalisation pratique d'un prototype a abouti à une structure de balise circulaire (cadre moyenne fréquence compris) de 15 cm de diamètre. L'encombrement est réduit de plus de 50 % par rapport à la structure initiale de la balise à antenne fente.

L'emploi du mélangeur actif permet un gain de 10 dB par rapport à un mélangeur à diode. Ce gain reste toutefois faible pour assurer un fonctionnement en présence d'une épaisseur d'eau importante (supérieure à 20 cm).

L'optimisation du circuit moyenne fréquence assurant l'apport en énergie doit permettre l'utilisation d'un amplificateur plus performant. L'énergie nécessaire à l'amplificateur pour donner la puissance optimale étant fonction du couplage moyenne fréquence, une optimisation des cadres est à étudier ; ceci afin d'assurer un fonctionnement de la balise dans des conditions climatiques difficiles.



CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

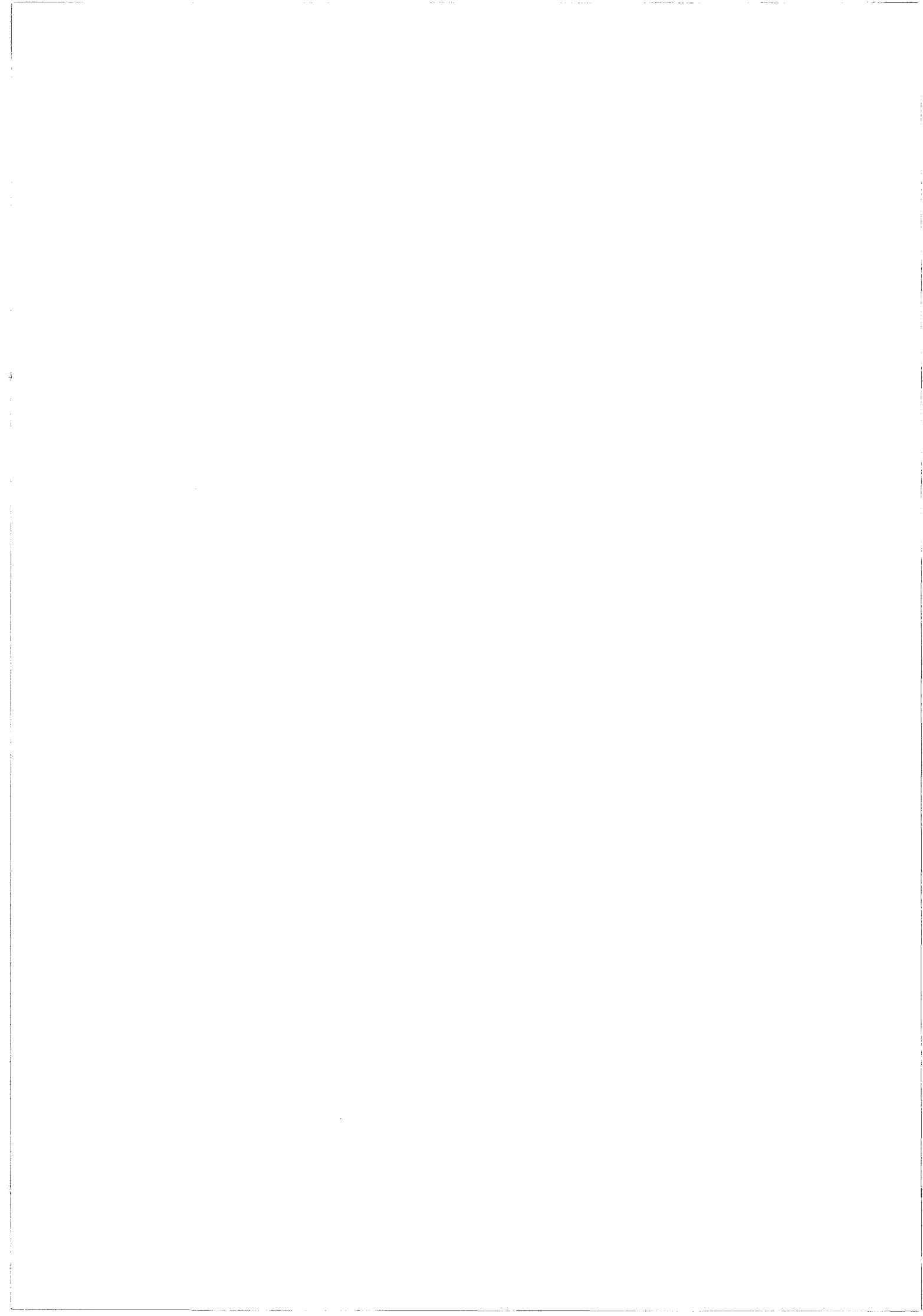
Dans la première partie de notre travail nous avons rappelé les nouveaux principes de base des systèmes de localisation des trains. Nous présentons en particulier le dispositif original de balises électroniques mis au point au laboratoire. Il s'agit d'un dispositif d'une grande sûreté de fonctionnement exploitable sur de grands réseaux ferroviaires tant le coût de la balise de voie est peu élevé.

La validation du principe sur un site commercial SNCF a fait ressortir une bonne insensibilité aux bruits (machines, balises déjà implantées, rails, ballast, ...) et confirme l'excellente précision de localisation des trains (30 cm sur 1 km).

Le matériel étant installé en extérieur et soumis aux intempéries, nous avons analysé dans le second chapitre de notre mémoire les conditions de propagation d'une onde électromagnétique à travers une lame d'eau. Nous montrons l'importance de l'épaisseur de cette lame et donnons les principales recommandations d'utilisation des ondes électromagnétiques haute fréquence en fonction du cahier des charges que l'exploitant se fixe.

Dans la troisième partie de notre thèse, nous développons un prototype de balise à polarisation croisée intégrant un mélangeur actif. Ce dispositif permet d'améliorer le découplage électromagnétique et de traverser des lames d'eau plus importantes.

Pour permettre de concilier performances et encombrement, nous avons optimiser une structure d'antenne réalisée dans une technologie fiable (antenne plaquée) où nous avons pu adjoindre une autre fonctionnalité importante qu'est la détermination du sens de marche des trains.

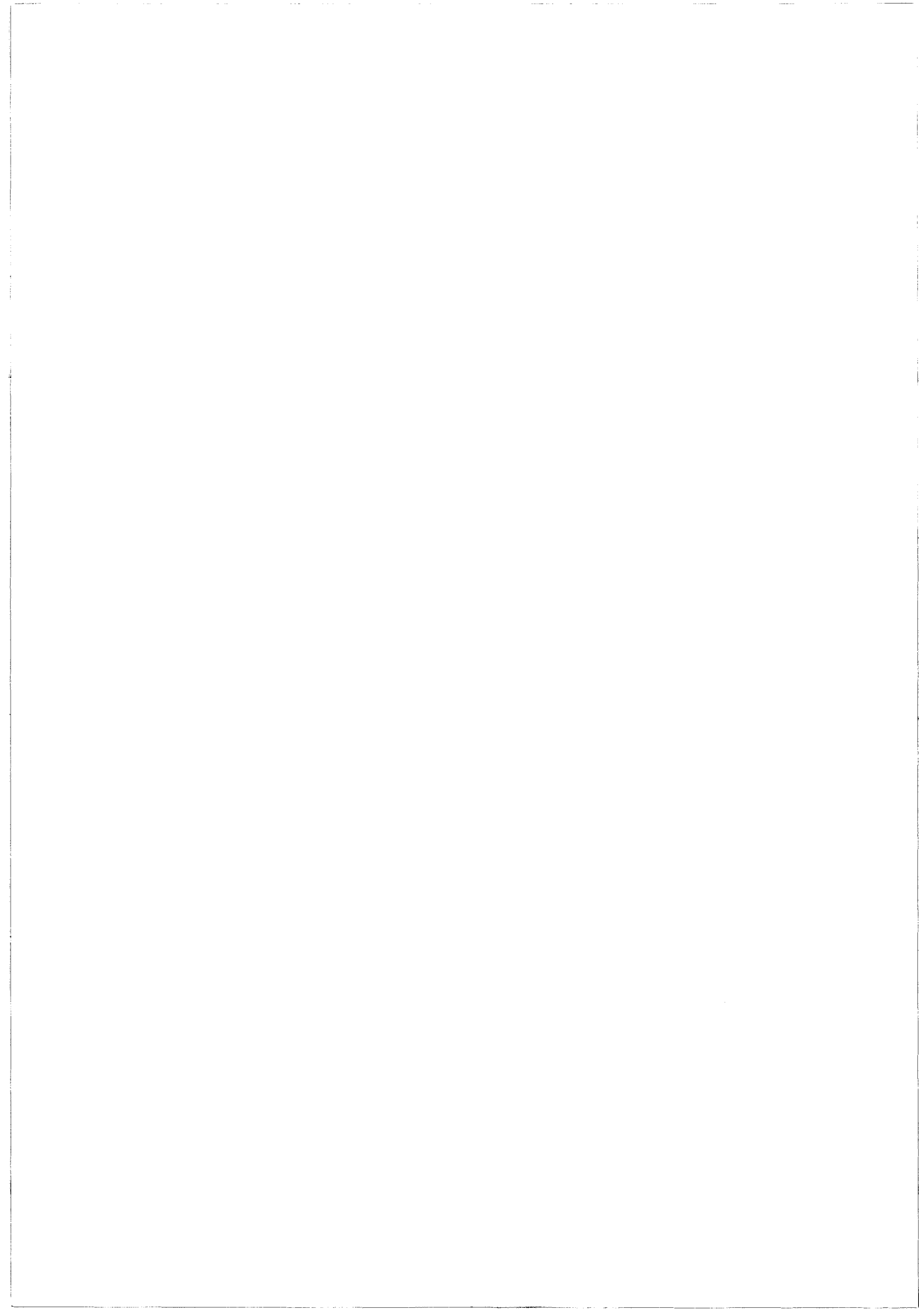


BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

Chapitre 1

- [1] **R. GABILLARD - Y. NGUYEN - C. SEMET**
"Dispositif de détection du passage d'au moins un mobile en un point déterminé de son déplacement". Brevet français 1989 n°8904773 - 4 avril 1989.
- [2] **R. GABILLARD - Y. NGUYEN - C. SEMET**
"Dispositif de signalisation". Brevet européen 1990 n°90400866.1
- [3] **R. GABILLARD - Y. NGUYEN - C. SEMET**
"Device For Detecting The Passage Of At Least One Mobile Body In At One Location Fixed By Its Travel". Brevet américain n°5 068 655 - 26 novembre 1991.
- [4] **Y. NGUYEN**
"Etude de réalisation d'un système de localisation de véhicules guidés par balises passives". Mémoire d'ingénieur CNAM - 2 juin 1989 - Lille
- [5] **Y. NGUYEN**
"Etude et réalisation de dispositifs de localisation ponctuelle de véhicules de transports guidés par balises électroniques passives"
Thèse de 3° cycle 1992 - Lille
- [6] **M. HAMZAOU, P. LECOCQ**
"Réalisation d'un localisateur de balises bifréquences (1 GHz, 128 kHz)"
Rapport de contrat USTLFA/SNCF/MATRA TRANSPORT - mai 90
- [7] **P. LECOCQ, A. WOESTELAND, C. SEMET**
"Vérification sur site commercial SNCF des performances des balises passives de localisation"
Rapport complémentaire sur la précision de localisation des balises Phase "maquette industrielle" USTL-SNCF du contrat n° 999-03-2009-R39
Octobre 1991
- [8] **R. LEHMAN**
Rapport interne Compagnie Générale d'Automatisme (brevet 1971)
- [9] **M. HAMZAOU**
"Systèmes de localisation : applications Métros et SNCF". Thèse de doctorat de l'université de Lille - septembre 1992



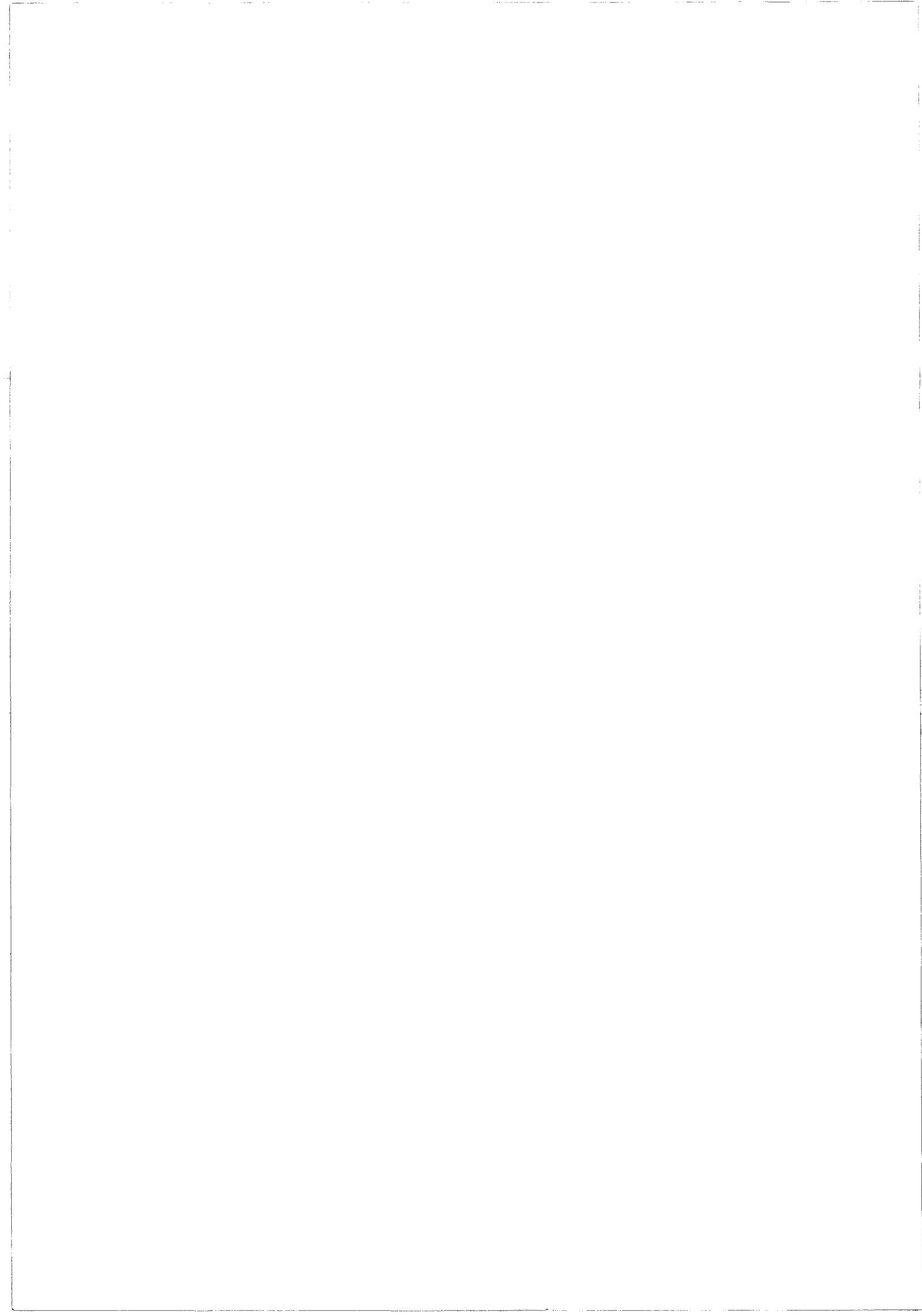
- [10] **R. GABILLARD - M. GHAZLI - C. SEMET**
 "Localisation ponctuelle de véhicules guidés par plans réflecteurs".
 Journée spécialisée : Applications des hyperfréquences dans les transports
 1992.
- [11] **R. F. LEAVER**
 "Truck to train communication"
 Systems technology n°20, février 1975
- [12] **J. POKE**
 "Système de contrôle de vitesse à balises K.V.B.". Revue technique GEC
 ALSTHOM N°1 1990
- [13] **D.J. REITZ**
 "Automatic vehicul identification technology and applications"
 I.E.E.E. transactions on vehicular technology 1985

CHAPITRE 2

- [14] **R. GABILLARD**
 Cours de DEA - UER de Lille I
- [15] **R. GABILLARD**
 "Vibrations et phénomènes de propagation"
 Dunod Université
- [16] **J. R. WAIT**
 "Electromagnétic Waves in Stratified Media" Pergamon Press 1962
- [17] **J. R. WAIT**
 "Electromagnétic Wave Theory" 1987
- [18] **M. BERTIN, J.P. FAROUX, J. RENAULT**
 "Electromagnétisme : milieux diélectriques et milieux aimantés"
 Dunod
- [19] **DR J. GAVAN**
 "Optimal radio Beam for Detection and Localisation of Buried cooperative
 objects"
- [20] **R. M. NARAYANAN, R.E. Mc INTOSH**
 "Millimeter Wave Backscatter Characteristics of multilayered Snow
 Surfaces". I.E.E.E. Transactions on Antennas and propagation. Volume 38,
 mai 1990



- [21] **Y. KUGA, F.T. ULABY, T.F. HADDOCK, R.D. DEROO**
"Millimeter wave radar scattering from snow : 1. radiative transfer model" Radio science, Volume 26, Mars avril 1991
- [22] **F. T. ULABY, T.F. HADDOCK, R.T. AUSTIN, Y. KUGA**
"Millimeter wave radar scattering from snow : 2. comparaison of theory with experimental observations" Radio science, Volume 26, Mars avril 1991
- [23] **F. T. ULABY AND .W.H. STILES**
"The active and passive response to snow parameters. 1. Wetness 2. Water equivalent of dry". Journal of geophysical research, volume 85, number C2, Février 1980
- [24] **M. T. HALLIKAINEN, FAWWAZ T. ULABY, M. ABDELRAZIK**
"Dielectric properties of snow in the 3 to 37 GHz range". I.E.E.E. Transactions on Antennas and propagation, Volume AP 34, Novembre 1986
- [25] **P. LECOCQ, C. SEMET**
"Rapport complémentaire sur le comportement des balises en zone orageuse, et en présence d'eau"
Rapport de contrat N°999-2009-R39 USTLFA/SNCF/MATRA TRANSPORT
Décembre 1990
- [26] **P. LECOCQ , C. SEMET**
"Localisation de véhicules guidés par balises passives : rapport complémentaire sur le comportement des balises en présence de neige".
Rapport de contrat USTL - MATRA TRANSPORT N°999-2009-R39
Avril 1991
- [27] **FEYNMAN, LEIGHTON, SANOS**
"Electromagnétisme 2"
Inter Editions
- [28] **J. Ph. PEREZ, R. CARLES, R. FLECKINGER**
"Electromagnétisme, vide et milieux matériels"
Masson
- [29] **L. BOITHIAS**
"Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre"
Dunod 1984
- [30] **P. LORRAIN - DALE R. CORSON**
"Champs et ondes électromagnétiques". Armand Colin 1984



- [31] **F. BARDIOL**
"Electromagnétisme" Dunod
- [32] **M. BERTIN , J.P. FAROUX, J. RENAULT**
"Electromagnétisme 3. : Magnétostatique, induction, équation de Maxwell et complément d'électronique". Dunod Université
- [33] **ALONSO - FINN**
"Physique générale 2 : champs et ondes" Inter Editions.
- [34] **LIVA V.** - Thèse du Docteur ingénieur - Grenoble 1976 "Emissivité et transmission de la neige en ondes centimétriques - Application à la détection radiométrique des victimes d'avalanche".
- [35] **P.M. HALLEY**
"Les propriétés électromagnétiques de l'eau aux fréquences inférieures à 1000 GHz, sous les diverses formes rencontrées à la surface de la terre"
AGARD CP 208

CHAPITRE 3

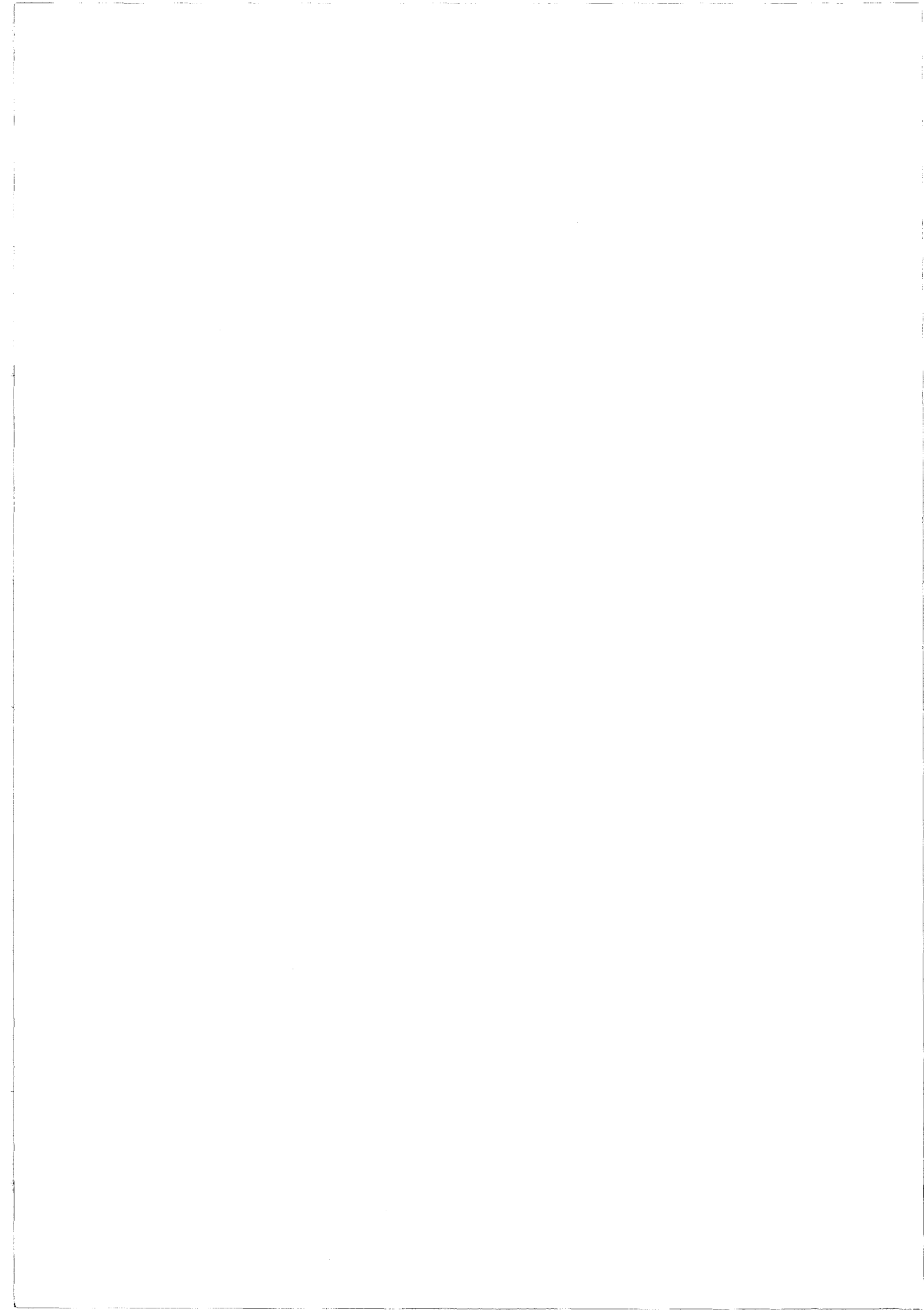
- [36] **I.J. BAHL, P. BHARTIA**
"Microstrip Antennas" Artech House 1980
- [37] **THOUREL L. et COMBES P.F.**
"Antennes - Guide de l'ingénieur E 3280"
- [38] **BADOUAL R.**
"Les micro-ondes" MASSON 1984.
- [39] **EDWARDS T.C.**
"Conception des circuits micro-ondes" Collection Technologies, Série électronique, Masson 1984.
- [40] **EYRAUD L. - GRANGE G. - OHANESSIAN H.**
"Théorie et technique des antennes" VUIBERT.
- [41] **K. ANTOSZKIEWICZ, LOTFOLLAH SHAFAI**
"Impédance characteristics of circular Microstrip Patches". I.E.E.E. Transactions on Antennas and propagation, Volume 38, juin 1990



[42] **J.T. ABERLE and D.M. POZAR**
"Analysis of infinite arrays of one and two probe fed circular Patches"
I.E.E.E. Transactions on antennas propagation, Volume 38,
avril 1990

[43] **A. K. BHATTACHARYYA**
"Effects of limite Ground plane on the radiation characteristics of a
circular Patch Antenna". I.E.E.E. Transactions on antennas and
propagation, Volume 38, février 1990





PPN 036113891

RESUME

Dans les transports guidés futurs (par exemple le système ASTREE de la SNCF) la localisation des trains se fera au moyen de balises transpondeuses passives placées le long de la voie. Ces balises indiquent au mobile sa position lorsqu'il passe au dessus.

La transmission de cette information s'effectue par un canal radioélectrique et le bilan de liaison est facilement prévisible lorsque les conditions climatiques sont bonnes.

Par contre lorsqu'elles sont défavorables, par exemple en présence d'eau ou de neige, il est indispensable de prévoir les fluctuations ou les dysfonctionnements que pourrait subir le système.

Dans la première partie de notre mémoire, nous nous sommes attachés à calculer et à vérifier expérimentalement le bilan de liaison dans une large bande de fréquence (100 MHz- 10 GHz) et dans divers cas de conditions climatiques défavorables.

Dans une seconde partie nous proposons un moyen d'améliorer les performances de ces dispositifs en cas de conditions climatiques défavorables.

MOTS CLES :

Balise, Hydrométéores, Localisation, Identification, Antenne plaquée.

